

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



Mémoire de fin d'étude
pour l'obtention du diplôme de Master Académique

Domaine : **Sciences et Technologie**

Filière : **Télécommunications**

Spécialité : **Systemes des Télécommunications**

**CONCEPTION ET REALISATION DES ANTENNES FRACTALES
IMPRIMEES ULTRA LARGE BANDE (ULB) A BANDE REJETEE**

Présenté par :

GANDOURA IBTISSEM

LAMER SOUMIA

Sous la direction de

Mr. MAHRI OMAR

Juillet 2019

Remerciements

Nous remercions infiniment Dieu le tout puissant pour la santé, la force et le courage qu'il nous a donnée tout au long de notre parcours.

Notre gratitude va à l'égard de tout le corps professoral pour toutes nos connaissances acquises durant notre formation, spécialement **Mn. Mahri Omar** pour son bon encadrement, ses conseils, sa patience et son attention qui nous ont énormément dans ce travail.

Nos remerciements les plus vifs s'adressent aussi à messieurs le président à tous les membres de jury d'avoir accepté d'examiner et d'évaluer notre travail et l'enrichir par leurs propositions.

Nous remercions tous les enseignants qui ont participé à notre formation au département d'électronique et télécommunication et tout le personnel administratif de la faculté des sciences et de la Technologie.

Nous sommes adressées nos remerciements à tous nos collègues, particulièrement la promotion de deuxième année Master Système de Télécommunication.

Enfin nous sommes reconnaissants à toute personne qui a contribué d'une façon ou d'une autre à la réalisation de ce présent mémoire.

Merci à toutes et à tous...



Dédicace

Je dédie ce modeste travail

A mes très chers parents pour l'éducation qu'ils m'ont octroyés depuis toute petite, pour leur soutien leur encouragement et leur présence

A mon père école de mon enfance, qui a été mon ombre durant toutes les années des études, et qui a veillé tout au long de ma vie à m'encourager, à me donner l'aide et à me protéger

A ma mère qui m'a donné la vie, le symbole de tendresse, qui s'est sacrifiée pour mon bonheur et ma réussite.

A toute la famille lamer.

A mes bon(ne)s ami(e)s partout où ils(elles) sont.

A mon binôme, Ibtissem pour la patience dont il fait preuve envers moi.

A tous les étudiants de la promotion télécommunication.

A tous ceux qui m'aiment Soumia

Soumia



Dédicace



Je dédie ce travail à:

***M**A très chère MAMAN qui a sacrifié pour que je puisse arriver
Jusque-là et qui m'a beaucoup soutenu durant mon cursus.*

***M**on PERE qui a consacré tout sa vie et qui travaille nuit jour
pour qu'on soit toujours les meilleurs.*

***M**es adorables sœurs LAMIA, SAMAH, LOUBNA et KENZA Qui
sont toujours à mes côtés et n'ont jamais cessé de me soutenir.*

***M**es frères WALID et MOUHAMED.*

***M**es chères amies SOUMIA , NADIA, NOUR EL HOUDA,
FATIMA ET HASSINA.*

***E**n fin à toute ma promotion de Télécommunications
Et à tous ceux qui ont contribué de près ou de loin pour que
ce Projet soit possible, je vous dis merci.*

Ibtissem

RESUME

Depuis quelques années, les télécommunications sans fil sont en pleine expansion avec entre autres les communications par satellites, la radio, la télévision numérique et bien sur la téléphonie mobile. Cette nouvelle époque dont le leitmotiv est désormais de pouvoir communiquer "**n'importe ou, n'importe quand, de plus en plus vite**", se traduit par la recherche de techniques permettant la transmission d'une quantité d'information grandissante en un minimum de temps afin de répondre à la demande toujours croissante du grand public.

La technologie ultra large bande ULB (UWB) semble une solution très prometteuse.

Dans ce travail, nous avons proposé deux nouvelles géométries d'antenne imprimée pour des applications ultra large bande (ULB). Cependant, la bande de WLAN et la bande de WIMAX posent un problème d'interférences avec notre bande d'une part, et d'autre part, ces bandes n'appartient pas à nos besoins. Pour remédier à ce problème, un slot sous forme circulaire a été inséré dans l'élément rayonnant de l'antenne hexagonale pour rejeter la bande WLAN [5.15-5.825] GHz.

Et un slot sous forme "U" a été inséré dans l'élément rayonnant de l'antenne octogonale pour rejeter la bande WIMAX [3.4-3.6] GHz. Ceci est pour éviter, complètement, l'interférence avec ces applications, tout en gardant les autres fréquences de la bande ULB. Les antennes proposées indiquent non seulement une large bande passante mais également une bonne performance de rayonnement tout en conservant le faible volume. Ces fonctionnalités sont très attractives pour les applications ULB.

Mots clés: Antenne ULB, Antenne imprimée, Bande rejetée, Slot.

abstract

In recent years, wireless telecommunications are booming with, among other things, satellite communications, radio, digital television and, of course, mobile telephony. This new era whose leitmotiv is now to be able to communicate "anytime, anywhere, faster and faster", results in the search for techniques allowing the transmission of a growing amount of information in a minimum time to meet the ever-increasing demand of the general public.

The ultra wide band UWB technology seems very promising solution.

In this work, we have proposed two new printed antenna geometries for Ultra Wideband applications. However, the WLAN band and the WIMAX band pose a problem of interference

with our band on the one hand, and on the other hand, these bands does not belong to our needs. To remedy this problem, a circular slot has been inserted into the radiating element of the hexagonal antenna to reject the WLAN band [5.15-5.825] GHz.

And a slot in the form " U " was inserted into the radiating element of the octagonal antenna to reject the WIMAX band [3.4-3.6] GHz. This is to avoid, completely, the interference with these applications, while keeping the other frequencies of the UWB band. The antennas offered not only indicate a wide bandwidth but also a good radiation performance while maintaining the low volume. These features are very attractive for UWB applications.

Keywords: UWB antenna, Printed antenna, Rejected band, Slot.

ملخص

في السنوات الأخيرة ، ازدهرت الاتصالات اللاسلكية، من بين أمور أخرى ، الاتصالات عبر الأقمار الصناعية و الإذاعة والتلفزيون الرقمي ، وبطبيعة الحال ، الاتصالات الهاتفية المتنقلة. إن هذه الحقبة الجديدة التي أصبحت الآن قادرة على التواصل "في أي وقت وفي أي مكان وأسرع وأسرع" ، تؤدي إلى البحث عن التقنيات التي تسمح بنقل كمية متزايدة من المعلومات بحد أدنى من الوقت لتلبية الطلب المتزايد باستمرار من الجمهور العام.

تبدو تقنية (Ultra Large Bande) ULB حلاً واعداً للغاية.

في هذا العمل ، اقترحنا تصميمين جديدين للهوائي المطبوع لتطبيقات النطاق العريض للغاية (ULB) ومع ذلك ، فإن نطاق WLAN ونطاق WIMAX يمثلان مشكلة في التداخل مع نطاقنا من ناحية ، ومن ناحية أخرى ، فإن هذه النطاقات لا تنتمي إلى احتياجاتنا.

لحل هذه المشكلة ، تم إدخال فتحة دائرية في عنصر الإشعاع في الهوائي السداسي لرفض النطاق WLAN [5.15-5.825]GHz .

وتم إدخال فتحة من الشكل "U" في العنصر المشع للهوائي الثماني لرفض النطاق WIMAX [3.4-3.6] GHz هذا لتجنب التداخل مع هذه التطبيقات تمامًا مع الحفاظ على الترددات الأخرى لنطاق ULB .

الهوائيات المقدمة لا تشير إلى عرض نطاق ترددي عريض فحسب، بل تشير أيضًا إلى أداء إشعاعي جيد مع الحفاظ على الحجم الصغير. هذه الميزات جذابة للغاية لتطبيقات ULB.

الكلمات المفتاحية: الهوائي ULB، الهوائي المطبوع، النطاق المهمل، فتحة.

Table des matières

Titre	Page
Remerciements	I
Dédicaces	II
Résumé	IV
Table des matières	VI
Liste des figures	XI
Liste des tableaux	XVII
Abréviations	XVIII
Introduction générale	1
Chapitre I: Les antennes fractales imprimées	
I.1 Introduction	4
I.2 La géométrie fractale	4
I.2.1 Définition des fractales	4
I.2.2 Propriétés des formes fractales	4
I.3 Les différentes formes fractales	5
I.3.1 Les courbes fractales	5
I.3.1.1 La courbe de Koch	5
I.3.1.2 Ensembles de Cantor	6
I.3.1.3 Fractale de Minkowski	6
I.3.1.4 Les fractales de Hilbert et Peano	7
I.3.2 Les surfaces fractales	8
I.3.2.1 Le triangle de Sierpinski "Sierpinski Gasket"	8
I.3.2.2 Le tapis de Sierpinski "Sierpinski Carpet"	9
I.3.3 Les volumes fractals	9
I.3.3.1 Le tétraèdre de serspinski	9
I.3.3.2 L'éponge de serspinski menger	9
I.4 Généralité sur les antennes imprimées	10
I.4.1 Définition d'une antenne	10
I.4.2 Description de l'antenne imprimée	10

I.4.3 Caractéristiques des antennes imprimées	11
I.4.3.1 Caractéristiques électriques	11
I.4.3.2 Caractéristiques de rayonnement	14
I.4.3.3 Les techniques d'alimentation	15
I.4.3.4. Mécanisme de rayonnement	16
I.4.4 Les antennes fractales imprimées	18
I.4.4.1 Principaux avantages	18
I.4.4.2 Principaux inconvénients	18
I.5 Méthodes d'analyse	18
I.5.1 Méthodes classiques approximatives (analytiques)	19
I.5.1.1 Le modèle de la ligne de transmission	19
I.5.1.2. Le modèle de la cavité	19
I.5.2 Méthodes rigoureuses	20
I.5.2.1 Méthode des éléments finis	20
I.5.2.2. La méthode des différences finies	21
I.5.2.3 Méthode des moments	21
I.5.2.4 Méthode d'analyse spectrale	21
I.5.2.5 La méthode d'intégration finie (FIT)	22
I.6 Conclusion	22
I.7 Références	22
Chapitre II: Les Antennes Ultra Large Bande	
II.1 Introduction	26
II.2 Historique	26
II.3 Définition	27
II.4 Comparaison systèmes ULB / systèmes a bande étroite	27
II.5 Réglementation de l'ULB	28
II.5.1 Réglementation aux Etats-Unis	28
II.5.2 Réglementation en Europe	29
II.5.3 réglementation en Asie	29
II.6 Caractéristiques de l'ULB	30

II.6.1 Faible susceptibilité a l'évanouissement du a la propagation par trajets multiples	30
II.6.2 Une sensibilité moindre au brouillage	30
II.6.3 Communications protégées	31
II.6.4 Faible puissance	31
II.6.5 Simplicité relative des systèmes	31
II.6.6 Propriétés de pénétration	32
II.6.7 Capacité d'un canal de transmission	32
II.7 Les systèmes ultra large bande	32
II.7.1. Système ULB impulsionnel (IR-UWB)	32
II.7.2 Système ULB multi-bande (MC-UWB)	33
II.8 Techniques d'accès multiple en UWB	33
II.8.1 Accès multiple par saut temporel (Time Hopping: TH)	34
II.8.2 Accès multiple par séquence directe (Direct Séquence : DS)	34
II.9 Les normes de l'ULB	35
II.9.1 La norme IEEE	35
II.9.2 ECMA international (European Computer Manufacturers Association) : standard ISO/IEC	35
II.10 Les application de l'ULB	36
II.10.1 Systèmes de communication	36
II.10.2 Systèmes radar embarqués	36
II.10.3 Systèmes d'imagerie radar	37
II.11 Avantages et inconvénients de l'ULB	38
II.11.1 Avantages	38
II.11.2 Inconvénients	38
II.12 Les antennes ULB	39
II.12.1 Les antennes indépendantes de la fréquence	39
II.12.1.1. Les antennes equi-angulaires	39
II.12.1.2 Les antennes log-périodiques	41
II.12.2 Les antennes élémentaires	42
II.12.2.1 Les antennes biconique	43

II.12.2.2 Antenne discone	43
II.12.2.3 Antenne papillon (bow-tie)	44
II.12.2.4 Antenne monopole plans	44
II.12.3 Les antennes a transition progressive	46
II.12.4 Les antennes cornet	47
II.13 Technique de suppression des bandes	47
II.13.1 Insertion de fentes	47
II.13.2 Emploi de la structure fractale	49
II.13.3 Emploi de structures métamatériaux	49
II.13.4 Ligne de transmission stop-bande	49
II.13.5 Stub parasite	50
II.13.6 Techniques hybrides	50
II.14 Conclusion	51
II.15 Références	51
Chapitre III : Simulation-Réalisation et- Résultats	
III.1 Introduction	55
III.2 Description du logiciel de simulation	56
III.3 Antenne hexagonale	57
III.3.1 Etude et conception d'une antenne hexagonale de base	57
III.3.2 Effet du fractale sur l'antenne hexagonale	59
III.3.3 Etude et conception d'une antenne hexagonale ULB à bande rejetée	60
III.3.4 Etude paramétrique	61
III.3.4.1 Effet de la position de la fente circulaire « c »	61
III.3.4.2 Effet de l'épaisseur de la fente « W »	63
III.3.4.3 Effet du rayon extérieur « r1 »	64
III.3.5 L'antenne patch de forme hexagonale optimisée	66
III.3.6 Comparaison entre les différents paramètres de l'antenne hexagonale avant et après la rejection de bande	67

III.4 Antenne octogonale	70
III.4.1 Etude et conception d'une antenne octogonale de base	70
III.4.2 Effet de la largeur de la ligne	71
III.4.3 Effet du fractale sur l'antenne octogonale	72
III.4.5 Etude et conception d'une antenne octogonale ULB à bande rejetée	73
III.4.6 Etude parametrique de la fente	74
III.4.6.1 Effet du longueur de fente « b »	74
III.4.6.2 Effet de l'épaisseur de fente « k »	75
III.4.6.3 Création d'une fente fractale dans le plan de masse	77
III.4.7 L'antenne patch de forme octogonale optimisée	78
III.4.8 Comparaison entre les différents paramètres de l'antenne octogonale avant et après la rejection de bande	78
III.5 Réalisation	82
III.5.1 Description du matériel	82
III.5.2 Les modèles réalisées	84
III.5.3 Mesures expérimentales	85
III.6 Conclusion	87
III.7 Références	88
Conclusion générale	91

Liste des figures

Chapitre I : Les antennes fractales imprimées	
Figure I.1: Antenne imprimée à fractales de Koch d'ordre 3	6
Figure I.2: Construction des cinq premières itérations d'un ensemble de Cantor	6
Figure I.3: la fractale de Minkowski	6
Figure I.4: Génération de la courbe de Hilbert.	7
Figure I.5: Génération de la courbe de Péano.	8
Figure I.6: Génération de la géométrie d'un triangle de Sierpinski.	8
Figure I.7: Génération de la géométrie du tapis de Sierpinski.	9
Figure I.8: Tétraèdre de Sierpinski.	9
Figure I.9: Eponge de Sierpinski-Menger - Ordre 3.	9
Figure I.10: Structure de base d'une antenne imprimée.	10
Figure I.11: Différentes formes d'élément rayonnant.	11
Figure I.12 : Antenne en mode émetteur.	12
Figure I.13: Bande passante et coefficient de réflexion.	13
Figure I.14: Représentation du diagramme de rayonnement d'une antenne.	14
Figure I.15: Alimentation par ligne micro ruban.	15
Figure I.16: Alimentation par une ligne coaxiale.	15
Figure I.17: Alimentation par couplage électromagnétique.	16
Figure I.18: Alimentation par ouverture.	16
Figure I.19: Mécanisme de rayonnement	17

Figure I.20: Les dimensions des cellules élémentaires.	20
Figure I.21: Volume de calcul et cellule élémentaire.	21
Chapitre II : Les Antenne Ultra Large Bande	
Figure II.1: Comparaison en temporel et fréquentiel d'un signal à bande étroite et d'un signal ULB	27
Figure II.2 : Desité spectrale de PIRE : système ULB et d'autres systèmes radio	27
Figure II.3 : Masque d'émission autorisé par la FCC en 2002	28
Figure II.4 : Masque FCC pour l'ULB adapté en Europe.	29
Figure II.5 : Masque d'émission en Asie	30
Figure II.6 : (a) Effets de trajets multiples dans les signaux à bande étroite, (b) Effets de trajets multiples dans des impulsions ULB.	31
Figure II.7 : Principe de la base des systèmes ULB multi-bande.	33
Figure II.8 : Principe de la technique d'accès multiple TH-ULB	34
Figure II.9 : Représentation d'un signal DS-UWB	34
Figure II.10 : Exemple d'utilisation de radar UWB destiné à la détection de collisions	37
Figure II.11 : Domaines d'applications quotidiennes envisagées avec la technologie ULB.	37
Figure II.12 : Illustration montrant les domaines dans lesquels l'ULB apporte des solutions intéressantes.	38
Figure II.13 : Antenne spirale logarithmique	40
Figure II.14 : (a) Antenne spirale conique vue de côté et de dessus, (b) exemple de réalisation.	40
Figure II.15 : (a) Structure de l'antenne à spirale d'Archimède à deux brins, (b) Représentation pratique de l'antenne.	41
Figure II.16 : a) Antenne log-périodique trapézoïdale b) Antenne log-périodique circulaire c) Antenne dipôle log-périodique	42
Figure II.17 : Antenne biconique	43
Figure II.18 : Antenne discône	44

Figure II.19 : Antenne papillon	44
Figure II.20 : Exemple de réalisation pratique d'un monopole circulaire	45
Figure II.21 : Géométrie d'un monopole triangulaire	45
Figure II.22 : Différents profils d'antennes TSA.	46
Figure II.23 : Exemple de cornet ULB	47
Figure II.24 : Antennes UWB à fréquence rejetée par utilisation de fentes sur l'élément	48
Figure II.25 : Antennes UWB à fréquence rejetée par utilisation de fentes sur le plan de masse	48
Figure II.26 : Antennes UWB à fréquence rejetée par utilisation de fentes sur la ligne d'alimentation	48
Figure II.27 : Antennes UWB à fréquence rejetée par utilisation de fentes à proximité de l'élément rayonnant.	48
Figure II.28 : Antenne fractale ULB à fente à fréquence rejetée.	49
Figure II.29 : Antennes ULB à fréquences rejetées utilisant la structure SRR	49
Figure II.30 : Divers lignes de transmission stop-bande.	50
Figure II.31 : Conception de bande filtrée avec divers stubs.	50
Figure II.32 : Techniques hybrides de la bande filtrée.	51
Chapitre III : Simulation-Réalisation et Résultats	
Figure III.1 : Description du CST.	57
La Figure III.2 : La géométrie initiale de l'antenne hexagonale de base.	58
La Figure III.3 : La variation du coefficient de réflexion S11 de l'antenne hexagonale en fonction de la fréquence pour l'itération 0.	58
Figure III.4 : La variation de taux d'onde stationnaire VSWR de l'antenne hexagonale en fonction de la fréquence pour l'itération 0.	58

Figure III.5: Les trois premières itérations de l'antenne hexagonale (a) itération 0 ,(b) itération 1 ,(c) itération 2.	59
Figure III.6: Comparaison entre les trois itérations de l'antenne hexagonale en termes de coefficient de réflexion S11.	59
Figure III.7: Comparaison entre les trois itérations de l'antenne hexagonale en termes de taux d'onde stationnaire VSWR.	60
Figure III.8 : La structure de l'antenne hexagonale ULB à bande rejetée.	60
Figure III.9: Coefficient de réflexion de l'antenne hexagonale pour les différentes valeurs de la position c.	61
Figure III.10: Taux d'onde stationnaire de l'antenne hexagonale pour les différentes valeurs de la position c.	62
Figure III.11: Coefficient de réflexion de l'antenne hexagonale pour les différentes valeurs de l'épaisseur W.	63
Figure III.12: Taux d'onde stationnaire de l'antenne hexagonale pour les différentes valeurs de l'épaisseur W.	63
Figure III.13: Coefficient de réflexion de l'antenne hexagonale pour les différentes valeurs du rayon extérieur r1	65
Figure III.14: Taux d'onde stationnaire de l'antenne hexagonale pour les différentes valeurs du rayon extérieur r1.	65
Figure III.15 : La variation du coefficient de réflexion S11 de l'antenne hexagonale en fonction de la fréquence avant et après rejection.	67
Figure III.16 : La variation du taux d'onde stationnaire (VSWR) de l'antenne hexagonale en fonction de la fréquence avant et après rejection.	67
Figure III.17 : Diagramme de rayonnement en 3D avant et après rejection pour f=5.57 GHz (a) : avant rejection, (b) : après rejection.	68
Figure III.18: L'efficacité de l'antenne hexagonale en fonction de la fréquence avant et après la rejection.	69
	69

Figure III.19: Le Gain de l'antenne hexagonale en fonction de la fréquence avant et après la rejection.	
Figure III.20 : La distribution de la densité de courant pour la fréquence 5.57 (a) : avant la rejection, (b) : après la rejection.	70
Figure III.21 : Antenne octogonale de base (a) : vue de dessus, (b) : vue de dessous.	71
Figure III.22 : La variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence pour les différentes valeurs du W_f de l'antenne octogonale.	71
Figure III.23: Les trois premières itération de l'antenne octogonale (a) antenne de base , (b) itération1,(c) itération2.	72
Figure III.24: Comparaison entre les trois premières itérations de l'antenne octogonale selon le coefficient de réflexion S11.	72
Figure III.25: Comparaison entre les trois premières itérations de l'antenne octogonale selon le taux d'onde stationnaire VSWR.	73
Figure III.26: Insertion de fente sur l'élément rayonnant de l'antenne octogonale.	73
Figure III.27: coefficient de réflexion S11 pour différents valeurs de longueur de fente.	74
Figure III.28: Taux d'onde stationnaire VSWR pour différents valeurs de longueur de fente.	74
Figure III.29 : Coefficient de réflexion S11 pour différents valeurs d'épaisseur de la fente.	75
Figure III. 30: Taux d'onde stationnaire VSWR pour différents valeurs d'épaisseur de la fente.	76
Figure III.31 : Antenne avec fente en élément rayonnant et fractale dans le plan de masse.	77
Figure III.32 : Effet du fractale dans le plan de masse sur le coefficient de réflexion S11.	77
Figure III.33: Effet du fractale dans le plan de masse sur le taux d'onde stationnaire VSWR.	78
Figure III.34 : Coefficient de réflexion S11 de l'antenne octogonale avant et après la rejection de bande.	79

Figure III.35: Taux d'onde stationnaire VSWR de l'antenne octogonale avant et après la rejection de bande.	79
Figure III.36 : Le Gain de l'antenne octogonale avant et après la rejection de bande.	80
Figure III.37 : L'Efficacité de l'antenne octogonale avant et après la rejection de bande.	80
Figure III.38: Distribution de la densité de courant de l'antenne octogonale avant et après la rejection de bande.	81
Figure III.39: Diagramme de rayonnement de l'antenne octogonale (a) : avant rejection , (b) : après la rejection.	82
Figure III.40: La machine ProtoMat S103.	83
Figure III.41: Logiciel LPKF Circuit Pro.	83
Figure III.42: (a) antenne hexagonale simulée,(b) antenne hexagonale réalisée.	84
Figure III.43 : (a) antenne octogonale simulée, (b) antenne octogonale réalisée.	85
Figure III.44: Analyseur de réseau vectoriel.	86
Figure III.45: Coefficient de réflexion de l'antenne hexagonale simulée et mesurée.	86
Figure III.46: Coefficient de réflexion de l'antenne octogonale simulée et mesurée.	86
Figure III.47: Taux d'onde stationnaire de l'antenne hexagonale simulée et mesurée.	87
Figure III.48: Taux d'onde stationnaire de l'antenne octogonale simulée et mesurée.	87

Listes des tableaux

Chapitre III: Simulation-Réalisation et Résultats	
Tableau III.1: Les dimensions de l'antenne hexagonale de base.	57
Tableau III.2: Les différentes valeurs de position c .	61
Tableau III.3: Résultats d'analyse du coefficient de réflexion ainsi que le VSWR pour différentes valeurs de c .	62
Tableau III.4 : Les différentes valeurs de l'épaisseur W .	63
Tableau III.5: Résultats d'analyse du coefficient de réflexion ainsi que le VSWR pour différentes valeurs de W .	64
Tableau III.6: Les différentes valeurs du rayon extérieur r_1 .	64
Tableau III.7: Résultats d'analyse du coefficient de réflexion ainsi que le VSWR pour différentes valeurs de r_1 .	66
Tableau III.8: Dimensions de l'antenne hexagonale optimisée	66
Tableau III.9 : Paramètres géométriques de l'antenne octogonale de base.	71
Tableau III.10 : Résultats pour les différentes valeurs de longueur de la fente.	75
Tableau III.11 : Résultats pour les différentes valeurs d'épaisseur de la fente sans fractale en plan de masse.	76
Tableau III.12 : Les dimensions de l'antenne octogonale optimisée	78
Tableau III.13: Les dimensions finales de l'antenne hexagonale optimisée	84
Tableau III.14: Les dimensions finales de l'antenne octogonale optimisée	85

LISTE DES ABREVEATIONS

ULB	Ultra Large Bande.
UWB	Ultra Wide Band.
FCC	Federal Communication Commission.
WiMAX	<i>Worldwide Interoperability for Microwave Access.</i>
WLAN	<i>Wirless Local Area Network.</i>
GPR	Ground Penetrating Radar.
ETSI	European Technical Standard Institute.
CEPT	European Conference of Postal and Télécommunications Administration
DSP	densité spectrale de puissance.
MIC	Ministry of international affairs and communications.
IDA	Infcom Development Authority.
LOS	line of sight.
PIRE	Puissance Isotrope Rayonnée Equivalente.
LPD	Low Probabilty of Detection .
LPI	Low Probabilty of Interception.
SNR	Signal to Noise Ratio.
PAM	Pulse Amplitude Modulation..
OOK	On Off Keying.
PPM	Pulse Position Modulation.
BPSK	Binary Phase Shift Keying.
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing.
IR-UWB	Impulse Radio Ultra Wide Band.
MC-UWB	Multi-Carrier Ultra Wide Band.
MBOA	Multi-Bande OFDM Alliance.
TH	Time Hopping.
DS	DIRECT SEQUENCE.
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers.
WG	Works Groups.

TG	Task Groups.
ECMA	EUROPEAN COMPUTER MANUFACTURERS ASSOCIATION.
GPS	Global Positioning System.
TSA	Tapered Slot Antenna (antenne à fente à transition progressive)
SRR	split ring resonator.
CSRR	complementary split-ring resonator.
RF	Radio Frequency.
VSWR	Voltage Standing Wave Ratio
ROS	Rapport d'onde stationnaire
EFIE	Electric Field Intégral Equation
FIT	Finite Integration Technique.
BP	Bande Passante.
RL	Return Loss

Introduction générale

Les télécommunications utilisent des bandes de fréquences de plus en plus larges. Cette utilisation a engendré un grand intérêt à la réduction de la taille des équipements. L'élément le plus important qui joue un rôle déterminant dans les communications sans fil (Wireless) est l'antenne, Les techniques utilisées pour réaliser des antennes de taille réduite sont basées sur les antennes fractales.

La technologie ULB promet en effet d'atteindre des débits de plusieurs centaines de mégabits par seconde, tout en conservant une complexité et des coûts limités. Sa nature impulsionnelle et sa largeur de bande lui confèrent en outre une bonne résistance aux brouillages et aux trajets multiples, ce qui la rend très adaptée à une utilisation en intérieur. Réciproquement, sa faible densité spectrale de puissance lui permet de cohabiter en introduisant peu d'interférences aux systèmes environnants.

Ces interférences peuvent être évitées par l'utilisation d'une méthode de suppression de bande pour négliger une bande non désirée. Telle que l'insertion des fentes, l'emploi du structure fractale,...

L'objectif de notre projet de fin d'étude est de faire une contribution à l'étude et à la conception des antennes ULB miniaturisées par la technique fractale , en ajoutant des fentes sur l'élément rayonnant afin d'obtenir l'antenne peut être désadaptée sur une certaine sous bande tout en essayant d'améliorer leurs performances afin de les adapter aux applications des communications UWB. la suppression de l'un ou plusieurs bandes est nécessaire pour éviter les interférences entre deux ou plusieurs applications.

Ce mémoire est structuré selon trois chapitres :

Le premier chapitre est consacré aux antennes imprimées fractales, une étude bibliographique sur le concept des fractales. L'historique de la naissance de la géométrie fractale ainsi que les différentes formes les plus connues, définition de la notion d'antenne imprimée, leurs Caractéristiques électriques et de rayonnement suivi des différentes techniques d'alimentation et les mécanismes de rayonnement, ainsi que les antennes imprimées fractales et enfin les différentes méthode d'analyse.

Le deuxième chapitre expose la technologie Ultra Large Bande, avec un bref historique sur la naissance de cette technologie ainsi que les différentes phases de son développement. Par la suite on a passé à la réglementation et les caractéristiques de l'ULB, les systèmes Ultra Large

Bande, les normes, les applications ainsi que les avantages et les inconvénients de l'ULB. Un panorama des antennes existantes ayant des caractéristiques d'adaptation sur de très larges bandes est décrété telle que les antennes indépendantes de la fréquence qui présentent la propriété d'être dimensionnées identiquement à toutes les fréquences. Ensuite, les antennes élémentaires de forme élargie, les antennes à transition progressive, les antennes cornets. On termine ce chapitre par les différentes techniques de suppression de bandes pour éviter l'interférence des systèmes ULB avec d'autres services.

Le troisième chapitre est consacré à la simulation et à la réalisation d'antennes imprimées fractales ULB à bande rejetée. Au début on a présenté le logiciel de simulation CST MICROWAVE STUDIO, Ensuite une partie qui contient la conception et la simulation de deux antennes ULB proposés (antenne hexagonale et antenne octogonale) est présentée, en passant par des modifications sur la structure de base par l'application des divers géométries fractales. Dans le but de rejeter une sous bande pour éviter les interférences avec d'autres applications, des fentes sont introduites dans les éléments rayonnants de chaque antenne dans la première, une fente en forme circulaire et dans la deuxième une fente en forme U. Une étude paramétrique pour chaque antenne est établie, Toutes les simulations sont suivies par des commentaires. Puis nous avons passé à la réalisation de nos antennes pour valider nos résultats.

Enfin, Nous avons terminé notre travail par une conclusion générale.

Chapitre I

Les antennes fractales imprimées

I.1 INTRODUCTION

Le développement des télécommunications spatiales, les contrôles et les commandes à distance, ont fait apparaître la nécessité croissante de réaliser des dispositifs micro ondes peu coûteux et peu encombrantes, faisant appel à une technologie simple et économique. Les systèmes micro-ondes à structure micro ruban ont été à l'origine du développement des antennes imprimées [I.1].

Dans le cas des antennes fractales, l'élément rayonnant est une forme fractale selon la géométrie de Hilbert, de Koch ou celle de Sierpinski, ... [I.2] [I.3] [I.4]. Ces géométries sont en réalité des courbes mathématiques optimisées pour remplir au mieux une surface carrée, triangulaire ou quelconque à partir d'une cellule élémentaire de même forme.

I.2 LA GEOMETRIE FRACTALE

Depuis l'antiquité, la géométrie utilisée pour décrire le monde était la géométrie euclidienne. Cette géométrie décrit facilement plusieurs objets de la nature tels que les cercles, les carrés, les triangles, les rectangles, les cônes de sphères ou de cubes [I.5].

Le terme de fractal a été introduit par Benoît Mandelbrot au cours des années 70, dans un ouvrage célèbre, plusieurs fois édité et modifié qui s'appelle 'Les Objets Fractals' [I.5].

I.2.1 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 autosimilaire [I.6].

Le terme « fractal » a été introduit par B.B. Mandelbrot (fractal, c'est-à-dire qui a été fractionné à l'infini, du latin « fractus » dérivé du verbe « franger », briser). Une définition à la fois précise et générale d'un objet fractal est difficile, nous le définirons avec Mandelbrot comme un ensemble qui présente des irrégularités à toutes les échelles [I.7].

