

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
Université 8 Mai 1945 Guelma



جامعة 8 ماي 1945 قالمة
UNIVERSITE 8 MAI 1945 GUELMA

Faculté des Sciences et de Technologie
Département d'Electronique et Télécommunications

THÈSE

EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME DE
DOCTORAT EN SCIENCES

Filière : Génie Electrique

Présentée par

GUEBGOUB Nassima

Intitulée

**Contribution à l'étude des techniques de
miniaturisation des antennes. Application aux réseaux
sans fil et Ultra Large Bande**

Soutenue le : 13/10/2022

Devant le Jury composé de :

Mr HAMDY Rachid	Professeur	Univ. 8 Mai 1945 Guelma	Président
Mr Salah REDADAA	Professeur	Univ. 8 Mai 1945 Guelma	Rapporteur
Mr MESSAI Abderraouf	Professeur	Univ. Constantine 1	Examineur
Mr BENATIA Djamel	Professeur	Univ. Batna 2	Examineur

Année Universitaire : 2021 - 2022

A MES PARENTS.
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 Salah REDADAA de l'université 8 Mai 1945 Guelma, pour leur disponibilité, le partage de leurs connaissances et leurs nombreuses recommandations qui m'ont beaucoup aidé pendant la réalisation de cette thèse.

Je tiens à exprimer ma profonde gratitude au Professeur Rachid HAMDI, de l'université 8 Mai 1945 Guelma, au Professeur Abderraouf MESSAI de l'université de Constantine 1 et au Professeur Djamel BENATLA de l'université de Batna 2, 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 à ma disposition sur lequel toute la partie expérimentale de cette thèse a été réalisée, 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 différents mesures avec gentillesse et bienveillance.

Je remercie très chaleureusement Dr Leïla GRAINI, pour tous les bons moments partagés ensemble dans le laboratoire de télécommunications de l'université de Guelma, leur conseil tout au long de la thèse.

Je voudrais remercier profondément Mr Omar MAHRI pour leur soutien constant et pour leur sacrifice pour m'avoir aidé à réaliser un objectif qui me tient depuis longtemps au cœur.

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

RESUME

L'objectif principal de cette thèse est la contribution à la conception et à la fabrication des nouvelles structures miniatures d'antennes planaires fonctionnant sur une large bande de fréquences (antenne ULB). Un volet de cette étude est consacré à la conception d'une antenne miniature basée sur les géométries fractales, Une nouvelle technique de conception inspirée du triangle de Sierpinski a été proposée. Un prototype de dimensions $19 \times 20 \times 1.5$ mm³ a été réalisé et testé. Les résultats mesurés et simulés ont montré que l'antenne couvre tout le spectre ULB (2.22 GHz à 10.7 GHz) avec un gain moyen de 3.46dBi et un pic de 4,77 dBi autour de 9,8 GHz. Une bonne efficacité de rayonnement a été obtenue de 72% à 85% avec un diagramme de rayonnement bidirectionnel dans les plans E et H.

Un deuxième volet de cette étude est l'utilisation des métamatériaux, pour atteindre leurs propriétés «non conventionnelles», et obtenir des applications innovantes dans la conception des antennes. Dans un premier temps on a proposé une nouvelle structure de dimensions très faibles par rapport à la longueur d'onde d'une cellule méta-surfaces à deux dimensions, possédante une permittivité négative et un comportement coupe-bande ou bande interdite Electromagnétique (BIE). Ensuite une antenne compacte de volume $22.4 \times 25.6 \times 1.52$ mm³ utilisant une structure périodique de métamatériaux basée sur la cellule précédente a été conçue, simulée et fabriquée. Les résultats de simulation et de mesure ont montré que l'antenne fonctionne dans une bande passante extrêmement large s'étend de [3.8 à 17.7] GHz (relativement 129%). Elle a offert un gain élevé de valeur moyenne 5.44 dB et un pic de 8.55dB à 15.48GHz. Une bonne efficacité de rayonnement a été obtenue entre 80% et 93% dans toute la bande de fonctionnement. Les caractéristiques des deux structures ont montré que ces deux antennes de faible encombrement et de performances élevées répondent de manière satisfaisante aux miniaturisations et s'intègrent facilement aux systèmes de télécommunications sans fil et ULB.

Mots clés: miniaturisation, antenne planaire, géométrie fractale, triangle de Sierpinski, métamatériaux, BIE, ULB

ABSTRACT

The main objective of this thesis is the contribution to the design and manufacture of new miniature structures of planar antennas operating on Ultra wideband frequency (UWB antenna). A part of this study is devoted to the design of a miniature antenna based on fractal geometries. A new design technique inspired by Sierpinski Gasket has been proposed. A prototype with total size is $19 \times 20 \times 1.5 \text{ mm}^3$ is implemented and tested. The measured and simulated results show that the antenna covers the entire UWB spectrum (2.22 GHz to 10.7 GHz) with a moderate gain of 3.46dBi and a peak of 4.77 dBi around 9.8 GHz. Good radiation efficiency was obtained from 72% to 85% with a bi-directional radiation patterns in the E and H planes.

A second aspect of this study is the use of Metamaterials, to achieve their "unconventional" properties, and to obtain innovative applications in the design of antennas. At first, we proposed a new meta-surface cell, smallest compared to the wavelength, possessing a negative permittivity and Electromagnetic Band Gap compartment (EBG). Then a compact antenna with size $22.4 \times 25.6 \times 1.52 \text{ mm}^3$ using a periodic structure of Metamaterials based on the previous cell was designed, simulated and fabricated. The simulation and measurement results show that the antenna covers an extremely frequency wide band extends from [3.8 to 17.7] GHz (relatively 129%). It offered a high gain with a moderate value of 5.44 dB and a peak of 8.55dB at 15.48GHz. Good radiation efficiency was obtained between 80% and 93% in the entire operating band.

The characteristics of the two structures have shown that these two antennas have a small size, with high performance which is benefit for their integration in a wireless and ULB telecommunications systems.

Keywords: miniaturization, planar antenna, fractal geometry, Sierpinski Gasket, Metamaterial, EBG, UWB.

ملخص

الهدف الرئيسي من هذه الأطروحة هو المساهمة في تصميم وتصنيع الهياكل المصغرة و الجديدة لهوائيات مستوية تعمل على النطاق الترددي الواسع جدا. تم تخصيص جزء من هذه الدراسة لتصميم هوائي مصغر يعتمد على الهندسة الكسورية. وقد تم اقتراح تقنية تصميم جديدة مستوحاة من مثلث سيربنسكي. تم تصنيع نموذج أولي بأبعاد $19 \times 20 \times 1.5$ مم³ واختباره. أظهرت النتائج المقاسة والمحاكاة أن الهوائي يغطي نطاق التردد الواسع بأكمله (2.22 جيجاهرتز إلى 10.7 جيجاهرتز) بكسب متوسط قدره 3.46 ديسيبل وذروة قصوى تعادل 4.77 ديسيبل عند 9.8 جيجاهرتز. تم الحصول على كفاءة إشعاع جيدة من 72 ٪ إلى 85 ٪. و بخصائص إشعاع ثنائية الاتجاه في المستوي الافقي و العمودي E و H.

الجزء الثاني من هذه الدراسة هو استخدام المواد الخارقة، للوصول إلى خصائصها "غير التقليدية" والحصول على تطبيقات مبتكرة في تصميم الهوائيات. في البداية ، اقترحنا بنية جديدة لخلية سطحية ثنائية الأبعاد ذات أبعاد منخفضة للغاية مقارنة بالطول الموجي وتمتلك سماحية سالبة و نطاق كهرومغناطيسي محظور (BIE). ثم تم تصميم ومحاكاة وتصنيع هوائي مصغر بحجم $22.4 \times 25.6 \times 1.52$ مم³ باستخدام بنية دورية من المواد الخارقة استنادًا إلى الخلية السابقة. تظهر نتائج المحاكاة والقياس أن الهوائي يعمل في نطاق تردد واسع للغاية يمتد من [3.8 إلى 17.7] جيجاهرتز (نسبيًا 129 ٪). للهوائي كسب مرتفع بمتوسط 5.44 ديسيبل وذروة تبلغ 8.55 ديسيبل عند 15.48 جيجا هرتز. يتم الحصول على كفاءة إشعاع جيدة وتتراوح بين 80 ٪ و 93 ٪ عبر نطاق التشغيل. أظهرت خصائص الهيكلين أن الهوائيين المقترحين ذو حجم صغير مع اداء عالي و يستجيبان بشكل مرضٍ للتصغيرات ويمكن دمجهما بسهولة في أنظمة الاتصالات السلكية واللاسلكية و أنظمة النطاق الترددي الواسع جدا (ULB).

الكلمات المفتاحية : التصغير ، الهوائي المستوي، الهندسة الكسورية ، مثلث سيربنسكي، المواد الخارقة، المجال الكهرومغناطيسي المحظور(BIE)، النطاق الترددي الواسع جدا (ULB).

TABLE DES MATIERES

Table des Matières	i
Liste des Figures	vi
Liste des Tableaux	x
Liste des Abréviations	xi
Introduction Générale	1

Chapitre I : Introduction à la Miniaturisation des Antennes Planaires

I.1. INTRODUCTION	6
I.2. ANTENNES PLANAIRES	7
I.3. ANTENNE MINIATURE.....	8
I.3.1. Généralités	8
I.3.2. Définition	9
I.3.3. Limites théoriques et paramètres caractéristiques des antennes miniatures	9
I.3.3.1. Efficacité de rayonnement et Gain.....	10
I.3.3.2. Facteur de qualité et Bande passante	11
I.4. TECHNIQUES DE MINIATURISATION DES ANTENNES PLANAIRES	12
I.4.1. Modification géométrique.....	13
I.4.1.1. Insertion des fentes	13
I.4.1.2. Ajout de courts-circuits ou de circuits ouverts	13
I.4.1.3. Insertion des méandres	14
I.4.1.4. Replissements et courbure.....	14
I.4.1.5. Courbes de remplissage par les géométries fractales.....	15
I.4.2. Emploi des matériaux pour réduire la longueur d'onde guidée	16
I.4.2.1. Matériaux diélectriques	16
I.4.2.2. Matériaux magnétiques	17
I.4.2.3. Matériaux magnéto-diélectrique	17
I.4.2.4. Métamatériaux (MMA)	18
I.4.3. Ajouts d'éléments localisés.....	19
I.4.3.1. Composants électroniques	19
I.4.3.2. Résonateurs couplés	20
I.5. CONCLUSION	21
Références bibliographiques du chapitre I	22

Chapitre II : Etat de l'Art des Antennes ULB

II.1. INTRODUCTION	24
II.2. HISTORIQUE ET DEFINITION DE LA TECHNOLOGIE ULB.....	24
II.2.1. Historique	24
II.2.2. Définition.....	25
II.3. REGLEMENTATION DE L'ULB	26
II.3.1. Réglementation aux Etats-Unis	26
II.3.2. Réglementation en Europe.....	27
II.3.3. Règlementation en Asie.....	28
II.4. CARACTERISTIQUES DE L'ULB	29
II.4.1. Faible susceptibilité à l'évanouissement dû à la propagation par trajets multiples	29
II.4.2. Une sensibilité moindre au brouillage.....	30
II.4.3. Communications protégées.....	30
II.4.4. Faible puissance	30
II.4.5. Simplicité relative des systèmes	30
II.4.6. Propriétés de pénétration	30
II.4.7. Capacité d'un canal de transmission	31
II.5. LES SYSTEMES ULTRA LARGE BANDE.....	31
II.5.1. Système ULB impulsionnel (IR-UWB)	31
II.5.2. Système ULB multi-bande (MC-UWB).....	32
II.6. LES APPLICATIONS DE L'ULTRA LARGE BANDE.....	32
II.6.1. Applications liées au radar	33
II.6.2. Applications médicales.....	34
II.6.3. Applications liées aux communications.....	35
II.6.4. Localisations et suivi.....	36
II.7. AVANTAGES ET INCONVENIENTS DE L'ULB	36
II.8. LES ANTENNES ULB	37
II.8.1. Les antennes indépendantes de la fréquence	37
II.8.1.1. Les antennes equi-angulaires	38
II.8.1.2. Les antennes log-périodiques	40
II.8.2. Les antennes directive	41
II.8.2.1. Les antennes à transition progressive	41
II.8.2.2. Les antennes cornet.....	42
II.8.3. Les antennes élémentaires	42
II.8.3.1. Les antennes biconique	43
II.8.3.2. Antenne discône	43
II.8.3.3. Antenne papillon (bow-tie)	44
II.8.3.4. Antenne monopôle plan	44

II.8.3.5. Monopôles imprimés à plan de masse réduit	46
II.9. CONCLUSION	47
Références bibliographiques du chapitre II.....	48

Chapitre III : Conception et Analyse d'une Nouvelle Structure d'Antenne Miniature Fractale ULB

III.1. INTRODUCTION.....	50
III.2. CONTEXTE GENERALE ET HISTORIQUE	50
III.3. DEFINITION DES FRACTALES.....	51
III.4. LA DIMENSION FRACTALE	52
III.5. LES DIFFERENTES FORMES FRACTALES	52
III.5.1. Les courbes fractales.....	52
III.5.1.1. La courbe de Koch	52
III.5.1.2. La poussière de Cantor	53
III.5.1.3. Les fractales de Hilbert.....	54
III.5.1.4. La fractale de Minkowski	54
III.5.1.5. L'arbre fractal « Tri fractal »	54
III.5.1.6. Les courbes de Peano	55
III.5.2. Les surfaces fractales	56
III.5.2.1. Les géométries de Sierpinski	56
III.5.2.1.1. Le triangle de Sierpinski « Sierpinski Gasket ».....	56
III.5.2.1.2. Triangle de Sierpinski mod-P - Les Fractales de Pascal	57
III.5.2.1.3. Le tapis de Sierpinski « Sierpinski Carpet »	58
III.5.2.1.4. Le pentagone et l'hexagone de Sierpinski.....	59
III.5.2.2. Le flocon de Koch	59
III.5.3. Les volumes fractals	60
III.5.3.1. Le tétraèdre de Sierpinski	60
III.5.3.2. L'éponge de Menger-Sierpinski	60
III.6. LES ANTENNES FRACTALES.....	61
III.6.1. L'application de la géométrie fractale dans le domaine des antennes	61
III.6.2. Les différentes formes des antennes fractales	62
III.6.3. Caractéristiques des antennes fractales	65
III.6.4. Avantages et inconvénients des antennes fractales	66
III.7. CONCEPTION D'UNE NOUVELLE ANTENNE FRACTALE ULB	67
III.7.1. Etapes de conception.....	67
III.7.1.1. Structure initiale et modèle mathématique	67
III.7.1.2. Procédure de conception de la géométrie fractale.....	68
III.7.1.3. Configuration de l'antenne proposée.....	69

III.8. RESULTATS DE SIMULATION ET DISCUSSIONS.....	70
III.8.1. Étude paramétrique	70
III.8.1.1. Effet des paramètres du plan de masse trapézoïdal	71
III.8.1.2. Effet de l'épaisseur des stubs d_2 et d_3	73
III.8.2. Impédance d'entrée	74
III.8.3. Distributions de courant de surface	74
III.8.4. Caractéristiques de rayonnements	75
III.8.5. Gain et Efficacité	76
III.9. REALISATION DU PROTOTYPE ET RESULTATS EXPERIMENTAUX	77
III.9.1. Mesure du coefficient de réflexion	77
III.9.2. Mesure du diagramme de rayonnement	78
III.10. COMPARAISON AVEC D'AUTRES ANTENNES FRACTALES	79
III.11. CONCLUSION	79
Références bibliographiques du chapitre III	81

Chapitre IV : Conception et Analyse d'une Antenne Métamatériaux ULB

IV.1. INTRODUCTION	84
IV.2. HISTORIQUE ET CONTEXTE	84
IV.2.1. Définition des métamatériaux	85
IV.2.2. Métamatériaux à indice de réfraction négatif - "Matériau main-gauche".....	85
IV.2.3. Classification des métamatériaux	87
IV.2.4. Différent stratégie de conception des métamatériaux (MMA)	88
IV.2.4.1. MMA à permittivité négative (Fils métalliques minces).....	88
IV.2.4.2. MMA à perméabilité négative (RAF ou SRR)	89
IV.2.4.3. MMA doublement négatifs (DNG).....	90
IV.2.5. Métamatériaux BIE (EBG) (Bandes Interdites Electromagnétiques).....	91
IV.2.6. Extraction des paramètres effectifs par la Méthode de (NRW)	92
IV.3. ETUDE ET ANALYSE D'UNE NOUVELLE CELLULE MMA	95
IV.3.1. Configuration de la cellule MMA	95
IV.3.2. Coefficients de réflexion et de transmission	97
IV.3.3. Paramètres effectifs	98
IV.3.3.1. L'impédance Z et l'indice de réfraction n du milieu.....	98
IV.3.3.1. Perméabilité et permittivité effectives.....	99
IV.4. CONCEPTION ET ANALYSE D'UNE ANTENNE MINIATURE ULB	100
IV.4.1. Configuration de l'antenne.....	100
IV.4.2. Performances de l'antenne de base.....	102

IV.4.2.1. Coefficient de réflexion.....	102
IV.4.2.2. Diagramme de rayonnement.....	102
IV.4.2.3. Gain et efficacité.....	103
IV.4.3. Performance de l'antenne Métamatériaux ULB.....	104
IV.4.3.1. Coefficient de réflexion et VSWR.....	104
IV.4.3.2. Impédance d'entrée.....	105
IV.4.3.3. Courant de surface.....	106
IV.4.3.4. Diagramme de rayonnement.....	106
IV.4.3.5. Gain et efficacité.....	107
IV.4.4. Réalisation et validation expérimentale de l'antenne MMA.....	108
IV.4.4.1. Mesure du coefficient de réflexion.....	108
IV.4.4.2. Mesure du diagramme de rayonnement.....	109
IV.4.5. Comparaison avec des conceptions d'antennes récentes.....	110
IV.5. CONCLUSION.....	113
Références bibliographiques du chapitre IV.....	114
CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES.....	118
LISTE DES TRAVAUX SCIENTIFIQUES.....	120
ANNEXE.....	121

LISTE DES FIGURES

CHAPITRE I

Figure I.1. Géométrie d'une antenne patch circulaire alimenté par une ligne microruban....	7
Figure I.2. Sphère de Wheeler englobant une antenne imprimée.....	9
Figure I.3. Allongement du trajet des courants par ajout de fentes.	13
Figure I.4. Antenne PIFA avec court-circuit plan ou languette	14
Figure I.5. Antenne méandre conventionnelle	14
Figure I.6. Antenne repliée : (a) bow-tie, (b) repliement vertical.....	15
Figure I.7. PIFA replie sur plusieurs niveaux.....	15
Figure I.8. (a) Courbe de Peano, (b) Courbe de Hilbert.....	16
Figure I.9. Modèle du circuit équivalent du SRR, (a) configuration d'un SRR double, (b) configuration d'un simple SRR	18
Figure I.10. Antenne avec des lignes commutables.....	20
Figure I.11. Antenne PIFA avec un élément couplé.....	20

CHAPITRE II

Figure II.1. Limites d'émission pour les systèmes ULB en intérieur et en extérieur	27
Figure II.2. Masque FCC pour l'ULB adapté en Europe	28
Figure II.3. Masque d'émission en Asie	29
Figure II.4. Système ULB impulsif et système à bande étroite.....	32
Figure II.5. Principe de la base des systèmes ULB multi-bande.....	32
Figure II.6. Application de l'ULB liées au radar	34
Figure II.7. (a) La détection de l'os, (b) Fœtale détecter	34
Figure II.8. Exemple de scénario applicatif multimédia pour les communications ULB haut débit.....	35
Figure II.9. Solutions RFID pour localisation d'objets	36
Figure II.10. Antenne spirale logarithmique imprimée.....	38
Figure II.11. Antenne spirale conique.....	39
Figure II.12. Antenne spirale d'Archimède à deux brins.....	40
Figure II.13. (a) Antenne logpériodique trapézoïdale, (b) Antenne logpériodique Circulaire, (c) Antenne dipôle logpériodique	41

Figure II.14. Différents profils d'antennes à transition progressive (TSA)	42
Figure II.15. Exemple de cornet ULB.....	42
Figure II.16. Antenne biconique.....	43
Figure II.17. Antenne discône.....	44
Figure II.18. Antenne papillon.....	44
Figure II.19. Exemple de réalisation pratique d'un monopôle circulaire.....	45
Figure II.20. Géométrie d'un monopole triangulaire	45
Figure II.21. Quelques géométries d'antennes Monopôles planaires ULB	47

CHAPITRE III

Figure III.1. Courbe de Koch	53
Figure III.2. Poussière de Cantor.....	53
Figure III.3. Fractales de Hilbert.....	54
Figure III.4. Fractales de Minkowski.....	54
Figure III.5. Arbre fractal.....	55
Figure III.6. Courbe de Peano	55
Figure III.7. Génération du triangle de Sierpinski.....	56
Figure III.8. Exemple sur le triangle d Pascal	57
Figure III.9. Triangle de Sierpinski Mod-2.....	58
Figure III.10. (a) Triangle de Sierpinski Mod-3 (b) Triangle de Sierpinski Mod-5.....	58
Figure III.11. Génération de la géométrie du tapis de Sierpinski.....	58
Figure III.12. Génération de la géométrie du pentagone de Sierpinski	59
Figure III.13. Génération de la géométrie de l'hexagone de Sierpinski	59
Figure III.14. Flocon de Koch	60
Figure III.15. Tétraèdre de Sierpinski	60
Figure III.16. Eponge de Menger-Sierpinski.....	61
Figure III.17. (a) Monopôle fractale de Sierpinski proposé par C. Puente [23], (b) Leur coefficient de réflexion S_{11}	62
Figure III.18. Antenne island Koch proposée par J. Romeu et al. [21]	63
Figure III.19. Antenne island Koch proposée par I. Kim et al. [22].....	63
Figure III.20. Antenne fractale de Sierpinski proposée par J. Anguera et al. [26].....	64
Figure III.21. Antenne fractale de Minkowski sous forme de boucle proposée par J. Gianvittorio [20]	64
Figure III.22. Dipôle arbre fractal de J. Gianvittorio [20]	65
Figure III.23. a) Monopole vertical, b) Hilbert 1, c) Hilbert 2, d) Hilbert 3,	65
e) Hilbert 4, f) Hilbert 5 [28]	68

Figure III.24. Construction récursive de la grille triangulaire équilatérale de nœuds	69
Figure III.25. Processus itératif : (a) Etape 0 Itération 2, (b) Etape1 Itération 2, (c) Etape 2 Itération 2, (d) Etape 3 Itération 2, (e) Itération 1	70
Figure III.26. Géométrie de l'antenne fractale proposée	71
Figure III.27. Coefficient de réflexion S11 pour différentes valeur de Lg	72
Figure III.28. Coefficient de réflexion S11 pour différentes valeur de Wg	72
Figure III.29. Coefficient de réflexion S11 pour différentes valeur de d1	73
Figure III.30. Coefficient de réflexion S11 pour différentes valeur de : (a) d2, (b) d3	73
Figure III.31. Impédance d'entrée de l'antenne fractale	74
Figure III.32. Courant surfacique de l'antenne fractale : (a) 2,68 GHz, (b) 6,25 GHz	75
Figure III.33. Diagramme de rayonnement en directivité de l'antenne fractale (a) Plan E ; (b) Plan H ; (c) 3D	75
Figure III.34. Gain en [dBi] et Efficacité de l'antenne fractale.....	76
Figure III.35. Photographie de l'antenne réalisée.....	77
Figure III.36. Coefficient de réflexion S11 de l'antenne fractale simulé et mesuré	77
Figure III.37. Gain mesuré de l'antenne pour les fréquences: 2.68 GHz, 6.25 et 8.35 GHz : (a) Co-Pol Plan E, (b) Cross-Pol Plan E, (c) Co-Pol Plan H, (d) Cross-Pol Plan H.....	78

CHAPITRE IV

Figure IV.1. Réfraction dans un milieu d'indice positif ($n_2 > 1$) et dans un autre d'indice négatif ($n_2 < 0$)	87
Figure IV.2. (a) Propagation main droite (b) Propagation main gauche.....	87
Figure IV.3. Propagation d'une onde plane à travers un milieu selon le signe de ces paramètres constitutifs (permittivité et perméabilité)	88
Figure IV.4. Structure du réseau de tiges métalliques minces	89
Figure IV.5. (a) Cellule unitaire d'un SRR (b) Configuration périodique de SRR	90
Figure IV.6. Structure d'un MMA à indice de réfraction négatif.....	90
Figure IV.7. (a) Antenne métamatériau ULB et (b) Cellule unitaire proposées par G. K. Pandey [16].....	91
Figure IV.8. (a) S11 et (b) Gain de l'antenne proposée par [16].....	92
Figure IV.9. Structure périodique considérée comme un milieu homogène.....	92
Figure IV.10. Procédure d'extraction des paramètres effectifs	93
Figure IV.11. Vue planaire de la cellule élémentaire : (a) face supérieure, (b) face inférieure	96
Figure IV.12. Vue en perspective de la cellule élémentaire.....	97
Figure IV.13. Paramètres S de la cellule MMA	97

Figure IV.14. Partie réelle et imaginaire de l'impédance effective	98
Figure IV.15. Partie réelle et imaginaire de l'indice de réfraction effectif	99
Figure IV.16. Partie réelle et imaginaire de la perméabilité effective	99
Figure IV.17. Partie réelle et Imaginaire de la permittivité effective	100
Figure IV.18. Antenne de base : (a) Patch rayonnant (b) Plan de masse	101
Figure IV.19. Antenne MMA : (a) Patch rayonnant (b) Plan de masse.....	101
Figure IV.20. Coefficient de réflexion de l'antenne de base.....	102
Figure IV.21. Diagramme de rayonnement en gain en 3 D	103
Figure IV.22. Gain et Efficacité de rayonnement de l'antenne de base.....	103
Figure IV.23. Coefficient de réflexion S_{11} de l'antenne MMA et l'antenne de base.....	104
Figure IV.24. VSWR de l'antenne MMA	105
Figure IV.25. L'impédance d'entrée de l'antenne MMA	105
Figure IV.26. Distributions de courant de surface de l'antenne MMA	106
Figure IV.27. Diagramme de rayonnement en directivité de l'antenne MMA Plan E ; (b) Plan H ; (c) 3D.....	107
Figure IV.28. Gain (IEEE) et l'efficacité de rayonnement de l'antenne MMA	108
Figure IV.29. Photographie de Prototype de l'antenne MMA	109
Figure IV.30. Coefficient de réflexion S_{11} de l'antenne MMA simulé et mesuré	109
Figure IV.31. Gain mesuré de l'antenne MMA pour les fréquences: 6.7, 11.6 et 17.2 GHz : (a) Co-Pol Plan E, (b) Cross-Pol Plan E, (c) Co-Pol Plan H, (d) Cross-Pol Plan H.....	110
Figure IV.32. Quelques géométries d'antennes ULB proposées :(a) [36], (b) [35] et (c) [34]	111

LISTE DES TABLEAUX

CHAPITRE II

Tableau II.1. Les avantages et les inconvénients de L'ULB.....	37
--	----

CHAPITRE III

Tableau III.1. Paramètres géométriques optimisés de l'antenne proposée.....	70
Tableau III.2. Comparaison des performances de l'antenne fractale avec ceux de la littérature	79

CHAPITRE IV

Tableau IV.1. Paramètres de la cellule MMA proposée	96
Tableau IV.2. Paramètres de l'antenne optimisée	101
Tableau IV.3. Comparaison des performances de l'antenne proposée avec ceux de la littérature	112

LISTE DES ABREVIATIONS

AEP : Antenne Electriquement Petite
BIE : Bande Interdite Electromagnétique
BLTSA : Broken Linearly Tapered Slot Antenna
BPSK : Binary Phase-Shift Keying
CEMT : Centre Énergie Matériaux et Télécommunications
CEPT : European Conference of Postal and Télécommunications
CPW : Coplanar Port Waveguide
CSRR: Complementary Split Ring Resonator
CST : Computer Simulation Technology
CWSA : Constant Width Slot Antenna
DCS : Digital Cellular System
DNG : Doublement Négatifs
DSP : Densité Spectrale de Puissance
DVB-H : Digital Video Broadcasting - Handheld
EBG : Electromagnetic Band Gap
ECC : Electronic Communications Committee
EIRP : Equivalent Isotropically Radiated Power
EMT : Effective Medium Theory
ESA : Electrically Small Antenna
ETSI : European Technical Standard Institute
FCC : Federal Communications Commission
FM : Frequency Modulation
GPR : Ground Penetrating radar
GPS : Global Positioning System
GSM : Global System for Mobile
HT : Homogenization Theory
IEEE : Standard de normalisation : Institute of Electrical and Electronics Engineers
IFS : Iterated Function System
INRS : Institut National de la Recherche Scientifique

LAN : Local Area Network
LTSA : Linearly Tapered Slot Antenna
MBOA : Multi-Bande OFDM Alliance
MMA : Métamatériau
MSG : Modified Sierpinski Gasket
NRW : Nicolson-Ross-Weir
OFDM : Orthogonal Frequency Division Multiplexing
OOK : On Off Keying
PAM : Pulse Amplitude Modulation
PAN : Personal Area Network
PIFA : Planar Inverted-F Antenna
PIRE : Puissance Isotrope Rayonnée Equivalente
PPM : Pulse Position Modulation
RAF : Résonateur en Anneau Fendu
RFID : Radio Frequency IDentification
SMA : Sub-Miniature version A
SRR : Split Ring Resonator
TSA : Tapered Slot Antenna
ULB : Ultra Large Bande
UMTS : Universal Mobile Telecommunication System
UWB : Ultra Wideband
VNA : Vector Network Analyzer
Wi-Fi : Wireless Fidelity
WiMax : Worldwide Interoperability for Microwave Access
WLAN : Wireless Local Area Network

INTRODUCTION

GENERALE

Introduction générale

Le développement rapides des systèmes des télécommunications a permis la création et l'innovation des plusieurs technologies. D'une part il y a une tendance vers la miniaturisation des composants liés aux dispositifs mobiles tenus dans la main, d'autre part il y a une demande croissante concernant le transfert des données rapides, qui exige alternativement des composants à large bande et à multi bandes. Ces deux contraintes contradictoires doivent être soulevées avec des solutions peu couteuses, et fournissant un rendement élevé. Le challenge actuel consiste à offrir aux utilisateurs un multiple d'application et fonctionnalités dans un même terminal. Pour faire face à ce besoin de nouveaux concepts d'antennes miniatures multifréquences font l'objet de nombreuses recherches. Cependant, son essor est freiné par un spectre de fréquences de plus en plus surchargé. L'utilisation de la technologie Ultra Large Bande (ULB) se trouve être parmi les meilleurs solutions. Elle permet en effet d'atteindre des débits de plusieurs centaines de mégabits par seconde, tout en conservant une complexité et des coûts limités.

Les activités de recherches et de développement de cette technologie ont fortement bénéficiés de la décision prise en 2002 par l'organisme américain de régulation des systèmes de communications (la FCC : Federal Communication Commission), qui a autorisé l'utilisation de la bande de fréquence de 3.1 à 10.6GHz [1]. Possédant des avantages concurrentiel avérés par rapport aux technologies bande étroite, la technologie ULB a les moyens et les atouts pour révolutionner l'univers des communications sans fils à courte portée pour de nombreux domaines d'applications notamment la télédétection, l'imagerie médicale et certains dispositifs électroniques embarqués.

Dans un contexte de généralisation des systèmes sans fil, le besoin de miniaturiser les antennes pour permettre leur intégration sur de petits objets aux plusieurs bandes de fréquences est croissant. A ces fréquences, l'antenne est le composant le plus volumineux et sa miniaturisation constitue un des défis actuels les plus importants des concepteurs d'objets communicants. La diminution de la taille des antennes s'accompagne généralement d'une dégradation de son efficacité et de sa bande passante. Par conséquent, les structures miniatures généralement conçues résultent d'un compromis entre bande passante, efficacité

et taille électrique. Afin de répondre à ces besoins, Plusieurs techniques de miniaturisations des antennes planaires ont été proposées. L'utilisation de la géométrie fractale et les métamatériaux (MMA) semblent deux solutions très prometteuses [2-4].

Outre la miniaturisation, la géométrie fractale permet l'élargissement de la bande passante par la création de résonances multiples.

Depuis l'apparition pratique des méta-matériaux en 2001 par l'équipe de D. R. Smith [5] jusqu'à nos jours, les chercheurs n'ont cessés de proposer des structures d'antennes couplées avec des motifs métamatériaux à base de cellules SRR ou CSRR de différentes formes, et ceci dans le but d'améliorer leurs performances en termes de taille, gain, efficacité et bande passante [6-7].

Dans cette perspective, l'objectif principal de cette thèse est la contribution à la conception et à la fabrication des nouvelles structures miniatures d'antennes planaires performantes destinées aux applications Ultra Large Bande (ULB). Un volet de cette étude est consacré à la conception d'une nouvelle structure d'antenne fractale de faible encombrement et de performances élevées qui s'intègrent facilement aux systèmes de télécommunications sans fil et ULB. Le deuxième volet de cette thèse est l'utilisation des structures périodiques de MMA, pour atteindre leurs propriétés «non conventionnelles», et obtenir des applications innovantes dans la conception des antennes.

Ce manuscrit se divise en quatre chapitres. Le premier chapitre (**INTRODUCTION A LA MINIATURISATION DES ANTENNES PLANAIRES**) est consacré à l'étude des antennes miniatures. Dans un premier temps, nous rappelons certaines généralités sur l'antenne imprimée suivie d'une définition de l'antenne miniature. Nous présentons les caractéristiques principales de ces antennes à travers l'introduction de leurs limites fondamentales afin d'évaluer l'impact sur les paramètres de l'antenne en termes d'efficacité, gain, facteur de qualité et bande passante. Par la suite, nous exposons une liste non exhaustive des différentes techniques majeures pour miniaturiser les antennes planaires, qui se prêtent bien à une miniaturisation et une intégration dans un système communication sans fils.

Dans le second chapitre (**ETAT DE L'ART DES ANTENNES ULB**), nous présentons un état de l'art sur la technologie ultra large bande (ULB) en passant par un bref historique sur sa naissance, les différentes réglementations dans le monde, ses caractéristiques, ses applications, ses avantages et ses inconvénients. Nous donnons ensuite un état de l'art sur

les diverses antennes ULB existantes. Trois types d'antennes de bases seront ainsi détaillés: antennes indépendantes de la fréquence, antennes directives et antennes élémentaires.

Le troisième chapitre de ce manuscrit intitulé : **CONCEPTION ET ANALYSE D'UNE NOUVELLE STRUCTURE D'ANTENNE MINIATURE FRACTALE ULB**, expose deux parties. Dans la première, nous donnons une présentation panoramique des géométries fractales, sa naissance, sa définition, les différentes formes les plus populaires pour montrer les contributions de plusieurs mathématiciens ayant permis l'aboutissement de la géométrie fractale. Nous donnons ensuite un bref aperçu sur les antennes fractales, en révélant leurs caractéristiques, avantages et inconvénients.

La deuxième partie est consacrée à la conception d'une nouvelle architecture d'antenne fractale très compacte destinée aux applications ultra large bande (ULB), En premier lieu nous développons un nouveau modèle mathématique et un nouveau processus itératif pour générer la géométrie fractale proposée. L'antenne fractale a été optimisée à la deuxième itération. L'analyse de cette antenne se fait en passant par une étude paramétrique. Un prototype a été fabriqué et les résultats de mesures (coefficient de réflexion et diagramme de rayonnement) sont présentés pour valider les résultats simulés. Pour conclure ce chapitre une étude comparative avec d'autres configurations d'antenne utilisant le même concept a été faite pour démontrer l'intérêt de notre approche de conception. L'intégration de cette nouvelle architecture fractale permet de répondre de manière satisfaisante au critère de miniaturisation et au comportement ultra large bande.

Dans le dernier et quatrième chapitre intitulé **CONCEPTION ET ANALYSE D'UNE ANTENNE METAMATERIAUX ULB**, nous donnons un contexte général sur les métamatériaux (MAM), leurs classifications, leurs caractéristiques et les différentes stratégies de conception. Une méthode de récupération est décrite qui est par la suite utilisée pour extraire les différents paramètres effectifs. Ainsi, nous présentons l'analyse d'une nouvelle cellule faite à l'aide du logiciel CST Microwave Studio et nous commentons leur réponse en transmission et en réflexion. Ces deux réponses sont ensuite utilisées pour le calcul des paramètres effectifs. Ensuite, nous combinons la structure périodique de la cellule proposée et un monopole de base pour concevoir la deuxième structure d'antenne MAM miniature ULB. Un prototype a été fabriqué et les résultats de mesures (coefficient de réflexion et diagramme de rayonnement) sont présentés pour valider les résultats simulés. Pour conclure ce chapitre nous comparons les performances de l'antenne MAM avec celles publiées

récemment dans la littérature. Cette étude comparative met en évidence l'intérêt de cette approche de conception qui permet non seulement de réduire la taille de l'antenne, mais également de maintenir et d'améliorer ses performances en termes d'adaptation, de bande passante, de gain et d'efficacité de rayonnement.

Nous terminons notre manuscrit par une conclusion générale présentant un bilan qui résume les caractéristiques et les performances des deux antennes proposées, leurs points fort et faible, et des perspectives sur les futurs travaux.

Pour faciliter la partie de simulation réalisée par le logiciel CST Microwave Studio, nous reportons dans l'annexe les différentes étapes à suivre pour extraire les paramètres effectifs d'une cellule de MAM.

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.
- [2] Gaikwad, Sushant S.; Singh, Meenakshi; Ajey, Ayachi; Karthikayen, S. S., "Size miniaturized fractal antenna for 2.5GHz application", IEEE Students' Conference on Electrical, Electronics and Computer Science (SCEECS) - Bhopal, India, 2012.
- [3] 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.
- [4] Sameer K. Sharma, Mahmoud A. Abdalla, Zhirun Hu, "Miniaturization of an Electrically Small Metamaterial Inspired Antenna Using Additional Conducting Layer," IET Microwaves, Antennas and Propagation, 12(8), 1444-1449, 2018.
- [5] R. A. Shelby, D. R. Smith, and S. Schultz, "Experimental verification of a negative index of refraction," Science, Vol. 292, No. 5514, pp. 77-79, Apr. 2001.
- [6] Ali, Tanweer; Mohammad Saadh, A.W.; Biradar, R.C; Anguera, Jaume; Andújar, Aurora, "A Miniaturized Metamaterial Slot Antenna for Wireless Applications", AEU - International Journal of Electronics and Communications, Volume 82, December 2017, Pages 368-382.
- [7] S. N. BUROKUR, "Mise en œuvre de métamatériaux en vue d'application aux circuits microondes et aux antennes". Thèse de Doctorat, Ecole Supérieure d'Electronique de l'Ouest (Angers), Novembre 2005.

CHAPITRE I

INTRODUCTION A LA MINIATURISATION DES ANTENNES PLANAIRE

I.1. INTRODUCTION

Au cours de ces dernières années, les appareils des terminaux mobiles et l'utilisation des réseaux de communication sans fil auront certainement un impact encore plus transformateur sur la vie quotidienne. La clé de la révolution sans fil est la mise en œuvre de la multifonctionnalité et de la transmission / réception large bande à haut débit. De plus, le besoin de petites antennes hautes performances est devenu un moteur clé dans la commercialisation et la réalisation d'appareils de nouvelle génération. En effet, l'essor des nouvelles technologies permet d'offrir de plus en plus de fonctionnalités à des terminaux mobiles de plus en plus compacts à travers le développement de concepts d'antennes performantes, légères, petites, à faible profil et coût. De plus, l'augmentation du nombre de standards de ces systèmes mobiles (GSM, DCS, UMTS, DVB-H, 5G et sans fil (Bluetooth, WIFI) a conduit à la recherche et à la réalisation d'antennes multifréquences et parfois large bande pour des applications sans fil. La course à l'intégration s'est traduite par l'apparition d'antennes miniatures. L'antenne imprimée sur substrat diélectrique en est un exemple. La diminution de sa taille et l'amélioration de ses performances, en termes d'efficacité, gain et bande passante, deviennent alors des enjeux primordiaux.

En raison de leur faible volume et leur facilité d'intégration dans les composants électroniques, l'exploration des potentialités des antennes planaires a été un sujet important dans de nombreux travaux de recherche.

Ce chapitre est consacré à l'étude des antennes miniatures. Dans un premier temps, nous rappelons certaines généralités sur l'antenne imprimée suivie d'une définition de l'antenne miniature. Nous présentons les caractéristiques principales de ces antennes à travers l'introduction de leurs limites fondamentales afin d'évaluer l'impact sur les paramètres de l'antenne en termes d'efficacité, gain, facteur de qualité et bande passante. Par la suite, nous exposons une liste non exhaustive des différentes techniques majeures pour miniaturiser les antennes planaires, qui se prêtent bien à une miniaturisation et une intégration dans un système communication sans fils.

Cette étude permet de donner les principales règles de fonctionnement des antennes étudiées et de comprendre les enjeux de cette thèse.

