

Université Mohamed Boudiaf - M'sila

FACULTE DE TECHNOLOGIE

DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE



Numéro de série.....

Numéro d'inscription.....

Thèse

Présentée en vue de l'obtention du diplôme de

DOCTORAT LMD

Spécialité : Electronique

Option : Micro-ondes et Télécommunication

THEME

CONTRIBUTION A L'ETUDE ET A LA CONCEPTION D'ANTENNES MICRORUBANS A LARGE BANDE

Présentée par

Saadi DJIDEL

Soutenue le 16/12/2020

Devant le jury composé de :

<u>Nom & Prénom</u>	<u>Grade</u>	<u>Etablissement</u>	<u>Qualité</u>
HOCINI Abedesselam	Professeur	Uni. de M'sila	Président
BOUAMAR Mohamed	Professeur	Uni. de M'sila	Rapporteur
KHEDROUCHE Djamel	Professeur	Uni. de M'sila	Co-Rapporteur
LIDJICI Hamza	Professeur	Uni. de Laghouat	Examineur
BELATTAR Mounir	MCA	Uni. de Skikda	Examineur

Année Universitaire : **2019/2020**

Dédicace

A :

- ✓ *Mes très chers parents.*
- ✓ *Mes frères.*
- ✓ *Mes sœurs.*
- ✓ *Tous mes amis, mes proches et mes collègues.*

Je dédie ce modeste travail

Remerciements

Ce travail a été effectué au Laboratoire d'Analyse des Signaux et Systèmes du département d'électronique, Université de M'sila et dirigé par Monsieur le professeur **Mohamed BOUAMAR** en collaboration avec Monsieur **Djamel KHEDROUCHE**, professeur au Département d'électronique, université Mohammed Boudiaf de M'sila.

Avant tout, j'adresse mes remerciements en premier lieu, à Allah le tout puissant pour la volonté, la santé, le courage et la patience qu'il m'a donné durant toutes ces longues années de formation.

Je voudrais exprimer, par ce modeste travail, ma gratitude, ma reconnaissance, ma considération et mes grands remerciements à monsieur le Professeur **Mohamed BOUAMAR** et le professeur **Djamel KHEDROUCHE** pour avoir suivi mon travail avec une attention soutenue, pour leur générosité et pour leur qualité scientifique et humaine qui m'ont beaucoup aidé et guidé tout au long de mes années de recherche.

J'exprime une grande reconnaissance à Monsieur : le professeur **Mohamed TRABELSI** de L'école Nationale Polytechnique et à Monsieur le professeur **Mouloud CHALLAL** de l'université de Boumerdès pour m'avoir accueilli dans son laboratoire de recherche qu'il soit remercié pour m'avoir fait bénéficier du matériel ainsi que pour ses conseils.

Je remercie très sincèrement Monsieur le Professeur **Abdesselam HOCINI** de l'université de M'sila pour l'intérêt qu'il a manifesté pour ce travail et d'avoir accepté de présider le jury de soutenance de cette thèse.

Toute ma gratitude va à Monsieur le Professeur **Hamza LIDJICI** de l'Université Laghouat pour avoir accepté d'examiner ce travail.

Que Monsieur **Mounir BELATTAR**, Maître de conférence A à l'Université de Skikda, soit remercié pour avoir examiné ce travail.

Enfin, je remercie toutes les personnes qui me sont chères, en particulier mes parents et tous les membres de ma famille pour l'aide, la confiance et le soutien dont ils ont fait preuve tout au long de ces dernières années.

TABLE DES MATIERES

Dédicace	I
Remerciements	II
Table des matieres	III
Liste des figures	VIII
Liste des symboles	XI
Résumé	XII
Abstract	XIII
Introduction générale.....	2

Chapitre I : Généralités sur les antennes microrubans

I.1 Introduction.....	6
I.2 Définition de l'antenne	6
I.3 Caractéristiques de l'antenne	7
I.3.1 Caractéristiques électriques.....	7
I.3.1.1 Impédance d'entrée.....	7
I.3.1.2 Coefficient de réflexion et ROS	8
I.3.1.3 Bande passante	8
I.3.2 Caractéristiques de rayonnement	9
I.3.2.1 Diagramme de rayonnement.....	9
I.3.2.2 Directivité	9
I.3.2.3 Gain	10
I.3.2.4 Polarisation	11
I.4 Classification des antennes	12
I.5 Description de l'antenne microruban.....	13
I.6 Bref historique sur les antennes microrubans	13
I.7 Techniques d'alimentation de l'antenne microruban.....	14
I.7.1 Alimentation par contact	14

I.7.1.1 Alimentation par une ligne micro ruban	14
I.7.1.2 Alimentation coaxiale directe	15
I.7.2 Alimentation par proximité	16
I.7.2.1 Alimentation par couplage de proximité	16
I.7.2.2 Alimentation par couplage à ouverture dans le plan de masse	16
I.8 Mode de fonctionnement	17
I.9 Méthodes d'analyse des antennes microrubans	17
I.9.1 Les méthodes analytiques.....	18
I.9.1.1 Modèle de la ligne de transmission	18
I.9.1.2 Modèle de la cavité.....	19
I.9.2 Méthodes numériques	19
I.9.2.1 Méthode des différences finies	20
I.9.2.2 Méthode des moments	20
I.9.2.3 Méthode des éléments finis	21
I.10 Outils de conception microonde	21
I.11 Avantages et inconvénients des antennes microrubans	22
I.12 Applications des antennes microrubans.....	23
I.13 Conclusion	23

Chapitre II : Antennes Ultra large bande

II.1 Introduction	25
II.2 Concept de la technologie ultra large bande.....	25
II.2.1 Historique.....	26
II.2.2 Réglementation de l'ULB dans le monde.....	27
II.2.2.1 Réglementation Américaine	27
II.2.2.2 Réglementation Européenne	28
II.2.2.3 Réglementation Asiatique	28
II.2.3 Avantages et inconvénients de l'ultra large bande	29

II.2.4 Bandes de fréquences de l'Ultra Large Bande	31
II.2.5 Classification des antennes ultra large bande	32
II.2.5.1 Les antennes ultra large bande indépendantes de la fréquence	32
II.2.5.1.a Les antennes log-périodiques.....	32
II.2.5.1.b Les antennes spirales	33
II.2.5.2 Les antennes ultra large bande à ondes progressive.....	34
II.2.5.3 Les antennes ultra large bande élémentaires	35
II.2.5.3.a Les antennes volumiques	36
II.2.5.3.b Les antennes microrubans	38
II.2.6 Techniques d'élargissement de la bande passante	39
II.2.6.1 Augmentation de l'épaisseur du substrat	39
II.2.6.2 Forme de l'élément rayonnant.....	40
II.2.6.3 Technique d'alimentation.....	41
II.2.6.3.a Méthode d'ouverture couplée	41
II.2.6.3.b Technologie CPW.....	42
II.2.6.4 Forme et dimensions du plan de masse	43
II.2.6.4.a Les antennes microrubans « monopole ».....	43
II.2.6.4.b Défaut dans le plan de masse.....	44
II.3 Conclusion	46

**Chapitre III : Conception de deux antennes microruban large bande de type :
supraconducteur et conforme**

III.1 Introduction	48
III.2 Généralités sur les matériaux supraconducteurs	48
III.2.1 Propriétés physiques des supraconducteurs.....	48
III.2.1.1 Résistivité nulle.....	48
III.2.1.2 Diamagnétisme parfait	49
III.2.1.3 Grandeurs critiques	50

III.2.2 Applications des supraconducteurs	51
III.3 Antennes en matériau supraconducteur	52
III.4 Conception de l'antenne microruban à patch supraconducteur	54
III.4.1 L'antenne de base	54
III.4.2 La structure proposée.....	54
III.4.3 Simulation.....	55
III.4.3.1 Le coefficient de réflexion	55
III.4.3.2 Le diagramme de rayonnement.....	57
III.5 Conception de l'antenne microruban conforme	60
III.5.1 généralité sur les antennes conformes	60
III.5.1.1 Définition	60
III.5.1.2 Historique.....	60
III.5.1.3 Avantages des antennes conformes.	61
III.5.2 Conception de l'antenne	62
III.5.2.1 L'antenne de base.	62
III.5.2.2 Structure proposée	64
III.5.2.3 Simulation	64
III.5.2.3.a Le coefficient de réflexion.....	64
III.5.2.3.b Diagramme de rayonnement	65
III.6 Conclusion.....	68

Chapitre IV: Etude et réalisation d'une antenne patch large bande de forme feuille de plant

IV.1 Introduction.....	70
IV.2 Antenne de base	70
IV.3 La structure proposée	71
IV.4 Résultats de simulation	71
IV.4.1 Le coefficient de réflexion	71

IV.4.2 Le Taux d'ondes stationnaire	73
IV.4.3 L'impédance d'entrée.....	74
IV.4.4 Diagramme de rayonnement	75
IV.4.5 Gain et efficacité de rayonnement.....	76
IV.4.6 Distribution du champ électrique	77
IV.4.7 Etude paramétrique.....	78
IV.4.7.1 Effet du paramètre W_c	78
IV.4.7.2 Effet du paramètre L_c	79
IV.4.7.3 Effet du paramètre L_g	80
IV.4.7.4 Effet du paramètre R_p	81
IV.5 Résultats expérimentaux	82
IV.5.1 Prototype de l'antenne proposée	82
IV.5.2 Coefficient de réflexion.....	83
IV.6 Conclusion	84
Conclusion générale	86
Références	89

Liste des figures

Figure I.1 L'antenne dans un système de communication.	7
Figure I.2 Bande passante et coefficient de réflexion.	9
Figure I.3 Polarisation linéaire, (a) vertical, (b) horizontal.....	11
Figure I.4 Polarisation circulaire, (a)gauche, (b) droite.	11
Figure I.5 Polarisation elliptique. (a)gauche, (b)droite.	12
Figure I.6 Structure d'une antenne microruban.	13
Figure I.7 Alimentation par ligne microruban.	14
Figure I.8 Alimentation coaxiale.....	15
Figure I.9 Alimentation par couplage électromagnétique.	16
Figure I.10 Alimentation par couplage à ouverture.	17
Figure I.11 Mode de fonctionnement d'une antenne microruban.	17
Figure I.12 Modèle de ligne de transmission.	18
Figure I.13 Représentation le modèle de la cavité.	19
Figure II.1 Densité spectrale de puissance (dsp) d'un signal ULB.	25
Figure II.2 Masque d'émission autorisé par la FCC en 2002.....	27
Figure II.3 Masque d'émission en Europe.	28
Figure II.4 Masque d'émission en Asie.	29
Figure II.5 Prototype d'antenne log-périodique.....	33
Figure II.6 coefficient de réflexion d'antenne log-périodique	33
Figure II.7 Prototype d'antenne spirale.....	34
Figure II.8 Taux d'onde stationnaire (ROS).	34
Figure II.9 Prototype de l'antenne Vivaldi.....	35
Figure II.10 Taux d'onde stationnaire (ROS)	35
Figure II.11 Prototype de l'antenne biconique.....	36
Figure II.12 Coefficient de réflexion de l'antenne biconique	37
Figure II.13 Prototype de l'antenne discone	37
Figure II.14 Rapport d'onde stationnaire	38
Figure III.1 Evolution de la résistivité électrique en fonction de la température.....	49
Figure III.2 Effet Meissner dans une sphère supraconductrice	50
Figure III.3 Dépendance de la résistivité en fonction de la température Pour l'état normal (I) et l'état supraconducteur (II).....	50
Figure III.4 La caractéristique tension-courant pour un fil supraconducteur.....	51

Figure III.5 Lignes microrubans résonateurs : NIKA2 (Néel IRAM KID Arrays).....	53
Figure III.6 Antenne microruban duplexeur	53
Figure III.7 l'antenne microruban de base.	54
Figure III.8 structure de l'antenne proposée.	55
Figure III.9 Coefficients de réflexion pour de les antenne de base et proposée.	56
Figure III.10 Coefficients de réflexion à base de matériau de cuivre, et supraconducteur.....	57
Figure III.11 Diagramme de rayonnement pour $f = 30.5\text{GHz}$: (a) Plan E, (b) plan H.....	58
Figure III.12 Diagramme de rayonnement pour $f = 65.78\text{ GHz}$: (a) Plan E, (b) plan H.....	59
Figure III.13 Prototype de l'antenne conforme multi-GNSs.....	61
Figure III.14 Prototype de l'antenne conforme à deux surfaces	61
Figure III.15 l'antenne de base.....	62
Figure III.16 Prototype de l'antenne de base	63
Figure III.17 Coefficients de réflexion simulée et mesuré de l'antenne de base	63
Figure III.18 Structure proposée (a) vue de dessus. (b) vue 3D.....	64
Figure III.19 Coefficient de réflexion de l'antenne de base.....	65
Figure III.20 Coefficient de réflexion de l'antenne proposée.	65
Figure III.21 Diagrammes de rayonnement pour $f = 3.1\text{ GHz}$	66
Figure III.22 Diagrammes de rayonnement pour $f = 10\text{ GHz}$	66
Figure III.23 Diagrammes de rayonnement pour $f = 18\text{ GHz}$	67
Figure III.24 Diagramme de rayonnement pour $f = 40\text{ GHz}$	67
Figure IV.1 l'antenne de base.	70
Figure IV.2 Structure de l'antenne proposée.	71
Figure IV.3 Le coefficient de réflexion de l'antenne de base.	72
Figure IV.4 Le coefficient de réflexion de l'antenne proposé	73
Figure IV.5 Le taux d'onde stationnaire de l'antenne proposée.	73
Figure IV.6 Partie réelle de l'impédance d'entrée.	74
Figure IV.7 Partie imaginaire de l'impédance d'entrée.	74
Figure IV.8 Diagramme de rayonnement pour $f = 4.39\text{ GHz}$	75
Figure IV.9 Diagramme de rayonnement pour $f = 7.36\text{ GHz}$	76
Figure IV.10 Gain et efficacité de rayonnement de l'antenne proposée.....	77
Figure IV.11 Distribution du champ électrique E ;(a) $f=4.39\text{GHz}$; (b) $f= 7.36\text{GHz}$	78
Figure IV.12 Effet du paramètre W_c sur le coefficient de réflexion de l'antenne proposée.	79
Figure IV.13 Effet du paramètre L_c sur le coefficient de réflexion de l'antenne proposée.	80
Figure IV.14 Effet du paramètre L_g sur le coefficient de réflexion de l'antenne proposée.....	81

Figure IV.15 Effet du paramètre R_p sur le coefficient de réflexion de l'antenne proposée.	82
Figure IV.16 Prototype de l'antenne proposée.....	82
Figure IV.17 L'analyseur de réseau ROHDE & SCHWARZ ZNB20.....	83
Figure IV.18 Coefficient de réflexion mesuré et simulé de l'antenne proposée.....	84

Liste des symboles

- ULB : Ultra Large Bande.
- FCC : Federal communication commission.
- HFSS : High Frequency simulator structure.
- CST: Computer Simulation Technologie .
- ROS: Rapport d'onde stationnaire.
- TLM : Transmission Line Model.
- MMIC : Microwave Monolithic Integrated Circuit.
- dsp: densité spectral de puissance
- VSWR:Voltage Standing Wave Ration.
- CPW: Coplanar wave guide
- FDTD: Finite Différence Time Domaine
- GPS: Global Positioning system.
- ETSI: European Technical Standard Institute .
- PIRE: Puissance Isotrope Rayonnée Equivalente
- CEPT: European Conference of Postal and telecommunication Administration.
- ISM: Industrial Scientific and Medical.
- IMDA: Infocomm Media Development Authority
- IRAM: Institute de Radio Astronomie millimétrique.
- VNA: Vector Network Analyser
- SMA: Sub Miniature version A

Résumé

Résumé : Les communications radio se sont rapidement développées ces derniers temps, à cause de l'augmentation des besoins élevés en matière de débits et de raréfaction des bandes de fréquences disponibles. Une situation qui a obligé ingénieurs et scientifiques à chercher de nouvelles solutions afin de parvenir à lever ces contraintes. Dans ce cadre, on peut dire que la technologie microruban Ultra Large Bande (ULB) apparue il ya quelques décennies, semble être une solution prometteuse qui depuis n'a cessé de se développer. Les avantages apportés par celle-ci l'ont rendue attractive pour un grand nombre d'applications, aussi bien civiles que militaires. D'ailleurs, les communications destinées à exploiter cette bande particulière de fréquences, ont conduit à la fabrication d'antennes spécialement adaptées pour ce type de technologie.

Dans le cadre de cette thèse et dans un but d'élargissement de la bande passante pour ce type d'antennes, il a été proposé dans une première partie, deux structures d'antennes microrubans : l'une basée sur les matériaux supraconducteurs et l'autre conforme sur une surface elliptique. Une étude de l'influence du matériau supraconducteur et de la surface elliptique sur les performances de ces antennes, notamment la bande passante, est effectuée. Dans la seconde partie, il a été proposé une nouvelle forme d'antenne ULB microruban sous un aspect de « feuille de plante », alimentée par une ligne microruban de 50Ω et imprimée sur un substrat FR4 époxy avec un plan de masse partiel se trouvant à la surface inférieure du substrat. Différentes simulations de conception sont menées et réalisées à l'aide des logiciels HFSS et CST. Les performances obtenues ont été conformes aux exigences de la technologie ULB et confirment les améliorations apportées.

Mots clés : Antennes microrubans, Antennes ULB, Antennes supraconductrices, Antennes conformables.

Abstract

Abstract: Radio communications are rapidly developing these days especially with the increase in the need for high data rates and the scarcity of available frequency bands. It has become essential to find new solutions that meet these requirements. Ultra wide band (UWB) technology seems to be a very promising solution. This technique has advantages that have made it attractive in a large number of civil and military applications. Ultra Wide Band communication required antennas specifically adapted to this technology. In this thesis, it proposed firstly two microstrip antennas structures, the first one is based on superconducting materials and the other antenna conformed on an elliptical surface. A study of the influence of the superconducting material and the elliptical surface on the performance of these antennas including the band is presented. Secondly, it proposed a new ultra wide band microstrip antenna with the form of a "leaf of plant" fed by a 50 Ω microstrip line and printed on an FR4 epoxy substrate. The ground plane is printed on the bottom surface of the substrate. The different simulations are performed using the softwares HFSS and CST. The obtained results are in good agreement with the requirements of the UWB technology.

Key words: Microstrip Antennas, UWB antennas, superconductor antennas, conformal antennas

Introduction générale

Introduction générale

Les systèmes de communications jouent un rôle très important dans notre vie quotidienne, comme, les communications mobiles, TV, la radio, etc. En fait, le domaine de la communication a bien connu une perpétuelle évolution dans le but de répondre à une demande mondiale croissante, ce qui a nécessité non seulement le développement de systèmes de communication performants, mais aussi leur adaptation à des besoins bien spécifiques. Avec le développement des communications sans fil, la gamme de fréquences des systèmes sans fil a augmenté progressivement à partir de la bande des micro-ondes inférieure (0,3 ~ 30 GHz) jusqu'à la bande d'ondes millimétriques plus élevée encore (30 ~ 300 GHz).

Le principe des communications radios 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 diverses applications. Beaucoup de travaux de recherche ont été engagés dans ce domaine motivés principalement par un besoin grandissant en termes de débit de données mais qui restent freinés par un spectre des fréquences de plus en plus occupé. Pour cela, l'utilisation de signaux ULB pour transmettre l'information semble être une alternative très prometteuse. Cette technologie basée à l'origine sur la modulation de très brèves impulsions, permet l'émission de grands volumes de données tout en conservant une très faible densité spectrale de puissance. Son utilisation dans de nombreux laboratoires de recherche et industries, dans des domaines aussi tels que le radar et la géolocalisation, a permis en outre de valider sa faisabilité et d'acquérir plus de compétences et de savoir-faire.

Récemment, la FCC (Federal Communications Commission) a défini les règles d'utilisation du spectre de fréquences dans la bande 3.1-10.6 GHz [1]. Cette technologie possède de nombreux atouts : Grâce à une bande passante beaucoup plus large que les systèmes large bande actuel, cette nouvelle technologie est très robuste en environnement bruyant. Par ailleurs, la puissance d'émission étant du même niveau que celui du bruit, la technique peut cohabiter avec des systèmes à bandes étroites.

La commercialisation de nombreux appareils de télécommunication à large bande a contribué au développement de nouveaux types d'antennes. Les clients utilisant ces appareils demandent de plus en plus des produits intelligents, légers et peu coûteux. Les antennes micro-rubans répondent très bien à ces exigences, elles possèdent également l'avantage de pouvoir se confondre avec à peu près n'importe quelle surface; elles sont relativement faciles à fabriquer et possèdent un profil bas, ce qui présente un avantage du point de vue aérodynamique lorsqu'on pense aux antennes montées sur la carrosserie d'une voiture ou sur le fuselage d'un avion. Toutefois, ces

antennes microrubans possèdent de façon intrinsèque une faible largeur de bande passante et une efficacité relativement faible [2].

Il est à noter que, les antennes microrubans sont des composants à part entière dans un système de communication, qui nécessitent une étude particulière. Tout en cherchant à améliorer les performances d'une antenne, on doit d'abord l'adapter aux applications les plus récentes. Aussi, elle doit également répondre à des contraintes de multiplication de bandes de fréquences, de large bande passante et d'intégration. Enfin, ses caractéristiques doivent être peu influençables par l'environnement. Il existe à cet effet de nombreuses méthodes bien connues pour augmenter la largeur de bande passante, y compris l'augmentation de l'épaisseur du substrat, l'utilisation de diverses adaptations d'impédance et diverses techniques d'alimentation, ainsi que le changement de la forme du patch [3-6].

L'objectif visé par le travail présenté dans le cadre de cette thèse est la conception d'antennes microrubans répondant à l'exigence de la technologie ULB tout en gardant un degré de miniaturisation acceptable en utilisant les simulateurs HFSS et CST qui sont basés sur la méthode des éléments finis et la méthode d'intégration finie.

La thèse est structurée autour de quatre chapitres organisés de la façon suivante :

Dans le premier chapitre, des généralités sur les différents types d'antennes, ainsi que leurs caractéristiques comme le coefficient de réflexion, le diagramme de rayonnement, etc sont présentées. Les antennes microrubans sont décrites d'une manière générale, notamment les différentes structures et les techniques d'alimentation. Un bref aperçu des domaines d'application des antennes microrubans est évoqué enfin de chapitre.

Le deuxième chapitre présente un état de l'art des diverses structures d'antennes ULB existantes. Après une présentation de la technologie ULB avec sa réglementation et sa standardisation, notre intérêt se portera sur les différents types d'antennes dont trois types vont être détaillés : à savoir les antennes indépendantes de la fréquence, les antennes élémentaires et les antennes microrubans. Ce dernier type présente une bande étroite qui ne répond pas aux exigences de la technologie ULB, ce qui conduit à quelques techniques améliorant les performances des antennes microrubans notamment leur bande passante.

Dans le troisième chapitre, des structures d'antennes microrubans répondant aux exigences de la technologie ULB sont proposées. Dans ce cadre, les matériaux supraconducteurs ainsi que leurs propriétés physiques et leurs applications sont présentés. Une structure d'antenne microruban basée sur ce type de matériaux sera à cet effet présentée. Nous aurons à étudier l'influence de la supraconductivité sur la performance de cette antenne notamment le coefficient de réflexion. Une

autre structure d'antenne microruban est aussi présentée, où l'influence de la surface non plane sur sa performance notamment la bande passante sera bien étudiée.

Enfin le dernier chapitre est consacré à la conception et à la réalisation d'une antenne imprimée pour les applications ULB dédiée pour couvrir toute la bande stipulée par la FCC. Dans une première partie, une simulation touchant le coefficient de réflexion, le taux d'onde stationnaire et le diagramme de rayonnement est effectuée. Dans la deuxième partie, l'antenne simulée est fabriquée et caractérisée par un analyseur de réseau. Enfin, une comparaison entre les résultats de simulation et ceux de la mesure est réalisée en fin de chapitre.

La thèse est terminée par une conclusion générale et des perspectives pour d'éventuels travaux futurs.

CHAPITRE I

GENERALITES SUR LES ANTENNES

MICRORUBANS

I.1 Introduction

Les antennes sont des éléments électroniques utilisés pour diffuser les ondes électromagnétiques par le rayonnement dans l'espace. Elles jouent deux rôles réciproques : la transmission et la réception. Ainsi, dans un système de communication sans fil, elles sont toujours les premiers éléments dans une chaîne de réception ou les derniers éléments d'une chaîne d'émission. Dans les applications aéronautiques, aérospatiales et militaires où le faible volume, le faible poids, le faible coût, les hautes performances et la facilité de mise en œuvre sont les principales exigences, les antennes faiblement profilées sont une nécessité. Les systèmes micro-ondes à structure microruban ont été à l'origine du développement des antennes microrubans pour répondre à l'exigence de ces besoins. Les antennes microrubans sont le plus souvent utilisées en réseaux afin d'améliorer leurs performances et de permettre la réalisation de fonctions très particulières.

Dans ce chapitre, nous allons dans un premier temps donner quelques informations généralistes sur la notion de l'antenne et les différents types d'antennes existant qui s'appliquent dans le domaine des télécommunications. Les caractéristiques générales de l'antenne telles que le coefficient de réflexion, le diagramme de rayonnement, la directivité et le gain γ sont mises en valeur également. Puis, nous allons présenter les antennes microrubans de manière générale en commençant tout d'abord par la structure et les techniques d'alimentation déployées. Par la suite, les caractéristiques qui en font une technologie innovante et particulière ainsi que les méthodes d'analyse pouvant tirer profit de ces performances sont présentées. On clôture ce chapitre par un bref aperçu des domaines d'application et citons quelques avantages et inconvénients des antennes microrubans.

I.2 Définition de l'antenne

Généralement, une antenne est un objet métallique qui peut transmettre et recevoir les ondes électromagnétiques. Comme montré dans la *Figure 1.1*, à l'émission, l'antenne assure la transmission de l'énergie entre un émetteur et l'espace libre où cette énergie va se propager. Réciproquement, à la réception l'antenne capte et transmet l'énergie d'une onde se propageant dans l'espace à un appareil récepteur [7,2].

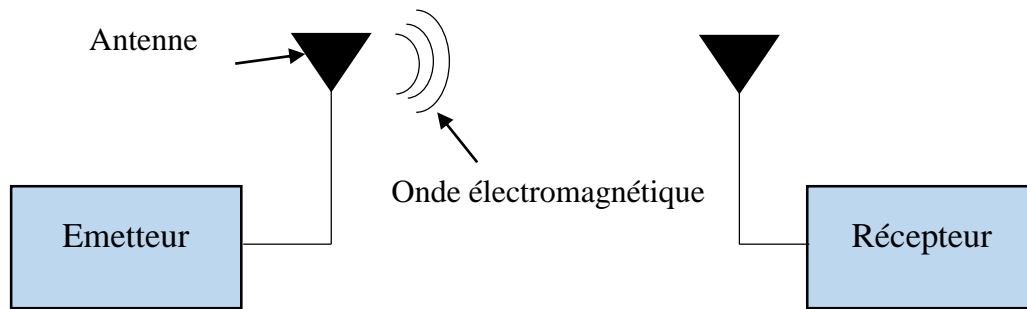


Figure I.1 L'antenne dans un système de communication.

I.3 Caractéristiques de l'antenne

Avant d'en arriver aux performances des antennes, il pourrait être intéressant de définir au préalable les différents paramètres d'une antenne.

Une antenne se définit par plusieurs caractéristiques qu'on peut classer en deux catégories :

- caractéristiques électriques,
- caractéristiques de rayonnement.

I.3.1 Caractéristiques électriques

Les caractéristiques électriques définissent l'antenne comme un circuit résonant dans lequel elle est connectée. Elles permettent d'évaluer la charge apportée par l'antenne au circuit d'excitation et ainsi de caractériser l'efficacité du transfert de puissance entre le système radioélectrique et le milieu de propagation. Plusieurs caractéristiques peuvent servir à cette caractérisation, nous définirons les principaux paramètres [8].

I.3.1.1 Impédance d'entrée

Dans un système électronique, l'antenne se comporte généralement comme un circuit résonant connectée aux autres éléments par une ligne de transmission. L'impédance d'entrée de l'antenne caractérise la charge présentée par cette antenne au circuit d'excitation. On exprime l'impédance d'entrée sous la forme :

$$Z_{in}(f) = R_{in}(f) + jX_{in}(f) \quad (I.1)$$

tel que :

$R_{in}(f)$: est la résistance d'entrée, elle représente un terme de dissipation lié d'une part à la puissance rayonnée et d'autre part, à la puissance perdue par effet joule.

$X_{in}(f)$: est la réactance liée à la puissance réactive stockée et concentrée au voisinage de l'antenne [9, 10]. Généralement l'impédance d'entrée égale à 50 ou 75 Ohms.

I.3.1.2 Coefficient de réflexion et ROS

Le coefficient de réflexion Γ est défini comme le rapport entre l'amplitude du signal réfléchi par l'antenne et l'amplitude du signal d'entrée. Le coefficient Γ dépend alors de l'impédance d'entrée de l'antenne et de l'impédance caractéristique de la ligne Z_0 par une relation classique. Ce paramètre est défini par la relation suivante [11-13]:

$$\Gamma = \frac{Z_{in} - Z_0}{Z_{in} + Z_0} \quad (I.2)$$

Les pertes par réflexion (S_{11}) exprimées en dB, sont données par :

$$S_{11} = -20 \log_{10} |\Gamma| \quad (I.3)$$

Dans la pratique, l'adaptation est délicate par rapport à la géométrie de l'antenne, la fréquence, l'endroit de la ligne d'alimentation ou encore l'impédance d'entrée. Ces paramètres jouent un rôle plus ou moins fort.

On peut calculer le rapport d'ondes stationnaire (ROS) avec les équations suivantes :

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

I.3.1.3 Bande passante

La bande passante d'une antenne représente la gamme de fréquences (de part et d'autre de la fréquence centrale) où les caractéristiques de l'antenne approchent celles de la fréquence centrale. Il s'agit aussi de la bande de fréquences où le transfert d'énergie de l'alimentation vers l'antenne (ou de l'antenne vers le récepteur) est maximale [9]. La bande passante peut être définie en fonction du coefficient de réflexion, c'est-à-dire l'antenne doit absolument fournir un coefficient de réflexion plus bas que -10 dB , à condition que les performances de l'antenne comme le diagramme de rayonnement ne change pas sur cette bande.

Pour connaître la largeur de bande d'une antenne, on trace le coefficient de réflexion de cette antenne en fonction de la fréquence. Si ce paramètre est inférieur à -10 dB ou -15 dB , la puissance de rayonnement est suffisante. Il suffit alors de repérer sur la courbe les valeurs de la fréquence correspondant à cette valeur comme montré dans la *Figure I.2* [13].

La largeur de bande est donc :

$$B = 100 * \frac{F_s - F_i}{F_c} \% \quad (I.5)$$

où F_c est la fréquence centrale d'utilisation pour laquelle l'antenne est conçue et F_s et F_i sont les fréquences limites supérieures et inférieures (pour un ROS donné).