I.2.2 PROPRIETES DES FORMES FRACTALES

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

autosimilarité : La géométrie fractale est basée sur la reproduction d'un même motif de plus en plus petit. En faisant un zoom sur un objet, on observe toujours exactement la même.

dimension fractale : ou dimension de similarité est le nombre qui quantifie le degré d'irrégularité et de fragmentation d'un ensemble géométrique ou d'un objet naturel. La dimension fractale est aussi une mesure de la façon dont la forme fractale occupe l'espace.

I.3 LES DIFFERENTES FORMES FRACTALES

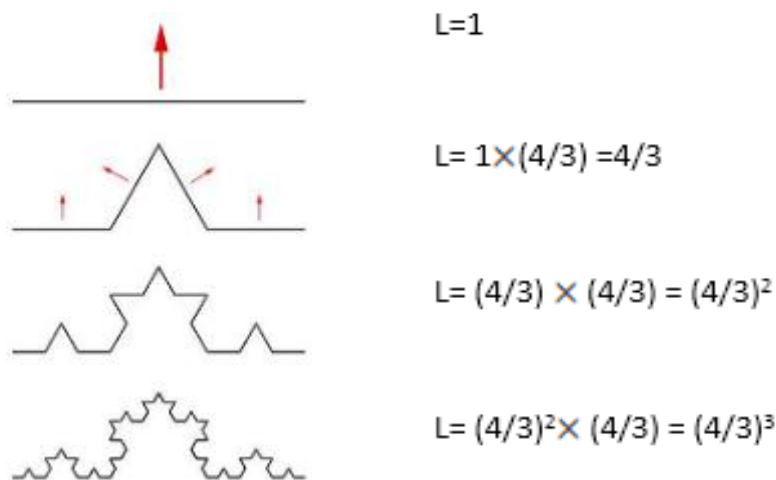
Il existe une très grande variété de figures ou formes fractales qu'on peut classer en trois catégories :

- Les courbes fractales
- Les surfaces fractales
- Les volumes fractals x^2

I.3.1 LES COURBES FRACTALES

I.3.1.1 La courbes de Koch

La fractale de Koch est aussi l'une des premières courbes fractales à avoir été décrite en 1906 par le mathématicien Suède Helge Von Koch [I.8].



A chaque itération, la longueur est multipliée par $4/3$, donc si le segment initial est pris pour unité, la longueur de la n -ième itération est $(4/3)^n$, ce qui tend vers l'infini quand $n \rightarrow +\infty$ [I.9]. Cette propriété peut être employée pour réduire au minimum l'utilisation de l'espace pour la conception d'antennes comme montré dans la figure I.1.



Figure I.1: Antenne imprimée à fractales de Koch d'ordre 3 [I.4].

I.3.1.2 Ensembles de Cantor

Ensemble de Cantor est la poussière de Cantor, obtenu en éliminant itérativement le tiers central de chaque segment (figure I.2) :

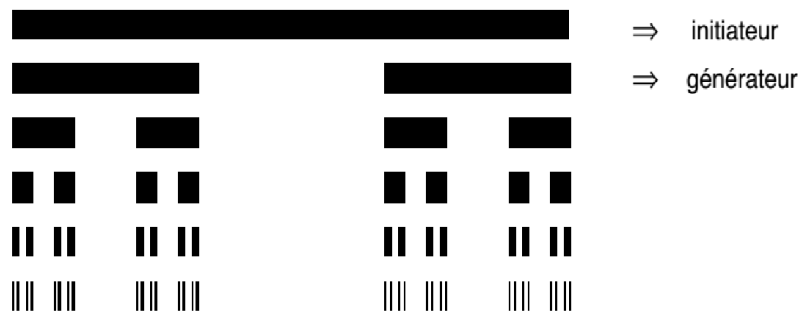


Figure I.2: Construction des cinq premières itérations d'un ensemble de Cantor.

Afin d'une part d'avoir une représentation plus visible et d'autre part d'introduire le lien entre mesure et ensemble, les segments sont des barres de largeur fixée (barres de Cantor), représentant par conséquent une densité uniformément répartie sur l'ensemble support [I.7], et la dimension de ce type de fractale est :

$$D = \log 2 / \log 3 = 0,6309\dots$$

I.3.1.3 Fractale de Minkowski

On commence par un modèle carré et considéré comme l'itération 0 (modèle initial), Ensuite, chaque segment du carré est divisé à nouveau pour former cinq segments pour chaque segment du carré, et ainsi de suite (figure I.3).

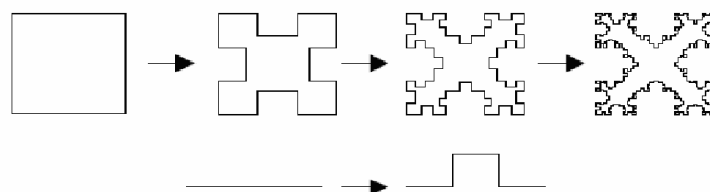


Figure I.3: la fractale de Minkowski.

I.3.1.4 Les fractales de Hilbert et Peano

Ensuite, à la fin du XIX^e siècle, Peano et Hilbert construisirent presque simultanément une courbe qui remplit un carré[I.6].

La fractale de Hilbert: le motif initial est reproduit à l'infini avec des raccordements, une entrée, une sortie comme montré sur la figure I.4.

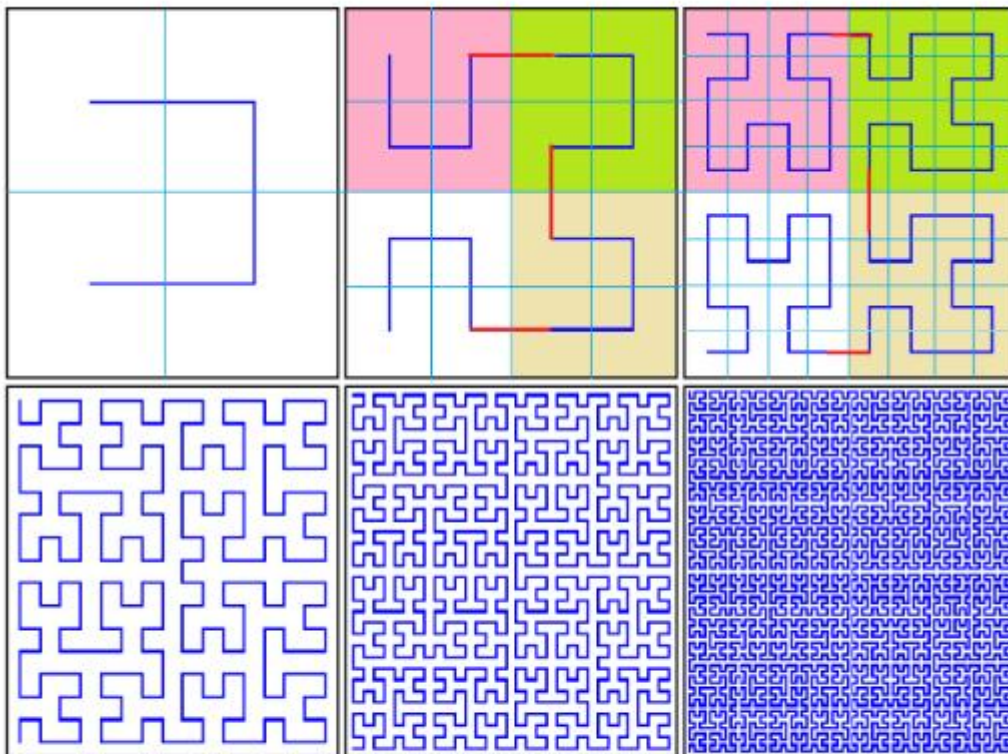


Figure I.4: Génération de la courbe de Hilbert.

La fractale de Peano : construction géométrique de la courbe de Peano la plus célèbre consiste tout d'abord à tracer une diagonale du carré. Pour réaliser la deuxième étape, on partage le carré initial en neuf petits carrés congrus et on parcourt tous les carrés en passant par une de leurs diagonales d'un seul trait de crayon tel qu'illustré à la figure I.5. De la même façon pour chacun des petits carrés qu'on subdivise à nouveau et on y trace le même parcours. Le carré entièrement été réalisée à un processus itératif jusqu' à l'infini (figure I.5).

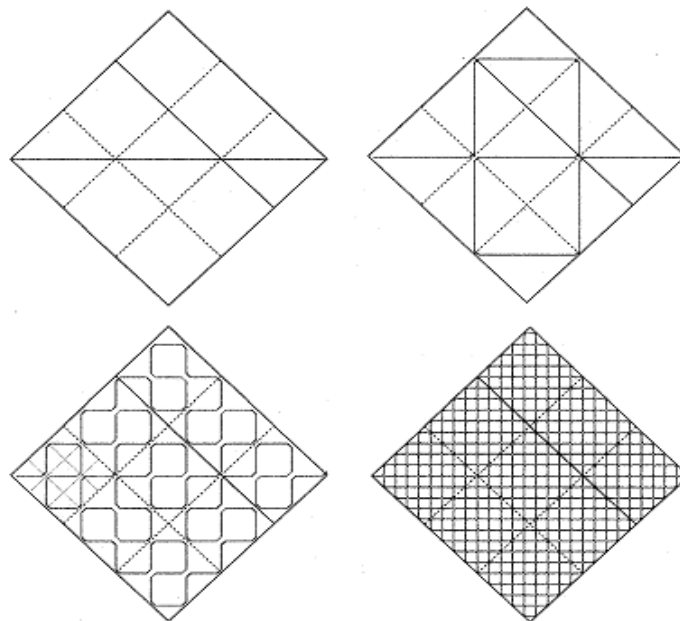


Figure I.5: Génération de la courbe de Péano.

I.3.2 LES SURFACES FRACTALES

I.3.2.1 Le triangle de Sierpinski "Sierpinski Gasket"

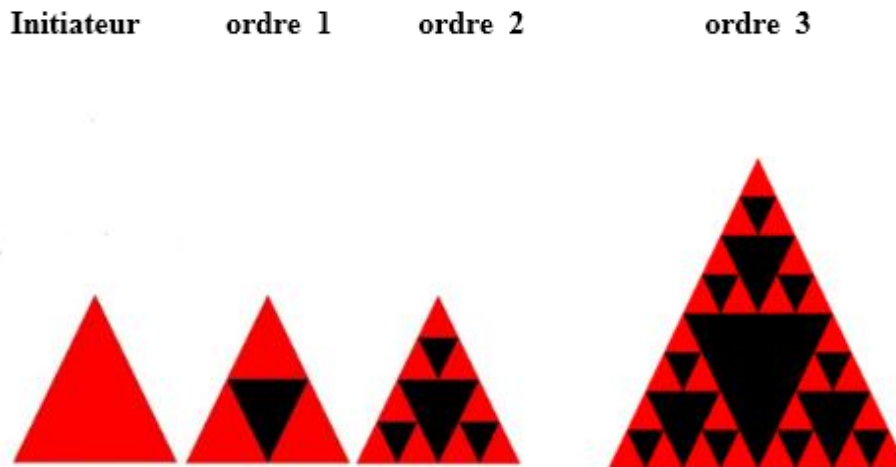


Figure I.6: Génération de la géométrie d'un triangle de Sierpinski.

I.3.2.2 Le tapis de Sierpinski "Sierpinski Carpet"

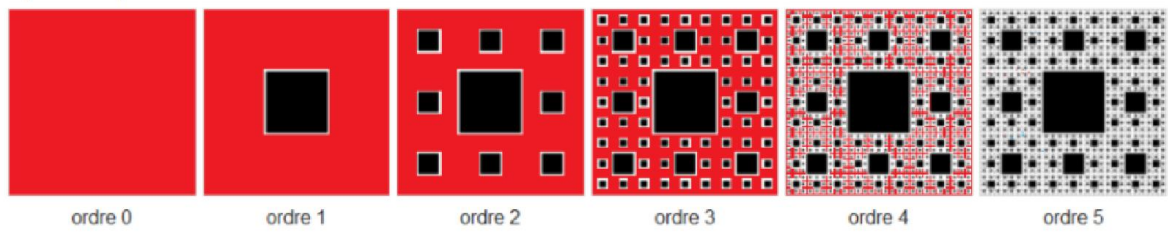


Figure I.7: Génération de la géométrie du tapis de Sierpinski.

I.3.3 LES VOLUMES FRACTALES

I.3.3.1 LE TETRAEDRE DE SIERPINSKI



Figure I.8: Tétraèdre de Sierpinski

I.3.3.2 L'EPONGE DE SIERPINSKI MENGER

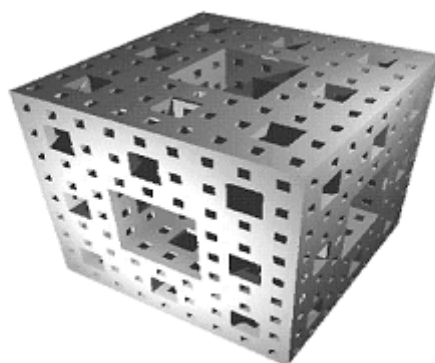


Figure I.9: Eponge de Sierpinski-Menger - Ordre 3

I.4 GENERALITE SUR LES ANTENNES IMPRIMEES

I.4.1 DEFINITION D'UNE ANTENNE

Les antennes sont des composantes très importantes des systèmes de communication. Par définition, une antenne est un dispositif utilisé pour transformer un signal RF voyageant sur un conducteur en une onde électromagnétique dans l'espace. En d'autres termes, une structure de transition entre espace libre et onde guidée.

Actuellement, les antennes imprimées ou antennes patches aussi appelées antennes plaques deviennent de plus en plus importantes en raison de la grande variété des formes géométriques qu'elles peuvent prendre et qui les rendent applicables aux différentes situations d'intégration.

I.4.2 DESCRIPTION DE L'ANTENNE IMPRIMEE

L'antenne imprimée, appelée aussi antenne patch et se compose d'une pièce très mince métallique rayonnante de forme arbitraire sur un côté (patch ou éléments rayonnants) déposé sur d'un diélectrique (substrat), possédant un plan de masse de l'autre côté. Le patch est généralement fabriqué à base d'un matériau conducteur tel que le cuivre ou l'or, et il peut prendre n'importe quelle forme possible. L'élément rayonnant et les lignes d'alimentation ont habituellement photos gravées sur le substrat diélectrique [I.10].

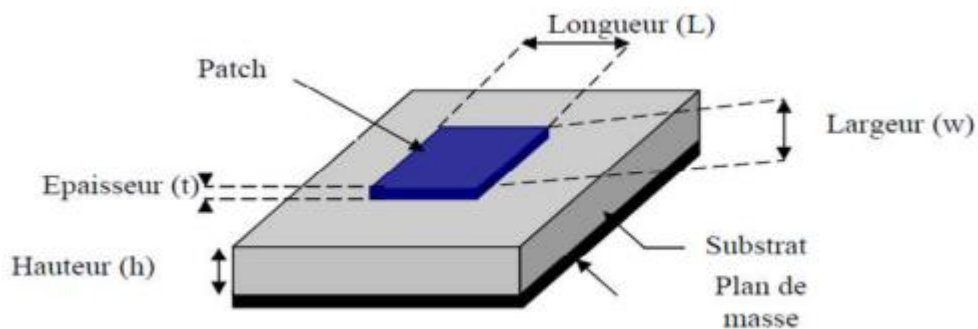


Figure I.10: Structure de base d'une antenne imprimée.

Généralement l'élément rayonnant de l'antenne patch peut être variée en plusieurs formes qui peuvent être carrée ,rectangulaire ou encore d'un circulaire .

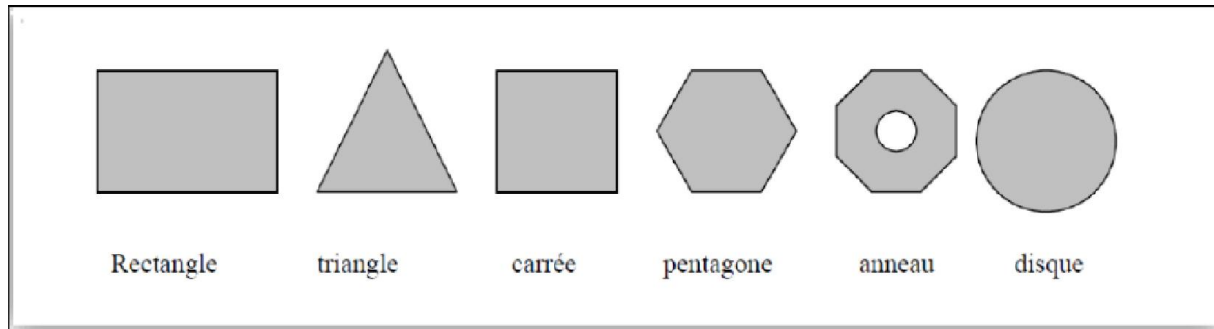


Figure I.11: Différentes formes d'élément rayonnant.

I.4.3 CARACTERISTIQUES DES ANTENNES IMPRIMEES

Pour décrire la performance d'une antenne imprimée, les définitions de divers paramètres sont nécessaires. Dans la pratique, il y a plusieurs paramètres d'antenne imprimée généralement utilisés, parmi lesquels on peut classer les caractéristiques soit en caractéristiques électriques soit en caractéristiques de rayonnement.

I.4.3.1 Caractéristiques électriques

✓ L'impédance d'entrée

L'impédance d'entrée de l'antenne est l'impédance vue de la part de la ligne d'alimentation au niveau de l'antenne. Elle est égale au rapport de la tension V_e sur le courant I_e présentés à l'entrée [I.11]:

Cette impédance est donnée par la formule :

$$Z_{in} = \frac{V_e}{I_e} = R + jX \quad (I.1)$$

Z_{in} = impédance d'entrée aux bornes a et b.

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

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

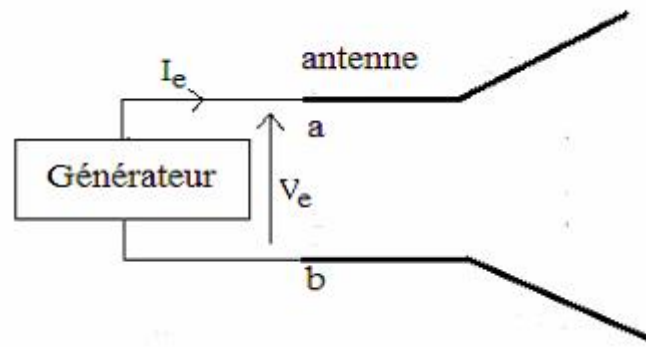


Figure I.12 : Antenne en mode émetteur

✓ Coefficient de réflexion

Le coefficient de réflexion est un paramètre qui indique la quantité d'énergie perdue à la charge, et qui n'est pas réfléchi. Les ondes réfléchies entraînent la formation d'ondes stationnaires, lorsque l'impédance de l'émetteur et de l'antenne ne sont pas égaux. D'où le coefficient de réflexion est un paramètre semblable au VSWR pour indiquer la correspondance entre l'émetteur et l'antenne.

Le coefficient de réflexion est donné par :

$$S_{11} = r = \frac{V_r}{V_i} = \frac{Z_{in} - Z_c}{Z_{in} + Z_c} \quad (I.2)$$

V_r : est l'amplitude d'onde réfléchi.

V_i : est l'amplitude d'onde incidente.

Z_c : L'impédance caractéristique

Avec: $Z_c = 50 \text{ Ohm}$.

Le module du coefficient de réflexion est souvent exprimé en décibel (dB). En anglais, c'est le RL "Return Loss" et se définit comme suit [I.12]:

$$RL = |S_{11}| \text{ dB} = 20 \log (S_{11}) \quad (I.3)$$

✓ **Rapport d'onde stationnaire (ROS)**

Le Rapport d'Onde Stationnaire ou ROS tout comme le coefficient de réflexion traduit l'adaptation ou la désadaptation d'impédance entre deux éléments.

Lorsque l'adaptation n'est pas parfaite, une partie de l'onde réfléchie se superpose à l'onde incidente pour ne former qu'une seule onde, c'est l'onde stationnaire. Le ROS se définit comme le rapport des valeurs maximales et minimales de l'amplitude de l'onde stationnaire. En anglais, c'est le VSWR pour "Voltage Standing Wave Ratio" qui peut également s'exprimer à partir du coefficient de réflexion à travers l'expression [I.13] :

$$ROS = \frac{1 + |S_{11}|}{1 - |S_{11}|} \quad (I.4)$$

✓ **La bande passante**

La bande passante de l'antenne correspond à l'intervalle de fréquence d'utilisation de l'antenne en émission ou en réception avec une efficacité de 50% et plus. C'est un paramètre exprimé en pourcentage (%) et qui est donné par :

$$BP (\%) = [(f_2 - f_1) / f_c] \cdot 100 \quad (I.5)$$

La bande passante peut être définie en fonction du coefficient de réflexion, à condition que le diagramme de rayonnement ne change pas sur cette bande.

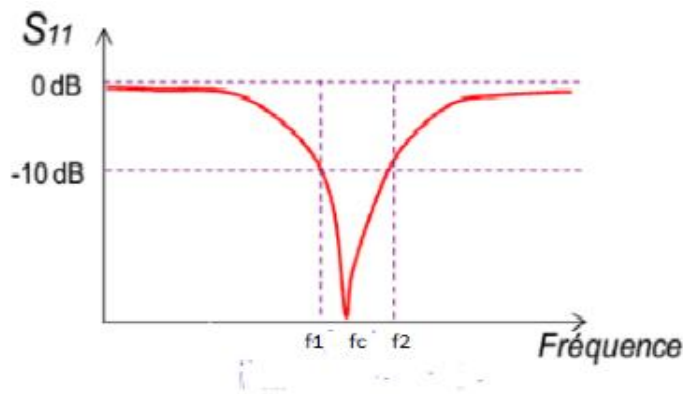


Figure I.13: Bande passante et coefficient de réflexion.

✓ **Rendement**

Le rendement est le rapport entre l'énergie rayonnée par une antenne et celle que lui fournit l'alimentation. Elle est exprimée par la formule(I.6):

$$\eta = \frac{R_r}{R_r + R_p} \tag{I.6}$$

R_r : Résistance liée à son rayonnement.

R_p : Résistance liée aux pertes de l'antenne.

I.4.3.2 Caractéristiques de rayonnement

✓ **Diagramme de rayonnement**

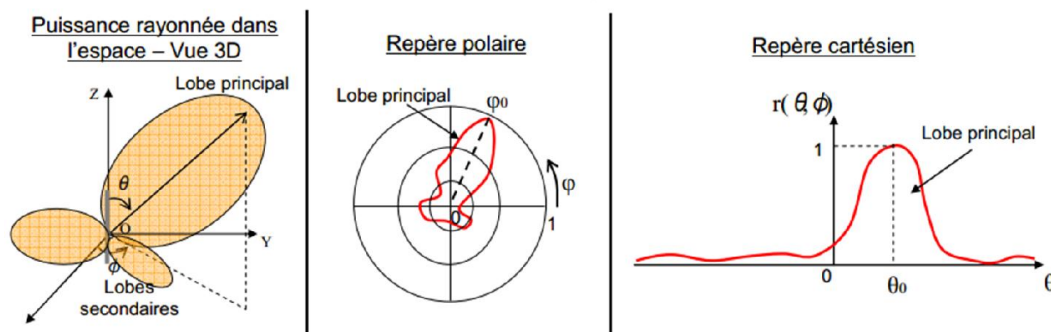


Figure I.14: Représentation du diagramme de rayonnement d'une antenne.

$$r(\theta, \varphi) = \frac{P(\theta, \varphi)}{P_0(\theta_0, \varphi_0)} \tag{I.7}$$

Tel que :

$r(\theta, \varphi)$: la fonction caractéristique.

$P(\theta, \varphi)$: la puissance rayonnée dans une direction quelconque.

$P_0(\theta_0, \varphi_0)$: la puissance rayonnée max.

✓ **La directivité**

La directivité s'exprime en fonction des angles d'orientation (θ, φ) selon l'expression (I.8) où $U(\theta, \varphi)$ est l'intensité de puissance de l'antenne et P_{ray} la puissance rayonnée par l'antenne isotrope:

$$D(\theta, \varphi) = \frac{4\pi U(\theta, \varphi)}{P_{ray}} \tag{I.8}$$

✓ **Le gain**

Le gain et la directivité, souvent confondus, expriment presque la même chose sauf que le gain considère les pertes intrinsèques de l'antenne.

$$G(\theta, \varphi) = \eta * D(\theta, \varphi) \quad (I.9)$$

I.4.3.3 Les techniques d'alimentation**a) Alimentation par ligne micro ruban**

L'alimentation par ligne micro ruban peut se faire par connexion directe dont le côté rayonnant du patch.

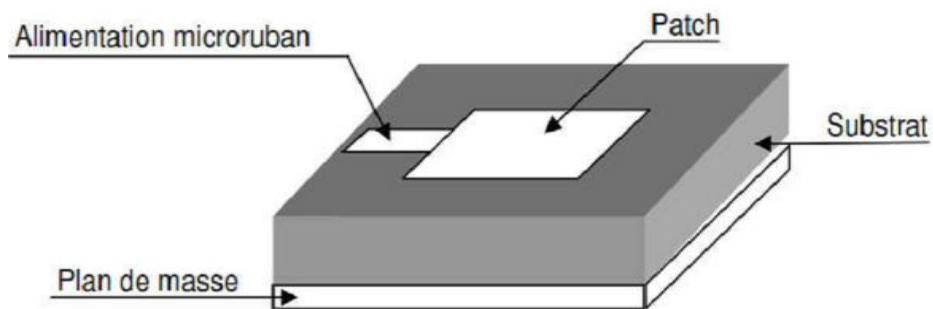


Figure I.15: Alimentation par ligne micro ruban.

b) Alimentation par une ligne coaxiale

L'alimentation coaxiale ou l'alimentation de sonde est une technique très utilisée pour alimenter les antennes micro rubans (Figure I.16). Dans ce cas le conducteur intérieur du connecteur coaxial traverse le diélectrique et soudé au patch, alors que le conducteur externe est relié au plan de masse.

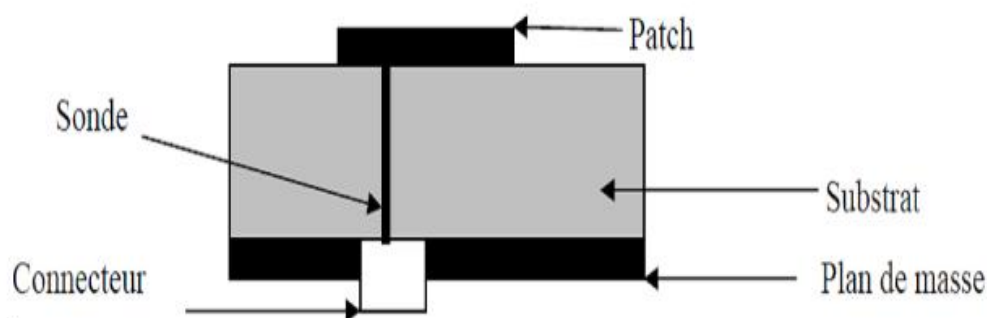


Figure I.16: Alimentation par une ligne coaxiale.

c) Alimentation par couplage électromagnétique

Dans ce type d'alimentation, deux substrats diélectriques sont employés tels que la ligne d'alimentation est entre les deux substrats et le l'élément rayonnement sur le substrat supérieur.

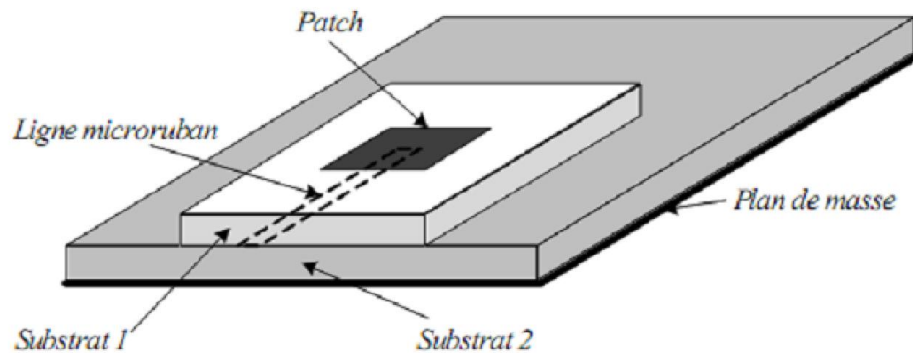


Figure I.17: Alimentation par couplage électromagnétique.

d) Alimentation couplée par ouverture

Dans ce type d'alimentation illustré dans la figure I.18. Le plan de masse est utilisé comme élément de la séparation entre la pièce rayonnante et la ligne d'alimentation. Le couplage entre le patch et la ligne d'alimentation est donc assuré par une fente (ouverture) dans le plan de masse, centrée sous le patch.

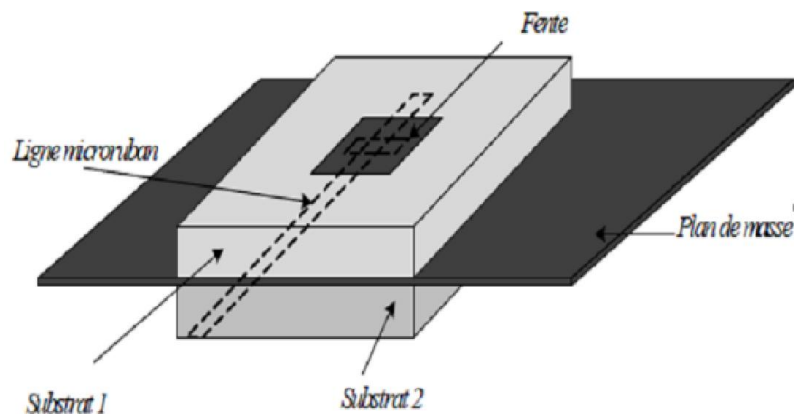


Figure I.18: Alimentation par ouverture.

I.4.3.4 Mécanisme de rayonnement

Pour mieux comprendre le mécanisme de rayonnement des antennes imprimées, la littérature scientifique s'appuie généralement sur la théorie de l'optique. Considérons la figure I.19.

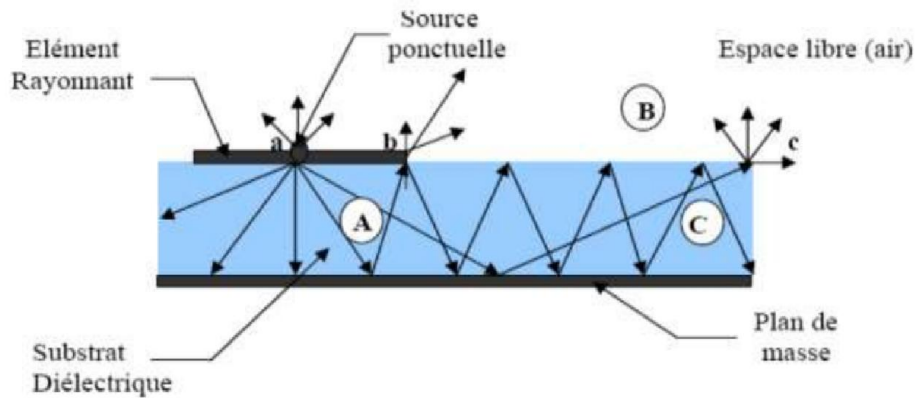


Figure I.19: Mécanisme de rayonnement

L'élément rayonnant est en fait une multitude de sources ponctuelles similaires à celle qui se trouve au point « a ». Ces sources isotropiques vont rayonnées dans toutes les directions.

Une partie de celui-ci est réfléchi par le plan de masse, puis par le conducteur supérieur et ainsi de suite. Certains de ces rayons aboutissent sur l'arrête du conducteur (point « b ») qui les diffracte et par conséquent le champ se décompose en deux composantes normale et tangentielle par rapport au plan de masse [I.10]. On peut donc envisager trois régions [I.15]:

Région A: C'est la plus dense en rayons. Dans cette région le champ électromagnétique s'accumule plus fortement. Cette propriété est d'ailleurs utilisée pour la propagation le long des lignes micro-rubans. Lorsque les fréquences sont basses; le champ électromagnétique est concentré dans cette zone. Donc il y a propagation sans rayonnement.