I.2. ANTENNES PLANAIRES

L'antenne micro ruban ou antenne imprimée est considéré comme planaire car la dimension verticale est négligeable par rapport aux autres dimensions de la structure qui se dessine essentiellement en 2 dimensions. Dans sa version la plus simple, représentée figure I.1, elle est constituée d'une pastille métallique de forme variable et de dimensions ajustées (élément rayonnant ou patch) gravée au-dessus d'une surface de substrat diélectrique dont la face inférieure est entièrement métallisée (plan de masse). Ce dispositif peut être alimenté par contact direct (ligne micro-ruban, sonde coaxiale) ou par couplage (couplage de proximité, ouverture). Les dimensions de l'élément rayonnant et les caractéristiques du substrat sur lequel il est déposé fixent, entre autres, la fréquence de résonance. Le plan de masse métallique est suffisamment grand par rapport à l'élément rayonnant de façon à limiter les effets d'ondes de surface qui rayonnent sur les extrémités de la plaque.

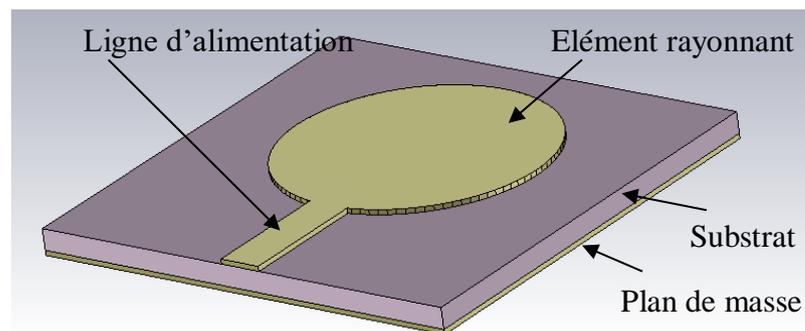


Figure I.1. Géométrie d'une antenne patch circulaire alimentée par une ligne micro-ruban

Ce type d'antenne présente en effet de nombreux avantages comparés aux antennes micro-ondes classiques. Ces antennes présentent notamment un encombrement réduit et un faible coût de fabrication. Cependant les antennes patches présentent quelques désavantages puisqu'elles offrent généralement une bande étroite ainsi qu'un faible gain.

Une antenne patch circulaire de rayon a peut être considérée comme une cavité résonnante ouverte constituée de deux murs horizontaux électriques et un mur cylindrique latéral magnétiques. Une condition de résonance qui permet de transférer une puissance maximale à l'antenne consiste à choisir la plus grande dimension égale à la demi-longueur d'onde guidée λ_g dans le diélectrique. Ce fonctionnement correspond à l'excitation du mode

fondamental TM_{11} qui correspond à la plus faible fréquence excitée. L'expression de cette fréquence est donnée par [1]:

$$(f_r)_{11} = \frac{1.8412}{2\pi a\sqrt{\mu\varepsilon}} = \frac{1.8412v_0}{2\pi a\sqrt{\varepsilon_r}} \quad (I.1)$$

Avec a rayon du patch circulaire, μ , ε , ε_r sont respectivement la perméabilité la permittivité et la permittivité relative du substrat diélectrique, v_0 la vitesse de la lumière dans le vide.

En particulier, dans le cas des antennes patch, la longueur d'onde guidée devient inférieure à la longueur d'onde dans le vide, répondant à la relation :

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\varepsilon_{eff}}} \quad (I.2)$$

où λ_0 est la longueur d'onde dans le vide et ε_{eff} la permittivité effective du milieu.

Nous partons donc du postulat que c'est à partir du mode fondamental d'une structure de base que seront conçues des antennes compactes. L'enjeu est non seulement de réduire l'encombrement de ces antennes mais aussi de conserver, voir mêmes d'améliorer leurs performances radioélectriques (efficacité de rayonnement, bande passante...).

Dans ce qui suit, nous allons présenter les approches possibles pour rendre ces antennes compactes et performantes, alors qu'elles ont des dimensions proportionnelles à la longueur d'onde.

I.3. ANTENNE MINIATURE

I.3.1. Généralités

Pour permettre à une antenne de transformer efficacement une onde guidée en une onde rayonnée, la taille de l'antenne doit être de l'ordre d'une demi-longueur d'onde guidée ou plus. La miniaturisation d'antennes résulte d'une action de réduction de l'encombrement de l'antenne afin de satisfaire des critères surfaciques ou volumiques de plus en plus critiques.

La contrainte de taille est un paramètre important dans la conception des antennes, et la miniaturisation des dispositifs a également été une exigence constante pour la plupart des technologies modernes. Les antennes sont généralement la plus grande partie des communications sans fil (car elles sont de l'ordre de la longueur d'onde), en particulier à des fréquences plus basses et leur miniaturisation garantit une réduction de la taille du système.

Concevoir une antenne électriquement petite est un véritable challenge. Lorsque l'antenne est physiquement petite et fonctionne sur des fréquences relativement basses, la longueur d'onde devient plus importante que la taille physique de l'antenne. Pour qu'une antenne puisse être utilisée par des terminaux compacts, elle doit répondre à certaines exigences. Toutefois, selon l'application visée, elles sont plus au moins exigées. D'autres contraintes spécifiques peuvent s'ajouter ou les remplacer.

I.3.2. Définition

Selon Wheeler [2], une antenne électriquement petite (AEP ou ESA: Electrically Small Antenna) est définie comme étant un dispositif dont la dimension la plus grande a est inférieure à $\lambda_0/2\pi$ (λ_0 la longueur d'onde dans le vide).

Cette relation est souvent exprimée telle que $k \cdot a \leq 1$ (k est le nombre d'onde dans le milieu de propagation) avec $k = 2\pi/\lambda_0$ et a le rayon de la plus petite sphère contenant toute les parties actives de l'antenne, comme le montre la figure I.2.

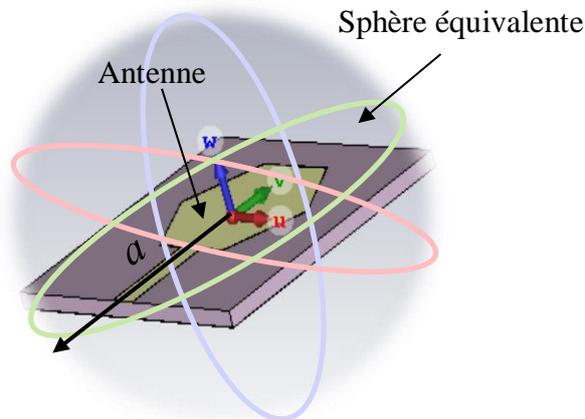


Figure I.2. Sphère de Wheeler englobant une antenne imprimée

La miniaturisation d'une antenne passe donc par une diminution de ses performances (bande passante, gain, efficacité) [2, 3]. La miniaturisation d'une antenne s'apparente donc à un compromis entre ses dimensions et ses performances.

I.3.3. Limites théoriques et paramètres caractéristiques des antennes miniatures

Les antennes électriquement petites présentent des caractéristiques spécifiques qui diffèrent des antennes de taille comparable à la longueur d'onde. L'impédance d'entrée d'une petite antenne dipôle électrique par exemple est hautement capacitive, tandis que sa

composante résistive est très petite. La difficulté de l'adaptation parfaite (à 50 ohms) est principalement due à cette caractéristique d'impédance. Ainsi que, le diagramme de rayonnement d'une petite antenne, à mesure que sa taille devient plus petite, tend à se rapprocher de celui du dipôle vertical élémentaire classique qui est omnidirectionnel dans le plan horizontal, avec un diagramme en huit dans le plan vertical [4].

Dans la recherche d'antennes hyper-compactes, les structures rayonnantes électriquement petites (AEP) ont été développées selon des techniques de conception spécifiques. La caractéristique principale de ces antennes vient de leurs dimensions bien inférieures à la longueur d'onde de travail.

En addition de la caractéristique essentielle : les dimensions ne dépassent pas $\lambda/2\pi$, nous essaierons de détailler les autres caractéristiques primordiales dans les sous-sections suivantes.

I.3.3.1. Efficacité de rayonnement et Gain

En général, l'efficacité de rayonnement (ou rendement) de l'antenne est le rapport de la puissance rayonnée P_r à la puissance fournie à l'entrée de l'antenne P_{in} . Cette dernière inclut à la fois la puissance rayonnée mais également aux pertes dans le réseau d'alimentation et dans les éléments rayonnants. L'efficacité de rayonnement η_r est donnée par :

$$\eta_r = \frac{P_r}{P_{in}} = \frac{R_r}{R_r + R_{pertes}} \quad (I.3)$$

où R_r et R_{pertes} correspondent respectivement à la résistance de rayonnement et à la résistance de pertes. Cette dernière incluant les pertes dans le conducteur métallique et les pertes dans le diélectrique. Plus faible est la résistance de pertes, meilleure est l'efficacité.

En pratique, on s'aperçoit que lorsque la taille électrique $k.a$ de l'antenne diminue, R_r diminue et R_{pertes} devient le terme dominant dans l'équation (I.3). La dégradation de l'efficacité pour $k.a \ll 1$ est due principalement aux pertes par conduction et aux pertes diélectrique/magnétique.

Le gain réalisé G d'une antenne est lié à son efficacité et à sa directivité et prend en compte les pertes par désadaptation de l'antenne modélisés par le facteur M . Il est donné par la formule suivante [3]:

$$G = \eta_r \cdot D \cdot M \quad (I.4)$$

Le facteur de désadaptation M est exprimé à partir du coefficient de réflexion de l'antenne Γ ou à partir du S rapport d'onde stationnaire (VSWR) [4]. Il est donné par :

$$M = 1 - |\Gamma|^2 \quad (\text{I.5})$$

$$M = 4S(1 + S)^2 \quad (\text{I.6})$$

En général M est égal à 1. Quand les dimensions de l'antenne sont réduites, il peut prendre des valeurs très inférieures à l'unité, ce qui provoque une diminution de gain. Cette dégradation est due à une mauvaise adaptation lors de conception des antennes miniatures. Pour cela, des techniques de conception spécifiques sont nécessaires pour éviter la dégradation des performances de l'antenne de faible profile.

I.3.3.2. Facteur de qualité et Bande passante

L'antenne peut être considérée comme un circuit résonant dont l'énergie totale (magnétique ou électrique) transmise à l'antenne est soit rayonné, soit stockée. L'énergie rayonnée peut être modélisée par des éléments résistifs. L'énergie stockée est modélisée soit par une capacité si elle stocke principalement de l'énergie électrique, soit par une inductance si elle emmagasine majoritairement de l'énergie magnétique. La définition du facteur de qualité d'une antenne s'approche de celui d'un circuit résonant. Comme une antenne peut être assimilée à un circuit résonant, son facteur de qualité s'exprime également en fonction de la bande passante de l'antenne. Il est inversement proportionnel à la bande passante [4] et est donné par :

$$Q = \frac{f_r}{BW} \quad (\text{I.7})$$

où f_r la fréquence de résonance, BW la largeur de la bande.

Ainsi, le facteur de qualité Q est défini comme étant le rapport entre l'énergie maximale stockée dans l'antenne et la puissance totale rayonnée, peut s'écrire sous la forme suivante [4] :

$$Q = \omega \frac{W}{P_r} \quad (\text{I.8})$$

avec $W = W_e + W_m$ est l'énergie électrique et magnétique moyenne emmagasiné dans la zone du champ proche autour de l'antenne. P_r la puissance rayonnée et ω la pulsation.

Dans le cas particulier d'une antenne résonante sur mode fondamentale, cette expression fut ensuite réécrite par Wheeler [5] comme :

$$Q = 2\omega_0 \frac{\max(W_e, W_m)}{P_r} \quad (\text{I.9})$$

Avec ω_0 la pulsation à la résonance.

Cette expression est utilisée par Chu et Wheeler [5, 6]. Elle reste très généralement utilisée.

La diminution de la taille des antennes a pour effet de concentrer les champs électromagnétiques dans la structure rayonnante que constitue l'antenne.

Au regard des articles de Chu, Wheeler et Mac Lean [7, 8], il existe une limite liant le facteur de qualité Q à la taille de la sphère dans laquelle est contenue les parties actives de l'antenne.

$$Q = \frac{1}{ka} + \frac{1}{(ka)^3} \quad (\text{I.10})$$

En particulier on ne peut exclure de cette zone les parties métalliques dans lesquelles les densités de courant électriques ne sont pas négligeables. Ceci conduit à inclure dans les parties actives une partie du plan de masse.

Plus la taille de l'antenne diminue plus le facteur de qualité associé croît fortement et la bande passante de l'antenne se réduit considérablement. Dans le même temps les pertes dans l'antenne augmentent et par conséquent l'efficacité diminue. Il faut donc trouver, pour une antenne donnée, un compromis entre sa taille, sa bande passante et son efficacité.

La mise en œuvre de techniques de miniaturisation devient nécessaire tout en garantissant des performances optimales.

I.4. TECHNIQUES DE MINIATURISATION DES ANTENNES PLANAIRES

La plupart des techniques qui permettent de diminuer les dimensions d'une antenne ont été appliquées en premier lieu aux antennes dipôles. Elles ont été par la suite efficacement appliquées aux antennes planaires. Dans cette partie, nous présentons les principales techniques de miniaturisation utilisées pour des antennes planaires, en décrivant les différents moyens possibles d'aller au-delà des limites des structures classiques par le recours à des matériaux réduisant la longueur d'onde guidée, la modification du profil des antennes et l'utilisation de charges ou de court-circuit. Ces techniques de miniaturisation ont été classées en trois groupes. La première catégorie est basée sur la modification géométrique de motif des conducteurs de l'antenne (l'élément rayonnant, plan de masse)

pour modifier le parcours de l'onde et le trajet de courant surfacique. La deuxième catégorie est basée sur l'utilisation des matériaux spéciaux tels que les matériaux diélectriques, matériaux magnétiques et les métamatériaux (structures périodiques métallos-diélectriques). La troisième catégorie est basée sur l'ajout des éléments localisés tel que les composants électroniques et les résonateurs couplés. En revanche, d'autres travaux de recherche reposent sur la combinaison de plusieurs techniques de miniaturisation, selon les applications.

I.4.1. Modification géométrique

Actuellement, la technique de miniaturisation par modification géométrique est la plus répandue et concerne un grand nombre de formes d'antennes. Nous citons dans ce paragraphe, différentes structures d'antennes miniatures reposant sur la modification de la géométrie.

I.4.1.1. Insertion des fentes

Les fentes gravées sur l'élément rayonnant ont pour effet de « rallonger » le chemin électrique du courant surfacique, introduisant ainsi de nouvelles résonances à des fréquences inférieures à la fréquence du mode fondamental d'une antenne imprimée demi-onde simple. Le principe utilisé est non seulement de forcer les courants à contourner les fentes inscrites et donc allonger leur trajet, mais aussi d'induire des effets capacitifs et inductifs modifiant l'impédance d'entrée de l'antenne [9].

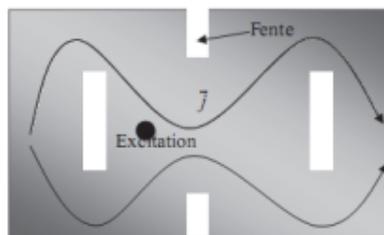


Figure I.3. Allongement du trajet des courants par ajout de fentes.

I.4.1.2. Ajout de courts-circuits ou de circuits ouverts

L'utilisation de courts-circuits lorsqu'ils sont bien placés, permet en fonction de la répartition du champ électrique dans l'antenne de venir radicalement diminuer les

dimensions d'une antenne. En effet, dans une structure, s'il existe un axe où le champ électrique s'annule, il est possible d'y ajouter un mur électrique et de réduire ainsi de moitié l'encombrement d'une antenne. L'antenne la plus connue utilisant des courts-circuits est l'antenne PIFA (Planar Inverted-F Antenna). Cette antenne est court-circuitée en son centre avec un bout de métal vertical connecté au plan de masse. L'antenne passe ainsi d'une longueur électrique de $\lambda/2$ à $\lambda/4$ [10].

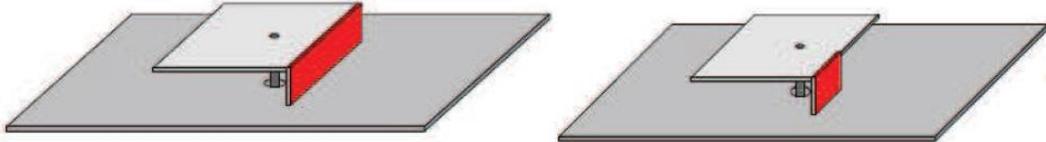


Figure I.4. Antenne PIFA avec court-circuit plan ou languette

I.4.1.3. Insertion des méandres

Tout comme l'antenne hélice pour les antennes filaires, l'antenne méandre permet de diminuer la longueur physique d'une antenne sans diminuer sa longueur électrique. L'avantage par rapport à l'antenne hélice est que l'antenne méandre est planaire et donc moins encombrante et plus facilement intégrable dans un terminal mobile. La Figure I.5 montre une antenne méandre classique [11].

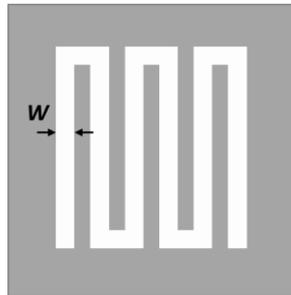


Figure I.5. Antenne méandre conventionnelle

I.4.1.4. Repléments et courbure

Cette technique, a aussi sa place pour la miniaturisation des antennes. Par cette technique, on modifie la forme de l'élément rayonnant ou bien on le replie sur lui-même (Figure I.6). Cette opération conduit naturellement à un élément qui occupe physiquement moins d'espace qu'une structure non repliée. Cette technique est particulièrement utilisée sur les dipôles.

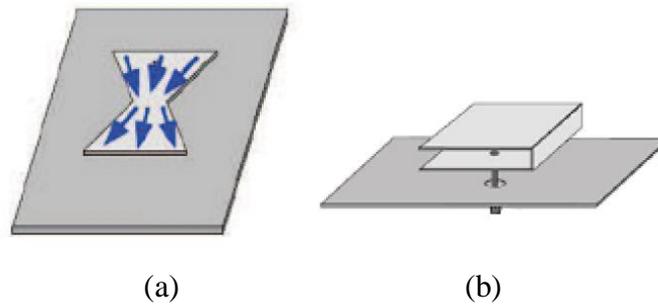


Figure I.6. Antenne repliée : (a) bow-tie, (b) repliement vertical

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



Figure I.7. PIFA replie sur plusieurs niveaux

Cette technique permet de réduire la longueur électrique de la PIFA initialement de $\lambda g/4$ d'un facteur $1/N$, avec N le nombre de plaques métalliques montées verticalement (Figure I.7) au détriment cependant de la hauteur [12].

I.4.1.5. Courbes de remplissage par les géométries fractales

Une autre technique pour optimiser le remplissage de la sphère de Chu, toujours à base de courbes, consiste à remplir une surface plane par un enchevêtrement de courbes. Cette technique a notamment été étudiée par Hilbert [13] et Peano [14] qui sont tous deux des mathématiciens et qui ont défini deux types de ces courbes, comme présenté sur les Figure I.8. Il paraît encore une fois évident qu'une telle technique augmente la longueur électrique pour une dimension donnée et diminue ainsi la fréquence de résonance de l'antenne structurée. Ces réflexions ont mené à l'utilisation d'une forme particulière de courbes de remplissage en l'électromagnétisme : les fractales.

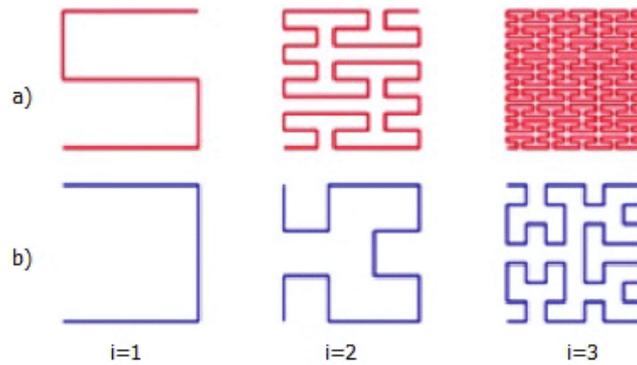


Figure I.8. (a) Courbe de Peano, (b) Courbe de Hilbert.

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.

I.4.2. Emploi des matériaux pour réduire la longueur d'onde guidée

Les travaux de recherche pour la miniaturisation d'antennes, utilisant de nouveaux matériaux, se sont intensifiés ces dernières années, et notamment avec l'utilisation de matériaux possédant des propriétés magnétiques. La miniaturisation des antennes imprimées est rendue possible en chargeant le volume de l'antenne avec des matériaux à haute permittivité, ferroélectriques, ferromagnétiques, magnéto-diélectriques, etc. Plus traditionnellement, les diélectriques présentant une permittivité élevée ont été employés pour diminuer les dimensions physiques de l'élément rayonnant.

I.4.2.1. Matériaux diélectriques

D'après les travaux publiés dans la littérature, la solution la plus facile pour miniaturiser l'antenne est l'utilisation des matériaux diélectriques à permittivité élevée (entre 10 et 20) en ralentissant l'onde confinée à l'intérieur du substrat. Cependant, ce confinement des ondes provoque une augmentation du facteur de qualité (bande passante étroite), et une réduction de l'efficacité de rayonnement causée par une concentration d'énergie élevée autour d'une région de haute permittivité dans le cas d'une antenne imprimée (patch) ceci conduira à augmenter l'impédance du bord du patch, créant ainsi des difficultés d'adaptation d'impédance d'entrée de l'antenne [15]. Les céramiques polymères sont des matériaux qui

offrent un bon compromis permittivité/pertes/coût. Par conséquent, l'utilisation de matériaux diélectriques à permittivité élevée est souvent limitée aux antennes fonctionnant sur une bande de fréquence étroite (GPS et Bluetooth).

I.4.2.2. Matériaux magnétiques

Les problèmes souvent rencontrés avec les substrats de haute permittivité sont, par exemple, la dégradation de la bande passante et du gain et donc l'efficacité de l'antenne. L'utilisation de matériaux magnétiques serait une solution intéressante pour la miniaturisation d'antennes sans dégrader les performances grâce à la valeur importante de la perméabilité. Or à ce jour, malgré les progrès technologiques importants réalisés sur les matériaux ferrites doux, ceux-ci sont utilisés principalement en basse fréquence pour la réalisation de dispositifs non réciproques (circulateurs, isolateurs) ou de circuits accordables (filtres, déphaseurs...). Dans la bande UHF, leurs pertes élevées, liées à une contribution des déplacements de parois séparant les domaines magnétiques, excluent leur utilisation comme substrat d'antennes imprimées [16].

I.4.2.3. Matériaux magnéto-diélectrique

Il existe deux types de matériaux magnéto-diélectriques : les magnéto-diélectriques dits naturels et ceux réalisés artificiellement que l'on nomme métamatériaux (MMA). Nous nous intéressons en premier lieu aux matériaux magnéto-diélectriques naturels. L'utilisation de matériaux magnéto-diélectriques dont la permittivité et la perméabilité sont toutes deux supérieures à 1, permet de miniaturiser une antenne sans dégrader ses performances en termes de bande passante. D'après les travaux de Hansen et Burke [17], la bande passante d'une antenne micro-ruban de forme carrée peut en effet être obtenue par l'expression analytique suivante :

$$BP = \frac{96 \sqrt{\frac{\mu_r d}{\varepsilon_r \lambda_0}}}{\sqrt{2}(4 + 17\sqrt{\varepsilon_r \mu_r})} \quad (\text{I.11})$$

Où d désigne la hauteur du substrat et λ_0 la longueur d'onde dans le vide.

I.4.2.4. Métamatériaux (MMA)

Les matériaux magnétiques artificiels ou CMA (conducteur magnétique artificielle) sont apparus comme étant une solution prometteuse pour résoudre les problèmes de disponibilité des matériaux magnétiques naturels. Une première technique vise à concevoir des matériaux magnétiques artificiels à base de structures périodiques métalliques électriquement petites intégrées dans des substrats diélectriques (SRR : Split Ring Resonator, CSRR : Cellule complémentaire du SRR, Omega). Considérant le cas d'un MMA type SRR [18], présenté par la figure I.9. Les inclusions métalliques du SRR peuvent alors être représentées à l'aide d'éléments localisés : capacité (C) et inductance (L) (Circuit équivalent RLC : figure I.9). Chaque élément périodique agit comme une connexion parallèle L et C pouvant modifier la fréquence de résonance du matériau artificiel. Dans la configuration en anneau double, le couplage capacitif et le couplage inductif entre le grand et le petit anneau sont modélisés par une capacité de couplage C_m et par un transformateur (rapport de transformation n), respectivement. Dans la configuration en anneau seul, le modèle de circuit est plus simple avec une fréquence de résonance : $f_r = 1/2\pi\sqrt{LC}$. À cette fréquence, l'impédance du circuit sera vue comme un circuit ouvert : la structure se comportera comme un matériau magnétique si le matériau ne comporte pas de pertes. L'utilisation d'une inclusion composée de deux anneaux plutôt qu'un seul anneau permet d'augmenter le couplage capacitif au sein de la structure, et par conséquent, une abaisse de fréquence de résonance des anneaux. Ainsi, le réseau constitué de tels résonateurs peut être assimilé à un matériau homogène décrit par une perméabilité effective négative.

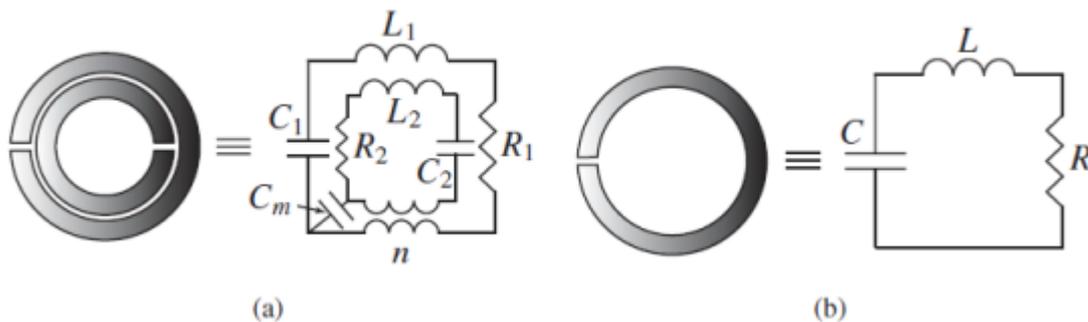


Figure I.9. Modèle du circuit équivalent du SRR, (a) configuration d'un SRR double, (b) configuration d'un simple SRR

La miniaturisation d'une antenne MMA est basée sur la modification du trajet des courants qui circulent sur cette antenne (miniaturisation par onde lente) [19].

Le principe consiste à réduire la vitesse de phase pour réduire la longueur physique de l'antenne. La longueur électrique de l'antenne est donnée par :

$$L_{equ} = L_{physique} \cdot n \quad (I.12)$$

Avec $L_{physique}$ la longueur physique de l'antenne et $n = \sqrt{\epsilon\mu}$ l'indice du milieu sur lequel est fabriquée l'antenne.

Une onde lente est une onde dont la vitesse de phase est très inférieure à la vitesse de phase de la lumière. La vitesse de phase est donnée par :

$$v_{\varphi} = \frac{\omega}{k} = \frac{C}{n} \quad (I.13)$$

Avec ω la pulsation de l'onde et $k = 2\pi/\lambda$ le nombre d'onde.

D'après l'équation (I.12) on a :

$$L_{physique} = \frac{L_{equ}}{n} \quad (I.14)$$

En remplaçant n par (I.13) dans (I.14) on aura :

$$L_{physique} = L_{equ} \cdot \frac{v_{\varphi}}{C} \quad (I.15)$$

Par exemple, pour un dipôle d'une longueur électrique $L_{equ} = \lambda_0/2$ alors, sa longueur physique serait donnée par :

$$L_{physique} = \frac{\lambda_0}{2} \cdot \frac{v_{\varphi}}{C} \quad (I.16)$$

D'une manière générale, en diminuant la vitesse de phase, l'antenne est miniaturisée en créant une onde lente. La technique permettant de créer des ondes lentes est d'utiliser un substrat dont la permittivité et la perméabilité vont diminuer la vitesse de phase, en effet le MMA est le mieux approprié à cette fonction.

Dans le cadre de cette thèse, nous intéresserons par cette technique pour développer une structure compacte et performante d'une antenne ULB.

I.4.3. Ajouts d'éléments localisés

I.4.3.1. Composants électroniques

Pour diminuer les longueurs de l'antenne et améliorer l'adaptation, il est possible de charger l'antenne par des éléments discrets tels que des résistances, des capacités ou des inductances. Néanmoins l'ajout de ces composants introduit des pertes supplémentaires qui se traduisent par une diminution de l'efficacité de l'antenne. L'utilisation de composants discrets dans une antenne peut poser des problèmes de tenue en puissance dans les antennes à fort gain [10].

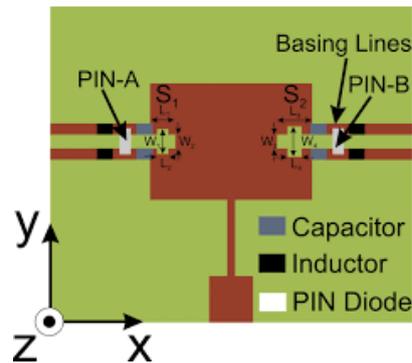


Figure I.10. Antenne avec des lignes commutables

I.4.3.2. Résonateurs couplés

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

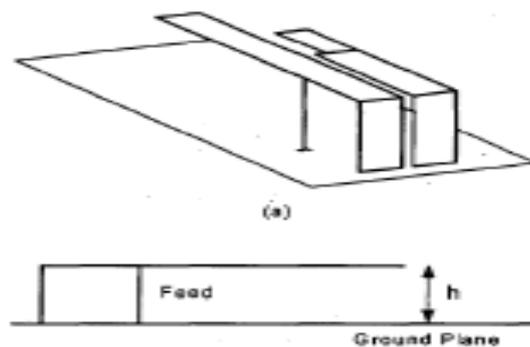


Figure I.11. Antenne PIFA avec un élément couplé

La Figure I.11 présente l'exemple d'une antenne PIFA à laquelle un résonateur court-circuité est placé proche de l'élément rayonnant. La proximité de ces éléments entraîne un

couplage qui permet d'ajouter une résonance aux coefficients de réflexion. Cette nouvelle résonance vient élargir la bande passante de l'antenne tout en limitant la place occupée par l'antenne [20].

I.5. CONCLUSION

Malheureusement, les antennes miniatures présentent des qualités en termes de gain, de bande passante et de rendement qui se dégradent d'autant plus que les dimensions géométriques diminuent. En effet, cette diminution se traduit par une augmentation du coefficient de qualité de la structure et donc par une concentration importante du champ électromagnétique au voisinage de l'antenne augmentant ainsi les pertes par effet Joule et dans le diélectrique. On pourrait conclure en précisant qu'il existe parfois des contraintes d'ordres esthétiques ou ergonomiques qui ne font que compliquer la tâche des concepteurs d'antennes.

Dans ce premier chapitre, nous avons rappelé quelques généralités sur l'antenne imprimée. Nous avons présenté, par la suite, une étude sur les antennes miniatures dont nous avons décrit leurs caractéristiques principales, leurs limites fondamentales. Enfin, nous avons terminé notre étude par décrire l'ensemble des techniques majeures pour miniaturiser les antennes planaires. Le chapitre suivant sera consacré à l'étude de la technologie Ultra Large Bande (ULB) et les antennes ULB.

Sur toutes les techniques de miniaturisation proposées dans ce chapitre, deux solutions semblent susciter un fort intérêt de la communauté scientifique pour la miniaturisation d'antenne ULB : (1) la modification géométrique basée sur les géométries fractales [21-22] et (2) l'utilisation de structure de MMA comme paramètres intrinsèques de l'antenne [23-25]. Ces deux techniques de miniaturisation offrent donc un bon axe de recherche. Donc nous avons choisi d'utiliser les deux concepts les fractals et les MMA afin de concevoir de nouvelles géométries d'antennes planaires performantes pour des applications ULB.

Références bibliographiques du chapitre I

- [1] Constantine A. Balanis, “Antenna Theory Analysis And Design”, John Wiley & Sons, Hoboken, New Jersey, 2016.
- [2] John L. Volakis, Chi-Chili Chen, Kyohei Fujimoto, “Small Antennas: Miniaturization Techniques & Applications”, by the McGraw-HillCompanies, New York, 2010.
- [3] Douglas B. Miron, “Small Antenna Design”, Newnes Elsevier, BOSTON 2006.
- [4] Kyohei Fujimoto, Hisashi Morishita, “Modern Small Antennas”, Cambridge University Press, United Kingdom, 2013.
- [5] Wheeler, Harold A, “Fundamental limitations of small antennas”, Proceedings of the IRE, 1947. Vol. 35, No 12, p. 1479-1484.
- [6] Chu, Lan Jen, “Physical Limitations of Omni - Directional Antennas”, Journal of applied physics, 1948, Vol. 19, No 12, p. 1163-1175.
- [7] W. A. Wheeler, “The Radiansphere Around a Small Antenna,” Proc. IRE, Vol. 47, pp. 1325–1331, Aug. 1959.
- [8] J. S. McLean, “A Re-examination of the Fundamental Limits on the Radiation Q of Electrically Small Antennas”, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 44, No. 5, pp. 672-676, May 1996.
- [9] R. Azadegan et K. Sarabandi, “A novel approach for miniaturization of slot antennas,” IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 51, No. 3, pp. 421–429, March 2003.
- [10] Jérémy Valleau, “Miniaturisation d'antennes très large bande pour applications spatiales”, Thèse de l'obtention du doctorat, 2016. INP Toulouse.
- [11] Laure Huitema, “Conception d'antennes miniatures à base de matériaux innovants pour systèmes de communications mobiles”, Thèse de doctorat, 2011. Université de Limoges.
- [12] Berkhat Abedelatif, “Conception et réalisation d'antennes miniatures isotrope dans les bandes C et ISM”, Thèse de doctorat, 2014. Université Abou Bakr Belkaid Tlemcen.
- [13] Benoit. B. Mandelbrot, “The Fractal Geometry of Nature”, New York, W.H. Freeman and Company, 1975.
- [14] Nigel Lesmoir-Gordon, Will Rood, “Introducing Fractals A Graphic Guide”, Icon Books Ltd, London 2013.

- [15] John L. Volakis, Chi-Chili Chen, Kyohei Fujimoto, “Small antennas: miniaturization techniques & applications”, McGraw Hill Professional, 2009.
- [16] Sarra JEMMELI, “Conception d'Antennes Miniatures, Multi-bandes et à Polarisation Circulaire à base de Matériaux Ferrites Polarisés”, Thèse de Doctorat Université de Limoges, Novembre 2021.
- [17] Hansen, R. C. and Burke, “Antennas with magneto-dielectrics”, *Microwave and Optical Technology Letters*, 26 : 75–78, M. (2000)
- [18] J. B. Pendry, A. J. Holden, D. J. Robbins, and W. J. Stewart, “Magnetism from conductors and enhanced nonlinear phenomena”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol.47, 2075-2084, 1999.
- [19] Mélusine Pigeon, “Etude et réalisation d'antennes ultra-compactes à base des métamatériaux : Application à la réalisation d'une antenne GNSS miniature”, Thèse doctorat de l'Université de TOULOUSE, Novembre 2011.
- [20] Sarah El Kadri. “Contribution à l'étude d'antennes miniatures reconfigurables en fréquence par association d'éléments actifs”. Université de Grenoble, 2011.
- [21] 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.
- [22] 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.
- [23] Yuan Long Dai, Yuan, Xiao Hong Zhang, Xi Wang Dai, and Guo Qing Luo, “A Novel Compact Ultra-wideband Metamaterial-Based Microstrip Antenna”, 978-1-5090-2017-1/16/\$31.00 ©2016IEEE, DOI:10.1109/IMWS-AMP.2016.7588421
- [24] S. N. BUROKUR, “Mise en œuvre de métamatériaux en vue d'application aux circuits microondes et aux antennes”. Thèse de Doctorat, Ecole Supérieur d'Electronique de l'Ouest (Angers), Novembre 2005.
- [25] Roman Kubacki, Salim Lamari, Mirosław Czyżewski, and Dariusz Laskowski, “A Broadband Left-Handed Metamaterial Microstrip Antenna with Double-Fractal Layers”, *International Journal of Antennas and Propagation*, Vol. 2017, Article ID 6145865.

CHAPITRE II

***ETAT DE L'ART DES
ANTENNES ULB***

II.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 [1].

Dans ce chapitre, nous présentons un état de l'art sur la technologie ultra large bande (ULB) en passant par un bref historique sur sa naissance, les différentes réglementations dans le monde, ses caractéristiques, ses applications, ses avantages et ses inconvénients. Nous donnons ensuite un état de l'art sur les diverses antennes ULB existantes. Trois types d'antennes de bases seront ainsi détaillés: antennes indépendantes de la fréquence, antennes directives et antennes élémentaires.

II.2. HISTORIQUE ET DEFINITION DE LA TECHNOLOGIE ULB

II.2.1. Historique

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

En 1998, la FCC (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 [3]. 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 [4-5] définit une DSP (densité spectrale de puissance) inférieure à $-41,3$ dBm/MHz. Cette DSP correspond à une puissance de champ rayonnée de $500 \mu\text{W}/\text{m}$. Elle est obtenue dans une bande fréquentielle de 1 MHz à 3 mètres de distance par rapport à l'antenne d'émission [6].

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 [7].

II.2.2. Définition

Ultra Large Bande en français (ULB) est une technique de modulation radio qui est basée sur la transmission d'impulsions de très courte durée, souvent inférieure à la nanoseconde. Ainsi, la bande passante peut atteindre de très grandes valeurs. On utilise principalement les méthodes de modulation d'impulsion suivantes : la modulation en position d'impulsions (PPM pour Pulse Position Modulation), la modulation OOK ("On Off Keying", ou "tout ou rien") et la modulation biphase : modulation à deux états de phase, similaire à la BPSK mais en mode impulsif [8].

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 :

$$LBf = \frac{F_H - F_L}{F_C} \quad (\text{II.1})$$

et la fréquence centrale F_C :

$$F_C = \frac{F_H + F_L}{2} \quad (\text{II.2})$$

où F_H et F_L sont, respectivement, les fréquences supérieure et inférieure de la bande de fréquence du signal. La largeur de bande $WB = F_H - F_L$ doit être supérieure ou égale à 20 % de la fréquence centrale [9].

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.

II.3. REGLEMENTATION 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 [1].

II.3.1. 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 II.1 représente le spectre d'émission imposé par la FCC pour les systèmes opérant en intérieur et en extérieur [10].

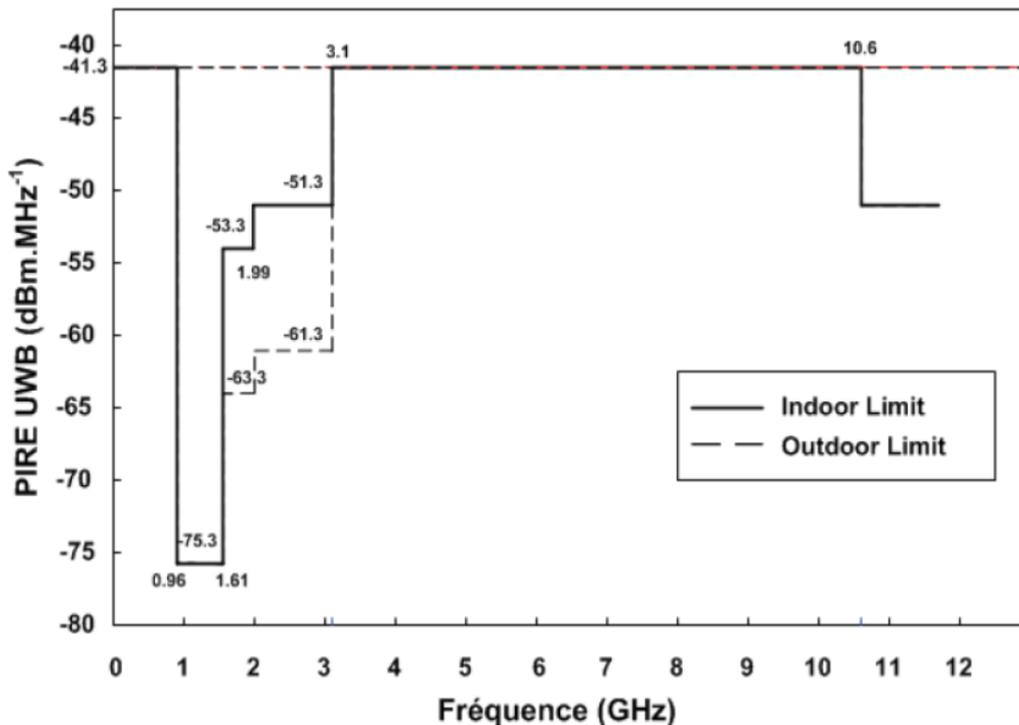


Figure II.1. Limites d'émission pour les systèmes ULB en intérieur et en extérieur [1]

II.3.2. 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 [1].