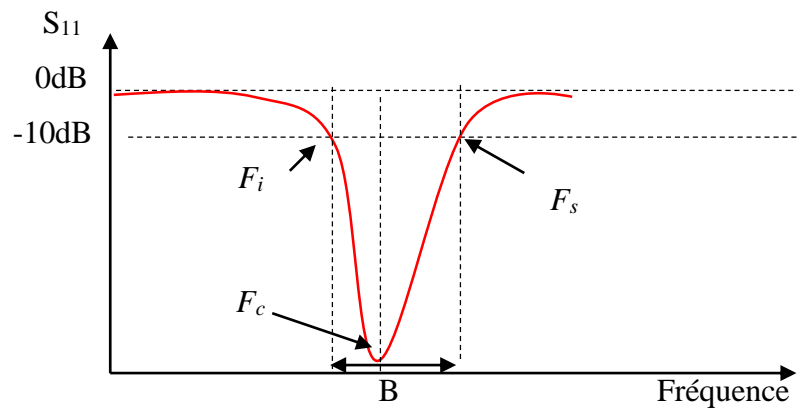


Figure I.2 Bande passante et coefficient de réflexion.

I.3.2 Caractéristiques de rayonnement

Les caractéristiques de rayonnement sont d'une façon générale données dans une zone dite de champ lointain.

I.3.2.1 Diagramme de rayonnement

Les diagrammes de rayonnements sont des représentations graphiques des propriétés de rayonnement de l'antenne en champ lointain et quantifient la capacité d'une antenne à transmettre/recevoir le signal dans une direction particulière. La représentation de cette fonction donne l'intensité du champ suivant les coordonnées spatiales en fonction des angles de déviation (θ, φ) .

Le diagramme de rayonnement est habituellement décrit dans des deux plans E et H . Le plan E est défini comme le plan contenant le vecteur champ électrique, alors que le plan H est défini comme le plan contenant le vecteur champ magnétique [14]. Ces diagrammes sont caractérisés par un lobe principal et des lobes secondaires ; Le lobe principal correspond à la direction privilégiée de rayonnement et les lobes secondaires sont généralement des lobes parasites. Lorsque l'on désire établir une liaison directe entre deux points A et B, il faut que la direction de rayonnement maximal coïncide avec la direction AB. Par conséquent, l'énergie rayonnée est perdue hors de cette direction, donc on cherche à les atténuer [9 ,11-13].

I.3.2.2 Directivité

La directivité d'une antenne caractérise la manière avec laquelle cette antenne concentre son rayonnement dans une ou plusieurs directions privilégiées de l'espace. C'est un paramètre

intrinsèque de l'antenne sans dimension et donne des informations sur les propriétés directionnelles [9, 11-13].

La directivité d'une antenne $D(\varphi, \theta)$ dans une direction donnée peut être exprimée par le quotient de l'intensité de rayonnement U par l'intensité de rayonnement d'une antenne isotrope. Afin de calculer l'intensité du rayonnement U_0 d'une source isotrope. La formule de la directivité est donc donnée par :

$$D(\theta, \varphi) = \frac{U(\theta, \varphi)}{U_0} = 4\pi \cdot \frac{U(\theta, \varphi)}{P_{ra}} \quad (I.6)$$

$$D = \frac{U}{U_0} = \frac{4\pi U}{P_{ra}} \quad (I.7)$$

Tel que P_{ra} est la puissance rayonnée par une source isotrope.

Si elle n'est pas spécifiée, la directivité de l'antenne sous-entend sa valeur maximale, c'est-à-dire D_0 .

$$D_0 = \frac{U_{max}}{U_0} = \frac{4\pi U_{max}}{P_{ra}} \quad (I.8)$$

I.3.2.3 Gain

Le gain de l'antenne, $G(\theta, \varphi)$, est un paramètre proche de la directivité défini comme le quotient de l'intensité de rayonnement U dans une direction par la puissance absorbée par une antenne isotrope de référence par unité d'angle solide avec la même puissance d'alimentation [9, 11]. Le gain est proportionnel à la directivité. Il porte la même information sur les directions de rayonnement.

$$G = 4\pi \cdot \left(\frac{\text{intensité de Rayonnement}}{\text{Puissance totale en entrée}} \right) = 4\pi \cdot \left(\frac{U(\theta, \varphi)}{P_{IN}} \right) \quad (I.9)$$

Si on remplace P_{in} par U_0 dans la relation (I.6), on obtient une quantité $G(\varphi, \theta)$ appelée gain dans la direction (φ, θ) , telque :

$$G(\theta, \varphi) = \frac{4\pi U(\theta, \varphi)}{P_{ra}/\eta} \quad (I.10)$$

avec $P_{ra} = \eta \cdot P_{in}$

$$G(\theta, \varphi) = \eta \times D(\theta, \varphi) \quad (I.11)$$

Le gain s'exprime en décibel (dB).

$$G_{dB}(\theta, \varphi) = 10 \log_{10} \left(4\pi \frac{U(\theta, \varphi)}{P_{in}} \right) \quad (I.12)$$

I.3.2.4 Polarisation

La polarisation d'une antenne correspond à celle du champ électrique E de l'onde électromagnétique qu'elle rayonne ou qu'elle reçoit à travers son lobe principal. La polarisation dans une direction donnée est caractérisée par la projection dans le plan perpendiculaire à la direction de propagation, de la courbe décrite dans le temps par l'extrémité du champ électrique (ou magnétique) de l'onde rayonnée dans la zone lointaine [15]. Il existe trois types de polarisation du champ électromagnétique :

- La polarisation linéaire
- La polarisation circulaire
- La polarisation elliptique

La polarisation est linéaire dite aussi rectiligne, si le vecteur champ électrique de l'onde rayonnée par l'antenne est toujours dans la même direction en fonction du temps. Cette polarisation est dite horizontale, si l'orientation du champ électrique E est horizontale par rapport au sol. Elle est dite verticale si l'orientation du champ est perpendiculaire au sol, comme illustré dans la *Figure I.3*.

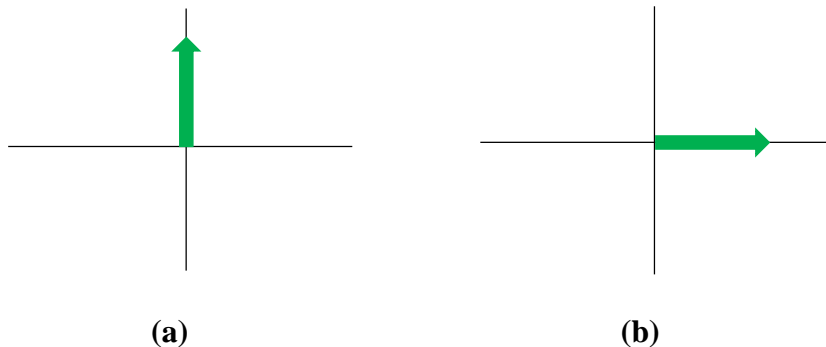


Figure I.3 Polarisation linéaire, (a) vertical, (b) horizontal.

La polarisation circulaire est une polarisation du champ E qui varie en fonction du temps. Si le vecteur champ électrique tourne selon un cercle, elle est dite à polarisation circulaire. L'orientation décrit une rotation vers la droite ou la gauche, d'où l'appellation de polarisation circulaire droite ou de polarisation circulaire gauche (*Figure I.4*)



Figure I.4 Polarisation circulaire, (a) gauche, (b) droite.

La polarisation elliptique est dite elliptique si le champ électrique décrivant une ellipse en fonction du temps. De même que la polarisation circulaire, deux cas sont possibles : la polarisation elliptique droite et la polarisation elliptique gauche (*Figure I.5*).



Figure I.5 Polarisation elliptique. (a)gauche, (b)droite.

I.4 Classification des antennes

Plusieurs types d'antennes sont connus et utilisés dans différentes applications des télécommunications. Ces antennes peuvent être classées en plusieurs catégories selon la géométrie, le gain, la forme du faisceau, et la bande passante [9, 12,16]. On peut les classer comme suit:

- Les formes ou géométries :
 - ✓ antennes filaires : dipôle, boucle, spirale
 - ✓ antennes à ouverture : cornet, fente
 - ✓ antennes microrubans : patch, dipôle imprimé, spirale
- Le gain :
 - ✓ gain élevé : planaire
 - ✓ gain moyen : cornet
 - ✓ gain bas : dipôle, fente, patch
- La forme de faisceau :
 - ✓ omnidirectionnelle : dipôle
 - ✓ faisceau étroit : planaire
 - ✓ faisceau large : antenne réseau
- La largeur de bande :
 - ✓ bande large : spirale
 - ✓ bande étroite : patch, fente

I.5 Description de l'antenne microruban

L'antenne microruban simple est constituée d'une couche métallique (patch) d'épaisseur t très petite par rapport à la longueur d'onde dans l'espace libre λ_0 ($t \ll \lambda_0$), imprimée sur un diélectrique (substrat) de hauteur h très faible devant λ_0 (généralement, $0.003\lambda_0 \leq h \leq 0.05\lambda_0$) [14]. En dessous du substrat se trouve une métallique qui sert comme plan de masse, comme indiqué dans la *Figure I.6*.

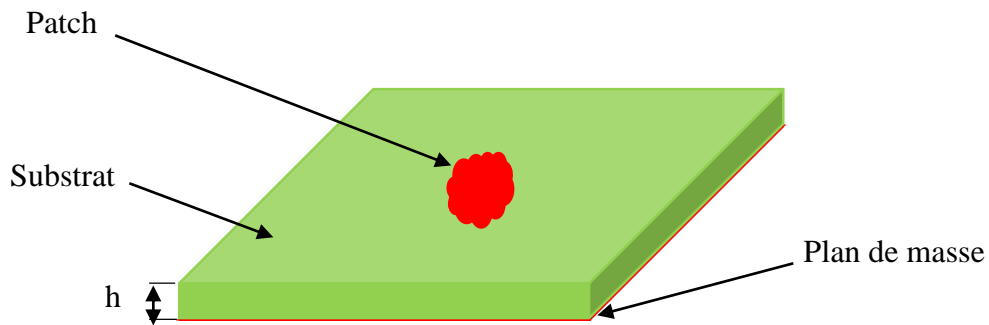


Figure I.6 Structure d'une antenne microruban.

D'habitude, le métal utilisé est le cuivre. La fabrication de l'élément rayonnant et les lignes d'alimentation sont généralement obtenues par gravure en utilisant le procédé standard de photolithographie. Il existe une grande variété de formes concernant le patch, les plus souvent rencontrés sont les formes rectangulaires, carrées, circulaires, elliptiques, triangulaire et sous forme d'anneaux.

Le substrat est un facteur très important qui possède aussi des propriétés des métaux. Il existe plusieurs diélectriques qui sont utilisés dans la conception des antennes microrubans et leurs propriétés électromagnétiques sont caractérisées essentiellement par trois paramètres physiques : la conductivité, la constante diélectrique relative et l'angle de perte [17]. Les valeurs typiques de la constante diélectrique relative sont : $2.2 \leq \epsilon_r \leq 12$ [18].

I.6 Bref historique sur les antennes microrubans

L'utilisation des structures microrubans pour émettre des ondes électromagnétiques a été envisagée en 1950 [19]. En 1953, aux *Etats Unis d'Amérique*, le concept des antennes microrubans fut initialement proposé par *G. A. Deschamps* et en *France* par *Guttan* et *Baissinot* en 1955 [20,21]. Au début des années 70, les antennes microrubans ont reçu une attention considérable grâce à l'arrivée sur le marché de diélectriques à faibles pertes et ainsi que le développement du processus de fabrication. Les premières validations ont été réalisées par *Howell* et *Munson* [22]. *Howell* a été le premier scientifique à présenter la procédure de conception pour les antennes

microrubans tandis que *Munson* a essayé de développer des antennes microrubans telles que des antennes montées en des fusées et des missiles. En outre, des publications de recherche sur le développement d'antennes microrubans ont également été publiées par *Bahl et Bhartia* [23, 24]. Souligne que les premières technologies microrubans étaient particulièrement utilisées pour des applications militaires. Depuis le début des années 1990 et jusqu'à nos jours, un changement rapide vers les applications commerciales a été constaté. Les antennes microrubans sont devenues plus connues et utilisées dans divers systèmes de communications, elles sont très utilisées dans les appareils téléphoniques, les ordinateurs portables et les systèmes embarqués.

I.7 Techniques d'alimentation de l'antenne microruban

L'excitation des antennes microrubans est un point très important aussi bien dans l'étude que dans le processus de conception. Différentes techniques d'alimentation sont couramment employées, on peut les classer en deux grandes catégories [25] :

- Alimentation par contact :
 - ✓ alimentation par une ligne microruban,
 - ✓ alimentation coaxiale directe.
- Alimentation par proximité :
 - ✓ alimentation par couplage électromagnétique,
 - ✓ alimentation par couplage à ouverture (fente) dans le plan de masse.

I.7.1 Alimentation par contact

I.7.1.1 Alimentation par une ligne micro ruban

Dans ce type d'alimentation, la ligne d'alimentation est un conducteur métallique sous forme de bande. La largeur de la ligne microruban est plus petite par rapport la largeur du patch. L'excitation se fait par connexion directe à une ligne microruban sur le même substrat que l'élément rayonnant comme illustré dans la *Figure I.7*.

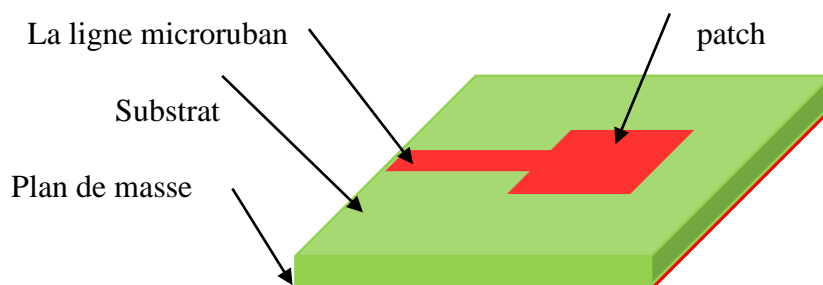


Figure I.7 Alimentation par ligne microruban.

L'impédance d'entrée de la ligne d'alimentation peut être affectée de différentes façons. La largeur de la ligne ajuste l'impédance caractéristique de la ligne d'alimentation, le point de jonction entre la ligne et le patch peut être décalé pour permettre une meilleure adaptation d'impédance. De plus, un transformateur quart d'onde peut être utilisé pour faire l'adaptation entre la ligne et le patch. Cette technique d'alimentation présente un avantage puisque le patch et la ligne microruban sont gravés sur le même substrat, elle est facile à fabriquer et simple à adapter à la résonance [26]. C'est l'une des techniques les plus utilisées dans les antennes microrubans. Cependant, en raison de l'augmentation possible de l'épaisseur du substrat diélectrique utilisé, les ondes de surface et le rayonnement parasite de l'alimentation augmentent aussi, ce qui a pour effet la dégradation de la bande passante de l'antenne [14].

I.7.1.2 Alimentation coaxiale directe

Dans ce type d'alimentation, l'excitation de l'antenne microruban peut être effectuée par connexion directe à une ligne coaxiale comme montré dans la *Figure I.8*. L'alimentation coaxiale ou l'alimentation de sonde est une technique très couramment utilisée. La sonde coaxiale est un cylindre composé de deux conducteurs essentiels séparés par un diélectrique, l'un est interne et l'autre externe. Le conducteur central s'étend à travers le diélectrique pour être soudé en un point situé sur l'axe de symétrie du patch, tandis que le conducteur externe est soudé au plan de masse [27]. L'emplacement du point d'alimentation détermine l'impédance de la ligne de transmission à adapter à l'impédance de l'antenne [28].

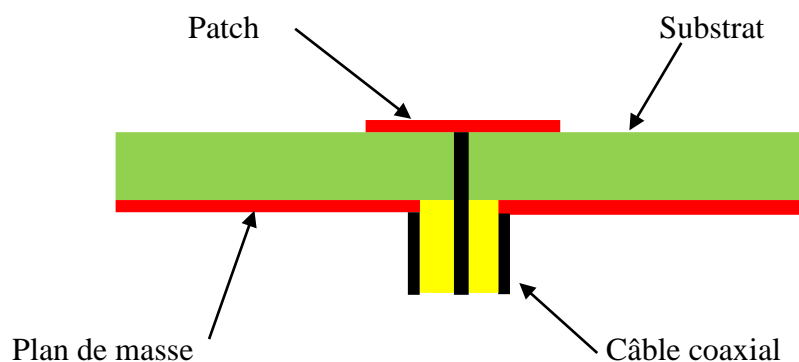


Figure I.8 Alimentation coaxiale.

Les principaux avantages de l'alimentation par sonde sont la possibilité du soudage du conducteur interne de la sonde coaxiale à un point quelconque à l'intérieur du patch pour une meilleure adaptation ainsi que la fabrication de l'antenne qui est généralement simple. Cependant, cette méthode possède des inconvénients au niveau des caractéristiques de l'antenne. En effet, les pertes apparaissent avec le perçage du plan de masse du diélectrique ainsi que du patch [14].

I.7.2 Alimentation par proximité

I.7.2.1 Alimentation par couplage de proximité

L'alimentation par couplage de proximité est connue par le nom de couplage électromagnétique. Dans ce type, il existe deux milieux diélectriques différents, un pour le patch et l'autre pour la ligne d'alimentation. La ligne microruban est placée entre les deux diélectriques, alors que le patch est situé au-dessus du substrat supérieur. Cette technique est représentée dans la *Figure I.9*.

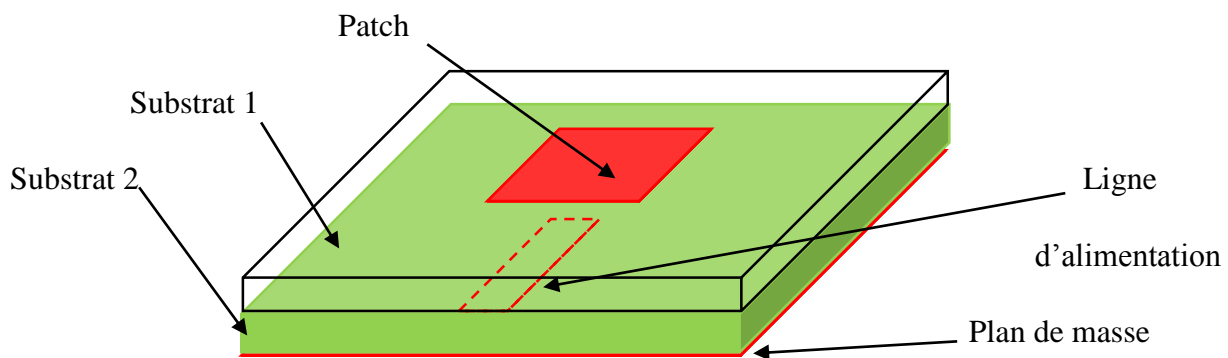


Figure I.9 Alimentation par couplage électromagnétique.

L'adaptation dans cette technique peut être ajustée pour contrôler plusieurs paramètres qui concernent la ligne d'alimentation et le patch. Ces paramètres sont la longueur de la ligne d'alimentation sous le patch et la largeur du patch.

Parmi les avantages de ce système d'alimentation, l'élimination du rayonnement additif engendré par la ligne microruban qui fournit une bande passante plus large à cause de l'augmentation générale de l'épaisseur de l'antenne [14]. Les inconvénients majeurs de cette technique d'alimentation sont la difficulté de fabrication à cause des deux substrats, le coût et la difficulté d'intégration dans les dispositifs électroniques.

I.7.2.2 Alimentation par couplage à ouverture dans le plan de masse

Dans cette technique d'alimentation, le couplage entre le patch et la ligne microruban est assuré grâce à une ouverture dans le plan de masse [26]. La fente est coupée dans le plan de masse et elle existe entre l'élément rayonnant et la ligne microruban comme indiquée dans la *Figure I.10*. La quantité de couplage entre la ligne microruban et le patch est obtenue grâce aux paramètres de l'ouverture: la forme, la taille et l'emplacement de la fente sous le patch dans le plan de masse [29]. Cette technique, malheureusement peut compliquer la fabrication de l'antenne, suite à la présence de couches multiples qui augmentent l'épaisseur de l'antenne et le coût. Cependant, elle offre l'élargissement de la bande passante et le rayonnement parasite est ainsi réduit au minimum.

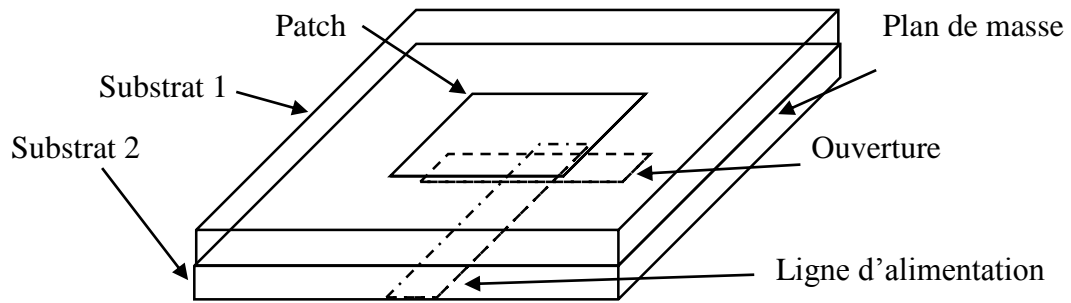


Figure I.10 Alimentation par couplage à ouverture.

I.8 Mode de fonctionnement

Le mécanisme de rayonnement d'une antenne microruban dépend de sa forme géométrique. Après excitation, l'onde électromagnétique va se propager dans la ligne d'alimentation pour attaquer ensuite l'élément rayonnant qui est généralement plus large que la ligne. Le rayonnement résultant est réfléchi par le plan de masse, puis par le conducteur supérieur et ainsi de suite. Dans ce cas, on a une distribution de charges qui va s'établir sur et sous l'élément et entre le plan de masse et le substrat. Le mouvement de ces dernières charges crée des densités de courant aux surfaces inférieure et supérieure du patch. Ces distributions avec l'association des densités de courants engendrent une distribution de champs électriques représentée dans la *Figure I.11* dans le mode fondamental. Le mode dominant de la résonance d'antenne est le mode avec la fréquence de résonance du plus bas ordre [25].

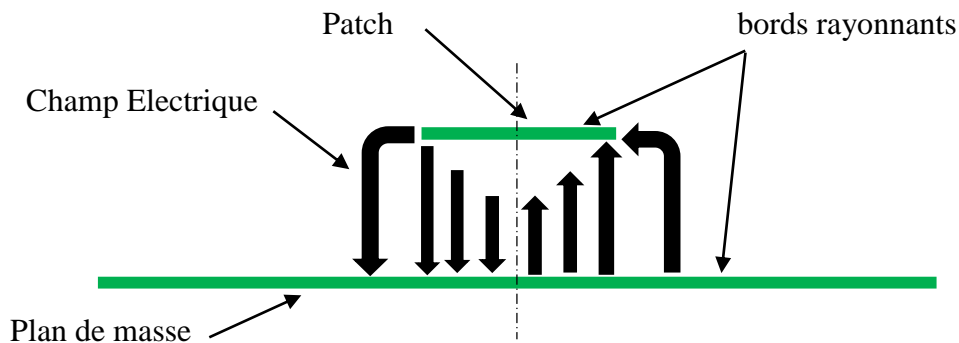


Figure I.11 Mode de fonctionnement d'une antenne microruban.

Le champ présent entre les bords du patch et le plan de masse va déborder et contribuer à générer le champ électromagnétique rayonné. Ces 2 bords sont donc appelés bords rayonnants.

I.9 Méthodes d'analyse des antennes microrubans

Il existe deux grandes catégories de méthodes utilisées dans la conception et l'analyse d'antennes microrubans. La première catégorie regroupe les méthodes analytiques et la deuxième, les méthodes numériques.

I.9.1 Les méthodes analytiques

Les méthodes analytiques sont basées sur des suppositions physiques concernant la distribution du courant magnétique équivalente autour de l'élément rayonnant, qui aboutissent généralement à des formules analytiques simples. Ces méthodes peuvent être classifiées en deux catégories de modèles [30]:

- Modèle de la ligne de transmission (TLM).
- Modèle de la cavité.

I.9.1.1 Modèle de la ligne de transmission

Le modèle de la ligne de transmission est le premier et plus simple modèle utilisé dans l'analyse et la conception d'antennes microrubans [31]. Dans ce modèle, l'étude théorique consiste à exploiter l'analogie qui existe entre l'élément rayonnant d'une antenne (patch) et un morceau d'une ligne microruban ayant deux bords rayonnants. Le modèle de la ligne de transmission est représenté dans la *Figure I.12*, où l'antenne microruban est vue comme deux fentes de largeur W et de hauteur h , séparées par une ligne de transmission de longueur L .

La structure microruban est une ligne non homogène de deux milieux, qui sont le diélectrique et l'air. La plupart des lignes de champ électrique existent dans le diélectrique et une partie de quelques lignes se trouve en l'air. La méthode de la ligne de transmission a été employée la première fois pour les patches rectangulaires. Ce modèle a été amélioré pour permettre la modélisation d'autres formes de patch, le couplage, les substrats multicouches et les surfaces non planaires telle que la surface cylindrique [32-36]. L'avantage du la modèle de la ligne de transmission est qu'il est relativement simple et donne de meilleures interprétations physiques. Cependant, ce modèle est moins précis, plus complexe surtout pour les substrats électriquement épais, où une constante diélectrique plus élevée et une modélisation du couplage difficile [37, 38].

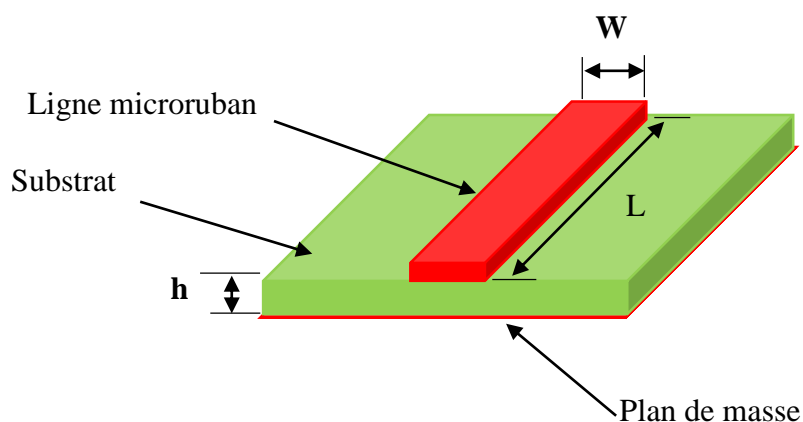


Figure I.12 Modèle de ligne de transmission.

I.9.1.2 Modèle de la cavité

Le modèle de la cavité a été proposé par *Lo et al.* [39]. Dans ce modèle, l'antenne microruban est modélisée comme une cavité limitée par des murs ; deux murs électriques sur son sommet et sa base et quatre murs magnétiques sur sa surface latérale (*Figure I.14*). L'inconnu dans ce modèle est le système des modes propagatifs et leurs fréquences de résonance. Chaque mode conduit à une distribution de courant sur le patch, par conséquent introduit les champs à l'intérieur de la cavité selon des conditions aux limites appropriées. Une fois ces champs connus, le champ rayonné, la puissance totale et l'impédance d'entrée peuvent être alors calculés en faisant rayonner ces courants [40]. Les inconvénients de ce modèle ne sont pas applicables pour des substrats ayant une épaisseur faible et une constante diélectrique petite[41].

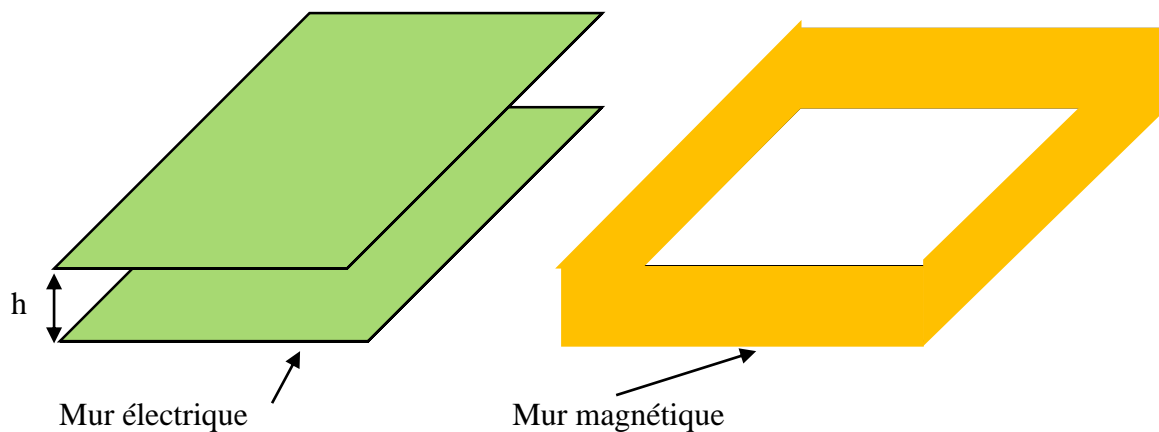


Figure I.13 Représentation le modèle de la cavité.

I.9.2 Méthodes numériques

Les méthodes numériques dites aussi <<les méthodes rigoureuses>> sont basées sur la détermination de la distribution du courant électrique sur la surface des éléments conducteurs de l'antenne microruban (patch et plan de masse). Ces méthodes sont les plus utilisées actuellement, on trouve parmi elles méthodes [42]:

- la méthode des différences finies.
- la méthode des moments.
- la méthode des éléments finis.

Lorsque les techniques numériques sont appliquées correctement, les courants électriques surfaciques sur le patch et le plan de masse sont déterminés. Par conséquent, on peut calculer les caractéristiques de l'antenne microruban telles que ; la fréquence de résonance, l'impédance d'entrée et le diagramme de rayonnement. Les avantages de ces méthodes c'est qu'elles sont très

précises, très souples et traitent les éléments isolés aussi bien que les réseaux. En outre, ces méthodes permettent d'analyser les formes arbitraires, les multicouches et le couplage. Toutefois, ce sont les modèles les plus complexes [37, 43-45] qui nécessitent un temps de calculs, un espace mémoire, un effort considérable et ne permettent que très peu d'interprétations physiques [37].

I.9.2.1 Méthode des différences finies

La méthode des différences finies est une approche numérique qui permet de faire la résoudre les équations de champs en des points discrets de l'espace. Cette approche 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 [37, 46].

Dans la famille des méthodes des différences finies, il existe la méthode des différences finies dans le domaine temporel, notée par FDTD (Finite Différence Time Domaine), présentée en 1966 [47]. Elle consiste à approcher, les dérivées ponctuelles spatiales et temporelles qui apparaissent dans les équations de Maxwell par des différences finies centrées. Les composantes du champ électromagnétique sont décalées d'une demi-cellule spatiale et calculées d'une manière alternative et itérative à des multiples pairs et impairs du demi-pas temporel. On applique la transformée de Fourier à la réponse temporelle pour obtenir la réponse fréquentielle du système. L'avantage de cette méthode est la simplicité de sa formule, applicable à des structures quelconques sans modification de l'algorithme de base. Le calcul est fait dans le domaine temporel sur une large bande de fréquences en une seule simulation. [48-50]. Cependant l'inconvénient de la méthode est lié au fait que le maillage de la structure doit être uniforme et donc peu adaptée au traitement des dispositifs comportant des éléments ayant des ordres de grandeurs très différents.