Région B: Région de l'espace libre au-dessus du substrat dans laquelle il y a dispersion libre du champ. La contribution des sources ponctuelles est faible. La partie la plus grande du rayonnement provient des rayons à l'extrémité du conducteur supérieur (point « b »), le reste du champ demeure à l'intérieur du substrat et sera considéré comme perte dans le diélectrique.

Nous obtenant ainsi une antenne dont le rendement en rayonnement est très limité.

Région C : Certains rayons atteignent les surfaces de séparation (air-diélectrique) avec une incidence rasante et restent piégés à l'intérieur du diélectrique. Il peut arriver que certains de ces rayons soit diffracté en atteignant le bord (point « c ») du substrat, engendrant ainsi, un rayonnement parasite. Cette dernière est à l'origine du couplage inter éléments,

lorsque les antennes imprimées sont mise en réseau. Au de la d'une certaine fréquence, ce phénomène affecte considérablement le rayonnement de l'antenne.

I.4.4 LES ANTENNES FRACTALES IMPRIMEES

La compagnie "Fractal Antenna System" produit des antennes de forme fractale. Ceci permet d'augmenter la performance puisque la géométrie auto-similaire du conducteur évite d'accumuler des composantes séparées, ce qui aurait pour conséquence d'augmenter la complexité et les points de bris potentiel. De plus, la structure fractale permet de produire des antennes 50 à 75% plus petites que les antennes traditionnelles. Des antennes fractales ont remplacé des antennes classiques dans certains téléphones cellulaires. On a pu observer une augmentation de l'efficacité de 25% ainsi qu'une diminution de coût [I.6].

Pour avoir une antenne imprimée fractale on peut jouer sur le patch ,c'est-à-dire de lui donner des formes fractales tels que : le tringle et le tapis de sierpinski et ce type d'antenne est présenté ci-dessous :

- a) L'antenne de koch
- b) L'antenne de Sierpinski
- c) L'antenne de Minkowski
- d) L'antenne de l'arbre fractal
- e) L'antenne de Hilbert

I.4.4.1 Principaux avantages

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

I.4.4.2 Principaux inconvénients

- ❖ Réalisation très difficile liée à la complexité des formes.
- ❖ Gain faible dans d'autres cas.

I.5 METHODES D'ANALYSE

Plusieurs méthodes sont utilisées pour l'analyse des antennes imprimées. La plupart de ces méthodes peuvent être classés dans deux catégories :

- Méthodes classiques approximatives (analytiques)
- Méthodes rigoureuses (Full-wave)

I.5.1 METHODES CLASSIQUES APPROXIMATIVES (ANALYTIQUES)

Les méthodes approximatives prennent en compte au départ la nature des phénomènes physiques, ce qui permet d'effectuer des approximations, permettant la modélisation du modèle en question. Parmi ces méthodes, on cite [I.12] :

- Le modèle de la ligne de transmission (valable notamment pour l'élément rectangulaire).
- Le modèle de la cavité électromagnétique (valable notamment pour tout autre élément rayonnant de géométrie quelconque simple).

I.5.1.1 Le modèle de la ligne de transmission [I.15]

Le modèle de la ligne de transmission est considéré comme le plus simple. Ce modèle exploite l'analogie qui existe entre un patch d'une antenne imprimée et un tronçon d'une ligne de transmission ayant deux bords rayonnants. Ce modèle prend en compte au départ la nature des phénomènes physiques, ce qui permet d'effectuer des approximations, permettant la modélisation du modèle.

Dans le modèle de la ligne de transmission, l'inconnu à déterminer est la constante de propagation. Les pertes par rayonnement sont incluses dans le coefficient d'atténuation de la constante de propagation. Cependant, cette technique ne rend pas compte des effets des modes d'ordre supérieur.

I.5.1.2 Le modèle de la cavité [I.16]

Une antenne micro-ruban imprimée peut être considérée comme une cavité résonnante ouverte constituée de quatre murs latéraux magnétiques et de deux murs horizontaux électriques.

Le modèle de la cavité est plus complexe par rapport au modèle de la ligne de transmission mais il est plus précis.

I.5.2 METHODES RIGOUREUSES

Les méthodes rigoureuses tiennent compte de tous les mécanismes importants de l'onde et s'appuient énormément sur l'utilisation d'algorithmes numériques efficaces. Lorsqu'elles sont appliquées convenablement, les méthodes rigoureuses sont très précises et peuvent être employées pour la modélisation d'une variété d'antennes y compris les antennes réseaux. Ces méthodes ont tendance à être plus complexes et fournissent moins d'aperçu physique. Souvent, elles nécessitent plus de calculs et donc un temps de calculs élevé[I.15].

I.5.2.1 Méthode des éléments finis

La méthode des éléments finis s'applique aux dispositifs micro-ondes de forme quelconques. Elle est basée sur la résolution des équations de Maxwell et sur la description géométrique de la structure sous forme d'un maillage. Elle consiste à diviser l'espace en petits éléments homogènes mais de taille pratiquement très variable, ce qui constitue l'un des points forts de cette méthode.

L'avantage de la méthode des éléments finis est lié au fait que la forme tétraédrique et la variation des dimensions des cellules élémentaires caractérisant le volume discrétisé, donne au maillage une très grande souplesse[I.12].

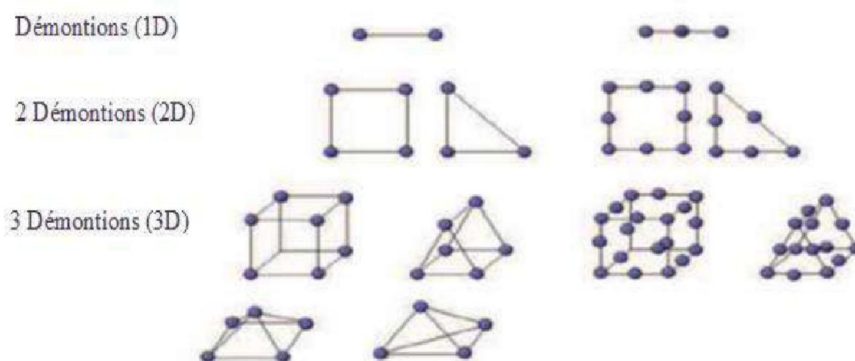


Figure I.20: Les dimensions des cellules élémentaires.

La méthode des éléments finis consiste à résoudre une équation différentielle traduisant le problème physique, associée à des conditions aux limites.

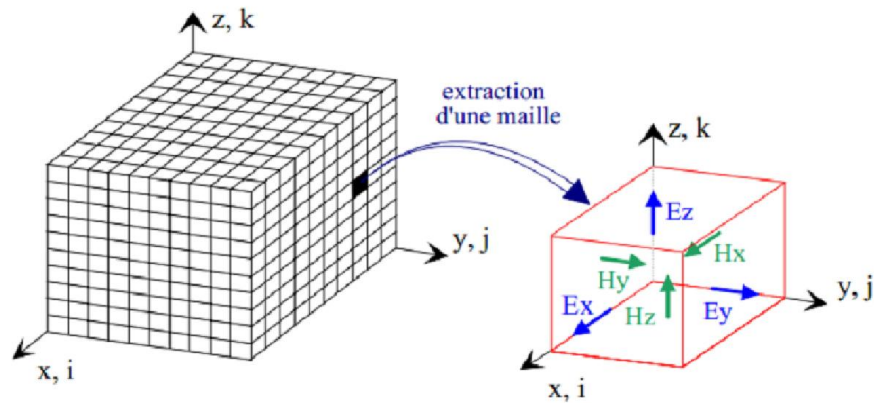


Figure I.21: Volume de calcul et cellule élémentaire.

I.5.2.2 La méthode des différences finies

Parmi les méthodes de résolution numérique, nous avons la méthode des différences finies qui résout les équations de champs en des points discrets, définis d'une façon ordonnée dans le domaine complet de la structure. Elle résout directement les équations de Maxwell sous leur forme différentielle en remplaçant les opérateurs différentiels par des opérateurs de différence, réalisant ainsi une approximation par discrétisation [I.15].

I.5.2.3 Méthode des moments [I.17]

La technique de résolution la plus efficace dans l'analyse des antennes microbandes est l'application de la méthode des moments. Cette méthode opère dans le domaine spectral. La procédure de résolution consiste à trouver le zéro du déterminant de la matrice impédance. La caractéristique de cette méthode est son indépendance de la source d'excitation.

Malgré les avantages de cette méthode, elle souffre de quelques inconvénients tels que :

- ✓ La précision exigée pour déterminer les éléments de la matrice impédance.
- ✓ Le temps de calcul qui est important.
- ✓ L'existence des solutions parasites.

I.5.2.4 Méthode d'analyse spectrale

Ce modèle prend en considération l'équation intégrale du champ électrique (EFIE: Electric Field Intégral Equation), dans le domaine spectral. Elle permet de résoudre efficacement le système d'équations intégrales dans le domaine spatial. Son

principe se base sur la connaissance des champs électromagnétiques dans chaque région. Ainsi, le système d'équations intégrales à résoudre peut s'écrire sous une forme matricielle.

Le choix de la condition de continuité surfacique et le vecteur de courant sur le patch permet de déduire une relation entre les composantes tangentielles des champs électromagnétiques et les courants surfaciques. L'approche de l'équation intégrale dans le domaine spectral est largement utilisée dans l'analyse et la conception de structures imprimées [I.18].

I.5.2.5 La méthode d'intégration finie (FIT)

FIT a été proposé en (1977) par Thomas Weiland [I.19] et a été amélioré continuellement au fil des ans. Cette méthode s'applique à l'ensemble de l'électromagnétisme (à partir de l'électricité statique à haute fréquence) et des applications optiques constituent la base pour les outils de simulation commerciale. La méthode d'intégration finie, c'est probablement la méthode numérique pour électromagnétique simulation sur le terrain avec le développement le plus dynamique. En raison de sa capacité à résoudre des problèmes électromagnétiques à la fois dans le temps et dans le domaine fréquentiel, pour une variété de propriétés des matériaux, et à son exceptionnel numérique efficacité et précision, la FIT a été utilisé dans le monde entier dans la simulation d'une large gamme d'appareils. Par ailleurs, la méthode d'intégration finie contribue, dans la dernière décennie, à des changements fondamentaux de point de vue pour d'autres méthodes numérique, telles que la méthode des éléments finis.

I.6 CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons donné brièvement la théorie de la géométrie fractale, on mettant en évidence leurs propriétés fondamentales, Ensuite on a présenté les antennes imprimées fractales, leurs caractéristiques électriques et du rayonnement, ses techniques d'alimentation ainsi que le mécanisme de rayonnement. Nous avons terminé ce chapitre par les différentes méthodes utilisées pour l'analyse de ce type d'antennes.

I.7. REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

[I.1] Meddour Meriem, "caractérisation des antennes microrubans par l'approche d'onde unique," mémoire de Master, Université d'ElhadjLakhder Batna, 2015.

- [I.2] K. J. Vinoy, K. A. Jose, V. K. Varadan, and V. V. Varadan, “Hilbert Curve Fractal Antenna: A Small Resonant Antenna For VHF / UHF Applications”, *Microwave Opt. Technol. Lett.* 29, pp. 215–219, 2001.
- [I.3] J. M. Gonzalez-Arbesu, S. Blanch, and J. Romeu, “The Hilbert Curve as a Small Self-Resonant Monopole From A Practical Point Of View”, *Microwave Opt. Technol. Lett.* 39, pp. 45–49, 2003.
- [I.4] J. Zhu, A. Hoorfar, N. Engheta, “Bandwidth, Cross-Polarization, and Feed-Point Characteristics of Matched Hilbert Antennas”, *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 2, Issue 1, pp. 2-5, 2003
- [I.5] Hafedh Ben IBRAHIM GAHA « Analyse et Conception des Antennes Fractales Applications aux Télécommunications Large Bande », THESE présentée pour obtenir le titre de docteur de l’institut national polytechnique de toulouse (france) et de docteur de l’école nationale d’ingénieurs de tunis de l’université tunis el-manar (tunisie), juillet 2007
- [I.6] Josiane lajoie, «la géométrie fractale », mémoire présenté à l’université du Québec Juin 2006.
- [I.7] www.jfgouyet.fr date de visite 15/05/2019
- [I.8] les fractales, Art, Nature et Modélisation, Tangente Hors série no .8, Editions Pôles 2004.
- [I.9] Jean-Pierre Demailly, «Ensembles fractals, mesure et dimension», Institut Fourier, Université de Grenoble I, France & Académie des Sciences de Paris, novembre 2012
- [I.10] despace.univ-tlemcen.dz date de visite 22/05/2019
- [I.11] Mr: AMEZIANE Djamel, « Etude et Optimisation d’Antennes Fractales Plaquées », Mémoire de Magister de Télécommunications de l’université TLEMCEM, mai 2009
- [I.12] Amina. Larouci Soundous Rania. Maamri, « Conception et simulation d’une antenne imprimée Planaire avec une bande rejetée », Mémoire MASTER ACADEMIQUE de l’université Kasdi Merbah Ouargla, 2018.
- [I.13] Mme Anna NIANG « Antennes miniatures et structures électromagnétiques avec circuits non-Foster » these de doctorat de l’université paris-saclay preparée a “l’université paris-sud, janvier 2017
- [I.14] M^{ell}. Melihi Souhila, M^{ell}. Fengal Tine-hinane « Antenne de Téléphonie mobile, caractérisation et optimisation » Mémoire de Master DE L’Université ABDERRAHMANE MIRA-Bejaia, 2016
- [I.15] Haoued Mouissa Nawel, Madoui Souad « L’effet d’une cellule AMC sur la bande passante d’une antenne patch », Mémoire MASTER ACADEMIQUE DE L’Université Kasdi Merbah Ouargla, mai 2017

[I.16] Brahimi Ali, <<Etude de la Technologie des Antennes Multi-bandes pour les Applications Spatiales>>,Mémoire En vue de l'obtention du diplôme de Magister de l'université d'Oran MOHAMED BOUDIAF , 2009

[I.17] Soltane Samia<<ETUDE ET CARACTERISATION D'ANTENNES IMPRIMEES POUR SYSTEME ULTRA-LARG>> Mémoire de MAGISTER DE L'Université Mohamed Khider – Biskra, 11/2015

[I.18] Zaoui Bachir, <<Modélisation d'une antenne micro ruban compacte>>, Master ACADEMIQUE DE L'UNIVERSITE ECHAHID HAMMA LAKHDAR – EL OUED, 06/2015

[I.19] Belazzoug.F<< Etude D'une Antenne M icro-ruban Triangulaire A Bande Interdite Photonique (BIP) 2D >> MEMOIRE DE MASTER DEL' UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF - M'SILA, JUIN 2016.

Chapitre II

Les Antennes Ultra Large Band

II.1 INTRODUCTION

Les communications sans fil sont aujourd'hui dans la pleine croissance. Avec l'augmentation des besoins de débits élevés et de la diminution des bandes de fréquence disponibles La technologie ultra large bande (ULB) semble une solution très prometteuse.

Les systèmes de communication Ultra Large Bande sont devenus le sujet le plus intéressant depuis l'utilisation commerciale de la bande de fréquence de 3.1 GHz à 10.6 GHz qui a été approuvée par la FCC en 2002 [II.1].

Cependant, pour satisfaire la demande croissante de la communication sans fil , la gamme de fréquence pour ces systèmes (ULB) cause des interférences avec des systèmes de communications existants, tels que le service WiMAX, WLAN ,HIPERLAN/2. Ainsi, les antennes ULB avec une caractéristique à bande rejetée (filtrée) sont très recommandées [II.2].

Dans ce chapitre, on va aborder des généralités sur la technologie ULB. Ensuite on va citer les différents types des antennes ULB .Enfin nous parlons de concept de bande rejetée pour antenne ultra large bande.

II.2 HISTORIQUE

Historiquement, 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 [II.3]. Les travaux sur l'ULB ne débiteront réellement qu'à partir des années 60 aux Etats-Unis. C'est à cette époque que les systèmes émettant des signaux non sinusoïdaux commencent réellement à être exploités, dans un premier temps dans les systèmes Radar, pour des applications militaires tel que le GPR (Grounds Pénétration Radar) [II.4].

Dans les années 1970-1994, la majorité des travaux vise à améliorer certains sous- systèmes de cette nouvelle technique. A cette époque, on lui donne plusieurs noms: technologie "sans porteuse", ou en "bande de base" ou encore technologie "impulsionnelle". C'est en 1989 que le terme ultra large bande apparaît dans une publication du ministère de la Défense aux Etats-Unis.

En 1994, la confidentialité des travaux liés à l'ultra large bande est levée: La recherche se développe de façon importante aussi bien dans l'industrie que dans les universités. En 2002, la FCC (Fédéral Communication Commission), l'organisme de régulation des

communications américain, réglemente l'Ultra large bande: Elle en donne une définition précise, et définit les niveaux de puissance maximale autorisés (-41.3dBm/MHz) [II.5].

II.3 DEFINITION

La définition de l'Ultra large bande donnée par la FCC en février 2002 est la suivante : Un signal est dit ultra large bande si sa bande passante est au minimum de 500 MHz (à -10 dB) et sa bande passante relative est supérieure à 0.2, équation II.1 [II.6].

$$B_{Relative} = 2 \cdot \frac{f_h - f_l}{f_h + f_l} > 0.2 \quad (II.1)$$

Où f_h et f_l désignent respectivement les fréquences limites basses et hautes du spectre de signal, fréquences prises à -10dB. Les deux conditions ne sont pas forcément remplies en même temps.

La plupart des concepteurs de systèmes ULB adoptent une autre définition, à savoir une bande passante - 10 dB supérieure à 1.5 GHz (ou une bande passante fractionnelle supérieure à 0.25 par rapport à la fréquence centrale du système) [II.2].

II.4 COMPARAISON SYSTEME ULB / SYSTEME A BANDE ETROITE

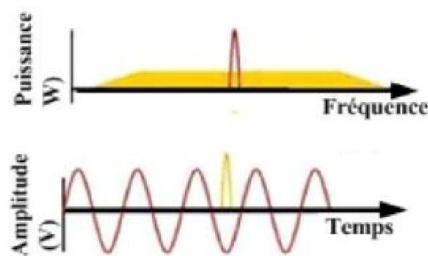


Figure II.1: Comparaison en temporel et fréquentiel d'un signal à bande étroite et d'un signal ULB.

La figure II.1 montre que l'ULB transmet et reçoit des formes d'onde basées sur des impulsions de très courtes durées (1 ns) alors que les techniques conventionnelles envoient et reçoivent des formes d'onde sinusoïdales étalées dans le temps ayant de ce fait une densité spectrale de puissance beaucoup plus étroite que celle des signaux ULB [II.6].

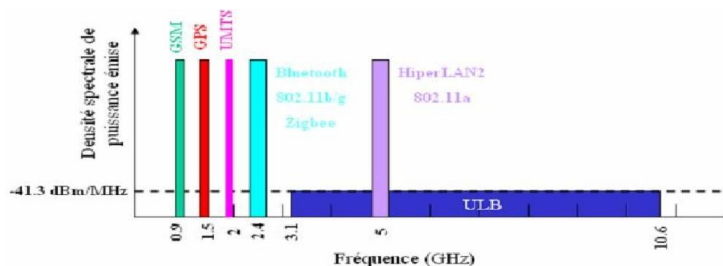


Figure II.2 : densité spectrale de PIRE : système ULB et d'autres systèmes radio.

II.5 REGLEMENTATION DE L'ULB

Une des idées maîtresses de l'UWB est de cohabiter dans des bandes de fréquences déjà utilisées par d'autres systèmes de communications. L'avantage est immense, il permet d'éviter de passer par un mécanisme d'allocation de licences pour utiliser des bandes de fréquence, et il permet aussi d'éviter de se retrouver confiné dans les seules bandes dites sans licences (exemple la bande ISM à 2.4 GHz) qui sont des bandes relativement étroites. 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 [II.7].

II.5.1 REGLEMENTATION 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 (PIRE=-41,3dBm/MHz) pour un spectre de fréquences allant de 3.1GHz à 10.6 GHz [II.8]. le masque d'émission autorisé par la FCC est représenté dans la figure II.3.

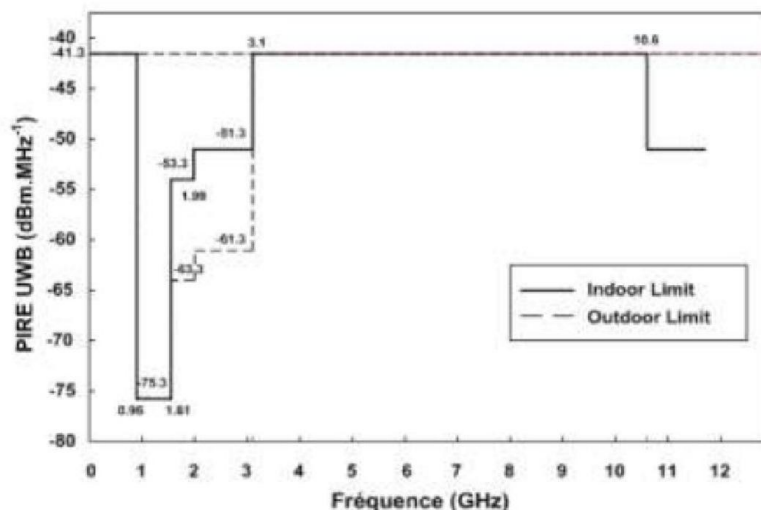


Figure II.3 : Masque d'émission autorisé par la FCC en 2002 [II.8].

II.5.2 REGLEMENTATION 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 Administration) qui a pour rôle d'étudier l'impact des systèmes ULB sur les systèmes qui existent déjà et de prendre la décision sur les réglementations du spectre [II.8]. Par rapport à la réglementation américaine, une proposition plus restrictive a été adoptée par le CEPT en mars 2006 [II.9].

Le projet de position réglementaire européenne s'appuie sur un gabarit de puissance très rigoureux. Dans cette proposition, les systèmes ULB se voient isolés à la partie haute de la bande FCC au-dessus de 6 GHz avec une DSP maximale fixée à -41,3 dBm/MHz. Pour des raisons de protection de futurs services mobiles, le spectre situé entre 3 et 5 GHz n'est accessible qu'avec un niveau de puissance de -70 dBm/MHz [II.10]. Le masque FCC pour l'ULB adapté en Europe est représenté dans figure II.4.

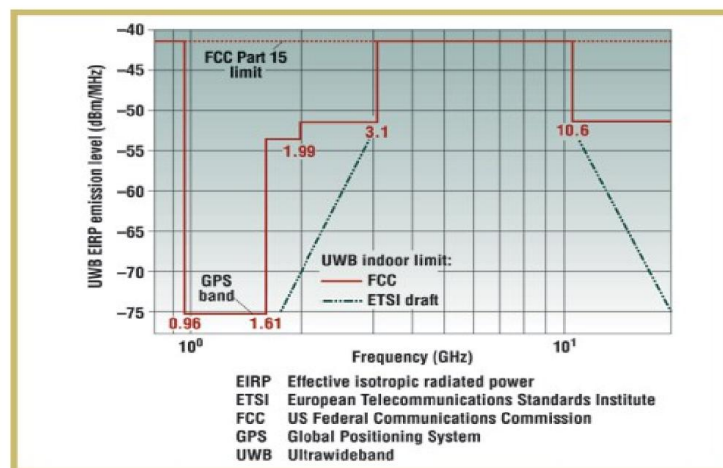


Figure II.4 : Masque FCC pour l'ULB adapté en Europe.

II.5.3 REGLEMENTATION EN ASIE

En Asie, au Japon, le MIC (Ministry of international affairs and communications) a proposé en 2006 l'émission de signaux ULB sans licence. Tout comme la FCC, une réglementation autorisant l'émission à -41.3 dBm/MHz pour les équipements ULB est imposée. La figure II.5 présente le masque d'émission au Japon. Le Japon a repris le modèle européen en appliquant certaines des techniques de mitigation adoptée en Europe pour la bande 3.4 GHz –

4.8 GHz. De plus, une « phased approach » sur la bande 4.2 GHz-4.8 GHz a été appliquée

tout comme en Europe. Cette approche permettait jusqu'en 2008 l'introduction et la commercialisation d'une première génération d'équipements sans aucune technique de mitigation [II.11]. Enfin à Singapour, c'est l'IDA (Infcom Development Authority) qui est en charge de fixer la réglementation concernant le masque d'émission pour les équipements ULB. 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 [II.12].

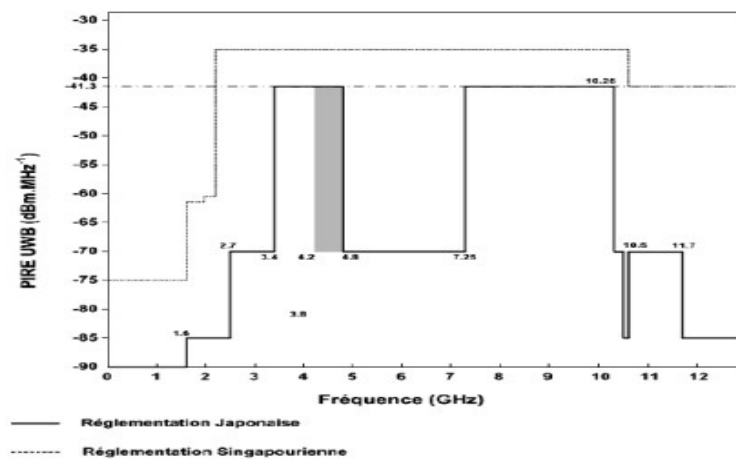


Figure II.5 : Masque d'émission en Asie [II.11].

II.6 CARACTERISTIQUES DE L'ULB

II.6.1 FAIBLE SUSCEPTIBILITE A L'EVANOUISSEMENT DU A LA PROPAGATION PAR TRAJETS MULTIPLES

Le phénomène de trajets multiples est inévitable dans des canaux de transmissions sans fil. L'évanouissement dû à la propagation par trajets multiples peut réduire l'efficacité des systèmes de communication classiques (non ULB). Dans le cas des communications ULB, le signal transmis possède une grande largeur de bande (résolution temporelle très fine) [II.6].

Parce que la durée de transmission d'une impulsion est plus courte (< nanoseconde), 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 [II.13]. L'effets de trajets multiples dans les signaux à bande étroite et dans les impulsions ULB est représenté dans la figure II.6.

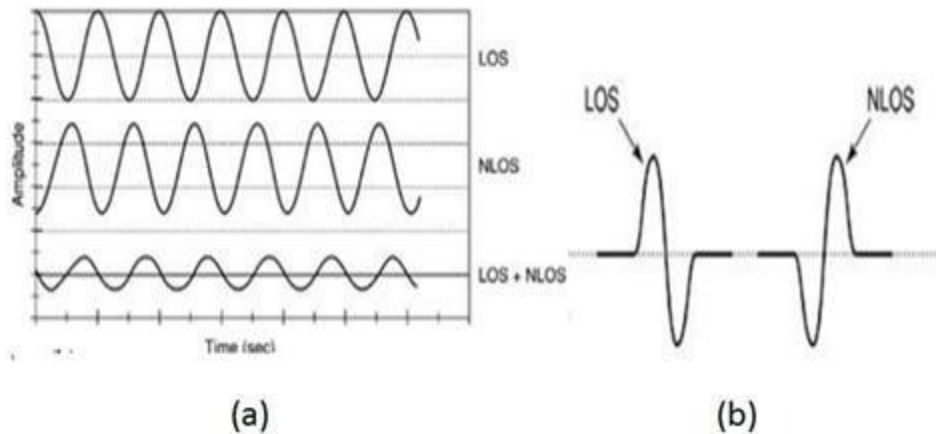


Figure II.6 : (a) Effets de trajets multiples dans les signaux à bande étroite, (b) Effets de trajets multiples dans des impulsions ULB.

II.6.2 UNE SENSIBILITE 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.12].

II.6.3 COMMUNICATIONS PROTEGEES

Les signaux UWB peuvent être produits sous une forme semblable au bruit, ou être transmis à un niveau de densité spectrale de puissance bien inférieur au bruit de fond des récepteurs de radiocommunication classique [II.14], 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) [II.12].

II.6.4 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.14].

II.6.5 SIMPLICITE RELATIVE DES SYSTEMES

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 [II.15], ce qui pourrait se traduire par **des coûts inférieurs de l'équipement [II.13]**.

II.6.6 PROPRIETES DE PENETRATION

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 [II.15].

II.6.7 CAPACITE D'UN CANAL DE TRANSMISSION

D'après le théorème de Shannon, la capacité d'un système est définie par la formule suivante :

$$C = B \cdot \log_2(1 + SNR) \quad (II.2)$$

Avec C la capacité du système, B la bande passante du système et SNR le rapport signal sur bruit.

D'après l'équation, 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 [II.16].

II.7 LES SYSTEMES ULTRA LARGE BANDE

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

II.7.1. SYSTEME 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) [II.17].

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 [II.12].

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.

II.7.2 SYSTEME 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 montrer la figure II.7 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) [II.17-II.6].



Figure II.7 : Principe de la base des systèmes ULB multi-bande.

II.8 TECHNIQUES D'ACCES MULTIPLE EN UWB

Dans les systèmes UWB, plusieurs utilisateurs peuvent partager le même spectre UWB simultanément. Pour accommoder ces utilisateurs multiples, une technique d'accès multiple appropriée est nécessaire [II.18]. Il existe deux schémas d'accès multiple courants: la technique du saut temporel (TH) et la technique de l'étalement de séquence directe (DS). La différence entre les deux systèmes est que la technique TH concerne la randomisation de l'emplacement

de l'impulsion UWB transmise dans le temps, alors que la technique DS concerne la transmission continue d'impulsions comprenant un seul bit de données [II.19].

II.8.1 ACCÈS MULTIPLE PAR SAUT TEMPOREL (TIME HOPPING: TH)

L'utilisation des codes de saut temporel (Time-Hopping Code (THC)) consiste à transmettre les impulsions à des instants définis par une séquence pseudo-aléatoire [II.20].

Chaque impulsion est modulée en position (Pulse Position Modulation (PPM)). L'accès multiple est alors réalisé en attribuant différents codes aux différents utilisateurs. Le signal TH-ULB associé à un même symbole d'information est composé de N trames de durée T_f comme le montre la figure II.8.

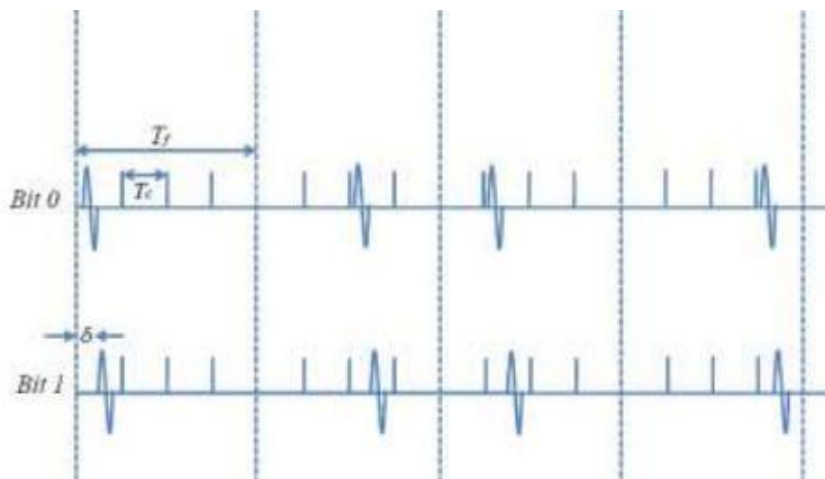


Figure II.8 : Principe de la technique d'accès multiple TH-ULB.

II.8.2 ACCES MULTIPLE PAR SEQUENCE DIRECTE (DIRECT SEQUENCE : DS)

Cette approche d'étalement de spectre par séquence directe (DS) est basée sur la transmission continue d'impulsion composant les bits d'information [II.21]. La séquence d'étalement sert à polariser les impulsions comme le montre la figure II.9.