Le masque d'émission proposé par l'ECC (Electronic Communications Committee) est décrit sur la Figure II.2. Cette première décision limite l'émission de signaux ULB à la bande 6 GHz– 8 GHz avec une DSP de -41.3 dBm/MHz sans techniques de mitigations (technique d'atténuation d'émission afin de protéger des perturbations entre systèmes

environnement) pour ces dispositifs. Néanmoins dans la bande 4.2 GHz – 4.8 GHz, une autorisation a été validée par l'ECC, permettant aux équipements introduits avant le 31 décembre 2010 d'émettre à -41.3 dBm/MHz. Pour les équipements ULB dans les véhicules ou les trains, un contrôle de puissance est nécessaire avec une marge de 12 dB par rapport à la puissance maximale autorisée dans les bandes 4.2 GHz – 4.8 GHz et 6 GHz – 8.5 GHz. Si ce contrôle n'est pas respecté alors la puissance à bord des véhicules est limitée à -51.3 dBm/MHz [10]. Concernant les mécanismes de restrictions, ils ont pour objectif d'assurer la cohabitation des systèmes ULB avec d'autres systèmes radio comme le WiMax ou la 4G [1].

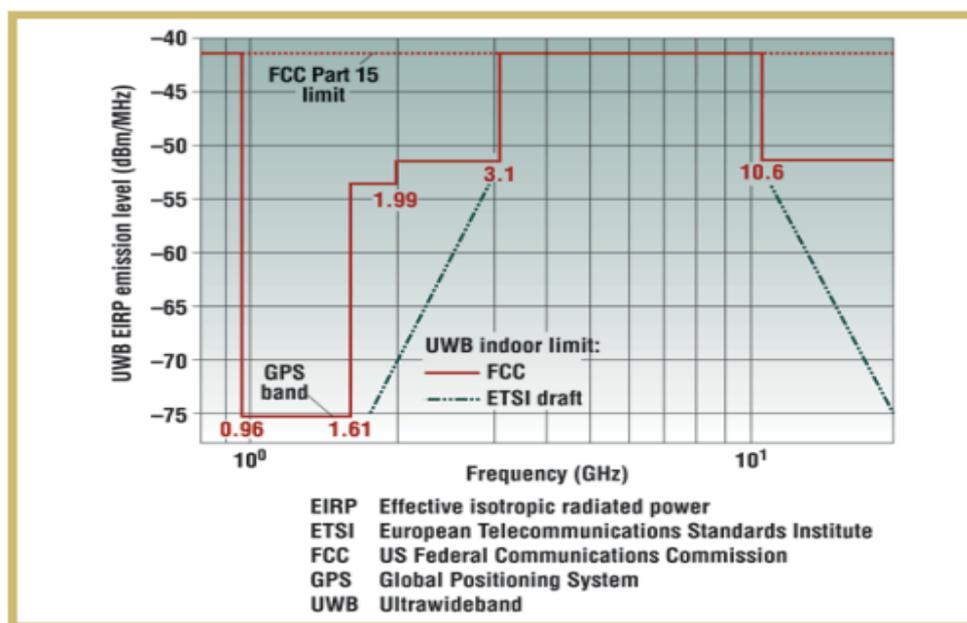


Figure II.2. Masque FCC pour l'ULB adapté en Europe [1]

II.3.3. 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.4 plus favorable (10 dB supérieur) à celui de la FCC (figure II.3), et légèrement plus large puisqu'il était compris entre 2,2 et 10,6 GHz [11].

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 [11].

Notons que les réglementations imposés par l'Europe, les Etats Unis et l'Asie ont une bande commune, la bande 7.25 GHz – 8.5 GHz, sans aucune technique de mitigation et qui permettra à terme de rendre les systèmes complètement nomades d'un continent à l'autre [1].

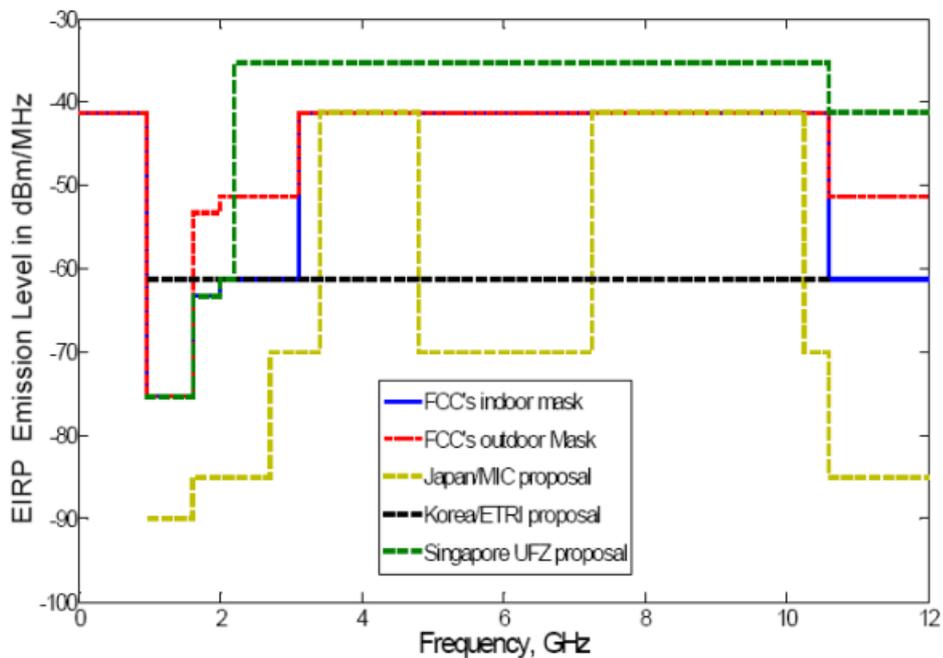


Figure II.3. Masque d'émission en Asie [1]

II.4. CARACTERISTIQUES DE L'ULB

II.4.1. 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 [12, 10].

II.4.2. 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.

II.4.3. 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) [1].

II.4.4. 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.

II.4.5. 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 [1].

II.4.6. 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 [13].

II.4.7. 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 :

$$C = B \cdot \log_2(1 + SNR) \quad (II.3)$$

D'après l'équation (II.3), la capacité d'un système croît 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 [14].

II.5. LES SYSTEMES 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.

II.5.1. 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.

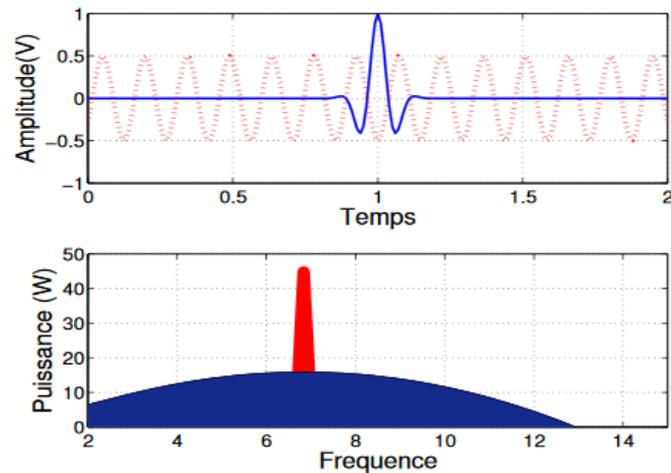


Figure II.4. Système ULB impulsionnel et système à bande étroite

II.5.2. 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 II.5 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) [10].

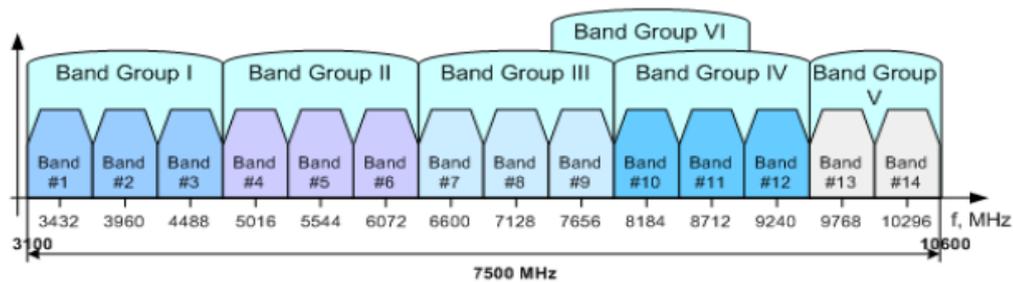


Figure II.5. Principe de la base des systèmes ULB multi-bande.

II.6. 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

Les 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 applications liées à la localisation.
- Bande 1-11 GHz : application multimédia (3G, 4G, Wimax....etc.) [10].

II.6.1. 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 :

$$\Delta R = \frac{C}{2Bp_{Radar}} \quad (\text{II.4})$$

Bp_{Radar} : la bande passante du Radar

C : la célérité de la lumière [7].

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 à 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 [7].

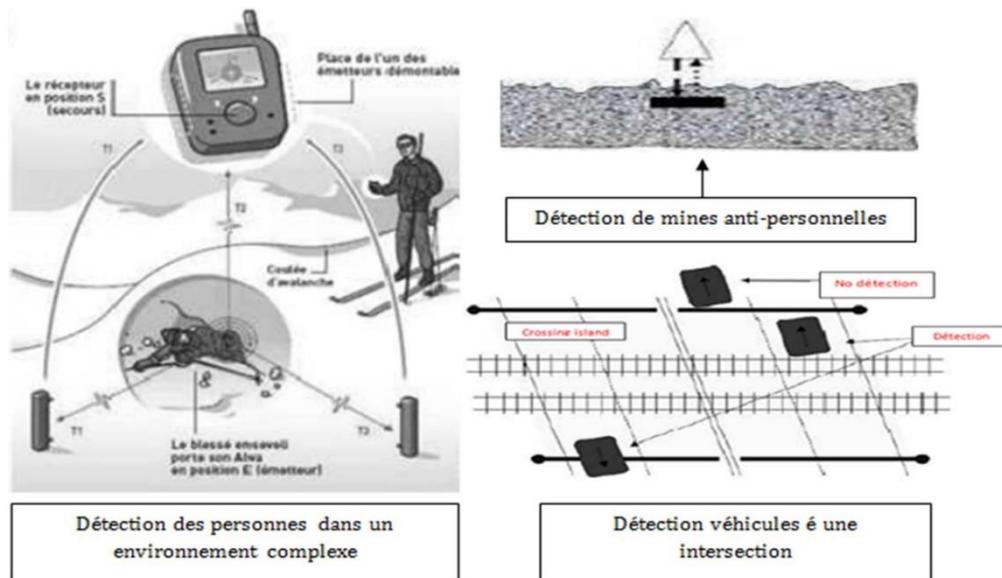


Figure II.6. Application de l'ULB liées au radar [12]

II.6.2. Applications médicales

Les impulsions électromagnétiques ULB peuvent pénétrer 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 être 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 II.7) [13].

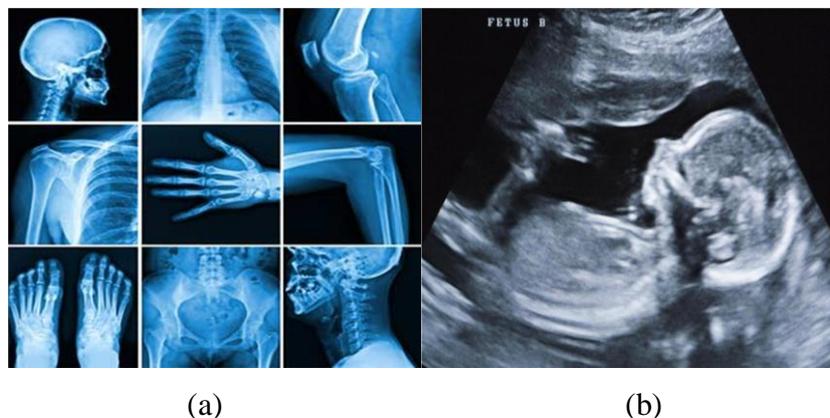


Figure II.7. (a) La détection de l'os, (b) Fœtale détecter

II.6.3. 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 associés 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 résumé, 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 II.8).

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.

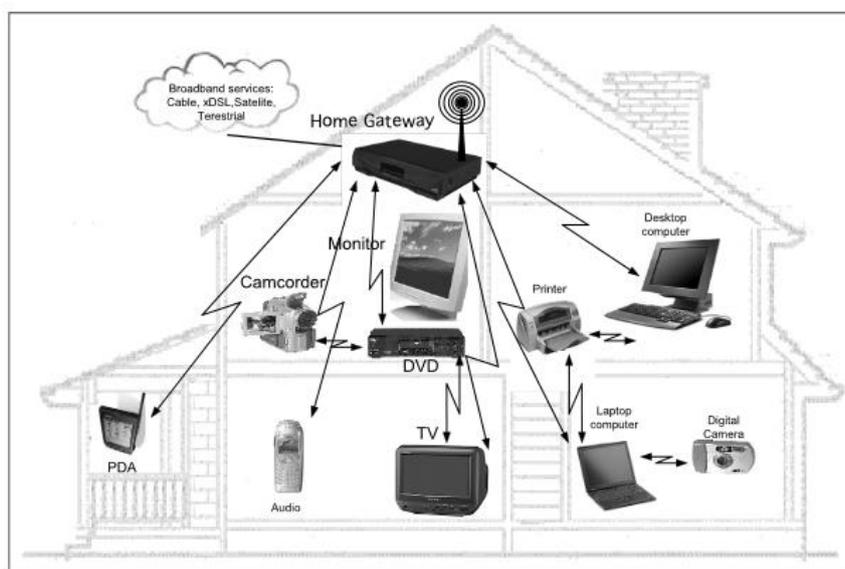


Figure II.8. Exemple de scénario applicatif multimédia pour les communications ULB haut débit

II.6.4. 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 II.9) [10].

Concernant les personnes, le système de localisation en temps réel RTLS (Real Time localization 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 [15].



Figure II.9. Solutions RFID pour localisation d'objets [15]

II.7. AVANTAGES ET INCONVENIENTS DE L'ULB

Le tableau II.1 récapitule les avantages et les inconvénients de l'Ultra Large Bande.

AVANTAGES	INCONVENIENTS
<ul style="list-style-type: none"> - Débit important pour un Wireless Local Area Network (WLAN). - Bonne capacité de pénétration dans les murs et obstacles. - Précision temporelle élevée. - Possibilité d'une architecture commune pour les applications de communications, de localisation et de radar. - Réduction des évanouissements causés par les trajets multiples. - Consommation électrique maîtrisable. 	<ul style="list-style-type: none"> - Possibilité d'interférence : <p>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.</p> <ul style="list-style-type: none"> - La limite de la portée : à cause de la faible densité spectrale, la portée du signal UWB se limite à quelques dizaines de mètres.

Tableau II.1. Les avantages et les inconvénients de L'ULB

II.8. 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.

II.8.1. 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 α ,

l'ensemble de ses performances restent inchangées, seule la fréquence de fonctionnement augmente du même facteur α [13].

Ces antennes peuvent être divisées en deux catégories :

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

II.8.1.1. Les antennes equi-angulaires

a) Antennes spirales logarithmiques

L'antenne spirale logarithmique (figure II.10) 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 indépendante de la fréquence [16].

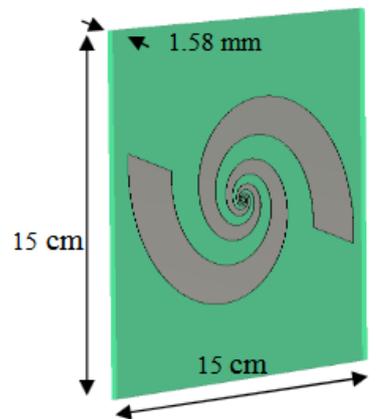


Figure II.10. Antenne spirale logarithmique imprimée

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 [16].

b) Antennes spirales coniques

L'antenne spirale conique (figure II.11) 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 [13].



Figure II.11. Antenne spirale conique

c) Antennes à spirale d'Archimède

Cette antenne formée de deux spirales (figure II.12) 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 [17]. En général, pour une spirale à deux brins, le deuxième brin est obtenu par une rotation de 180° du premier.



Figure II.12. Antenne spirale d'Archimède à deux brins

II.8.1.2. Les antennes log-périodiques

- 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 τ et l'angle α . Le taux de périodicité est le rapport de la distance entre deux éléments rayonnant (R_n et R_{n+1}) (Figure II.13). 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 α (défini en figure II.13) définit la longueur maximale et minimale des éléments rayonnants de l'antenne. La directivité de l'antenne peut être augmentée avec la diminution de α et l'augmentation de τ . 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 [18].

Les antennes log-périodique sont constituées d'éléments rayonnants dont les dimensions se déduisent les unes des autres par des homothéties de rapport τ . La longueur de ces éléments le long de l'antenne est définie par les deux angles α et β présentés en Figure II.13. La largeur et la position des éléments se déduisent du rapport :

$$\tau = \frac{R_{n+1}}{R_n} = \frac{r_{n+1}}{r_n} \quad (\text{II.5})$$

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 β 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 [18].

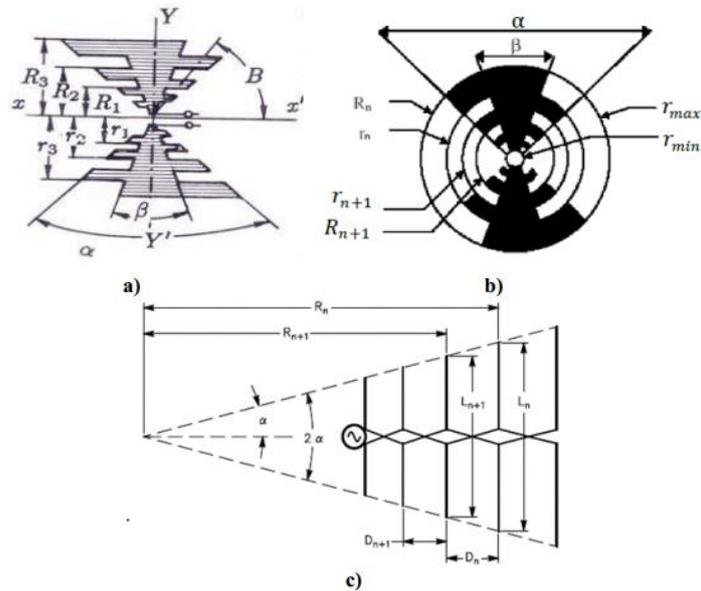


Figure II.13. (a) Antenne log-périodique trapézoïdale, (b) Antenne log-périodique Circulaire, (c) Antenne dipôle log-périodique

II.8.2. Les antennes directive

II.8.2.1. 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 50Ω , 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 [19-20].

Le profil de ces ouvertures peut prendre différentes formes comme il est montré sur la figure II.14 : profil linéaire (antennes LTSA), profil constant (antennes CWSA), profil linéaire par morceau (BLTSA) ou encore profil exponentiel (antenne Vivaldi).

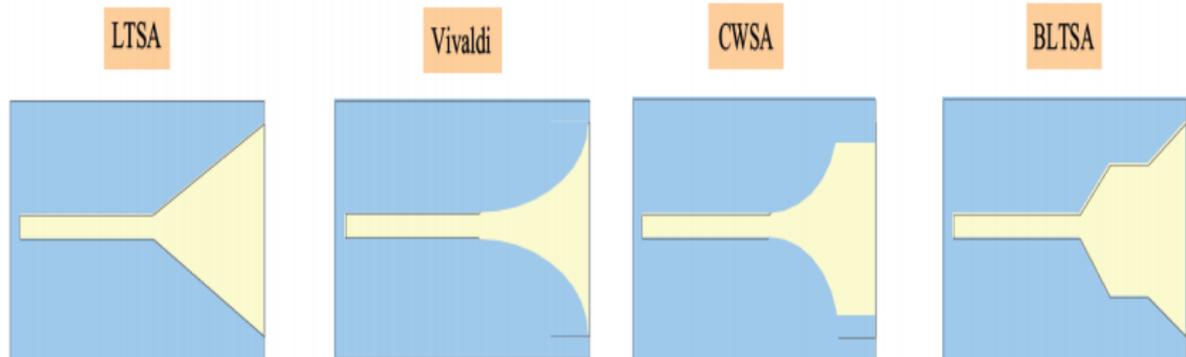


Figure II.14. Différents profils d'antennes à transition progressive (TSA)

II.8.2.2. Les antennes cornet

Avec des caractéristiques intrinsèques larges bande, les antennes cornets (figure II.15) sont très peu dispersives. Cependant, elles sont encombrantes et leur coût de production est élevé [21].



Figure II.15. Exemple de cornet ULB

II.8.3. 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 [16].

II.8.3.1. 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 II.16. Ces antennes sont très peu directives et présentent donc de faibles gains, inférieurs à 5dB. Leur diagramme de rayonnement est très proche de celui des dipôles [10].

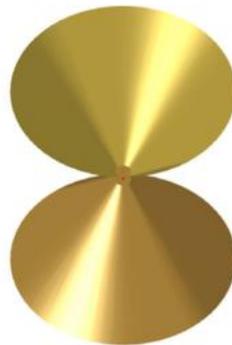


Figure II.16. Antenne biconique.

II.8.3.2. Antenne discône

La figure II.17 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 [16].

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 [13].



Figure II.17. Antenne discône.

II.8.3.3. Antenne papillon (bow-tie)

L'antenne papillon d'après la figure II.18 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 [18].

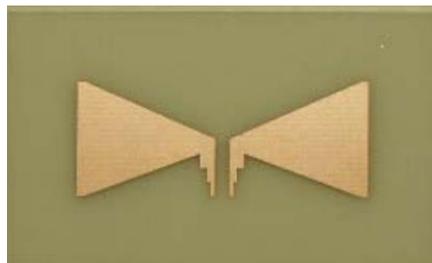


Figure II.18. Antenne papillon.

II.8.3.4. 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 II.19).

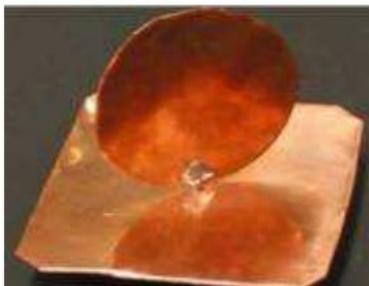


Figure II.19. Exemple de réalisation pratique d'un monopôle circulaire.

Le monopôle 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 [10].

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 [13]. La géométrie d'un monopôle triangulaire est donnée dans la figure II.20.

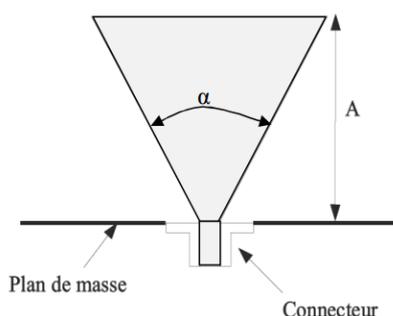


Figure II.20. Géométrie d'un monopôle triangulaire

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 [17].

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 [17].

II.8.3.5. 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. Grâce 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 [18, 22]. La figure II.21 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 II.21).

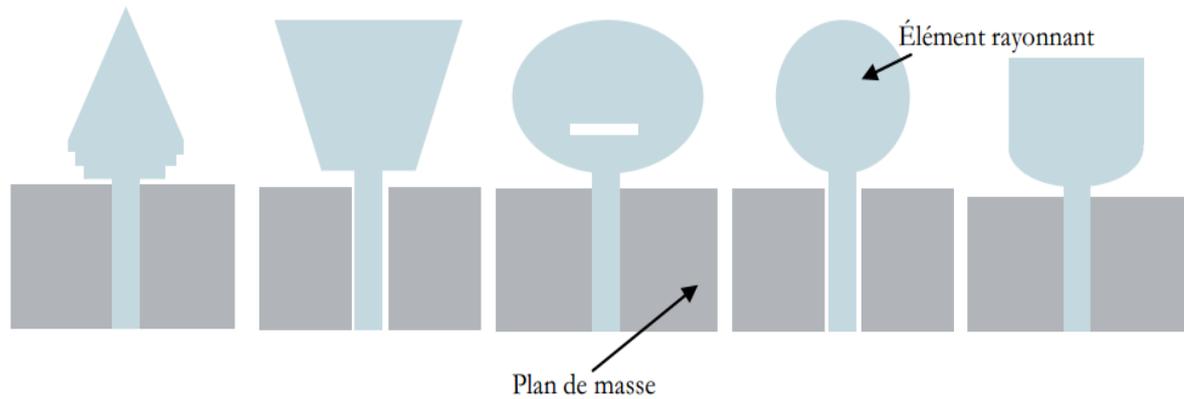


Figure II.21. Quelques géométries d'antennes Monopôles planaires ULB

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.

II.9. CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons présenté une étude minutieuse de la technologie ULB. Nous avons donné un historique sur sa naissance, sa définition, les différentes réglementations dans le monde et ses caractéristiques. Nous avons ensuite passé en revue les nombreux domaines d'application tel que la localisation et la suivies des personnes Indoor et Outdoor (à l'intérieur et l'extérieur) des bâtiments ou des usines. Les avantages et les inconvénients de l'ULB sont récapitulés dans un tableau. Enfin, nous avons terminé cette étude par la représentation d'un ensemble des antennes ayant des caractéristiques ULB.

Dans le prochain chapitre, nous allons concevoir un monopôle planaire miniature à bas coût, basées sur le concept fractal destiné aux applications ULB.

Références bibliographiques du chapitre II

- [1] Sultane Samia, “Etude et caractérisation d’antennes imprimées pour système ultra-large bande”, Mémoire de Magister, Université Mohamed Khider, Biskra, Novembre 2015.
- [2] K, Siwiak « Ultra-wideband radio: A new pan and positioning technology » IEEE Vehicular Technology Society News, February 2002, pp 4 – 9.
- [3] 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.
- [4] Part 15 - « Radio Frequency Devices » - Rapport, FCC - OET.
- [5] FCC - « Revision of the Rules Regarding Ultra-Wideband Transmission Systems, Notice of Inquiry »- Rapport, Federal Communications Commission, 1998.
- [6] FCC - « First report and order »- ET Docket No. 98-153. Rapport, Federal Communication Commission, April 2002.
- [7] 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.
- [8] https://fr.wikipedia.org/wiki/Ultra_wideband.
- [9] 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.
- [10] Laurence Babour, “Etude et conception d’antennes ultra large bande miniaturisées en impulsionsnel”, Thèse de doctorat de l’institut Polytechnique de Grenoble, Mai 2009.
- [11] 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.
- [12] Kebbab Radhwane, “Conception d’antennes ultra large bande en technologie imprimée”, Thèse de magister télécommunication, Université de Abou Bakr Belkaid-Tlemcen, 2010.
- [13] Zitouni Ahmed, “Etude et conception d’antennes ULB standards et à bandes rejetées”, Thèse de doctorat, Université de Abou Bakr Belkaid-Tlemcen, juin 2014.
- [14] 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.

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

[16] N. Fortino, “Conception et caractérisation d’antennes imprimées pour les systèmes ULB impulsionnels”, Thèse de doctorat, Université de Nice-Sophia Antipolis, 2006.

[17] Barkat Abdelmounaim, “Conception d’antennes ultra large bande (ULB) pour imagerie micro-onde”, Mémoire magister, université Abou Bakr Belkaid de Tlemcen, 2013.

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

[19] Jérémy Valteau, “Miniaturisation d’antennes très large bande pour applications spatiales”, Thèse de Doctorat, Université de Toulouse, Décembre 2016.

[20] Xavier Begaud, “Ultra Wide Band Antennas”, 1st ed. Wiley. 2013.

[21] 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.

[22] B. I. Lembrikov, “Novel Applications of the UWB Technologies”, Edition Boris Lembrikov, Second Edition, 2016.

CHAPITRE III

***CONCEPTION ET ANALYSE D'UNE
NOUVELLE STRUCTURE
D'ANTENNE MINIATURE
FRACTALE ULB***

III.1. INTRODUCTION

Dans ce chapitre, nous proposons une présentation panoramique des géométries fractales, sa naissance, sa définition, les différentes formes les plus populaires pour montrer les contributions de plusieurs mathématiciens ayant permis l'aboutissement de la géométrie fractale. Nous donnons ensuite un bref aperçu sur les antennes fractales, révélons leurs caractéristiques, avantages et inconvénients.

La deuxième partie est consacrée à la conception d'une nouvelle architecture d'antenne fractale très compacte destinée aux applications ultra large bande (ULB). En premier lieu nous développons un nouveau modèle mathématique et un nouveau processus itératif pour générer la géométrie fractale proposée. L'antenne fractale a été optimisée à la deuxième itération. L'analyse de cette antenne se fait en passant par une étude paramétrique. Un prototype a été fabriqué et les résultats de mesures (coefficient de réflexion et diagramme de rayonnement) sont présentés pour valider les résultats simulés. Pour conclure ce chapitre une étude comparative avec d'autres configurations d'antenne utilisant le même concept a été faite pour démontrer l'intérêt de notre approche de conception.

III.2. CONTEXTE GENERALE ET HISTORIQUE

Depuis 300 ans avant **JC**, le modèle utilisé pour décrire les formes et les objets dans le monde était la géométrie euclidienne, mais avec le temps et les années cette géométrie reste incapable de décrire des objets très irréguliers dans la nature ce qui indique que cette géométrie atteint ses limites. Cela a mené les scientifiques à inventer de nouveaux modèles pour tenter d'expliquer cette irrégularité de la nature. Ce qui a permis l'émergence d'une nouvelle géométrie, appelée «géométrie fractale», qui permet de modéliser un nombre important de formes naturelles.

La géométrie fractale est un modèle mathématique moderne, créé par le mathématicien Français Benoît Mandelbrot en 1974. Puis elle a été introduit comme nouveau concept pour la première fois par le même mathématicien dans la première édition de son livre « les Objets fractals : forme hasard et dimension » paru en 1975 [1]. Ce dernier s'est inspiré des travaux effectués par plusieurs mathématiciens du siècle dernier ou du début du siècle. Cette technique a connu un grand développement ces dernières années surtout avec les progrès de l'informatique. La géométrie fractale est une branche des mathématiques qui

étudier le comportement et les propriétés de forme irrégulière difficiles à étudier en géométrie euclidienne.

III.3. DEFINITION DES FRACTALES

Le mot « Fractale » est inspiré du mot latin « Fractus » qui signifie irrégulier ou brisé. Ce sont des objets infinis possédant une structure géométrique répétitive et auto-similaire [2]. Généralement, on dit qu'un objet est infini lorsqu'il est déterminé par une fin non tangible, c'est-à-dire que si vous « zoomez », et vous « zoomez » encore, il y aura toujours de nouveaux détails qui apparaîtront sur lesquels vous pourrez encore « zoomer ».

Un objet fractal doit combiner les caractéristiques suivantes :

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

Ces formes fractales, générées d'une façon itérative, peuvent être aléatoires ou déterministes: **Aléatoire** : Ce sont des objets pour lesquels il n'existe pas de procédure bien déterminée d'obtention de formes, et dont les caractéristiques géométriques sont faites du hasard. Ces derniers sont les plus utilisées dans la pratique, et peuvent servir à décrire de nombreux objets extrêmement irréguliers du monde réel, comme les distributions des galaxies, la structure des nuages et des rivières [3].

Déterministe : Si les paramètres de la fractale sont gardés constants à chaque itération. Les principaux exemples sont : la courbe de Koch, le tamis et le tapis de Sierpinski, l'ensemble de Julia, l'ensemble de Mandelbrot, etc....

Les fractales déterministes sont des objets purement mathématiques et possèdent un caractère parfaitement auto-similaire. Les fractales déterministes peuvent être obtenues géométriquement soit par une construction itérative IFS (Iterated Function System) [2,3], ou bien grâce à une suite de points [1]. Ces fractales sont basées sur un motif générateur. Ce motif est dupliqué, réduit puis appliqué à lui-même. Du point de vue mathématique la notion de fractales suppose l'application d'un nombre infini d'itérations.

III.4. LA 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 (π , 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 [4-5]:

$$D = \frac{\log N}{\log(\frac{1}{S})} \quad (\text{III.1})$$

D est aussi nommé dimension de Hausdorff.

III.5. LES DIFFERENTES FORMES FRACTALES

On peut classer les différentes formes fractales existant dans la nature en trois catégories:

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

III.5.1. Les courbes fractales

III.5.1.1. La courbe de Koch

La construction de courbe de Koch commence par une ligne, appelée l'initiateur. Ce dernier sera divisé en trois parts égales et le segment du milieu sera remplacé lui aussi par

deux autres de la même longueur. On refait le même processus pour chacun de ces quatre nouveaux segments et ainsi de suite, comme il est montré sur la figure III.1 [5].

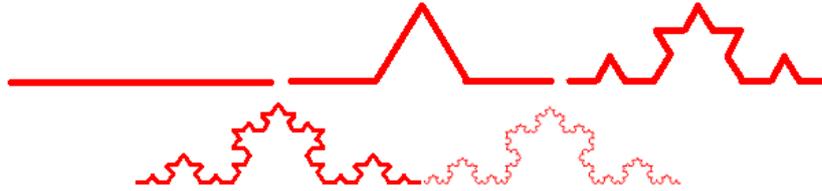


Figure III.1. Courbe de Koch

Calcul de la dimension fractale :

Le nombre de copies de la forme originale obtenu d'une itération à une autre est égal à 4 ($N=4$) et la taille de chaque nouvelle copie est égale à $1/3$ de la taille originale ($s = 1/3$).

On utilisant l'équation (III.1), la dimension de ce type de fractale est :

$$D = \log(4) / \log(3) = 1.26$$

III.5.1.2. La poussière de Cantor

La construction de cette forme est basée sur un segment de droite dont on enlève le tiers central. On fait la même opération sur les deux segments restants, puis par itération successive sur les différents segments de plus en plus petits résultant comme il est illustré sur la Figure III.2 [6].



Figure III.2. Poussière de Cantor.

Calcul de la dimension fractale :

Le nombre de copies de la forme originale obtenu d'une itération à une autre est égal à 2 ($N=2$) et la taille de chaque nouvelle copie est égale à $1/3$ de la taille originale ($s = 1/3$).

On utilisant l'équation (III.1), la dimension de ce type de fractale est :

$$D = \log 2 / \log 3 = 0.6309$$

III.5.1.3. Les fractales de Hilbert

La construction géométrique de la courbe de Hilbert est définie par l'algorithme suivant: on partage le carré initial en 4 petits carrés égaux en premier lieu; chacun de ces carrés est numéroté de sorte que deux carrés successifs se touchent par un côté, en commençant par le carré en bas à gauche, et s'achevant par le carré en bas à droite. Puis, on partage chacun de ces nouveaux carrés en 4 micros carrés égaux jusqu'à l'infini [6].

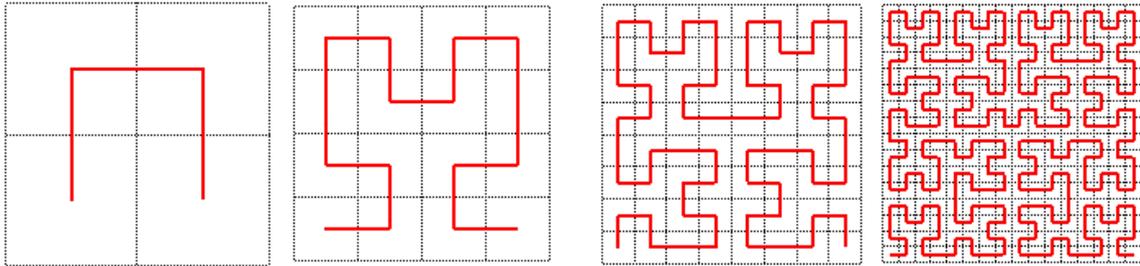


Figure III.3. Fractales de Hilbert.

III.5.1.4. La fractale de Minkowski

Comme la montre la figure III.4, le modèle de démarrage pour générer ce type de fractale est un carré (modèle initial considéré comme l'itération 0). Une première itération consiste à remplacer chaque segment du carré par un générateur qui se constitue de 5 segments, et ainsi de suite [5].

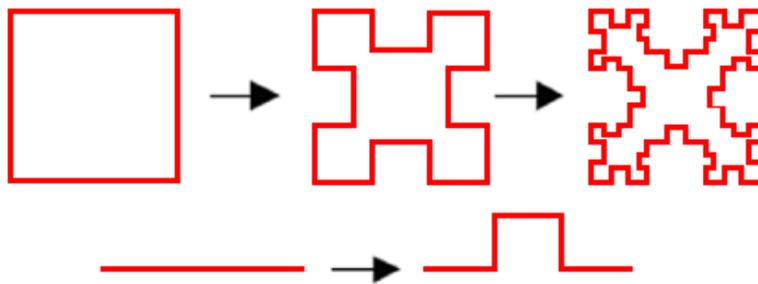


Figure III.4. Fractale de Minkowski

III.5.1.5. L'arbre fractal « Tri fractal »

Pour générer ce type de géométrie fractale, on commence à l'itération 0 par une "tige" de longueur l_0 . Ensuite, à l'itération 1 et à partir de l'une des deux extrémités de cette tige on

construit deux lignes de longueurs $l_0/3$ séparées par un angle de rotation θ , et le processus est répété infiniment comme montrer sur la Figure III.5.

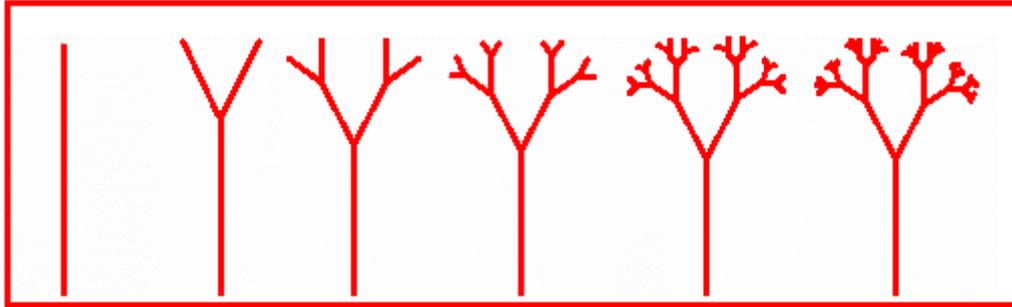


Figure III.5. Arbre fractal

III.5.1.6. Les courbes de Peano

En 1890, Peano a créé une courbe qui remplissait tout le carré sans se croiser. Cette courbe a également été réalisée à l'aide d'un système itératif, sa construction géométrique consiste à partager chacun de ces carrés en 9 "micro" carrés "égaux", dont la courbe de Peano approchée du premier type d'ordre n est alors la ligne brisée joignant les centres successifs de ces carrés [6].

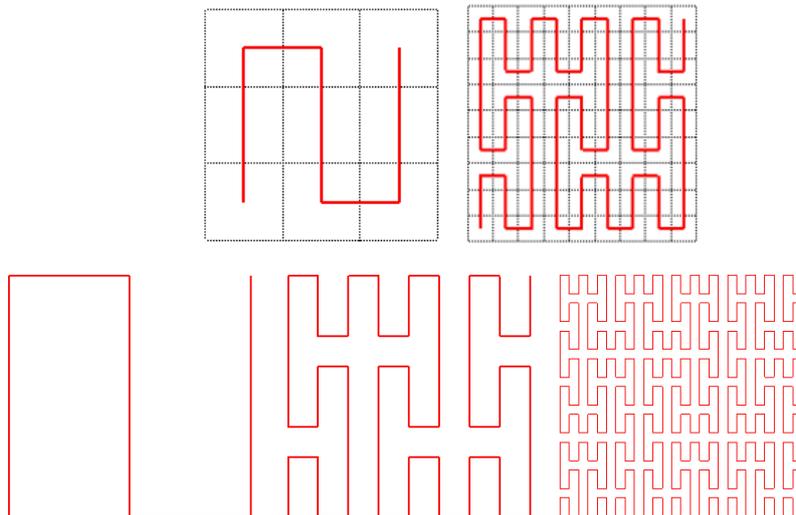


Figure III.6. Courbe de Peano

III.5.2. Les surfaces fractales

III.5.2.1. Les géométries de Sierpinski

Cette structure a été inventée par le mathématicien polonais SIERPINSKI. Il existe plusieurs variantes de cette géométrie parmi lesquelles :

III.5.2.1.1. Le triangle de Sierpinski « Sierpinski Gasket »

La construction de ce triangle se fait par le Système de fonctions itératives (IFS : Iterated Function System) [7] et à partir d'un triangle équilatéral plein et en appliquant récursivement les étapes suivantes:

- 1- Un triangle équilatéral est construit et sera considéré comme une base.
- 2- On trace les trois segments joignant les milieux respectifs des côtés du triangle et on enlève le petit triangle central. Il reste trois petits triangles qui se touchent par leurs sommets dont les longueurs des côtés sont la moitié de celles du triangle de départ.
- 3- On répète la deuxième étape avec chacun des petits triangles obtenus.