I.9.2.2 Méthode des moments

La méthode des moments développée pour la première fois par Newman [51], est une manière de résolution d'équations intégrales en transformant celles-ci en un système matriciel qu'on doit résoudre par ordinateur [52]. L'application de cette méthode aux structures se base sur la décomposition de la structure étudiée en plusieurs bases partielles. Dans ce cas, la structure est maillée en sous parties finies, lesquelles constituent les supports des fonctions de bases partielles. La solution du système d'équations intégrales permet d'écrire les champs électriques ou magnétiques en fonction d'une somme des courants induits, et convertie en équations matricielles, pour tout type de maillage, ce qui peut alors être résolu par diverses techniques algébriques pour fournir le résultat [32, 45, 53]. Les avantages de cette méthode sont ; la précision et la souplesse. Elle peut traiter un élément seul ou plusieurs éléments en réseau ou empilés, les formes arbitraires

et le couplage. Cependant, elle est très complexe et permet moins d'interprétation physique et nécessite un temps de calcul considérable.

I.9.2.3 Méthode des éléments finis

La méthode des éléments finis, très employée dans le domaine fréquentiel, elle s'applique aux dispositifs microondes de formes arbitraires. Cette méthode consiste à résoudre des équations de Maxwell en amont au niveau de la formulation aux dérivées partielles des équations de propagation et sur la description géométrique de la structure sous forme d'un maillage. Premièrement, 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 [54]. Deuxièmement, elle consiste à choisir une distribution de fonctions de test, respectant des conditions de dérivabilité et de continuité au bord du domaine de calcul. Ceci permet alors de reformuler l'équation d'onde et d'éliminer les dérivées à l'ordre un et d'aboutir ainsi à une formulation variationnelle. L'intérêt d'une telle formulation réside dans le fait qu'elle réunit en une seule expression, l'équation d'onde et les conditions aux limites tout en ne faisant intervenir que des dérivées d'ordre un. 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 et donnent au maillage une très grande souplesse mais avec de gros moyens informatiques. [39].

I.10 Outils de conception microonde

Dans cette section, nous allons faire la synthèse des fonctions et l'analyse de différents outils de modélisation numérique disponibles, qui pourraient être utilisés dans la conception d'antennes microondes. Il est impossible d'utiliser un calcul analytique pour des antennes quelconque à cause de la complexité de forme du système rayonnant. Les outils numériques sont donc devenus des éléments indispensables à la conception d'antennes microondes grâce à la croissance rapide en puissance de calcul de l'ordinateur. L'arrivée d'ordinateurs de plus en plus puissants a permis un large développement de ces méthodes numériques.

A souligner que les logiciels de simulation électromagnétique sont très largement utilisés aujourd'hui dans le domaine microonde. Ceux-ci nous permettent de concevoir directement un modèle d'un système rayonnant complexe et rigoureux en tenant compte des matériaux le constituant avec l'existence de dispositifs électroniques, diélectriques et métalliques. Ils permettent aussi d'avoir une idée précise sur le comportement du système microonde et réduire ainsi le temps de développement.

Actuellement, plusieurs logiciels de simulation électromagnétique sont disponibles qui sont basés sur différentes méthodes numériques tels que CST, HFSS, *13ED* etc. Le choix entre eux dépend des problèmes à résoudre comme le type, le matériau de la structure, la complexité de la géométrie etc. Dans le cadre de notre thèse, on utilisera les logiciels commerciaux HFSS de Ansoft Corp basé sur la méthode des éléments finis et CST Microwave Studio basé sur la technique des intégrales finis. Ces deux logiciels sont des simulateurs solides, versatiles et applicables à une grande variété de structures. La facilité de simulation sur de tels logiciels, nous permettra de mieux interpréter et expliquer les résultats obtenus.

I.11 Avantages et inconvénients des antennes microrubans

Aujourd'hui, les antennes microrubans sont largement utilisées grâce à leurs propriétés telles que [55]:

- Poids léger et volume petit.
- Configuration planaire miniaturisée qui peut être facilement rendue conforme pour n'importe quelle surface.
- Mécaniquement robustes une fois montées sur des surfaces rigides.
- Faible coût de fabrication et production en masse possible.
- Polarisation linéaire et circulaire pour les télécommunications.
- Antennes multi-bandes, multi-polarisations possibles.
- Compatibilité avec les circuits hybrides et MMIC (Microwave Monolithic Integrated Circuit).
- Réseaux d'alimentation et d'adaptation fabriqués simultanément avec l'antenne.

Malgré que les antennes microrubans possèdent de nombreux avantages, celles-ci antennes ont des inconvénients qui sont connus depuis plusieurs années et des progrès considérables ont été réalisés pour améliorer leurs performances. Parmi ces inconvénients on peut citer :

- Bande passante étroite (de 1 à 5 %), souvent associée avec les problèmes de tolérances (géométrique et physique).
- Généralement gain faible (de l'ordre de 5dB).
- Rendement faible.
- La plupart des antennes rayonnent uniquement dans le demi-plan.
- Supportent uniquement de faibles puissances (100 W).
- Pertes de rayonnement par ondes de surface.

I.12 Applications des antennes microrubans

Actuellement, les applications des antennes microondes conventionnelles deviennent incapables de répondre aux exigences du marché industriel. Pour cela, les antennes microrubans remplacent de plus en plus les antennes classiques avec des performances équivalentes dans diverses applications, Parmi lesquelles on peut citer [56]:

- Les télécommunications par satellites.
- La commande et le contrôle.
- Les équipements portatifs.
- Les antennes d'émission utilisées en médecine.
- Les récepteurs satellite de navigation.
- les systèmes GPS (Global Positioning System).
- Les radars.

I.13 Conclusion

Nous nous sommes intéressés dans ce chapitre à une présentation générale des antennes. Les caractéristiques générales ainsi que les différents types d'antennes ont été discutés en premier lieu dans ce chapitre. Nous avons par conséquent présenté un bref historique des antennes microrubans et montré également quelques types d'alimentation, ainsi que les méthodes d'analyses les plus utilisées pour des structures microrubans de forme quelconque. Les avantages et inconvénients et application de ce type d'antennes ont été présenté en fin de ce chapitre.

Les systèmes ultra large bande utilisent des antennes de très large bande en général et les antennes microrubans en particulier. Rappelons à ce titre, que ces dernières souffrent particulièrement d'une faible largeur de bande passante. Le chapitre suivant va être consacré à l'étude de ce type de systèmes. où, on va présenter des travaux établis pour l'amélioration de la bande passante des antennes microrubans afin de répondre aux l'exigences de ces systèmes.

CHAPITRE II
ANTENNES ULTRA LARGE BANDE

II.1 Introduction

L'objectif de ce chapitre est de présenter la technologie et les antennes ultra large bande (ULB) dans un contexte général. Dans un premier temps, nous présentons des généralités sur la technologie (ULB) et la réglementation imposée où les principales caractéristiques et les applications sont soulignées. Dans un second temps, nous présentons les antennes ultra large bande, où les antennes indépendantes de la fréquence, les antennes élémentaires ainsi que les antennes microrubans sont aussi décrit. Ces dernières ayant une bande étroite ne répondent pas aux exigences de la technologie ULB, ce qui rend nécessaire de discuter dans ce chapitre quelques techniques permettant d'augmenter cette bande passante.

II.2 Concept de la technologie ultra large bande

La technologie ULB est une appellation relativement récente pour décrire une technologie bien plus ancienne. Elle est connue comme une nouvelle technologie de communication sans fil qui permettrait d'atteindre des débits jamais atteints, dépassant ainsi le Gbits/s. De plus, elle offre la solution adéquate pour les applications telles les communications intérieures courtes portées haut débit, la localisation de précision et les radars à pénétration du sol [57-59].

Il existe plusieurs de définitions de l'ULB, mais la plus largement acceptée est celle donnée par la FCC[1]. Cette définition caractérise l'ULB par sa largeur de bande, par conséquent, un système ULB est défini comme un dispositif utilisant une largeur de bande fractionnée, supérieure à 20% ou occupant une bande B de 500 MHz ou plus. La *Figure II.1* et la relation (II.1) illustrent cette définition.

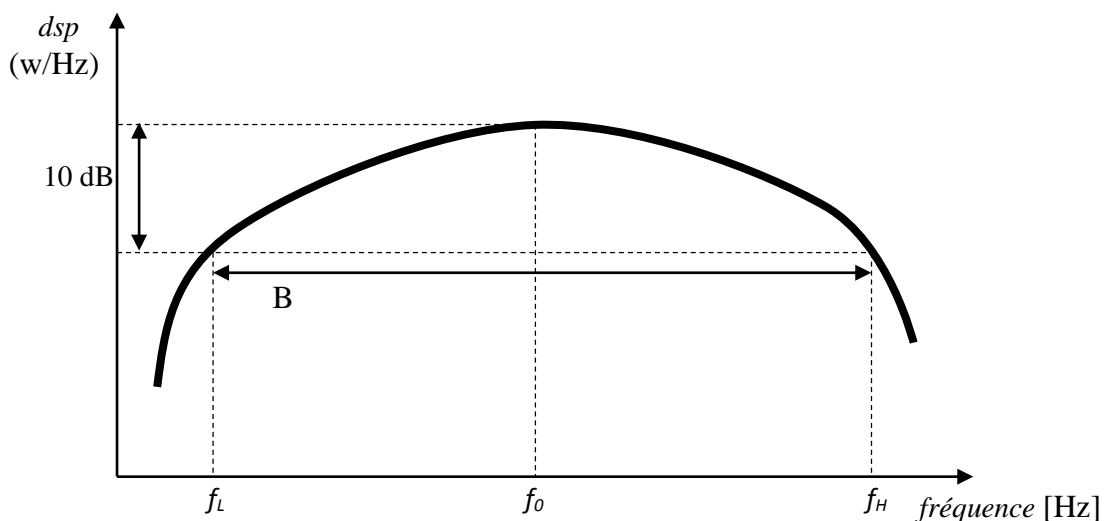


Figure II.1 Densité spectrale de puissance (dsp) d'un signal ULB.

$$\text{bande fractionnaire} \cong \frac{2(f_H - f_L)}{f_H + f_L} = \frac{B}{f_0} = \frac{1}{Q} \geq 0.2 \quad (\text{II.1})$$

Où f_H et f_L désignent respectivement les fréquences limites haute et basse du spectre du signal (fréquences prises à -10dB). Les deux conditions ne sont pas forcément remplies en même temps.

II.2.1 Historique

Historiquement, l'utilisation de la technologie ULB remonte à un siècle, 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* [60]. Bien que l'utilisation des transmissions à distances sur fil remonte à l'époque du *XIX^{ème}* siècle, les techniques des télécommunications modernes doivent leurs fondements théoriques aux publications de *Claude Shannon* en 1948.

En 1952, des travaux furent menés par *J.R. Pierce et A. L. Hopper*, mettant en œuvre une transmission de signaux téléphoniques analogiques dans l'espace [61]. Dans les années 60, *G.F. Ross et L. Bennett* étudient pour la première fois la propagation d'ondes électromagnétiques d'un point de vue temporel plutôt que d'un point de vue fréquentiel [62]. Dans leur publication, apparaissent pour la première fois, des applications liées à cette nouvelle technique : les communications et les radars. En 1973, *Ross* dépose pour la société <<*Sperry Rand Corporation*>>, le premier brevet sur un système de communications par émission d'impulsions très courtes et marque le début des applications de communication [63]. Jusqu'en 1994, de nombreux travaux ont été financés par le gouvernement américain mais sous le couvert de la confidentialité. Depuis lors, l'étude des systèmes de transmission par impulsions tant dans le monde industriel qu'académique a fait l'objet de nombreuses publications [64,65].

Avant la fin du 20^{ème} siècle, l'usage de l'ULB pour la communication n'avait pas été concrètement envisagé. Cependant, face au potentiel affiché par l'ULB, les industriels civils ont poussé les autorités de réglementation américaines à prendre des mesures normatives visant à permettre l'introduction de cette technologie dans le marché des applications civiles. La FCC a donc entamé une étude en 1998 qui a abouti à la loi « Part 15 » et à la publication du rapport « First Report and Order on UWB » le 14 Février 2002. Cette loi a autorisé l'émission sans licence dans la bande $3.1-10.6\text{ GHz}$, sous contrainte de respecter une limitation de puissance égale à -41.3 dBm/MHz . Elle a permis dans un premier temps, d'initier des travaux de recherche partout dans le monde, notamment aux USA, afin d'introduire la technologie ULB sur le marché mondial, de façon harmonisée [1, 66].

II.2.2 Réglementation de l'ULB dans le monde

Les systèmes ULB opèrent sur une largeur de bande très grande (quelques GHz). Cette grande largeur de bande coexiste avec d'autres utilisateurs et d'autres systèmes de communications. Bien que la puissance d'émission de ces signaux soit très faible, l'ULB doit tout de même respecter la réglementation. L'avantage de l'ULB est immense, il permet d'éviter de passer par un mécanisme d'allocation de licences pour utiliser des bandes de fréquences et permet aussi d'éviter de se retrouver confiné dans les seules bandes dites sans licences (exemple la bande ISM à 2.4 GHz) qui sont des bandes relativement étroites et qui risquent, un jour, de se trouver saturées [67,68]. Pour éviter les brouillages mutuels, des règles doivent être établies pour permettre à tous les modules de cohabiter.

II.2.2.1 Réglementation Américaine

Les Etats-Unis ont été le premier pays à réglementer l'utilisation de la technologie ULB. Cette réglementation a été définie comme indiqué plus haut en février 2002 par la FCC, via un premier rapport et ordonnance sur la technologie ULB pour résoudre le problème des interférences mutuelles [69]. Dans cette loi, la FCC a fixé les limites de la bande de fréquences et des puissances autorisées pour un système de communication ULB. Elle a tout d'abord limité les niveaux d'émission des systèmes ULB à des puissances très faibles qui ne dépassent pas $-41,3 \text{ dBm/MHz}$ en puissance moyenne et 0 dBm/50 MHz en puissance crête. La Figure II.2 exprime cette loi.

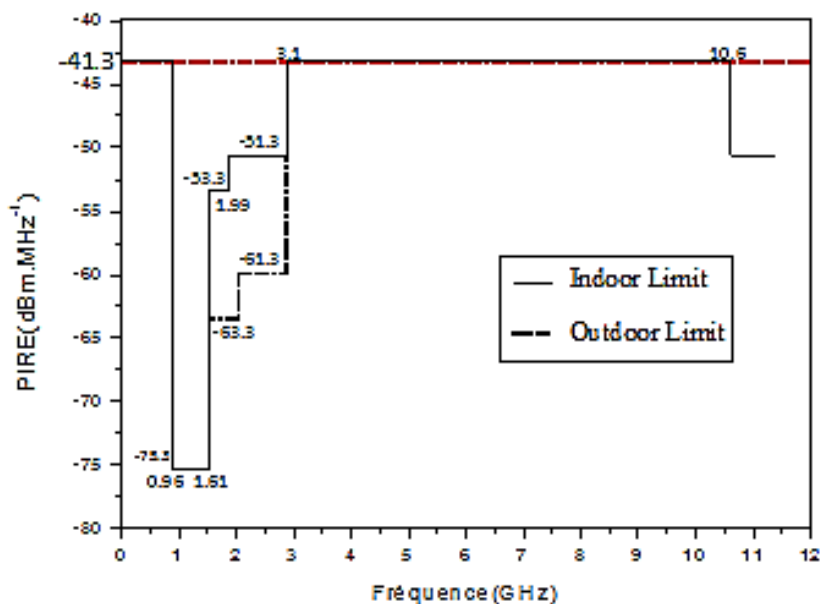


Figure II.2 Masque d'émission autorisé par la FCC en 2002 [70].

II.2.2.2 Réglementation Européenne

En Europe, l'organisme de normalisation de l'ULB est l'ETSI (European Technical Standard Institute). Cet organisme travaille en collaboration avec le CEPT (European Conference of Postal and Télécommunications Administration), ainsi, le groupe de travail TG3 s'est créé en mars 2004 au sein du CEPT. Le rôle de ces organismes est d'étudier l'impact des systèmes ULB sur les systèmes qui existent déjà et de prendre la décision sur les réglementations du spectre [70]. La première proposition de ce groupe de travail a été faite en octobre 2005, elle conserve les principales définitions faites par la FCC et ajoute 5 à 30 dB de protection envers les bandes ISM (Industriel, Scientifique et Médical) centrées autour de 2,45 GHz ainsi qu'envers les bandes autour de 5.8 GHz [71]. La Figure II.3 illustre cette réglementation.

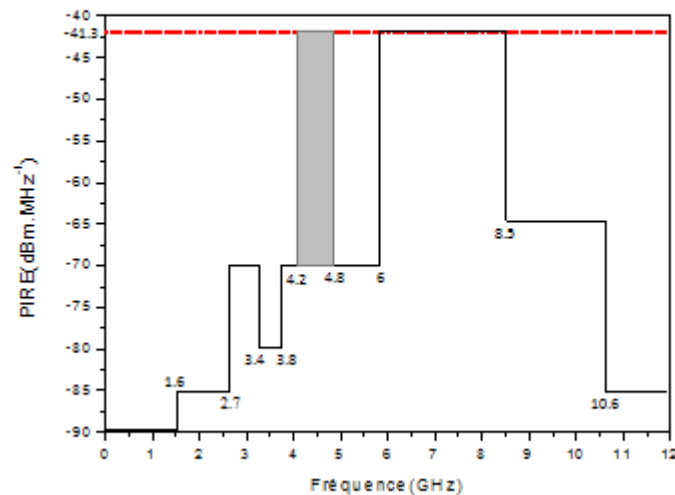


Figure II.3 Masque d'émission en Europe [70].

II.2.2.3 Réglementation Asiatique

Dans les pays Asiatiques comme le Japon et Singapour, les travaux en vue de la publication de réglementation sur l'ULB sont en cours. Tout comme la FCC, au Japon, le MIC (Ministry of international affairs and communications) a proposé en 2006 l'émission de signaux ULB à -41.3 dBm/MHz pour les équipements ULB sans licence. La Figure II.4 indique la réglementation Asiatique.

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 [72].

A Singapour, c'est l'IDA (Infocom Development Authority) qui est en charge de fixer la réglementation concernant le masque d'émission pour les équipements ULB. En février 2003 l'IDA offre une bande de 8 GHz allant de 2 à 10 GHz avec des puissances d'émission de 6 dB supérieure à la limite imposée par la FCC [59].

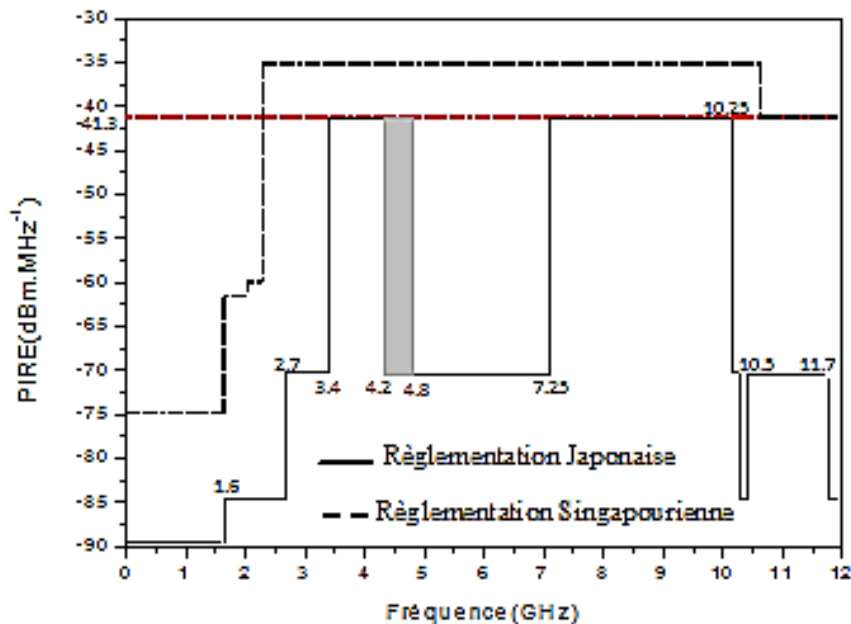


Figure II.4 Masque d'émission en Asie [72].

II.2.3 Avantages et inconvénients de l'ultra large bande

La technologie ULB promet de nouvelles possibilités et un potentiel important dont pourront bénéficier de nombreux domaines d'application. En effet, elle possède certaines caractéristiques intéressantes remarquables relativement à la technologie de systèmes de transmission classique. Parmi ses caractéristiques qui ont suscité un intérêt croissant porté à l'ULB, nous citons [73] :

- **Le haut débit** : la largeur de bande passante utilisée en ULB offre tout d'abord une grande flexibilité car elle permet d'adapter les fréquences utilisées et leurs bandes aux besoins des applications. Grâce à sa très grande largeur de bande, un système ULB peut atteindre un

débit de 480 Mbps sur une portée inférieure à 10 m. Le théorème de Shannon [74], nous enseigne que la capacité d'un système de transmission est donnée par la formule suivante :

$$C = B \cdot \log_2 \left(1 + \frac{S}{N} \right) \quad (\text{II.2})$$

Où C représente la capacité maximale du canal (bit / s), B la largeur de bande du canal (Hz), S la puissance du signal et N la puissance du bruit. Ainsi, la capacité maximale d'un système croît linéairement avec la bande passante du canal, mais augmente de façon logarithmique avec le rapport signal à bruit. La technologie ULB, est donc plus adaptée à l'augmentation de débit que les systèmes présentant de fortes contraintes sur la largeur de bande. Alors, pour augmenter la capacité d'un système, la meilleure méthode consiste à augmenter sa bande passante ; c'est ce qui est réalisé par cette technologie ULB.

- **Le problème de propagation par trajets multiples :** dans un système ULB, le signal transmis possède une largeur de bande très importante, quelques GHz en pratique. Le signal se propage par trajets multiples et arrive au récepteur avec des retards inférieurs à la nanoseconde. Les systèmes ULB peuvent résoudre un nombre important de trajets multiples et les additionnent de manière constructive pour donner un gain comparable à celui d'une propagation par trajet unique direct [75]. De plus, la sélectivité fréquentielle du canal de propagation, source d'évanouissement des signaux et de dégradation de performances. Cette résolution des trajets multiples, augmente cependant la complexité d'implémentation.
- **La sécurité en communication :** Les signaux ULB sont plus secrets et plus difficiles à détecter que les signaux de radiocommunication conventionnelle à cause de la densité spectrale de puissance du signal ULB se situant en-dessous du niveau du bruit de fond des récepteurs classiques. Cette caractéristique, particulière à l'ultra large bande, permet l'amélioration de la sécurité des communications radio ULB.
- **Le coût :** les systèmes ULB sont de faibles coûts, du fait de leur conception à base de circuits CMOS intégrés, et de leur moindre complexité contrairement aux architectures classiques à bande étroite. Un autre avantage économique réside également dans l'utilisation de cette même technologie ULB dans de nombreuses applications, permettant alors aux entreprises d'utiliser une architecture commune dans différents secteurs d'activité [76], tels que les communications, le radar et la géolocalisation et ce par une redéfinition des softwares.

II.2.4 Bandes de fréquences de l'Ultra Large Bande

La technologie ULB est présentée comme étant une solution très intéressante et innovatrice pour différentes applications. Cette technologie possède beaucoup d'applications qui sont généralement classées en trois catégories [77]: la détection, la géolocalisation et les communications sans fil [78]. Les bandes de fréquences allouées pour ces applications est définies par FCC en février 2002 sont [62] :

- Bande de fréquences <1 GHz : radar de pénétration de sol (GPR) et radar "see through wall".
- Bande 1.99-10.6 GHz : pour les applications médicales (imagerie).
- Bande 3.1-10.6 GHz : pour les systèmes de communications sans fil et applications liées à la localisation.
- Bande 24 GHz à 77 GHz : réservée aux applications liées aux véhicules.

➤ La détection

L'ULB est une technologie prometteuse et favorable dans les applications telles que la détection. Dans le domaine du radar par exemple, on peut citer le radar anticollision des véhicules, les systèmes d'imagerie radar comme le radar (GPR) ou le radar d'imagerie à travers les murs, d'imagerie médicale, d'imagerie pour l'exploitation minière et d'imagerie de surveillance. Dans ces systèmes, la détection ne demande pas un très gros débit mais nécessite une bonne précision. Cette dernière pousse ces systèmes encore plus loin que la détection d'objets en déterminant leur nature (ex : contrôle non destructif, déminage,...). Un grand intérêt et une grande demande sont portés sur l'ULB par les militaires et les industriels pour la localisation d'objets de petites dimensions demandant ainsi de très courtes impulsions pour de meilleures résolutions avec un taux d'erreurs assez faible [79].

➤ La géolocalisation

Aujourd'hui, grâce à les caractéristiques de la technologie ULB qui sont robustes dans un environnement complexe, les systèmes ULB appliqués dans la localisation fonctionnent dans la bande L[80]. Par exemple dans le système GPS, l'ultra large bande peut être utilisé pour localiser ou détecter un objet ou une personne, dans les hôpitaux, le suivi de personnes et dans les industries suivi d'objets. Comme le système Radar, la localisation est précise sur la trajectoire de personnes de l'ordre du mètre (dimension du bâtiment). Ce type de précision est inaccessible aux systèmes à base de GPS à l'intérieur d'un bâtiment.

➤ Les systèmes de communication sans fil

Actuellement, l'ULB est utilisée dans les systèmes de communication sans fil dans trois grandes catégories d'applications différenciées par le niveau de débit utilisé. Ces trois catégories sont "bas", "haut" et " très haut" débit. Dans le domaine du bas débit (inférieur ou égal à 1 Mbit/s), on imagine des réseaux de type réseaux de capteurs avec plusieurs applications possibles. En général, l'aspect localisation fait partie des services envisagés. D'un point de vue normatif, on parle alors des travaux du groupe IEEE802.15.4a. Dans le domaine du haut débit (supérieur à 10 Mbps), l'application de l'ultra large bande pour les communications sans fils, est liée aux loisirs domestiques [81]. Il y a donc les applications à haut et très haut débit de l'ordre de 480Mb/s jusqu'à 1Gb/s.

II.2.5 Classification des antennes ultra large bande

De nombreuses antennes ont été développées principalement pour le domaine des télécommunications ULB et les défis sont nombreux et plus importants lorsqu'on fabrique une antenne ULB [82]. La diversité de ce type d'antennes est tellement vaste qu'il est impossible de faire un recensement exhaustif des antennes. Les antennes ULB peuvent être classifiées en plusieurs catégories différentes, selon leurs géométries et leurs spécificités.

II.2.5.1 Les antennes ultra large bande indépendantes de la fréquence

Les antennes indépendantes de la fréquence sont connues depuis longtemps et ont été définies par *V.H. Rumsey* en 1957 [83]. Le principe souligne que la géométrie peut être définie uniquement par les angles de cette antenne qui devient alors indépendante de la fréquence. Elle a la particularité de présenter un diagramme de rayonnement, une impédance d'entrée ainsi qu'une polarisation virtuellement inchangée sur une bande de fréquences quasiment infinie. En guise d'exemple pour cette classe d'antennes, on peut noter deux grands groupes. En occurrence, les antennes équi-angulaires (antenne spirale logarithmique et antenne spirale conique) et les antennes log-périodiques.

II.2.5.1.a Les antennes log-périodiques

Les antennes log-périodiques ont été conçues pour la première fois par *A.R.H. Duhamel* et *DE. Isabelle* en 1959 [84]. Elles sont constituées d'éléments rayonnants qui se déduisent les uns des autres en multipliant leurs dimensions d'un facteur $\tau = f_2/f_1$. Ces éléments se répètent ainsi avec une période $\ln(f_2/f_1)$ fonction du logarithme de la fréquence. En général, seule l'enveloppe des structures log-périodiques est définissable par un angle constant, mais les formes à l'intérieur de

cet espace peuvent varier (dipôles, trapèzes, arcs de cercles, etc). Actuellement avec le développement de la technologie des circuits imprimés, ce type d'antenne est développée aussi et prend la forme imprimée. La *Figure II.5* montre une antenne log-périodique et son coefficient de réflexion indiqué dans la *Figure II.6*.

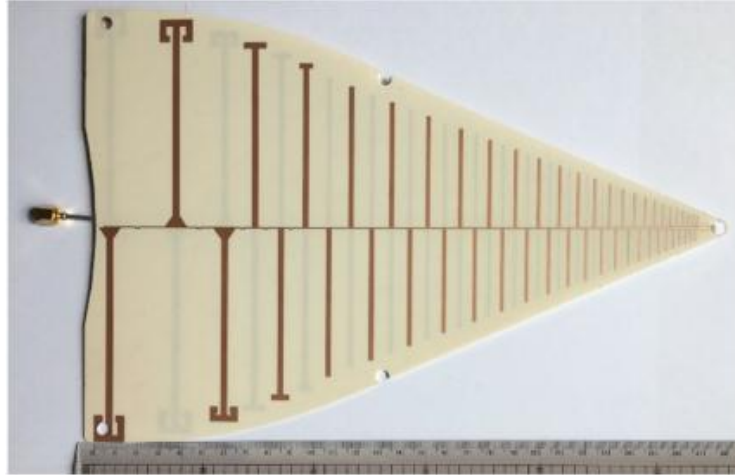


Figure II.5 Prototype d'antenne log-périodique [85].

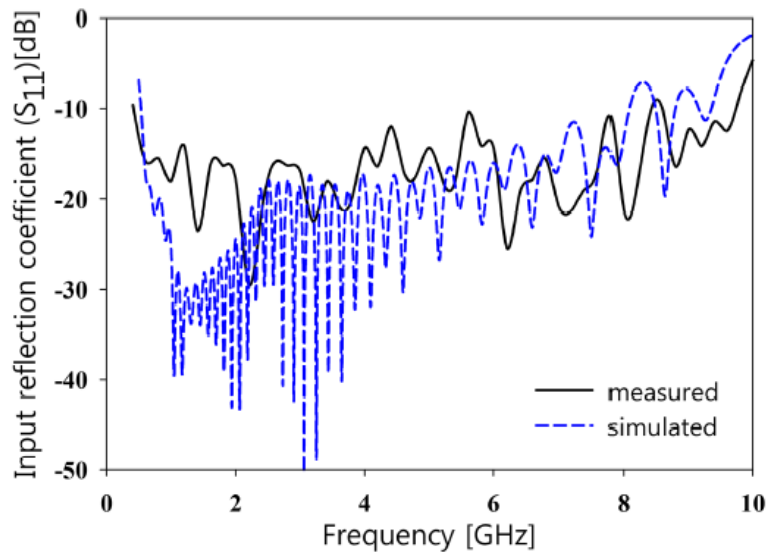


Figure II.6 coefficient de réflexion d'antenne log-périodique [85].