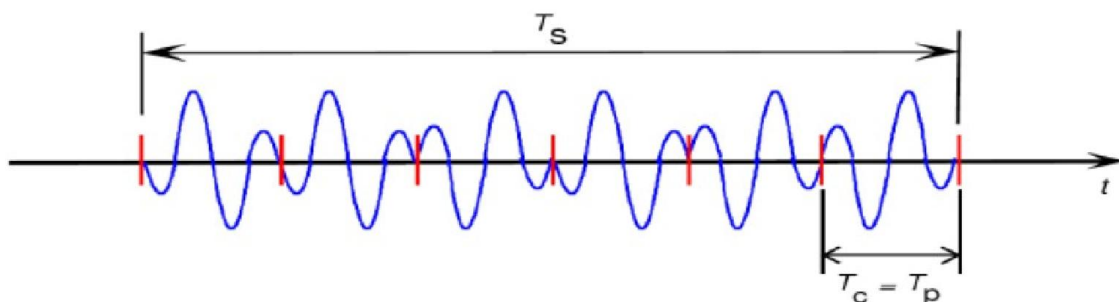


Figure II.9 : Représentation d'un signal DS-UWB [II.22].

Le signal résultant est alors une transmission continue d'impulsion UWB dont le nombre dépend de la durée de l'impulsion elle-même et du débit binaire défini par le système.

II.9 LES NORMES DE L'ULB

La normalisation d'une technologie est la condition préalable pour qu'elle s'accroît et se développe parce qu'elle rend possible l'acceptation et la diffusion des produits de différents fabricants avec une économie d'échelle, ce qui réduit les coûts pour les consommateurs [II.15].

L'Institut pour les Ingénieurs Electriques et Electroniques (IEEE) est un organisme de normalisation qui aide à établir des normes telles que le WiFi et le Firewire pour l'industrie de l'électronique destiné au grand public [II.23].

II.9.1 LA NORME IEEE

Dans le domaine de l'ULB, l'IEEE est active dans la création des normes. Dans la norme IEEE 802, les activités de standardisation de l'ULB s'initient dans les groupes de travail d'IEEE 802.15 (works groups, WGs) pour le WPAN. L'IEEE 802.15.3a (TG3a) et l'IEEE 802.15.4a (TG4a) sont deux groupes de tache (Task Groups, TGs) qui développent leurs normes basées sur la technologie ULB [II.24-II. 25].

Les systèmes très haut débit courte portée utilisant la norme IEEE 802.15.3a (typiquement 200 Mbit/s jusqu'à 10 m), et les systèmes bas débit longue portée en utilisant la norme IEEE 802.15.4a (typiquement 200 kbit/s à 100 m) [II.19].

II.9.2 ECMA INTERNATIONAL (EUROPEAN COMPUTER MANUFACTURERS ASSOCIATION) : STANDARD ISO/IEC

La Commission Internationale d'Electrotechnique (IEC) a approuvé dans 2007 deux spécifications de standard international ISO/IEC pour l'ULB à débit élevé. Ces deux standards sont basés sur des spécifications publiés par l'association européenne des constructeurs d'ordinateurs (Ecma international) en 2005 (ECMA 368 et ECMA 369) [II.26]. Ces normes s'associent à la technologie ULB utilisant la MB-OFDM. Les normes ISO/IEC sont: ISO/IEC 26907:2007. Technologie de l'information - télécommunications et échange de l'information entre les systèmes- norme UWB PHY et MAC à haut débit

Spécifie la sous-couche MAC distribuée et la couche physique pour les réseaux sans fil. PHY et MAC spécifiés dans cette norme sont compatibles aux communications à haut débit entre un ensemble divers de mobiles et des dispositifs électroniques fixes (basé sur la norme d'ECMA 368) [II.15].

- **ISO/IEC 26908:2007. Technologie de l'information - interface de MAC-PHY pour ISO/IEC 26907**

Spécifie l'interface MAC-PHY pour les émetteurs récepteur sans fils à haut débits ULB (basé sur norme ECMA-369).

Les normes indiquent la couche physique ULB et la sous-couche moyenne de contrôle d'accès pour une vitesse élevée, réseau sans fil à faible portée, en utilisant l'ensemble ou une partie du spectre entre 3.1 -10.6 GHz supportant un débit jusqu'à 480 Mb/s [II.15].

II.10 LES APPLICATION DE L'ULB

Les signaux UWB présentent un intérêt pour plusieurs types d'applications, que ce soit pour leurs propriétés de pénétration dans les matériaux, leur aptitude à la localisation, ou encore pour la grande capacité du canal [II.19].

Les applications sont généralement classifiées en trois groupes :

II.10.1 SYSTEMES DE COMMUNICATION

Cette catégorie présentera certainement la plus grande prolifération en raison de possibilité d'utilisation massive des dispositifs UWB dans les immeubles à bureaux, les salles de réunion et de conférence et les endroits publics (par exemple les aéroports ou les centres commerciaux). Cette catégorie comprend les systèmes de communication à courte distance, notamment les réseaux personnels sans fil et les systèmes de mesure [II.14].

II.10.2 SYSTEMES RADAR EMBARQUES

Une autre application potentielle est les systèmes radar de véhicule. Les radars véhiculaires peuvent mesurer l'emplacement et le mouvement des objets autour d'un véhicule en émettant des impulsions UWB et en détectant les signaux réfléchis, ou ils peuvent être intégrés au système de navigation du véhicule permettant plusieurs fonctions telles que la navigation automatique, les radars d'avertissement de collision (figure II.10), les systèmes améliorés d'activation des coussins gonflables, les systèmes de suspension intelligents, etc [II.19].

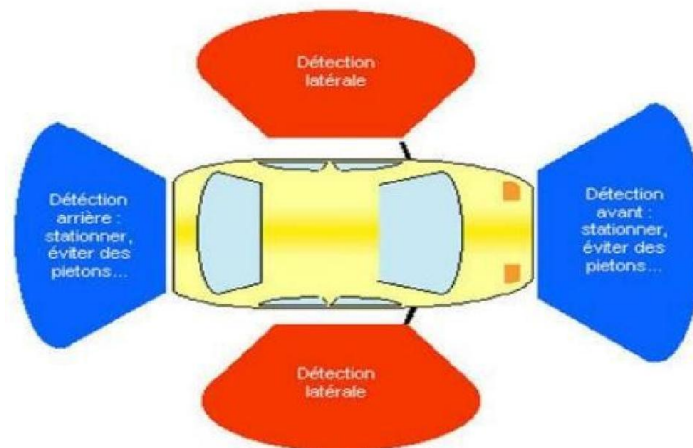


Figure II.10 : Exemple d'utilisation de radar UWB destiné à la détection de collisions.

II.10.3 SYSTEMES D'IMAGERIE RADAR

Cette catégorie comprend les systèmes d'imagerie par radar à pénétration du sol (GPR), d'imagerie de l'intérieur des murs, d'imagerie médicale pour la détection de tumeurs, d'imagerie pour l'exploitation minière et d'imagerie de surveillance. En effet, pour cette application, le fait de transmettre une impulsion très rapide et de très faible durée est intéressant car la résolution des systèmes radar est directement proportionnelle à la largeur de bande de l'impulsion. Le signal UWB permet de mesurer les distances avec précision [II.14].

La figure II.11 résume les différents domaines d'applications quotidiennes envisagées avec la technologie ULB. et la figure II.12 illustre les domaines dans lesquels l'ULB apporte des solutions intéressantes.



Figure II.11: Domaines d'applications quotidiennes envisagées avec la technologie ULB.

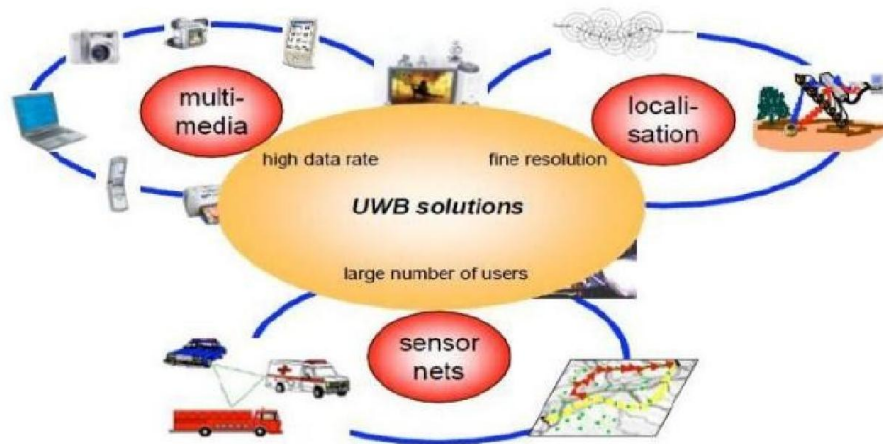


Figure II.12 : Illustration montrant les domaines dans lesquels l'ULB apporte des solutions intéressantes.

II.11 AVANTAGES ET INCONVENIENT DE L'ULB

II.11.1 AVANTAGES

- ✓ 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 [II.7].

II.11.2 Inconvénient

- ✓ Possibilité d'interférence : 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.
- ✓ La limite de la portée : à cause de la faible densité spectrale, la portée du signal UWB se limite à quelques dizaines de mètres [II.27].

II.12 LES ANTENNES ULB

La technologie ULB étant présentée, il est indispensable de s'intéresser aux antennes ULB qui sont le principal sujet d'étude de ce mémoire.

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 quatre classes différentes.

II.12.1 LES ANTENNES INDEPENDANTES DE LA FREQUENCE

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 [II.15].

Ces antennes peuvent être divisées en deux catégories :

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

II.12.1.1. les antennes equi-angulaires

a) antennes spirales logarithmiques

L'antenne spirale logarithmique (figure II.13) 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 [II.28].

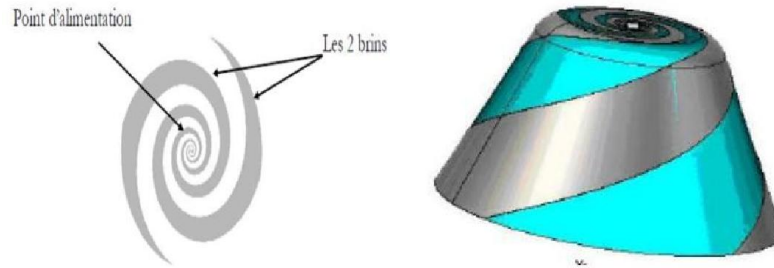


Figure II.13 : Antenne spirale logarithmique.

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 [II.28].

b) antennes spirales coniques

L'antenne spirale conique (figure II.14) 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 [II.14].

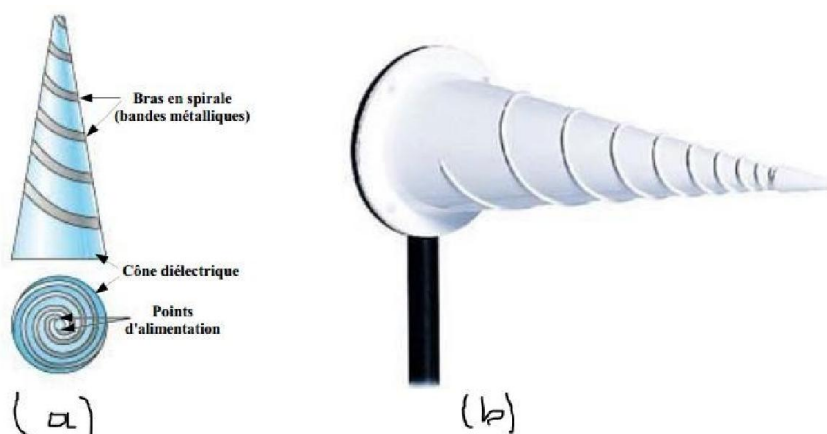


Figure II.14 : (a) Antenne spirale conique vue de côté et de dessus, (b) exemple de réalisation.

c) antennes à spirale d'Archimède

Cette antenne formée de deux spirales (figure II.15) 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 [II.14].

En général, pour une spirale à deux brins, le deuxième brin est obtenu par une rotation de 180° du premier.

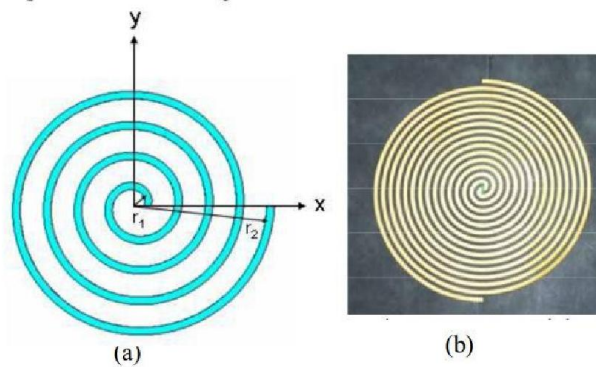


Figure II.15 : (a) Structure de l'antenne à spirale d'Archimède à deux brins, (b) Représentation pratique de l'antenne.

II.12.1.2 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.16). 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.16) 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 [II.29].

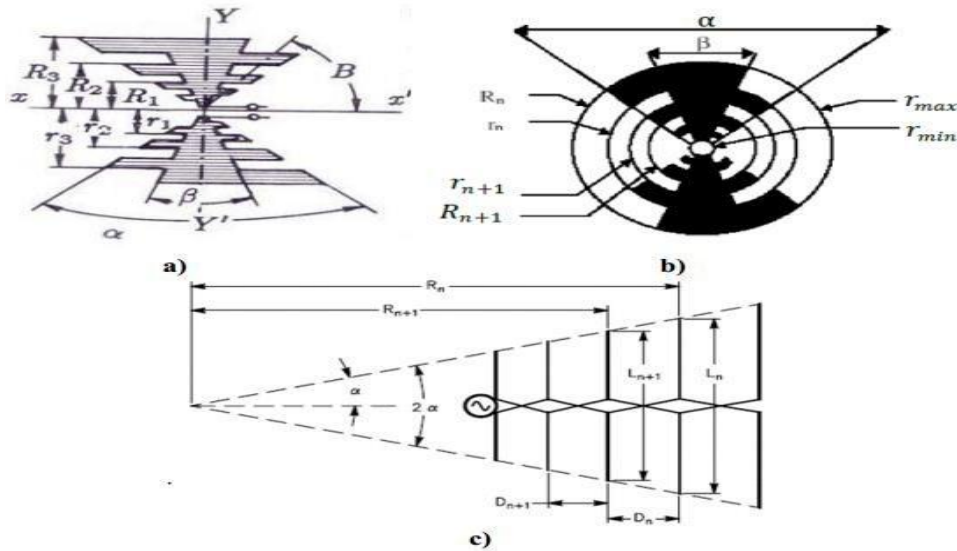


Figure II.16 : a) Antenne log-périodique trapézoïdale b) Antenne log-périodique circulaire

c) Antenne dipôle log-périodique

Les antennes log-périodique sont constituées d'éléments rayonnants dont les dimensions se déduisent les unes des autres par des homothéties de rapport τ . La longueur de ces éléments le long de l'antenne est définie par les deux angles α et β présentés en Figure I-8. La largeur et la

position des éléments se déduisent du rapport $\frac{R_{n+1}}{R_n} = \frac{r_{n+1}}{r_n} = \tau$ 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 [II.29].

II.12.2 LES ANTENNES ELEMENTAIRES

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 [II.28].

II.12.2.1 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.17. 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 [II.6].



Figure II.17 : Antenne biconique.

II.12.2.2 antenne discône

L'antenne discône (figure II.18) est une antenne biconique dont l'un des cônes est remplacé 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 constituée d'un disque et d'un cône (d'où son appellation) [II.28].

Le diagramme de rayonnement est omnidirectionnel dans le plan horizontal, mais favorise le demi-espace contenant le cône en élévation, ce qui permet d'avoir une directivité plus importante que l'antenne biconique. Son gain est légèrement plus élevé que celui d'une antenne biconique finie du fait de l'utilisation d'un plan de masse fini [II.15].



Figure II.18 : Antenne discône.

II.12.2.3 antenne papillon (bow-tie)

L'antenne papillon (figure II.19) est la version plane de l'antenne biconique. Elle présente l'avantage d'être légère, simple géométriquement, peu coûteuse à réaliser et compacte ; néanmoins, la bande passante est inférieure à sa version volumique et la variation de son impédance d'entrée est plus importante. Ces inconvénients s'expliquent par le fait que la *bow-tie* est une version tronquée de l'antenne biconique. La longueur électrique des antennes *bow-tie* est d'environ $\lambda/2$. 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 [II.29].

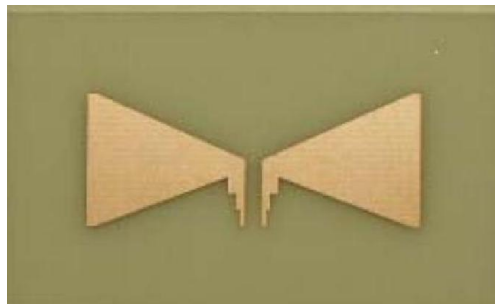


Figure II.19 : Antenne papillon.

II.12.2.4 antenne monopole plans

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.20).

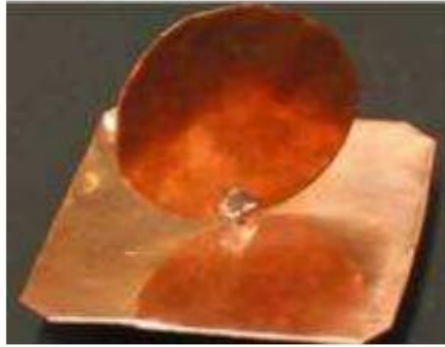


Figure II.20 : Exemple de réalisation pratique d'un monopôle circulaire.

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 [II.6].

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 [II.15]. La géométrie d'un monopôle triangulaire est donnée dans la figure II.21.

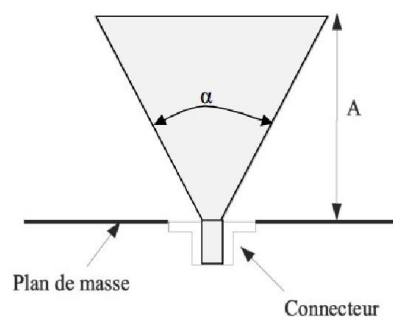


Figure II.21: Géométrie d'un monopôle triangulaire.

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 [II.14].

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 [II.14].

II.12.3 LES ANTENNES A TRANSITION PROGRESSIVE

Les antennes à transition progressive sont des antennes qui sont vues comme des transformateurs d'impédance. En effet, l'objectif de ces antennes est de passer de l'impédance caractéristique de la structure guidée, en général 50Ω , à l'impédance en espace libre, $120\pi\Omega$. 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 [II.29].

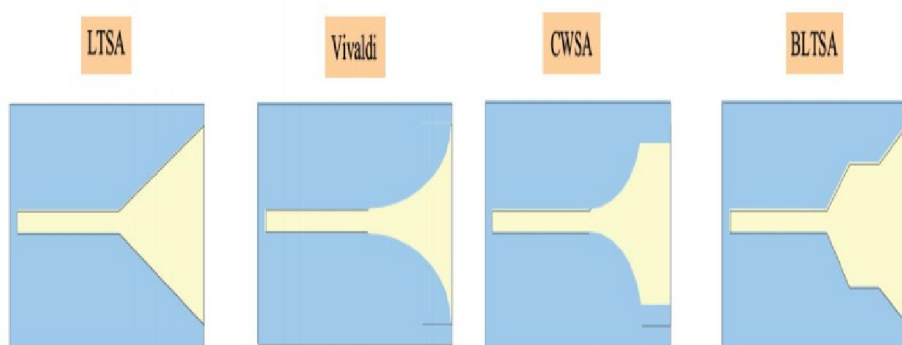


Figure II.22: Différents profils d'antennes TSA.

II.12.4 LES ANTENNES CORNET

Avec des caractéristiques intrinsèques larges bande, les antennes cornets (figure II.23) sont très peu dispersives. Cependant, elles sont encombrantes et leur coût de production est élevé [II.2]



Figure II.23 : Exemple de cornet ULB.

II.13 TECHNIQUE DE SUPPRESSION DES BANDES

Pour éviter certaines interférences avec les systèmes existants, certains concepteurs ont pensé utiliser l'antenne elle-même comme un filtre coupe bande. En ajoutant des fentes ou des éléments parasites, sur ou proche de l'élément rayonnant, on arrive à désadapter l'antenne sur une certaine sous bande dont les caractéristiques (fréquence centrale et largeur) sont directement données par leur positionnement et leurs dimensions [II.30].

II.13.1 INSERTION DE FENTES

La méthode d'insertion des fentes, est la méthode la plus connue pour obtenir une bande de fréquence rejetée dans l'antenne ULB. Diverses antennes ULB à fréquences rejetées, étudiées par plusieurs chercheurs, peuvent être classifiées selon la localisation de la fente telle que l'élément rayonnant figure II.24, le plan de masse, la ligne d'alimentation et la proximité de l'élément rayonnant. La figure II.25 montre une antenne ULB ayant des fentes en L et en U sur le plan de masse. Dans ce cas-ci, les longueurs des fentes ont des longueurs $\lambda / 2$ ou $\lambda / 4$. Les fentes peuvent également être insérées sur la ligne d'alimentation. Pour l'antenne ULB sur la figure II.26 la fonction de bande rejetée est obtenue en insérant la fente sur la ligne d'alimentation CPW. De même, il est possible d'insérer des fentes à proximité de l'élément rayonnant comme représenté sur la figure II.27 [II.15].

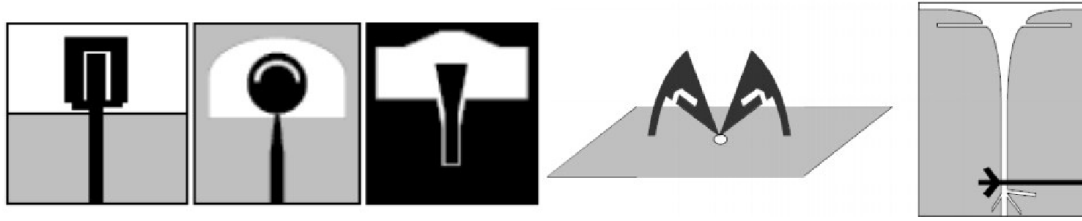


Figure II.24 : Antennes ULB à fréquence rejetée par utilisation de fentes sur l'élément rayonnant.

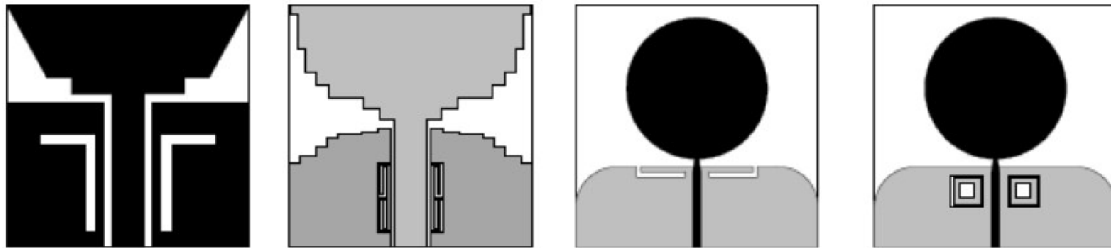


Figure II.25 : Antennes UWB à fréquence rejetée par utilisation de fentes sur le plan de masse.

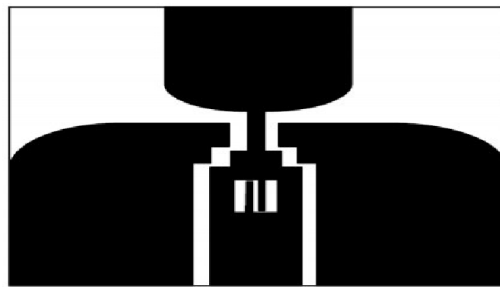


Figure II.26 : Antennes UWB à fréquence rejetée par utilisation de fentes sur la ligne d'alimentation.



Figure II.27 : Antennes UWB à fréquence rejetée par utilisation de fentes à proximité de l'élément rayonnant.

II.13.2 EMPLOI DE LA STRUCTURE FRACTALE

W. J. Lui [II.15] utilise la structure fractale pour réaliser la réduction de la taille et la caractéristique de fréquence rejetée dans l'antenne ULB. La figure II.28 montre deux types d'antennes fractales ULB à fente à fréquence rejetée [II.15].

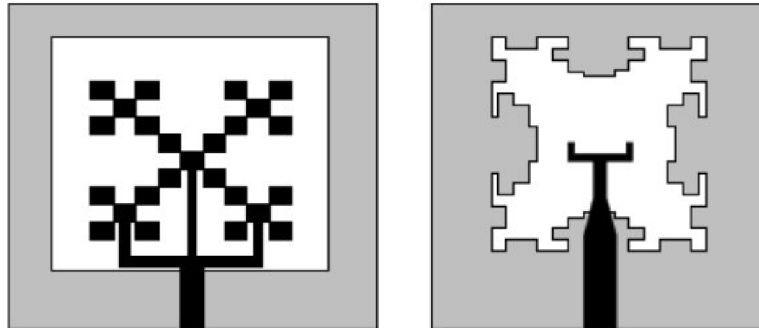


Figure II.28 : Antenne fractale ULB à fente à fréquence rejetée.

II.13.3 EMPLOI DE STRUCTURES METAMATERIAUX

L'utilisation des structures métamatériaux, SRR (split ring resonator) ou CSRR (complementary split-ring resonator), permet également de stopper certaines bandes de fréquence due à leurs propriétés non ordinaires [II.15].

La figure II.29 montre deux type de SRR peuvent être utilisés.

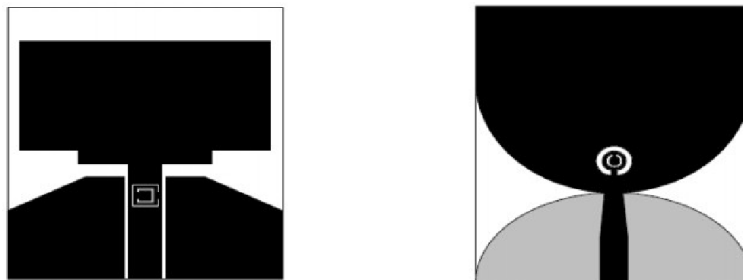


Figure II.29 : Antennes ULB à fréquences rejetées utilisant la structure SRR.

Autres techniques

II.13.4 LIGNE DE TRANSMISSION STOP-BANDE

Les techniques de bande filtrée citées ci-dessus, telles que l'insertion d'une fente ou un résonateur ELC (Electric-field-Coupled), le stub parasite, affectent le rayonnement d'antenne, en particulier l'augmentation de la polarisation croisée. Une ligne de transmission avec une caractéristique stop bande pour alimenter une antenne ULB peut être considérée comme une

conception d'intégration de l'antenne imprimée ULB et du filtre, qui peut avoir un effet minimal sur le rayonnement d'antenne. Plusieurs conceptions de ligne d'alimentation microruban avec la fonction bande filtrée sont proposées, comme montre la figure II.30 [II.2].

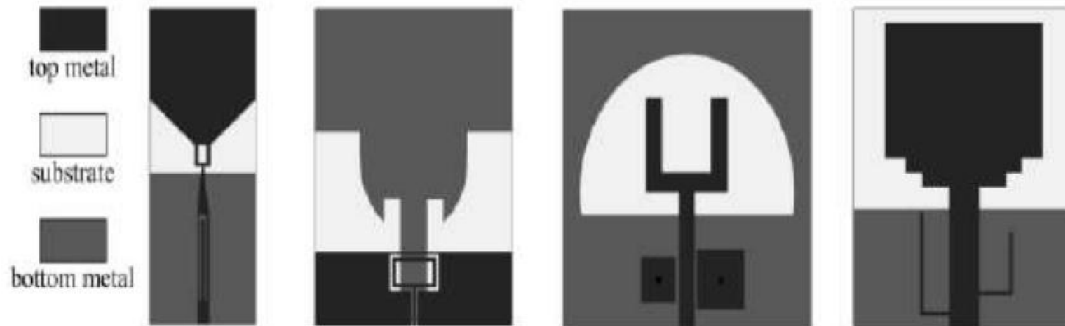


Figure II.30: Divers lignes de transmission stop-bande.

II.13.5 STUB PARASITE

Une autre technique généralement utilisée, semblable à la technique précédente, utilise une bande ou un stub parasite dans l'ouverture de l'antenne ou d'un patch voisin qui forme une structure résonnante et mène à un changement brusque de l'impédance dans la bande filtrée. Certaines structures sont présentées dans la figure II.31 [II.2].

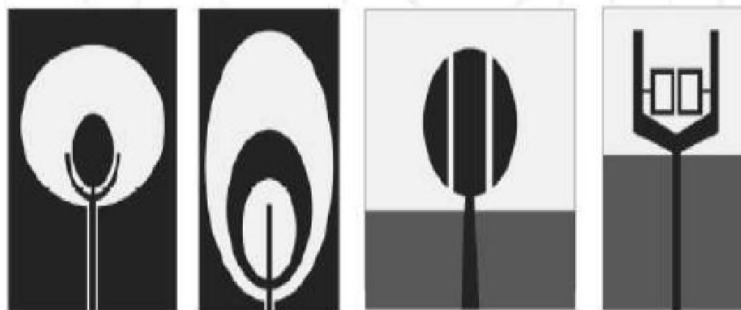


Figure II.31: Conception de bande filtrée avec divers stubs.

II.13.6 TECHNIQUES HYBRIDES

L'utilisation d'une seule technique de bande filtrée doit faire face à deux problèmes. Premièrement, il est relativement difficile de créer de multiples fréquences filtrées avec une bande filtrée pointue et étroite. Deuxièmement, les bandes filtrées multiples n'ont pas de moyen de se contrôler de façon indépendante du fait de la même technique. Par conséquent, diverses techniques de bande filtrée ont été associées pour réaliser le rejet des bandes WiMAX et

WLAN. Les techniques hybrides représentatives sont montrées dans la figure II.32, en ajoutant une bande parasite et une ligne de transmission stop-bande [II.2].

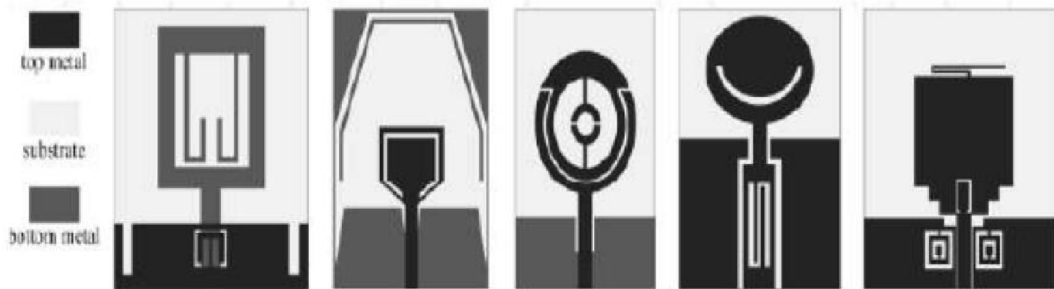


Figure II.32 : Techniques hybrides de la bande filtrée.

II.14 CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons présenté la technologie ULB d'une manière générale, ses caractéristiques, les nombreux domaines d'application. Nous avons présenté aussi différentes antennes existantes les plus connues, possédant des caractéristiques d'adaptation sur de très larges bandes de fréquences. Enfin nous avons discuté sur les différents techniques permettant de rejeter une bande de Antenne ULB.

II.15 REFERENCES

- [II.1] X.-C. Yin, C.-L. Ruan, S.-G. Mo, C.-Y. Ding and J.-H. Chu, « A compact ultra wide band microstrip antenna with multiple notches », Progress In Electromagnetics Research, 2008.
- [II.2] Amina. Larouciet , Soundous Rania. Maamri , « Conception et simulation d'une antenne imprimée planaire avec une bande rejetée », thèse de master , Université Kasdi Merbah Ouargla, Juin 2018.
- [II.3] SIWIAK, K, « Ultra-wideband radio: A new pan and positioning technology », IEEE Vehicular Technology Society News, Fevrier 2002.
- [II.4] HARMUTH, H.F « Generalized Concept of Frequency and Some Applications » , IEEE Transactions on Information Theory, Mai 1968.
- [II.5] FCC *1st Report and Order on Ultra-Wideband Technology*, February 2002.
- [II.6] L.BABOUR « Etude et conception d'antennes ultra large bande miniaturisées en impulsionnel » thèse de doctorat, Institut Polytechnique de Grenoble, juin 2009.
- [II.7] OUKEBDANE Mohamed et BELKACEM Mohamed « Etude des antennes ULB à bande de rejection en utilisant le résonateur en anneau fendu et son complémentaire », mémoire de master, Université Aboubakr Belkaïd Tlemcen, Juin 2017.