La figure III.7 illustre les 4 premières itérations de la géométrie « Triangle de SIERPINSKI »

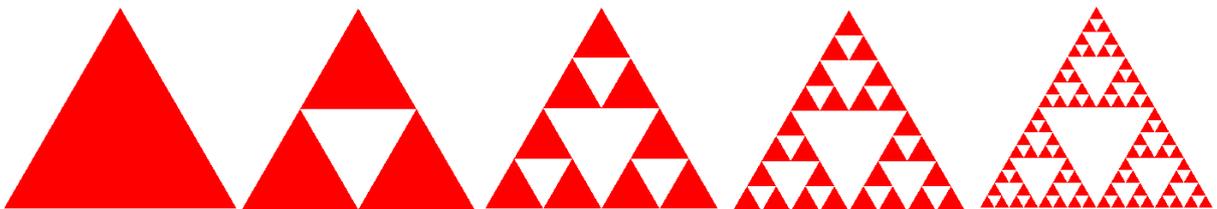


Figure III.7. Génération du triangle de Sierpinski

Calcul de la dimension fractale :

Le nombre de copies de la forme originale obtenu d'une itération à une autre est égal à 3 ($N=3$). La taille de chaque nouvelle copie (boite) est égale à 1/2 de la taille originale ($s = 1/2$).

On utilisant l'équation (III.1), la dimension de ce type de fractale est :

$$D = \log 3 / \log 2 = 1.58$$

III.5.2.1.2. Triangle de Sierpinski mod-P - Les Fractales de Pascal

a/ Triangle de Pascal :

Le triangle de Pascal était connu bien avant Pascal par les anciennes civilisations indiennes (2000 ans avant Pascal) ou chinoises (1700 ans avant Pascal). Son nom actuel provient du fait que Pascal l'a beaucoup utilisé pour le calcul des probabilités. Le triangle de Pascal est un modèle simple à réaliser qui consiste à remplir les cellules d'un triangle par un nombre. Chaque case sur les côtés reçoit la valeur 1 et chaque case recevra comme valeur la somme des valeurs des cases situées au-dessus (figure III.8) [6-9].

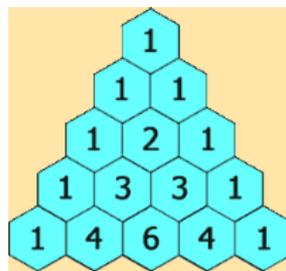


Figure III.8. Exemple sur le triangle de Pascal

Noté que la somme des termes sur la ligne de rang n (première ligne = rang 0) est égale à 2^n .

b/ Triangle de Sierpinski mod-P :

Cette fractale peut être générée avec le Triangle de Pascal en utilisant la procédure suivante [10, 11] : Nous partons du triangle de Pascal obtenu en allant jusqu'à $n+1$ ligne (à partir de 0). Chaque n lignes contient n nœuds avec un numéro est attribué à chaque nœud par la procédure précédente. Si tous les nœuds dont le nombre est divisible par un nombre premier p ($p = 2, 3, 5, \dots$) sont supprimés, le résultat est une fractale auto-similaire appelée **Triangle de Sierpinski Mod-p**. Par exemple, si les nœuds de figure III.9 dont les nombres sont divisibles par 2 sont supprimés, le résultat est un **Triangle de Sierpinski Mod-2**. Si les nœuds dont le nombre est divisible par 3 sont supprimés, un **Triangle de Sierpinski Mod-3** est obtenu, comme le montre la figure III.10.

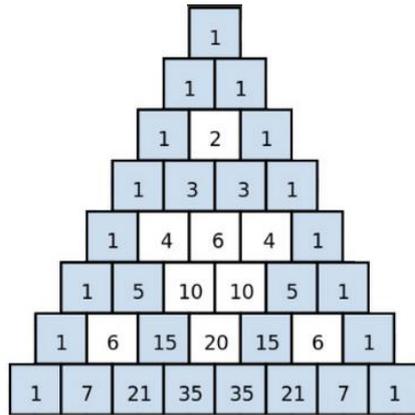


Figure III.9. Triangle de Sierpinski Mod-2

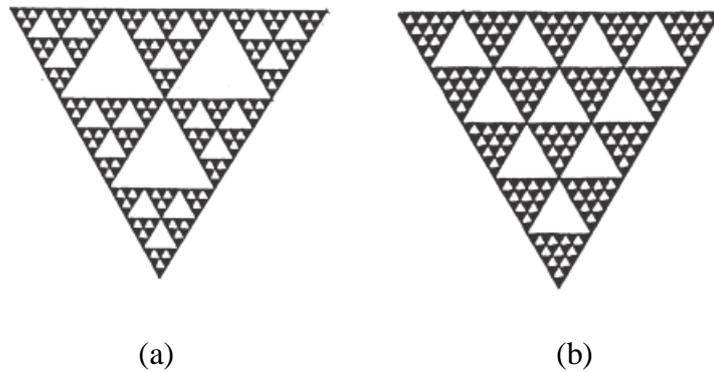


Figure III.10. (a) Triangle de Sierpinski Mod-3
(b) Triangle de Sierpinski Mod-5 [10]

III.5.2.1.3. Le tapis de Sierpinski « Sierpinski Carpet »

On obtient généralement ce « tapis » en partant d'un carré. On le subdivise en 9 carrés de même taille et on supprime le carré central. On répète l'opération sur les huit carrés restants et ainsi de suite [5, 6].

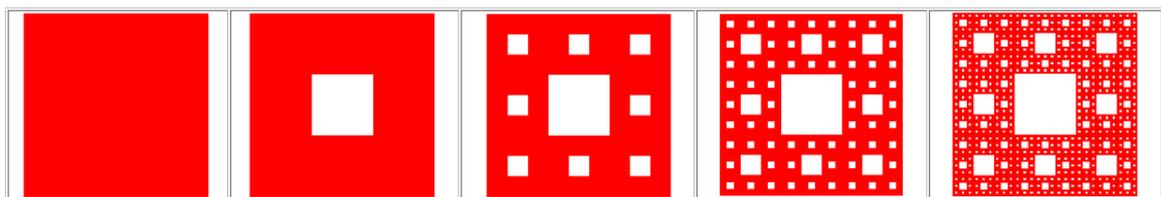


Figure III.11. Génération de la géométrie du tapis de Sierpinski.

Calcul de la dimension fractale :

Le nombre de copies de la forme originale obtenu d'une itération à une autre est égal à 8 ($N=8$) et la taille de chaque nouvelle copie est égale à $1/3$ de la taille originale ($s = 1/3$).

On utilisant l'équation (III.1), la dimension de ce type de fractale est :

$$D = \log 8 / \log 3 = 1.89$$

III.5.2.1.4. Le pentagone et l'hexagone de Sierpinski

Le pentagone (hexagone) de Sierpinski est obtenu à partir d'un pentagone (hexagone), puis à chaque pointe du pentagone (hexagone), un autre pentagone (hexagone) ayant pour centre la pointe de celui-ci, et ainsi de suite. Le tout pouvant être répété à l'infini comme il est montré sur la figure III.12 et la figure III.13 [12].

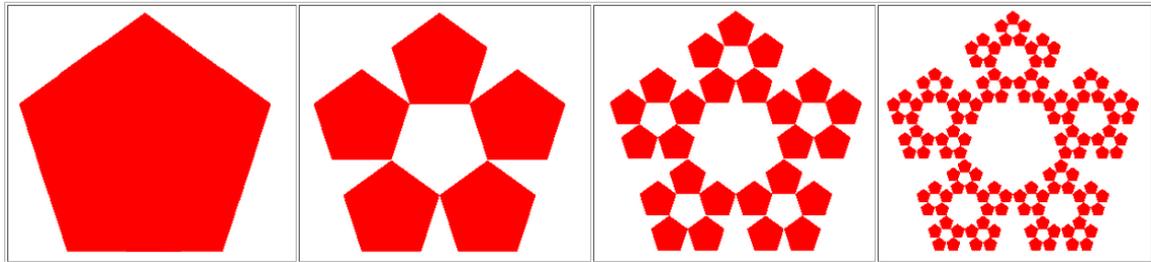


Figure III.12. Génération de la géométrie du pentagone de Sierpinski.

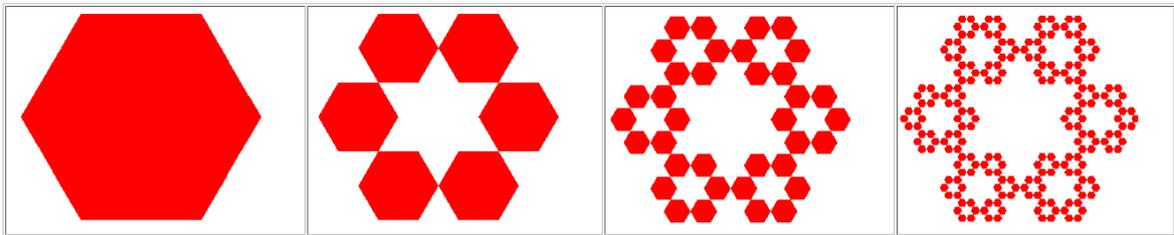


Figure III.13. Génération de la géométrie de l'hexagone de Sierpinski.

III.5.2.2. Le flocon de Koch

La construction originale du flocon de Von Koch, aussi appelé flocon de neige (Snowflake), est illustrée sur la figure III.14. À l'itération zéro, on dispose d'un triangle équilatéral, appelé initiateur. Ensuite, à la première itération, on divise chacun de ses côtés en trois segments égaux.

La partie du centre est alors enlevée et remplacée par deux segments de longueur identique placés de manière à former un autre triangle équilatéral plus petit. On répète cette opération sur chacun des côtés et ce jusqu'à l'infini. On finit par obtenir une figure de flocon

de neige. Cette courbe, lorsqu'on répète l'opération à l'infini, possède la propriété d'avoir une aire finie et un périmètre infini [5].

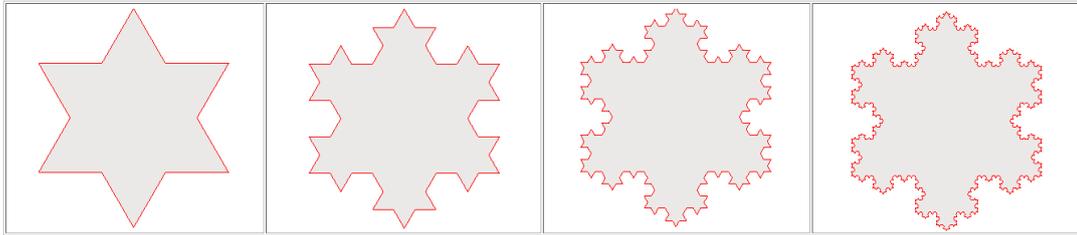


Figure III.14. Flocon de Koch

III.5.3. Les volumes fractals

III.5.3.1. Le tétraèdre de Sierpinski

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



Figure III.15. Tétraèdre de Sierpinski [12, 13].

III.5.3.2. L'éponge de Menger-Sierpinski

Est un objet fractal en dimension 3 décrit pour la première fois par le mathématicien « Karl Menger » en 1926 [12]. Pour construire une éponge de Menger, on prend un cube et on divise chacun de ses cotés en trois parties égales, de sorte que chacune de ses faces soit découpée en neuf carrés égaux; le cube lui-même se trouve découpé en 27 petits cubes. Ensuite, on retire le cube central de chaque face ainsi que le cube central en contact avec

ceux-ci. Il en reste vingt cubes. Pour passer à la deuxième itération, on répète le même processus pour chacun des vingt cubes restants.

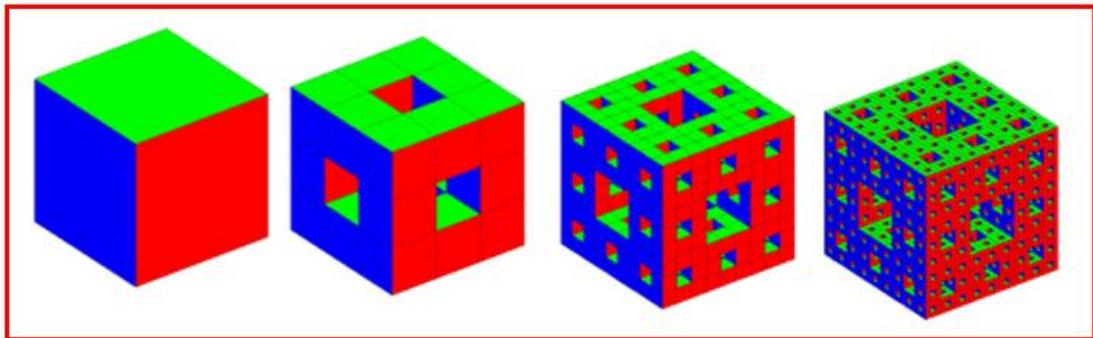


Figure III.16. Eponge de Menger-Sierpinski

III.6. LES ANTENNES FRACTALES

Une antenne fractale est une antenne qui applique la géométrie fractale sur un ou sur plusieurs éléments de cette antenne afin d'augmenter la longueur ou le périmètre d'un matériau pouvant transmettre ou recevoir un rayonnement électromagnétique dans une zone de surface totale spécifiée [2]. L'expression « antennes fractales » a été publiée pour la première fois en 1994 par D.H. Werner [15]. Plus tard, une série d'articles a été publiée par Cohen [16, 17] 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.

III.6.1. L'application de la géométrie fractale dans le domaine des 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 [23] (figure III.17).

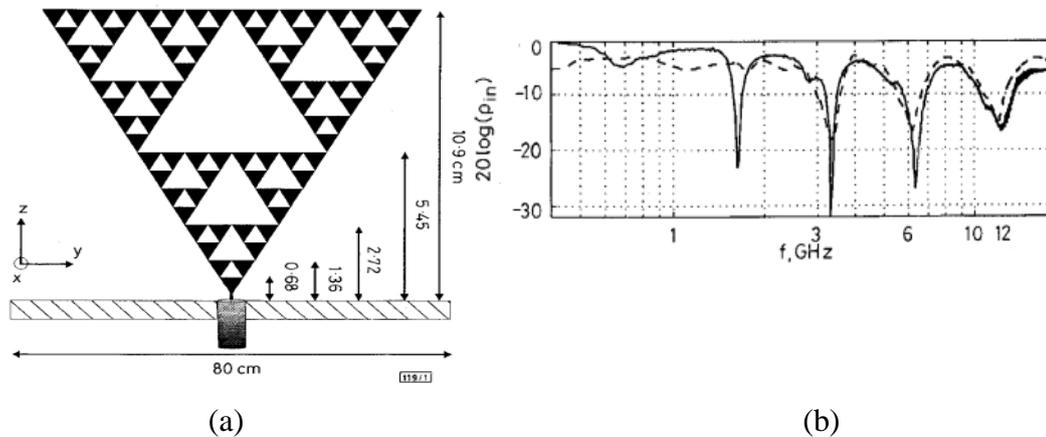


Figure III.17. (a) Monopôle fractale de Sierpinski proposé par C. Puente [23], (b) Leur coefficient de réflexion S11

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 multi-bandes et aussi des antennes large-bandes [10].

III.6.2. Les différentes formes des antennes fractales

Dans le contexte un très grand nombre de structures fractales ont été étudiées, un résumé d'activités de recherches abordant ce type d'antenne est présenté ci-dessous [3] :

✓ **L'antenne fractale de Koch :** Cette antenne a fait l'objet de plusieurs recherches. Par exemple, dans les articles [18, 19] les auteurs ont posés les particularités et les performances de cette géométrie sous formes de monopôle et de dipôles. Gianvittorio a présenté dans [20] 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 [21, 22].

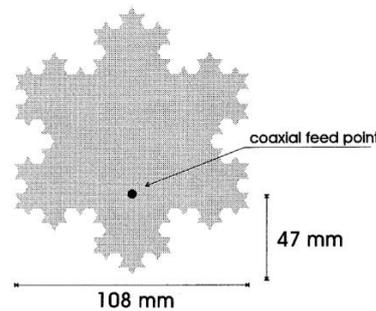


Figure III.18. Antenne island Koch proposée par J. Romeu et al. [21]

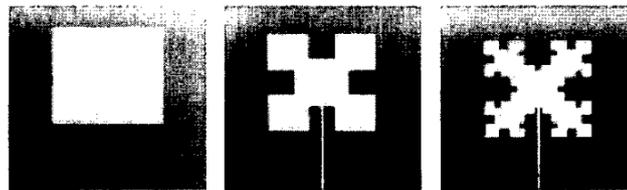


Figure III.19. Antenne island Koch proposée par I. Kim et al. [22]

✓ **L'antenne fractale 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 [23-25]. Ils ont étudiés ce type d'antenne sous formes de monopôles. Dans la référence [26], on trouve également des recherches plus approfondies basées sur ce type d'antenne mais sous formes de patch.

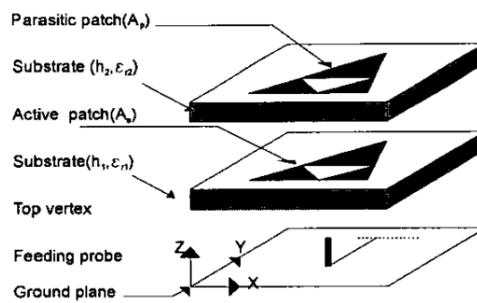


Figure III.20. Antenne fractale de Sierpinski proposée par J. Anguera et al. [26]

✓ **L'antenne fractale de Minkowski :** L'antenne de Minkowski est l'une des antennes dont la géométrie fractale a la forme d'une boucle. Ces formes ont la particularité d'avoir un périmètre très important comparé à celui des antennes classiques, et qui tend vers l'infini 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 [20]. Ce type d'antenne a été étudié par N. Cohen [16-17] comme dipôle, aussi il a été utilisé en configuration d'un réseau d'antennes par Gianvittorio [20].

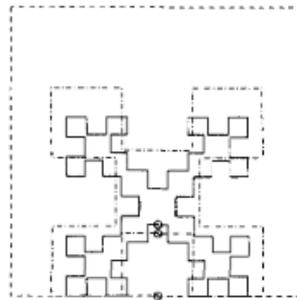


Figure III.21. Antenne fractale de **Minkowski** sous forme de boucle proposée par J. Gianvittorio [20]

✓ **L'antenne arbre fractal:** Les arbres fractals, sont des géométries inspirées de la nature, où dans [20] et [27], les auteurs ont montrés que ces formes peuvent réaliser des antennes à large bande et à dimensions réduites.

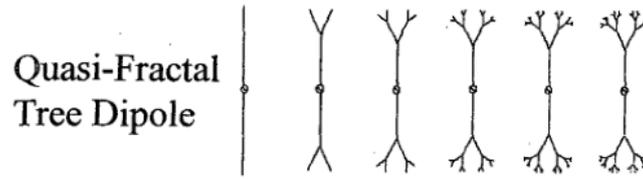


Figure III.22. Dipôle arbre fractal de J. Gianvittorio [20]

✓ **L'antenne fractale de Hilbert** : Ces antennes sont des antennes fractales dont la géométrie est basée sur la fractale de Hilbert. Dans les articles [28] et [29], on trouve des études basées sur ce type d'antenne sous la forme d'un monopôle.

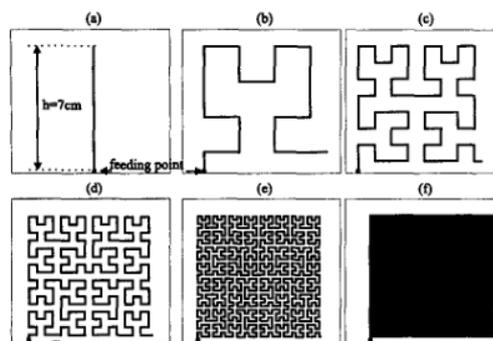


Figure III.23. a) Monopole vertical, b) Hilbert 1, c) Hilbert 2, d) Hilbert 3, e) Hilbert 4, f) Hilbert 5 [28]

III.6.3. Caractéristiques des antennes fractales

Les antennes fractales sont associées à de nombreuses caractéristiques, dont les principales sont [30] :

- 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.6.4. Avantages et inconvénients des antennes fractales

L'utilisation des caractéristiques des antennes fractales dans la conception d'antennes peut donner les avantages suivants [31]:

- **Miniaturisation** : On sait 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** : La directivité d'une antenne peut également être améliorée en introduisant la géométrie fractale dans la conception des antennes.

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.

III.7. CONCEPTION D'UNE NOUVELLE ANTENNE FRACTALE ULB

Les fractales ont la propriété d'autosimilarité, ils sont formés de copies d'eux-mêmes à des échelles différentes. Si nous introduisons les propriétés des fractales dans les antennes, il semblerait que les antennes résultantes aient la capacité de fonctionner dans plusieurs bandes de fréquence et puissent être miniaturisées.

Concernant le fractale proposé pour concevoir notre antenne ULB, nous utilisons comme base le triangle de Pascal à 7 lignes. Premièrement, le motif générateur est une grille triangulaire équilatérale de 3 nœuds sur chaque côté. On introduisant trois fentes aux trois nœuds centraux. Deuxième étape est la duplication de ce motif dans le triangle de base (de 7 lignes) dont la géométrie finale se ressemble à un triangle de Sierpinski modifié (MSG). Cette nouvelle topologie est décrite en détail dans la section suivante.

III.7.1. Etapes de conception

D'abord, nous décrivons les étapes de conception du fractale proposé pour concevoir le triangle de Sierpinski modifié MSG en tant qu'un élément rayonnant dans l'antenne. La structure initiale est représentée par la figure III.24. Il s'agit en premier lieu d'un triangle formé par des nœuds de forme hexagonal. Chaque côté de ce triangle suit une séquence récursive donnée par l'équation III.2, afin de construire une grille triangulaire équilatérale de nœuds. Le nombre total des nœuds formant le triangle égale la somme des n termes de la séquence (l'équation III.5). Pour obtenir l'aspect d'autosimilarité, nous avons appliqué une nouvelle procédure itérative pour générer la géométrie fractale inspirée du triangle de Sierpinski.

III.7.1.1. Structure initiale et modèle mathématique

La procédure de construction géométrique de cette nouvelle fractale commence par une grille triangulaire équilatérale. Chaque côté du triangle contient K_n nœuds, où K_n est une suite définie par son premier terme $K_0 = 1$ et par la relation de récurrence donnée par l'équation III.2:

$$\begin{cases} K_{n+1} = 2K_n + 1 \\ K_0 = 1 \end{cases} \quad (\text{III.2})$$

Remarquons que K_n est un nombre impair.

La construction récursive de cette grille est illustrée à la figure III.24.

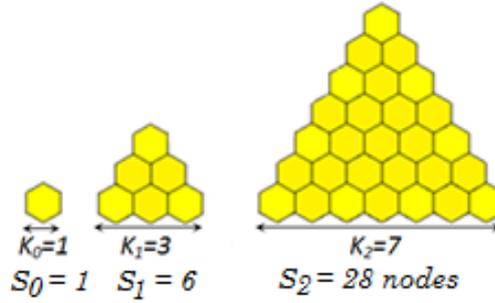


Figure III.24. Construction récursive de la grille triangulaire équilatérale de nœuds

a/ Terme général de la séquence

Le nième terme de la progression mathématique est donné par l'équation III.3 :

$$K_n = 2^{n+1} - 1 \quad (\text{III.3})$$

Cette forme générale peut être démontrée à l'aide de la formule donnée par l'équation (III.4):

$$C_n = \sum_{i=0}^{n-1} 2^i = 2^n - 1 \quad (\text{III.4})$$

On a :

$$\begin{aligned} K_1 &= 2K_0 + 1 \\ K_2 &= 2K_1 + 1 = 2(2K_0 + 1) + 1 = 2^2K_0 + 2 + 1 \\ K_3 &= 2K_2 + 1 = 2(2^2K_0 + 2 + 1) + 1 = 2^3K_0 + 2^2 + 2 + 1 \\ &\vdots \\ K_n &= 2^nK_0 + 2^{n-1} + \dots + 2 + 1 \end{aligned}$$

En appliquant la formule de l'équation III.4, on obtient l'équation du terme général K_n :

$$\begin{aligned} K_n &= 2^nK_0 + 2^n - 1 \quad \text{with } K_0 = 1 \\ K_n &= 2^{n+1} - 1 \end{aligned}$$

b/ La somme des termes

La somme S_n des n premiers termes de la séquence est égale au nombre total des nœuds formant le triangle équilatéral. Elle est donnée par l'équation III.5 :

$$S_n = K_n \cdot 2^n = (2^{n+1} - 1)2^n \quad (\text{III.5})$$

III.7.1.2. Procédure de conception de la géométrie fractale

La procédure récursive pour former le triangle de Sierpinski modifié MSG en tant qu'élément rayonnant est illustrée sur la figure III.25, où trois petites fentes hexagonales sont

introduites au centre de chaque côté du triangle de la première itération (K_1) comme représenté sur la figure III.25 (e) (Itération 1).

Nous appliquons la même transformation pour le triangle de la deuxième itération (K_2) qui est représentée sur la figure III.25 (b) (étape 1 Itération 2). Les nœuds intermédiaires entre les fentes sont éliminés comme illustré par la figure III.25 (c) (étape 2 Itération 2). Enfin, nous répétons ce processus sur les trois triangles de l'itération 1 illustrés sur le triangle de l'itération 2 pour former le triangle final MSG représenté par la figure III.25 (d) (étape 3 Itération 2). Cette nouvelle structure fractale peut être générée en exécutant ce processus itérativement pour l'itération d'ordre supérieur. L'antenne fractale UWB proposée a été optimisée à la deuxième itération.

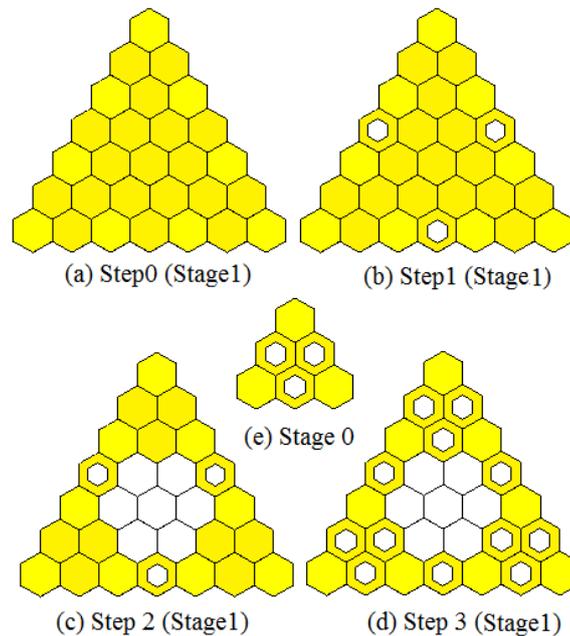


Figure III.25. Processus itératif : (a) Etape 0 Itération 2, (b) Etape1 Itération 2, (c) Etape 2 Itération 2, (d) Etape 3 Itération 2, (e) Itération 1

III.7.1.3. Configuration de l'antenne proposée

La structure de l'antenne fractale UWB est représentée sur la figure III.26. Il s'agit d'un monopôle imprimé alimenté par une ligne coplanaire (CPW) avec un plan de masse trapézoïdal. Le patch rayonnant à la forme fractale décrite précédemment. Toutes les couches conductrices en cuivre de $17,5 \mu\text{m}$ d'épaisseur sont gravées sur la face supérieure du substrat diélectrique : le Rogers RO4003C de permittivité relative $\epsilon_r = 3.38$ ($tg(\delta) = 0.0027$) et d'épaisseur $1,52 \text{ mm}$. En raison de la réactance élevée et de la faible résistance au

rayonnement, l'adaptation d'impédance présente un défi important dans la conception d'antennes électriquement petites [32]. Pour surmonter ce problème, des stubs sont gravés coté patch et plan de masse sur les bords du substrat, comme le montre la figure III.26. Une analyse paramétrique a été effectuée pour obtenir les paramètres géométriques optimaux qui sont rassemblés dans le tableau III.1.

Paramètre	Dimension (mm)	Paramètre	Dimension (mm)
L	20	g	0.25
W	19	d_1	1.95
L_f	7	d_2	1.25
W_f	1.2	d_3	1
W_g	6.85	r_1	1
L_g	5.5	r_2	0.65

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

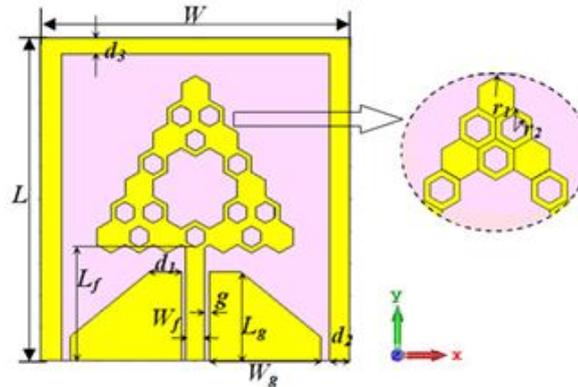


Figure III.26. Géométrie de l'antenne fractale proposée

III.8. RESULTATS DE SIMULATION ET DISCUSSIONS

III.8.1. Étude paramétrique

Dans cette section, certains paramètres définissant la géométrie de l'antenne proposée seront modifiés un à un afin d'étudier l'influence de ces paramètres sur les performances de l'antenne, notamment en terme d'adaptation d'impédance sur une large

bande de fréquence. Un paramètre sera varié et les autres paramètres seront maintenus constants, comme mentionnés dans le Tableau III.1.

III.8.1.1. Effet des paramètres du plan de masse trapézoïdal

a/ Effet de la longueur L_g

La figure III.27 montre le coefficient de réflexion (S_{11}) en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de la longueur L_g de l'élément trapézoïdal qui varie de 5,3 à 5,7 mm. La meilleure adaptation de bande passante et d'impédance $S_{11} < -10$ dB est obtenue pour $L_g = 5,5$ mm.

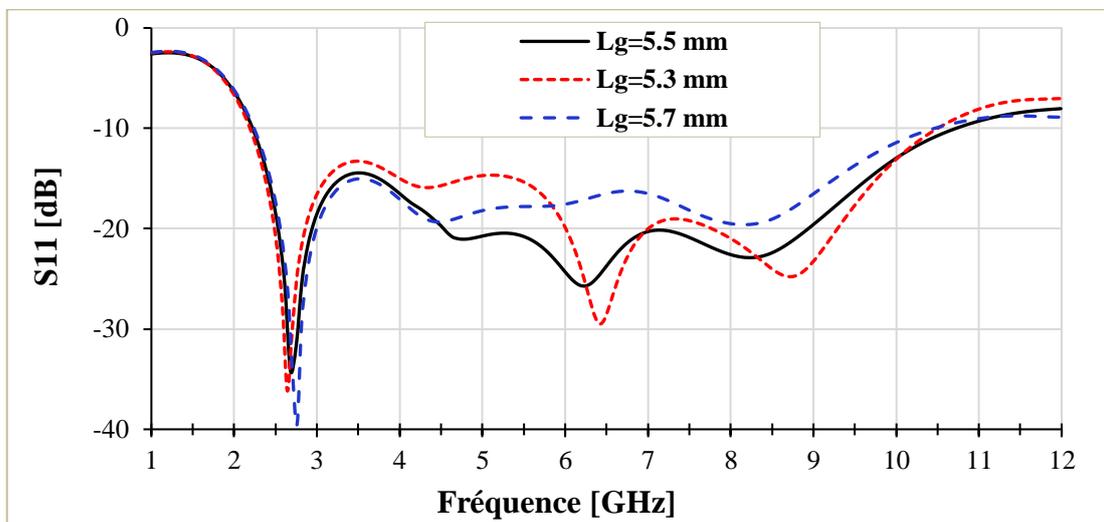


Figure III.27. Coefficient de réflexion S_{11} pour différentes valeur de L_g

b/ Effet de la grande largeur W_g du plan de masse trapézoïdal

L'analyse a été effectuée en la faisant varier W_g de 6,65 à 7,05 mm. Les performances optimales sont obtenues pour $W_g = 6,85$ mm. Comme il est indiqué par la figure III.28.

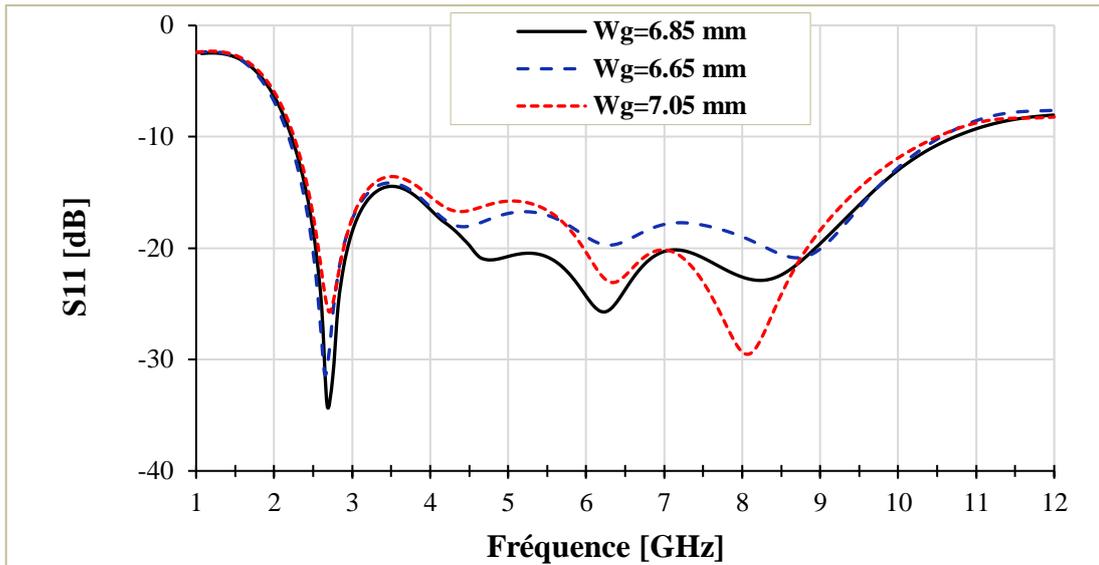


Figure III.28. Coefficient de réflexion S11 pour différentes valeur de W_g

c/ Effet de la petite largeur d_1 du plan du masse trapézoïdal

La valeur optimale permettant de donner une meilleure performance de l'antenne est $d_1 = 1.95$ mm illustré par la figure III.29. Il fournit la bande passante maximale de 2,22 GHz à 10,7 GHz.

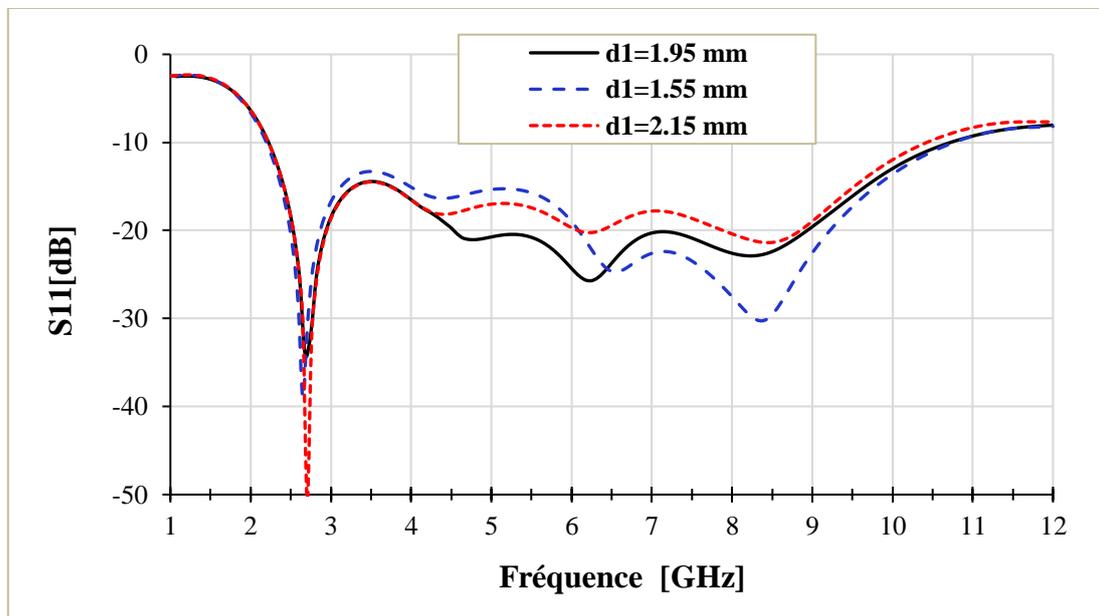
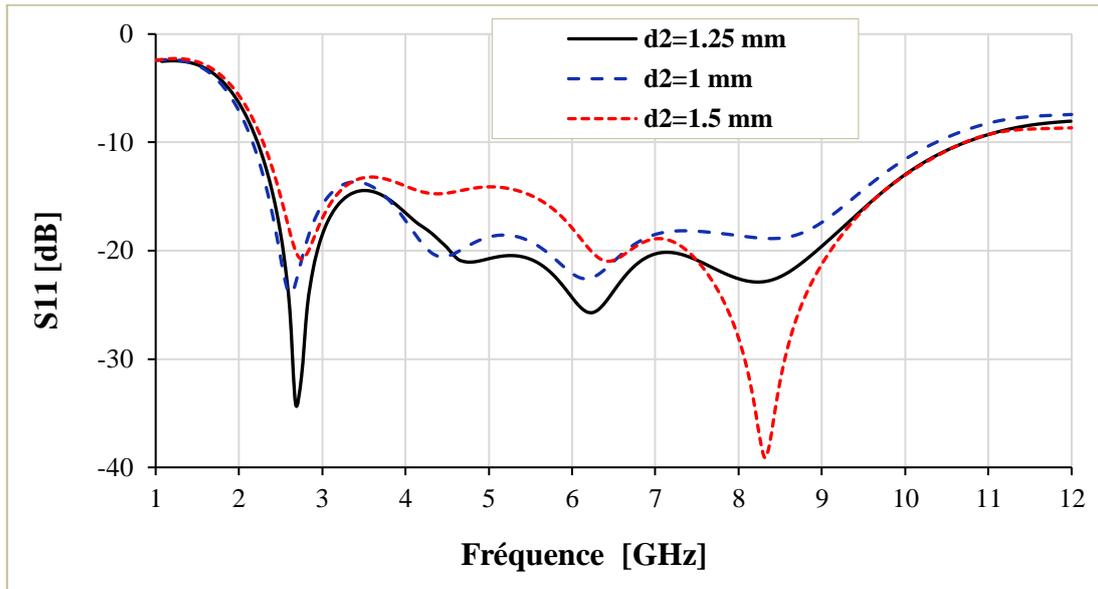


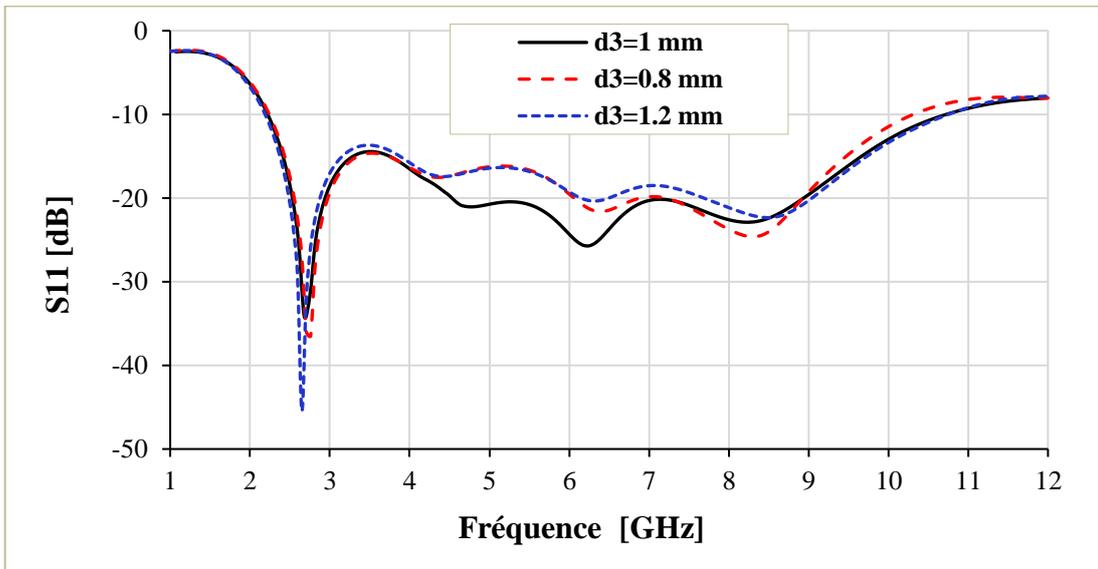
Figure III.29. Coefficient de réflexion S11 pour différentes valeur de d_1

III.8.1.2. Effet de l'épaisseur des stubs d2 et d3

L'effet de largeur des bandes parasites (les stubs) s'effectue en faisant varier la première épaisseur d2 de 1 à 1,5 mm. D'après la figure III.30 (a), la meilleure bande passante $S_{11} < -10$ dB et l'adaptation d'impédance sont obtenues pour $d_2 = 1,25$ mm. L'analyse sur l'effet de d3 est similaire à d2, la meilleure valeur est $d_3 = 1$ mm, comme illustré sur la figure III.30 (b).



(a)



(b)

Figure III.30. Coefficient de réflexion S_{11} pour différentes valeurs de : (a) d_2 , (b) d_3

III.8.2. Impédance d'entrée

La figure III.31 représente la variation de l'impédance d'entrée simulée de la structure 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 36,9 à 64,61 dans toute la gamme de fréquences ULB (2,22 à 10,7 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.