II.2.5.1.b Les antennes spirales

Les antennes spirales ont été décrites par *J.D Dyson* en 1959 et se trouvent dans la catégorie des antennes définies par leurs angles [86]. Elles se présentent principalement sous trois types de formes, à savoir, l'antenne spirale logarithmique, l'antennes spirale conique et l'antenne spirale d'Archimède [87]. A souligne que les antennes spirales peuvent être dessinées afin d'offrir une impédance d'entrée de 50Ω sur leur bande de travail et leur rayonnement est légèrement directif.

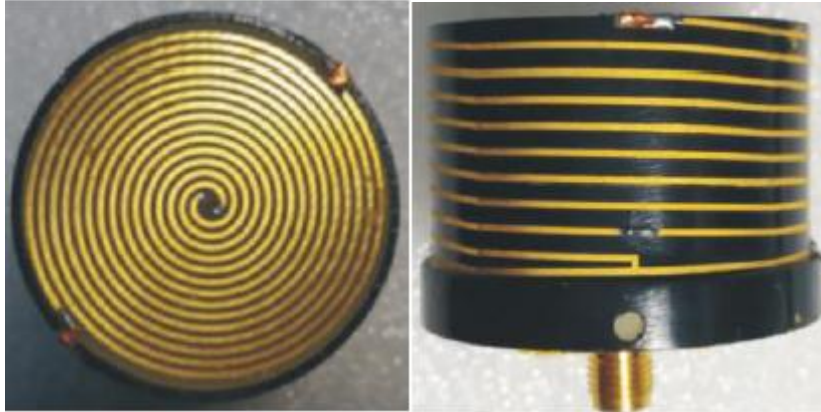


Figure II.7 Prototype d'antenne spirale [88].

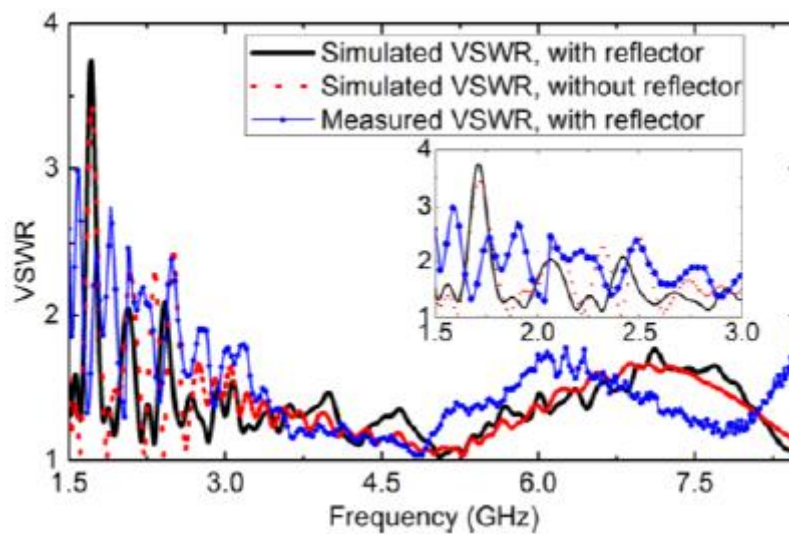


Figure II.8 Taux d'onde stationnaire (ROS) [88].

II.2.5.2 Les antennes ultra large bande à ondes progressive

Les antennes à ondes progressives sont connues sous le nom d'antennes à ondes de surface. Elles ont été proposées la première fois par *P. J. Gibson* dans la fin des années soixante-dix [89]. Elle peuvent être considérées comme étant une zone de transition entre une ligne, un guide d'onde imprimé ou tout autre système d'alimentation et l'espace libre. Ces antennes sont généralement constituées par une ligne de fente s'élargissant suivant un profil donné jusqu'à la discontinuité finale. Les antennes Vivaldi, qui présentent un profil de transition elliptique ou exponentielle font partie de cette catégorie.



Figure II.9 Prototype de l'antenne Vivaldi [90].

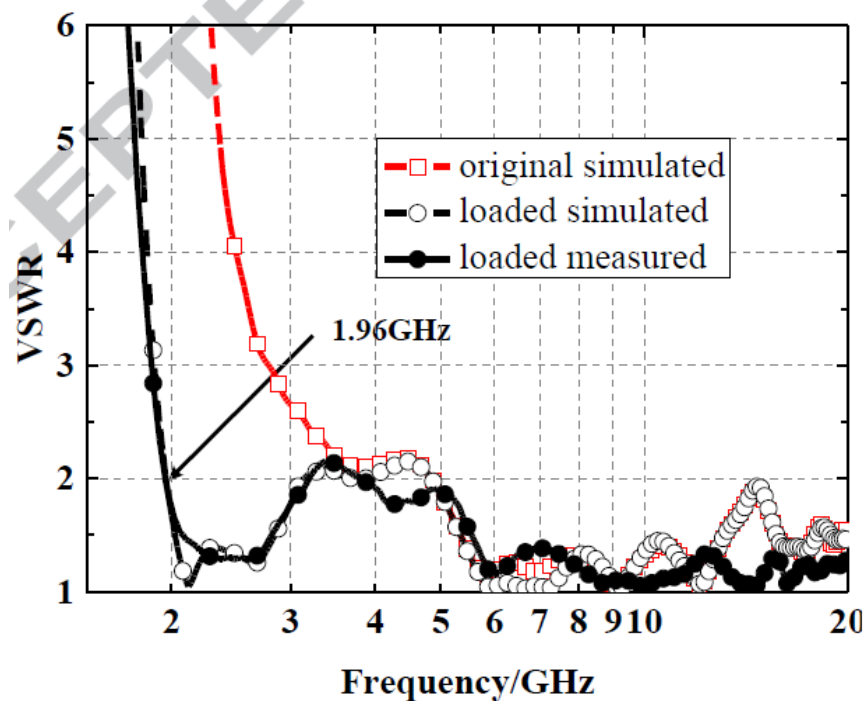


Figure II.10 Taux d'onde stationnaire (ROS) [90].

II.2.5.3 Les antennes ultra large bande élémentaires

En général, on distingue deux grands types d'antennes élémentaires ULB : les antennes volumiques qui ont des formes tridimensionnelles (3D) et leurs dérivées bidimensionnelles (2D). Dans la catégorie des antennes élémentaires 3D, on peut mentionner l'antenne biconique et l'antenne discone. Dans la seconde catégorie, on trouve souvent dans littérature des formes

imprimées sur un diélectrique, où le plan de masse est parallèle à l'élément rayonnant et des formes non imprimées qui possèdent un plan de masse perpendiculaire.

II.2.5.3.a Les antennes volumiques

- *L'antenne biconique*

Les antennes biconiques ont été imaginées en 1943 par *S. A. Schelkunoff* [91]. Elles se composent de deux cônes conducteurs dans des directions opposées. Ce type d'antenne peut être analysé comme si la ligne de transmission biconique de l'antenne était évasée jusqu'à l'infini. On forme ainsi la structure biconique montrée sur la Figure II.11. Les antennes biconiques possèdent une bande passante plus large, sont très peu directives et présentent donc de faibles gains inférieurs à 5dB. Leur diagramme de rayonnement est très proche de celui des dipôles.

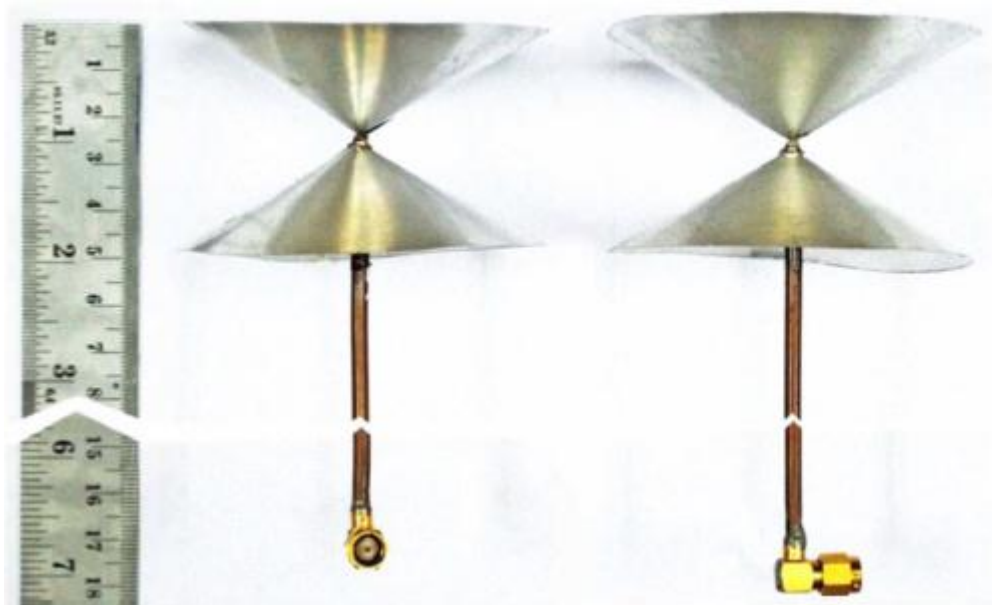


Figure II.11 Prototype de l'antenne biconique[92].

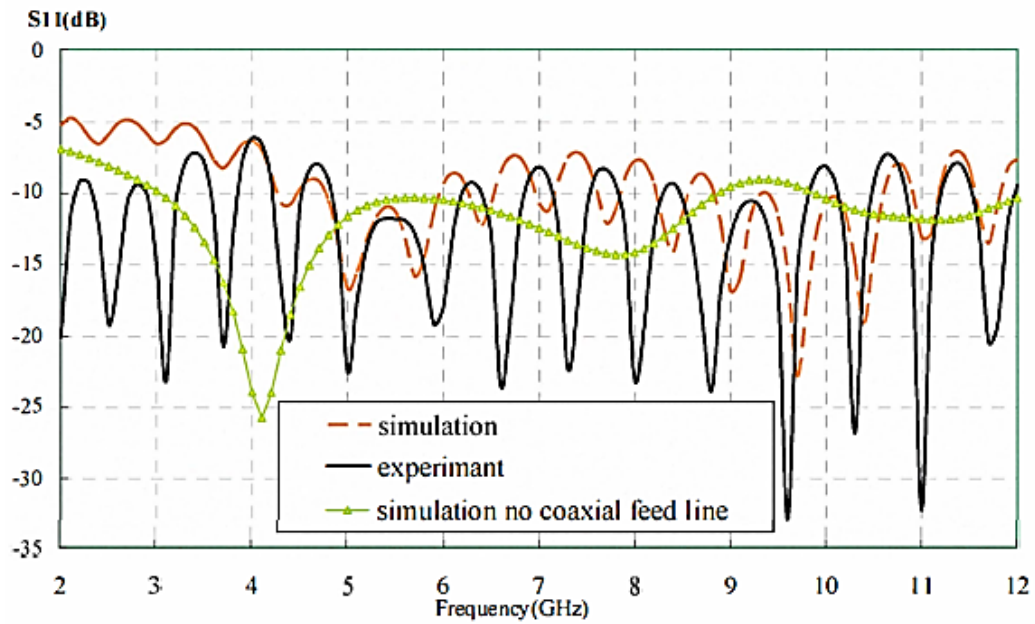


Figure II.12 Coefficient de réflexion de l'antenne biconique [92].

- *L'antenne discône*

L'antenne discône est une variante de l'antenne biconique [93]. Cette antenne est constituée d'un cône et d'un plan de masse qui peut prendre la forme circulaire ou rectangulaire. La représentation géométrique est indiquée dans la *Figure II.13*.

L'antenne est alimentée par un câble coaxial dont l'âme centrale est connectée directement au sommet du cône et dont la masse est reliée au plan de masse circulaire. Elle est utilisée en général verticalement, son rayonnement étant alors horizontal et omnidirectionnel, en polarisation verticale. Elle présente des caractéristiques d'impédance et de rayonnement constantes dans une très large bande.



Figure II.13 Prototype de l'antenne discône [94].

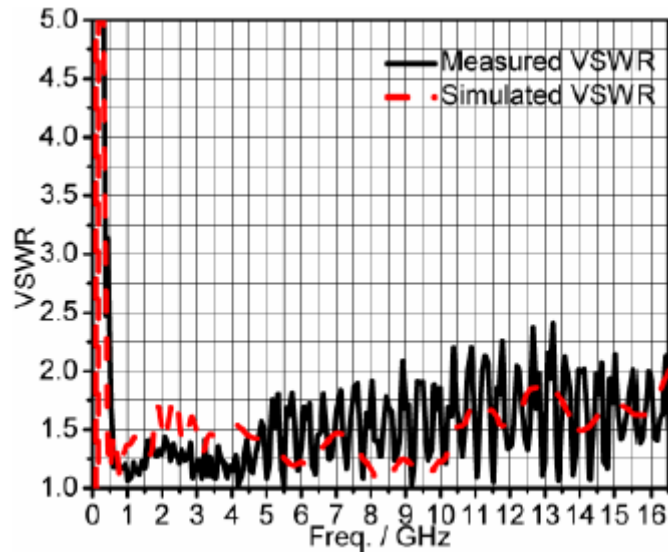


Figure II.14 Rapport d'onde stationnaire [94].

II.2.5.3.b Les antennes microrubans

Dans cette catégorie on trouve souvent dans littérature des formes imprimées sur un diélectrique où le plan de masse est parallèle à l'élément rayonnant. Constituant la plupart des antennes omnidirectionnelles, elles offrent une bonne performance, soit en termes de bande passante ou de rayonnement. Dans cette thèse, notre intérêt porte sur ce type d'antennes.

Comme on a vu dans les paragraphes précédents, les systèmes ULB nécessitent des dispositifs électroniques notamment les antennes à large bande en général, et les antennes microrubans en particulier. Ces dernière possèdent des propriétés qui sont parfaites pour des applications commerciales. D'abord, elles peuvent être produites à moindre coût vu leur réalisation basée sur la technologie des circuits imprimés ; d'ailleurs, la forme plane de ces antennes permet leur installation de ces antennes dans le même boîtier que le produit qu'elles alimentent et leur insertion peut être faite sur la plaque portant le circuit radiofréquence ou micro-onde. Parce qu'elles répondent de façon fiable aux exigences des systèmes, les antennes microrubans sont abondamment sollicitées à l'heure actuelle. les avantages apportés permettant leur intégration facile sur les mobiles (avion, voiture, missile, téléphone portable, etc.).

Cependant, ces antennes présentent en générale certains inconvénients tels que la bande passante étroite et le faible gain. Les antennes microrubans dans leur forme de base ont une largeur de bande de fréquences très étroite, ce qui limite leur utilisation dans les systèmes de communication modernes. L'amélioration de leurs performances pour couvrir la bande passante exigée est donc nécessaire. Pour cela il existe de nombreuses et bien connues méthodes pour

augmenter la largeur de bande passante des antennes, y compris l'augmentation de l'épaisseur du substrat, l'utilisation d'un substrat à constante diélectrique faible, l'utilisation de diverses adaptations d'impédance et diverses techniques d'alimentation, ainsi que l'utilisation de plusieurs résonateurs.

II.2.6 Techniques d'élargissement de la bande passante

Pour améliorer les performances de l'antenne microruban telle que la bande passante, différents travaux se sont succédés visant son élargissement. Dans ce cadre, pour augmenter la bande passante, plusieurs techniques ont été utilisées telles que : l'utilisation d'adaptations d'impédance, de techniques d'alimentation, l'augmentation de l'épaisseur du substrat et le changement de la forme du patch ou bien du plan de masse etc.

II.2.6.1 Augmentation de l'épaisseur du substrat

La couche intermédiaire entre le patch et le plan de masse, est le substrat (diélectrique). L'importance de ce diélectrique réside dans son influence directe sur la fréquence de résonance, la bande passante, et par conséquent le rayonnement de l'antenne, car une partie importante des ondes susceptibles de se propager est retournée dans ce dernier, il s'agit des ondes guidées [95]. La sélection du matériau du substrat est basée sur les caractéristiques désirées de ce dernier pour des performances optimales selon la spécification et les classes des fréquences [96].

Le facteur de qualité peut être écrit sous la forme :

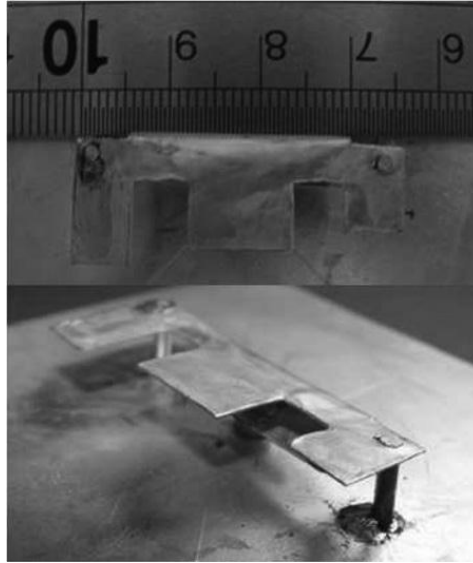
$$Q = \frac{\omega \cdot \text{Energie stockée}}{\text{Puissance perdue}} \quad (\text{II.3})$$

Où ω représente la pulsation.

L'énergie stockée augmente avec l'augmentation de la constante diélectrique ϵ_r et la réduction de l'épaisseur du substrat, ce qui fait augmenter Q et diminue la largeur de bande de l'impédance. La largeur de bande varie de façon non linéaire avec l'épaisseur du substrat à cause des autres facteurs, tels que les pertes de rayonnement et les pertes résistives. En pratique, l'augmentation de l'épaisseur est une mauvaise méthode pour incrémenter la largeur de bande de l'impédance [97].

II.2.6.2 Forme de l'élément rayonnant

La forme de l'élément rayonnant affecte directement la largeur de bande d'impédance car certaines formes ont un facteur de qualité plus faible que d'autres [98]. Le changement de la forme de l'élément rayonnant peut améliorer la performance de l'antenne. Les antennes citées dans [99] sont dédiées pour les communications sans fil, où les patches prennent la forme E comme indiqué dans la figure II.15. Les coefficients de réflexion simulé et mesuré sont montrés dans la figure II.16. La mesure de la bande passante dans ce cas est égale 76.18% de 3.34 jusqu' à 7.45GHz.



Figur II.15 : Prototype de l'antenne en forme de E [99].

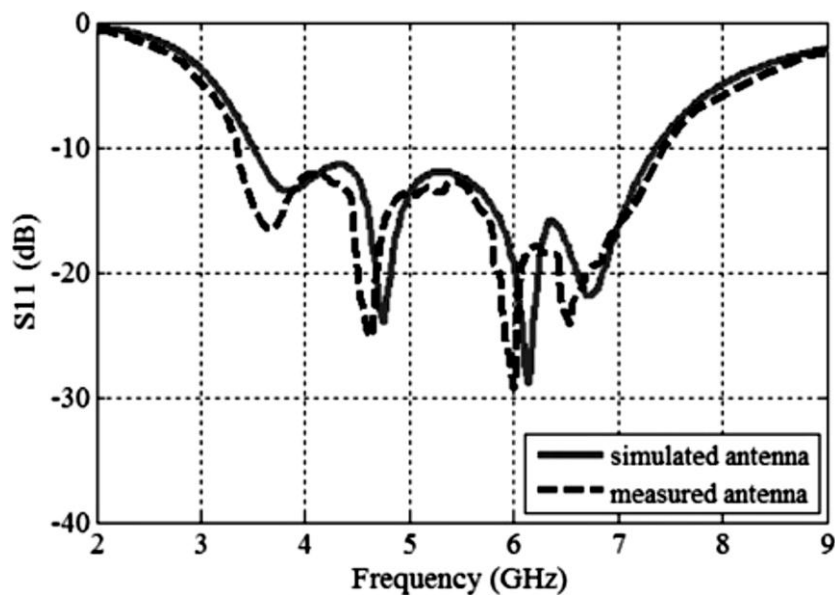


Figure II.16 : Coefficient de réflexion de l'antenne en forme de E [99].

II.2.6.3 Technique d'alimentation

Les techniques d'alimentation jouent un rôle efficace dans l'élargissement de la bande passante des antennes microrubans. Quelques méthodes d'alimentation sont capables d'augmenter la bande passante de façon considérable.

II.2.6.3.a Méthode d'ouverture couplée

Cette technique est utilisée pour les antennes large bande à substrat épais. Une utilisation appropriée de cette technique peut élargir la bande jusqu'à 70% [98]. Dans [100], le patch est alimenté par le mécanisme de l'alimentation d'ouverture couplée comme montré dans la figure II.17. Par conséquent, les performances de l'antenne ont été améliorées et la bande passante a augmenté. Cette structure bénéficie d'une bande large de 15% de 2.32 GHz à 2.7GHz (figure II.18).

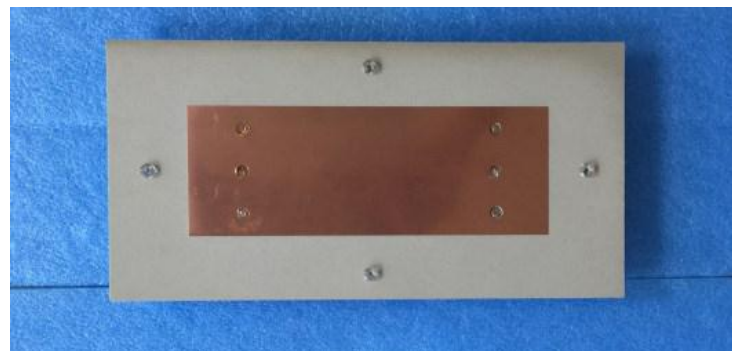
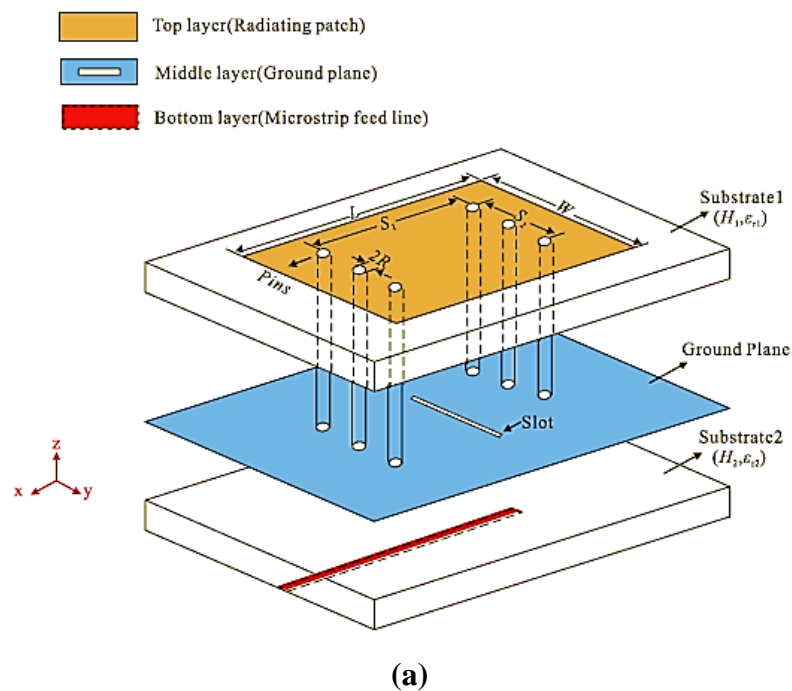


Figure II.17 : Prototype de l'antenne ; (a) le schéma de l'antenne, (b) l'antenne fabriquée [100].

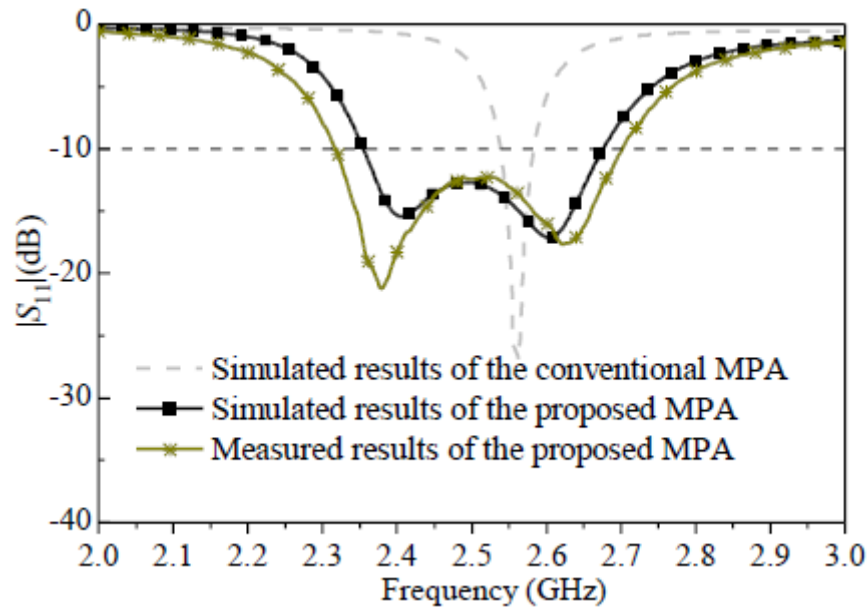


Figure II.18 : Coefficient de réflexion de l'antenne à ouverture couplée [100].

II.2.6.3.b Technologie CPW

L'utilisation de la technologie CPW (coplanar wave guide) peut élargir de manière remarquable la largeur de bande d'impédance et résoudre le problème de restriction de l'espace de la technologie microruban qui utilise les deux côtés du substrat. Dans [101], l'élément rayonné alimenté par la technique d'alimentation CPW est montré dans la figure II.19. Les performances de l'antenne, notamment la bande passante est augmentée. La caractérisation de l'antenne montre que cette structure possède une bande passante de 133% de 2.8 jusqu'à 14GHz (figure II.20).

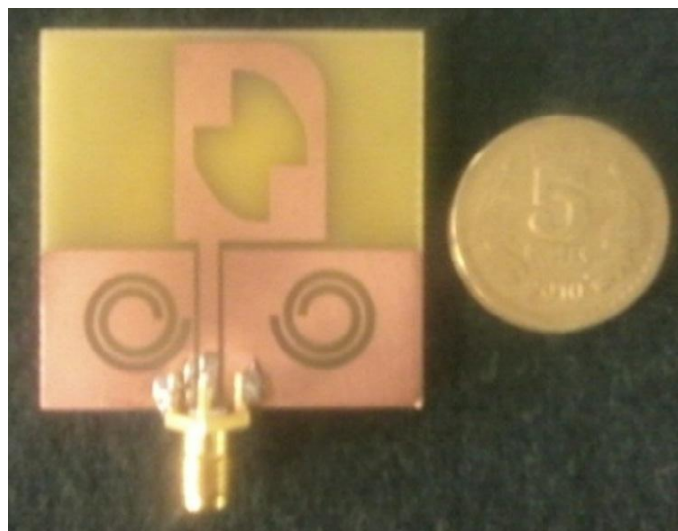


Figure II.19 : Prototype de l'antenne à technologie CPW [101].

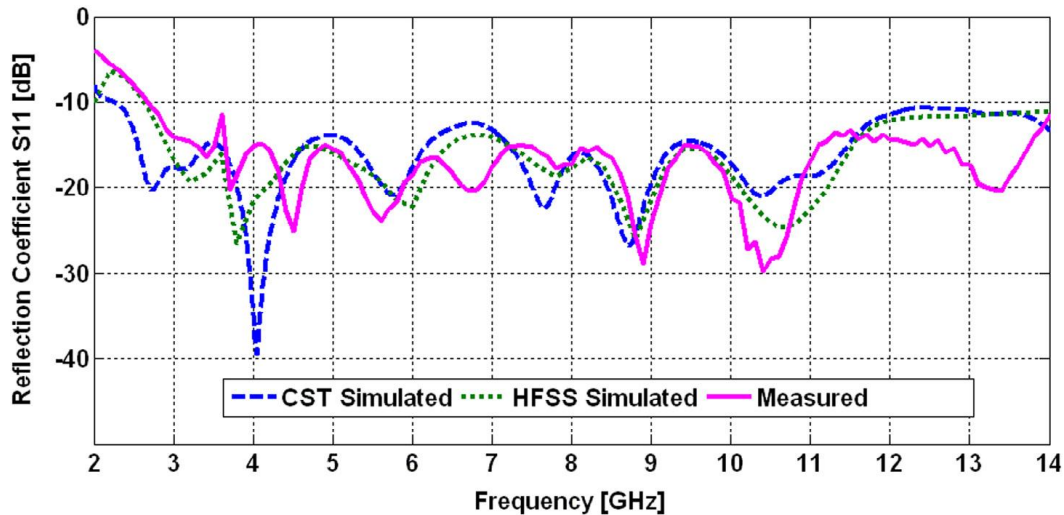


Figure II.20 : Coefficient de réflexion de l'antenne à technologie CPW [101].

II.2.6.4 Forme et dimensions du plan de masse

Plusieurs articles traitent le fait d'élargir la bande d'impédance en se basant sur la modification de la forme ou des dimensions du plan de masse. On peut citer entre autres les antennes microrubans « monopole » et les antennes microrubans avec défaut dans le plan de masse.

II.2.6.4.a Les antennes microrubans « monopole »

Ce type d'antenne possède un plan de masse partiel. Dans [102], les modifications principales sont effectuées au niveau du plan de masse d'une antenne comme indiqué dans la Figure II.21. Les performances obtenues concernent le coefficient de réflexion qu'on peut montrer dans la Figure II.22. Cette forme offre une bande passante pour $S_{11} < -10\text{dB}$ de 2.65GHz à 13GHz (132%).

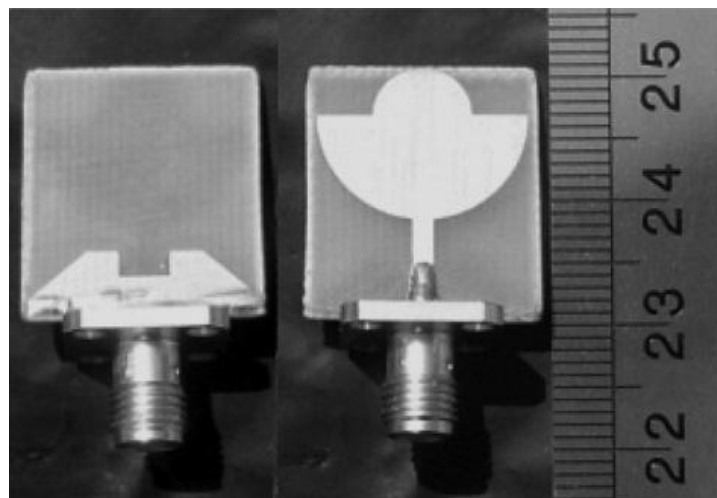


Figure II.21 : Prototype de l'antenne « monopole » [102].