- [II.8] HIRT.W and PORCINO.D, « Ultra-Wideband Radio Technology: Potential and Challenges Ahead », IEEE Communications Magazine, Juillet 2003.
- [II.9] ECC, « Ultra-Wideband (UWB) technology in bands below 10.6 Hz », ECC decision of 24 march 2006 on the harmonised.
- [II.10] Mohamed Tabaa, « Conception d'un système de transmission ultra-large bande par impulsions orthogonales », Thèse de Doctorat, Novembre 2014, université de Lorraine.
- [II.11] ECMA, « High Rate Ultra Wide band PHY and MAC Standard », edition 2, Décembre 2007.
- [II.12] Soltane Samia , « *Etude et caractérisation d'antennes imprimées pour système ultralarge bande* », Mémoire de *magister*, Université Mohamed Khider Biskra, Novembre 2015.
- [II.13] KEBBAB RADHWANE, « Conception d'antennes ultra large bande en technologie imprimée », Thèse de magister, Université de Abou Bakr Belkaid Tlemcen, 2010.
- [II.14] Abdelmounaim, « Conception d'antennes ultra large bande (ULB) pour imagerie micro-onde », Mémoire de magister, Université Abou Bakr Belkaid Tlemcen, 2013.
- [II.15] Zitouni Ahmed, « Etude et conception d'antennes ULB standards et à bandes rejetées », Thèse de doctorat, Université de Abou Bakr Belkaid Tlemcen, juin 2014.
- [II.16] 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.
- [II.17] Xavier Begaud, « contribution à la recherche d'un système antenne pour la radio logicielle », mémoire d'habilitation à diriger des recherches , université pierre and marie curie , juin 2007.
- [II.18] C. N. Deshmukh, and V. T. Ingole, « Amplify and Forward Cooperative Diversity for Modified SV Model Based UWB Communication System », International Journal of Scientific Research Engineering & Technology (IJSRET), 2015.
- [II.19] Asma Ouardas, « Contribution à l'étude des systèmes Ultra Large Bande TH-UWB coopératifs », Thèse de doctorat, université Djillali Liabes Sidi- Bel-Abbes, Juillet 2018. [II.20] M. Z. Win and R. A. Scholtz , « Ultra-wideband width time-hopping spread spectrum impulse radio for wireless multipleaccess communications », IEEE Transaction on Communications, 2000.
- [II.21] S.M.S. SADOUGH, « A tutorial on ultra wideband modulation and detection schemes », Shahid Beheshti Univiversity Iran, April 2009.

- [II.22] B. R. Vojcic and R. L. Picholtz , « Direct-sequence code division multiple access for ultra-wide bandwidth impulse radio », in Proceeding of Military Communications Conference, Octobre 2003.
- [II.23] Ali CHAMI, « Miniaturisation et intégration d’antennes imprimées pour systèmes communicants ULB pulsés », thèse de doctorat, Université de Nice-Sophia Antipolis, novembre 2011.
- [II.24] S. Jogi and M. Choudhary, « Ultra Wideband Demystified–Technologies, Applications and System Design Considerations », River Publishers, 2009.
- [II.25] R. Aiello and A. Batra, « Ultra Wideband Systems -Technologies and Applications », Elsevier Inc, 2006.
- [II.26] *Standards ECMA*, December 2008. [Online]. Available: <http://www.ecmainternational.org/publications/standards/Ecma-368.htm>.
- [II.27] Nour Zaarour, « Conception et simulation d’une antenne imprimée Planaire avec une bande rejetée», mémoire de master, Université Kasdi Merbah Ouargla , Juin 2018.
- [II.28] N. Fortino, « conception et caractérisation d’antenne imprimées pour les systèmes ULB impulsions », thèse de doctorat, université de Nice-Sophia Antipolis, 2006
- [II.29] Jérémy Valteau , « Miniaturisation d’antennes très large bande pour applications spatiales», thèse de doctorat ,Université de Toulouse , Décembre 2016.
- [II.30] Serge Bories, « Conception et analyse des performances d’antennes pour les communications ultra large bande», thèse de doctorat, université Paris-Sud XI, octobre 2006.

Chapitre III

Simulation-Réalisation et Résultats

III.1 INTRODUCTION

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

Cela a initié la recherche des antennes dans diverses directions dont l'un est l'élément d'antenne en forme de fractale.

Cependant, la gamme de fréquence pour ces systèmes (ULB) cause des interférences avec des systèmes de communications existants, tels que le service WiMAX de 3.3 à 3.6 GHz; WLAN AUX Etats-Unis (5.15-5.35 GHz, 5.725-5.825 GHz), HIPERLAN/2 en Europe (5.15-5.35 GHz, 5.47-5.725 GHz). Ainsi, les antennes ULB avec une caractéristique à bande rejetée (filtrée) sont très recommandées [III.4].

Dans ce chapitre, on va proposer deux structures d'antenne fractale ultra large bande, ayant une bande rejetée, pour des applications ULB. Les deux structures proposées se composent successivement d'un patch hexagonal et octogonal, avec un fractal de koch sur les bornes extérieures. Ces deux prototypes possèdent un plan de masse partiel, alimentés par ligne microruban et deux fentes en forme circulaire et rectangulaire (forme U) successivement insérées dans l'élément rayonnant.

Les différents résultats de simulation des deux antennes sont réalisés à l'aide du logiciel de simulation électromagnétique CST MWS (Computer Simulation Technology MicroWave Studio).

Après toute une étude paramétrique, qui nous a permis de voir l'influence des différents paramètres géométrique des deux antennes, on a pu fixer les idées sur les bandes à rejeter, pour la première antenne c'est la bande WLAN AUX Etats-Unis (5.15-5.35 GHz, 5.725-5.825) GHz et pour la deuxième antenne c'est la bande WIMAX [3.3-3.6] GHz.

Enfin une réalisation des deux prototypes d'antenne est effectuée pour valider nos résultats.

III.2 DESCRIPTION DU LOGICIEL DE SIMULATION

CST MicroWave Studio est un logiciel de simulation électromagnétique de structure passives en 3 Dimensions basée sur la résolution des équations de Maxwell suivant la technique des équations intégrales (Finite Intégration Technique). Cette méthode numérique offre une discrétisation de l'espace permettant la description directement en 3 Dimensions de tous les composants des systèmes décrits, ce qui lui permet d'être appliqué à de nombreux problèmes électromagnétiques allant de la statique aux hyperfréquences en analyses temporelle et fréquentielle. De plus, contrairement à la plupart des logiciels de simulation électromagnétique, CST, d'une part sa méthode, discrétise la forme intégrale des équations de Maxwell plutôt que leurs formes différentielles. La méthode est une caractéristique clé de CST Microwave qui approche est donne le choix de type de simulateur ou un treillis qui est le mieux adapté à un problème particulier [III.5].

CST Microwave Studio fait partie de la CST DESIGN STUDIO suite, et offre un certain nombre de solveurs différents pour différents types d'application. Étant donné aucune méthode ne fonctionne aussi bien dans tous les domaines d'application.

- **Un solveur fréquentiel :** Comme le solveur transitoire, il est constitué d'un solveur général basé sur une méthode fréquentielle. Selon la structure étudiée, le maillage peut être cartésien [III.6].

- **Un solveur temporel :** Le solveur temporel permet la simulation des structures de comportements à large plage de fréquence [III.7].

- **Un solveur multi-layer (multicouche) :** le solveur multicouche est un résolveur plein onde 3D basé sur la méthode des moments (MOM). Le solveur multicouche utilise une technique intégrale de surface et il est optimisé pour la simulation de structure hyperfréquences planaires. Le solveur multicouche Inclut une fonction d'analyse de mode caractéristique(CMA) qui calcule les modes pris en charge par une structure [III.8].

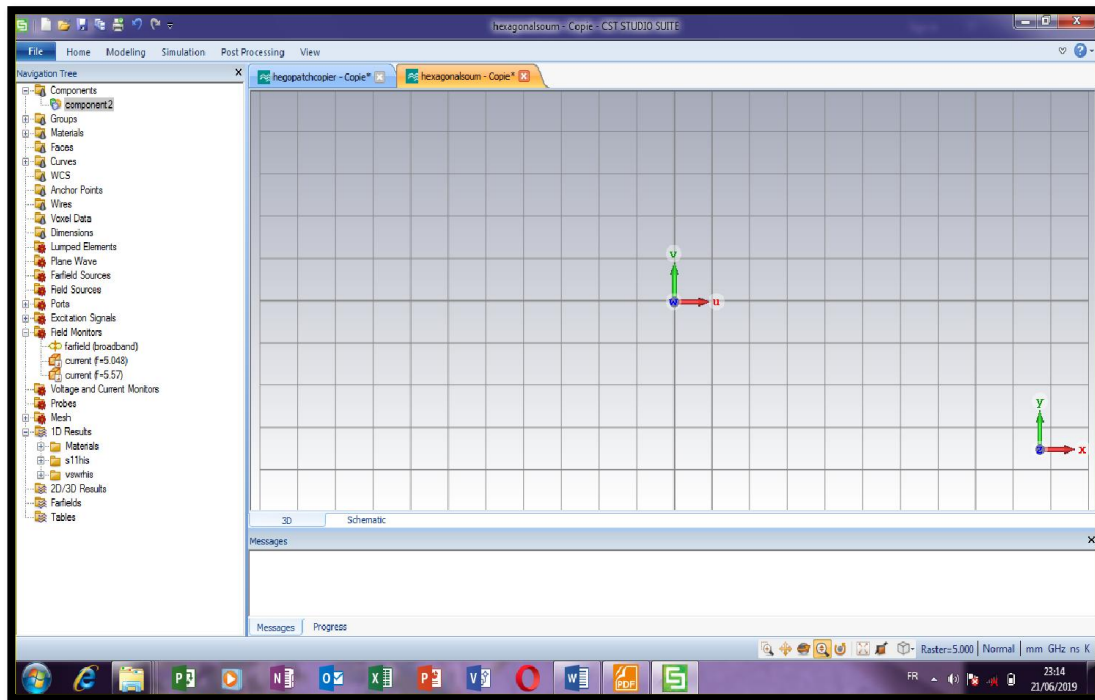


Figure III.1 : Description du CST.

IV.3 ANTENNE HEXAGONALE

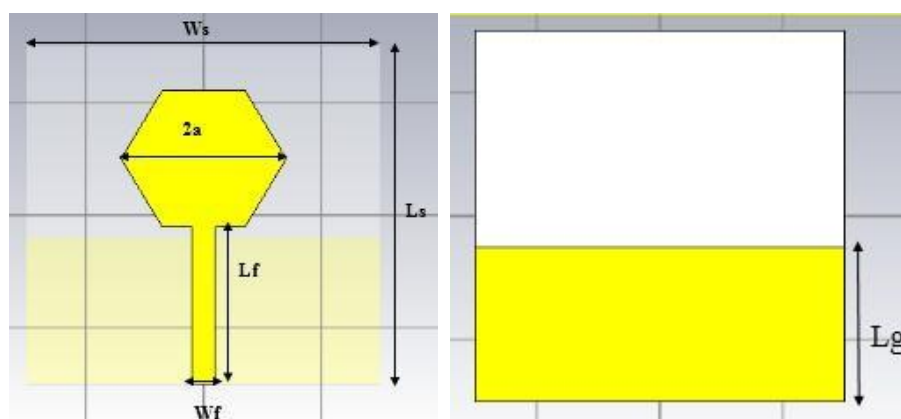
III.3.1 ETUDE ET CONCEPTION D'UNE ANTENNE HEXAGONALE DE BASE

L'antenne imprimée ultra large bande choisie est de forme hexagonale alimentée par ligne micro-ruban. La figure III.2 représente la géométrie de cette antenne qui est constituée d'un patch hexagonale imprimé d'épaisseur $t=0.035$ sur un substrat de type FR-4 (lossy), et un plan de masse rectangulaire de l'autre côté du substrat qui est caractérisé par une constante diélectrique $\epsilon_r=4.3$, de tangente de pertes $\tan \delta= 0.02$ et d'épaisseur $h = 1.5mm$.

Toutes les dimensions de cette antenne sont optimisées et présentées dans le tableau ci-dessous [III.9] :

Ws[mm]	Ls[mm]	a[mm]	Lf[mm]	Wf[mm]	Lg[mm]
30	30	7	14.5	2	12.5

Tableau III.1: Les dimensions de l'antenne hexagonale de base.



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

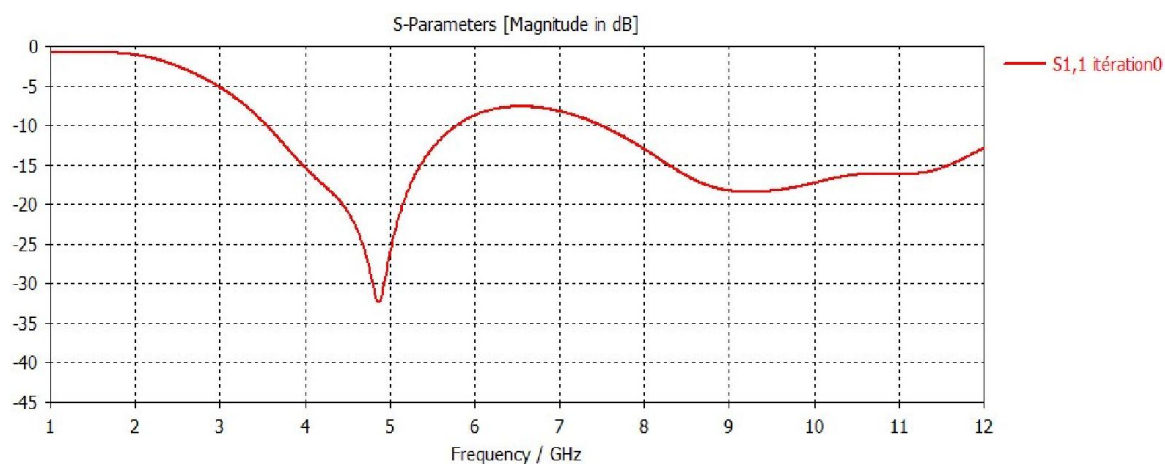


Figure III.3 : La variation du coefficient de réflexion S11 de l'antenne hexagonale en fonction de la fréquence pour l'itération 0.

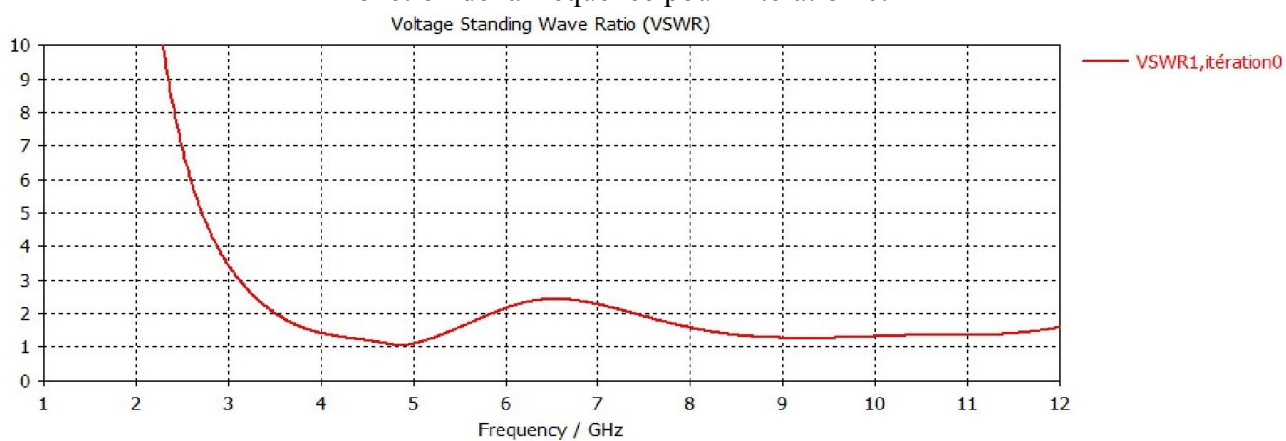


Figure III.4: La variation de taux d'onde stationnaire VSWR de l'antenne hexagonale en fonction de la fréquence pour l'itération 0.

La figure III.3 et III.4 montrent une bonne adaptation (-32dB) à la fréquence 4.8 GHz et une désadaptation dans la bande [5.8-7.4] GHz .

III.3.2 EFFET DU FRACTALE SUR L'ANTENNE HEXAGONALE

A partir de l'antenne de base, on propose de faire appliquer le fractale de Koch sur le patch pour voir son effet sur l'antenne.

Les trois premières itérations sont montrées sur la figure III.5.

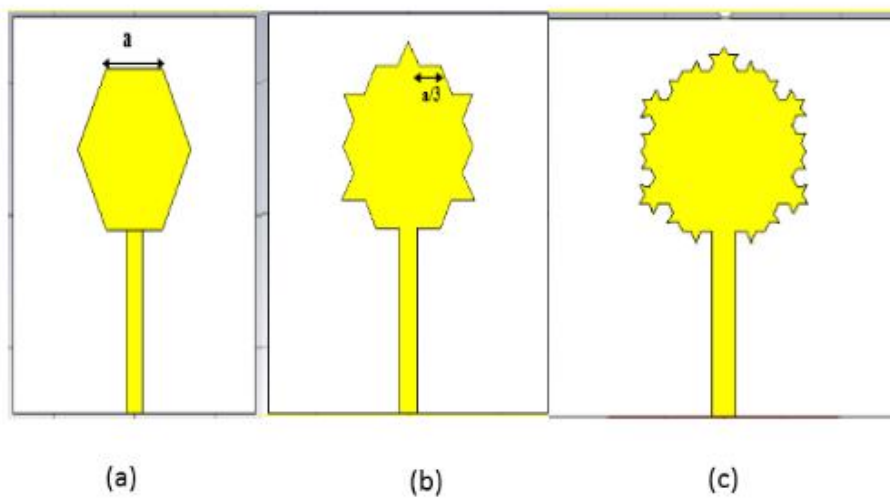


Figure III.5: Les trois premières itérations de l'antenne hexagonale (a) itération 0, (b) itération 1, (c) itération 2.

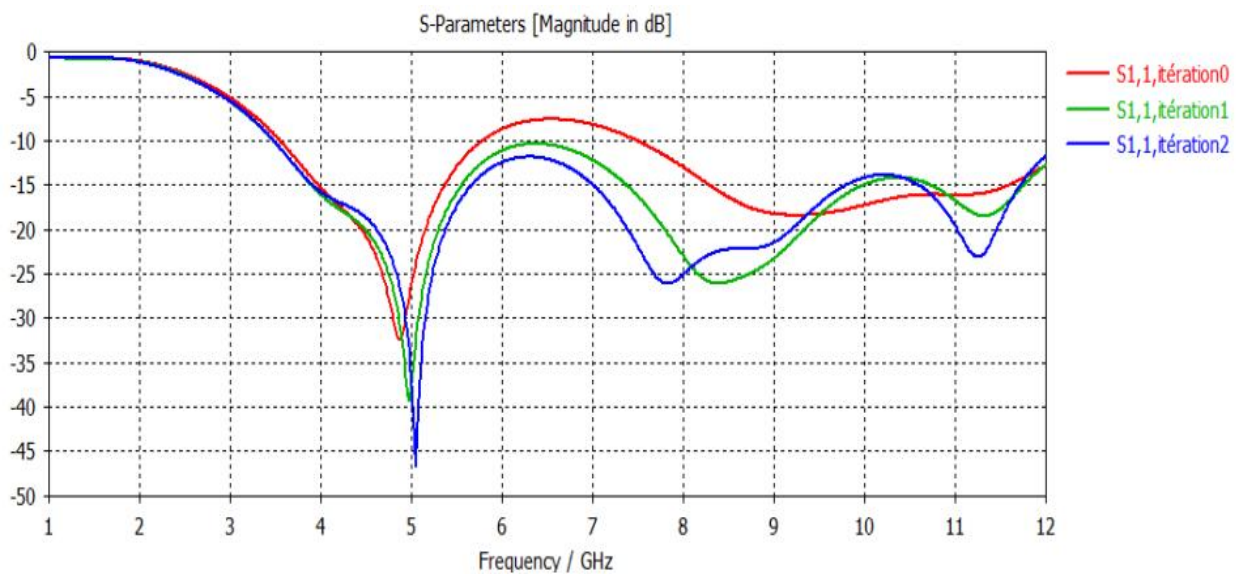


Figure III.6 : Comparaison entre les trois itérations de l'antenne hexagonale en termes de coefficient de réflexion S₁₁.

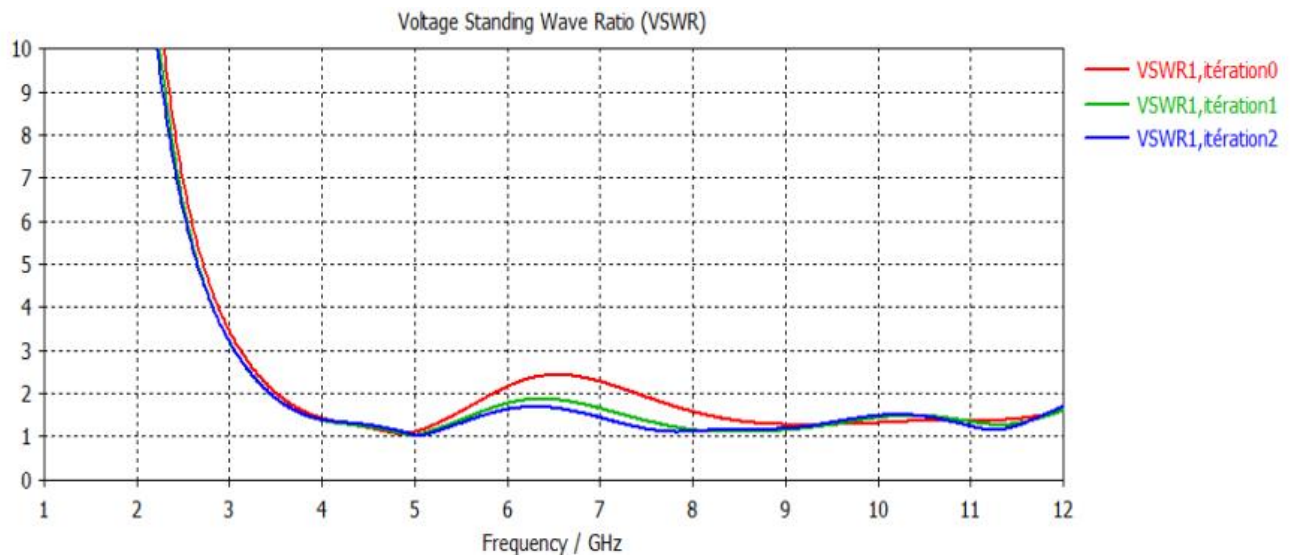


Figure III.7: Comparaison entre les trois itérations de l'antenne hexagonale en termes de taux d'onde stationnaire VSWR.

On remarque d'après les figures III.6 et III.7 qu'à chaque fois on augmente les itérations du fractal on obtient une bonne adaptation (jusqu'à -46dB) pour l'itération 2, et notre antenne devient Ultra Large Bande [3.5-12] GHz.

III.3.3 ETUDE ET CONCEPTION D'UNE ANTENNE HEXAGONALE ULB A BANDE REJETEE

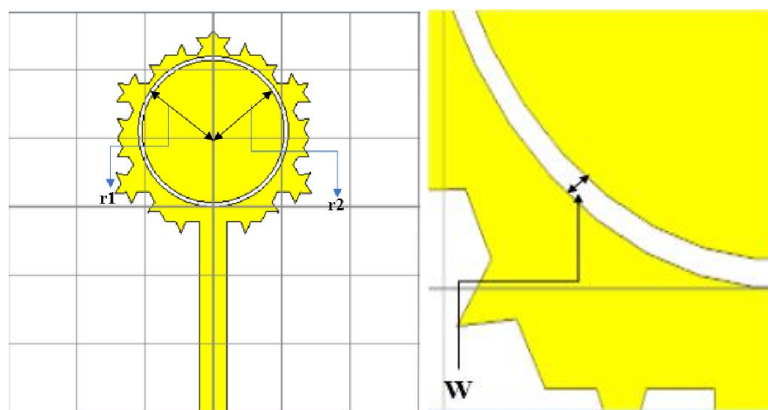


Figure III.8 : La structure de l'antenne hexagonale ULB à bande rejetée.

La gamme de fréquence pour les systèmes (ULB) cause, dans certains cas, des interférences aux systèmes de communications radio existants, tels que le service WLAN aux Etats-Unis (5.15-5.35 GHz, 5.725-5.825 GHz). Pour remédier ce problème d'interférences, des modifications peuvent être faites par la création d'une fente circulaire sur le patch de l'antenne précédente afin de rejeter une bande.

La géométrie de l'antenne obtenue est représentée dans la Figure III.8. Les paramètres de la fente sont : c : la position de la fente, W : l'épaisseur de la fente, $r1$: le rayon extérieure et $r2 = r1 - W$ (rayon intérieure).

III.3.4 ETUDE PARAMETRIQUE

Nous étudierons ici l'influence des différents paramètres géométriques sur le coefficient de réflexion et le taux d'onde stationnaire de l'antenne. Pour cela certains paramètres géométriques de l'antenne seront modifiés, afin de voir leurs influences sur les performances de l'antenne et d'obtenir le résultat souhaité.

III.3.4.1 Effet de la position de la fente circulaire « c »

Pour bien voir l'influence du paramètre « c » sur les caractéristiques de l'antenne, on fixe $r1 = 5.1$ mm et $W = 0.9$ mm et nous allons varier la position de la fente « c » suivant l'axe OY. A chaque position on prélève le coefficient de réflexion et le taux d'onde stationnaire. Les valeurs de la position « c » sont données dans le tableau suivant :

Paramètres	c1	c2	c3	c4
Valeurs en(mm)	4.9	5.1	5.3	5.5

Tableau III.2: Les différentes valeurs de position c.

Les résultats de simulation pour le coefficient de réflexion et le VSWR pour différentes valeurs de la position « c » sont donnés sur la figure III.9 et la figure III.10.

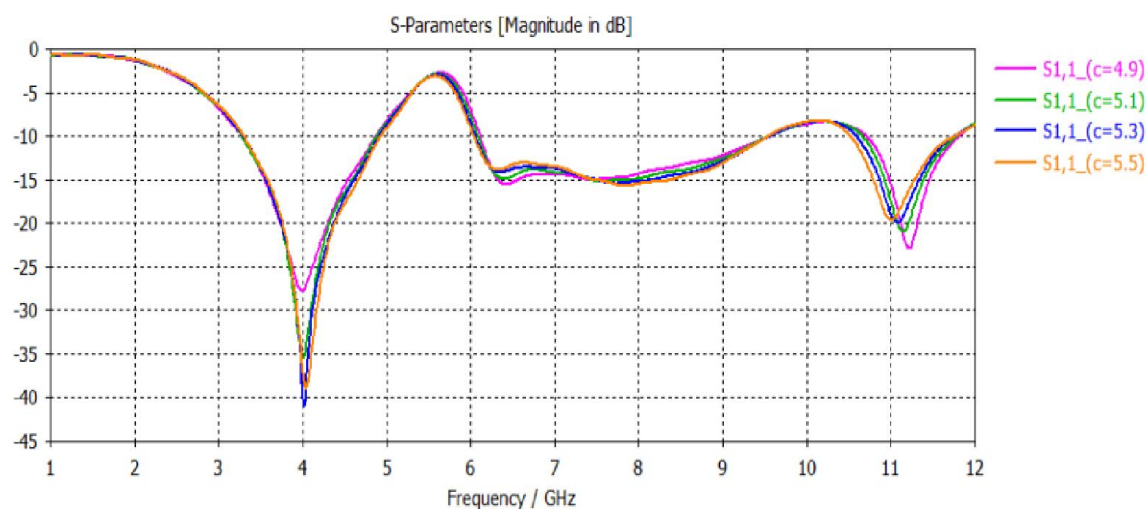


Figure III.9: Coefficient de réflexion de l'antenne hexagonale pour les différentes valeurs de la position c.

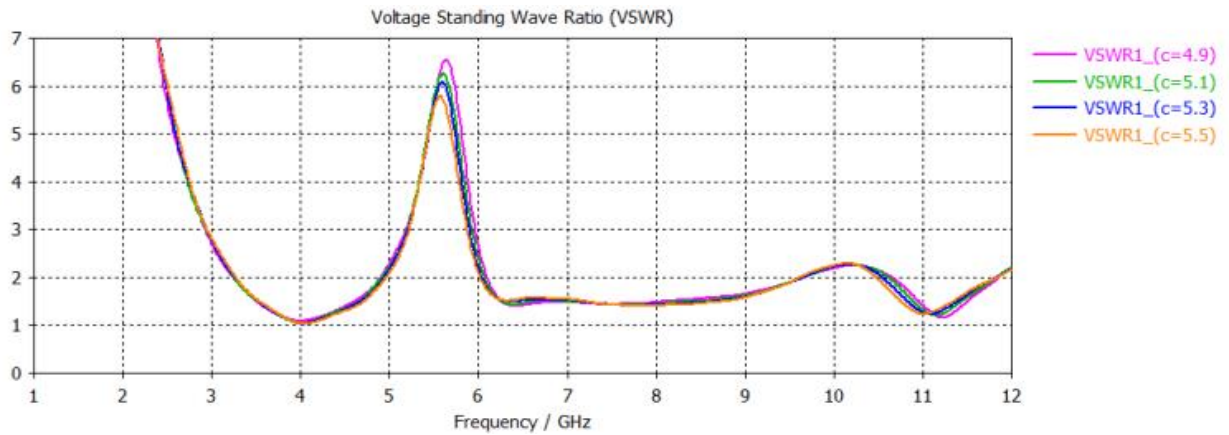


Figure III.10: Taux d'onde stationnaire de l'antenne hexagonale pour les différentes valeurs de la position « c ».

On peut voir d'après les figures III-9 et III-10 que le coefficient de réflexion et le taux d'onde stationnaire restent les mêmes quand la position « c » change de 4.9 mm à 5.5mm, donc la bande rejetée n'est pas sensible à ce paramètre. Et le tableau III-3 résume l'étude paramétrique du paramètre « c ».

Paramètres	c1	c2	c3	c4
Bande passante: $ S_{11} \leq -10\text{dB}$ (ou $\text{VSWR} \leq 2$) (GHz)	[3.28,11.78]	[3.28,11.78]	[3.28,11.78]	[3.28,11.78]
Bande passante relative (%)	112.88	112.88	112.88	112.88
Bande rejetée: $ S_{11} \geq -10\text{dB}$ (ou $\text{VSWR} \geq 2$) (GHz)	[4.870, 6.118]	[4.870,6.084]	[4.917, 6.060]	[4.912, 6.056]
$ S_{11} $ minimal (dB)	-27.695	-35.458	-41.02	-39.012
Désadaptation (VSWR max)	6.55	6.08	6.08	5.78

Tableau III.3: Résultats du coefficient de réflexion ainsi que le VSWR pour différentes valeurs de « c ».

III.3.4.2 Effet de l'épaisseur de la fente « W »

On fixe le paramètre « c » à la position 5.5 mm et le rayon extérieure r_1 à 5.1 mm. La variation de l'épaisseur «W» est donnée dans le tableau III.4.

Paramètres	W1	W2	W3
Valeurs en (mm)	0.3	0.6	0.9

Tableau III.4 : Les différentes valeurs de l'épaisseur W.