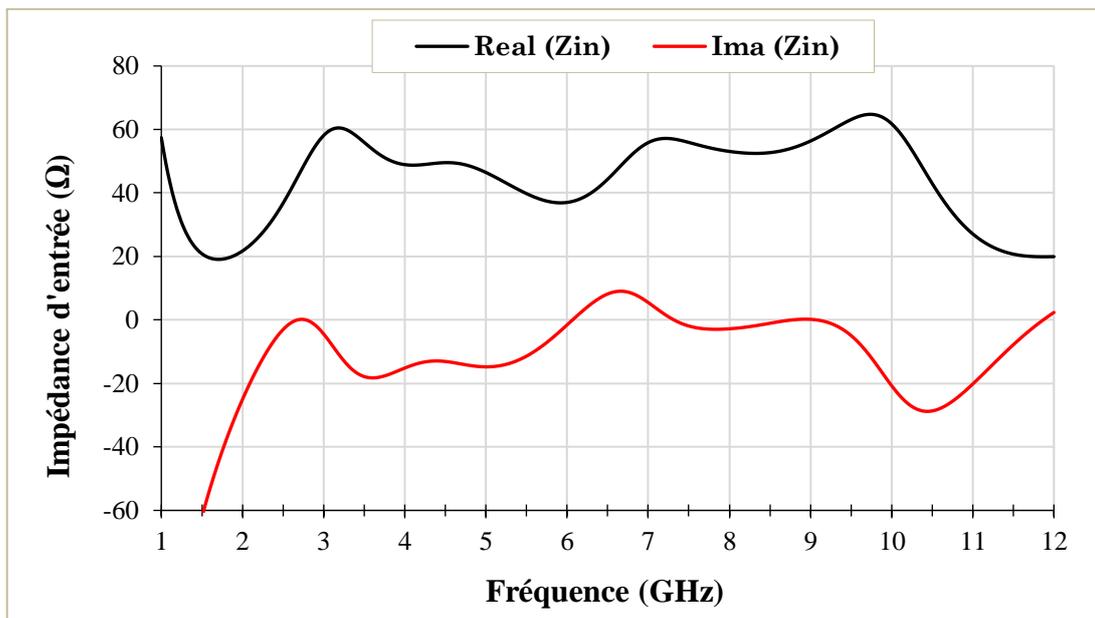


Figure III.31. Impédance d'entrée de l'antenne fractale

III.8.3. Distributions de courant de surface

La figure III.32 montre la répartition du courant sur la surface de l'antenne. Les distributions de courant sont calculées pour les deux fréquences de résonance 2,68 GHz et 6,25 GHz. Pour les deux fréquences, le courant de surface est concentré sur les bords inférieurs du patch et de la masse et complètement sur la ligne d'alimentation. Pour la première fréquence une partie de courant surfacique est répartie sur les deux stubs verticaux et le bord supérieur du plan de masse. Pour la deuxième fréquence, il propage progressivement sur le stub horizontal et la surface supérieure du patch fractal. En effet, les stubs parasites sont excités par couplage électromagnétique, et donc vont permettre de participer au rayonnement de l'antenne miniature.

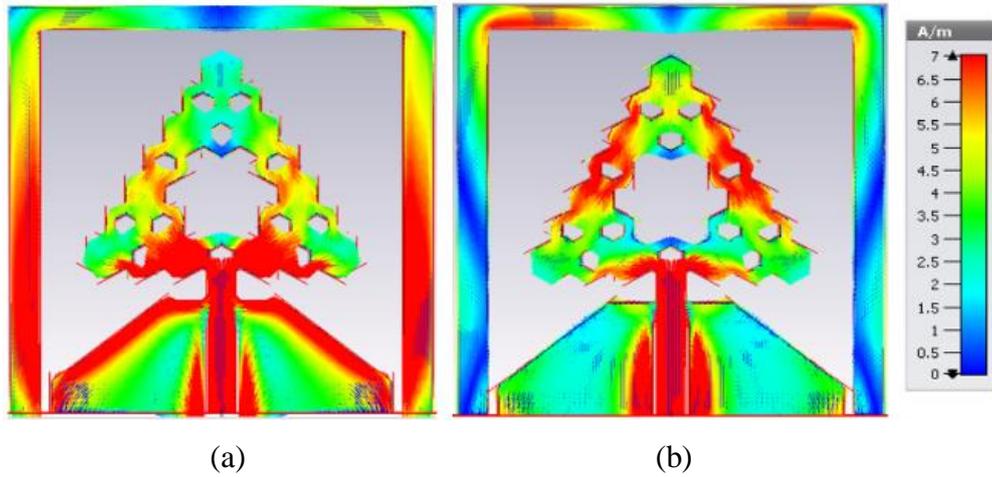


Figure III.32. Courant surfacique de l'antenne fractale : (a) 2,68 GHz, (b) 6,25 GHz

III.8.4. Caractéristiques de rayonnements

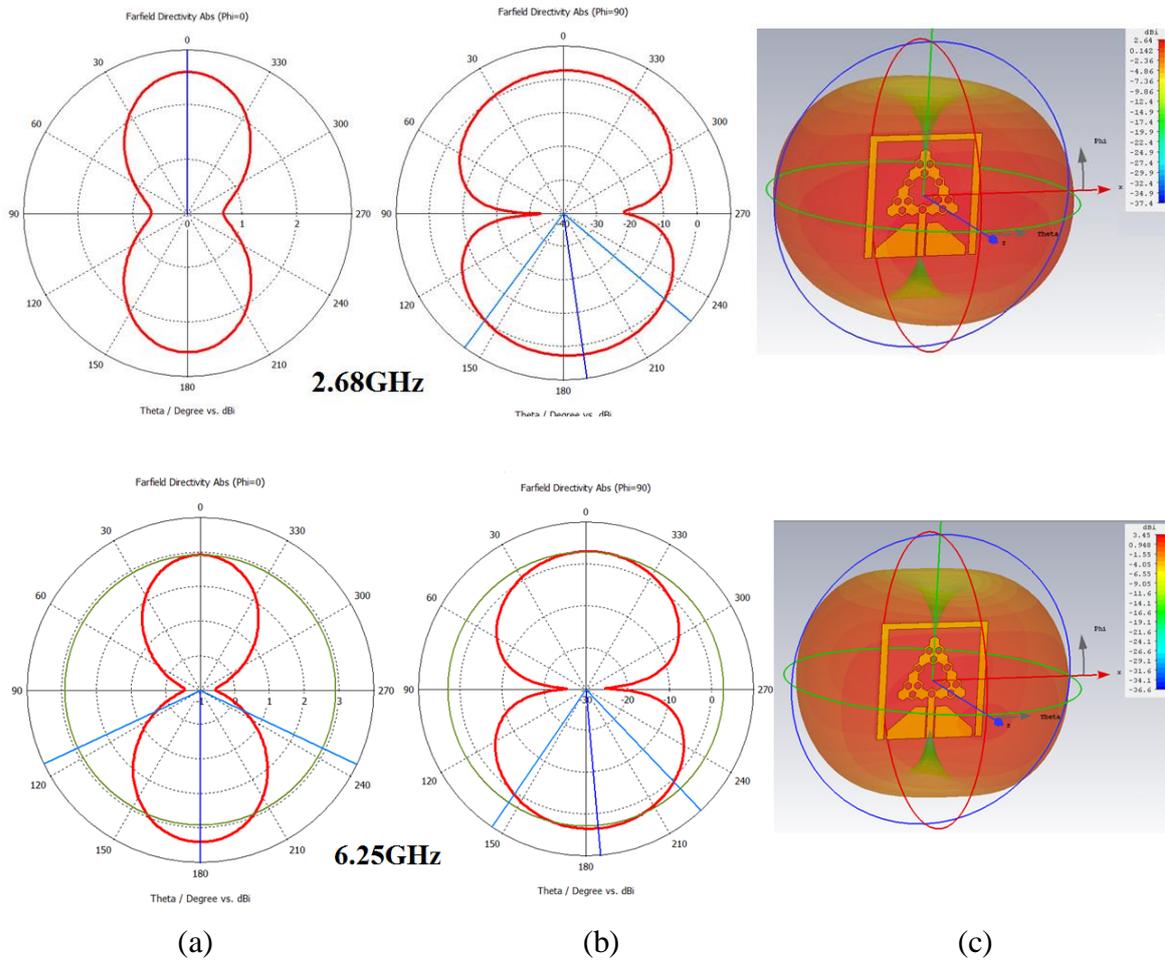


Figure III.33. Diagramme de rayonnement en directivité de l'antenne fractale :

(a) Plan E ; (b) Plan H ; (c) 3D

On étudie dans ce paragraphe les caractéristiques de rayonnement de l'antenne fractale proposée alimentée par une ligne coplanaire CPW. Les diagrammes de rayonnement en dBi sont tracés pour les deux fréquences correspondant aux pics offerts par la courbe d'adaptation 2.68 et 6.25 GHz. La figure III.33 (a), (b) et (c) représente la directivité de l'antenne dans les deux plans E et H et en 3 (D) respectivement. De cette figure, on remarque que l'antenne a un diagramme de rayonnement bidirectionnel dans les plans E et H. On note également qu'il y a une augmentation du gain en fonction de la fréquence, de l'ordre de 2.64 dBi à la fréquence 2.68 GHz et de 3.85 dBi à la deuxième fréquence 6.25 GHz. De plus, ces diagrammes sont stables et symétriques, du fait de la forme symétrique de l'antenne.

III.8.5. Gain et Efficacité

La figure III.34 montre le gain et l'efficacité de rayonnement simulés en fonction de la fréquence. L'antenne offre un gain de plus de 2,61 dBi et une valeur moyenne de 3.46 dBi sur tout le spectre ULB. Le pic est proche de 4,77 dBi autour de 9,8 GHz. Notant que ce type d'antenne ULB est adapté aux communications intérieure et extérieure (Indoor et Outdoor) de courte portée. Concernant l'efficacité, elle est supérieure à 72% sur toute la bande de fonctionnement, et la valeur max est proche de 85%, comme il est indiqué par les figures III.34.

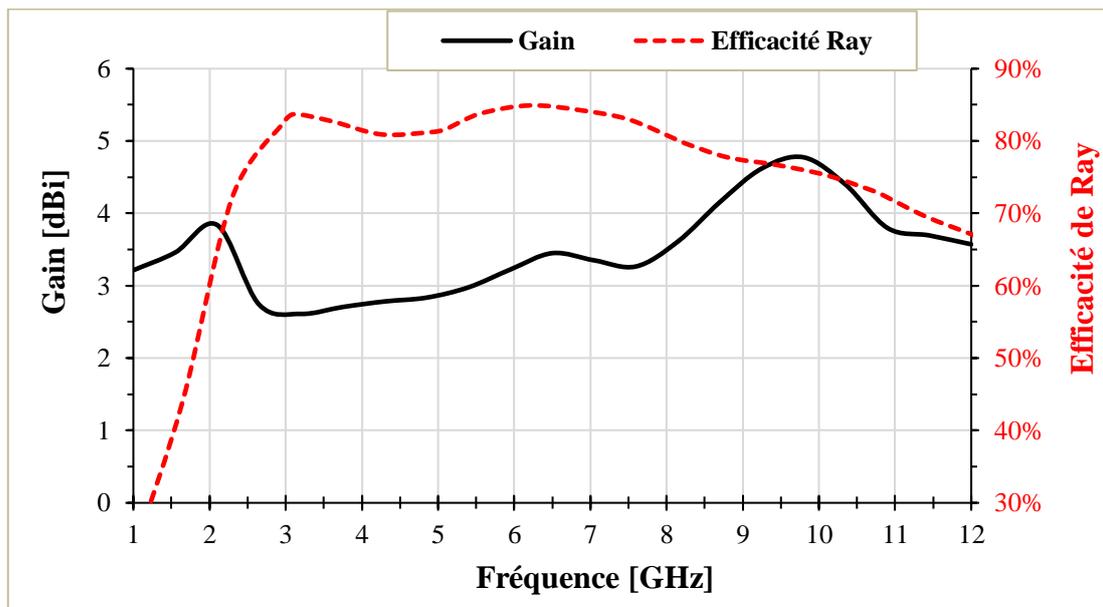


Figure III.34. Gain en [dBi] et Efficacité de l'antenne fractale

III.9. REALISATION DU PROTOTYPE ET RESULTATS EXPERIMENTAUX

III.9.1. Mesure du coefficient de réflexion

Ce travail a été effectué au laboratoire RF, du CEMT (Centre Énergie Matériaux et Télécommunications), INRS, Canada. Ce laboratoire est doté de tous les équipements nécessaires pour fabriquer et tester les antennes imprimées. Le prototype d'antenne fractale proposé est fabriqué avec des technologies standardisées utilisant une imprimante laser pour circuits imprimés. De plus, un connecteur SMA de 50 Ω a été utilisé comme une transition entre le prototype fabriqué et les câbles d'alimentation comme on peut le voir sur la figure III.35.

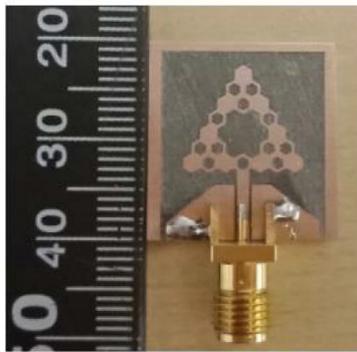


Figure III.35. Photographie de l'antenne réalisée

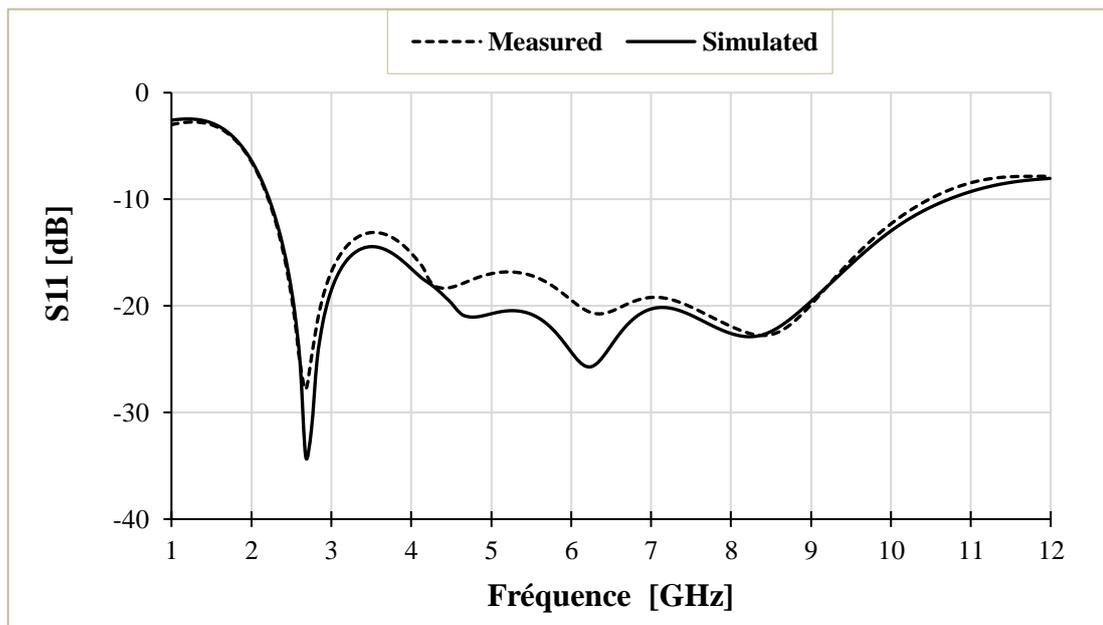
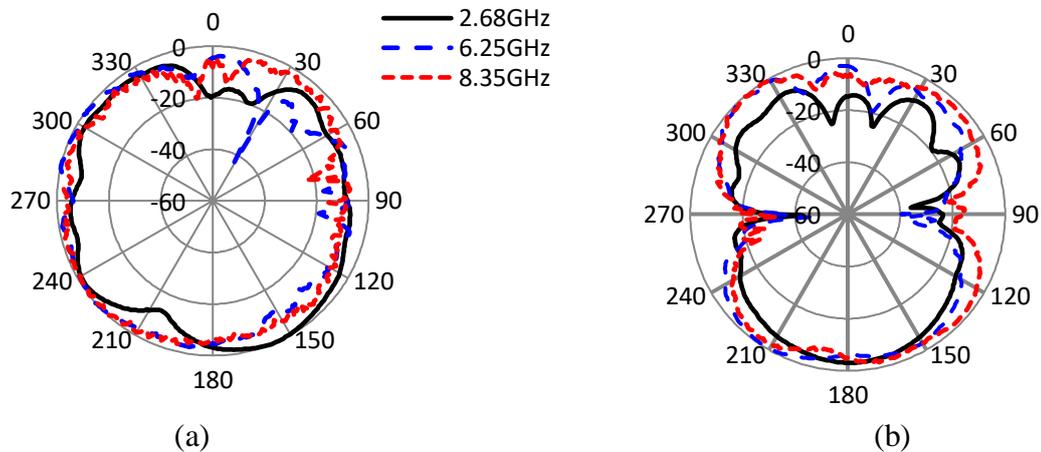


Figure III.36. Coefficient de réflexion $|S_{11}|$ de l'antenne fractale simulé et mesuré

Le coefficient de réflexion a été mesuré à l'aide d'un Analyseur de réseau vectoriel (VNA) "Agilent 8722ES". Les résultats de mesure est en bon accord avec ceux de simulation comme il le montre la figure III.36. On constate que la bande passante mesurée couvre environ 129.85% et s'étend de 2,22 à 10,44 GHz, tandis que celle calculée est de 131.27% allant de 2,22 à 10,7 GHz.

III.9.2. Mesure du diagramme de rayonnement

Plan E



Plan H

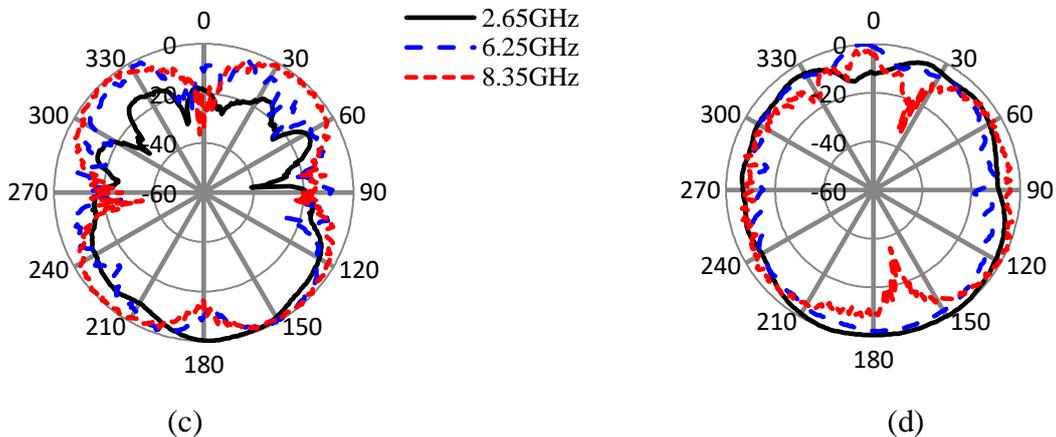


Figure III.37. Gain mesuré de l'antenne pour les fréquences: 2.68 GHz, 6.25 et 8.35 GHz :
(a) Co-Pol Plan E, (b) Cross-Pol Plan E, (c) Co-Pol Plan H, (d) Cross-Pol Plan H

La figure III.37 représente le diagramme de rayonnement en champ lointain de l'antenne fractale proposée. La mesure a été effectuée dans une chambre anéchoïque disponibles au sein du laboratoire de l'INRS de Canada aux fréquences 2,68, 6,25 et 8.35 GHz dans les plans E et H pour les deux modes de polarisation Co-Polarisation et Cross-

Polarisation. D'après les résultats mesurés, le diagramme de rayonnement de l'antenne est quasiment stable pour les basses fréquences. Cependant, on peut observer certaines distorsions en hautes fréquences dues à l'environnement d'expérience et à la réflexion sur les bords de la structure fractale miniature.

III.10. COMPARAISON AVEC D'AUTRES ANTENNES FRACTALES

Pour mieux voir l'intérêt de l'antenne fractale proposée, nous allons la comparer avec d'autres antennes basées sur la géométrie fractale en termes de taille, surface occupée et bande de fonctionnement. Chaque antenne est conçue pour des applications ULB. Le tableau III.2 résume cette étude.

Ref.	Dimensions (mm)	Surface occupée (mm²)	Bande Pass. (GHz)	Bande Pass. %
[33]	34 × 43	1462	2.99 - 12	120
[34]	30 × 25	750	3.55-11.17	103.53
[35]	39 × 36.5	1423.5	3.1 - 13.65	125.97
[36]	28 × 28	784	3.41-15.37	127.36
Notre Ant.	19 × 20	380	2.22 - 10.7	131.27

Table III.2. Comparaison des performances de l'antenne fractale avec ceux de la littérature

De cette étude comparative, nous constatons que l'antenne proposée est très compacte, en tenant compte de ces quatre conceptions mentionnées en références avec une bande passante suffisante pour couvrir l'ensemble des applications ULB, rappelons que la commission fédérale des communications FCC a adopté, en 2002, l'utilisation de la bande ULB s'étend de [3.1 – 10.6] GHz pour des utilisations commerciales [37].

III.11. CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons passé en revue les différentes formes des fractales. Nous sommes venus ensuite, définir les antennes fractales, et introduire les différentes formes

constituant un bref état de l'art. Nous avons aussi, exposé leurs principaux caractéristiques, ainsi leurs avantages et inconvénients.

Par la suite, nous avons proposé une nouvelle topologie d'antenne fractale miniature ULB de dimensions $19 \times 20 \times 1,52 \text{ mm}^3$. L'élément rayonnant est un nouveau fractal inspiré du triangle de Sierpinski (MSG). Nous avons développé un nouveau modèle mathématique et un nouveau processus itératif pour générer la géométrie fractale. Après une étude paramétrique, et suite aux résultats obtenus en simulation pour l'antenne optimisée, cette dernière a montré une bande passante allant de 2,22 à 10,7 GHz, relativement égale à 131,27 %. Nous avons observé un gain moyen de 3.46 dBi avec un pic de 4,77 dBi autour de 9,8 GHz. Une bonne efficacité de rayonnement a été obtenue de 72% à 85%. Le prototype de l'antenne a été conçu, fabriqué et testé. Nous avons constaté un bon accord entre les résultats mesurés et simulés. L'antenne proposée a présenté un diagramme de rayonnement bidirectionnel dans le plan E et le plan H. A la fin, nous avons comparé les performances de notre antenne avec celles publiées dans la littérature basées sur le même concept en termes de taille, surface occupée et bande de fonctionnement.

Ces caractéristiques ont montré que cette antenne répond de manière satisfaisante aux miniaturisations et au comportement ULB. Par contre le gain est assez modeste, bien que nous le considérons suffisant pour des applications dans le domaine médical, étant donné la proximité entre l'élément rayonnant et le corps humain.

Références bibliographiques du chapitre III

- [1] Benoit. B. Mandelbrot, « Les Objets fractals : forme hasard et dimension », Flammarion, Paris 1975.
- [2] Josiane Lajoie, “La géométrie fractale”, Mémoire de la maîtrise en mathématiques et informatique appliquées, Université du Québec, Juin 2006.
- [3] Ameziane Djamel, ” Etude et Optimisation d’Antennes Fractales Plaquées ”, Mémoire de Magister de Télécommunications, Université TLEMCEN, Mai 2009.
- [4] K.J. Vinoy, ”Fractal shaped antenna elements for wide-and multi-band wireless applications”, Thèse Doctorat en Philosophie, Université de Pennsylvania, Aout 2002.
- [5] Benoit. B. Mandelbrot «The Fractal Geometry of Nature », New York, W.H. Freeman and Company, 1975.
- [6] Nigel Lesmoir-Gordon, Will Rood and Ralph Edney, “Introducing Fractals A Graphic Guide”, Icon Books Ltd, London 2014.
- [7] H.D. Werner, S. Ganguly, “An overview of fractal antenna engineering research”, IEEE Antennas Propag. Magazine, Vol. 45, No 1, pp. 38-57, 2003.
- [8] N. S. Holter, A. Lakhtakia, V. K. Varadan, V. V. Varadan, and R. Messier, “On a new class of fractals: The Pascal-Sierpinski gaskets”, Journal of Physics A: Mathematical and General, vol. 19, pp. 1753–1759, 1986.
- [9] Ian Stewart, “Les fractals de Pascal”, *Pour la science*, n° 129, 1988, p. 100-105.
- [10] Constantine A. Balanis, ”Antenna Theory Analysis And Design”, John Wiley & Sons, Hoboken, New Jersey, 2016.
- [11] Jordi Romeu and Jordi Soler, ”Generalized Sierpinski Fractal Multiband Antenna”, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 49, No. 8, pp. 1237-1239, 2001.
- [12] Encyclopédie des Formes Mathématiques Remarquables,
<https://mathcurve.com/index.htm>
- [13] Mathias Caroline, “Construction d’un tétraèdre de Sierpinski avec des tickets de métro”, 2015.
- [14] Rabia Yahya, ”Etude et réalisation des antennes ULB à double polarisations”, Mémoire de Master, INRS- Montréal, Canada, 2011.

- [15] D.H. Werner, "Fractal Radiators", proceedings of the 4th annual 1994, IEEE MOHAWK valley section dual-use technologies and applications conference, vol. i, Suny institute of technology at Utica/Rome, New York, May 23-26, pp 478-482.
- [16] N. Cohen, "Fractal antennas, part 1", communications quarterly, summer 1995, pp 7-22.
- [17] N. Cohen, "Fractal antennas, part 2", communications quarterly, summer 1996, pp 53-66.
- [18] 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.
- [19] 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.
- [20] 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.
- [21] 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.
- [22] I. Kim, T. Yoo, J. Yook, and H. Park, "The Koch island fractal microstrip patch antenna", IEEE Tran. On antennas and propagation, Vol. 2, Boston, Massachusetts, July 2001, pp 736-739.
- [23] 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.
- [24] 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.
- [25] 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.
- [26] J. Anguera, and al, "Miniature wideband stacked microstrip patch antenna based on the Sierpinski fractal geometry", IEEE antennas and prop. Inter. Symp. Digest Vol. 3, Salt Lake city, Utah, July 2000. pp 1700-1703.

- [27] 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.
- [28] 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.
- [29] 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.
- [30] S. Hebib, "Nouvelle Topologie d'Antenne Multi-Bandes pour Application Spatiales", Thèse de Doctorat , Université de Toulouse, France, 2008.
- [31] Ombeni Kanze Kennedy, "Design and Analysis of Fractal Antennas for Wideband Applications", A thesis for the degree of Bachelor of technology, India, May-2014.
- [32] W.L. Stutzman, G.A. Thiele, "Antenna Theory and Design", New York, Wiley, 1981.
- [33] A. El Hamdouni, A. Tajmouati, J. Zbitou, H. Bennis, A. Errkik, L. El Abdellaoui, M. Latrach, "A low cost fractal CPW fed antenna for UWB applications with a circular radiating patch ", *TELKOMNIKA*, Vol. 18, No. 1, pp. 436-440, February 2020.
- [34] N. Seladji, F.Z. Marouf, L. Merad, S.M. Meriah, F.T. Bendimerad, M.Bousahla, N.Benahmed, "Antenne Microruban Miniature Ultra Large Bande ULB pour Imagerie Micro-onde", *Revue Méditerranéenne des Télécommunications*, Vol. 3, No. 1, february 2013.
- [35] D. Aissaoui, L. M. Abdelghani, N. Boukli-Hacen, and T. A. Denidni, "CPW-fed UWB hexagonal shaped antenna with additional fractal elements", *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 58, No. 10, 2016, pp. 2370-2374.
- [36] A. Tanweer, B.K. Subhash, C.B. Rajashekhar, "A Miniaturized Decagonal Sierpinski UWB Fractal Antenna", *Progress In Electromagnetics Research C*, Vol. 84, pp. 161–174, 2018.
- [37] Federal communications Commission, Washington, DC, USA, First Report and Order in the Matter of Revision of Part 15 of the Commission's Rules Regarding UWB Transmission Systems, ET-Docket98-153, February 2002.

CHAPITRE IV

CONCEPTION ET ANALYSE

D'UNE ANTENNE

METAMATERIAUX ULB

IV.1. INTRODUCTION

Dans ce chapitre, nous donnons un contexte général sur les métamatériaux (MAM), leurs classifications, leurs caractéristiques et les différentes stratégies de conception. Une méthode de récupération est décrite qui est par la suite utilisée pour extraire les différents paramètres effectifs. Ainsi, nous présentons l'analyse d'une nouvelle cellule faite à l'aide du logiciel CST Microwave Studio et nous commentons leur réponse en transmission et en réflexion. Ces deux réponses sont ensuite utilisées pour le calcul des paramètres effectifs. Ensuite, nous combinons la structure périodique de la cellule proposée et un monopole de base pour concevoir la deuxième structure d'antenne MAM miniature ULB. Un prototype a été fabriqué et les résultats de mesures (coefficient de réflexion et diagramme de rayonnement) sont présentés pour valider les résultats simulés. Pour conclure ce chapitre nous comparons les performances de l'antenne MAM avec celles publiées récemment dans la littérature.

IV.2. HISTORIQUE ET CONTEXTE

Récemment, les métamatériaux (MMA) attirent l'intérêt croissant des plusieurs communautés scientifiques et techniques. Ils sont utilisés pour améliorer les caractéristiques des antennes multibandes [1] ou multimodes [2]. Ils sont plus souvent utilisés pour réduire l'encombrement d'une antenne planaire à l'aide d'une surface haute impédance [3] ou pour augmenter sa directivité à l'aide d'un dispositif focalisant utilisant une structure à bande interdite électromagnétique [4]. Toutefois, d'un point de vue historique, les premières études ont été consacrées au contrôle des ondes électromagnétiques avec comme principale source d'inspiration, les travaux théoriques publiés dès 1968 par le physicien V. G. Veselago [5] sur l'électrodynamique de matériaux possédant un indice de réfraction négatif. En 1999, J. Pendry [6] a montré la possibilité d'obtenir ces caractéristiques à travers des structures métalliques périodiques formées de résonateurs en anneau fendu (RAF) caractérisés par une perméabilité négative avec un arrangement de réseau de fils métalliques présentant une permittivité négative. A partir des années 2000 jusqu'à nos jours, un nouveau concept s'est ouvert pour la conception des antennes planaires [7-10]. L'obtention de permittivités et de perméabilités aux valeurs inhabituelles ouvre des perspectives dans la réduction de la taille des éléments rayonnants, la maîtrise des couplages entre les éléments d'un grand réseau et la possibilité de fonctionnement en multi-bande et large bande.

IV.2.1. Définition des métamatériaux

Le terme « métamatériaux » est un nom composé par le préfixe grec « méta », signifiant « au-delà », et le mot « matériaux ». Donc, le terme métamatériaux désigne dans son ensemble des matériaux composites artificiels qui présentent des propriétés électromagnétiques qu'on ne retrouve pas dans les matériaux naturels. Il s'agit en général de structures périodiques, diélectriques et/ou métalliques, qui se comportent comme des matériaux homogènes n'existant pas à l'état naturel. Une structure efficacement homogène est une structure dont sa taille moyenne structurale de cellules périodiques p est beaucoup plus petite que la longueur d'onde guidée λ_g . Par conséquent, cette taille moyenne de cellule devrait être au moins plus petite qu'un quart de la longueur d'onde : $p < \lambda_g/4$ [11].

IV.2.2. Métamatériaux à indice de réfraction négatif - "Matériau main-gauche"

Le physicien soviétique Victor Veselago avait en 1967, dans un article remarqué, prévu la possibilité d'obtenir un indice de réfraction négatif dans des milieux particuliers, plasmas gazeux ou semi-conducteurs par exemple [5]. Dans ce cas on aurait une réfraction pour laquelle rayon réfracté et incident seraient du même côté de la normale (Figure IV.1 ci-dessous : MMA main-gauche). La lumière est une onde électromagnétique et V. Veselago a montré que de tels milieux devaient présenter une perméabilité électrique ε et une perméabilité magnétique μ toutes deux négatives alors qu' ε et μ sont toujours positives dans des matériaux homogènes ordinaires.

Dans le cadre des équations de Maxwell, la réponse électromagnétique d'un matériau est décrite par deux paramètres complexes qui dépendent de la fréquence (ou de la pulsation ω) de l'onde électromagnétique incidente. Le premier de ces paramètres, la permittivité électrique $\varepsilon(\omega)$, décrit la réponse électrique du matériau soumis au champ électrique E du rayonnement. Le deuxième, la perméabilité magnétique $\mu(\omega)$, décrit la réponse magnétique du matériau soumis au champ magnétique B du rayonnement. Ces deux quantités sont en général complexes:

$$\varepsilon(\omega) = \varepsilon_0[\varepsilon'(\omega) + i\varepsilon''(\omega)] \quad (\text{IV.1})$$

$$\mu(\omega) = \mu_0[\mu'(\omega) + i\mu''(\omega)] \quad (\text{IV.2})$$

Avec ε_0 la permittivité électrique du vide $\varepsilon_0 = 1/(36\pi 10^9)$ [F/m] et μ_0 la perméabilité magnétique du vide $\mu_0 = 4\pi 10^{-7}$ [H/m]

Toutes les propriétés électromagnétiques peuvent être déduites de ε et de μ . En particulier l'indice de réfraction n est calculé par la relation :

$$n^2 = [\varepsilon'(\omega) + i\varepsilon''(\omega)][\mu'(\omega) + i\mu''(\omega)] \quad (\text{IV.3})$$

À l'indice de réfraction est associée la vitesse de propagation $v = C/n$ de l'onde électromagnétique dans le matériau. Avec C la vitesse de la lumière.

La loi de Snell-Descartes :

$$n_1 \sin\theta_1 = n_2 \sin\theta_2 \quad (\text{IV.4})$$

montre la variation d'angle par rapport à la normale à l'interface en fonction des deux indices des milieux. La partie réelle de l'indice de réfraction est en général positive car souvent $\varepsilon(\omega) > 0$ et $\mu(\omega) > 0$. Mais dans le cas d'un MMA ($\varepsilon(\omega) < 0$ et $\mu(\omega) < 0$) où l'indice de réfraction peut être négatif lors du passage d'un milieu main droite à un milieu main gauche, l'onde réfractée sera transmise du même côté de la normale que l'onde incidente. Cela provoque l'inversion de la loi de Snell- Descartes (Figure IV.1).

On parle alors de matériau « main gauche » car le trièdre formé par le champ électromagnétique, le vecteur d'onde k est indirect (Figure IV.2).

La vitesse de phase est définie par l'équation (IV.5) et la vitesse de groupe (qui est la vitesse de propagation de l'énergie électromagnétique) est définie par l'équation (IV.6):

$$v_\varphi = \frac{\omega}{k} \quad (\text{IV.5})$$

$$v_g = \frac{\partial\omega}{\partial k} \quad (\text{IV.6})$$

Le fait que les trois vecteurs $\vec{E}, \vec{H}, \vec{k}$ forment un trièdre indirect implique que la vitesse de phase et la vitesse de groupe de l'onde sont dans des directions opposées:

Milieu main droite : $v_\varphi > 0$ ($k > 0$) et $v_g > 0$

Milieu main gauche : $v_\varphi < 0$ ($k < 0$) et $v_g > 0$

Les métamatériaux ou matériaux main gauche impliquent d'autres changements sur des phénomènes physiques bien connus comme l'inversion de l'effet Doppler, l'inversion

de l'effet Cerenkov et l'inversion de la convergence et de la divergence dans les lentilles concaves et convexes respectivement [11].

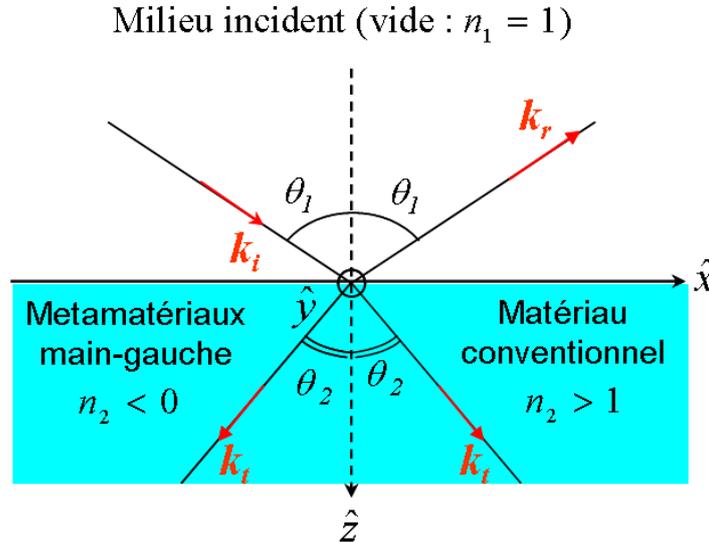


Figure IV.1. Réfraction dans un milieu d'indice positif ($n_2 > 1$) et dans un autre d'indice négatif ($n_2 < 0$)

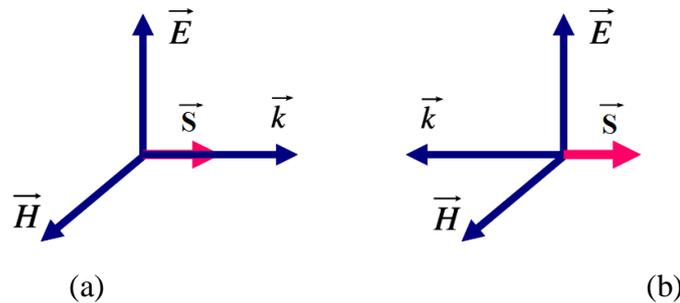


Figure IV.2. (a) Propagation main droite (b) Propagation main gauche

IV.2.3. Classification des métamatériaux

La figure IV.3 représente les différents types de matériaux selon les quatre combinaisons de signes (ϵ_r, μ_r). Les cadrans 1 et 4 sont les zones où l'onde est donc propagatrice. Le cas où $\epsilon_r > 0$ et $\mu_r > 0$ (main droite) représente le cas des matériaux classique comme les diélectriques. Le cas où $\epsilon_r < 0$ et $\mu_r < 0$ (main gauche) représente le cas des métamatériaux. Les zones 2 et 3 sont des zones où l'onde ne se propage pas (onde évanescente). Le cas où $\epsilon_r > 0$ et $\mu_r < 0$ représente le cas des ferrites. Le cas où $\epsilon_r < 0$ et $\mu_r > 0$ représente le cas des plasmas.

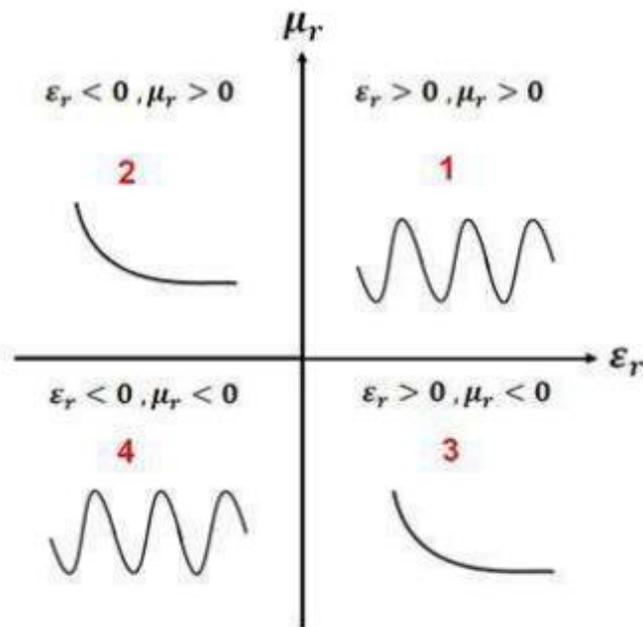


Figure IV.3. Propagation d'une onde plane à travers un milieu selon le signe de ces paramètres constitutifs (permittivité et perméabilité)

IV.2.4. Différent stratégie de conception des métamatériaux (MMA)

La réalisation pratique du premier MMA a été obtenue grâce à l'évolution en trois étapes. D'abord, la réalisation d'un milieu avec une permittivité négative. Puis, d'un milieu avec une perméabilité négative. Enfin, la superposition des deux milieux pour obtenir un milieu doublement négatif.

Quel que soit le domaine d'application, un méta-matériau permet de développer des propriétés inaccessibles avec des matériaux conventionnels. Toutefois des limites sont inhérentes à la construction de ces MMA. L'interaction d'un MMA avec une onde (électromagnétique ou acoustique) produit des propriétés intéressantes pour des bandes de fréquences souvent restreintes au voisinage de fréquences de résonance. Ces fréquences étant directement liées à la taille de la structure périodique du matériau, les limites actuelles sont imposées par les techniques de fabrication.

IV.2.4.1. MMA à permittivité négative (Fils métalliques minces)

La structure avec un $\epsilon < 0$ décrit par Pendry [12] se compose d'une matrice carrée des fils métalliques parallèles infiniment minces et longs incorporés dans le milieu diélectrique.