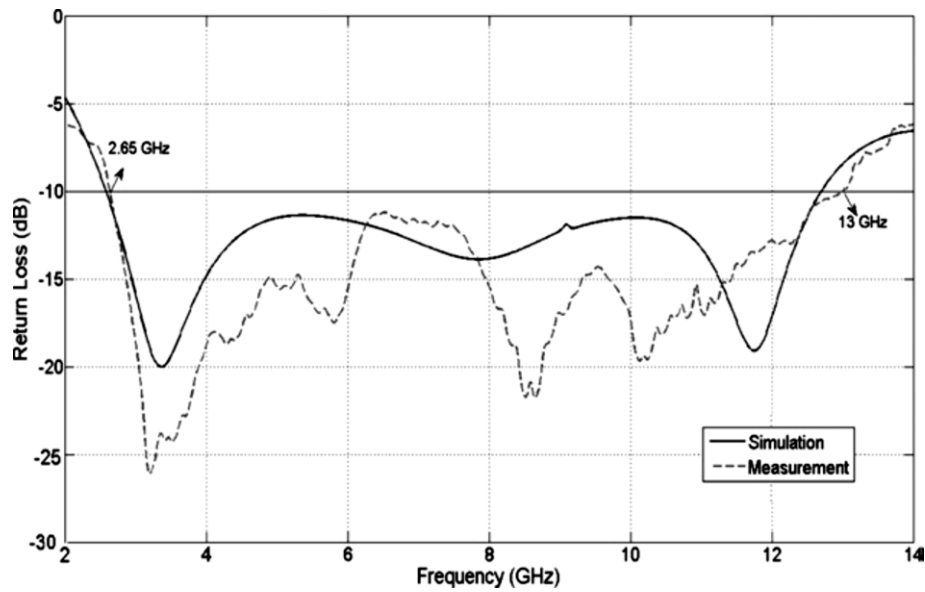


Figure II.22 : le coefficient de reflexion de l'antenne « monopole » [102].

II.2.6.4.b Défaut dans le plan de masse

Cette méthode consiste à créer une fente au niveau du plan de masse. Dans [103], une fente est créée dans le plan de masse comme indiqué dans la *Figure II.23*. Le coefficient de reflexion pour cette structure est montré dans la *Figure II.24*, avec une bande passante pour $S_{11} < -10\text{dB}$ de 4.03GHz, soit de 1.87 GHz à 5.90GHz.

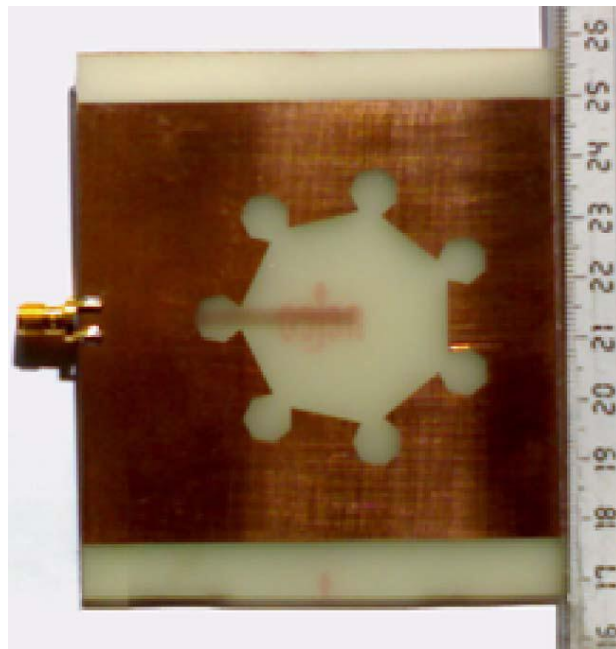


Figure II.23 : Prototype de l'antenne avec défaut dans le plan de masse [103].

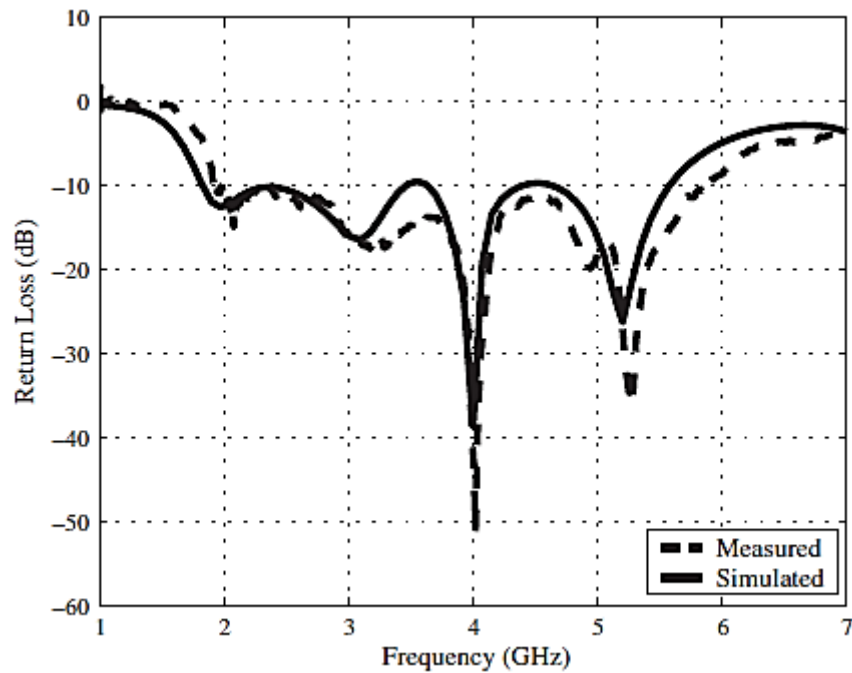


Figure II.24 : Coefficient de réflexion de l'antenne avec défaut dans le plan de masse [103].

Une combinaison peut être effectuée entre la forme de la fente et la structure d'alimentation. Cette combinaison affecte directement la largeur de bande passante de l'antenne. Dans [104], l'antenne proposée est basée sur la combinaison de la forme de fente dans le plan de masse et la technique d'alimentation, la technologie CPW est utilisée dans ce cas. Cette antenne possède une bande passante très large de 2.6GHz à 13.04 GHz, en plus d'un degré de miniaturisation acceptable.



Figure II.25 : le Prototype de l'antenne [104].

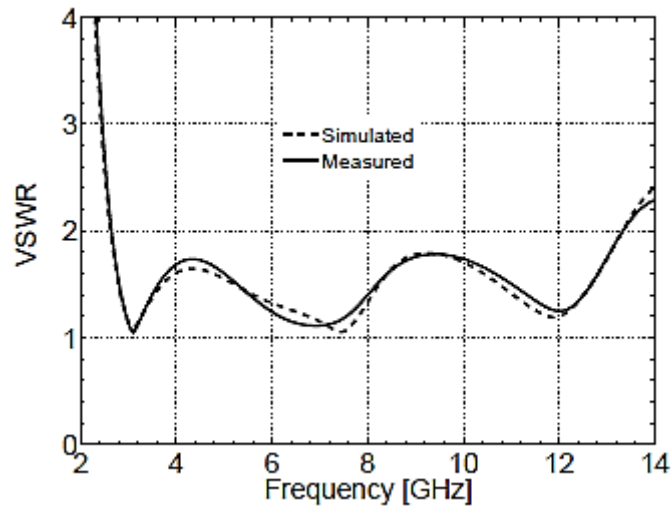


Figure II.26 : VSWR [104].

II.3 Conclusion

Ce chapitre rappelle en premier lieu les principes, les applications et les enjeux de la technologie ULB par rapport aux autres technologies existantes.

La conception d'antennes pour systèmes ultra large bande représente un challenge pour cette nouvelle technologie. De ce fait, ces antennes sont soumises à des restrictions de choix technique à leur intégration et leur coût. Dans le chapitre suivant, on va présenter des structures d'antennes microrubans répondant à l'exigence de la technologie ultra large bande.

CHAPITRE III

CONCEPTION DE DEUX ANTENNES

MICRORUBAN LARGE BANDE DE TYPE :

SUPRACONDUCTEUR ET CONFORME

III.1 Introduction

La conception d'antennes microrubans répondant aux exigences des systèmes ultra large bande représente un challenge pour cette nouvelle technologie. Ces antennes sont soumises à des restrictions de choix technique, à leur intégration et à leur coût.

Dans ce chapitre, nous proposons des structures d'antennes microrubans répondant aux exigences de ce type de technologie. En premier lieu, nous donnons une présentation générale des matériaux supraconducteurs et des propriétés physiques de la supraconductivité ainsi que des applications. Nous présentons dans ce cadre une structure d'antenne microruban basée sur ce type matériaux. L'influence de la supraconductivité sur les performances de cette antenne, notamment sur le coefficient de réflexion est particulièrement décrite. nous présentons par la suite une autre structure d'antenne microruban, où nous aurons à étudier l'influence de la surface non planaire sur la bande passant.

III.2 Généralités sur les matériaux supraconducteurs

La supraconductivité est un phénomène remarquable dont la propriété principale est de rendre les matériaux parfaitement conducteurs de l'électricité. Cette découverte date de 1911 par K. Onnes, alors préoccupé par les propriétés de l'hélium liquide [105]. Il a fallu attendre le début des années 1960 pour que ce phénomène soit enfin appliqué. Les matériaux supraconducteurs ont des propriétés électriques et magnétiques où Le propriété la plus connue est la résistivité, en dessous d'une certaine température appelée température critique (T_c) à laquelle se réfère à tous les supraconducteurs pour lesquels $T_c > 77\text{ K}^\circ$, température de l'azote liquide. Cette résistivité a une valeur inférieure à celle du cuivre pour des contraintes de refroidissement modérées. Une autre propriété est le diamagnétisme parfait de ces matériaux, ils expulsent totalement le champ magnétique en dehors de leur volume dans certaines conditions précises de champ. Cependant, la complexité de leurs propriétés nécessite de définir plus précisément leur cadre d'application [106].

III.2.1 Propriétés physiques des supraconducteurs

Les principales propriétés de la physique des supraconducteurs sont les suivantes :

III.2.1.1 Résistivité nulle

Le matériau supraconducteur se caractérise par une résistivité nulle en dessous d'une certaine température appelée température critique T_c qui se traduit par une transition franche du matériau d'un état normal à un état supraconducteur. L'intervalle de température dans lequel la résistivité change brusquement est très étroit et il est inférieur à 10^{-5} K° dans le gallium très pur

[105, 107]. L'état supraconducteur est un nouvel état de la matière, qui correspond à un arrangement particulier du système des électrons. Par conséquent, on peut dire que le franchissement de la température critique correspond à une transition de phase. La figure. III.1 représente l'évolution de la résistivité électrique en fonction de la température.

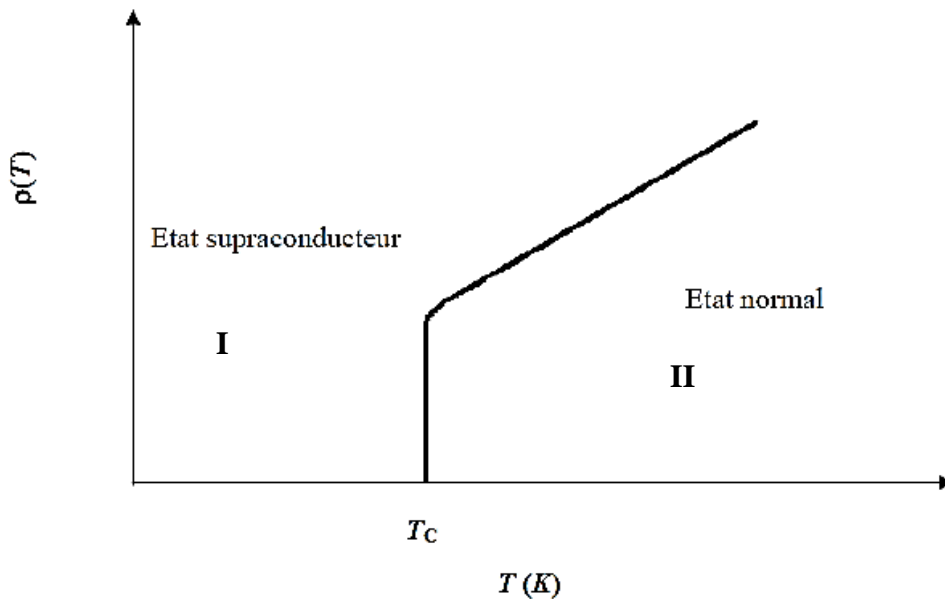


Figure III.1 Evolution de la résistivité électrique en fonction de la température [105].

III.2.1.2 Diamagnétisme parfait

Les matériaux supraconducteurs se caractérisent par leur aptitude à expulser un champ magnétique extérieur de faible amplitude quand ils sont refroidis en dessous de T_c . De la même façon, si l'on refroidit un supraconducteur, puis l'on applique un faible champ magnétique, les lignes de flux ne pénètrent pas dans le matériau. Le champ magnétique B à l'intérieur du matériau est donc nul. Cette caractéristique appelée « effet Meissner » n'est pas une propriété d'un conducteur parfait qui est seulement caractérisé par sa résistance nulle (*Figure III.2*). Aussi, W. Meissner et R. Ochsenfeld ont expliqué cette propriété des supraconducteurs par l'apparition de supracourants à la surface du matériau créant un flux magnétique qui s'oppose exactement au champ magnétique extérieur [108, 107].

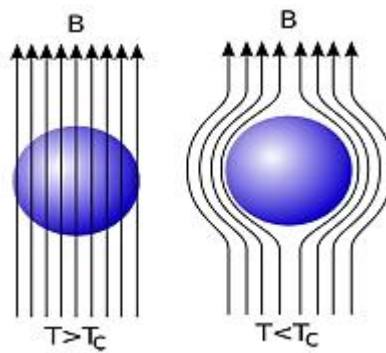


Figure III.2 Effet Meissner dans une sphère supraconductrice [109].

III.2.1.3 Grandeurs critiques

- **Température critique**

C'est la grandeur représentant la valeur de température au-delà de laquelle la supraconductivité disparaît dans le matériau. La température critique T_c est également la température de transition qui délimite l'état supraconducteur de l'état normal. . A partir de la valeur de la température critique T_c , on distingue deux types de matériau supraconducteur :

- les supraconducteurs à basse température critique, qui nécessitent des températures très basses, généralement inférieures à 23 K° .
- les supraconducteurs à haute température critique [110].

Dans la Figure. III.3, on remarque qu'aux alentours de T_c , la variation de la résistivité en fonction de la température est très brutale. La partie II de la courbe représente la variation de la résistivité $\rho(T)$ à l'état normal et la partie I caractérise l'état supraconducteur.

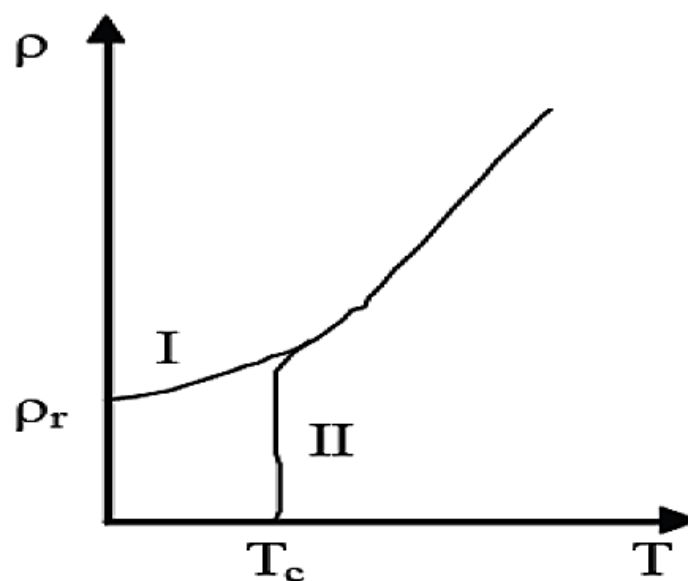


Figure III.3 Dépendance de la résistivité en fonction de la température Pour l'état normal (I) et l'état supraconducteur (II) [110].

- **Densité de courant critique**

C'est le courant maximal qu'on peut faire passer dans un supraconducteur au-delà duquel le matériau redevient un matériau normal et se met à chauffer et à résister comme tout autre métal .Elle dépend de B et de T . Le courant critique représenté par sa densité du courant J , est utilisé dans les limiteurs de courant supraconducteurs [110]. La densité de courant critique (J_c) est une fonction non linéaire de la température et du champ magnétique. Plus le supraconducteur est refroidi, plus le courant à transporter sans transition est élevé. La figure III.4, représente la tension en fonction du courant circulant à travers un fil supraconducteur.

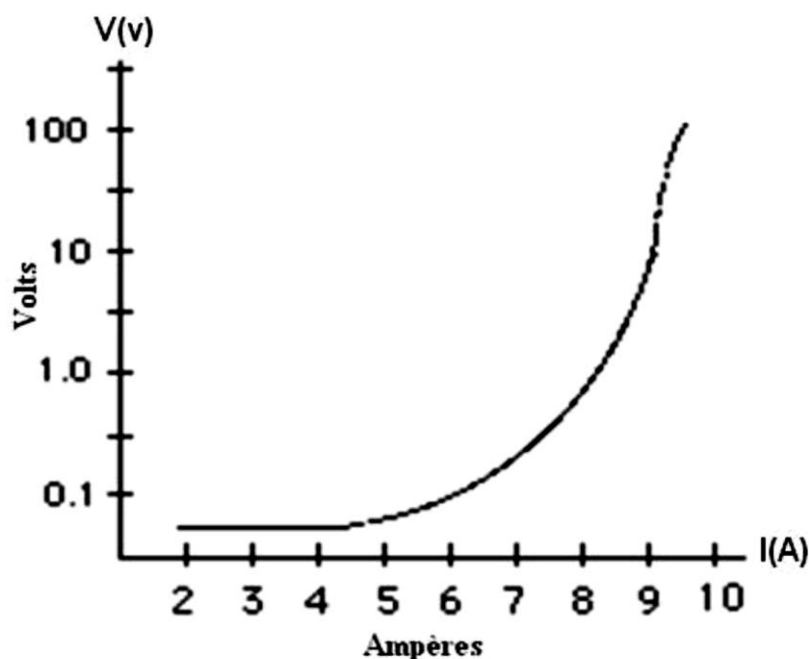


Figure III.4 La caractéristique tension-courant pour un fil supraconducteur[110].

- **Champ magnétique critique**

C'est le champ magnétique maximum qu'on peut appliquer à un supraconducteur, au-dessus duquel la supraconductivité disparaît et le matériau retrouve son état normal. La supraconductivité disparaît, dès que la valeur de ce champ dépasse une valeur critique. Ce comportement est lié à la pénétration du champ dans un supraconducteur (Effet Meissner) [110].

III.2.2 Applications des supraconducteurs

Hormis leur intérêt scientifique, la recherche pour les applications a été toujours fondamentale pour la science des matériaux supraconducteurs. ces matériaux supraconducteurs présentent de nombreux aspects pour diverses applications technologiques et dans de nombreux

domaines tels que : l'électronique, l'électrotechnique, la physique fondamentale, le médical, etc. On peut d'ailleurs les classer en quatre groupes d'application [111] :

- **Applications liées à la résistance nulle**
 - Les aimants supraconducteurs.
 - Les lignes de transport.
 - Les gros engins électromécaniques.
- **Applications liées à l'effet Meissner**
 - Blindage magnétique.
- **Application liées au phénomène de lévitation**
 - Trains à lévitation supraconductrice allemands et japonais.
- **Application liées aux effets de cohérence**
 - Mesures de champ magnétique.
 - Détecteur de microondes.
 - Ordinateurs supraconducteurs.

III.3 Antennes en matériau supraconducteur

De manière générale, l'utilisation des matériaux supraconducteurs dans le domaine microonde a été abordé depuis de la découverte de ce type de matériau. En 1966, *G.B. Walker* et *C.R. Haden* ont effectué des travaux sur la performance d'une antenne supraconductrice électriquement courte de 400 MHz. Plusieurs groupes de chercheurs ont rapporté sur ce type d'antenne ainsi que sur les réseaux superdirectives en 1970 et le début de 1980. En 1988, *S.K. Khamas et al/* ont publié un article sur une antenne dipôle supraconducteur électriquement court , fonctionnant à 550 MHz. L'antenne supraconductrice a été conçue pour avoir un champ rayonnant à de 12 dB de plus qu'une antenne de cuivre ayant des dimensions identiques. Cette antenne a été faite à partir du matériau YBCO[112].

Actuellement, après un développement avancée dans la recherche sur ces matériaux supraconducteurs, des articles ont rapporté sur l'utilisation de ces matériaux dans la conception d'antennes microrubans. On peut citer :

- L'article [113], où les auteurs présentent une caméra NIKA2 (Néel IRAM KID Arrays 2), qui est aujourd'hui la plus grande caméra millimétrique disponible pour les observations ouvertes à l'ensemble des astronomes. NIKA2 est un instrument double bande, capable de séparer la polarisation du rayonnement incident à partir des lignes microrubans résonateurs

(Figure III.5). Elle est installée sur le radiotélescope de 30 mètres de l'Iram (Institut de radio astronomie millimétrique) au Pico Veleta (Espagne).

- L'article [114], où les auteurs présentent aussi une antenne supraconductrice intégrée avec un duplexeur pour les applications radio astronomiques. Cette antenne indique dans la Figure III.6.

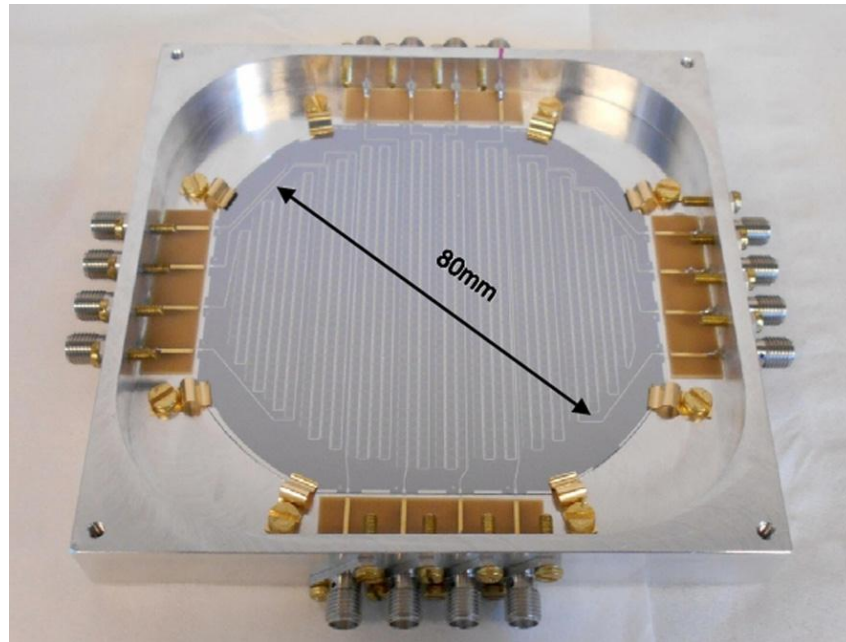
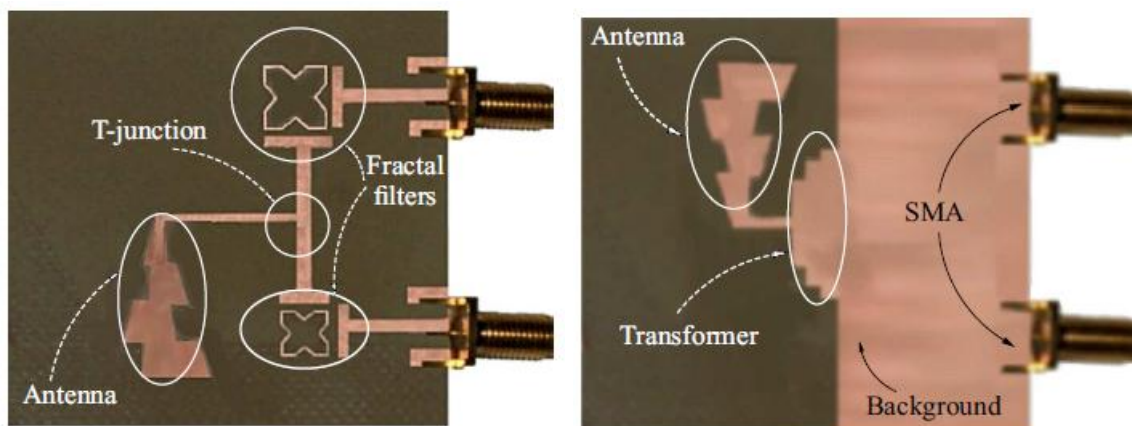


Figure III.5 Lignes microrubans résonateurs : NIKA2 (Néel IRAM KID Arrays).



(a) vue de dessous

(b) vue de dessus

Figure III.6 Antenne microruban duplexeur

III.4 Conception de l'antenne microruban à patch supraconducteur

III.4.1 L'antenne de base

L'antenne proposée à patch supraconducteur est basée sur la modification de l'antenne d'origine qui représentée dans la figure III.7. Il s'agit d'un patch rectangulaire avec les dimensions de largeur $W_p = 1.5$ mm et longueur $L_p = 1.5$ mm. Il est alimenté par une ligne microruban avec les dimensions de largeur $W_f = 0.24$ mm et de longueur $L_f = 0.8$ mm. Ces dimensions sont optimisées pour réaliser une impédance de 50Ω [115].

La figure III.7 (b) représente l'autre facette de l'antenne d'origine qui contient le plan de masse. Celui-ci est partiel et possède une longueur $L_g = 0.75$ mm et la même largeur du substrat $W_s = 3$ mm. Le matériau utilisée est un matériau supraconducteur YBCO avec une conductivité de 1.62×10^7 S/m et une température critique $T_c = 89$ K° et sont imprimés sur un diélectrique en silicone (Si) caractérisé par une permittivité $\epsilon_r = 11.9$, une longueur $L_s = 3$ mm et une épaisseur $H_s = 0.154$ mm.

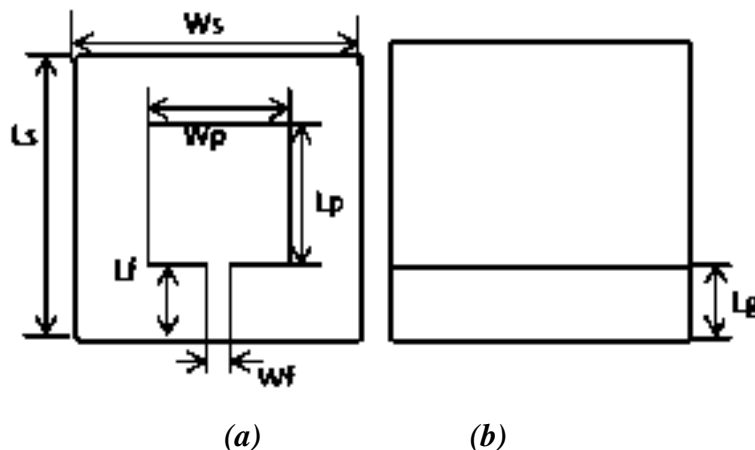
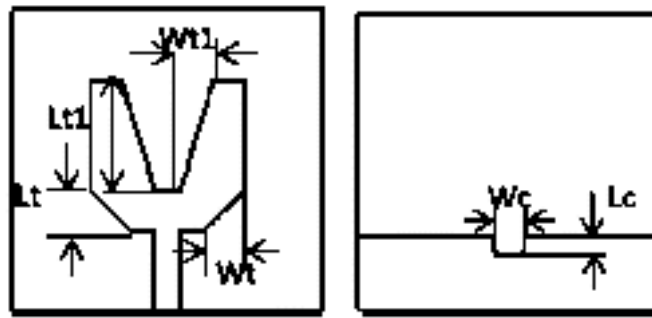


Figure III.7 l'antenne microruban de base.

III.4.2 La structure proposée

L'antenne proposée est obtenue après la modification de l'antenne de base. Le patch rectangulaire après modification, prend la forme V comme indiqué dans la figure III.8. Pour l'adaptation, on coupe dans le plan de masse un petit rectangle.



(a)

(b)

$Wt = 0.4 \text{ mm}$, $Lt = 0.4 \text{ mm}$, $Wt1 = 0.3 \text{ mm}$, $Lt1 = 0.4 \text{ mm}$, $Wc = 0.3 \text{ mm}$, $Lc = 0.2 \text{ mm}$.

Figure III.8 structure de l'antenne proposée.

III.4.3 Simulation

La structure proposée a été simulée en utilisant le simulateur CST. Deux principales caractéristiques ont été ciblées pour cette simulation, à savoir, le coefficient de réflexion et le diagramme de rayonnement.

III.4.3.1 Le coefficient de réflexion

Les résultats obtenus montrent débord les coefficients de réflexion correspondant à l'antenne proposée et à l'antenne de base comme indiqués dans la figure III.9. On observe que l'antenne de base possède une bande passante discontinue pour $S_{11} < -10 \text{ dB}$. Celle-ci possède deux bandes (dual band) de fréquences, la première allant de 30GHz à 42GHz et la seconde de 72 à 77 GHz.

Pour améliorer de la bande passante, on a modifié la forme classique et obtenu la forme V comme indiquée dans la figure III.8. Le coefficient de réflexion correspondant à cette nouvelle structure est montré dans la figure III.9. L'antenne proposée dans ce cas a une bande passante ultra large bande de 27 GHz s'étalant jusqu' à 70 GHz pour $S_{11} < -10 \text{ dB}$. En plus, Elle possède en autre deux fréquences résonantes qui sont de 30.5 GHz et 65.78 GHz avec des coefficients de réflexion de -45 dB et -40 dB respectivement.

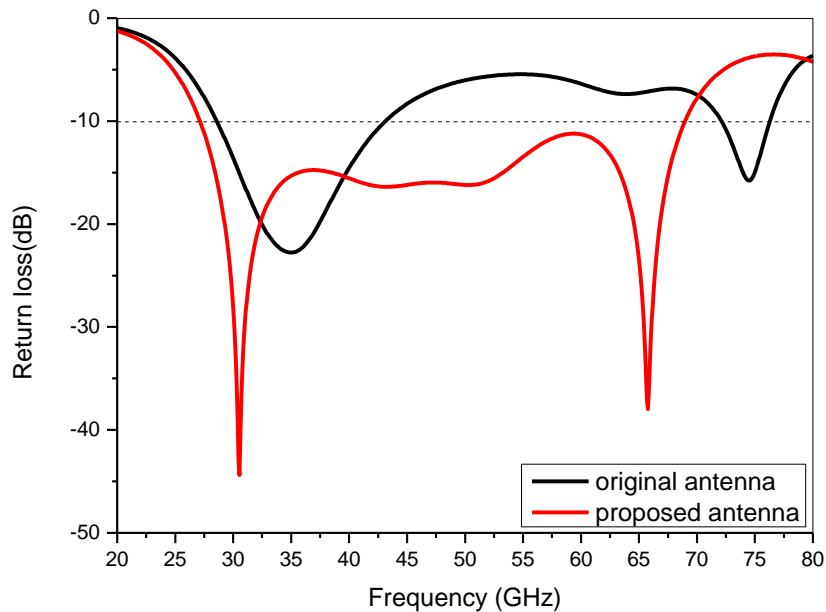


Figure III.9 Coefficients de réflexion pour de les antenne de base et proposée.

L'objectif de cette étude est de montrer l'effet du matériau supraconducteur sur les performances de l'antenne proposée. La figure III.10 montre les coefficients de réflexion pour les deux type d'antennes à patch supraconducteur et à patch de cuivre. A première vue, il apparait que la bande passante est la même pour les deux matériaux. Cependant, une adaptation meilleure est obtenue pour le matériau supraconducteur YBCO comparé au matériau de cuivre. Pour la fréquence 30.5 GHz, la valeur du coefficient de la réflexion est de -45dB pour le matériau supraconducteur YBCO et de -27dB pour le cuivre. Cette différence est liée aux caractéristiques du matériau supraconducteur qui a une résistance de surface inférieure comparée à celle du cuivre.