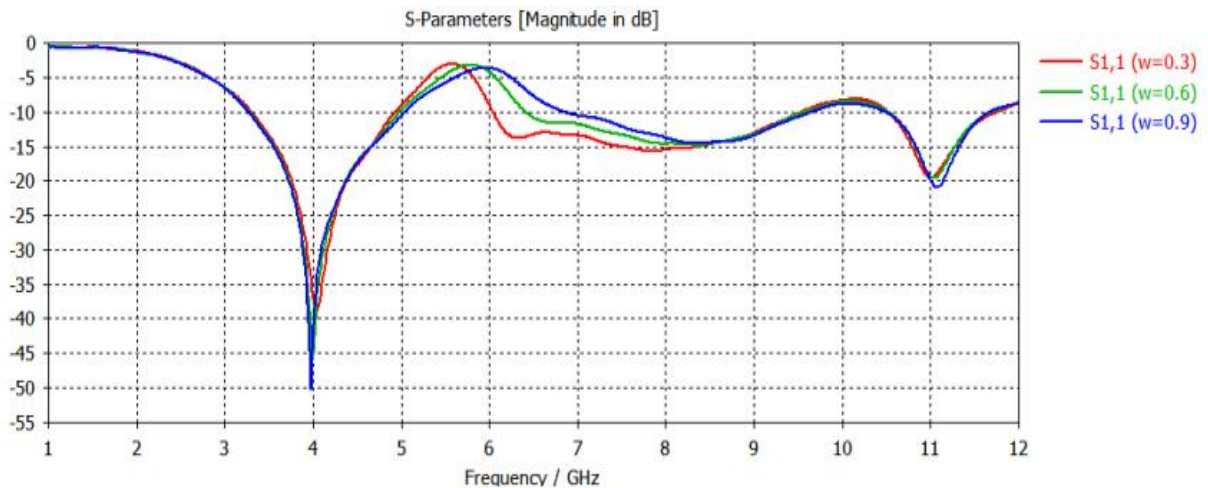


Figure III.11: Coefficient de réflexion de l'antenne hexagonale pour les différentes valeurs de l'épaisseur W.

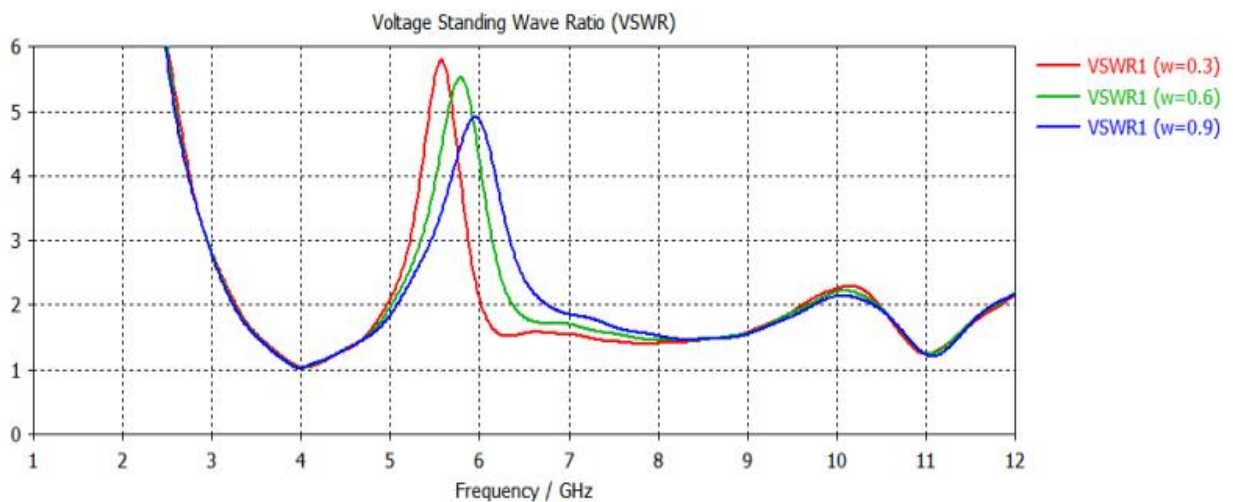


Figure III.12: Taux d'onde stationnaire de l'antenne hexagonale pour les différentes valeurs de l'épaisseur W.

D'après les figures III.11 et III.12, on peut remarquer qu'à chaque fois on augmente l'épaisseur de la fente circulaire, la bande rejetée se décale vers les fréquences supérieures avec élargissement.

Le cas $W1=0.3$ mm est le plus favorable pour rejeter le service WLAN aux Etats-Unis (5.15-5.825 GHz).

On peut résumer ces résultats dans le tableau III-5.

Paramètres	W1	W2	W3
Bande passante : $ S_{11} \leq -10\text{dB}$ (ou $\text{VSWR} \leq 2$) (GHz)	[3.310,11.611]	[3.310,11.611]	[3.310,11.611]
Bande passante relative (%)	111.26	111.26	111.26
Bande rejetée : $ S_{11} \geq -10\text{dB}$ (ou $\text{VSWR} \geq 2$) (GHz)	[5, 6.118]	[5.109, 6.415]	[5.198, 6.745]
$ S_{11} $ minimal (dB)	-38	-43	-50
Désadaptation (VSWR max)	5.8	5.5	4.9

Tableau III.5: Résultats du coefficient de réflexion ainsi que le VSWR pour différentes valeurs de W.

III.3.4.3 Effet du rayon extérieur « r1 »

Dans la dernière partie, nous allons étudier l'influence du rayon extérieur de la fente.

Les valeurs des variations de ce rayon sont données dans le tableau III.6.

Paramètres	r1(1)	r1(2)	r1(3)
Valeurs en (mm)	5	5.3	5.5

Tableau III.6: Les différentes valeurs du rayon extérieur r1.

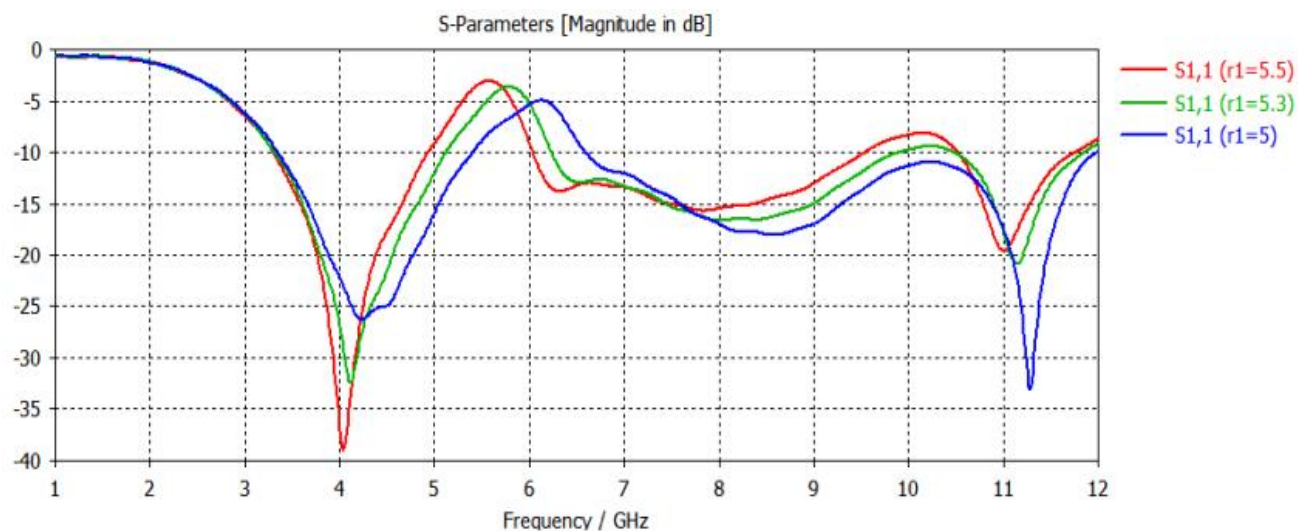


Figure III.13: Coefficient de réflexion de l'antenne hexagonale pour les différentes valeurs du rayon extérieur r_1 .

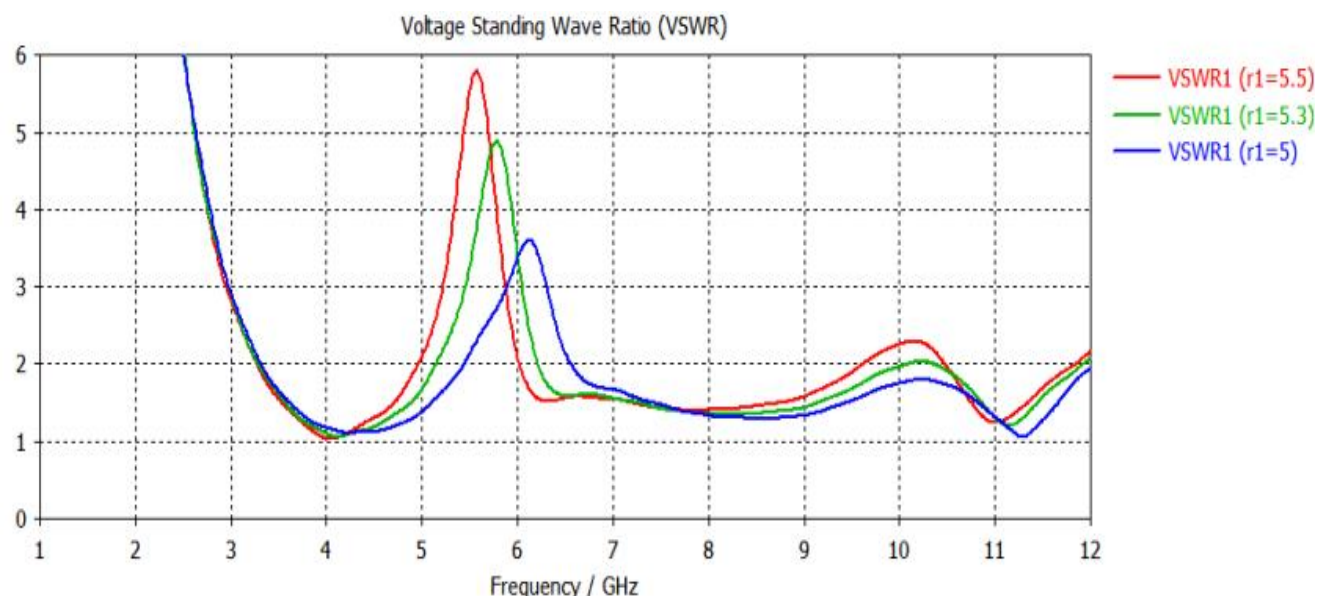


Figure III.14: Taux d'onde stationnaire de l'antenne hexagonale pour les différentes valeurs du rayon extérieur r_1 .

D'après les figures III.13 et III.14, on peut remarquer qu'à chaque fois on augmente le rayon extérieur de la fente « r_1 », la bande rejetée se décale vers les fréquences inférieures.

Le cas $r_1(3) = 5.5$ mm est le plus favorable.

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

Paramètres	r1(1)	r1(2)	r1(3)
Bande passante: $ S_{11} \leq -10\text{dB}$ (ou $VSWR \leq 2$) (GHz)	[3.210,12]	[3.210,11.912]	[3.210,11.811]
Bande passante relative (%)	115.58	115.09	114.51
Bande rejetée : $ S_{11} \geq -10\text{dB}$ (ou $VSWR \geq 2$) (GHz)	[5.410,6.510]	[5.120,6.223]	[4.96,6.02]
$ S_{11} $ minimal (dB)	-26.140	-32.891	-39.895
Désadaptation (VSWR max)	3.6	4.9	5.78

Tableau III.7: Résultats du coefficient de réflexion ainsi que le VSWR pour différentes valeurs de r1.

III.3.5 L'ANTENNE PATCH DE FORME HEXAGONAL OPTIMISEE

A partir des études paramétriques menées précédemment, nous pouvons déduire les paramètres finaux qui donnent une antenne imprimée fractale ULB afin de rejeter la bande WLAN AUX Etats-Unis (5.15-5.35 GHz, 5.725-5.825) GHz, qui sont montrés dans le tableau ci-dessous.

Paramètres	Ws	Ls	a	Lf	Wf	Lg	W	c	r1
Dimensions (mm)	30	30	7	14.5	2	12.5	0.3	5.5	5.5

Tableau III.8: Dimensions de l'antenne hexagonale optimisée.

III.3.6 COMPARAISON ENTRE LES DIFFERENTES PARAMETRES DE L'ANTENNE HEXAGONALE AVANT ET APRES REJECTION DES BANDES

✓ **Coefficient de réflexion**

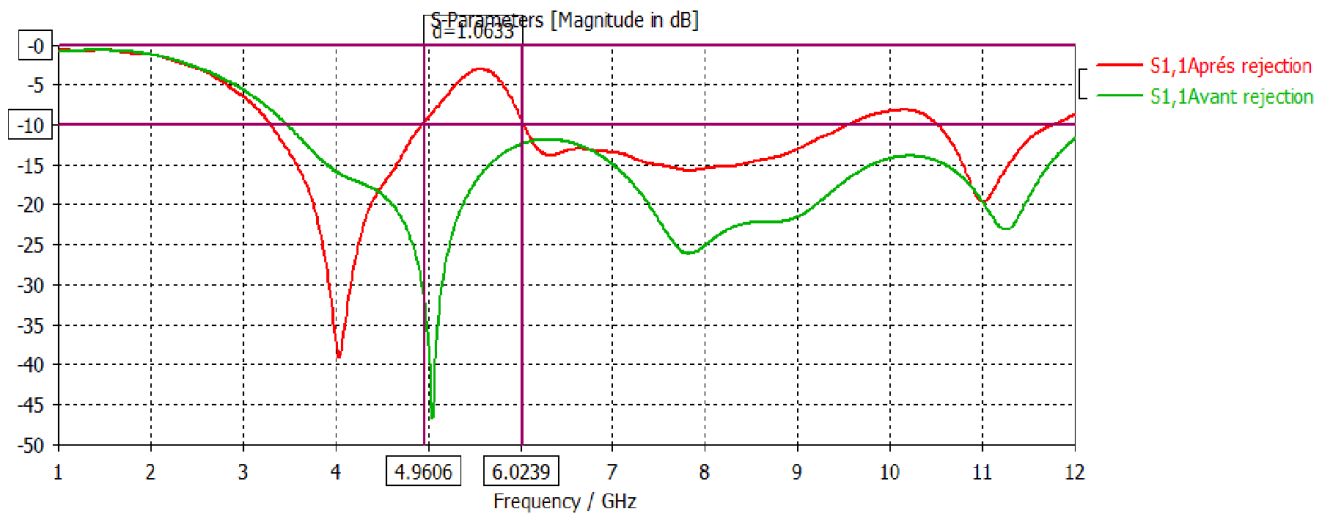


Figure III.15 : La variation du coefficient de réflexion S11 de l'antenne hexagonale en fonction de la fréquence avant et après rejection.

✓ **Taux d'onde stationnaire**

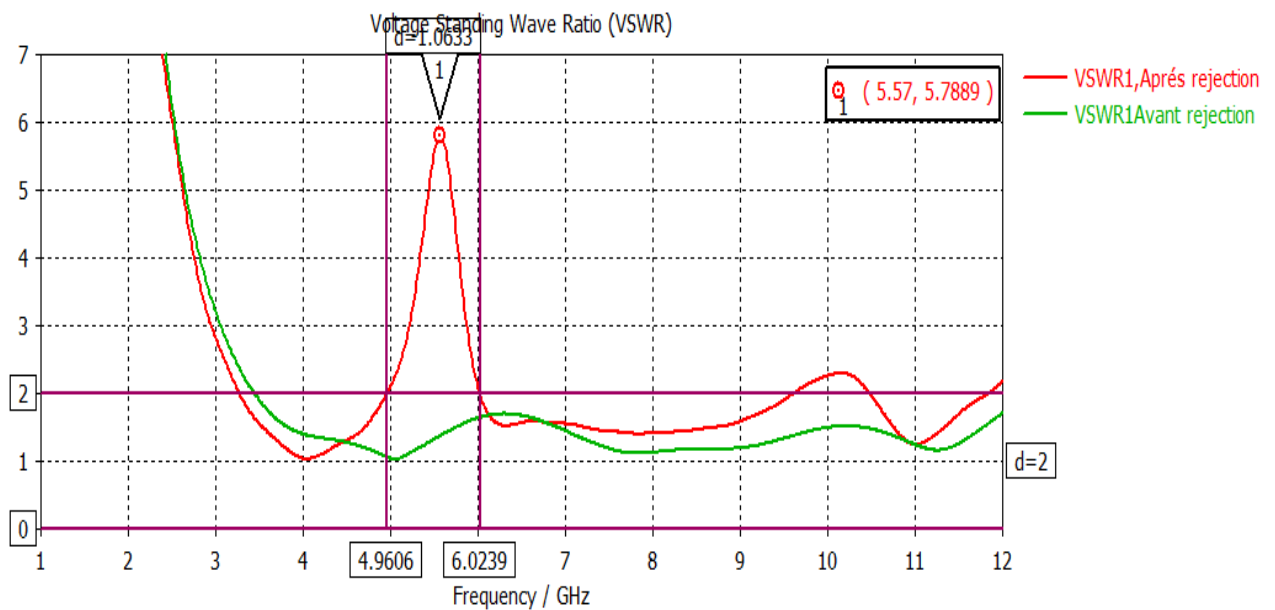


Figure III.16 : La variation du taux d'onde stationnaire (VSWR) de l'antenne hexagonale en fonction de la fréquence avant et après rejection.

D'après La figure III.15 et la figure III.16, on remarque qu'il s'agit d'une bande rejetée autour de [4.9606-6.0239] GHz.

➤ **Diagramme de rayonnement**

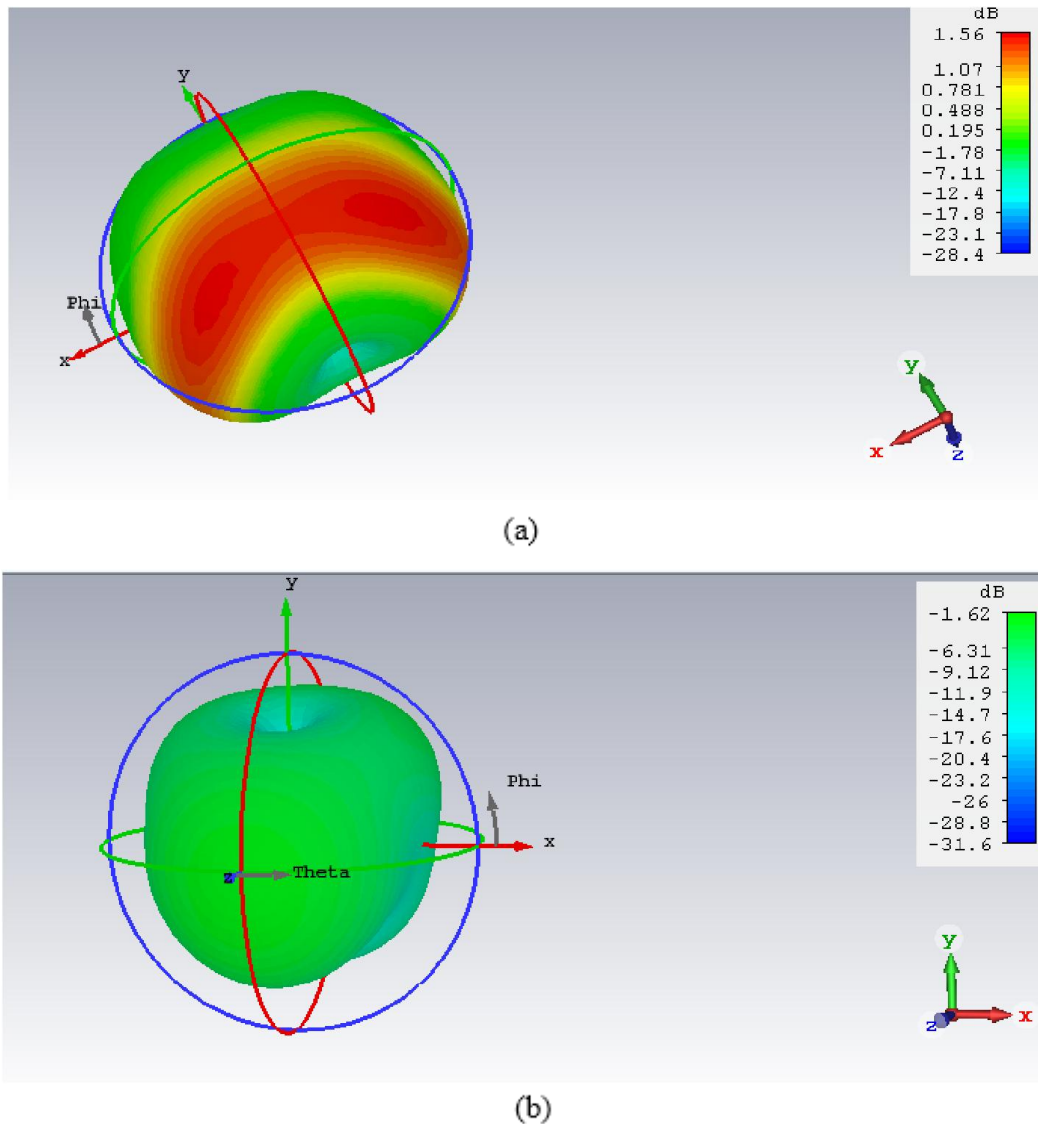


Figure III.17 : Diagramme de rayonnement en 3D avant et après rejection pour $f=5.57$ GHz
(a) : avant rejection, (b) : après rejection.

La figure III.17 présente le diagramme de rayonnement en 3D de l'antenne hexagonale avant et après rejection pour une fréquence qui appartienne à la bande rejetée ($f=5.57$ GHz). Il est clair que le rayonnement de l'antenne avant rejection est de la forme d'une antenne monopôle. Par contre après rejection le rayonnement de l'antenne est plus faible et se propage dans tout les directions.

➤ L'efficacité

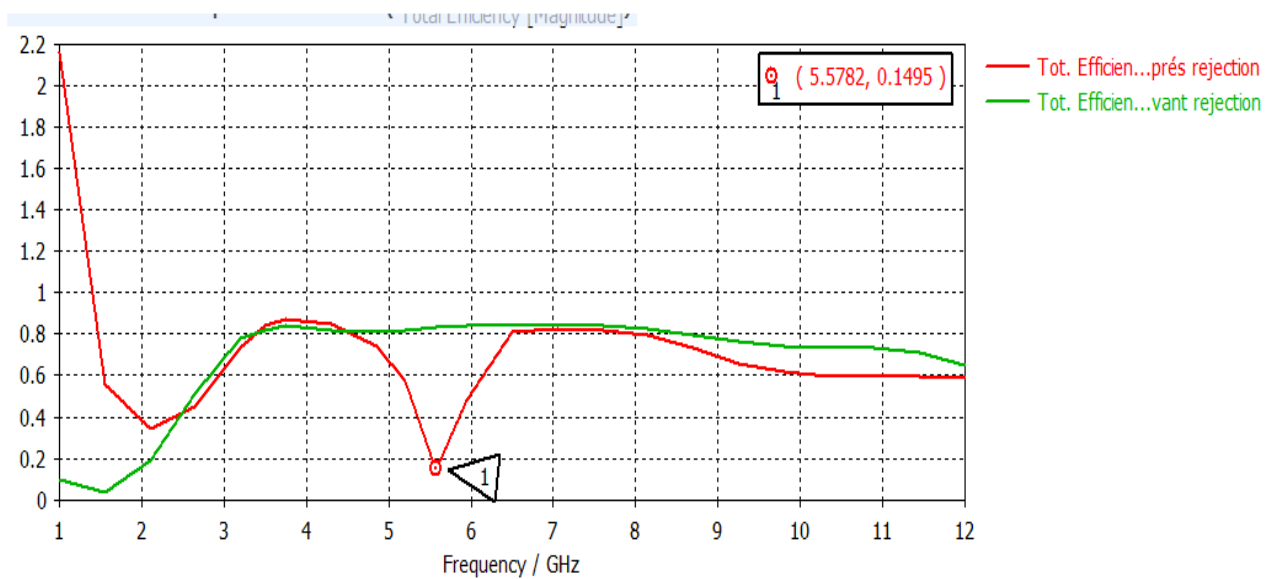


Figure III.18: L'efficacité de l'antenne hexagonale en fonction de la fréquence avant et après la rejection.

➤ Le Gain

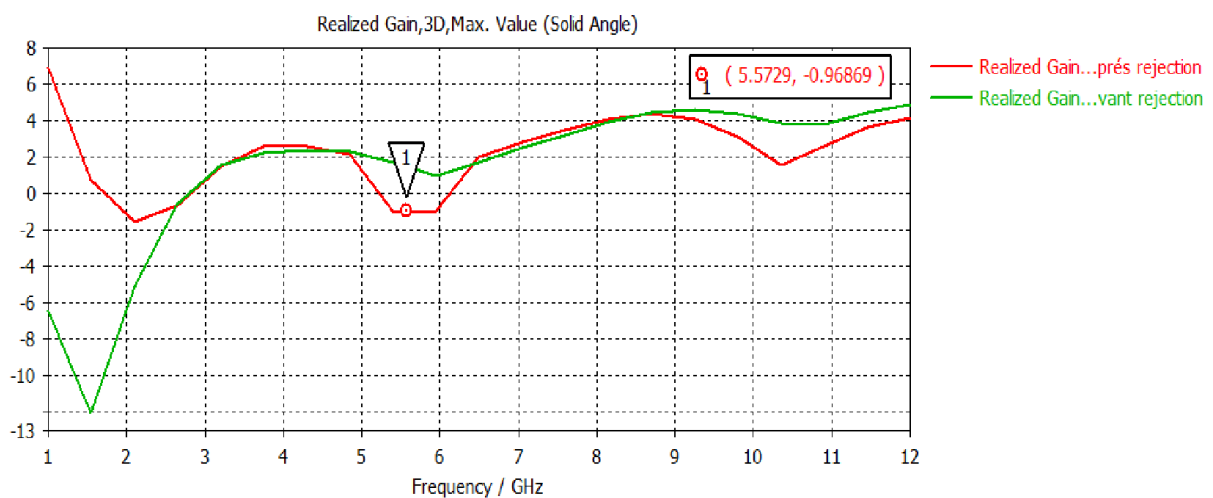


Figure III.19: Le Gain de l'antenne hexagonale en fonction de la fréquence avant et après la rejection.

D'après Les figures III. 18, III.19, On remarque une diminution du gain et de l'efficacité autour de la bande rejetée [4.9606-6.0239] GHz, avec un pic de l'efficacité à 0.14 et pour un pic de gain à -0.96 dB.

➤ **La distribution de la densité de courant**

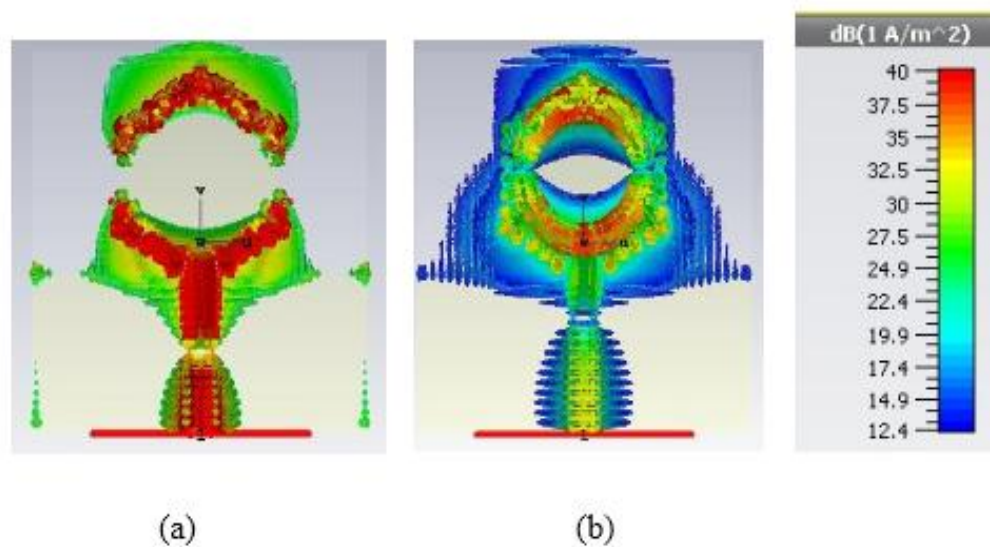


Figure III.20 : La distribution de la densité de courant pour la fréquence 5.57 (a) : avant la rejection, (b) : après la rejection.

D'après la figure III.20, on remarque que l'antenne avant rejection présente une bonne distribution de courant (radiation), par contre une absence de radiation après la rejection de bande c'est-à-dire l'antenne ne rayonne pas.

III.4 ANTENNE OCTOGONALE

III.4.1 ETUDE ET CONCEPTION D'UNE ANTENNE OCTOGONALE DE BASE

L'antenne imprimée ultra large bande choisie est de forme octogonale alimentée par ligne micro-ruban. La géométrie de cette antenne est donnée à la figure III.21. L'antenne est constituée d'un patch octogonale imprimé d'épaisseur $t=0.035$ mm sur un substrat de type FR4 (lossy) de permittivité relative $\epsilon_r = 4.3$, de tangente de perte $\tan\delta = 0.02$ et d'épaisseur $h=1.5$ mm et de taille 30x30 mm, le plan de masse est un plan partiel imprimé sur la surface de dessous du substrat.

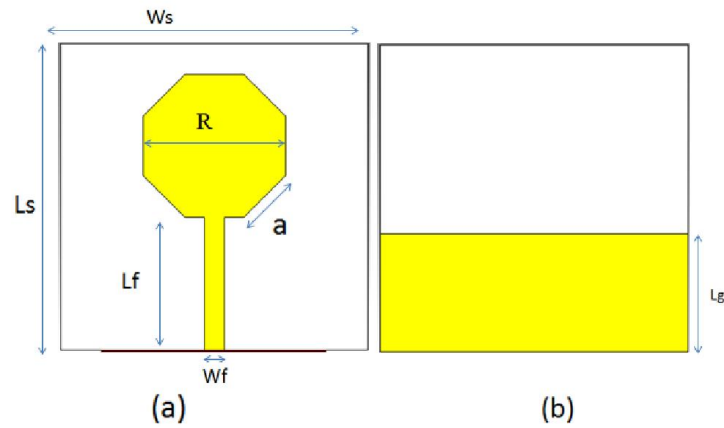


Figure III.21 : Antenne octogonale de base (a) : vue de dessus, (b) : vue de dessous.

III.4.2 EFFET DE LA LARGEUR DE LA LIGNE

On prend différents valeurs de la largeur de la ligne (W_f)

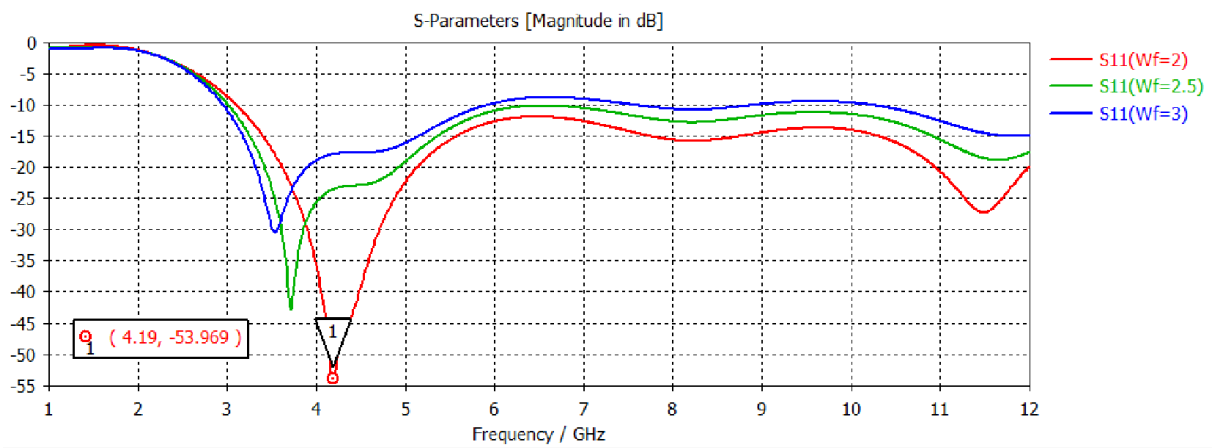


Figure III.22 : La variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence pour les différentes valeurs du W_f de l'antenne octogonale.

D'après la figure II.22, nous constatons que la diminution de largeur de la ligne implique une bonne adaptation de l'antenne donc on prend la valeur optimisée pour $W_f=2$ mm.