Pour la situation montrée sur la figure IV.4, le milieu est vide, la longueur d'une unité de cellule est a et le rayon d'un fil simple est $r \ll a$. Si la fréquence pour le mode longitudinal de plasma est :

$$\omega_p = \frac{2\pi C^2}{a^2 \ln(a/r)} \quad (\text{IV.7})$$

Avec C : la vitesse de la lumière dans le vide.

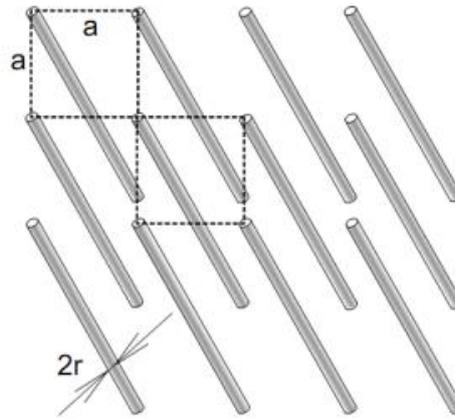


Figure IV.4. Structure du réseau de tiges métalliques minces

La permittivité diélectrique effective peut être écrite comme suite :

$$\varepsilon_{eff} = 1 - \frac{\omega_p^2}{\omega \left[\omega - \frac{i(\omega_p^2 a^2 \varepsilon_0)}{\sigma \pi r^2} \right]} \approx 1 - \frac{\omega_p^2}{\omega^2} \quad (\text{IV.8})$$

Ce terme devient négatif pour $\omega < \omega_p$. La valeur approximative sur le côté droit de l'expression (IV.8) est valide si la conductibilité $\sigma \rightarrow \infty$.

IV.2.4.2. MMA à perméabilité négative (RAF ou SRR)

La structure SRR (Split Ring Resonator) est composée de deux résonateurs en boucles métalliques imbriquées sous forme de la lettre C (figure IV.5 (a)). Une propriété intéressante du SRR est son pouvoir à concentrer de l'énergie électrostatique du champ incident dans les régions où est créée la capacité. Le réseau de SRR utilisé pour obtenir une perméabilité négative est montré dans la figure IV.5 (b). Le magnétisme artificiel consiste à créer un comportement magnétique sans utiliser de matériaux magnétiques mais juste des

conducteurs métalliques classiques. L'idée de Pendry est d'utiliser des boucles métalliques type SRR qui créent du magnétisme artificiel. Ces boucles sont excitées par un champ magnétique parallèle à son axe, et au voisinage de la résonance, la perméabilité magnétique de la boucle devient négative [6].

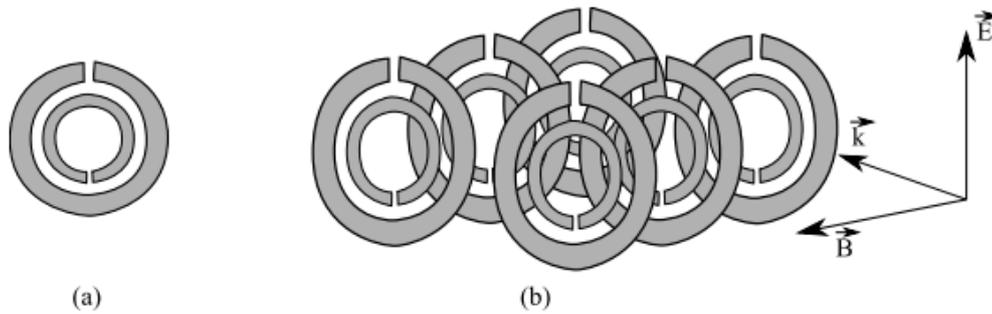


Figure IV.5. (a) Cellule unitaire d'un résonateur à anneau fendu circulaire (Split Ring Resonator SRR) et (b) Configuration périodique de SRR

IV.2.4.3. MMA doublement négatifs (DNG)

En combinant le réseau de fils avec un réseau de SRR (Figure IV.6), une première démonstration expérimentale d'indice de réfraction négatif a été obtenue en 2001 pour des fréquences de l'ordre du GHz (domaine micro-ondes) [13]. Il faut bien entendu s'assurer que les bandes de fréquences pour lesquelles la permittivité relative et la perméabilité relative sont négatives se recouvrent.

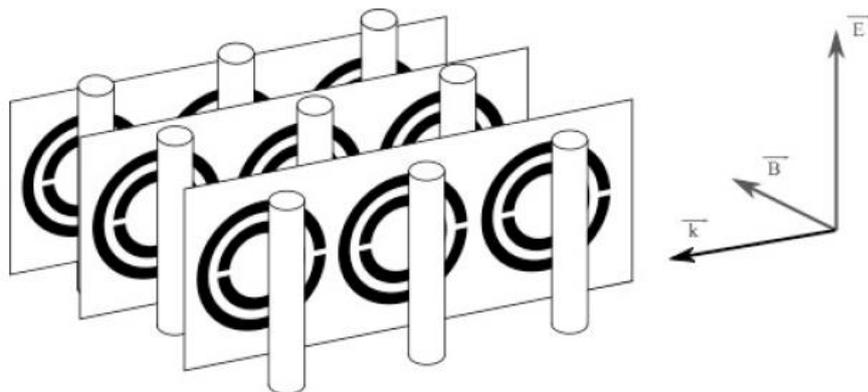


Figure IV.6. Structure d'un MMA à indice de réfraction négatif

IV.2.5. Métamatériaux BIE (EBG) (Bandes Interdites Electromagnétiques)

Parmi les différentes structures de métamatériaux existantes, Les structures électromagnétiques dites BIE (Bande Interdite Electromagnétique) ont attiré l'intérêt de beaucoup de recherche dans l'électromagnétisme et tout particulièrement dans le domaine de la télécommunication. Leurs intégrations miniaturisées et leurs propriétés électromagnétiques particulières présentent de fort intérêt en termes de suppression d'ondes électromagnétiques de surface et de coupe-bandes pour des fréquences bien déterminées [14-15].

Une des applications des métamatériaux comme paramètres intrinsèques d'une antenne imprimée miniaturisée est l'utilisation des cellules périodiques de MMA à deux dimensions. Une antenne compacte planaire à gain élevé pour des applications ULB a été proposée par G. K. Pandey [16] dont la géométrie de l'antenne est composée d'une structure périodique de cellule de MMA à deux dimensions (Figure IV.7 (b)). Cette cellule est constituée d'un patch carré et un plan de masse avec quatre fentes forme π gravées sur le patch et quatre fentes formant croix sur le plan de masse. Les inductances et les capacités développées en raison du plan de masse et du patch rayonnant à motifs conduisent au comportement d'un métamatériau BIE. L'antenne proposée a eu une taille compacte de $27,6 \times 30,8 \text{ mm}^2$. Elle a conçu sur un substrat FR4 à faible coût d'épaisseur de 1,6 mm et a offert un gain moyen de 4 dBi et une crête de 5,8 dBi autour de 9,5 GHz.

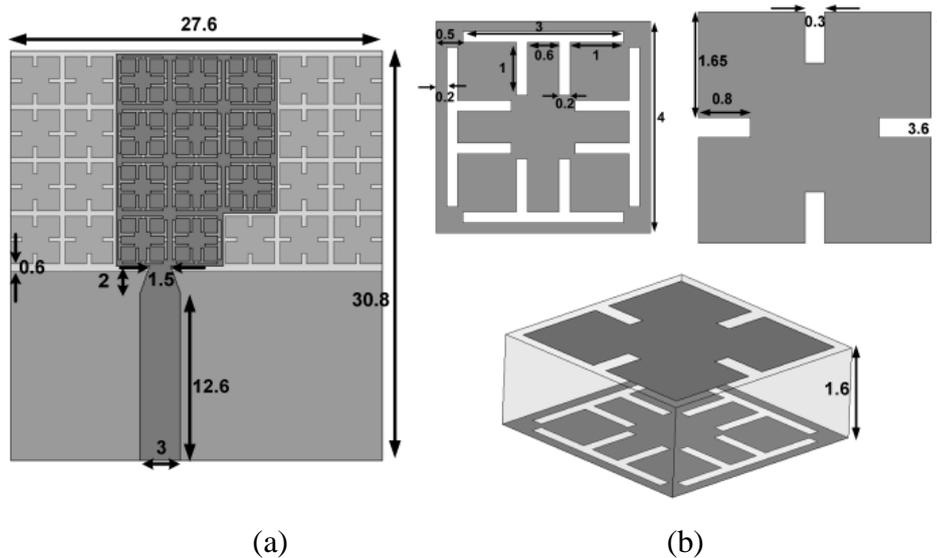


Figure IV.7. (a) Antenne métamatériau ULB et (b) Cellule unitaire proposées par G. K. Pandey [16]

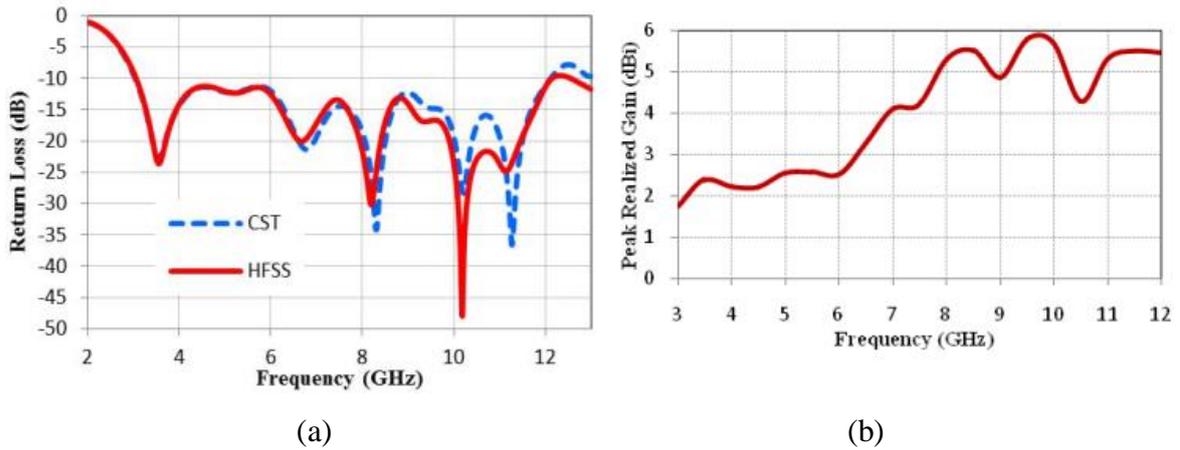


Figure IV.8. (a) S11 et (b) Gain de l'antenne proposée par [16]

IV.2.6. Extraction des paramètres effectifs par la Méthode de Nicolson-Ross-Weir (NRW)

La méthode NRW [17, 18] (procédure d'homogénéisation) a été appliquée en premier dans le contexte des métamatériaux par Smith et al. [19]. Dans [20], il a été démontré que lorsque la périodicité et la taille des inclusions sont très petites par rapport à la longueur d'onde d'excitation, la théorie du milieu effectif (EMT) peut être combinée avec les théories d'homogénéisation (HT) pour calculer la perméabilité effective ainsi que la permittivité des matériaux magnétiques artificiels [21-26].

La procédure d'homogénéisation consiste à modéliser le problème d'une structure périodique, de période transverse P_T , illuminée par une onde incidente plane normale (Figure IV.9), par un problème de transmission - réflexion sur un matériau d'épaisseur d et de paramètres effectifs ϵ_{eff} et μ_{eff} .

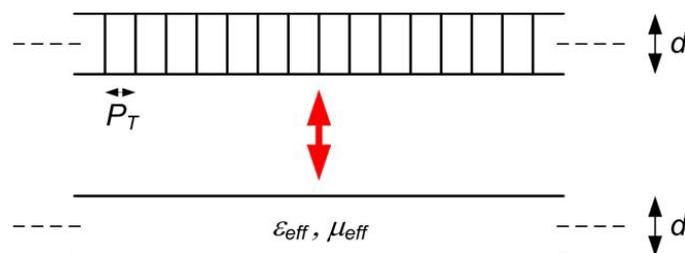


Figure IV.9. Structure périodique considérée comme un milieu homogène

Cette procédure d'extraction est décrite dans l'algorithme de la figure IV.10 ci-dessous.

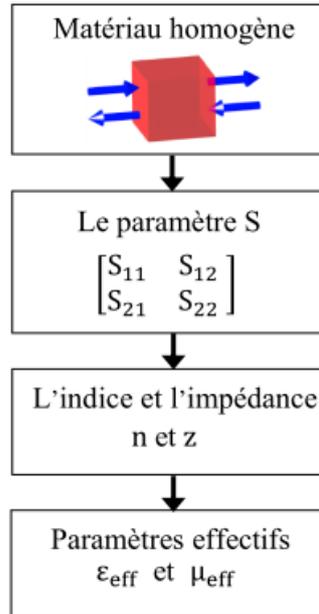


Figure IV.10. Procédure d'extraction des paramètres effectifs

La méthode de récupération ou d'extraction des paramètres effectifs est une méthode indispensable dans l'étude des structures complexes et périodiques telles que les métamatériaux [27]. Cette méthode qui est basée sur le principe d'homogénéisation s'appuie sur la détermination par simulation des paramètres de réfraction d'un milieu non homogène indépendamment de sa complexité. Ces paramètres de réfraction (les paramètres S) vont permettre de déterminer tous les autres paramètres effectifs restants (impédance Z , indice de réfraction n , permittivité effective : ϵ_{eff} , et perméabilité effective : μ_{eff}).

Pour décrire la réponse électromagnétique du milieu effectif d'épaisseur d , nous considérons les matrices F et F' données par les équations IV.9 et IV.10, respectivement. La matrice F décrivant le champ d'excitation et F' décrivant le champ électromagnétique après la traversée du milieu.

$$F = \begin{pmatrix} E \\ H_{red} \end{pmatrix} \quad (\text{IV.9})$$

$$F' = TF \quad (\text{IV.10})$$

Avec $H_{red} = (i\omega\mu_0 H)$ et T : la matrice de transfert décrivant la réponse du milieu et donnée par [26, 27] :

$$T = \begin{pmatrix} \cos(nkd) & -\frac{Z}{k} \sin(nkd) \\ \frac{Z}{k} \sin(nkd) & \cos(nkd) \end{pmatrix} \quad (\text{IV.11})$$

Où Z représente l'impédance du milieu, n : l'indice de réfraction et $k = \omega/c$ représente le vecteur d'onde dans le vide de l'onde plane incidente.

Les différents paramètres de réfraction sont donnés en fonction de T par les relations [28] :

$$S_{21} = \frac{2}{T_{11} + T_{22} + \left(ikT_{12} + \frac{T_{21}}{ik}\right)} \quad (\text{IV.12})$$

$$S_{11} = \frac{T_{11} + T_{22} + \left(ikT_{12} - \frac{T_{21}}{ik}\right)}{T_{11} + T_{22} + \left(ikT_{12} + \frac{T_{21}}{ik}\right)} \quad (\text{IV.13})$$

$$S_{22} = \frac{T_{22} - T_{11} + \left(ikT_{12} - \frac{T_{21}}{ik}\right)}{T_{11} + T_{22} + \left(ikT_{12} + \frac{T_{21}}{ik}\right)} \quad (\text{IV.14})$$

$$S_{21} = \frac{2\det(T)}{T_{11} + T_{22} + \left(ikT_{12} + \frac{T_{21}}{ik}\right)} \quad (\text{IV.15})$$

Pour le cas d'une structure homogène,

$$T_{11} = T_{22} \quad (\text{IV.16})$$

$$\det(T)=1 \quad (\text{IV.17})$$

Ainsi on obtient :

$$S_{11} = S_{22} \quad (\text{IV.18a})$$

$$S_{12} = S_{21} \quad (\text{IV.18b})$$

Après développement, on obtient alors les expressions des coefficients de transmission et de réflexion des ondes Électromagnétiques (EM) à travers un matériau homogène d'épaisseur d , et sont donnés en termes d'indice de réfraction n et d'impédance Z du matériau, par les relations suivantes:

$$S_{11} = S_{22} = \frac{i}{2} \left(\frac{1}{Z} - Z \right) \sin(nkd) \quad (\text{IV.19a})$$

$$S_{12} = S_{21} = \frac{1}{\cos(nkd) - \frac{i}{2} \left(Z + \frac{1}{Z} \right) \sin(nkd)} \quad (\text{IV.19b})$$

Les expressions de l'indice de réfraction et de l'impédance du milieu en fonction de S_{11} et de S_{21} sont obtenues à partir des expressions (IV.19a) et (IV.19b) et sont données par :

$$n = \frac{1}{kd} \cos^{-1} \left[\frac{1}{2S_{21}} (1 - S_{11}^2 + S_{21}^2) \right] \quad (\text{IV.20})$$

$$Z = \sqrt{\frac{(1 + S_{11})^2 - S_{21}^2}{(1 - S_{11})^2 - S_{21}^2}} \quad (\text{IV.21})$$

Dès que n et Z sont obtenus, la permittivité ε_{eff} et la perméabilité μ_{eff} peuvent être facilement calculées à partir des relations suivantes :

$$\varepsilon_{eff} = n/z \quad (\text{IV.22})$$

$$\mu_{eff} = n.Z \quad (\text{IV.23})$$

La limite de cette méthode est résumée dans les conditions où il faut qu'un seul mode propagatif existe dans le métamatériau à la fréquence considérée, l'extraction de paramètres effectifs, sera possible dans le cas où la longueur d'onde incidente est très supérieure aux tailles et aux distances entre les constituants élémentaires du milieu composite.

IV.3. ETUDE ET ANALYSE D'UNE NOUVELLE CELLULE MMA

La procédure d'homogénéisation est utilisée pour l'extraction des paramètres effectifs (la perméabilité, la permittivité et l'indice de réfraction) à partir des coefficients de réflexion S_{11} et de transmission S_{21} . Le calcul des paramètres effectifs se fait à l'aide du logiciel CST Microwave Studio.

IV.3.1. Configuration de la cellule MMA

Une unité de cellule résonatrice bi-bande de deux dimensions est conçue en utilisant deux coches conductrices en cuivre de 17,5 μm d'épaisseur gravées sur un substrat diélectrique carré : le Rogers RO4003C ($\varepsilon_r = 3.38$, $tg(\delta) = 0.0027$), d'épaisseur 1,52 mm et de taille 3.2x3.2 mm². La figure IV.11(a) et (b) représente une vue planaire des deux surfaces. La face supérieure sur laquelle est imprimé un patch carré avec quatre fentes forme L sur les quatre côtés, alors que la face inférieure représente la masse dont la forme est inspirée à partir du fractale de Mikowski première itération. Les paramètres géométriques de la cellule MMA sont regroupés dans le tableau IV.1.

Paramètre	Dimension en (mm)
$L_s=W_s$	3.2
w_1	1.2
g	0.2
g_1	0.4
w_2	0.8
l_1	1

Tableau IV.1. Paramètres de la cellule MMA proposée

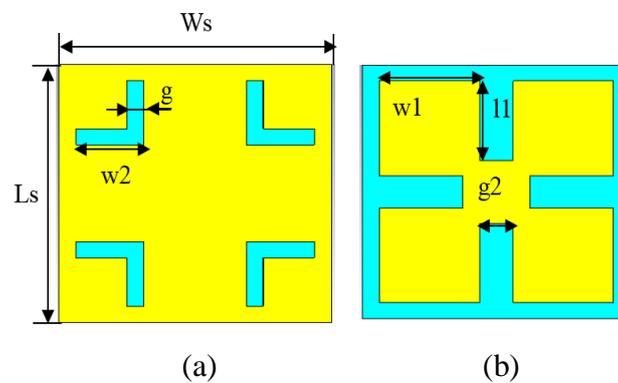


Figure IV.11. Vue planaire de la cellule élémentaire : (a) face supérieure, (b) face inférieure

Pour que les cellules unitaires aient un comportement Métamatériau, il faut que l'orientation du champ magnétique et/ou électrique soit bien choisie pour exciter la résonance [29]. En plus, pour affirmer un bon fonctionnement de la cellule MMA proposée, le champ magnétique doit être perpendiculaire au plan des conducteur afin d'assurer une activité magnétique dans le résonateur et le champ E doit être orienté de telle sorte que la symétrie de la structure soit respectée. Cette condition est vérifiée car la cellule est symétriquement conçue et l'orientation du champ électrique selon les axes x ou y (c. à d. leur polarisation) n'a pas d'effets sur les résultats de la simulation. Ainsi, les conditions aux limites, appliquées par la simulation par le logiciel CST sont les suivants :

- ✓ Les murs électriques sont appliqués selon l'axe x ;
- ✓ Les murs magnétiques selon l'axe z ;
- ✓ L'onde incidente se propage selon l'axe y.

La figure IV.12 montre une cellule cubique élémentaire de la structure proposée dont la boîte de rayonnement définie par CST ayant un volume de $3.2 \times 6.4 \times 1.52 \text{ mm}^3$, et en tenant compte de la périodicité suivant les axes x et y, qui est de 3.2 mm.

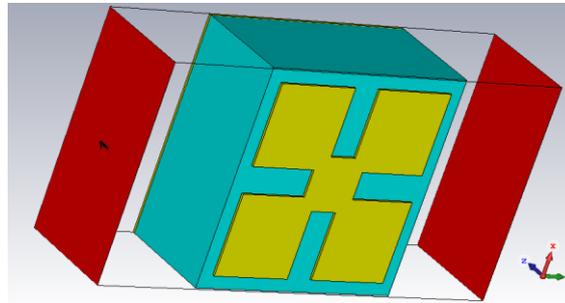


Figure IV.12. Vue en perspective de la cellule élémentaire

IV.3.2. Coefficients de réflexion et de transmission

La figure IV.13 présente les amplitudes des paramètres S de la structure élémentaire. D'après la figure IV.13, nous observons que les paramètres S_{11} et S_{22} sont identiques tandis que S_{21} et S_{12} le sont tout autant. La structure peut donc être considérée symétrique et résonant dans deux bandes de fréquences : une bande centrée autour de 13.5 GHz, et une autre centrée autour 20.3GHz.

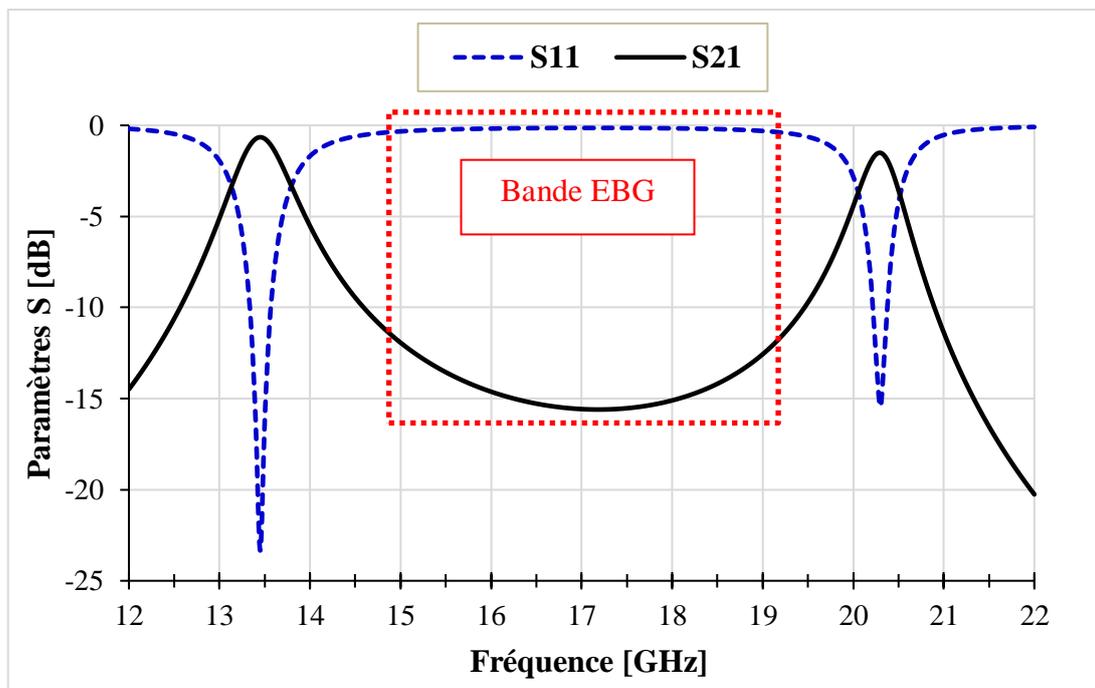


Figure IV.13. Paramètres S de la cellule MMA

Nous observons aussi que le coefficient de transmission S_{21} presque égale zéro entre les deux fréquences de résonances ($S_{11}=0\text{dB}$ et S_{21} est entre -12.5 et 15.5dB), ce qui empêche la propagation de l'onde EM à l'intérieur de la structure. D'après ces résultats la structure proposée a un comportement d'un filtre coupe bande, ou structure BIE.

IV.3.3. Paramètres effectifs

La procédure d'homogénéisation décrite précédemment est très bien adaptée pour extraire les différents paramètres effectifs de ce type de résonateur, à condition de respecter les deux conditions stipulées, qui sont :

- la partie réelle de l'impédance, $Re(Z_{eff})$, est positive
- la partie imaginaire de l'indice, $Im(n_{eff})$ est positive

car le milieu est passif. Le fait que $Im(n_{eff})$ soit positive assure aussi que l'amplitude de l'onde électromagnétique qui se propage, décroît à l'intérieur de la structure.

A partir des résultats précédents, nous pouvons déduire à l'aide de la méthode de récupération l'impédance, l'indice de réfraction, la permittivité et la perméabilité effective du milieu (voir l'annexe).

IV.3.3.1. L'impédance Z et l'indice de réfraction n du milieu

L'allure de l'impédance effective de l'onde se propageant à travers la structure est illustrée sur la figure IV.14. Une partie réelle positive, assurant que le milieu est passif, est vérifiée. Cette partie réelle prend des valeurs allant de 0 à environ 3.

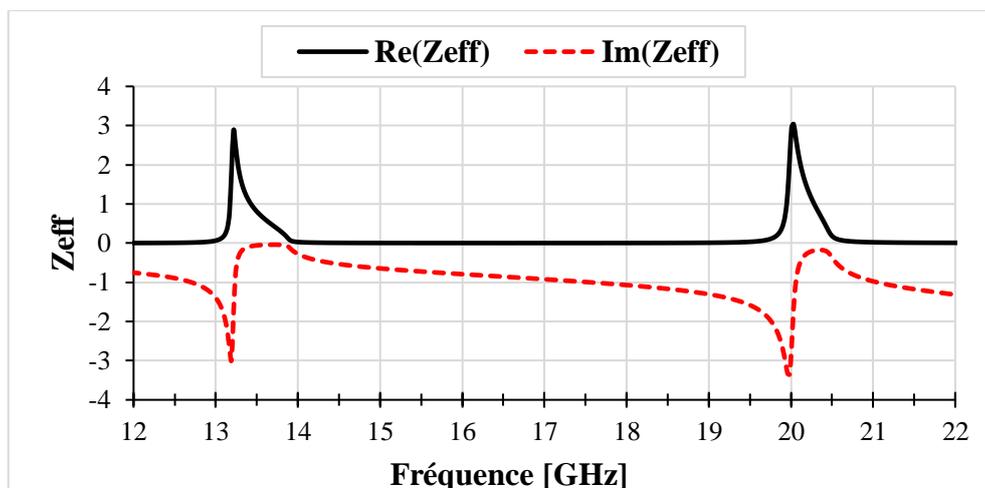


Figure IV.14. Partie réelle et imaginaire de l'impédance effective

L'allure de l'indice de réfraction effectif, représenté par la figure IV.15 montre que la cellule proposée est une cellule MMA main droite car leurs parties réelles et imaginaires sont les deux positives dans toute la bande. La partie réelle $Re(n_{eff})$ varie entre 0 et 2.3, et la partie $Im(n_{eff})$ positive assure aussi que le milieu est passif.

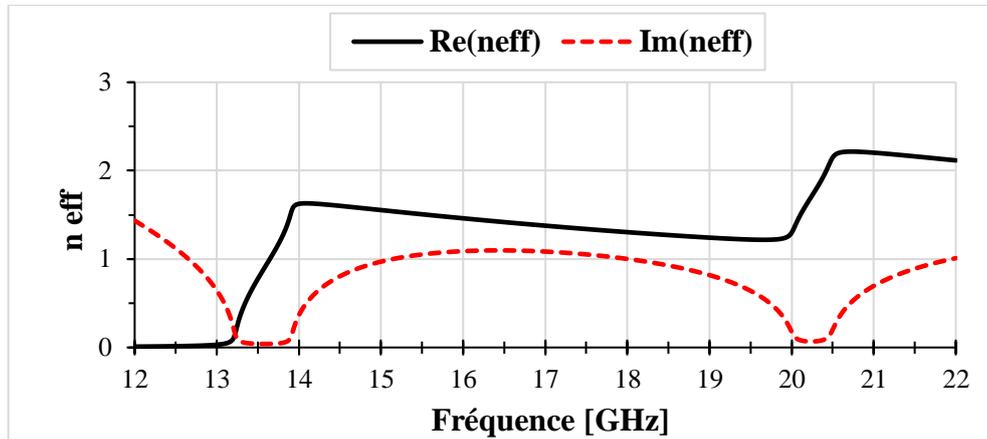


Figure IV.15. Partie réelle et imaginaire de l'indice de réfraction effectif

IV.3.3.1. Perméabilité et permittivité effectives

En ce qui concerne la perméabilité et la permittivité effectives leurs parties réelles et imaginaires sont présentées sur les figures IV.16 et IV.17 respectivement. Nous observons que $Re(\mu_{eff})$ est positive quel que soit la fréquence, tandis que $Re(\epsilon_{eff})$ est négative dans la bande interdite qui s'étend environ entre 14 et 20 GHz.

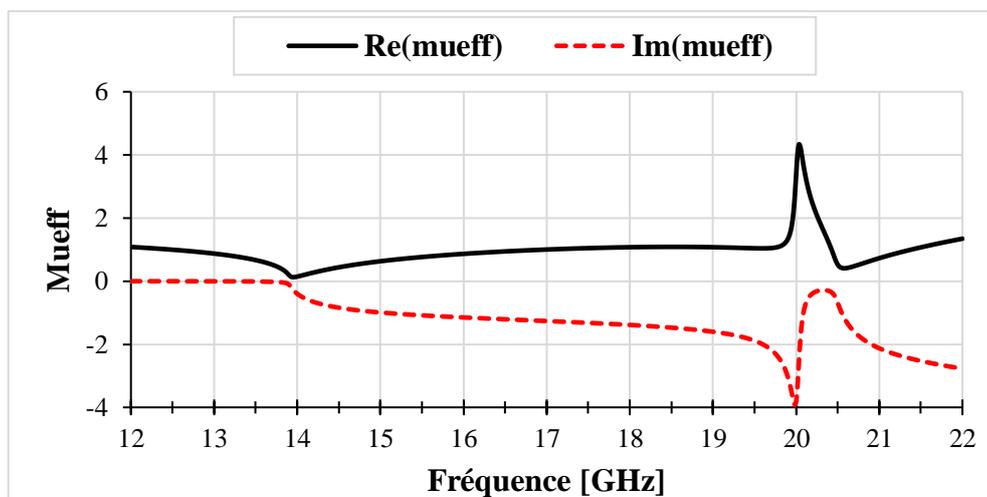


Figure IV.16. Partie réelle et imaginaire de la perméabilité effective

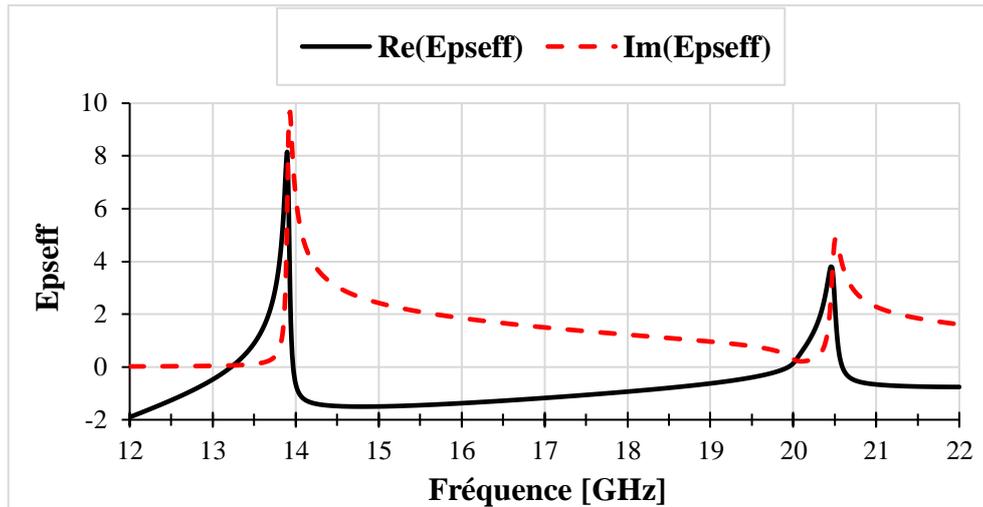


Figure IV.17. Partie réelle et Imaginaire de la permittivité effective

D'après les résultats des paramètres S , la cellule élémentaire de MMA ayant un comportement d'un filtre coupe bande ou une structure BIE. Il est important de mentionner que ce comportement est dû à la présence de la permittivité négative et de la perméabilité positive entre les deux fréquences de résonance. Rappelons que la bande qui empêche la propagation des ondes est autour de 16.9 GHz avec une largeur de bande environ de 6GHz.

IV.4. CONCEPTION ET ANALYSE D'UNE ANTENNE MINIATURE ULB

IV.4.1. Configuration de l'antenne

Dans un premier temps, on a choisi, comme antenne de base, un monopôle planaire rectangulaire avec un plan de masse partiel alimentée par une ligne micro ruban adaptée à 50Ω à l'aide d'un tronçon de ligne comme il est illustré par la figure IV.18. Le substrat est le même diélectrique utilisé précédemment (le Rogers RO4003C : $\epsilon_r = 3.38$, $tg(\delta) = 0.0027$). La figure IV.19 représente la configuration de l'antenne MMA proposée dont laquelle on a appliqué la cellule MMA main droite de l'étude précédente pour démétalliser le patch et métalliser le plan de masse de sorte qu'on aboutit à une structure périodique de deux dimensions.

Une étude paramétrique de quelques paramètres de l'antenne de base tels que les dimensions de la ligne d'alimentation (exemple la largeur W_f , les paramètres s , ss et d) et la hauteur du plan de masse L_g a été faite, afin d'avoir leurs influences sur l'adaptation et la

largeur de bande de l'antenne. Les paramètres optimisés de l'antenne proposée sont résumés dans le tableau IV.2.

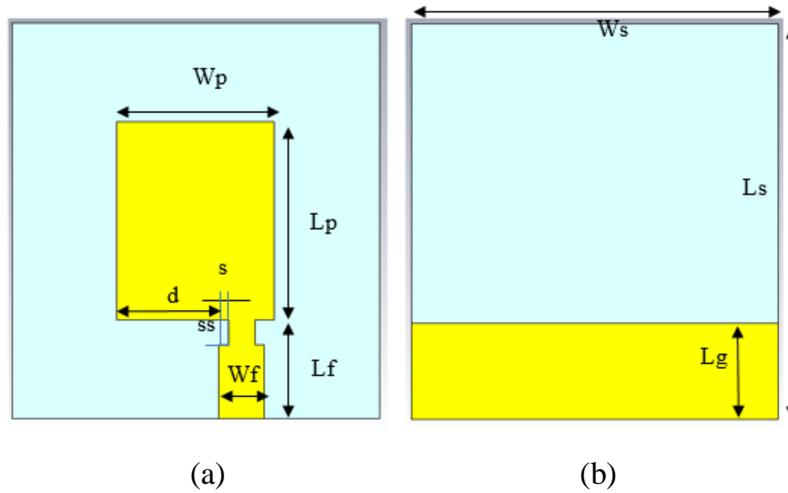


Figure IV.18. Antenne de base : (a) Patch rayonnant (b) Plan de masse

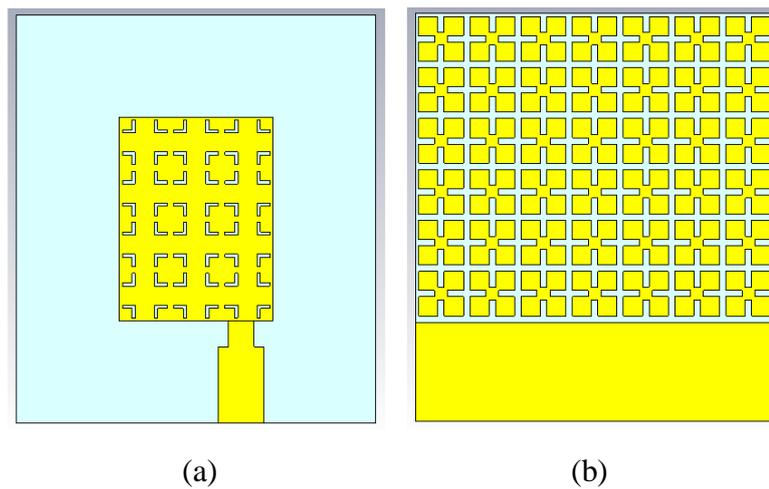


Figure IV.19. Antenne MMA : (a) Patch rayonnant (b) Plan de masse

Paramètre	Dimension en (mm)	Paramètre	Dimension en (mm)
Ls	25.6	Lf	6.4
Ws	22.4	Lg	6.2
Wp	9.6	d	6.2
Lp	12.8	s	0.6
Wf	2.8	ss	1.6

Tableau IV.2. Paramètres de l'antenne optimisée

IV.4.2. Performances de l'antenne de base

IV.4.2.1. Coefficient de réflexion

Tout d'abord, il est important de rappeler que la Federal Communications Commission (FCC) a alloué le spectre de 3,1 à 10,6 GHz pour les applications ULB. Les paramètres de l'antenne de base ont été optimisés et simulés. D'après la figure IV.20, le coefficient de réflexion est inférieur à -10dB dans une bande ULB s'étend de 3.4 à 10.75GHz, soit une bande passante de 103%. L'antenne de base est bien adaptée et présente un pic à 6.6 GHz égale -35.14 dB. L'antenne est donc conforme aux applications ULB.

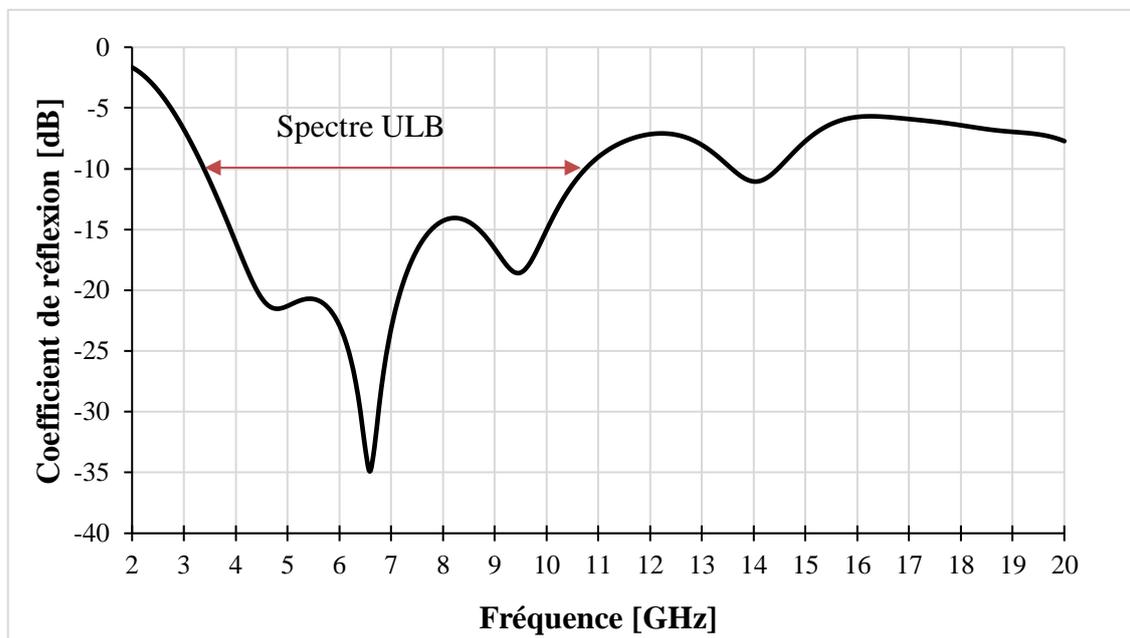


Figure IV.20. Coefficient de réflexion de l'antenne de base

IV.4.2.2. Diagramme de rayonnement

Remarquons d'après la figure IV.21, l'antenne de base possède un gain faible dans les basses fréquences et égale 1.55dB à 4.7GHz et 1.83dB à 6.6GHz, car l'antenne est électriquement petite. Par ailleurs, lorsque la fréquence augmente le diagramme se déforme et le gain augmente 5dB à 9.7GHz.