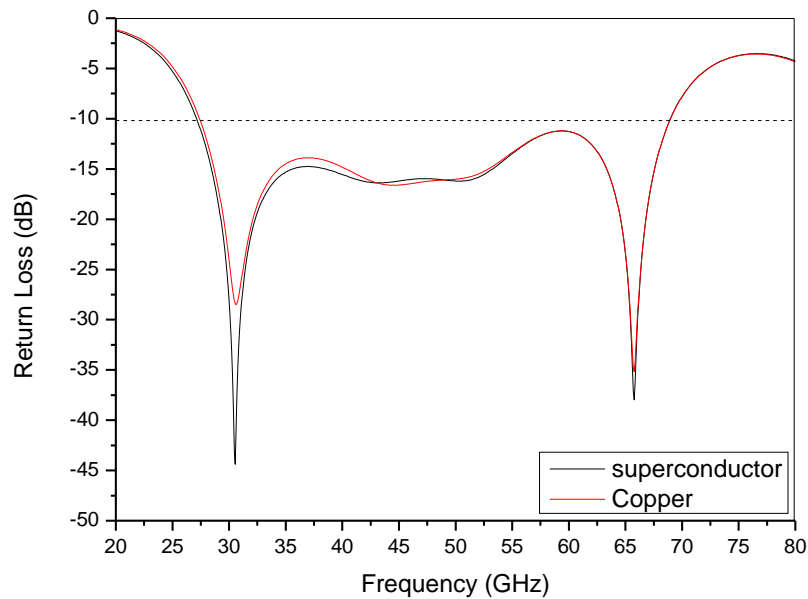
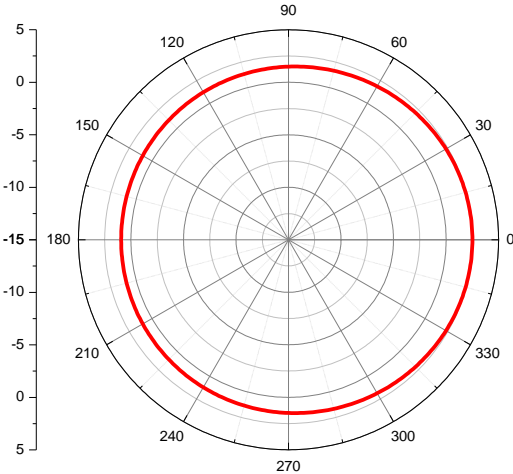


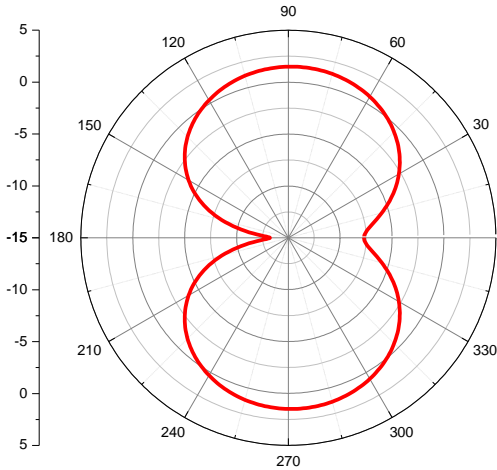
Figure III.10 Coefficients de réflexion à base de matériau de cuivre, et supraconducteur.

III.4.3.2 Le diagramme de rayonnement

Le diagramme de rayonnement est une caractéristique très importante pour les performances des antennes, car le rôle principal d'une antenne est le rayonnement. Les figures III.11 et III.12 représentent le diagramme de rayonnement pour l'antenne basée sur le matériau supraconducteur et ce pour les fréquences 30.5GHz et 65.78GHz respectivement. Ce diagramme est obtenu dans le plan E pour $\varphi=0$ et le plan H pour $\theta=90$. Dans ces figures, on montre que le diagramme de rayonnement de l'antenne proposée a un comportement omnidirectionnel dans le plan E pour les deux fréquences. Dans le plan H, ce diagramme est divisé en deux lobes principaux ou bidirectionnels pour les fréquences 30.5GHz et 65.78GHz.

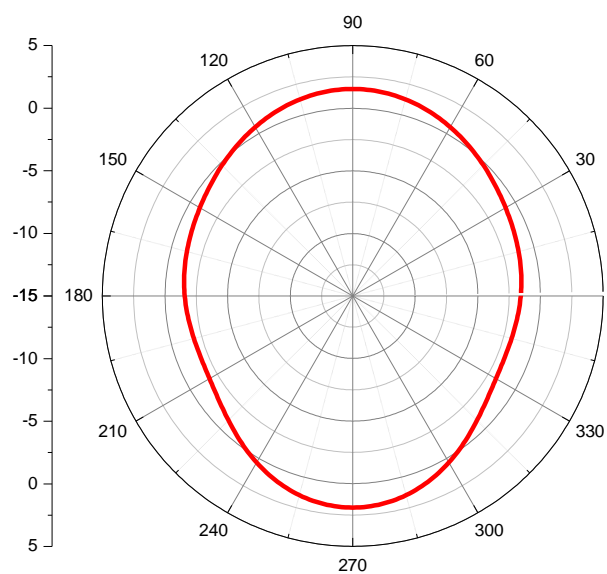


(a)

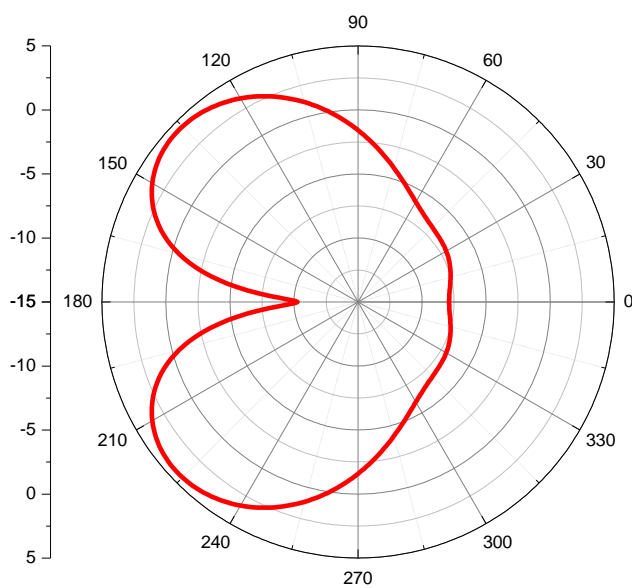


(b)

Figure III.11 Diagramme de rayonnement pour $f = 30.5\text{GHz}$: (a) Plan E, (b) plan H



(a)



(b)

Figure III.12 Diagramme de rayonnement pour $f = 65.78$ GHz: (a) Plan E, (b) plan H

III.5 Conception de l'antenne microruban conforme

III.5.1 généralité sur les antennes conformes

III.5.1.1 Définition

Ce sont des antennes qui prennent la forme d'une surface quelconque. La surface peut être une partie d'un avion, d'un missile ou d'un train à haute vitesse. L'utilisation des antennes conformes sur les surfaces non planaires permet de réduire les perturbations aérodynamiques (frottement de l'air) sur ces surfaces.

III.5.1.2 Historique

Les recherches effectuées sur les antennes ont connu un grand intérêt durant ces dernières années, plus précisément sur le réseau d'antennes conformes. La première antenne conforme qui a été proposée était le dipôle de forme circulaire. Dans ce dernier, les éléments rayonnants n'étaient pas conformes à aucune surface parce qu'ils étaient situés sur un cercle. L'exemple qui illustre bien cette antenne est l'antenne de *Wullenweber* [116]. C'est une antenne réceptrice utilisée dans les applications militaires. Les recherches qui ont été effectués sur les antennes conformes durant les années soixante sont toutes dirigées vers la conception de réseaux de formes cylindriques et coniques pour les applications aérospatiales comme les satellites et les navettes.

Après les années soixante-dix, l'intérêt porté à ces antennes a diminué à cause de nombreux facteurs. La technologie de cette époque ne permettait pas l'analyse des performances des antennes conformes, de même la conception et la configuration étaient très difficile à réaliser. D'ailleurs les ordinateurs étaient pas assez puissants pour traiter les simulations de ce type d'antennes.

Durant les années quatre-vingt-dix avec l'apparition de nouveaux et puissants ordinateurs, les recherches ont connu un grand intérêt malgré les difficultés qui ont fait obstacle pour développer ces antennes, tels que l'absence des outils de conception et la réalisation expérimentale. Autres défis qui ont ralenti le développement de ces antennes sont : l'alimentation, la polarisation etc.

Aujourd'hui, avec le développement rapide de la technologie de l'ordinateur et les outils de la conception, plusieurs études sur les antennes conformes sont effectuées. Parmi ces études, on peut citer :

- L'article [117], où les auteurs présentent deux éléments d'antennes conforme pour la réception Multi-GNSS. La *Figure III.13* montre le prototype de l'antenne conforme réalisée.



Figure III.13 Prototype de l'antenne conforme multi-GNSS[117].

- dans [118], les auteurs présentent une antenne conforme à deux surfaces l'une est une surface conique et l'autre, est une surface cylindrique comme montré dans la *Figure III.14*

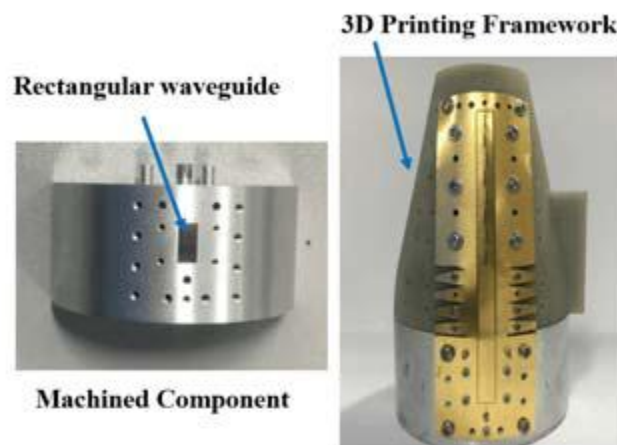


Figure III.14 Prototype de l'antenne conforme à deux surfaces[118].

III.5.1.3 Avantages des antennes conformes.

Les antennes conformes offrent plusieurs avantages tels que [119] :

- Compatibles à la forme aérodynamique correspondante.

- Configuration conforme possible, ces antennes être plaquées sur des véhicules terrestres, des avions, des fusées ou des missiles.
- Une couverture de l'ordre de 360° .
- Poids réduit, élargissement de la bande opérationnelle de quelques dizaines de pourcent.
- Réflexions réduites et faisceaux directionnels.

III.5.2 Conception de l'antenne

III.5.2.1 L'antenne de base.

La géométrie de l'antenne initiale est montrée dans les *figures III. 15 et III.16* [120]. Cette antenne constituée du patch qui prend une forme demi-elliptique et alimenté par une ligne microruban terminée par un transformateur, comme indiqué dans la figure III.15. Ces éléments sont imprimés sur un côté du substrat et dans l'autre, le plan de masse avec un petit rectangle. Les dimensions physiques du patch sont : un rayon minimal $R_x = 12\text{mm}$ et un rayon majeur $R_y = 22\text{mm}$. Pour la ligne microruban, les dimensions sont une largeur $W_1 = 1.7\text{mm}$ et une longueur $L_1 = 5\text{mm}$ pour arriver à une impédance de 50Ω . L'adaptation de cette impédance est assurée par le transformateur qui possède des dimensions optimales avec une largeur $W_t = 1.12 \text{ mm}$ et une longueur $L_t = 3\text{mm}$. Le substrat utilisé est le Rogers RO4350B avec une largeur $W_s = 24 \text{ mm}$, une longueur $L_s = 30 \text{ mm}$, une épaisseur $H_s = 0.762\text{mm}$ et une permittivité $\epsilon_r = 3.48$. Le plan de masse possède les dimensions avec une largeur égale à la largeur du substrat et une longueur $L_g = 8 \text{ mm}$. Pour la petite ouverture les dimensions optimales sont $W_{\text{slot}} = 1\text{mm}$ et $L_{\text{slot}} = 1\text{mm}$.

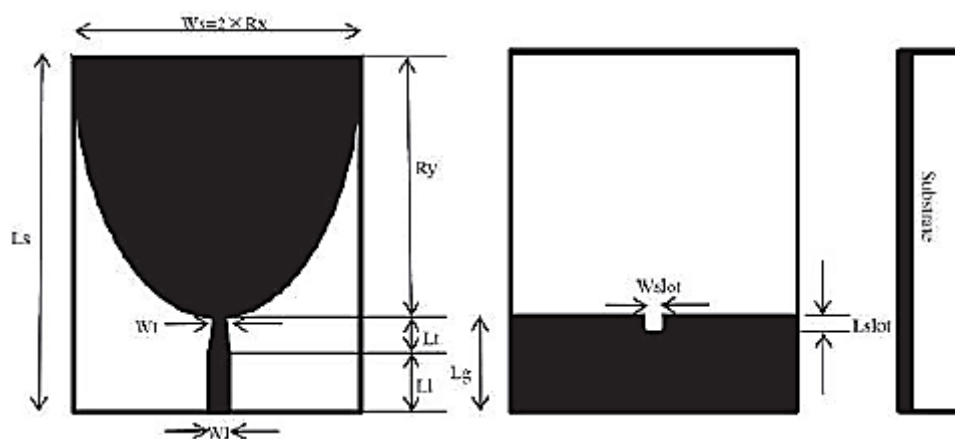


Figure III.15 l'antenne de base.

Avec ces dimensions optimales, un prototype est fabriqué comme montrée dans la figure III.16. Les résultats simulés et mesurés concernant le coefficient de réflexion de l'antenne

fabriquée sont indiqués dans la figure III.17 où on remarque une bande passante très large qui est obtenue pour $S_{11} < -10dB$, la bande de fréquences se trouve entre de 3.1 GHz et 40GHz où on remarque que le coefficient de réflexion mesuré concorde avec le coefficient de réflexion simulé.

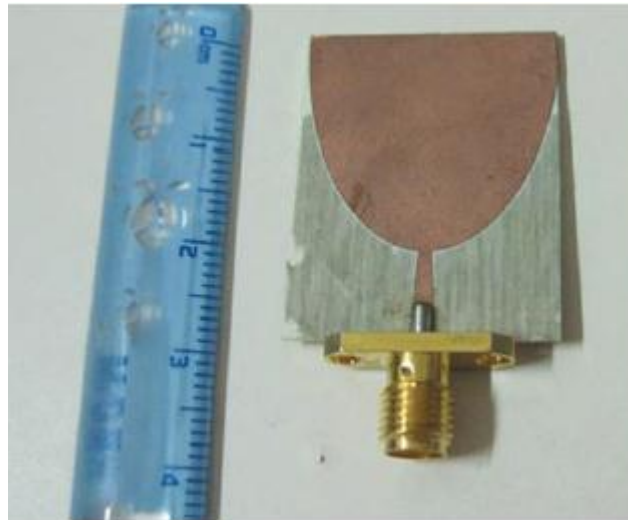


Figure III.16 Prototype de l'antenne de base [120].

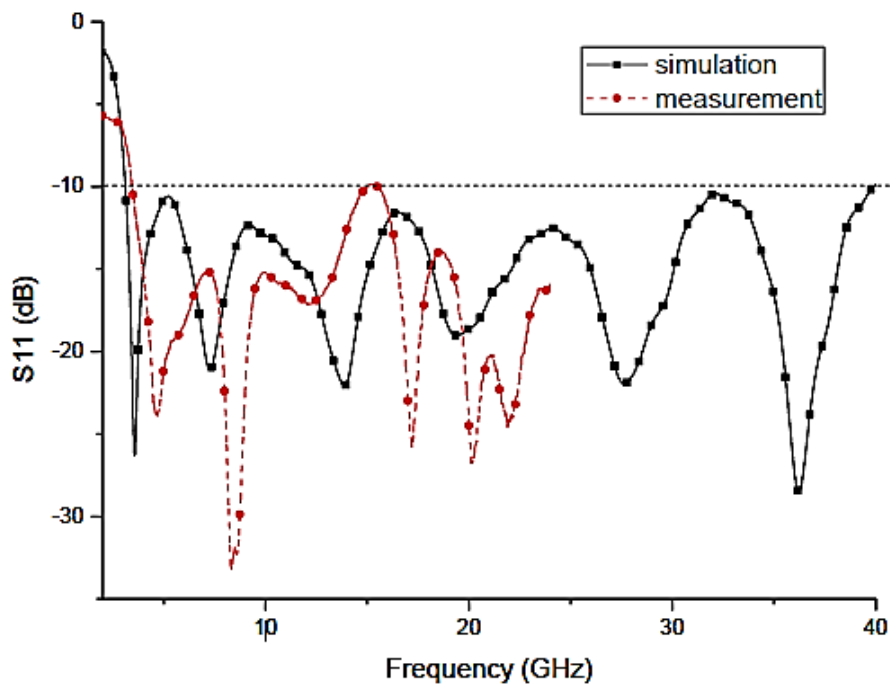


Figure III.17 Coefficients de réflexion simulée et mesuré de l'antenne de base [120].

III.5.2.2 Structure proposée

L'antenne proposée est indiquée dans la *Figure III.18*. Elle est basée sur la géométrie de l'antenne précédent conformée sur une surface non plane[120]. Cette surface prend la forme elliptique indiquée dans la *Figure III.18 (b)* avec les dimensions physiques illustrées dans la *Figure III.18 (a)*. A souligner que l'intérieur de la géométrie elliptique est rempli par d'air.

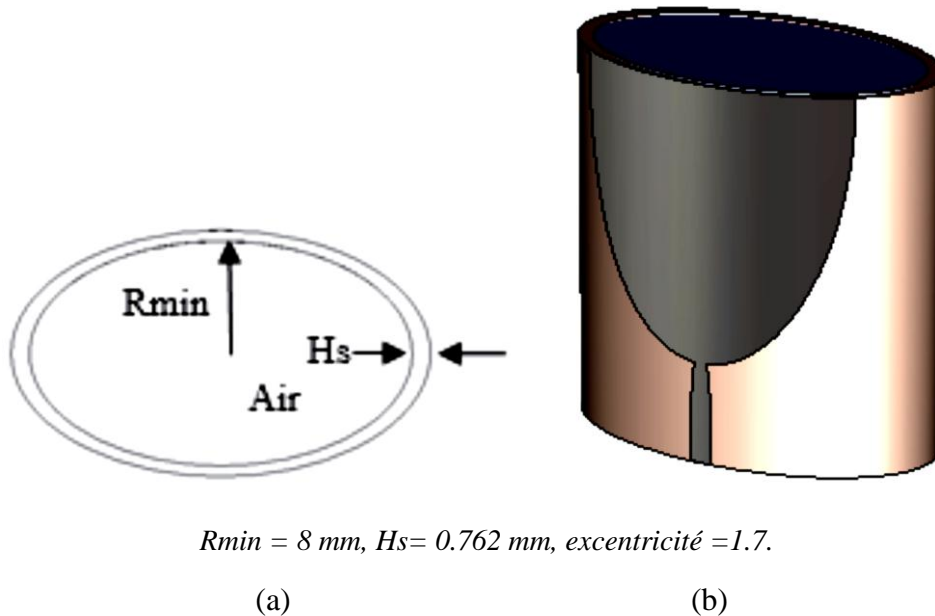


Figure III.18 Structure proposée (a) vue de dessus. (b) vue 3D.

III.5.2.3 Simulation

La structure proposée est conçue en utilisant les simulateurs électromagnétiques HFSS et CST. Les résultats attendus concernent le coefficient de réflexion et le diagramme de rayonnement.

III.5.2.3.a Le coefficient de réflexion

On montre dans les figures III.19 et III. 20 ,les résultats de simulation concernant le coefficient de réflexion en utilisant les deux logiciels de conception HFSS et CST. On montre que cette antenne possède une bande passante très large, pour $S_{11} < -10\text{dB}$. celle-ci se trouve entre 3.1 GHz et 40 GHz et se caractérise par 6 points de résonance. On remarque qu'il y'a une bonne concordance entre les deux simulateurs utilisés.

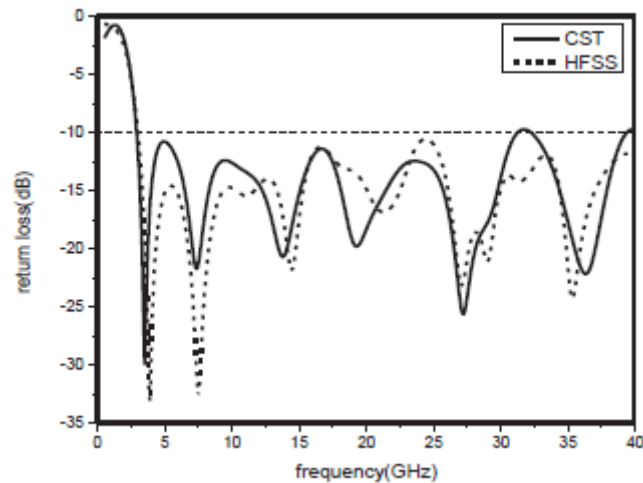


Figure III.19 Coefficient de réflexion de l'antenne de base.

Le coefficient de réflexion de l'antenne proposée est montré dans la figure III.20. La structure montre a une bande passante aussi large de 3.1 GHz à 40GHz avec une amélioration appréciable par rapport à l'antenne de base. Plusieurs points de résonances sont apparus comparé à l'antenne de base. Une bonne concordance des résultats simulés des deux simulateurs est affichée.

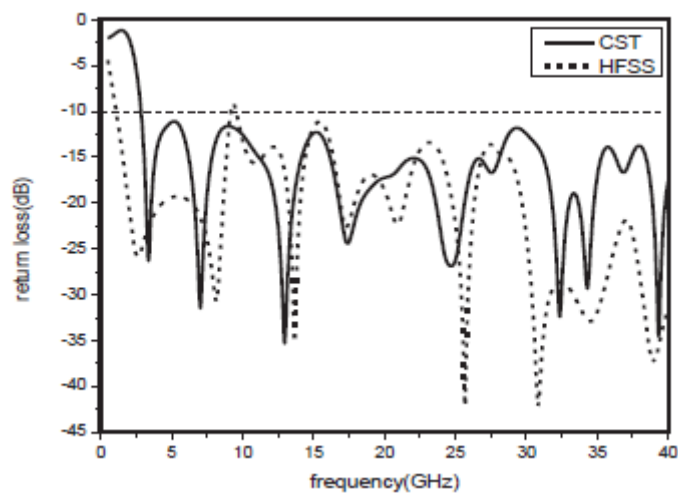


Figure III.20 Coefficient de réflexion de l'antenne proposée.

III.5.2.3.b Diagramme de rayonnement

Les résultats de simulation obtenus pour les diagrammes de rayonnement, sont illustrés dans les *Figures III.21, III.22 et III.24*. Ces résultats sont fournis pour les deux plans où $\Phi = 0^\circ$ et $\Phi = 90^\circ$ pour les fréquences de résonance 3.1, 10, 18 et 40 GHz, respectivement.

Dans la Figure III.21, on montre les deux diagrammes de rayonnement pour les antennes planaire et elliptique à la fréquence 3.1 GHz. Un comportement omnidirectionnel est affiché pour $\Phi=0^\circ$ et bidirectionnel pour $\Phi=90^\circ$. Pour les fréquences de résonance restantes pour les deux antennes, les deux diagrammes de rayonnement de moment les mêmes, comme indiquée dans les Figures III.22, III.23 et III.24 [121].

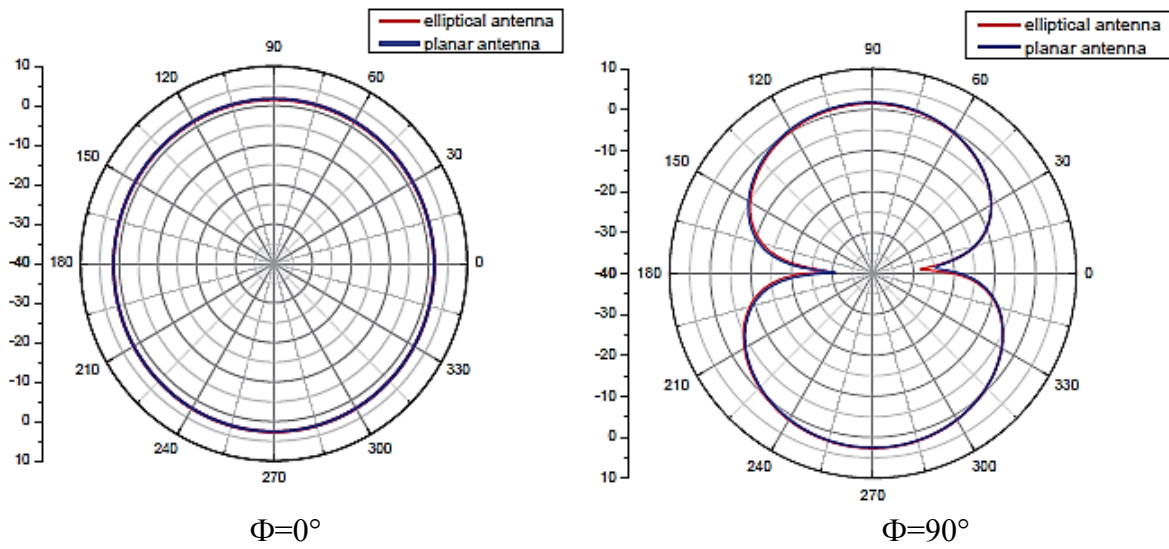


Figure III.21 Diagrammes de rayonnement pour $f = 3.1$ GHz.

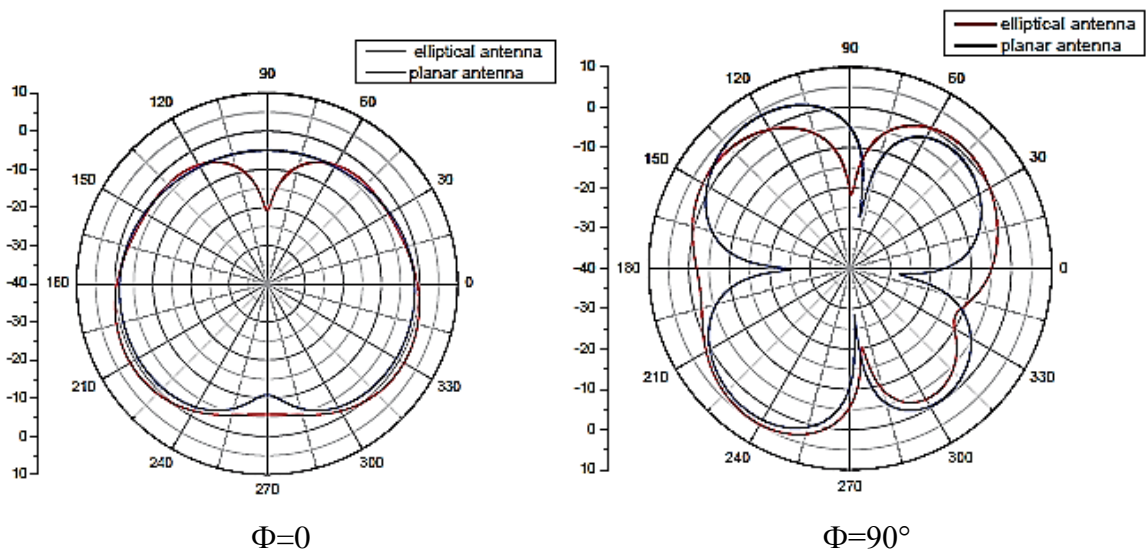


Figure III.22 Diagrammes de rayonnement pour $f = 10$ GHz.

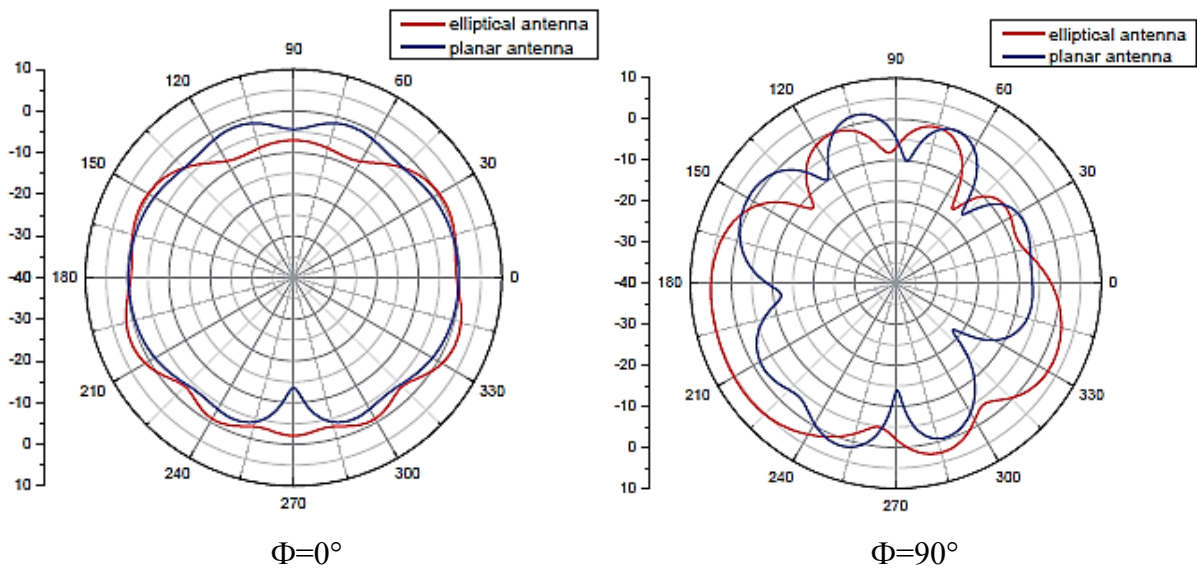


Figure III.23 Diagrammes de rayonnement pour $f = 18$ GHz.