Les paramètres de l'antenne sont inspirés de la référence [III.9] et sont optimisés et regroupés dans le tableau III.9.

W_s [mm]	L_s [mm]	R [mm]	a [mm]	W_f [mm]	L_f [mm]	L_g [mm]
30	30	14	5.8	2	12.9	11.5

Tableau III.9 : Paramètres géométriques de l'antenne octogonale de base.

Ces résultats montrent que pour $W_f=2$ l'antenne présente un caractère ultra large bande et dépasse la bande du FCC [3.1-10.6] GHz, avec une bonne adaptation où le coefficient de réflexion est inférieur à -10 dB, un coefficient de réflexion minimale de -53.969 dB est obtenu à la fréquence 4.19 GHz.

A partir de cette antenne de base, on propose de faire appliquer une structure fractale qui est le fractale de koch dans le but d'obtenir une antenne ultra large bande fractale à bande rejetée.

III.4.3 EFFET DU FRACTALE SUR L'ANTENNE OCTOGONALE

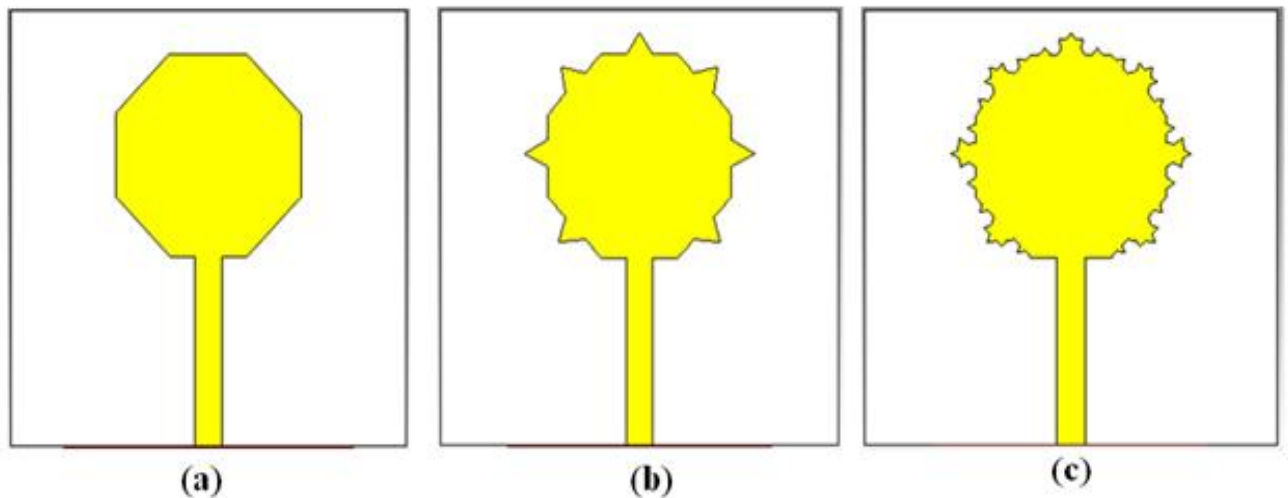


Figure III.23: Les trois premières itérations de l'antenne octogonale (a) antenne de base , (b) itération1,(c) itération2.

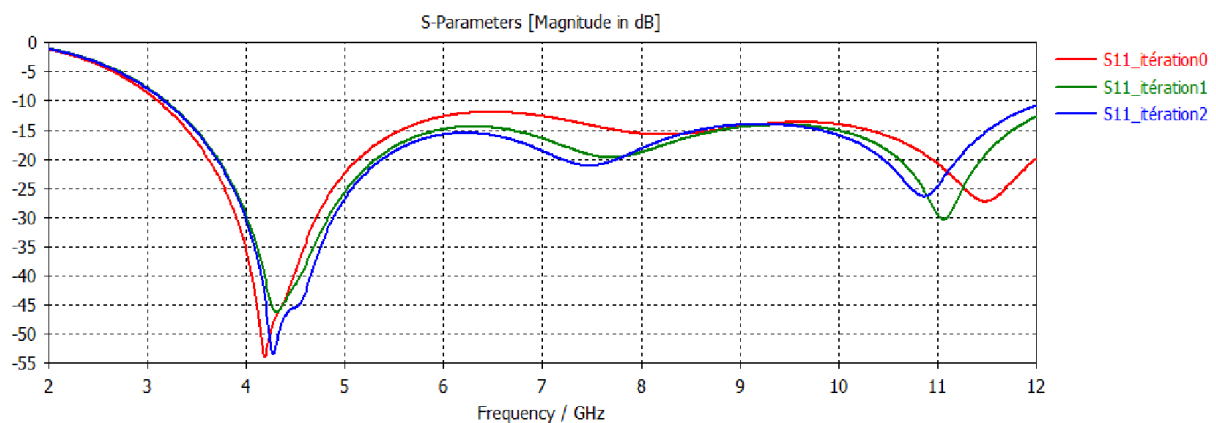


Figure III.24: Comparaison entre les trois premières itérations de l'antenne octogonale selon le coefficient de réflexion S11.

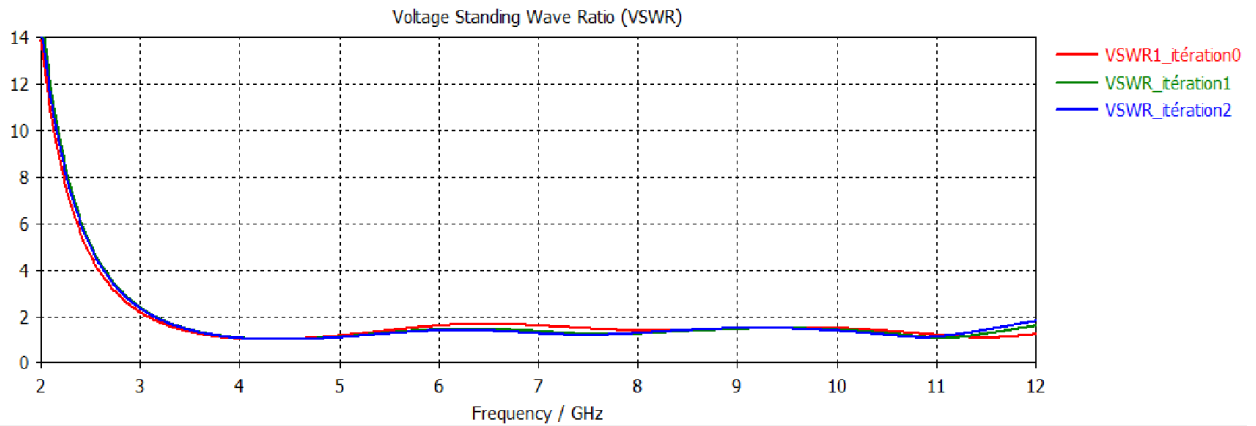


Figure III.25: Comparaison entre les trois premières itérations de l'antenne octogonale selon le taux d'onde stationnaire VSWR.

D'après les figures III.24 et III.25, on peut dire que l'application du fractale permet d'améliorer l'adaptation de l'antenne tout en gardant le caractère ULB.

III.4.5 ETUDE ET CONCEPTION D'UNE ANTENNE OCTOGONALE ULB A BANDE REJETEE

La bande de fréquence utiliser par les systèmes ULB est commune avec des autres systèmes de communication telle que le WIMAX, WLAN...

Donc la caractéristique de bande rejetée est nécessaire pour éviter l'interférence entre les systèmes. Nous avons parlé dans le chapitre précédent des techniques de suppression des bandes et d'après elles nous avons choisi la méthode d'insertion des fentes.

Notre travail est basé sur l'insertion d'une fente de forme « U » au niveau du patch, cette fente est définit par leur épaisseur « k » et leur longueur « b ».

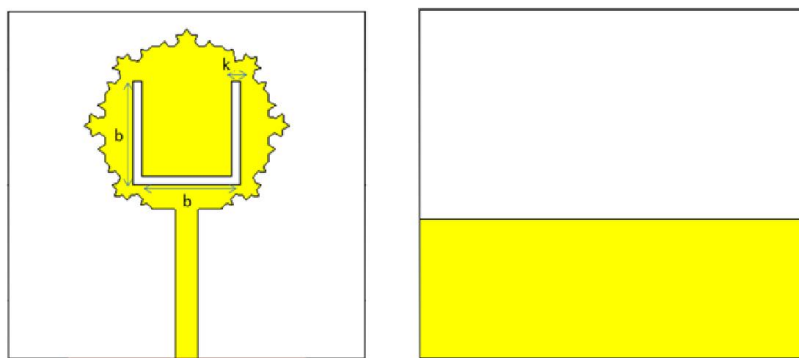


Figure III.26: Insertion de fente sur l'élément rayonnant de l'antenne octogonale.

III.4.6 ETUDE PARAMETRIQUE DE LA FENTE

Pour un premier temps on va prendre $k=0.5$ mm et on va varier la longueur b de la fente pour supprimer une bande.

III.4.6.1 Effet du longueur de fente « b »

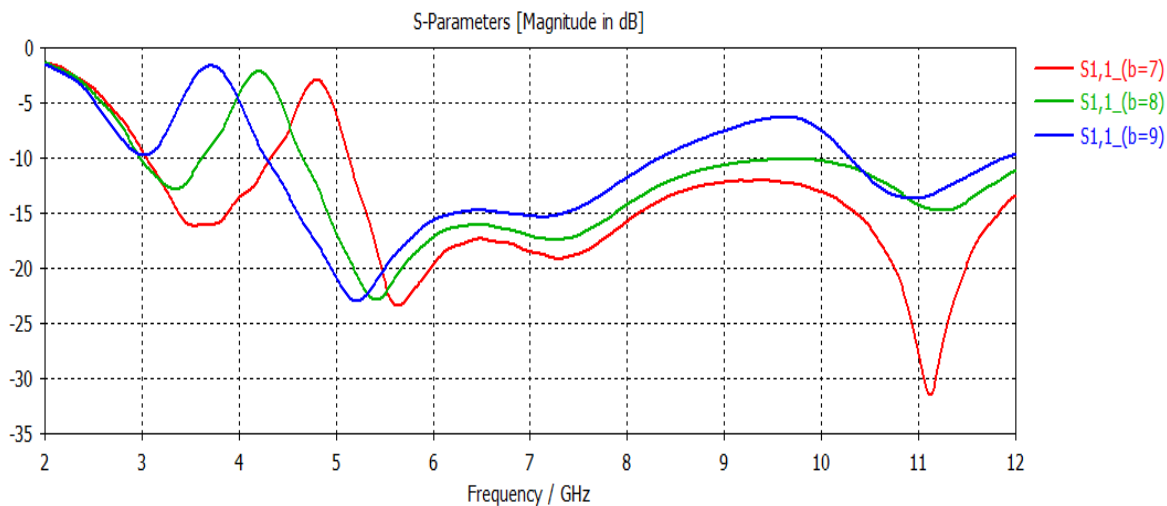


Figure III.27: Coefficient de réflexion S_{11} pour différents valeurs de longueur de fente ' b '.

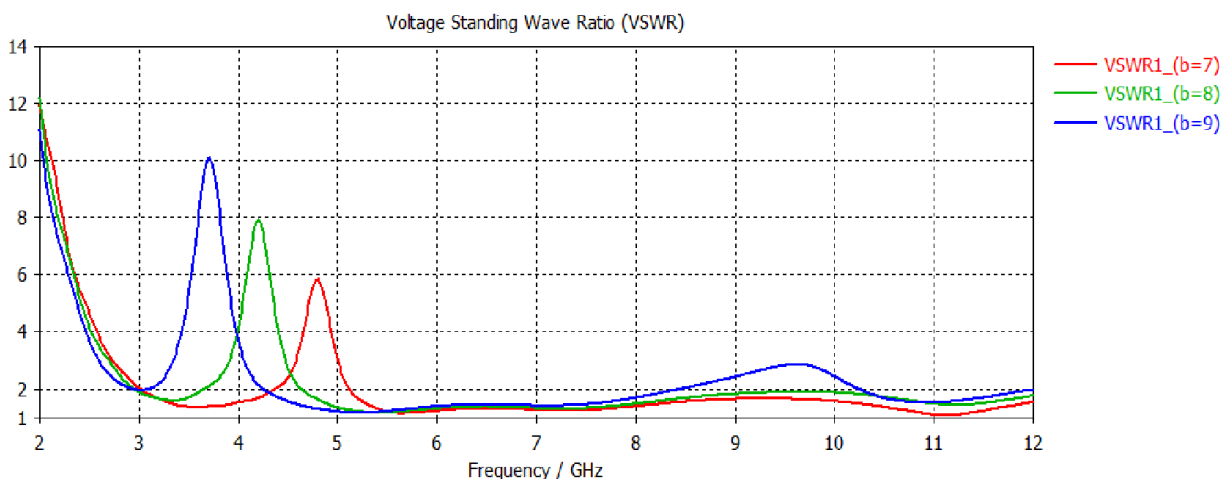


Figure III.28: Taux d'onde stationnaire VSWR pour différents valeurs de longueur de fente ' b '.

D'après les figures III.27 et III.28 on remarque qu'à chaque fois on augmente la longueur b de la fente la bande supprimer se décale vers les fréquence inférieures.

Pour supprimer la bande de fréquence du WIMAX [3.3,3.6] GHz on va prendre $b=9$ mm.

On peut résumer ces résultats dans le tableau III.10.

Longueur de fente [mm]	b =7	b = 8	b = 9
Bande rejetée : $ S_{11} \leq -10$ dB (ou $VSWR \leq 2$) [GHz]	[4.3683-5.1133]	[3.6604-4.6238]	[2.928-4.2397]
bande passante : $ S_{11} \leq -10$ dB (ou $VSWR \leq 2$) [GHz]	[3.0454 plus de 12	[2.9818 plus de 12	[4.2776-11.892]
Bande relative (%)	Plus de 119.03	Plus de 120.388	93.66
$ S_{11} $ minimal (dB)	-23.491	-22.931	-23.082
Désadaptation (VSWR max)	5.8194	7.8964	10.092

Tableau III.10 : Résultats pour les différents valeurs de longueur de la fente.

III.4.6.2 Effet de l'épaisseur de fente 'k'

Afin d'optimiser les dimensions de la fente et pour une bonne adaptation. On va étudier le paramètre k qui est l'épaisseur de la fente.

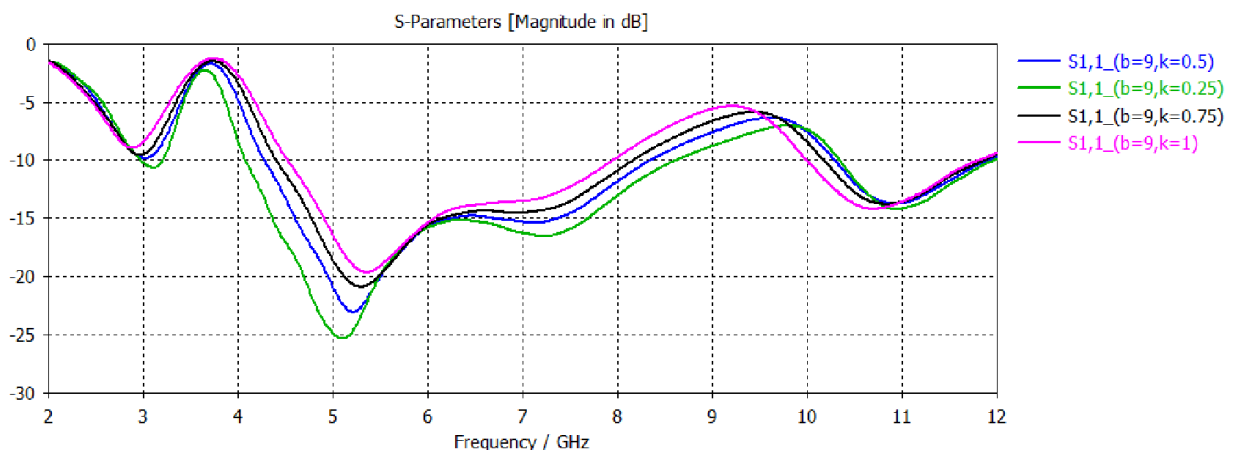


Figure III.29: Coefficient de réflexion S_{11} pour différents valeurs d'épaisseur de la fente ' k '.

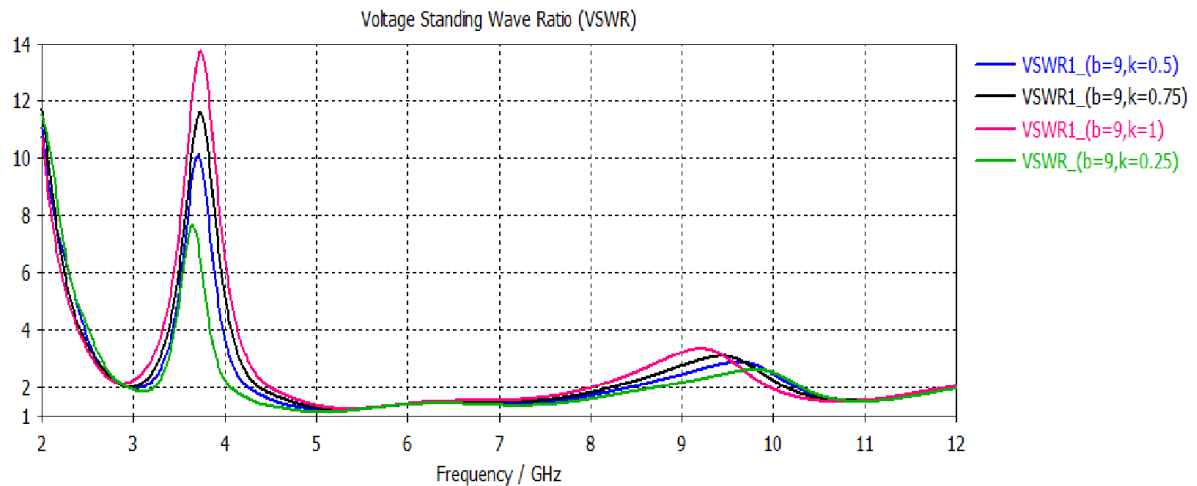


Figure III. 30: Taux d'onde stationnaire VSWR pour différents valeurs d'épaisseur de la fente 'k'.

D'après les figures III.29 et III.30 on remarque que l'augmentation d'épaisseur « k » de la fente provoque un décalage de la bande rejetée vers les fréquences inférieures.

Donc on va prendre $k=0.25$.

On peut résumer ces résultats dans le tableau III.11.

Longueur de fente [mm]	k = 0.25	k = 0.5	k = 0.75	k = 1
Bande rejetée : $S_{11} \leq -10$ dB (ou $VSWR \leq 2$) [GHz]	3.2345-4.0436	3.1086-4.2402	3.0012-4.3669	0-4.484
Bande passante : $S_{11} \leq -10$ dB (ou $VSWR \leq 2$) [GHz]	[2.9777-11.873]	[4.2776-11.892]	[4.4076-11.866]	[4.5234-11.802]
Bande relative (%)	119.79	94.18	91.66	89.169
$S_{11} _{\text{minimal}}$ (dB)	-25.343	-23.082	-20.883	-19.649
Désadaptation (VSWR max)	7.6493	10.092	11.585	13.714

Tableau III.11 : Résultats pour les différents valeurs d'épaisseur de la fente sans fractale en plan de masse.

III.4.6.3 CREATION D'UNE FENTE FRACTALE DANS LE PLAN DE MASSE

Pour adapter en plus l'antenne, nous allons créer une fente en forme fractale de Koch au milieu de la partie supérieure du plan de masse comme illustrée sur la figure III.31. avec $k=0.25$ mm

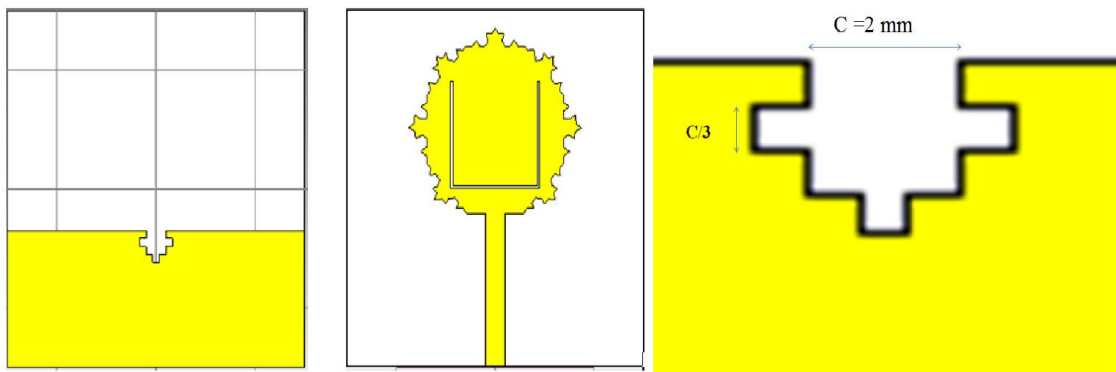


Figure III.31 : Antenne avec fente en élément rayonnant et fractale dans le plan de masse.

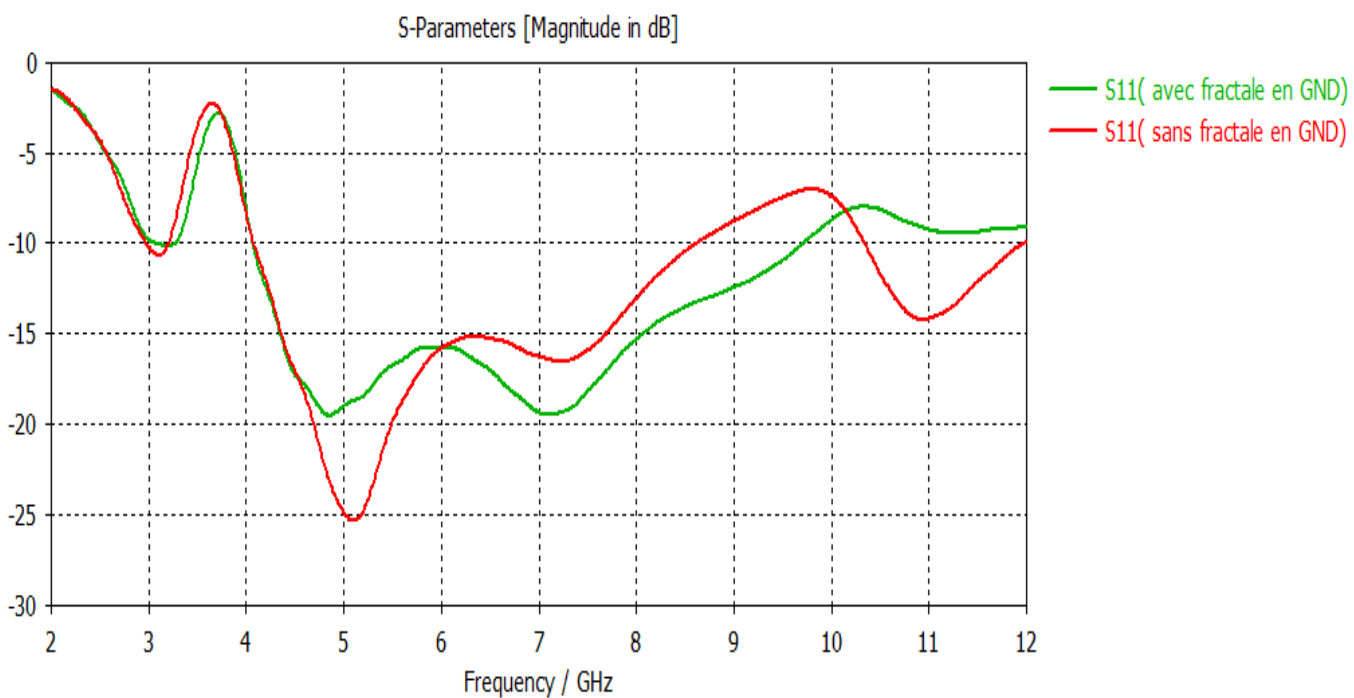


Figure III.32 : Effet du fractale dans le plan de masse sur le coefficient de réflexion S11.

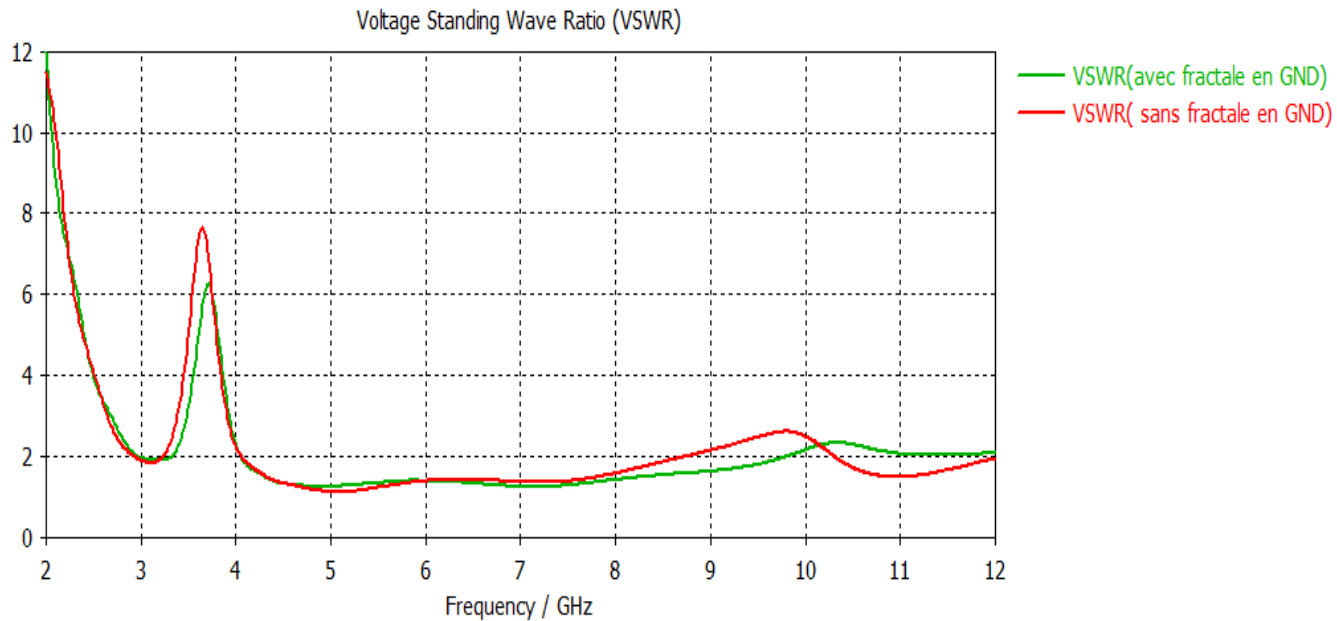


Figure III.33: Effet du fractale dans le plan de masse sur le taux d'onde stationnaire VSWR.

D'après les figures III.32 et III.33 on favorise l'antenne avec fractale dans le plan de masse.

III.4.6 L'ANTENNE PATCH DE FORME OCTOGONALE OPTIMISEE

A partir des études paramétriques menées précédemment, nous pouvons déduire les paramètres optimisés qui donnent une antenne ULB imprimée fractale avec suppression de la bande du WIMAX [3.3-3.6] GHz.

Ws[mm]	Ls[mm]	Wf[mm]	Lf[mm]	Lg[mm]	b[mm]	k[mm]
30	30	2	12.9	11.5	9	0.25

Tableau III.12 : Les dimensions de l'antenne octogonale optimisée.

III.4.7 COMPARAISON ENTRE LES DIFFERENTS PARAMETRES DE L'ANTENNE OCTOGONALE AVANT ET APRES LA REJECTION DE BANDE

- ✓ Coefficient de réflexion

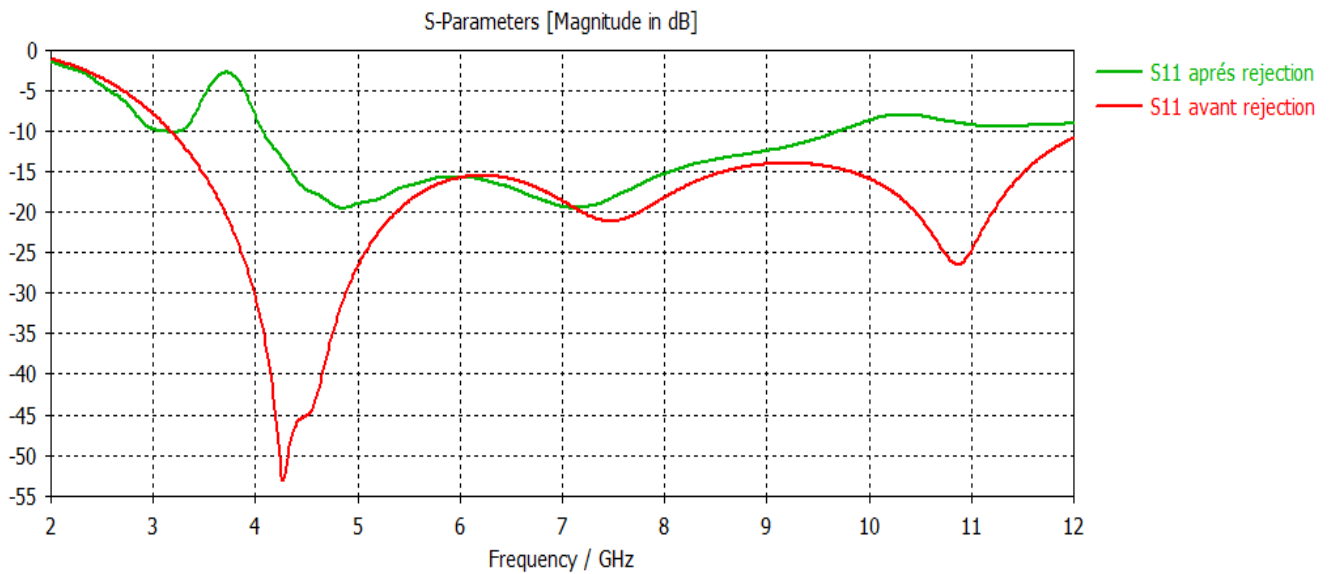


Figure III.34 : Coefficient de réflexion S11 de l'antenne octogonale avant et après la rejection de bande.

✓ **Taux d'onde stationnaire**

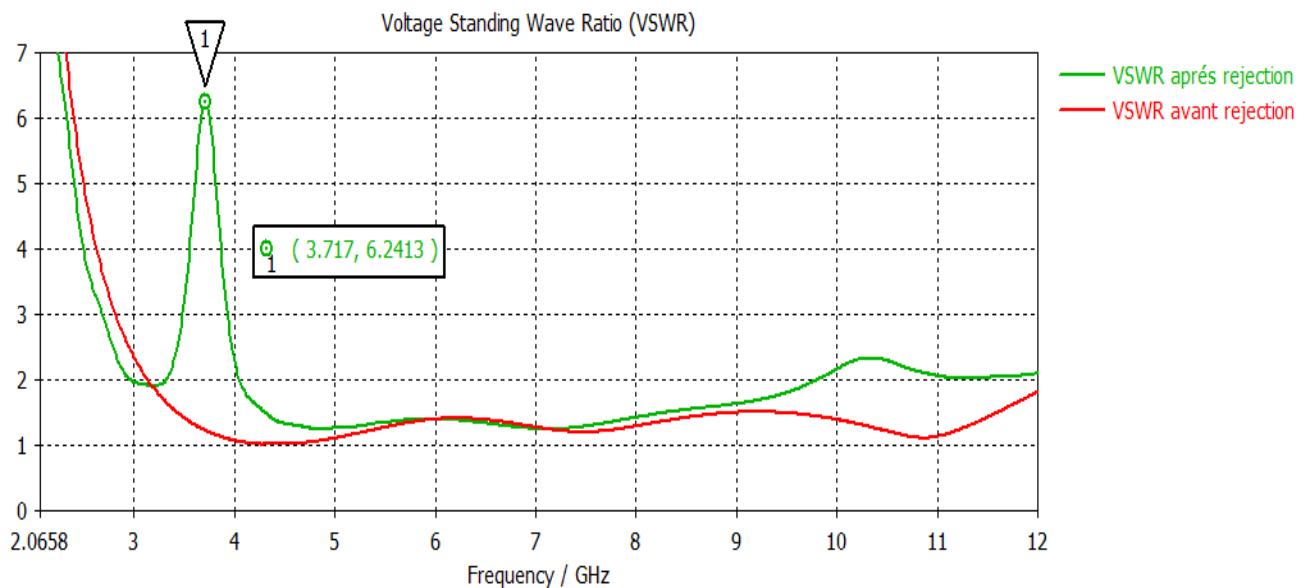


Figure III.35: Taux d'onde stationnaire VSWR de l'antenne octogonale avant et après la rejection de bande.