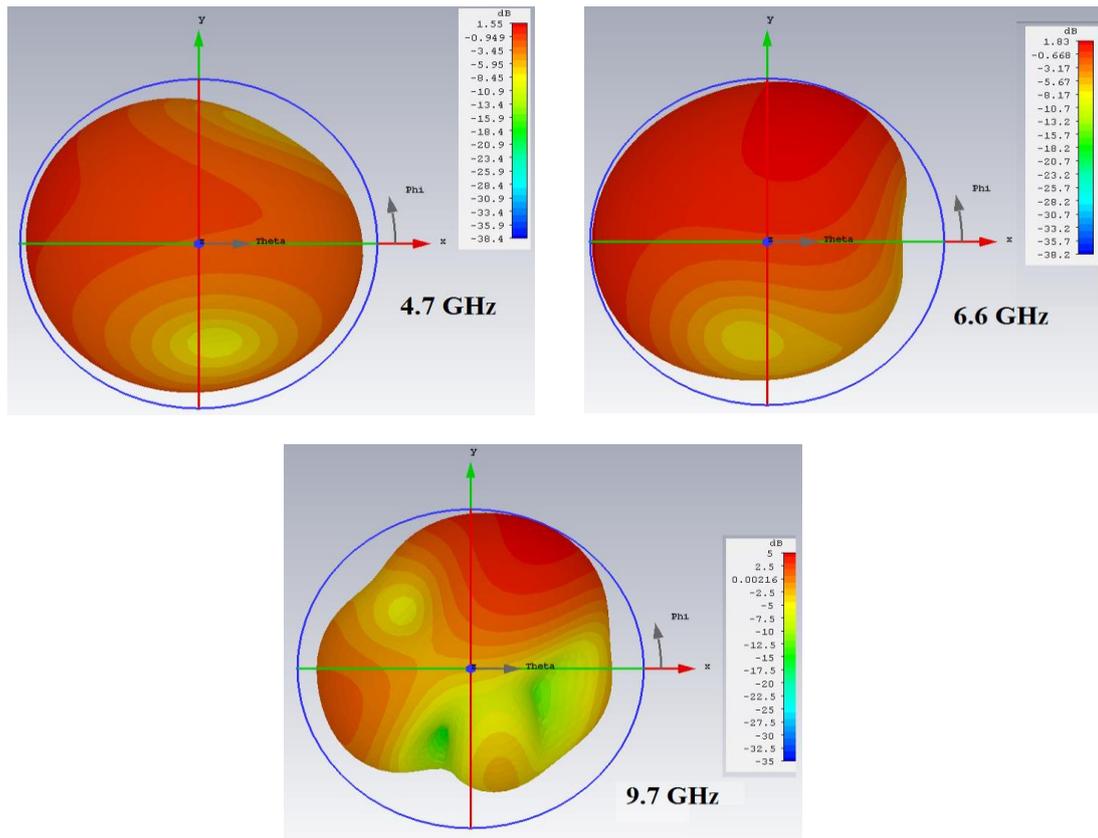


Figure IV.21. Diagramme de rayonnement en gain en 3 D

IV.4.2.3. Gain et efficacité

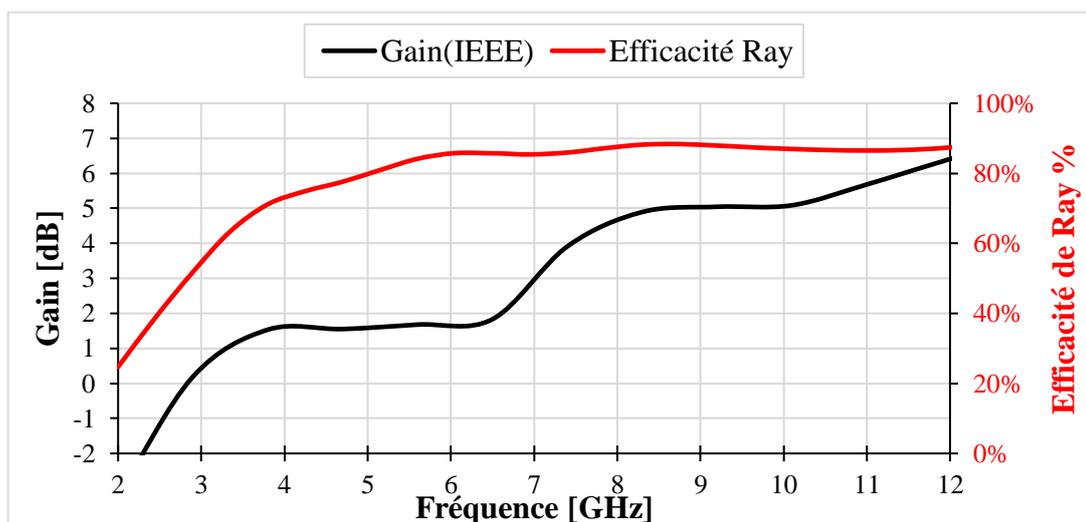


Figure IV.22. Gain et Efficacité de rayonnement de l'antenne de base

L'antenne de base possède un gain qui augmente avec la fréquence de 1.2 à 5.5 dB et une efficacité de rayonnement varie entre 66% et 88% dans la bande de fonctionnement, comme il est indiqué par les figures IV.22.

IV.4.3. Performance de l'antenne Métamatériaux ULB

IV.4.3.1. Coefficient de réflexion et VSWR

Au regard de la courbe de S_{11} (Figure IV.23), la largeur de bande de l'antenne MMA (13.9GHz) est doublement augmentée par rapport à l'antenne de base (7.35GHz) avec une meilleure adaptation, ce qui signifie que l'objectif d'adaptation d'impédance sur une large bande de fréquence (129%) allant de 3.8 à 17.7 GHz a été satisfait au mieux possible par l'introduction de métamatériaux.

Notons les mêmes observations par la figure IV.24, car l'antenne présente une bonne adaptation d'impédance de la bande passante avec un taux d'onde stationnaire moins de 2.

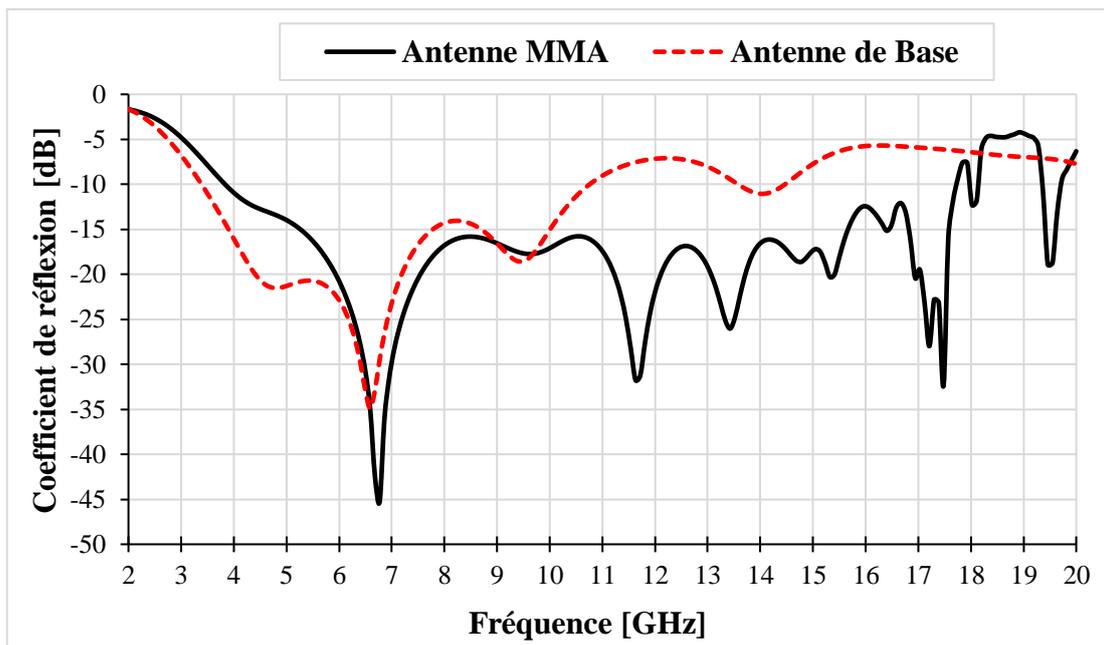


Figure IV.23. Coefficient de réflexion $|S_{11}|$ de l'antenne MMA et l'antenne de base

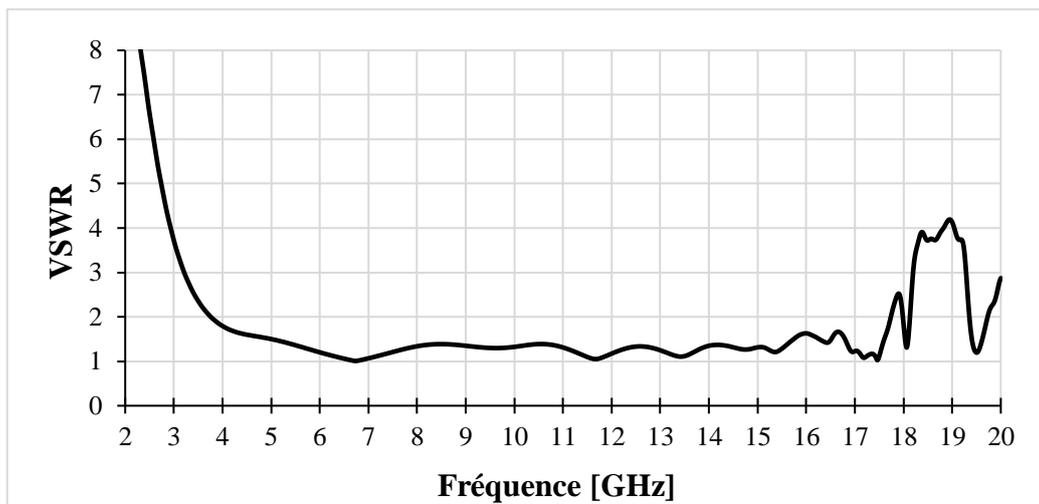


Figure IV.24. VSWR de l'antenne MMA

IV.4.3.2. Impédance d'entrée

Les résultats de l'impédance d'entrée (figure IV.25), montrent que la partie réelle de l'impédance varie autour de 50 Ohms dans la bande passante de l'antenne avec un maximum de 76.6 Ohms à la fréquence 4.67 GHz et un minimum de 38 Ohms à la fréquence 14.41 GHz. Concernant la partie imaginaire de l'impédance d'entrée, elle oscille autour de zéro et prends des valeurs entre $+j26$ et $-j17$.

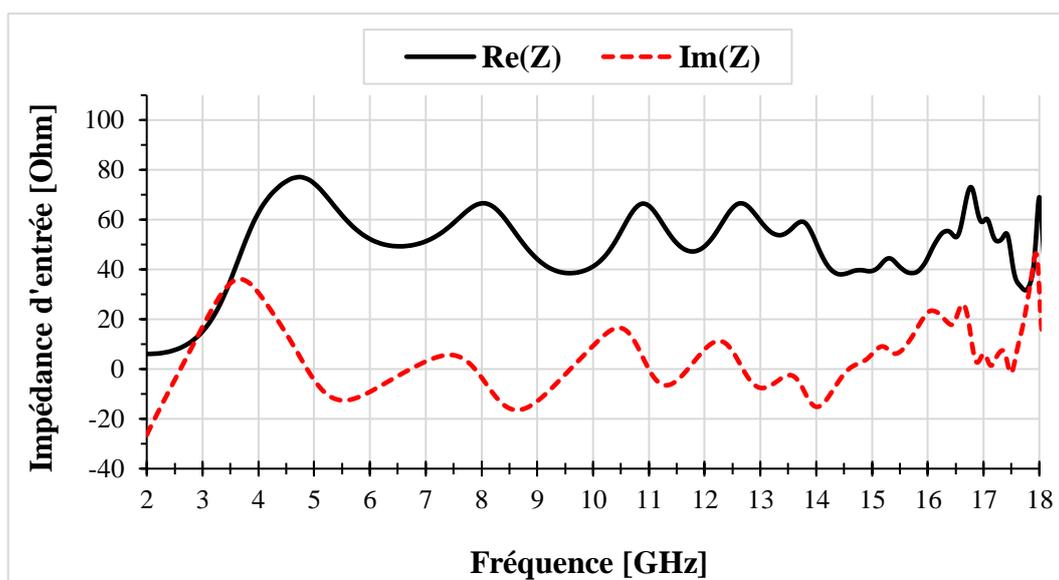


Figure IV.25. L'impédance d'entrée de l'antenne MMA

IV.4.3.3. Courant de surface

La figure IV.26 montre la distribution du courant de surface de l'antenne proposée. Les distributions de courant sont calculées aux fréquences des pics 6.7GHz, 9.6 et 11.6 GHz. Pour les trois fréquences, le courant de surface est concentré sur les bords rayonnants et non rayonnants du patch rectangulaire, la ligne d'alimentation et le plan de masse partiel. Par ailleurs, il propage progressivement sur les cellules MMA avec l'augmentation de la fréquence.

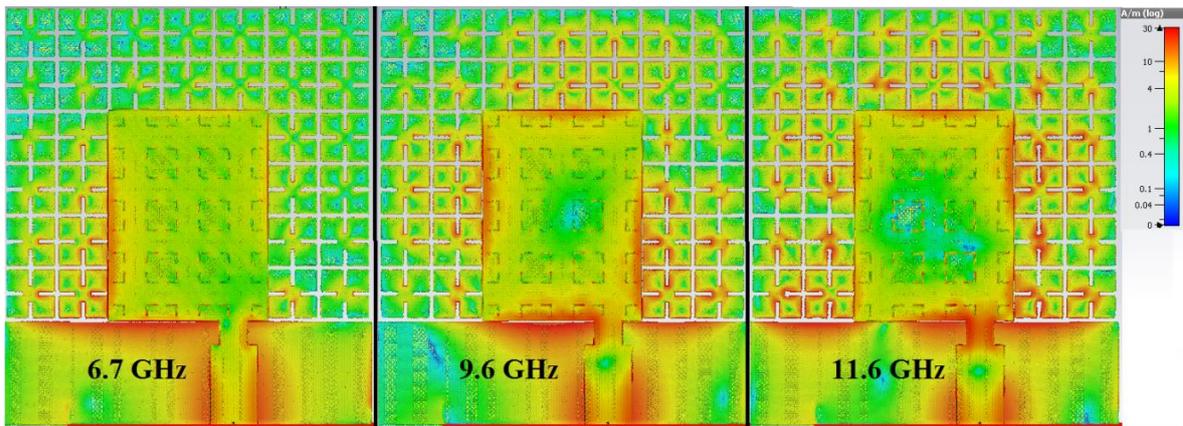


Figure IV.26. Distributions de courant de surface de l'antenne MMA

IV.4.3.4. Diagramme de rayonnement

La figure IV.27 (a), (b) et (c) présente les diagrammes de rayonnement de l'antenne MMA tracés dans le plan E ($\phi = 0$), le plan H ($\theta = \pi/2$) et en 3D, respectivement. Le gain de l'antenne en dBi a été simulé aux fréquences 6.74, 11.66 et 17.21 GHz. En revanche, l'antenne est électriquement petite aux fréquences basses, mais elle offre un niveau de gain élevé environ 4.4dBi à 6.74GHz. Dans cette gamme, le diagramme est directionnel et stable car il présente un seul lobe principal dans les deux plans E et H. Lorsque la fréquence augmente le gain augmente et le diagramme se devient bidirectionnel dans le plan E, subit une déformation dans le plan H. Nous observons une augmentation du gain dans la bande de fonctionnement de l'antenne MMA par rapport à l'antenne de base.

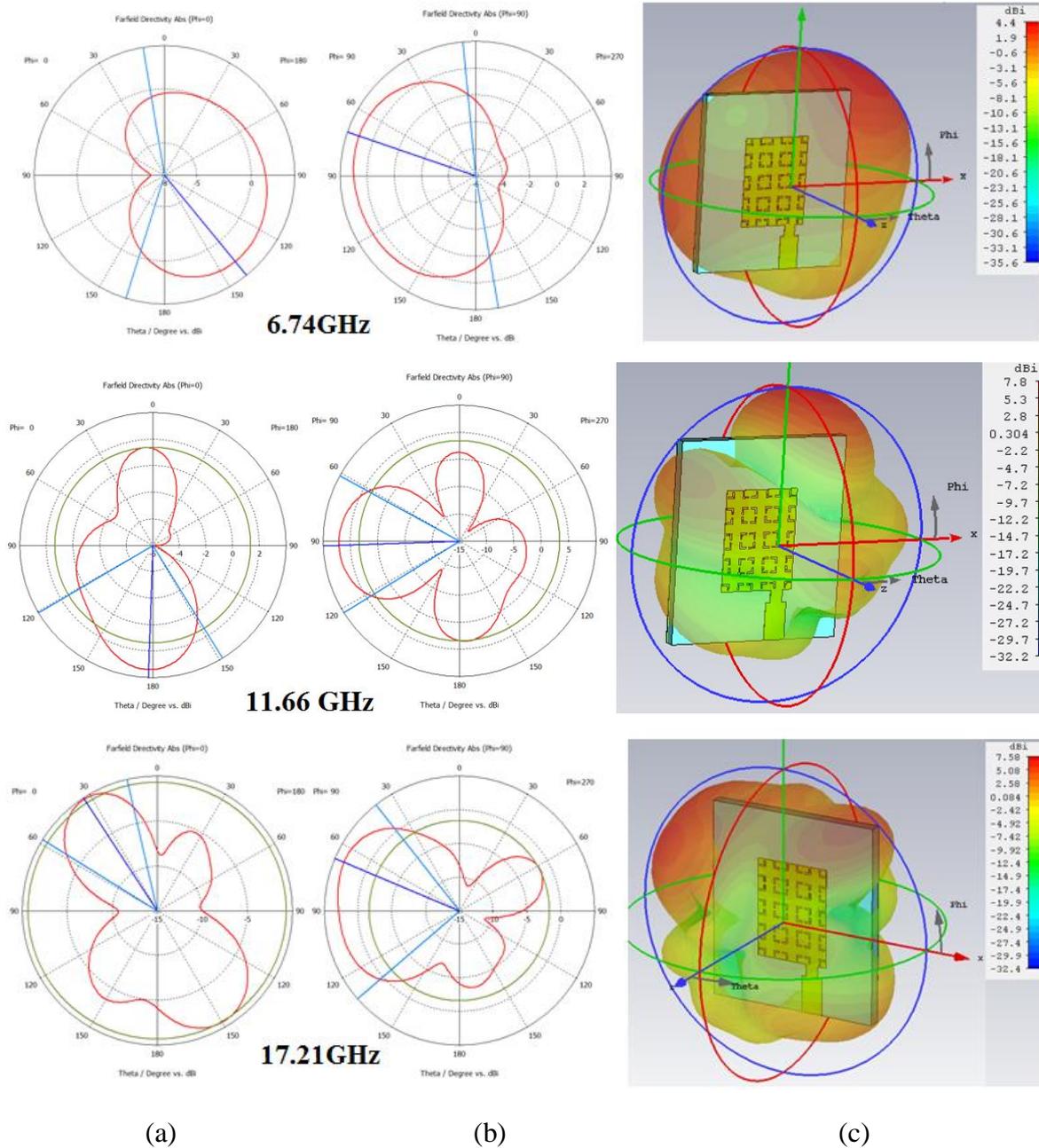


Figure IV.27. Diagramme de rayonnement en directivité de l'antenne MMA :

(a) Plan E ; (b) Plan H ; (c) 3D

IV.4.3.5. Gain et efficacité

D'après la figure IV.28, l'antenne MMA offre un gain élevé et présente une valeur minimale de 1.98dB à 4.7GHz. Aux fréquences basses [5.6 – 11GHz], le gain augmente rapidement et uniformément jusqu'à la valeur 7.8dB à 11GHz. Un pic de 8.55dB est observé à 15.5GHz. Le gain moyen est de 5.44dB. Concernant l'efficacité de rayonnement, elle varie

entre 80% et 93% dans toute la bande de fonctionnement. En comparant ces résultats avec ceux de l'antenne de base, nous remarquons une amélioration du gain et de l'efficacité.

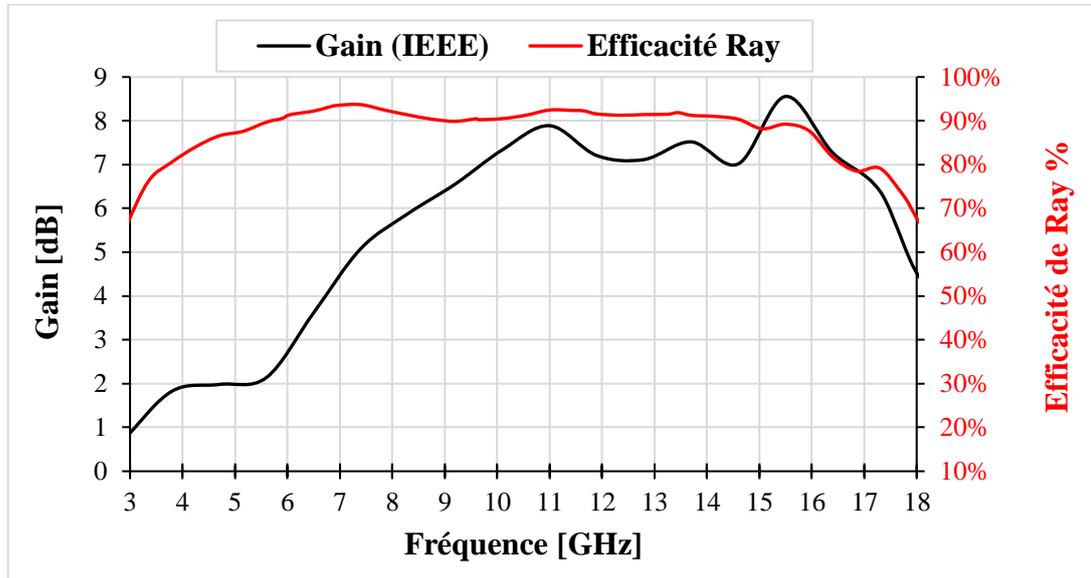


Figure IV.28. Gain (IEEE) et l'efficacité de rayonnement de l'antenne MMA

IV.4.4. Réalisation et validation expérimentale de l'antenne MMA

IV.4.4.1. Mesure du coefficient de réflexion

Afin de confirmer les résultats obtenus par simulation, une validation expérimentale est réalisée en fabriquant le prototype présenté dans la figure IV.29 par l'utilisation d'une imprimante laser destinée aux circuits imprimés disponible au sein du laboratoire RF de l'INRS de Montréal au Canada. Le coefficient de réflexion a été mesuré à l'aide d'un Analyseur de réseau vectoriel (VNA) du même laboratoire.

La figure IV.30 présente la variation du coefficient de réflexion mesuré et simulé en fonction de la fréquence. La bande passante mesurée s'étend de 3.98 GHz à 17.2 GHz, relativement 124%, par contre la bande passante simulée est égale à 129% allant de 3.8 GHz à 17.7 GHz. Notons un écart de la bande passante aux fréquences élevées de 500 MHz, ce décalage est certainement dû à un effet réactif au niveau de la connectique et les tolérances de la fabrication. L'accord entre les résultats de simulation et ceux de la mesure est globalement satisfaisant du point de vue de l'adaptation et de la largeur de bande.

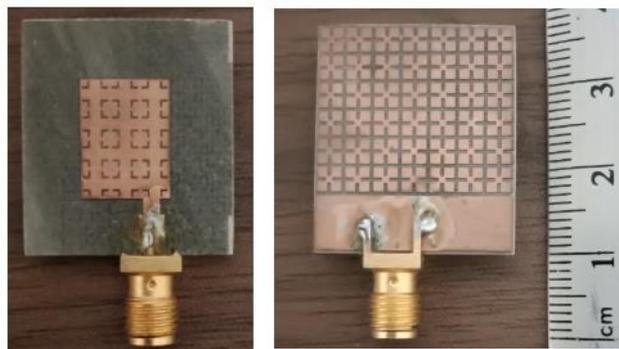


Figure IV.29. Photographie de Prototypé de l'antenne MMA

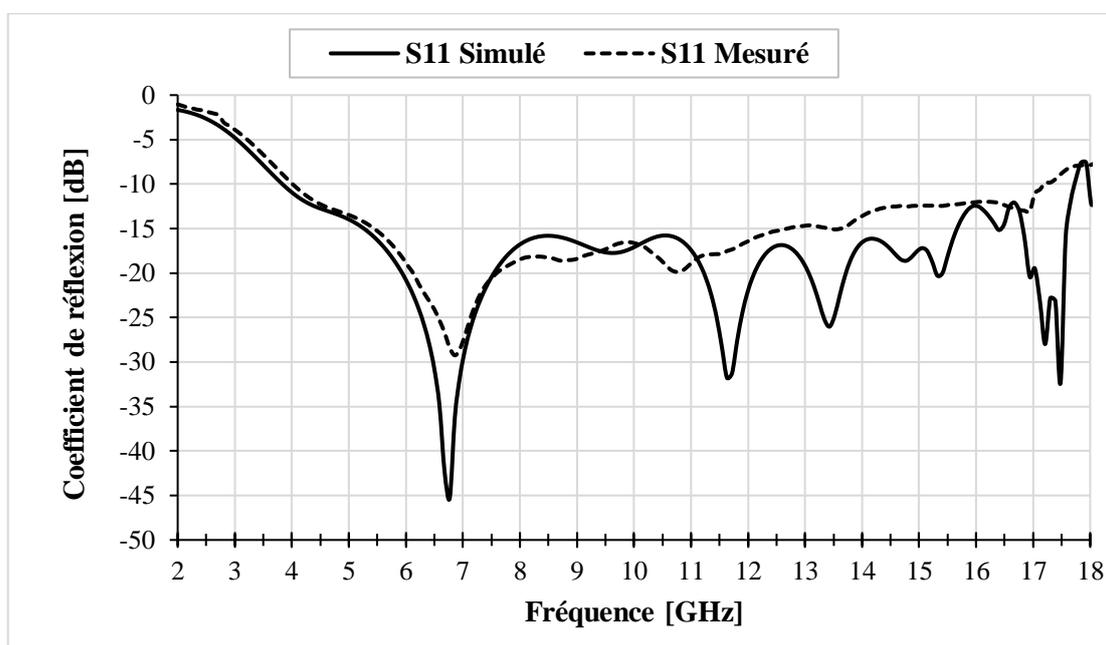


Figure IV.30. Coefficient de réflexion $|S_{11}|$ de l'antenne MMA simulé et mesuré

IV.4.4.2. Mesure du diagramme de rayonnement

Les diagrammes de rayonnement en champ lointain de l'antenne MMA ont également été mesurés dans une chambre anéchoïque disponibles au sein du même laboratoire de l'INRS aux trois fréquences 6.7, 11.6 et 17.2 GHz. La mesure a été effectuée dans les plans E et H pour les deux modes de polarisation Co-Polarisation et Cross-Polarisation, la figure III.31 montre le gain normalisé en dB. D'après ces résultats, le diagramme de rayonnement est quasiment omnidirectionnel, stable pour les basses fréquences. Cependant, on peut observer certaines distorsions en hautes fréquences dues à l'environnement d'expérience et à la réflexion sur les bords de la structure périodique de MMA.

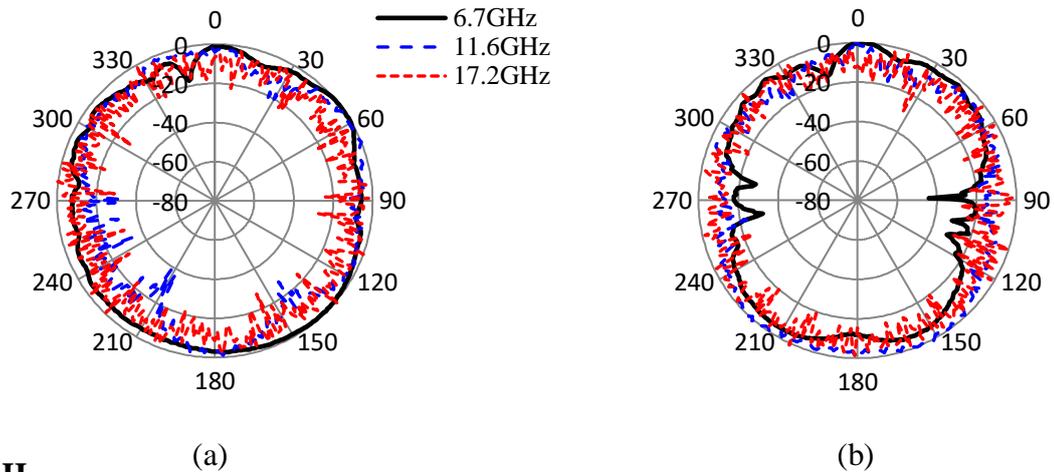
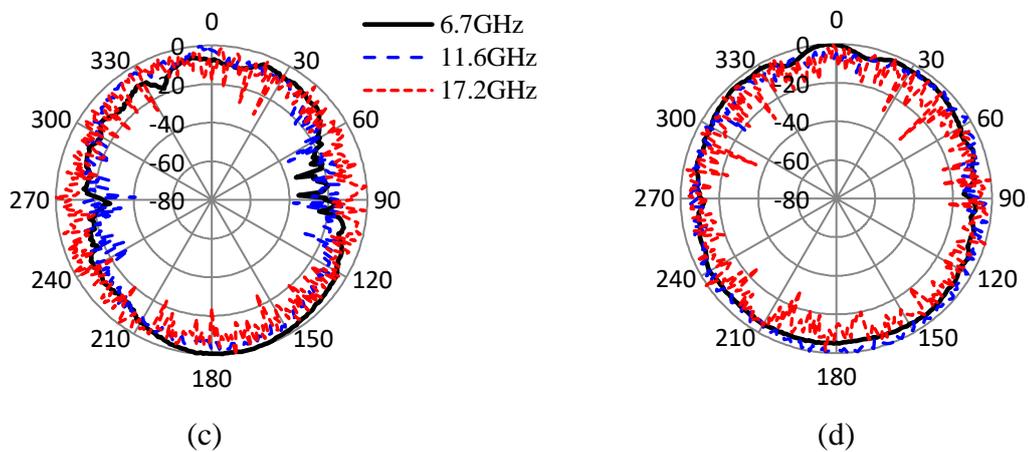
Plan E**Plan H**

Figure III.31. Gain mesuré de l'antenne MMA pour les fréquences: 6.7, 11.6 et 17.2 GHz : (a) Co-Pol Plan E, (b) Cross-Pol Plan E, (c) Co-Pol Plan H, (d) Cross-Pol Plan H

IV.4.5. Comparaison avec des conceptions d'antennes récentes

Pour mieux voir l'intérêt de l'antenne MMA proposée, on a fait une étude comparative avec d'autres antennes publiées dans la littérature. Ces antennes sont basées sur le même principe : antenne à base des structures périodiques de MMA. Chaque antenne est considérée miniature et destinées aux applications ULB. Cette étude est résumée par le tableau IV.3. La figure IV.32 représente quelques géométries d'antenne ULB proposées par les références [34, 35 et 36].

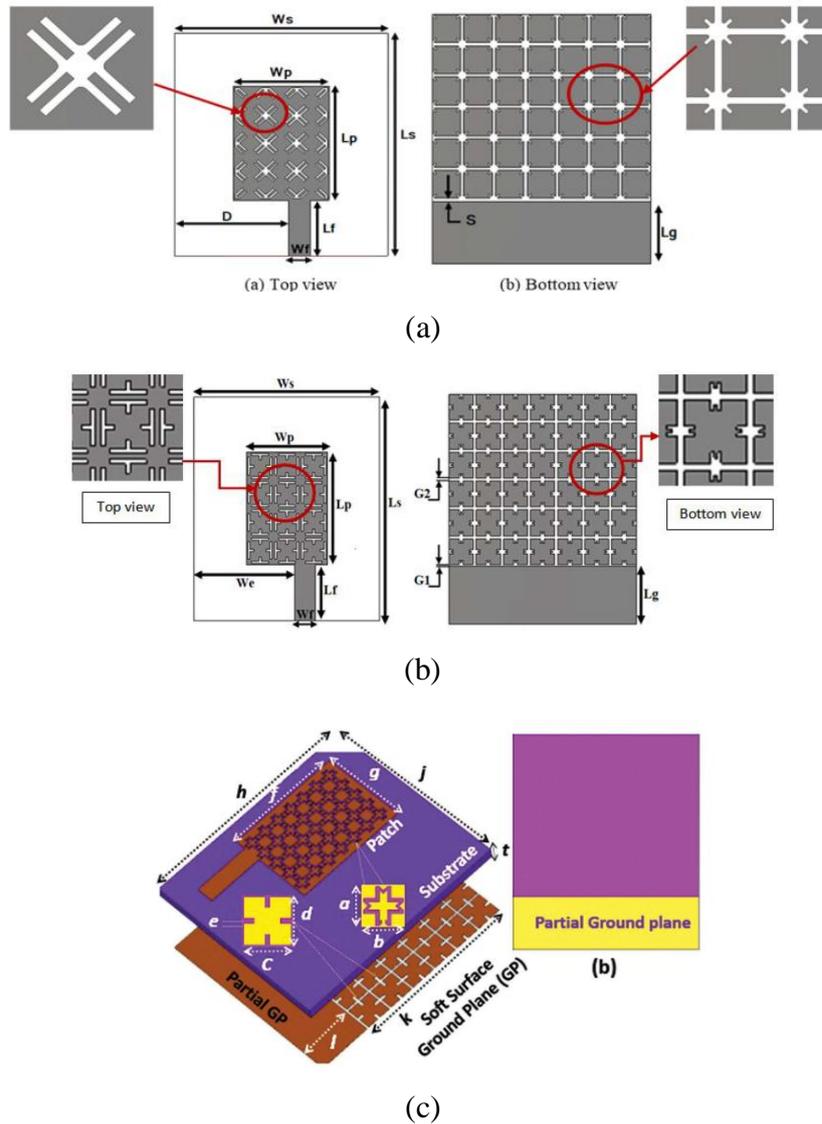


Figure IV.32. Quelques géométries d'antennes ULB proposées : (a) [36], (b) [35] et (c) [34]

D'après le tableau IV.3, il est démontré que la configuration de notre antenne MMA est compacte ayant une surface occupée de 573.44 mm^2 ($22.4 \times 25.6 \text{ mm}^2$). Aussi, elle offre un gain élevé ainsi qu'une meilleure efficacité est obtenue. Leur bande de fonctionnement est considérée ultra large avec une bonne adaptation. Notons que l'épaisseur des substrats diélectriques utilisés dans les références est de l'ordre 1.6 mm.

La réduction de la taille typique réalisée pour notre antenne prototype par rapport aux autres structures d'antenne dans la littérature est calculée selon la réduction de la surface (R_S) telle que rapportée dans [5] :

$$R_S(\%) = \left(1 - \frac{S_f}{S_i}\right) \cdot 100\% \quad (\text{IV.24})$$

Où S_i est la surface occupée par la référence de l'antenne, S_f est la surface occupée par le travail proposé.

Ref. L'année	Taille (mm)	Surface (mm ²)	BP. (GHz)	BP. (%)	Gain max (dB)	Eff. max %
[30]-2017	27.6 x 31.8	877.68	4.1 – 19.4	130	10 à 15.5 GHz	-----
[31]-2019	27.6 x 32	883.2	3.2 – 23.9	170	6.2 à 8.7GHz	82
[32]-2017	44.8 x 54.84	2456.83	2.89 -5.31	59	5 à 4.5GHz	-----
[16]-2014	27.6 x 30.8	850.08	3 - 12	120	5.8 à 9.5GHz	95
[33]-2017	28 x 32	896	3.3 - 12	113	5.8 à 10GHz	89.5
[34]-2019	27 x 31.4	847.8	4 - 16	120	8dBi à 9.2GHz	-----
[35]-2018	27.6 x 31.8	877.68	3.3 - 17	135	6.9 à 12.2GHz	-----
[36]-2019	27.6 x 32	883.2	3.2 - 23.5	173	6.2 à 8.7GHz	80
Notre ant.	22.4 × 25.6	573.44	3.8 -17.7	129	8.55 à 15.5GHz	93

Tableau IV.3. Comparaison des performances de l'antenne proposée avec ceux de la littérature

Comme on peut le noter au tableau IV.3, la taille de la conception proposée a été réduite de 32.36 % à 76.66 %. En plus de réduire les dimensions physiques de l'antenne, un autre objectif d'amélioration du gain et de l'efficacité est également atteint avec cette conception.

IV.5. CONCLUSION

Ce chapitre présente la dernière contribution de cette thèse. Il est constitué de deux parties. Tout d'abord, nous avons abordé le sujet de Métamatériaux d'une manière générale, à savoir la permittivité négative, la perméabilité négative, l'indice de réfraction négatif et les structure (BIE).

Dans la deuxième partie nous avons présenté l'étude et la conception d'une nouvelle antenne ULB à base des MAM. Dans un premier temps, nous avons étudié une unité de cellule résonatrice bi-bande à deux dimensions, considérée comme un MMA-main droite. Les résultats des paramètres S ont montré le comportement d'un filtre coupe-bande ou BIE (bande interdite Electromagnétique). Les paramètres effectifs : l'impédance, l'indice de réfraction, la permittivité et la perméabilité effective ont été ensuite déduits à l'aide de la méthode de récupération à partir des coefficients de réflexion S11 et de transmission S21. D'après ces résultats la cellule a possédé une permittivité négative dans la bande interdite qui s'étend de 14 jusqu'à 20 GHz. Nous avons ensuite utilisé cette cellule dans la conception de la deuxième antenne miniature ULB de performances élevés. Dans un premier temps, nous avons étudié une antenne de base. Ce dernier a couvert un spectre de fréquence allant de 3.4 à 10.75GHz (relativement 103%). elle a possédé un gain varie de 1.2 à 5.5 dB et une efficacité de rayonnement entre 66% et 88%. Les résultats de performances de l'antenne MAM ont montré une augmentation de la bande passante [3.8 à 17.7] GHz (relativement 129%) avec une bonne adaptation d'impédance. L'antenne a offert un gain élevé de valeur max de 8.55 dB autour de 15.5 GHz et une valeur moyenne de 5.44 dB sur toute la bande de fonctionnement. Une meilleure efficacité de rayonnement a été obtenue entre 80% et 93%. Le prototype réalisé a confirmé le comportement ULB et la stabilité des diagrammes de rayonnement en basses fréquences. A la fin, une étude comparative avec d'autres conceptions typiques récemment publiées dans la littérature a montré que notre configuration d'antenne MMA a été très compacte et elle a présenté un facteur de réduction entre 32.36 % et 76.66 %.

Cette analyse a montré que cette antenne pourrait être une solution prometteuse pour répondre à de nombreux services requis pour les applications ULB, comme par exemple les systèmes de communications sans fil, les applications liées à la localisation et même les applications satellites en la bande Ku [12 – 18 GHz].

Références bibliographiques du chapitre IV

- [1] S. Zhu and R. J. Langley, "Dual band wearable antennas over EBG substrate", *Electronics Letters*, Vol. 43(3), pp. 141-143, 2007.
- [2] M. Achour, A. Gummalla, C. J. Lee, A. Dupuy, G. Poilasne: "Enabling True Wireless Broadband and Multi-Mode Comm. Networks with Metamaterial Air Interface Technology", *Proceeding Meta08 NATO Advanced Research Workshop*, pp. 539-547, May 2008.
- [3] D. Sievenpiper, "High-Impedance Electromagnetic Surfaces", Ph.D. Thesis, University of California, Los Angeles, 1999.
- [4] G. Poislane, "Antennes et matériaux à BIP", Thèse de Doctorat, Université de Rennes I, Juillet 1999.
- [5] V. G. Veselago, "The electrodynamics of substances with simultaneously negative values of epsilon and mu," *Soviet Physics Uspekhi*, 509, 1968.
- [6] J. B. Pendry, A. J. Holden, D. J. Robbins, and W. J. Stewart, "Magnetism from conductors and enhanced nonlinear phenomena", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol.47, 2075-2084, 1999.
- [7] Z. M. Razi, P. Rezaei and A. Valizade, "A novel design of Fabry-Perot antenna using metamaterial superstrate for gain and bandwidth enhancement", *International Journal of Electronics and Communication*, Reference: AEUE 51415, 2015.
- [8] L. W. Li, Y. N. Li, T. S. Yeo, J. R. Mosig and O. J. F. Martin, "A broadband and high-gain metamaterial microstrip antenna", *Applied Physics Letters*, 96, 164101, 2010.
- [9] M. Elsdon and O. Yurduseven "Direct-fed reduced size patch antenna using array of CSRR in the ground plane", *Microwave and Optical Technology Letters*, 57 (2015), 1526-1529.
- [10] C. Kim, J. Jang, Y. Jung, H. Lee, J. Kim, S. Park and M. S. Lee, "Design of a frequency notched UWB antenna using a slot-type SRR", *International Journal of Electronics and Communication*, 63 (2009), 1087-1093.
- [11] Christophe Carloz, Tatsuo Itoh, "Electromagnetic Metamaterials: Transmission Line Theory and Microwave Application", A John Wiley & Sons, 2006.
- [12] J. B. Pendry, A. J. Holden, D. J. Robbins and W. J. Stewart, "Low Frequency Plasmons in Thin Wire Structures," *J. Phys.: Condens. Matter* 10, pp. 4785-4788, 1998.