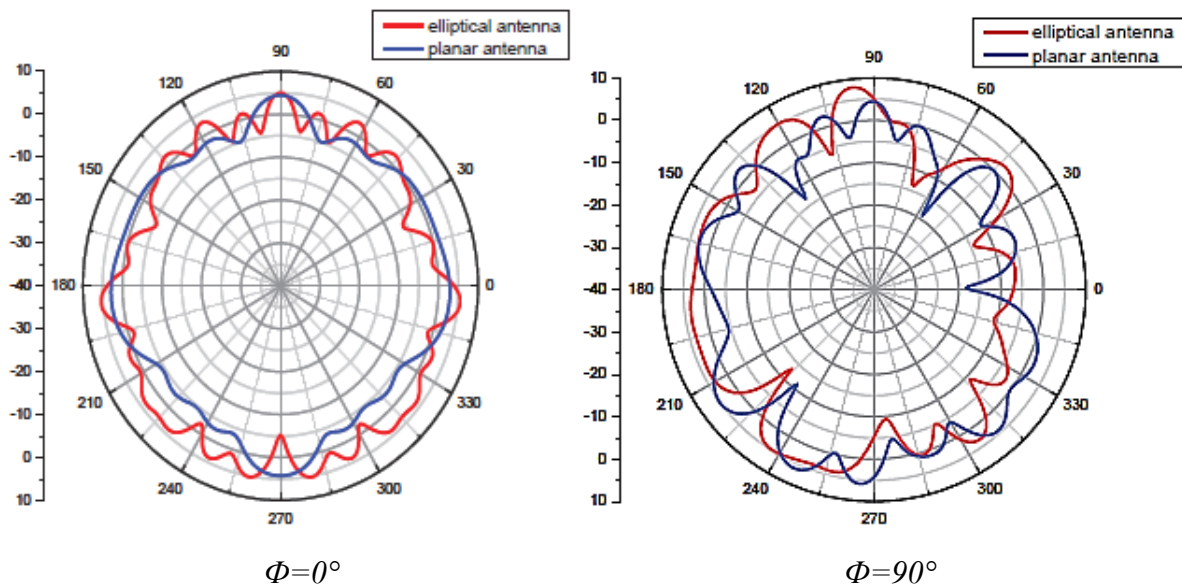


Figure III.24 Diagramme de rayonnement pour $f = 40$ GHz.

Dans ces Figures, le comportement de diagramme de rayonnement est omnidirectionnelle pour les deux plane $\Phi=0^\circ$ et $\Phi=90^\circ$. D'après ces résultats, le diagramme de rayonnement de l'antenne planaire n'est pas varié si on implémente cette antenne sur une surface elliptique. Pour cela on peut dire que les performances de l'antenne planaire sont améliorés sans perturber sur les caractéristique de rayonnement de cette antenne par une surface elliptique.

III.6 Conclusion

Dans ce chapitre on a présenté une étude de simulation visant la conception de deux antennes microrubans, l'une basée sur le matériau supraconducteur et l'autre conforme sur une surface elliptique. Les résultats ont montré que la bande passante obtenue suite à l'utilisation du matériau supraconducteur YBCO est relativement large. Les résultats obtenus pour la structure proposée de l'antenne conforme ont montrée une bande passante ultra large avec une amélioration appréciable par rapport à l'antenne de base.

Dans le chapitre suivant, nous allons présenter des structures d'antennes microruban qui répondent à l'exigence de la technologie ULB. On validera dans ce cadre les résultats de simulation par des mesures expérimentales.

CHAPITRE IV

***ETUDE ET REALISATION D'UNE ANTENNE
PATCH LARGE BANDE DE FORME FEUILLE DE
PLANT***

IV.1 Introduction

L'objet de ce chapitre est la conception et la réalisation d'une antenne microruban dédiée aux applications dans ULB. En premier lieu, l'étude est consacrée à la simulation de l'antenne proposée à l'aide des simulateurs HFSS et CST. Dans cette partie, on discutera les résultats de simulation concernant le coefficient de réflexion, le taux d'ondes stationnaire et le diagramme de rayonnement. Dans la deuxième partie, un prototype de cette antenne est fabriqué, puis caractérisé par un analyseur de réseau vectoriel VNA (vector network analyser). Enfin, les résultats expérimentaux et ceux de la simulation sont analysés et comparés.

IV.2 Antenne de base

La géométrie de l'antenne initiale est montrée dans la Figure IV.1, où celle-ci est composée : d'une ligne d'alimentation microruban, d'un patch et d'un plan de masse. Le FR-4 époxy est utilisé comme matériau substrat sur lequel on imprime le patch et le plan de masse. Les dimensions physiques du substrat sont : l'épaisseur H_s , la largeur W_s et la longueur L_s , avec les valeurs 1.6 mm, 35 mm et 53 mm respectivement, avec, ce matériau possède une permittivité relative ϵ_r de 4.4. Le patch prend la forme de disque avec un rayon $R_p = 17$ mm et est alimenté par une ligne microruban caractérisée par une impédance d'entrée de 50Ω . Les dimensions physiques de la ligne sont : une largeur W_f et une longueur L_f correspondant aux valeurs 3.1mm et 13.11mm respectivement.

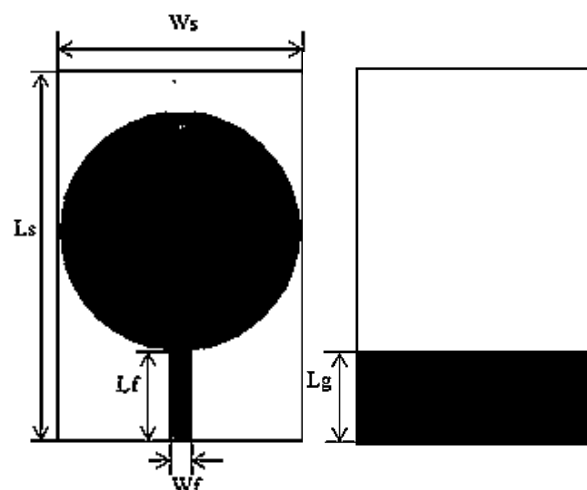


Figure IV.1 l'antenne de base.

IV.3 La structure proposée

Le patch de l'antenne de base est modifié de façon qu'on obtient la forme indiquée dans la Figure IV.2. Cette structure à la forme d'une "feuille de plante" est obtenue à partir de l'intersection de trois disques ayant le même rayon de patch que dans l'antenne initiale (Figure IV.2(a)) [122]. Pour une meilleure adaptation, un petit rectangle est coupé dans le plan de masse avec les dimensions de la largeur $W_c = 3.5$ mm et de longueur $L_c = 2$ mm.

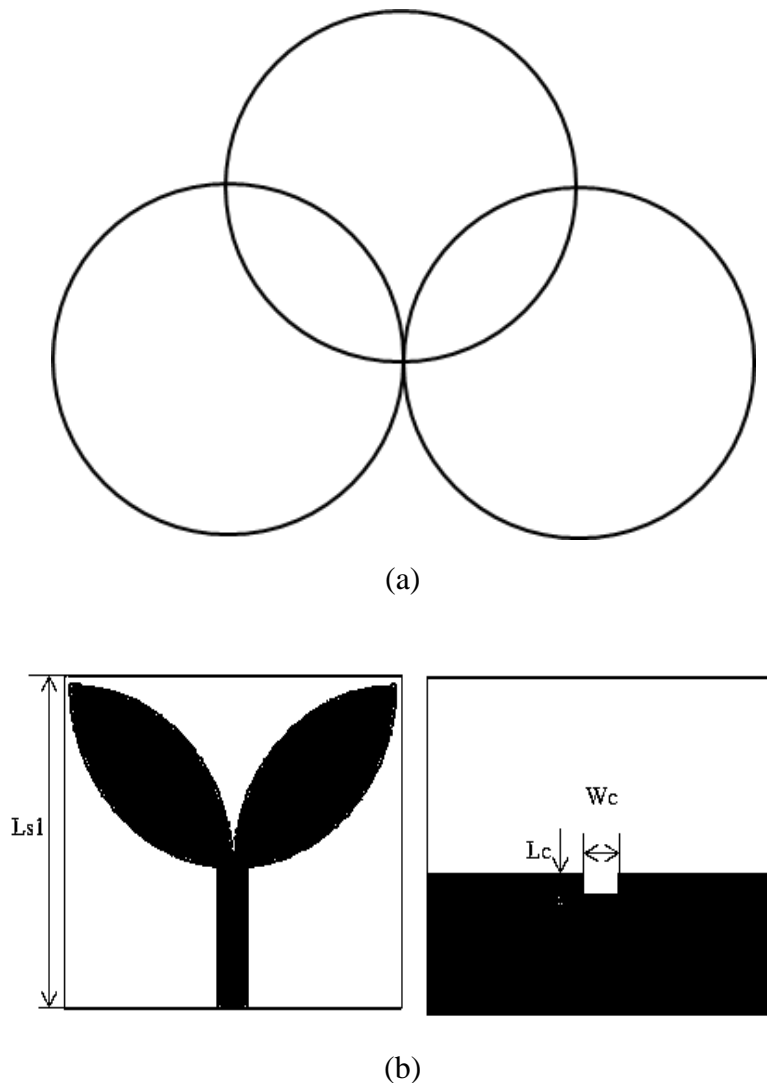


Figure IV.2 Structure de l'antenne proposée.

IV.4 Résultats de simulation

IV.4.1 Le coefficient de réflexion

Dans cette étude, nous commençons par l'étude des caractéristiques de l'antenne de base. La simulation du coefficient de réflexion de l'antenne est montrée dans la figure IV.3 où on

remarque que cette antenne possède une bande passante discontinue pour $S_{11} < -10 \text{ dB}$. Les résultats obtenus par HFSS et CST paraissent concordants.

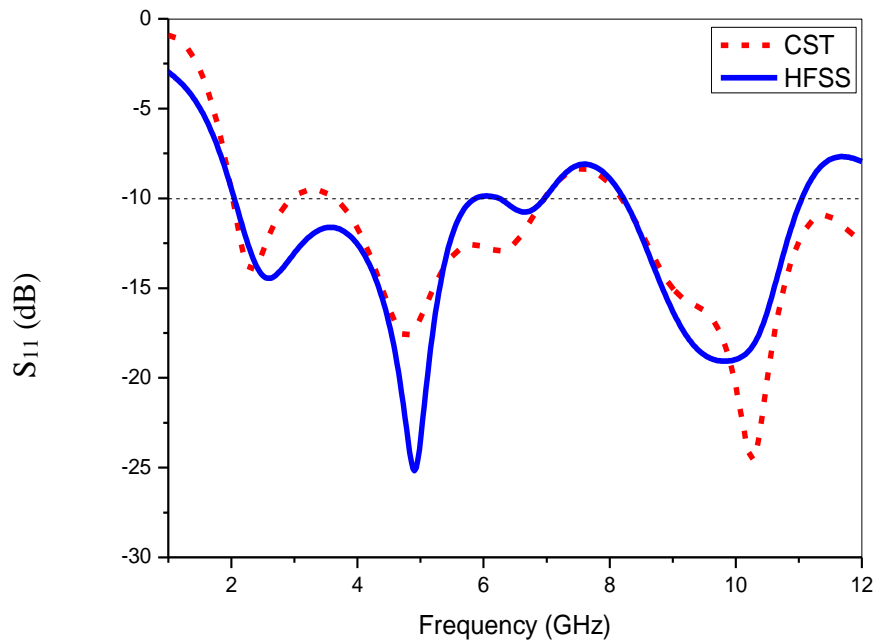


Figure IV.3 Le coefficient de réflexion de l'antenne de base.

Pour améliorer les performances concernant la bande passante et le volume de l'antenne de base, celle-ci est modifiée. Pour cela, la forme "feuille de plante" a été choisie comme élément rayonnant. Par conséquent, la longueur de l'antenne de base a été rétrécie de 22 mm pour arriver à une surface totale de $(35 \times 31) \text{ mm}^2$. Le résultat de simulation obtenu pour cette modification est indiqué dans la figure IV.4 où on remarque une bande passante allant de 2.65 GHz à 12 GHz est affichée pour $S_{11} < -10 \text{ dB}$. Sous HFSS deux fréquences de résonances : 4.39 GHz et 7.36 GHz ont caractérisé cette nouvelle antenne.

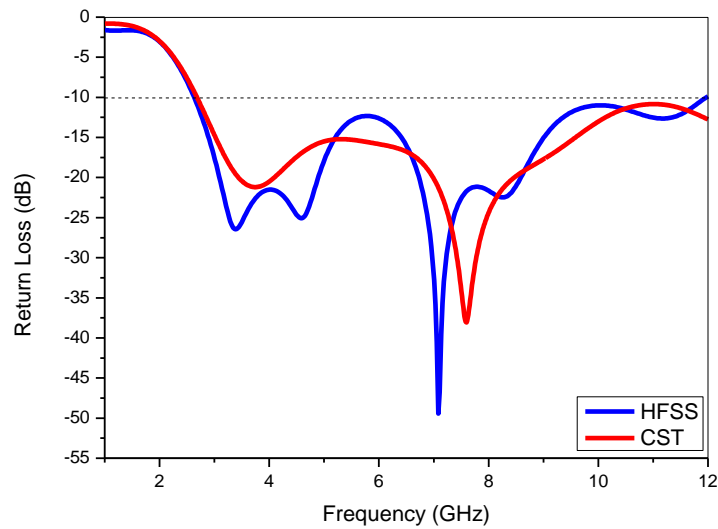


Figure IV.4 Le coefficient de réflexion de l'antenne proposé

IV.4.2 Le Taux d'ondes stationnaire

Les résultats de simulation concernant le taux d'ondes stationnaire (VSWR) sont montrés dans la Figure IV.5. On voit bien, que l'antenne est bien adaptée et possède une bande passante très large couvrant ainsi la bande de fréquences imposée par la FCC pour ($VSWR < 2$). La figure montre aussi une bonne concordance entre les deux logiciels de simulation utilisés.

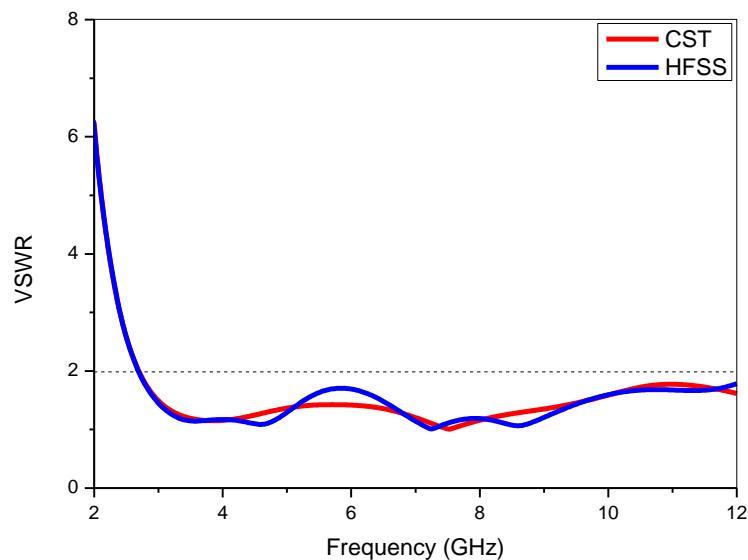


Figure IV.5 Le taux d'onde stationnaire de l'antenne proposée.

IV.4.3 L'impédance d'entrée

Pour illustrer l'adaptation de l'antenne, son impédance d'entrée est simulée. Les résultats obtenus sont montrés dans les figures IV.6 et IV.7 affichant les la parties réelle et imaginaire respectivement. On remarque que la partie réelle de cette impédance varie autour de 50 Ω , cependant pour les deux fréquences de résonance 4.39 GHz et 7.36GHz, cette partie réelle converge vers 50 Ω . Toutefois, pour la partie imaginaire, celle-ci varie autour de 0, mais pour les deux fréquences de résonance converge vers 0.

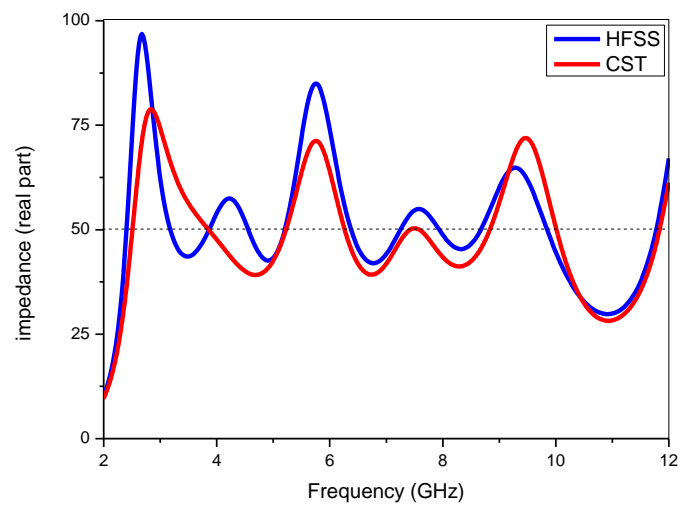


Figure IV.6 Partie réelle de l'impédance d'entrée.

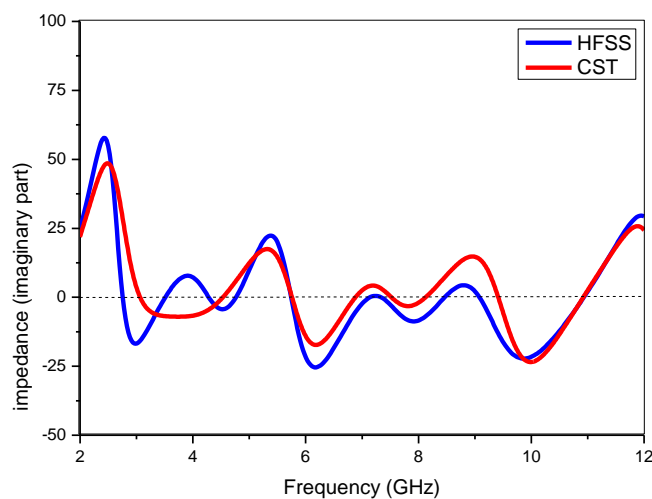
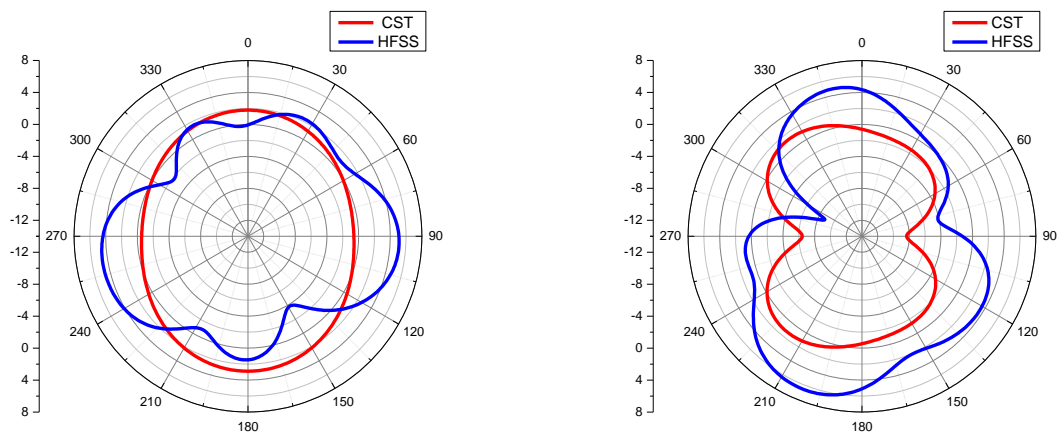


Figure IV.7 Partie imaginaire de l'impédance d'entrée.

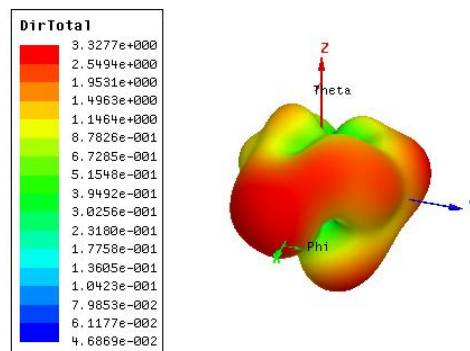
IV.4.4 Diagramme de rayonnement

Le diagramme de rayonnement a pour but de montrer dans quelle direction l'antenne oriente son rayonnement. Pour l'antenne proposée, le diagramme de rayonnement est montré dans les Figures IV.8 et IV.9 pour les fréquences de résonance 4.39 GHz et 7.36 GHz respectivement. La simulation effectuée utilisant les logiciels CST et HFSS représente dans ce qui suit ce diagramme de rayonnement selon les plans E et H.



(a) plan E

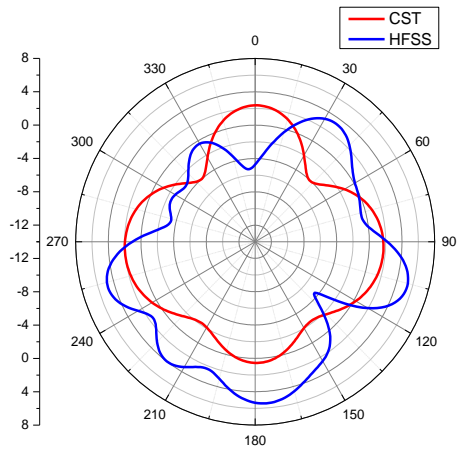
(b) plan H



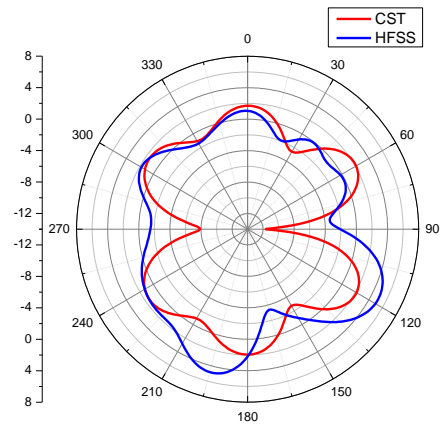
(c) 3D

Figure IV.8 Diagramme de rayonnement pour $f = 4.39$ GHz.

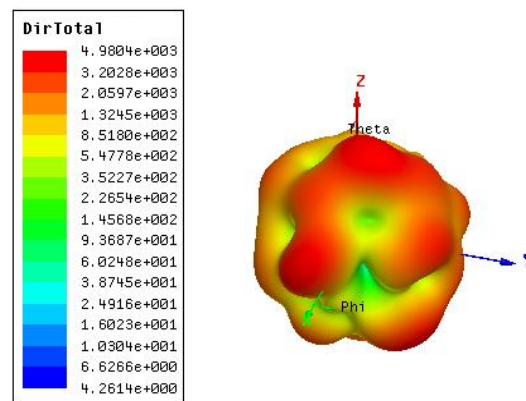
Les résultats obtenus montrent que l'antenne proposée possède un diagramme de rayonnement omnidirectionnel à ces fréquences de résonance dans le plan E. Par contre, dans le plan H, ce diagramme est bidirectionnel.



(a) plan E



(b) plan H



(c) 3D

Figure IV.9 Diagramme de rayonnement pour $f = 7.36$ GHz.

IV.4.5 Gain et efficacité de rayonnement

L'efficacité de rayonnement et le gain en fonction de la fréquence de l'antenne proposée, obtenus grâce au simulateur CST sont montrés dans la Figure IV.10. Le gain moyen réalisé est de 3dB. Pour les fréquences de résonance 4.39 GHz et 7.36 GHz, le gain réalisé est de 2.26 dB et 1.9 dB respectivement. L'efficacité moyenne de rayonnement de l'antenne est de 76%. Par contre pour ces fréquences de résonance, elle a pour valeurs 80 % et 82 % respectivement.

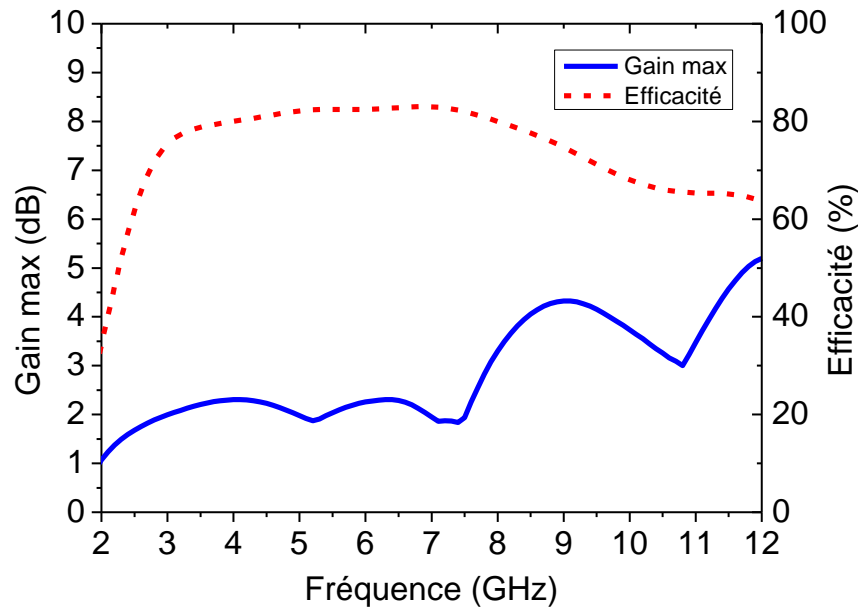
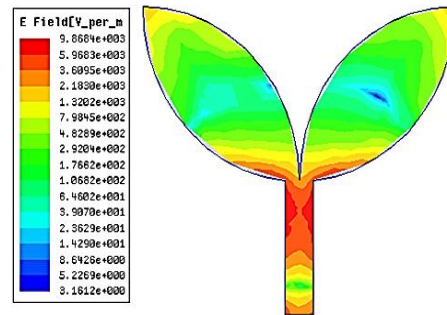


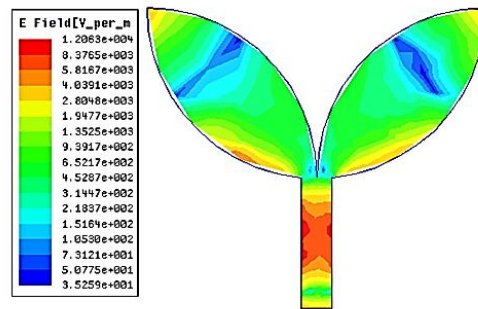
Figure IV.10 Gain et efficacité de rayonnement de l'antenne proposée.

IV.4.6 Distribution du champ électrique

La distribution du champ électrique E sur la surface du patch pour la phase de rayonnement égale à 90° est montrée dans la Figure IV.11 pour les fréquences 4.36 GHz et 7.36 GHz. On peut remarquer que le maximum du champ E est divisé en deux parties quand celui-ci se propage le long du patch. Ce champ E est aussi concentré entre la ligne et les feuilles du patch. Cet endroit a été influé par la distance entre la plan de masse et le patch, et par conséquent aux des conséquences sur la bande passante.



(a)



(b)

Figure IV.11 Distribution du champ électrique E ;(a) $f=4.39\text{GHz}$; (b) $f= 7.36\text{GHz}$.

IV.4.7 Etude paramétrique

L'étude paramétrique permet de comprendre l'effet des paramètres ainsi que l'optimisation de la forme finale de l'antenne. Celle-ci a été effectuée sous CST où il a été question de l'influence de quelques paramètres sur la bande passante de l'antenne. Ces paramètres sont : les dimensions W_c et L_c du petit rectangle coupé dans le plan de masse, la longueur du plan de masse L_g , et le rayon du disque patch R_p ayant une influence direct sur la fréquence de résonance.

IV.4.7.1 Effet du paramètre W_c

Pour optimiser le paramètre W_c du rectangle, on l'a fait variée de 2.5 mm à 4.5 mm avec un pas de 0.5 mm, où les autres paramètres restent fixés. Le résultat de simulation obtenu est indiqué dans la Figure IV.12. Il faut souligner dans ce cadre que l'adaptation est acceptable si on augmente les valeurs de W_c et la bande passante serait légèrement diminuée. Par contre si on

diminue ces valeurs, l'adaptation se dégrade et la bande passante s'élargie. Dans notre cas, la valeur de W_c est choisie à 3,5 mm pour donner une adaptation d'impédance proche de l'optimum.

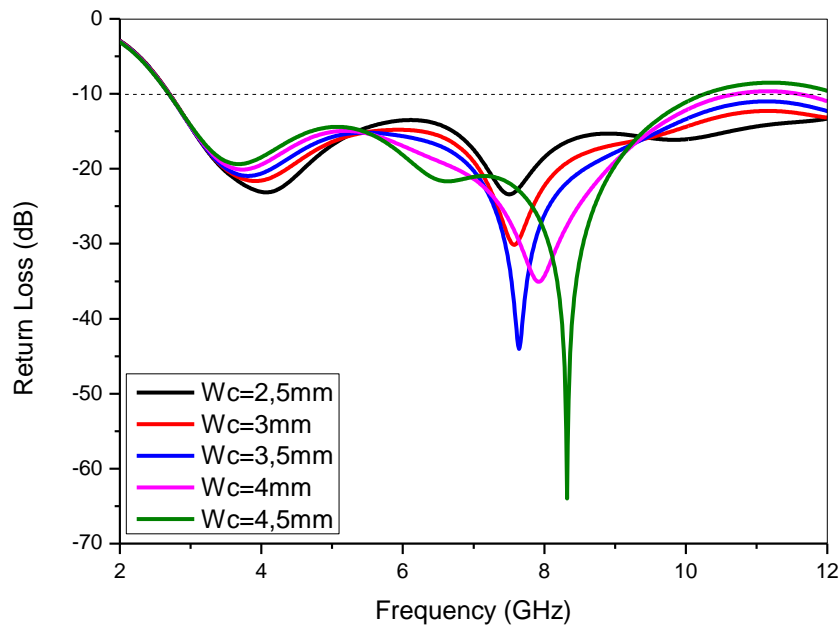


Figure IV.12 Effet du paramètre W_c sur le coefficient de réflexion de l'antenne proposée.

IV.4.7.2 Effet du paramètre L_c

Le deuxième paramètre influant l'adaptation de l'impédance de l'antenne est la longueur de fente L_c . Pour cela, on va faire varier L_c de 1 mm à 3 mm avec un pas de 0.5 mm. Le résultat de simulation correspondant est montré dans ce cas dans la Figure IV.13, où, on remarque que la variation de L_c possède le même effet que W_c sur l'adaptation de l'impédance. Celle-ci reste acceptable si L_c augmente jusqu'à 2 mm, mais ne serait adaptée si au contraire cette longueur diminue. On remarque aussi que le paramètre L_c influence légèrement sur la bande passante de l'antenne où des valeurs élevées de L_c , la font diminuer. Ainsi, nous choisissons la valeur de la longueur L_c égale à 2 mm comme paramètre optimal pour obtenir une bonne adaptation d'impédance.

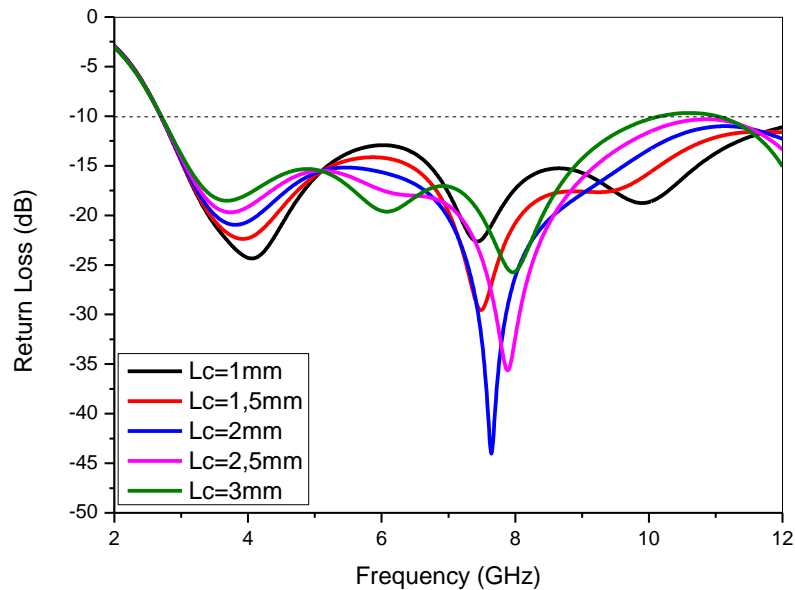


Figure IV.13 Effet du paramètre L_c sur le coefficient de réflexion de l'antenne proposée.