D'après les figures (III.34) et (III.35) on constate qu'avant l'insertion de la fente l'antenne est bien adaptée ($S_{11} \leq -10\text{dB}$ ou $VSWR \leq 2$) dans la bande [3.1-12] GHz. Cependant l'insertion de la fente conduit à une désadaptation dans la bande [3.3-4.04] GHz qui se traduit par une bande rejetée.

✓ **Le gain**

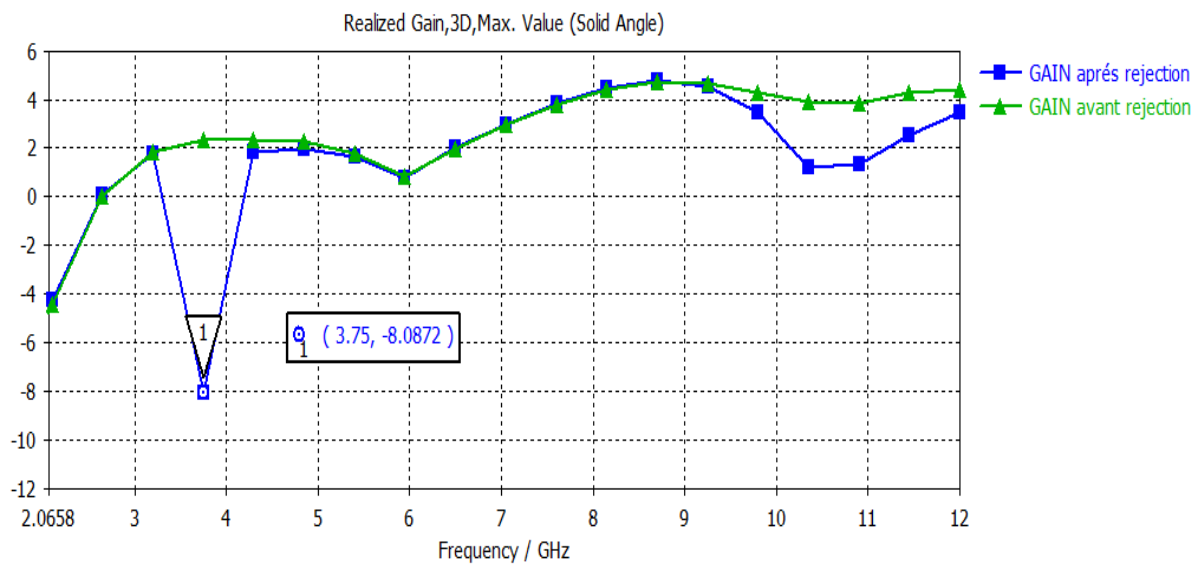


Figure III.36 : Le Gain de l’antenne octogonale avant et après la rejection de bande.

✓ **L’efficacité**

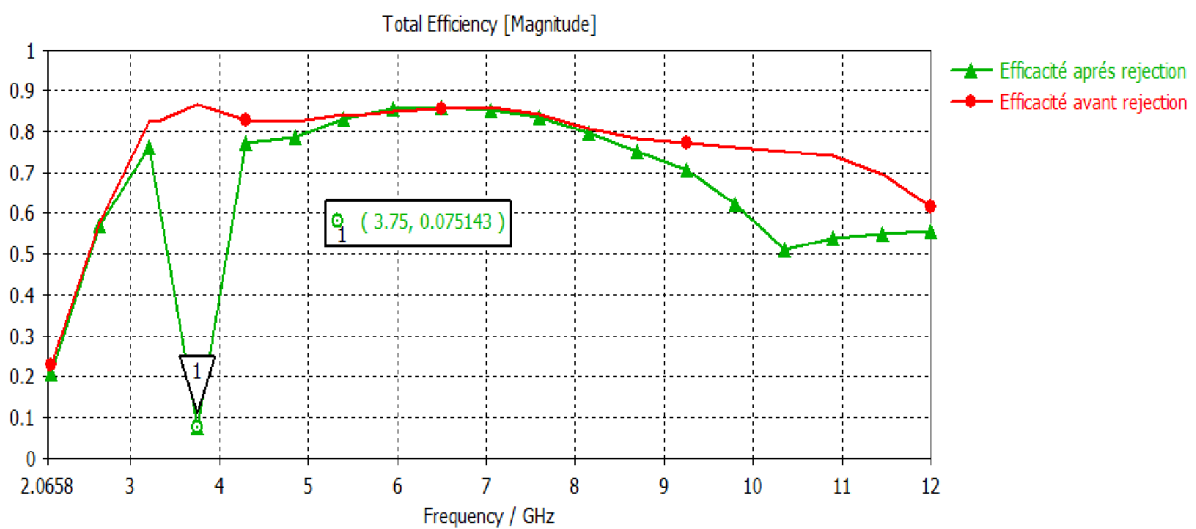


Figure III.37 : L’Efficacité de l’antenne octogonale avant et après la rejection de bande.

D’après Les figures III.36, III.37, On remarque une diminution du gain et de l’efficacité autour de la bande rejetée [3.3-4.04] GHz, avec un pic de l’efficacité à 0.07514 et pour un pic de gain à -8.0872 dB.

✓ **La distribution de la densité de courant pour f=3.71 GHz**

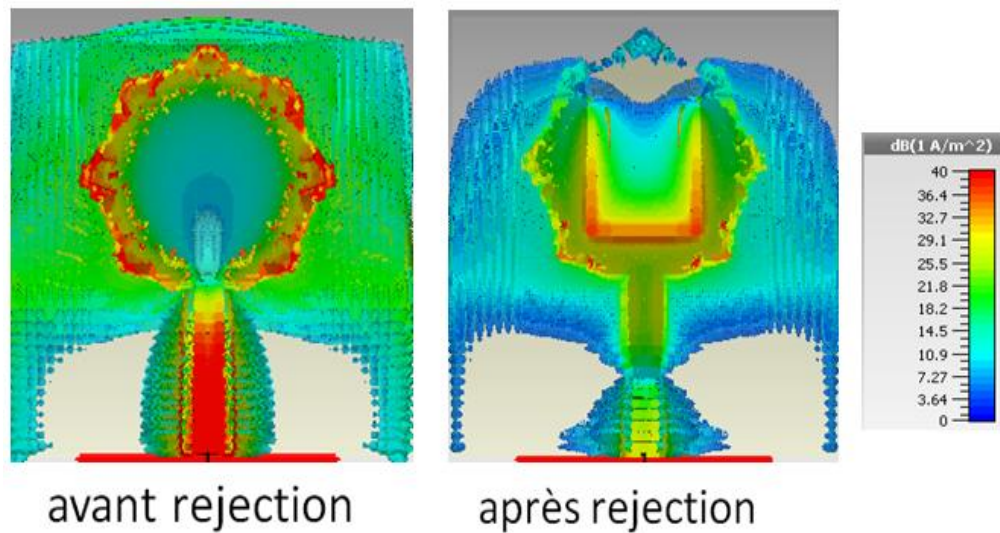
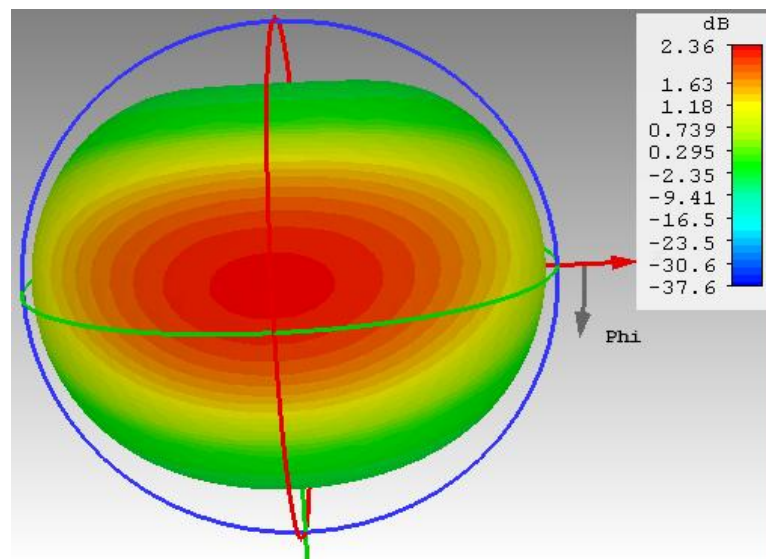


Figure III.38: Distribution de la densité de courant de l'antenne octogonale avant et après la rejection de bande.

La figure III.38 montre qu'avant la rejection, il y a une bonne distribution de courant (radiation). Cependant après la rejection et pour la même fréquence ($f=3.71$ GHz) qui appartient à la bande supprimée l'antenne ne rayonne pas.

✓ **Diagramme de rayonnement pour $f=3.71$ GHz**



(a)

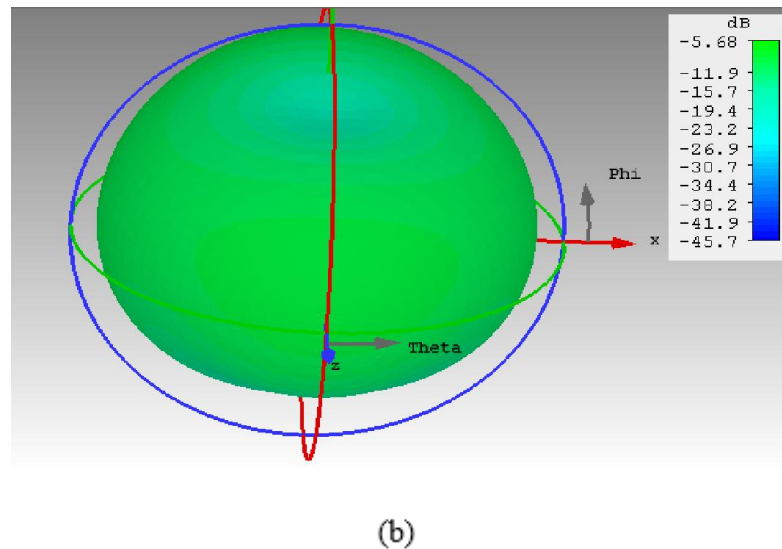


Figure III.39: Diagramme de rayonnement de l'antenne octogonale (a) : avant rejection
(b) : après la rejection.

La figure III.39 illustre les diagrammes de rayonnements 3D simulés pour une fréquence qui appartient à la bande supprimée ($f=3.71$ GHz). Il est clair qu'il s'agit d'un diagramme de rayonnement d'une antenne monopole omnidirectionnelle pour le cas avant la rejection, mais après la réjection, l'antenne ne rayonne pas.

III.5 REALISATION

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

La réalisation des deux structures est faite dans notre laboratoire des circuits imprimés du département d'électronique et télécommunications (Université 08 Mai 1945). Pour cela en va présenter l'outil de réalisation, c'est une machine ProtoMat S103 fourni par un logiciel qui s'appelle Circuit Pro.

III.5.1 DESCRIPTION DU MATERIEL

Le graveur de circuits imprimés LPKF ProtoMat S103 pour le prototypage de circuits imprimés et la production de petites quantités, est configuré spécifiquement pour les exigences

des applications RF et micro-ondes. Le limiteur de profondeur pneumatique sans contact permet en outre le traitement des substrats tendres et flexibles dotés de surfaces fragiles. Le ProtoMat S103 permet également de d'égrapper soigneusement les circuits imprimés flexibles aux formes irrégulières hors des circuits plus grands [III.10].



Figure III.40: La machine ProtoMat S103.

La commande de systèmes de prototypage modernes sans logiciel sophistiqué est impensable. LPKF CircuitPro est la dernière génération de logiciels de FAO et de machines puissants, combinant le traitement de données et la commande de système dans un seul programme. Déjà au cours de l'installation, LPKF CircuitPro interroge les composants de prototypage disponibles et les prend en compte dans le processus de production. LPKF CircuitPro reprend les données de conception des systèmes CAD / EDA. Par exemple, l'assistant de planification de processus demande le nombre de couches, le matériau utilisé et le type de traitement ultérieur. Pas à pas, le cadre du projet est créé [III.11].

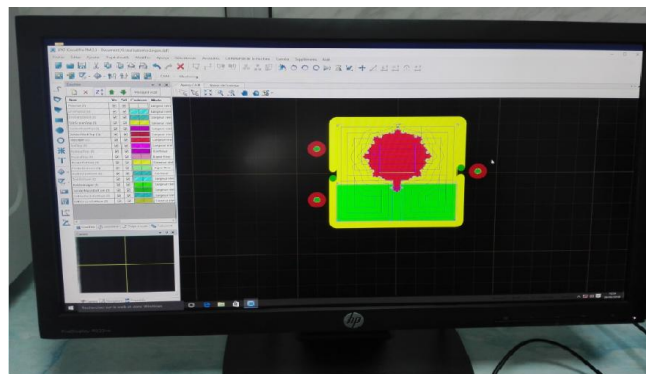


Figure III.41: Logiciel LPKF Circuit Pro.

III.5.2 LES MODELES REALISES

Notre antennes sont réalisées en utilisant le FR4 de permittivité relative $\epsilon_r = 4.3$ et d'épaisseur $h=1.5\text{mm}$ pour le substrat et le cuivre d'épaisseur $t=0.035\text{ mm}$ pour l'élément rayonnant.

Antenne hexagonale <<optimisée>>

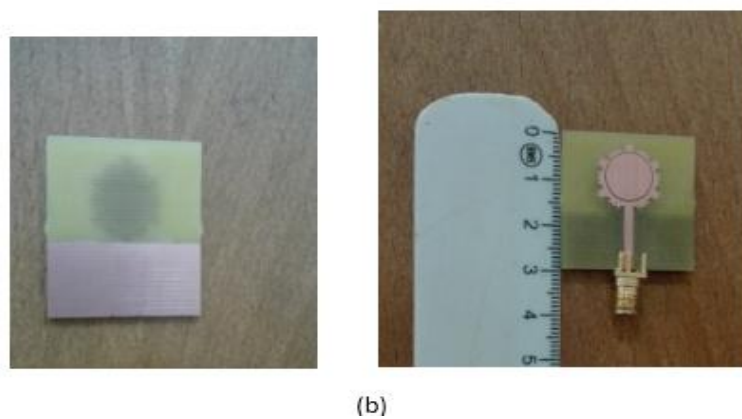
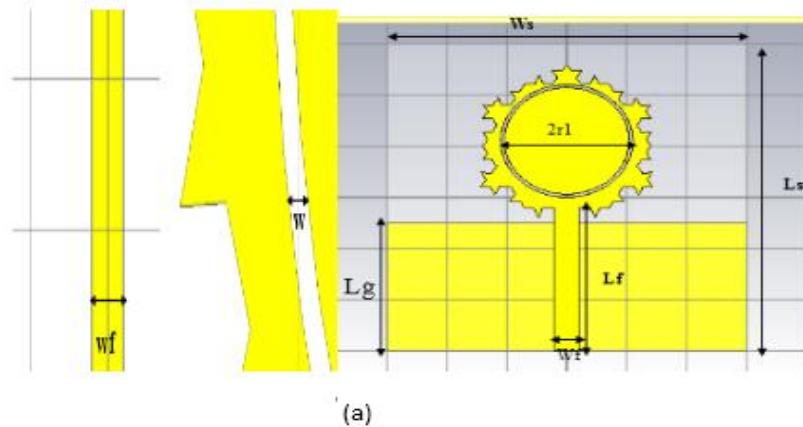
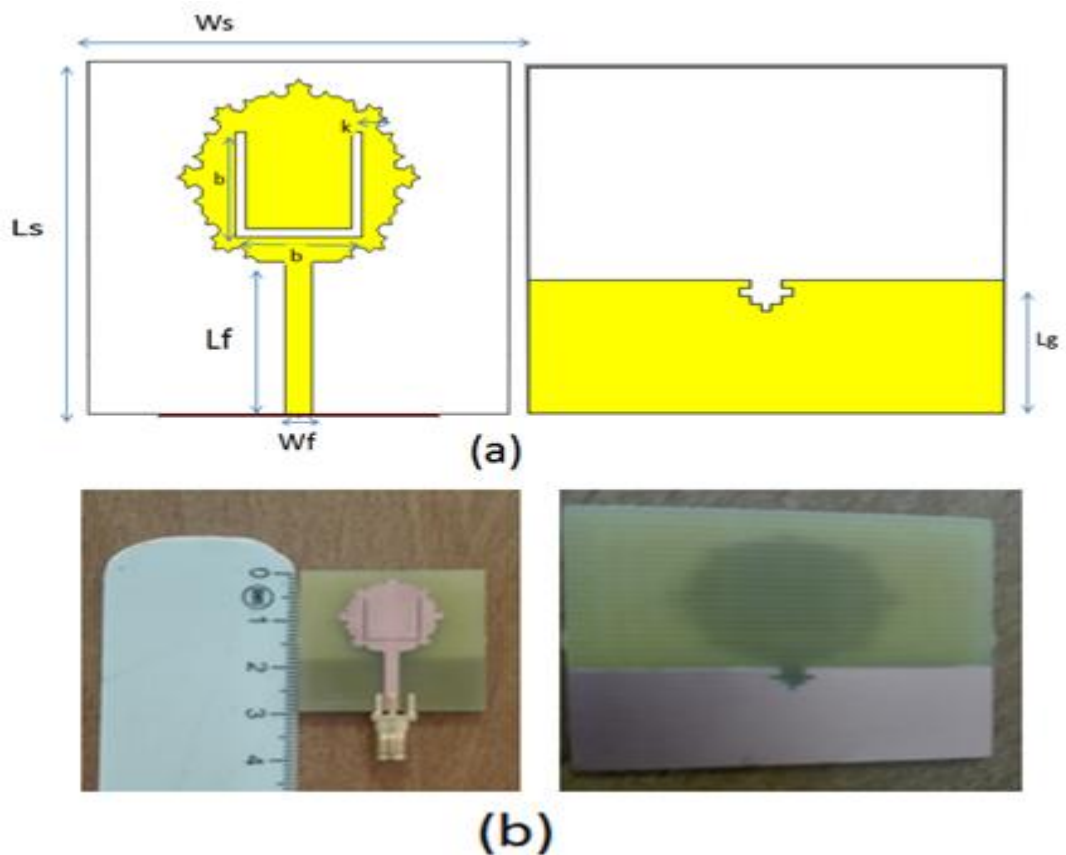


Figure III.42: (a) antenne hexagonale simulée, (b) antenne hexagonale réalisée.

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

W_s	L_s	W_f	L_f	L_g	a	r_1	W
[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]
30	30	2	14.5	12.5	7	5.5	0.3

Tableau III.13: Les dimensions finales de l'antenne hexagonale optimisés.

Antenne octogonale « optimisée »**Figure III.43** : (a) antenne octogonale simulée, (b) antenne octogonale réalisée.

Les dimensions de l'antenne octogonale sont représentées dans le tableau III.15.

Ws[mm]	Ls[mm]	Wf[mm]	Lf[mm]	R[mm]	Lg[mm]	b[mm]	k[mm]
30	30	2	12.9	14	11.5	9	0.25

Tableau III.14 : Les dimensions finales de l'antenne octogonale optimisée.**III.5.3 MESURES EXPERIMENTALES**

Les sont réalisés par un analyseur de réseau vectoriel (Rohde & Schwarz R & S® ZNB20 Vector Network Analyzer) de 100 KHz à 20 GHz fréquence limite de l'analyseur.

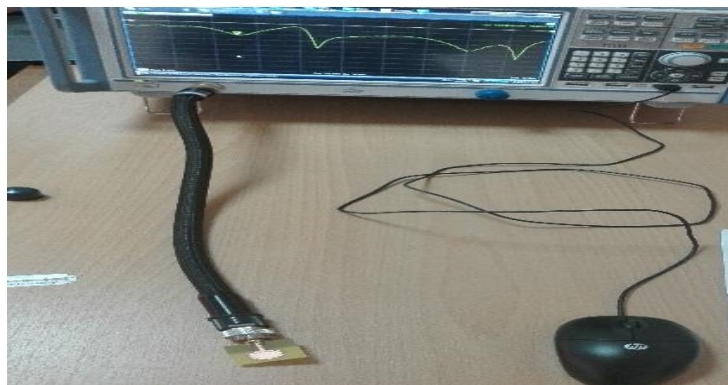


Figure III.44: Analyseur de réseau vectoriel.

➤ **Coefficient de réflexion de l'antenne hexagonale**

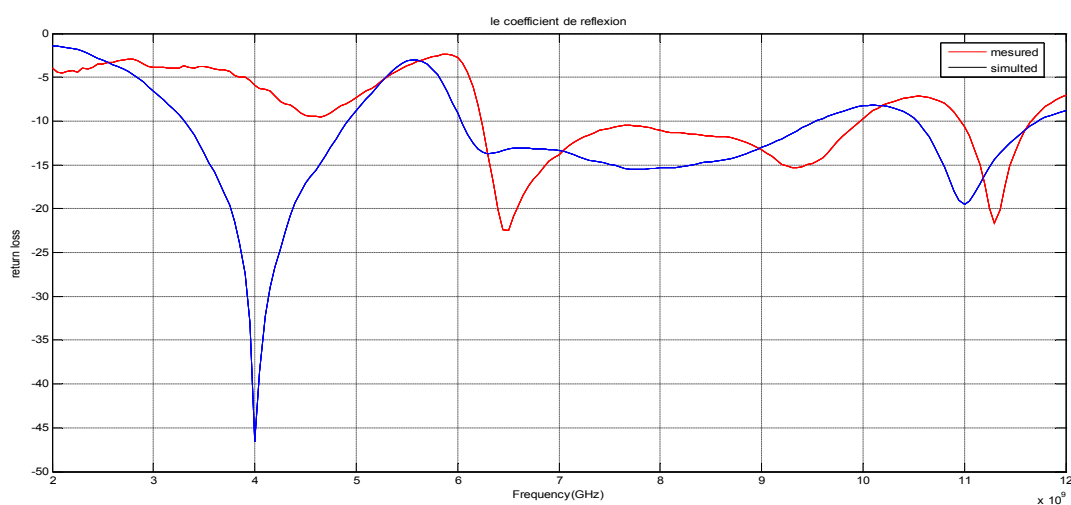


Figure III.45: Coefficient de réflexion de l'antenne hexagonale simulée et mesurée.

➤ **Coefficient de réflexion de l'antenne octogonale**

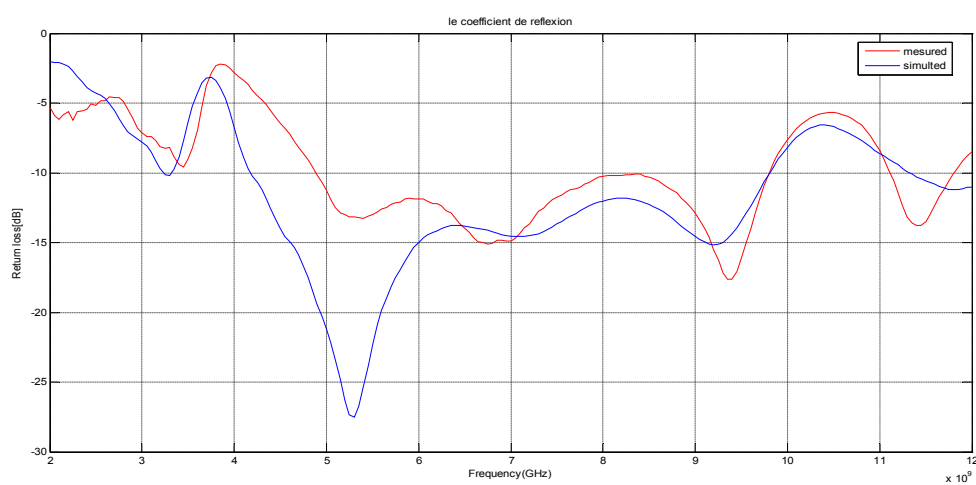


Figure III.46: Coefficient de réflexion de l'antenne octogonale simulée et mesurée.

➤ Taux d'onde stationnaire de l'antenne hexagonale

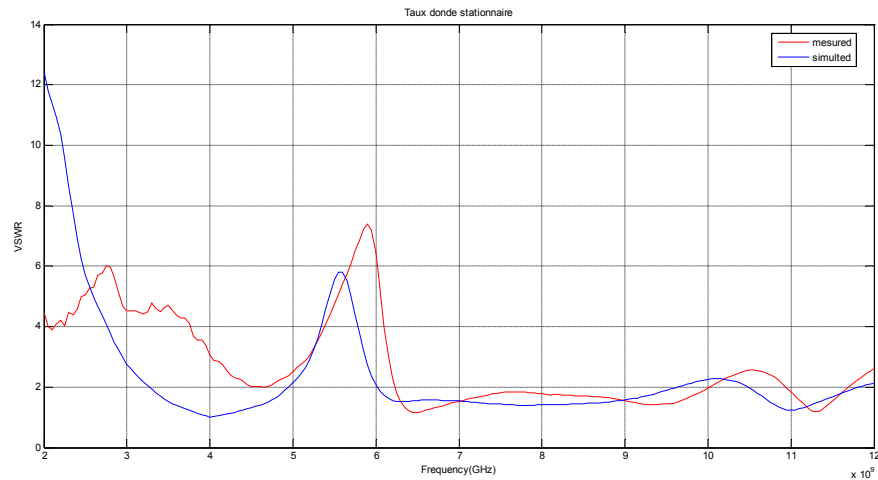


Figure III.47: Taux d'onde stationnaire de l'antenne hexagonale simulée et mesurée.

➤ Taux d'onde stationnaire de l'antenne octogonale

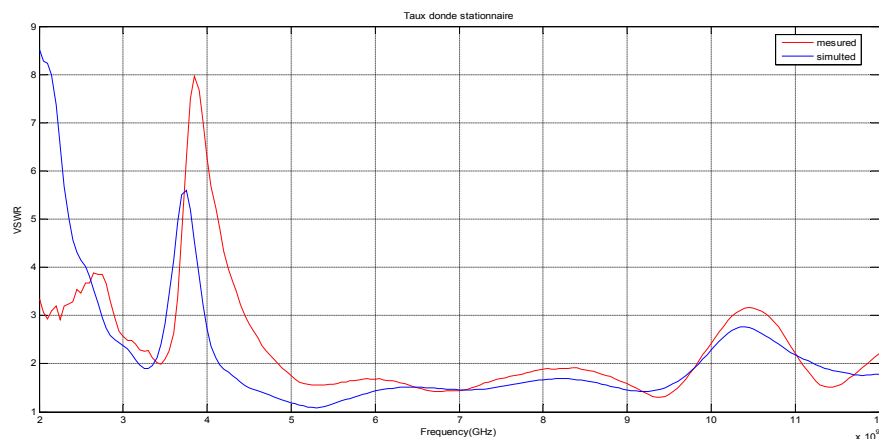


Figure III.48: Taux d'onde stationnaire de l'antenne octogonale simulée et mesurée.

On note que les résultats de mesures sont très proche des résultats de simulations pour les deux antennes avec un petit décalage.

III.6 CONCLUSION

Deux antennes monopoles fractales ULB pour atteindre la caractéristique de bande rejetée ont été proposées et mise en œuvre.

La première antenne est basée sur un patch hexagonal avec fractale de Koch et une fente en forme circulaire, l'étude paramétrique de la fente, nous a permis de supprimer la bande de fréquence de WLAN [5.15-5.825] GHz.

La deuxième antenne est basée sur un patch octogonal avec fractale de Koch et une fente de forme « U ». L'étude des paramètres de la fente, nous a permis de fixer la bande à rejeter de WIMAX [3.4-3.6] GHz.

Une fois nos modèles sont optimisés, Nous avons opté à l'étape de réalisation avec la machine à gravure mécanique LPKF ProtMAT S103. Les mesures effectués par l'analyseur de réseaux vectoriel (VNA), ont montrés que les résultats trouvés par la réalisation sont en concordance avec les résultats trouvés par simulation, que se soit en terme de coefficient de réflexion ou du taux d'onde stationnaire. Les petites différences entre les prévisions théoriques et les mesures trouvés sont dues essentiellement à l'incertitude de dimensionnement des antennes imprimées lors de la réalisation, les défauts et le problème de la machine de gravure.

III.7 REFERENCES

- [III.1] First Report and Order, Revision of Part 15 of the Commission's Rules Regarding Ultra-Wideband Transmission Systems FCC, 2002.
- [III.2] J. Liang, C. C. Chiau, X. Chen and C. G. Parini, « Study of a printed circular disc monopole antenna for UWB systems », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, Novembre 2005.
- [III.3] C.H.Hsu, « Planar multilateral disc monopole antenna for UWB application », *Microw. Opt. Technol. Lett.*, May 2007.
- [III.4] Amina. Laroucié , Soundous Rania. Maamri ,« Conception et simulation d'une antenne imprimée Planaire avec une bande rejetée », thèse de master , Université Kasdi Merbah Ouargla, Juin 2018.
- [III.5] CST 1998-2010 CST – Computer Simulation Technology AG.
- [III.6] BELGACEM Nassima « CONCEPTION DES ANTENNES PIFA MONO-BANDE ET MULTI-BANDES GSM, DCS,PCS, UMTS ET WIFI» Mémoire A L'UNIVERSITÉ DE TLEMCEN, Juin 2013
- [III.7] Nabila Aouabdia, «Etude d'un capteur à base de résonateur planaire pour applications au contrôle non destructive » thèse de doctorat ,université Mentouri de Constantine et de l'université de pierre et marie curie , juillet 2012.
- [III.8] <https://www.3ds.com/products-services/simulia/products/cst-studio-suite/solvers>.

[III.9] Reggoua Zakaria Youcef, « contribution à l'étude et la conception des antennes ultra large bande miniaturisées en technologie imprimée », mémoire de master, université de Guelma, Juin 2018.

[III.10] <http://www.directindustry.fr/prod/lpkf-laser-electronics/product-9183-435759.html>.

[III.11] <https://www.lpkf.com/de/branchen-technologien/forschung-in-house-pcb-prototyping/intelligente-software>.

Conclusion générale

Conclusion générale

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.

Les systèmes ULB doivent partager leurs bandes de fréquence avec d'autres systèmes existants. Donc il est nécessaire d'éviter l'interférence avec les systèmes de communication voisins. Dans ce cas, il est possible de concevoir des antennes ULB avec une caractéristique à bande rejetée.

Les travaux décrits dans de ce mémoire de master s'inscrivent dans le domaine de la conception des antennes imprimées fractales Ultra Large Bande fonctionnant dans la bande [3.1-10.6] GHz à l'aide du logiciel de simulation hyperfréquence CST.

Deux antennes monopoles fractales ULB pour atteindre la caractéristique de bande rejetée ont été proposées et mise en œuvre.

La première antenne est basé sur un patch hexagonal avec fractale de Koch et une fente en forme circulaire, l'étude paramétrique de la fente, nous a permet de supprimer la bande de fréquence de WLAN [5.15-5.825] GHz.

La deuxième antenne est basé sur un patch octogonal avec fractale de Koch et une fente de forme « U ». L'étude des paramètres de la fente, nous a permet de fixer la bande à rejeter de WIMAX [3.4-3.6] GHz.

Une fois nos modèles sont optimisés, Nous avons opté à l'étape de réalisation avec la machine à gravure mécanique LPKF ProtMAT S103. Les mesures effectués par l'analyseur de réseaux vectoriel (VNA), ont montrés que les resultats trouvées par la réalisation sont en concordance avec les resultats trouvées par simulation, que se soit en terme de coefficient de réflexion ou du taux d'onde stationnaire. Les petites différences entre les prévisions théoriques et les mesures trouvées sont dues essentiellement à l'incertitude de dimensionnement des antennes imprimées lors de la réalisation, les défauts et le problème de la machine de gravure.