- [13] R. A. Shelby, D. R. Smith, and S. Schultz, "Experimental verification of a negative index of refraction," *Science*, Vol. 292, No. 5514, pp. 77-79, Apr. 2001.
- [14] F. Y. Y. Rahmat-Samii, "Electromagnetic Band Gap Structures in Antenna Engineering", United States of America, Cambridge University Press, New York, 2009.
- [15] Matsugatani, K., Tanaka, M., Fukui, S., Kim, W. H., Kim, M. "Surface wave distribution over Electromagnetic Bandgap (EBG) and EBG reflective shield for patch antenna", *IEICE Trans., Electron.*, Vol. E88-C, No. 12, pp. 2341-2349, 2005.
- [16] Gaurav K. Pandey, Hari S. Singh, Pradutt K. Bharti, and Manoj K. Meshram, "Metamaterial Based Compact Antenna Design for UWB Applications", 2014 IEEE Region 10 Symposium.
- [17] A. M. Nicolson and G. F. Ross, "Measurement of the intrinsic properties of materials by Time-Domain techniques," *Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on*, Vol. 19, No. 4, pp. 377-382, 1970.
- [18] W. Weir, "Automatic measurement of complex dielectric constant and permeability at microwave frequencies," *Proceedings of the IEEE*, Vol. 62, No. 1, pp. 33-36, 1974.
- [19] D. R. Smith, S. Schultz, P. Markoš, and C. M. Soukoulis, "Determination of effective permittivity and permeability of metamaterials from reflection and transmission coefficients," *Phys. Rev. B*, Vol. 65, p. 195104, Apr 2002.
- [20] D. R. Smith and J. B. Pendry, "Homogenization of metamaterials by field averaging," *Phys Rev B, Journal of Optic Society of America B*, Vol 23, No. 3, pp. 391-403, 2006.
- [21] D. Seetharamdoo, R. Sauleau, A-C. Tarot, and K. Mahdjoubi, "Homogenization of negativerefractive index metamaterials: Influence of physical parameters on the effective permittivity and permeability", in 27th ESA Antenna Technology Workshop on Innovative Periodic Antennas: Electromagnetic Bandgap, Left-handed Materials, Fractal and Frequency Selective Surfaces, pp. 571-578, March 2004.
- [22] D. R. Smith, D. C. Vier, N. Kroll, and S. Schultz, "Determination of effective permittivity and permeability of metamaterials from reflection and transmission coefficients", *Physical Review B*, Vol. 65, No. 19, April 2002.
- [23] P. Markos and C. M. Soukoulis, "Transmission properties and effective electromagnetic parameters of double negative metamaterials", *Optics Express*, Vol. 11, No. 7, pp. 649-661, April 2003.

- [24] B. Gralak, S. Enoch, and G. Tayeb, "Anomalous refractive properties of photonic crystals", *Journal of the Optical Society of America A*, Vol. 17, No. 6, pp. 1012–1020, June 2000.
- [25] N. Garcia and E. V. Ponizovskaya, "Calculations of the effective permittivity of a periodic array of wires and the left-handed materials", e-print cond-mat/0206460, June 2002.
- [26] P. Markos and C. M. Soukoulis, "Absorption losses in periodic arrays of thin metallic wires", *Optics Letters*, Vol. 28, No. 10, pp. 846–848, May 2003.
- [27] D. R. Smith, D. C. Vier, Th. Koschny, and C. M. Soukoulis, "Electromagnetic parameter retrieval from inhomogeneous metamaterials," *Phys. Rev. E* 71, 036617, 2005.
- [28] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, 2nd ed. s John Wiley & Sons, New York, 1998.
- [29] S. N. BUROKUR, "Mise en œuvre de métamatériaux en vue d'application aux circuits microondes et aux antennes". Thèse de Doctorat, Ecole Supérieur d'Electronique de l'Ouest (Angers), Novembre 2005.
- [30] Roman Kubacki, Salim Lamari, Mirosław Czyżewski, and Dariusz Laskowski, "A Broadband Left-Handed Metamaterial Microstrip Antenna with Double-Fractal Layers", *International Journal of Antennas and Propagation*, Vol. 2017, Article ID 6145865.
- [31] Ehab K. I. HAMAD, Gehad NADY, "Bandwidth Extension of Ultra-wideband Microstrip Antenna Using Metamaterial Double-side Planar Periodic Geometry", *Radioengineering*, Vol. 28, No. 1, April 2019.
- [32] Huseyin Akcelik, Yilmaz Durna, Safak Saraydemir, Hasan Kocer, "Measurement of a Metamaterial Antenna Angular Power Reception Performance Utilizing Software Defined Radio", *International Journal of Electronics and Communications*, 2017.
- [33] Yuan Long Dai, Yuan, Xiao Hong Zhang, Xi Wang Dai, and Guo Qing Luo, "A Novel Compact Ultra-wideband Metamaterial-Based Microstrip Antenna", 978-1-5090-2017-1/16/\$31.00 ©2016 IEEE, DOI:10.1109/IMWS-AMP.2016.7588421
- [34] H. Umair, M. J. Uddin, M. H. Ullah, T. Bin Abdul Latef, W. L. B, W. Mahadi & M. Bin Othman, "A unique metamaterial inspired star-slot UWB antenna with soft surface ground", *Electromagnetics*, DOI:10.1080/02726343.2019.1710686
- [35] Gehad Nady, Ehab K. I. Hamad, "Design of Compact UWB Microstrip Antenna Using Double Layer 2D Periodic Structure", *IOSR Journal of Electronics and Communication Engineering (IOSR-JECE)*, Vol.13, Issue 4, pp 76-84, 2018.

- [36]Ehab K. I. HAMAD, Gehad NADY, “Bandwidth Extension of Ultra-wideband Microstrip Antenna Using Metamaterial Double-side Planar Periodic Geometry”, *Radioengineering*, Vol. 28, No. 1, APRIL 2019.

CONCLUSION GENERALE
ET PERSPECTIVES

CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES

L'objectif de cette thèse était de proposer des structures d'antennes planaires répondant aux exigences de la bande passante ultra large et de la miniaturisation. Pour cela on a proposé deux nouvelles structures antennaires utilisant deux techniques de miniaturisation : les géométries fractales et les métamatériaux. Pour commencer, nous avons présenté dans le chapitre 1, les antennes miniatures, leurs caractéristiques principales à travers l'introduction de leurs limites fondamentales afin de comprendre les principales règles de fonctionnement des antennes miniatures et les enjeux de cette thèse. Ensuite nous avons vu les différentes techniques utilisées pour minimiser le profil des antennes planaires. Nous avons présenté aussi un état de l'art sur la technologie ULB et les antennes ULB, dans le deuxième chapitre. En outre, nous avons vu aussi dans les deux derniers chapitres l'intérêt des deux techniques ; les géométries fractales et les métamatériaux ; utilisées comme solution pour réduire la taille des antennes. Donc la première structure proposée était un monopole fractal compact, de dimensions $19 \times 20 \text{ mm}^2$ dont l'élément rayonnant a été inspiré du triangle de Sierpinski. L'antenne a été conçue en développant un nouveau modèle mathématique et une nouvelle procédure itérative pour générer la forme fractale. Suite aux résultats obtenus en simulation, le monopole a montré une bande passante allant de [2,22 à 10,7] GHz, relativement 131,27 %, également couvre toute la bande de la FCC [3.1-10.6] GHz. L'antenne a offert un gain moyen de 3.46dBi avec un pic de 4,77 dBi autour de 9,8 GHz. Une bonne efficacité de rayonnement a été obtenue de 72% à 85% avec un diagramme de rayonnement bidirectionnel dans les plans E et H. Ces caractéristiques ont montré que cette antenne répond de manière satisfaisante aux miniaturisations et au comportement ULB. Cette approche de conception fournit une bonne solution pour la conception des antennes miniatures ULB.

La deuxième structure c'était une antenne métamatériaux de faible profile $22.4 \times 25.6 \text{ mm}^2$ conçue à partir d'une structure périodique de cellule de MMA caractérisée par une permittivité négative et un comportement BIE. Dans un premier temps, nous avons analysé l'antenne de base, c'était un monopole planaire rectangulaire alimenté par une ligne micro ruban adapté à 50Ω et un plan de masse partiel. Nous avons ensuite appliqué la structure périodique de la cellule métasurface proposée sur le monopole de base pour concevoir la deuxième structure d'antenne MAM. Nous avons comparé les performances de l'antenne de

base avec celles de l'antenne MAM proposée. Les résultats obtenus en simulation ont montré une nette augmentation de la bande passante, du gain et de l'efficacité de rayonnement. L'antenne MAM a présenté une bande passante extrêmement large s'étend de [3.8 à 17.7] GHz (relativement 129%) inclut la bande Ku dédiée aux applications satellitaires [12 – 18 GHz], avec une bonne adaptation d'impédance. L'antenne a offert un gain élevé de valeur max de 8.55 dB autour de 15.5 GHz et une valeur moyenne de 5.44 dB sur toute la bande de fonctionnement. Une meilleure efficacité de rayonnement a été obtenue entre 80% et 93%. Les résultats de performances du prototype réalisé ont confirmé le comportement ULB et la stabilité des diagrammes de rayonnement en basses fréquences. A la fin, nous avons comparé les performances de notre antenne avec d'autres conceptions typiques récemment publiées dans la littérature. Notre configuration a été la plus compacte et elle a présenté un facteur de réduction entre 32.36 % et 76.66 %. Ces caractéristiques ont montré que cette antenne pourrait être une solution prometteuse pour répondre à de nombreux services requis pour les applications ULB, comme par exemple les systèmes de communications sans fil, les applications liées à la localisation et même les applications satellites. Cependant, la première antenne fractale était électriquement très petite, ce qui signifie leur faible gain. Par contre elle répond mieux aux applications dans le domaine médical et même pour des communications de faible portée (communication Indoor et Outdoor). Les résultats mesurés ont été en bon accord avec ceux de la simulation réalisés à l'aide de logiciel CST Microwave Studio. Toutes les structures d'antennes proposées ont été gravées sur un substrat diélectrique le Rogers RO4003C ($\epsilon_r = 3.38$, $tg(\delta) = 0.0027$), d'épaisseur 1,52 mm. Les performances obtenues pour les deux structures font de ces deux antennes des bons candidats pour les applications ULB et les systèmes de communication sans fil.

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

- Conception de nouveaux systèmes d'antenne MIMO ;
- Conception des antennes miniatures reconfigurables, en diagramme de rayonnement par exemple ;
- Conception des antennes ULB avec une caractéristique à bande rejetée ;
- Application de la structure proposée BIE dans d'autre reconfiguration pour améliorer le rayonnement de l'antenne, exemple l'antenne fractale de la première contribution.

PUBLICATIONS
RESULTANTES DE LA
THESE

LISTE DES TRAVAUX SCIENTIFIQUES

I. Publications Internationales

- **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
- 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
- A. Chaabane, O. Mahri, D. Aissaoui, **N. Guebgoub**, “Multiband Stepped Antenna for Wireless Communication Applications”, *Informacije MIDEM* 50 (4), 275-285, 2021.

II. Communication Nationale

- **N. Guebgoub**, S. Redadaa, S. Ikni, O. Mahri, “Conception d'une Antenne Miniaturisée ULB à base d'un MTM à Indice de Réfraction Négatif”, *Laboratoire des Télécommunications (LT), Université 8 Mai 1945 Guelma*, 10 Octobre 2019, Guelma, ALGERIE.
- **N. Guebgoub**, S. Redadaa, “L'impact des métamatériaux et les fractales sur les antennes”, *My thesis in 180 seconds, Université 8 Mai 1945 Guelma*, 01 décembre 2019, Guelma, ALGERIE.
- **N. Guebgoub**, S. Redadaa, S. Ikni, O. Mahri, “Analyse et conception des Antennes miniatures : applications aux télécommunications large bande”, *Laboratoire des Télécommunications (LT), Université 8 Mai 1945 Guelma*, 02 Novembre 2020, Guelma, ALGERIE.

ANNEXE

ANNEXE : PRESENTATION DU SIMULATEUR CST

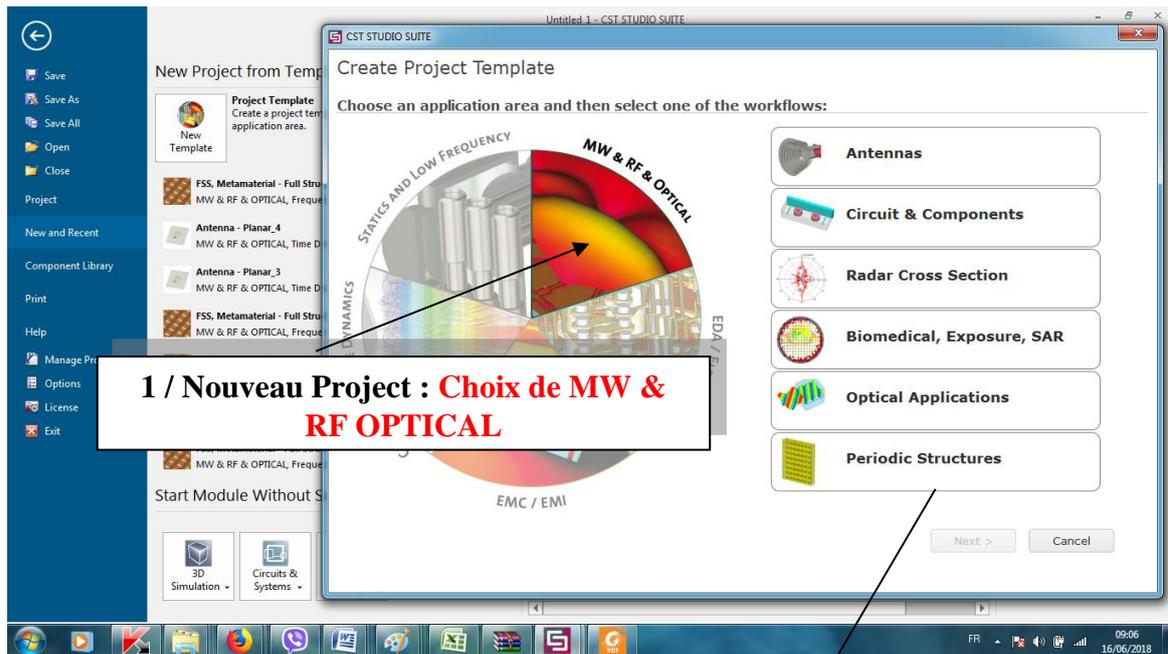
Le logiciel CST Microwave Studio (MWS CST) est un outil de simulation électromagnétique conçu par la compagnie CST (Computer Simulation Technology). Ce logiciel permet de faire la conception et la simulation d'un grand nombre de circuits micro-onde. Microwave Studio : offre une interface graphique facile à utiliser ; il fait usage de la méthode des intégrales finies (FIT, Finite Integration Technique) développée par Weiland en 1977. La méthode FIT est de faire une discrétisation spatiale des équations de Maxwell sous leur forme intégrale. La FIT procède par la description des équations de Maxwell sur un espace de grille, en préservant les propriétés de conservation de l'énergie, et en constituant des équations différentielles particulières telles que celle de Poisson ou l'équation d'onde. Il s'agit d'une approche très sophistiquée, et on peut l'utiliser à la fois dans le domaine du temps et dans le domaine de fréquence.

CONSTRUCTION D'UN MODELE POUR CELLULE MMA DANS LE DOMAINE FREQUENTIELLE

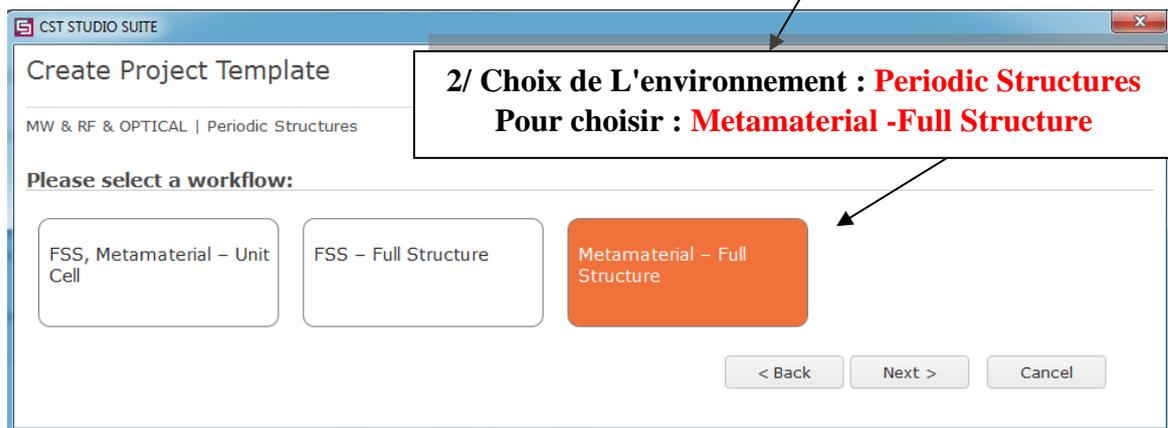
Le logiciel CST permet de construire des modèles complexes en 3 dimensions comme le cas des métamatériaux.

CREATION DU PROJET

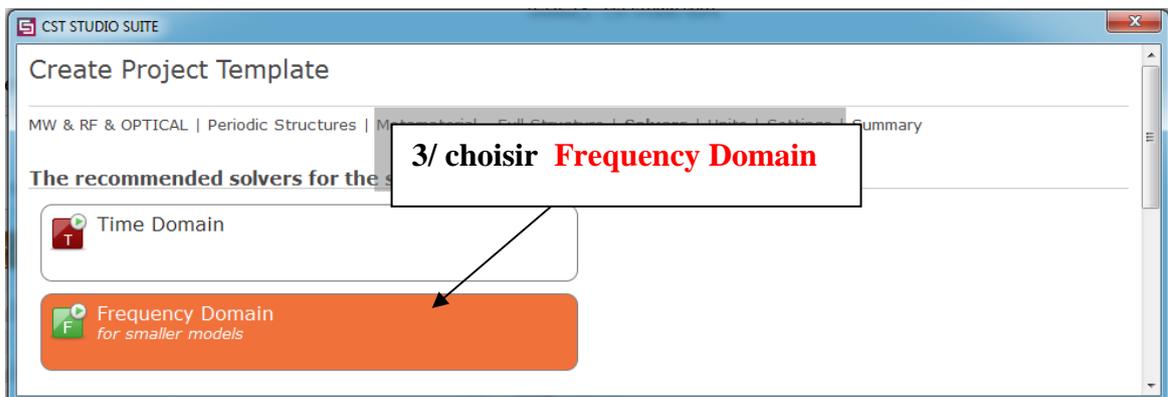
Pour la création d'un projet pour une cellule MMA par exemple on suit les étapes mentionnées à la figure ci-dessous :



(a)



(b)



(c)

Figure 1. Premières étapes de conception d'un modèle MMA, (a) Etape 1 : Choix du Template, (b) Etape 2 : Choix de L'environnement du projet, (c) Etape 3 : Création du projet dans le domaine fréquentielle

CONCEPTION PAR LE MENU “ MODELING ”

La deuxième étape c'est le design de la structure par l'introduction des caractéristiques diélectriques et conductrices des différents matériaux utilisés dans le projet, tels que le substrat et les surfaces conductrices (Menu Modeling). Cet outil permet de construire des modèles complexes en 3 dimensions avec une grande facilité. En effet, l'outil inclut les primitives d'objet comme des cubes, sphères, etc.

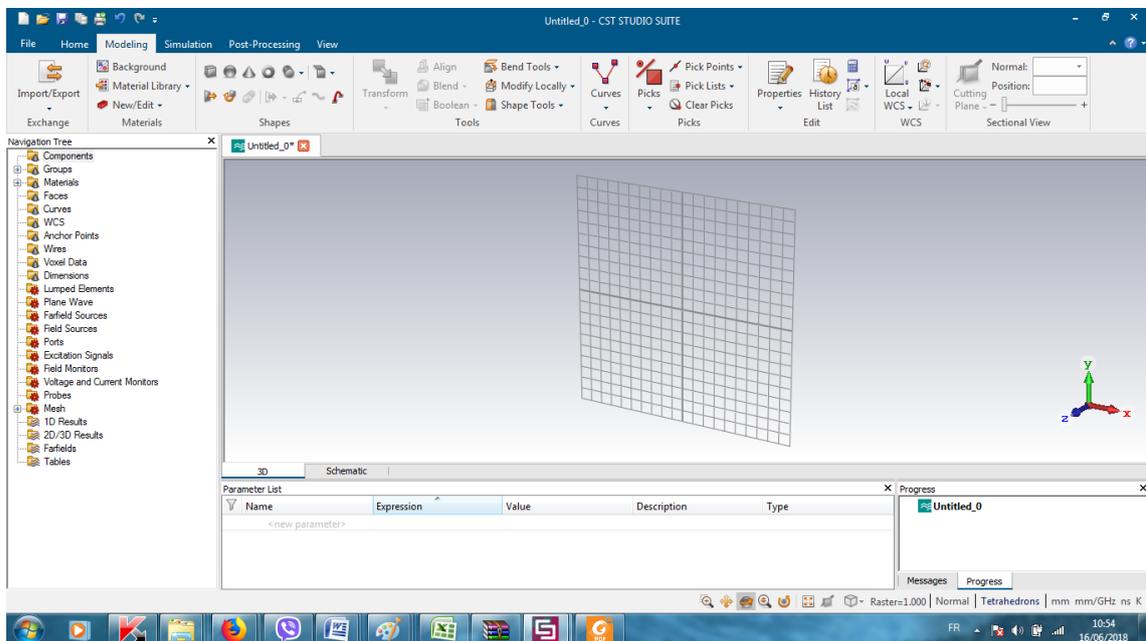


Figure 2. Interface graphique de Microwave Studio version 2018 pour la création d'un nouveau modèle structure MMA

Il est aussi possible de déterminer des variables afin de paramétrer notre modèle (figure 3). L'utilisation des variables exige plus de temps au début, mais permet d'accélérer le processus de création de modèle complexe et permet surtout de modifier facilement le modèle. En effet, les variables nous permettent de créer plusieurs objets utilisant les mêmes paramètres, donc quand on veut faire une modification sur un objet dont plusieurs autres objets dépendent de sa position, on change la valeur de la variable et le modèle se met à jour.

Si on n'utilise pas de variable, on est obligé de modifier les différents objets du modèle un par un, ce qui peut être laborieux.

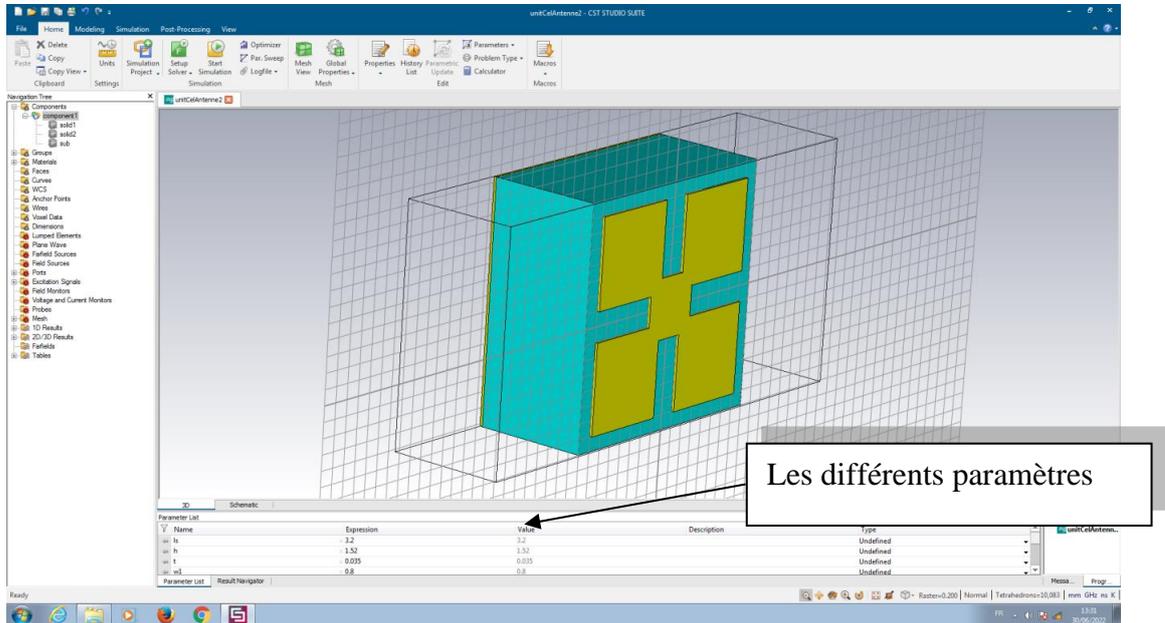


Figure 3. Dialogue de gestion des paramètres du projet

Quand toutes les pièces sont placées et le modèle est complète, on peut passer à l'étape de configuration du modèle.

CONFIGURATION DU MODELE

La configuration du modèle permet entre autres de spécifier la plage de fréquence, les conditions aux bornes et le matériau d'arrière-plan. On peut définir la plage de fréquence à partir de menu Simulation (figure 4).

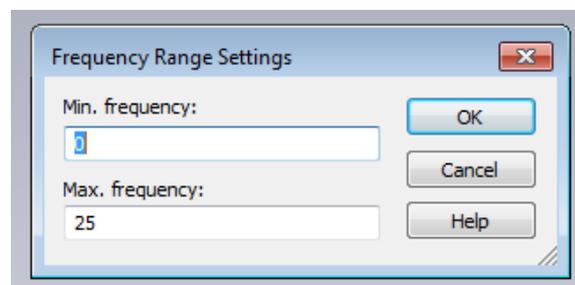


Figure 4. Dialogue de configuration de la plage de fréquence

À partir de ce même menu, il faut spécifier le matériau d'arrière-plan (background), c'est-à-dire le matériau entourant notre modèle. Pour la structure à modéliser, l'arrière-plan sera de l'air. Le matériau d'arrière-plan est choisi à partir du dialogue montré par la figure 5.

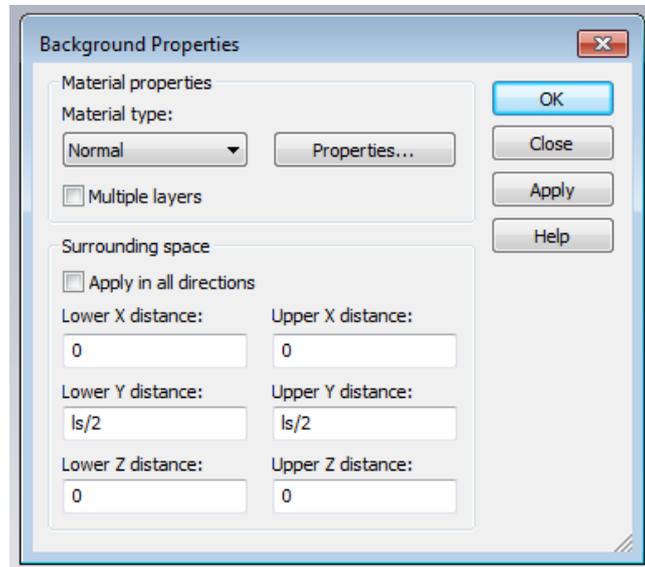


Figure 5. Dialogue de configuration du matériau d'arrière-plan

Pour terminer, on configure aussi les conditions aux bornes (Boundary Conditions). Les conditions aux bornes permettent de spécifier si le modèle est soumis à un champ électrique ou magnétique, à du vide ou à un mur conducteur. La figure 6 montre le dialogue impliqué.

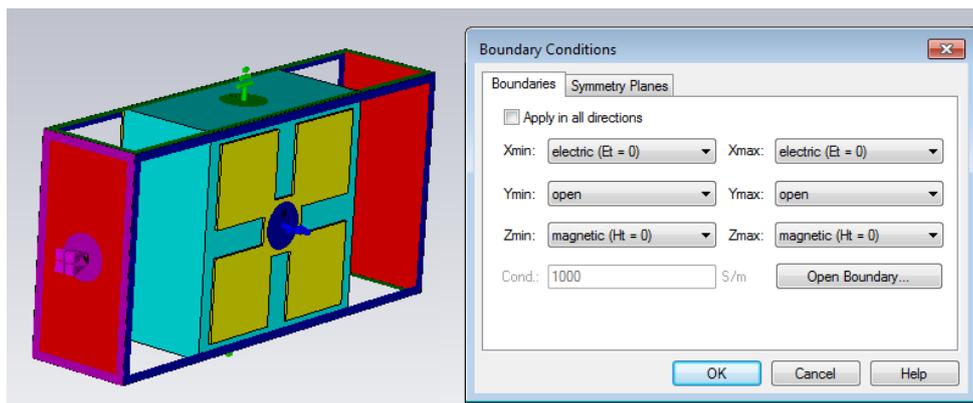


Figure 6. Dialogue de configuration des conditions aux bornes

Maintenant, on peut passer à l'étape de simulation.

SIMULATION

La première étape consiste à créer une connexion de signal avec le modèle. L'identification des sources et (ou) ports d'entrée/sortie : consiste à injecter la puissance sous forme d'onde électromagnétique à travers la/les portes d'alimentation déjà définie. Ces connexions se fait à partir du « Waveguide Port ». Pour ce faire, il faut positionner ce port à l'endroit de l'application du signal comme le montre la figure 7.

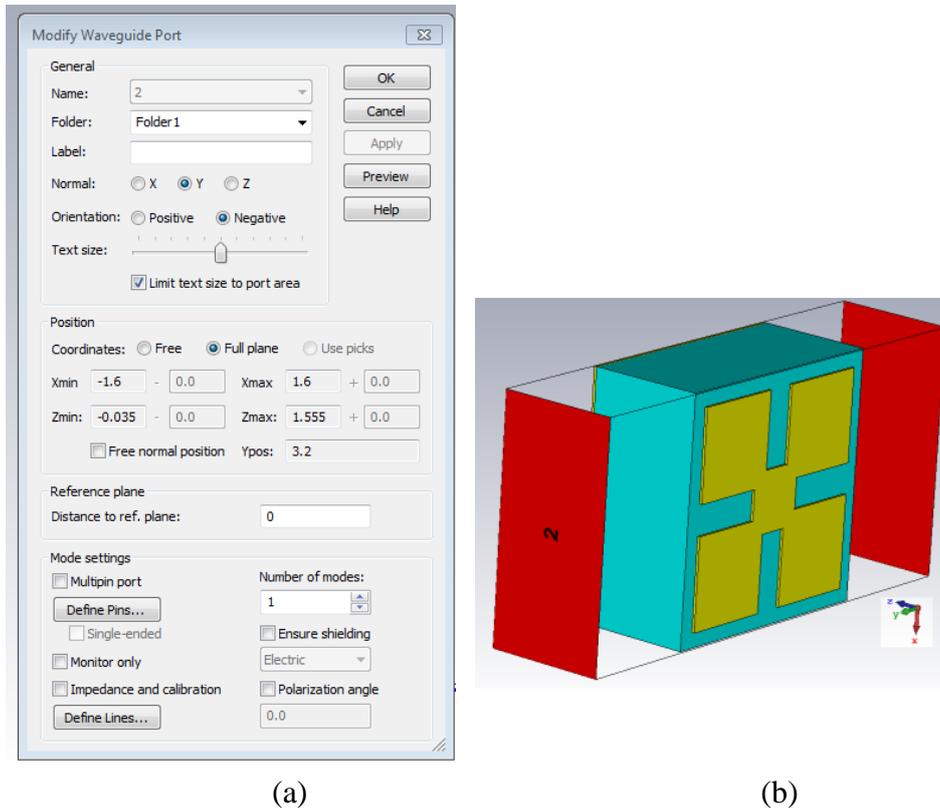


Figure 7. (a) Dialogue d'ajout d'un port d'entrée (b) Excitation par deux port waveguide

Dans le cas d'une cellule MMA il faut l'exciter par deux ports waveguide (figure 7. b): un port pour générer l'onde incidente, et l'autre port, qui sera opposé du premier, pour générer l'onde réfléchie.

Ensuite, on peut simuler le modèle à partir du menu « Setup Solver» et de l'option « Frequency Domain Solver parameters» par exemple. Il suffit ensuite de démarrer la simulation (Start). Ce dialogue est montré sur la figure 8.

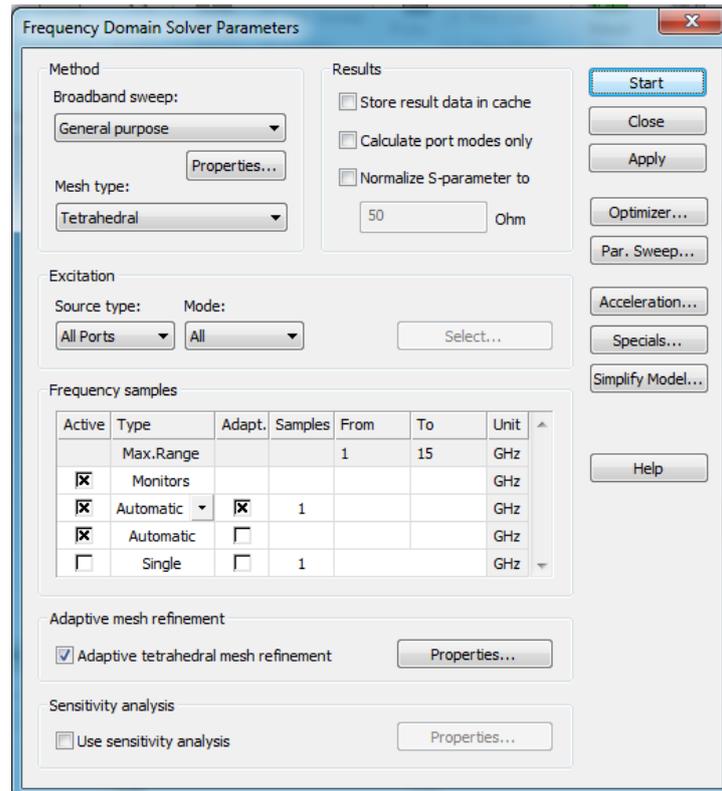


Figure 8. Dialogue de simulation dans le domaine fréquentiel

On peut observer les résultats à partir du répertoire de projet (figure 9).

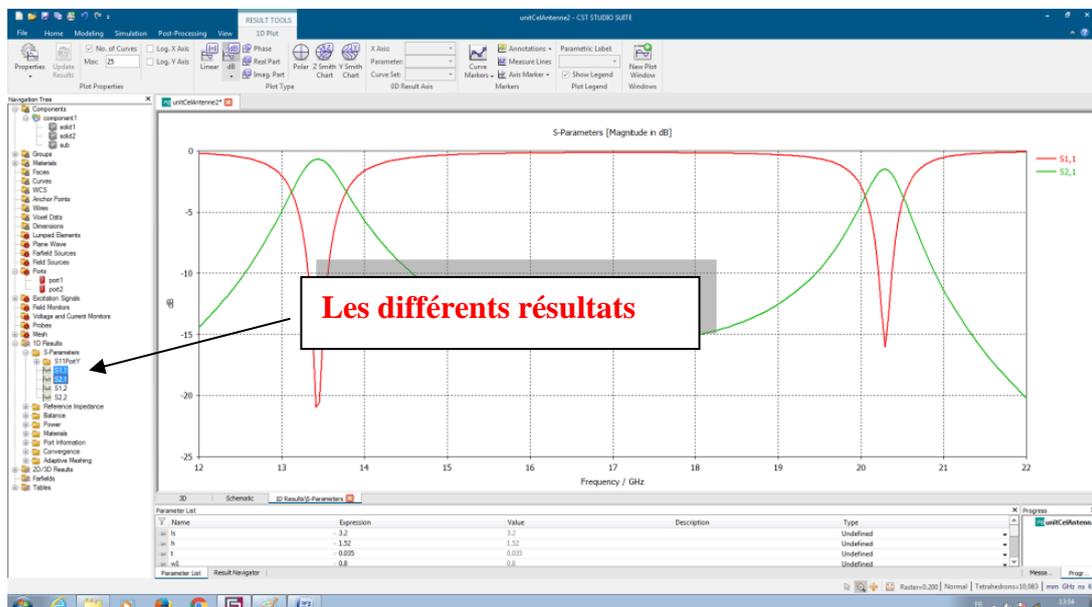


Figure 9. Répertoire des différents résultats

EXTRACTION DES PARAMETRES EFFECTIFS

Le menu «post processing–result templates tools» est utilisé pour extraire les résultats des paramètres effectifs de MMA (l'impédance, l'indice de réfraction, perméabilité et permittivité effectifs), comme le montre la figure 10.



Figure 10. Le menu «post processing–result templates tools»

Une fenêtre (à droite) s'ouvrira représente le dialogue "Template Based Post-Processing". Choisir "S-Parameters" puis "Extract Permittivity and permeability from S-Parameters". Une deuxième fenêtre (à gauche) apparaîtra : faire entrer l'épaisseur effectif puis ok. (Figure 11). Après "Evaluate".

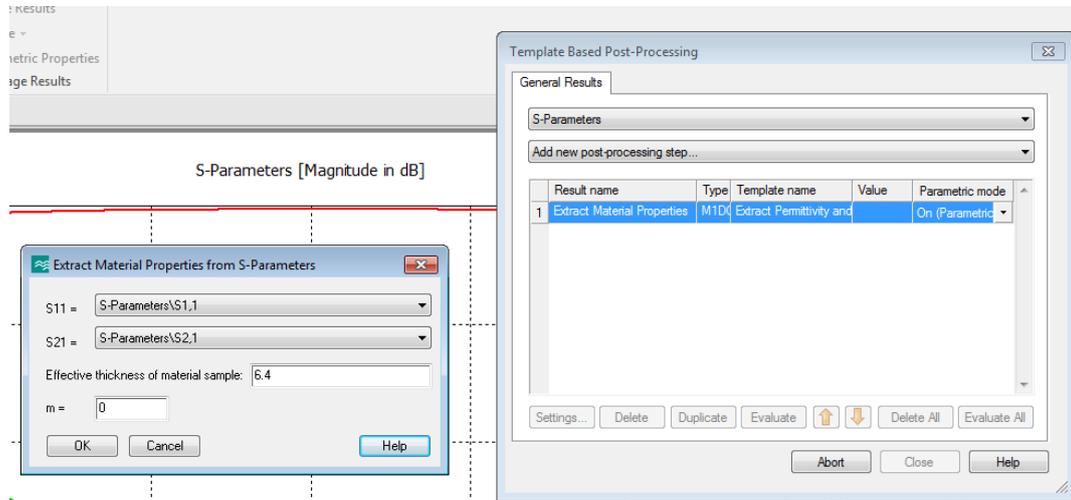


Figure 11. Dialogue de l'extraction des paramètres effectifs

Enfin, On peut observer les résultats à partir du répertoire de projet (figure 12).

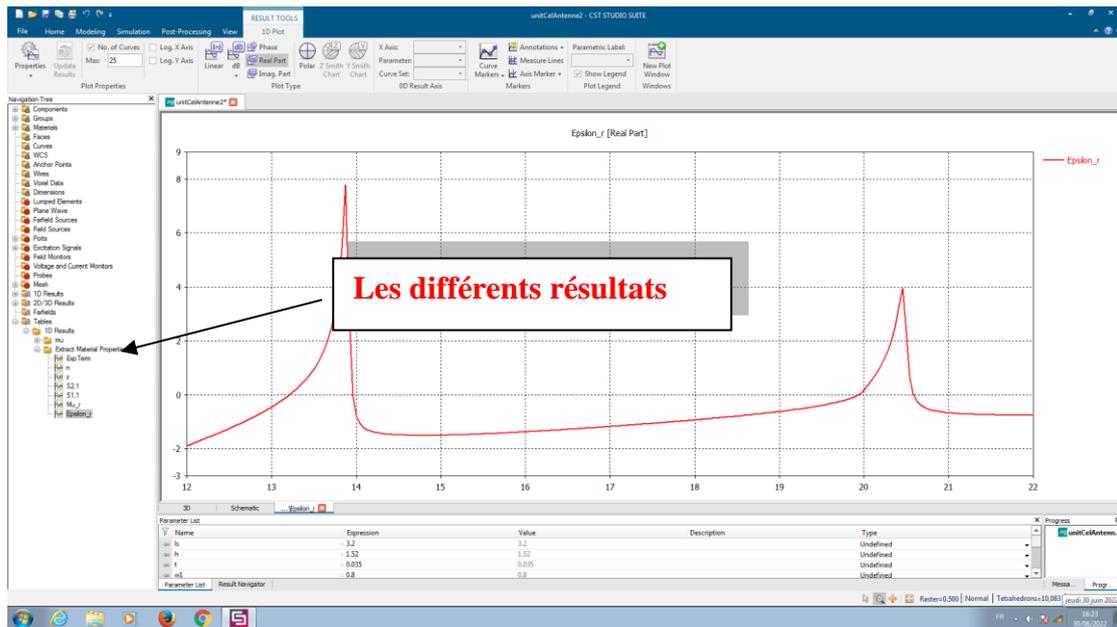


Figure 12. Répertoire des différents résultats