IV.4.7.3 Effet du paramètre L_g

L'Autre paramètre qui influe sur la bande passante de l'antenne est la longueur L_g du plan de masse. Le paramètre L_g module l'écart entre le plan de masse et le patch, ce qui induit un effet important sur la bande passante de l'antenne, quand on sait que cet écart est inversement proportionnel à la longueur L_g . Pour optimiser ce paramètre, nous allons opter pour une variation des valeurs de L_g de 12 mm à 14 mm avec un pas de 0.5 mm. Durant ce changement, les autres paramètres sont maintenus fixes. Le résultat simulé est indiqué dans la *Figure IV.14*, où on montre que la bande passante de l'antenne augmente si le paramètre L_g augmente de 1 mm. Cependant, dans l'intervalle de 13 à 14 mm, la bande passante est diminuée avec un décalage de la fréquence de résonance vers les fréquences basses. On choisit enfin la valeur L_g de 13 mm pour avoir une bande passante optimale.

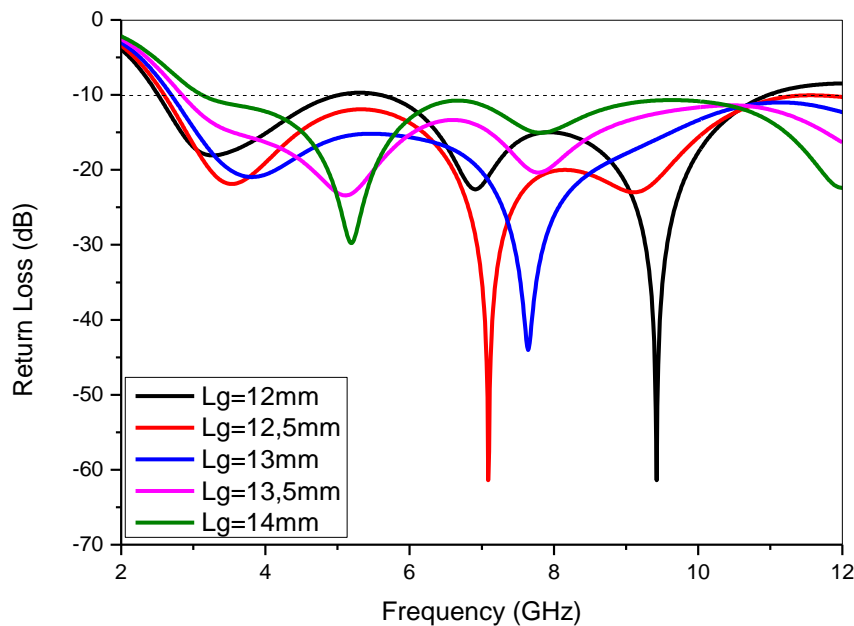


Figure IV.14 Effet du paramètre L_g sur le coefficient de réflexion de l'antenne proposée.

IV.4.7.4 Effet du paramètre R_p

Le rayon R_p du disque patch influence sur la fréquence de résonance de l'antenne. Le résultat de cet effet est montré dans la *Figure IV.15*. Pour optimiser ce paramètre, nous faisons varier les valeurs de R_p de 16 mm à 17.5 mm avec un pas de 0.5 mm, les autres paramètres restent constants. On montre que la fréquence de résonance de l'antenne est alors décalée vers les basses fréquences si le paramètre R_p augmente et inversement. Le coefficient de réflexion à cette fréquence est bien correct si R_p est augmenté ce qui n'est pas le cas pour l'autre fréquence. On choisira enfin la valeur R_p de 17 mm pour obtenir les deux fréquences de résonance.

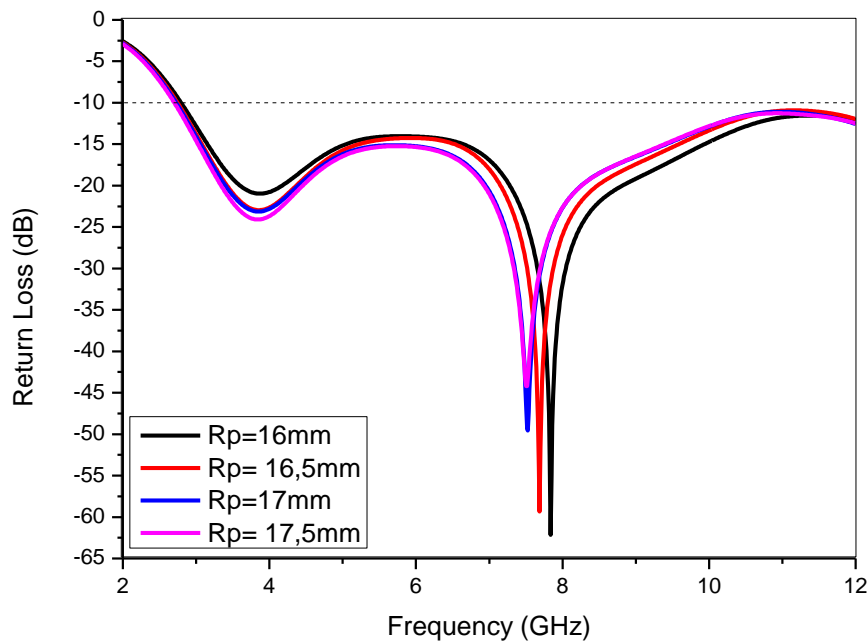


Figure IV.15 Effet du paramètre R_p sur le coefficient de réflexion de l'antenne proposée.

IV.5 Résultats expérimentaux

IV.5.1 Prototypage de l'antenne proposée

L'étude paramétrique précédente a été effectuée afin d'approcher la réalité avant même la fabrication de l'antenne. Le prototype de l'antenne proposée est montré dans la figure IV.16.

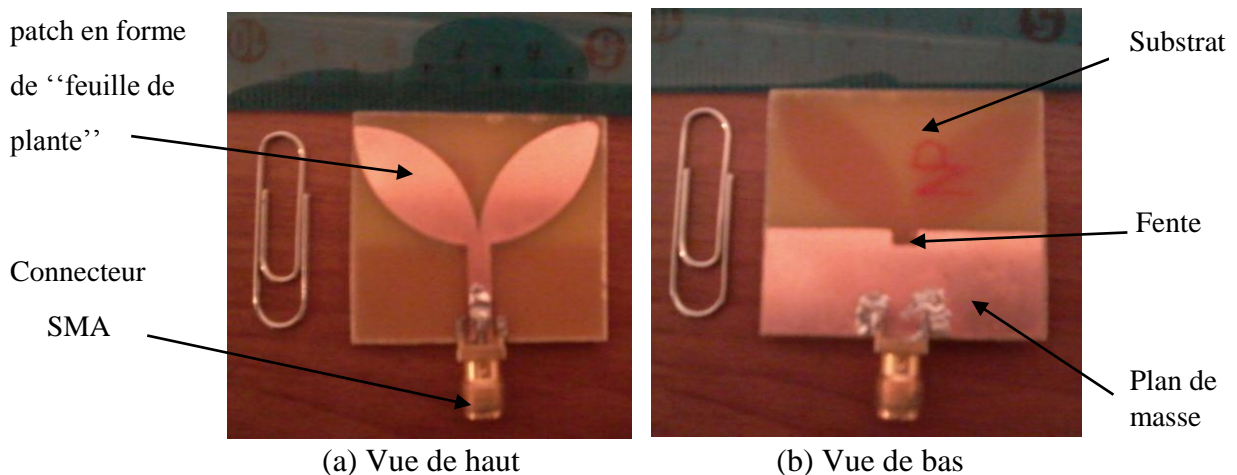


Figure IV.16 Prototypage de l'antenne proposée.

Le patch en cuivre est fabriqué sur le substrat FR4 par l'utilisation de la technique de photolithographie pour vérification expérimentale. une impédance d'entrée de 50Ω . Dans l'autre côté, on voit le plan de masse avec une petite fente connectée avec le connecteur SMA aussi.

IV.5.2 Coefficient de réflexion

L'analyseur du réseau ROHDE & SCHWARZ ZNB20 a été utilisé pour mesurer le coefficient de réflexion. Cet analyseur possède une bande passante pour la mesure allant de 100 KHz jusqu'à 20 GHz (Figure IV.17). Le coefficient de réflexion mesuré et simulé est montré dans la figure IV.18.

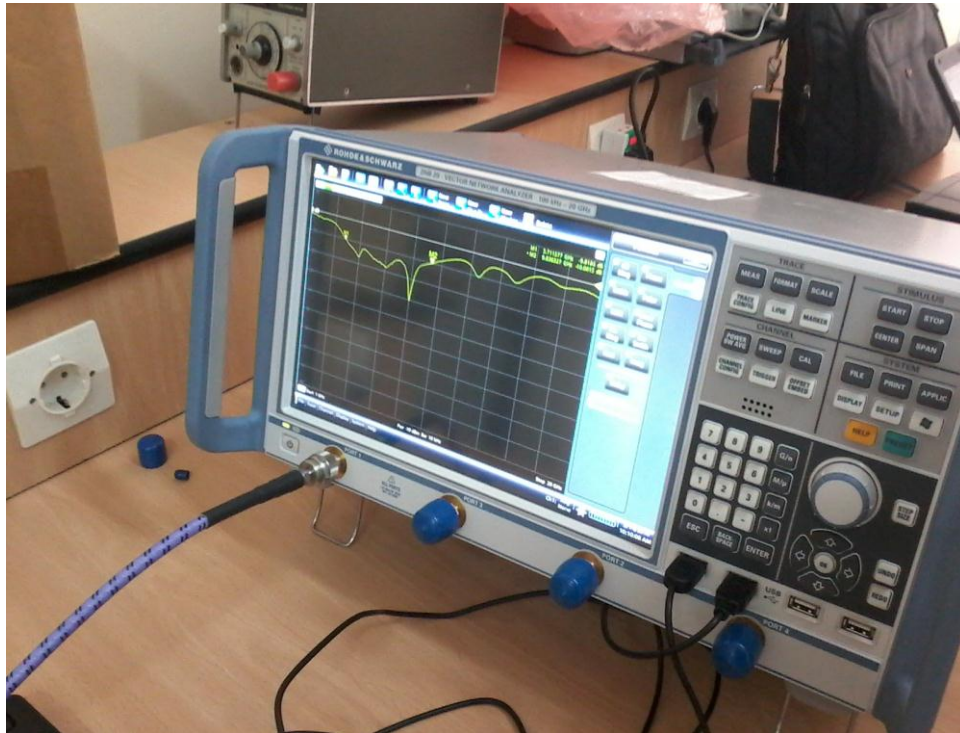


Figure IV.17 L'analyseur de réseau ROHDE & SCHWARZ ZNB20

Le résultat expérimental montre que le prototype de l'antenne proposée possède une bande passante très large allant de 3.5 GHz à 10.2 GHz pour $S_{11} < -10\text{dB}$. On remarque aussi que le début de la bande de l'antenne est décalé vers les hautes fréquences par 800MHz.

Le décalage se trouve entre la simulation et la mesure est due aux pertes et erreurs de fabrication. Il est dû aussi à l'hétérogénéité de la permittivité du substrat FR4 époxy qui varie de 4.2 jusqu'à 4.7. Autre facteur induisant la différence entre la simulation et la mesure, est l'effet de la sonde d'alimentation qui n'a pas été pris en considération dans la simulation. En plus, le point de soudage entre le connecteur SMA et la ligne d'alimentation microruban qui a un effet direct sur la mesure pourrait générer des perturbation.

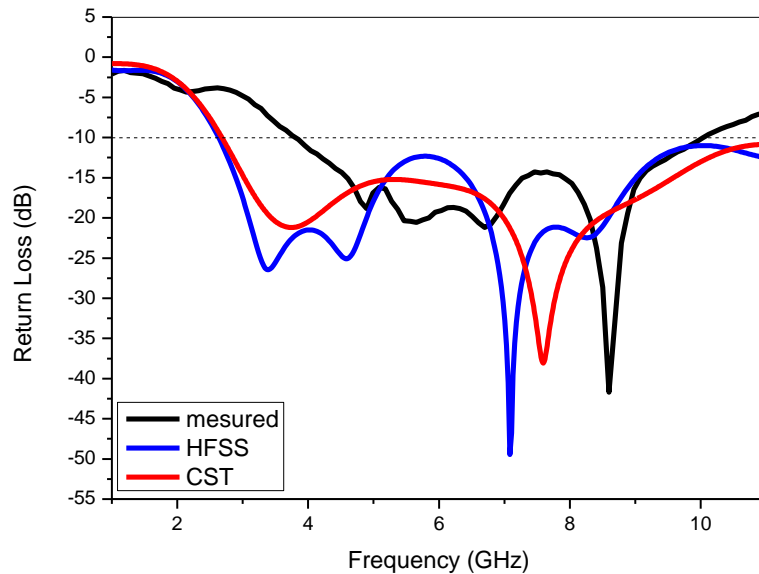


Figure IV.18 Coefficient de réflexion mesuré et simulé de l'antenne proposée.

IV.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté une antenne microruban qui répond aux exigences de la technologie ULB. Cette antenne est de type monopole où le patch prend la forme de “feuille de plante” et le plan de masse est partiel. Les modifications opérées sur l'antenne de base ont amélioré les performances de celle-ci notamment au niveau la bande passante et la taille. Les résultats obtenus à l'issue de cette réalisation montrent que : La bande passante mesurée de l'antenne est de 3.5 GHz jusqu'à 10.2 GHz pour $S_{11} < -10\text{dB}$. L'antenne de taille de $35 \times 31 \text{ mm}^2$ est de simple réalisation. Son diagramme de rayonnement est omnidirectionnel ce qui la rend adaptée à plusieurs architectures de systèmes de communication.

CONCLUSION GÉNÉRALE

Conclusion Générale

Depuis l'autorisation de l'utilisation non licenciée de la bande ULB allant de 3.1GHz à 10.6 GHz par la FCC, la technologie ULB est rapidement devenue incontournable dans les communications sans fil à débit élevé. Cette technologie a offert la possibilité d'exploiter d'énormes potentiels en termes de capacité de canal à des courtes distances et à de faibles niveaux de puissance rayonnée. Cette perspective a par ailleurs séduit de nombreuses grandes sociétés et laboratoires de recherche qui ont proposé alors différentes solutions afin de répondre aux besoins des réseaux personnels sans fils.

Dans ce cadre, les antennes microrubans ont l'avantage d'être intégrées avec le module d'émission ou de réception sur le même substrat au vue de leurs performances et leurs dimensions réduites, mais en même temps elles posent plus de défis que les antennes à bande étroite. Les antennes ULB devraient être capables de fonctionner avec de meilleures performances en termes d'adaptation et de rayonnement sur une bande ultra large comme assignée par la FCC.

Compte tenu du besoin en matière d'antennes microruban ultra large bande dans les systèmes de radiocommunication mobile, les travaux exposés dans la présente thèse s'inscrivent dans le cadre de la conception d'antennes répondant aux exigences des systèmes ULB en matière d'amélioration des performances notamment la bande passante. Pour cela, les simulateurs HFSS et CST basés sur les méthodes numériques ont été utilisés pour la conception des antennes exposées.

Les deux premières structures d'antenne étudiées concernent la conception de deux antennes microrubans, l'une basée sur un matériau supraconducteur et l'autre conformée sur une surface elliptique. Après avoir donné les propriétés physiques intéressantes des matériaux supraconducteurs, nous avons cité quelques applications industrielles intéressantes de ceux-ci. Pour mieux cerner l'effet de la supraconductivité sur les performances de l'antenne, on l'a comparée avec une autre antenne dont le patch est en cuivre. Les résultats de simulations ont montré que la bande passante de l'antenne à matériau supraconducteur YBCO est bien adaptée que celle à cuivre. La deuxième structure étudiée représente une antenne microruban conforme sur une surface elliptique. Les résultats de simulation pour cette structure ont montré une nette amélioration de la bande passante, couvrant ainsi la gamme de l'ULB, par rapport à l'antenne patch originale.

Dans le dernier chapitre, nous avons présenté une antenne microruban qui répond à l'exigence de la technologie ULB. La conception est faite par introduction de certaines

modifications sur la structure de l'antenne de base, en particulier sur la forme de l'élément rayonnant (forme en feuille de plante) et par rajout de fentes sur le plan de masse. Cette modification améliore les performances de ce dernier notamment la bande passante et réduit la taille de la structure. L'antenne proposée est numériquement étudiée et optimisée par les simulateurs HFSS et CST. Les différentes caractéristiques de l'antenne (coefficient de réflexion, la distribution du champ et diagrammes de rayonnement...etc) ont été présentés. Par la suite, une étude paramétrique de l'antenne ULB est réalisée, afin de mieux analyser l'influence de différents paramètres de l'antenne (paramètres géométriques) sur les performances de l'antenne et en particulier sur le coefficient de réflexion. Après cette étude théorique, un prototype de l'antenne est fabriqué et une série de mesures est réalisée par l'analyseur de réseaux vectoriel. Les résultats obtenus pour cette étude montrent que : La bande passante mesurée de l'antenne proposée est de 3.5 GHz jusqu'à 10.2GHz pour un $S_{11} < -10\text{dB}$. La taille de l'antenne est de $35 \times 31 \text{mm}^2$ et elle est simple à fabriquer. Le diagramme de rayonnement est omnidirectionnelle ce qui est adapté à plusieurs architectures de systèmes de communication moderne.

Comme perspective, plusieurs travaux peuvent être envisagés à partir de ce travail, nous citons notamment :

- étendre l'étude à d'autres configurations d'antennes ULB avec d'autres types d'alimentations.
- étudier d'autres structures d'antennes microruban ULB en termes de polarisation.
- étudier une structure en réseau d'antennes imprimées ULB afin de tenir compte de l'effet de couplage entre les éléments rayonnants.

Proposer des structures d'antennes travaillant dans la bande des fréquences des ondes millimétriques et TéraHertz.

RÉFÉRENCES

REFERENCES

- [1] FCC, Federal Communications Commission, “Revision of part 15 of the commission’s rules regarding ultra-wideband transmission systems”, 2, V48, United States, 2002.
- [2] M. Hassad, “Analyse tridimensionnelle rigoureuse des antennes microbandes réalisées sur des couches diélectriques réciproques et non réciproques”, thèse doctorat, Université Hadj Lakhdar, Batna, Algérie, 2015.
- [3] D.H. Schaubert, D.M. Pozar and A. Adrian, “Effect of microstrip antenna substrate thickness and permittivity: Comparison of theories and experiment”, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. AP-37 No. 6, pp. 6, 1989.
- [4] M. A. Matin, B. S. Sharif, and C. C. Tsimenidis, “Probe fed stacked patch antenna for wideband applications”, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 55, No. 8, pp. 2385–2388, 2007.
- [5] K.L. WLau, S. H. Wong, and K.M. Luk, “Wideband folded shorted patch antenna with double L-slots”, Electronics Letters, Vol. 43, No 23, pp. 515–517, 2007.
- [6] F. Yang, X.X. Zhang, X.N. Ye and Y. Rahmat-Samii, “Wide-band E-shaped patch antennas for wireless communications”, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 49, No. 7, pp. 1094–1100, 2001.
- [7] Diwakar Singh, Amit Kumar Gupta, R. K. Prasad, “Design and analysis of dual-band ψ -shaped microstrip patch antenna”, International Journal of Advances in Engineering & Technology, Vol. 6, Issue 1, pp. 520-526, 2013.
- [8] O. Barkat, “Etude et synthèse des caractéristiques de réseaux d’antennes imprimées supraconductrices dans la bande millimétrique” Thèse de Doctorat, Université Mentouri, Constantine, Algérie, 2009.
- [9] O. Picon, coll “Les antennes Théorie, conception et applications”, Dunod, Paris, France, 2009.
- [10] O E. Roubine, J.Ch. Bolomey, “Introduction générale, Antennes”, tome 1, Masson, Paris, France, 1978.
- [11] E J.D. Kraus, “Antennas”, Mc Graw-Hill book company, New York, USA, 1950.
- [12] S E.A. Wolff, "Antenna analysis, "John Wiley & Sons, New York, U.S.A, 1966.
- [13] E J.R. James, P.S. Hall, C. Wood, "Microstrip antenna theory and design", Peter Peregrinus Ltd, New York, USA, 1981.
- [14] A. Constantine Balanis, “Antenna Theory Analysis and Design”, John Wiley & Sons, INC.2005.

-
- [15] P. B. Katehi, D. R. Jackson et N.G. Alexopoulos, “Microstrip dipoles”, Handbook of microstrip antennas, Peter Peregrinus Ltd, London, United Kingdom, 1989.
- [16] D. M. Pozar, "Microwave and RF wireless Systems," John Wiley & Sons, USA, 2001.
- [17] A. Boufrioua, “Contribution à l'étude des antennes a patch résistif et parfaitement conducteur tenant compte d'une source d'excitation et des nouvelles formes asymptotiques de courant”, Thèse doctorat, Université Mentouri de Constantine, Algérie, 2006.
- [18] A. Atser Roy, M, Joseph Môm A. Gabriel Igwue, “Enhancing the Bandwidth of a Microstrip Patch Antenna using Slots Shaped Patch”, American Journal of Engineering Research, Vol. 02, Issue. 9, pp-23-30, 2013.
- [19] Saunders, Simon R., “Antennas and Propagation for Wireless Communication Systems”, John Wiley & Sons Ltd., October 2003.
- [20] G. A. Deschamps, “Microstrip microwave antennas”, Third USAF Symposium on antennas, 18-22 Oct, USA, 1953.
- [21] K. R. Carver and J. W. Mink, “Microstrip Antenna Technology”, IEEE Trans. Antennas Propagate. Vol. AP-29, No. 1, pp. 2–24, 1981.
- [22] J.Q. Howell, “Microstrip antennas”, I.E.E.E. Transactions on Antennas and Propagation – Vol. AP-22, pp.90-93, 1975.
- [23] J. R. James, P. S. Hall, C. Wood “Microstrip antenna theory and design,” Peter Peregrines, London and New York, 1981.
- [24] I. J. Bahl, P. Bhartia “Microstrip antennas”. Artech House, Massachusetts.1980.
- [25] L.I. Basilio, M.A. Khayat, J. Williams, S.A. Long, "The dependence of the input impedance on feed position of probe and microstrip line fed patch antennas," IEEE trans. Antennas Propagat., vol. 49, pp.45-47, Jan. 2001.
- [26] Hubregt. J. Visser, “Array and phased array antenna basics, Antenna Engineer”, the Netherlands, 2005.
- [27] P.Bhartia, K.V.S.Rao, R.S.Tomar, “Millimeter wave microstrip and printed circuit antennas”, Artech House, Boston, London.1990.
- [28] B. James, J.R., Hall, P.S, “Handbook of microstrip antennas”, 1st édition, England: Peter Peregrinus Ltd, 1989.
- [29] D. Randy Bancroft, “Microstrip antennas, the analysis and design of microstrip antennas and arrays,” John Wiley and Sons, 2nd Edition, 2009.
- [30] O. Barkat and A. Benghalia, “Radiation and Resonant Frequency of Superconducting Annular Ring Microstrip Antenna on Uniaxial Anisotropic Media”, Springer, Journal of Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves, Vol. 30, N. 10, pp.1053-1066, 2009.

- [31] R. Munson, "Conformal microstrip antennas and microstrip phased arrays", IEEE Transactions on antennas and propagation, Vol. Ap-22, pp. 74-78, 1974.
- [32] H. Pues and A. Van de Cappelle, "Accurate transmission-line model for the microstrip antenna", ZEE Processing, pt. H, Vol. 131, pp. 334-340, 1984.
- [33] A. K. Battacharyya and R. Garg, "Generalized transmission line model for microstrip patches", ZEE Processing, pt. H, Vol. 132, pp. 93-98, 1985.
- [34] G A. K. Battachryya and A. K. Shafai, "Theoretical and experimental investigations of the elliptical annular ring antenna", IEEE Transactions on antennas and propagation, Vol. Ap-36, pp. 1526-1530, 1988.
- [35] E. Van Lil, and Van de Capelle, "transmission line model for mutual coupling between microstrip antennas", IEEE Transactions on antennas and propagation, Vol. Ap-32, pp. 816-821, 1984.
- [36] K. L. Wong, Y. H. Lue and C. Y. Huang, "Generalized transmission line model for cylindrical-rectangular microstrip antenna", Microwave Opt. Technol. Lett., Vol. 7, pp. 729-732, 1994.
- [37] T. Itoh, "Numerical techniques for microwave and millimeter-wave passive structures", A Wiley-Interscience Publication, New York, Wiley, 1989.
- [38] P. Bartia, K. V. S. Rao, R. S. Tomar, "Millimeter wave microstrip and printed circuit antennas", Artech House, Boston, London. 1991.
- [39] Y. T. Lo, D. Soloman, and W. F. Richards, "Theory and experiment on microstrip antennas", IEEE Trans. Antennas Propagate., vol. 27, pp. 137-145, 1979.
- [40] J. R. James et C. J. Wilson, "Microstrip antennas and arrays," Pt.1, Fundamental action and limitations, Microwaves, optics and acoustics, vol.1, n°5, pp. 165-174, 1977.
- [41] M. Himdi, J. P. Daniel, and C. Terret, "Analysis of aperture-coupled microstrip antenna using cavity method", Electronic Letters, Vol. 25, no. 6, pp. 391-392, 1989.
- [42] R.F. Harrington, "Field computation by Moment Methods", Krieger Publishing company, 1982 (1968).
- [43] J. P. Damiano and A. Papiernik, "Survey of analytical and numerical models for probe-fed microstrip antennas", IEE proc.-Microw. Antennas propag. Vol. 141, 15-22, 1994.
- [44] W. C. Chew, Z. Nie, Q. H. Liu, and Y. T. Lo, "Analysis of probe-fed microstrip disk antenna", Proc. Inst. Elec. Eng., Vol. 138, pp. 185-191, 1991.
- [45] A. Boufrioua, A. Benghalia, "Analyse d'une antenne microbande circulaire par l'application de la méthode intégrale", 16ème colloque international optique, hertzienne et diélectrique, OHD'01, France, pp. 193-196, 3-5, Sep 2001.

- [46] D. Sadiku and N.O.Mathew, “Numerical techniques in electromagnetics”, 2nd edition, CRC Press, Boca Ration, London, New York, Washington, D.C, 2001.
- [47] L. Chouti, “Contribution à l'étude d'antennes imprimées rectangulaires double bande et multi bandes tenant compte de l'effet de couplage”, thèse de magistère, Université Mentouri-Constantine, Algérie, 2009.
- [48] P. A. Turkis and C. A. Balanis, “Finite-difference time-domain method for antenna radiation”, IEEE transactions on Antennas and Propagation, Vol. 40, pp.334-340, 1992.
- [49] J. G. Maloney, K. L. Shlager, and G. S. Smith, “A simple FDTD model for transient excitation of antennas by transmission line”, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 42, pp. 289-292, 1994.
- [50] K. L. Shlager and G. S. Smith, “Near field to near field transformation for use with FDTD method and its application to pulsed antenna problem”, Electronic Letters, Vol. 30, pp. 1262-1264, 4, 1994.
- [51] E. H. Newman, and P. Tylyathan, “Analysis of microstrip antennas using moment methods”, IEEE Transaction on Antennas and Propagations, Vol. AP-29, N°. 1, pp. 47-53, 1989.
- [52] R.Harington, “Field computation by Moment Method”, IEEE Press, Piscataway, N.J, 1986.
- [53] A D. Mirshekar-syahkal, “Spectral domain method for microwave integrated circuits”, Research studies press LTD. New York, Wiley, 1990.
- [54] M. Diblang , “Développement du concept de l'antenne a résonateur BIE pour la génération de la polarisation circulaire”, Thèse de doctorat, Université de Limoges, France, 2006.
- [55] D. M. Pozar, “Microstrip antennas”, proceeding of the IEEE, Vol. 80, N°. 1, pp. 79-91, 1992.
- [56] I .Singh, V.S. Tripathi, “Micro strip Patch Antenna and its Applications: a Survey”, Int. J. Comp. Tech. Appl., Vol. 2, pp. 1595-1599, 2011.
- [57] L. Yang et G.B. Giannakis. “Ultra-wideband communication: an idea whose time has come”. In: Signal Processing Magazine, IEEE 21.6, pp.26-54. 2004.
- [58] Z. Zhang, Fanxin Zeng et Ligia Ge. “construction of multiple-stage time-hopping sequences in time-hopping spread spectrum ultra-wide bande”, IEEE 60th, vehicular technology conference, VTG2004, pp. 832-836. Vol.2, 2004.
- [59] M. G. Di Benedetto G. Giancola. “Understanding ultra-wide band Radio Fundamentals”. Prentice Hall PTR, 2004.
- [60] K. Siwiak “Ultra-wideband radio: A new pan and positioning technology”. IEEE Vehicular Technology Society News, pp. 4 - 9.2002.
- [61] J.R. Pierce, A. L. Hopper, “Nonsynchronous time division with holding and with random sampling”, Proc. of IRE, Vol.40, pp. 1079-1088, 1952.

- [62] L. Bennett, G.F. Ross, “Time domain electromagnetics and its applications”, Proceedings of the IEEE, Vol. 66, issue 3, pp. 299-318, 1978.
- [63] R Sperry Rand Corporation. “transmission and reception system for generating and receiving base-band duration pulse signals without distortion for short base-band pulse communication”. Technical report, System U.S. Patent 1973.
- [64] M. K. Simon, B. K. Levitt, R. A. Scholtz R.A.; J. K. Omura, “Spread spectrum communications handbook”, Mac Graw Hill, 1994.
- [65] M. M. Z. Win, F. Ramirez-Mireles, R. A. Scholtz, M. A. Barnes, “Ultra-Wide Bandwidth signal propagation for outdoor wireless communications”, Proc. of the 47th Vehicular Technology. Conference VTC 1997, Phoenix, AZ, USA, pp. 251-255, 1997.
- [66] B. Fall, “Evaluation des performances d’un système de localisation de véhicules de transports guidés, fondé sur l’association d’une technique radio ULB et d’une technique de retournement temporel”, Thèse de doctorat, Université de Valenciennes et du Hainaut-Cambresis, France, 2013.
- [67] N. Fortino, “Conception et caractérisation d’antennes imprimées pour systèmes Ultra-Large-Bande impulsions”, Thèse doctorat, Université Nice Sophia Antipolis, France, 2006.
- [68] K.Mandke, H. Nam, L. Yerrnemi, C. zuniga, T. Rappaport, “The Evolution of Ultra wide bande Radio for wirless personal area networks”, Technology report, high frequency electronics, pp 22-30, 2003.
- [69] M.Z. Win, R.A. Scholtz, “Characterization of ultra-wide bandwidth wireless indoor channels: a communication-theoretic view”, IEEE Journal on Selected Areas in Communications, Vol. 20, No.9, pp. 1613-1627, 2002.
- [70] H. hirt, W. and D. Porcino, “Ultra-Wideband Radio Technology: Potential and Challenges Ahead”, IEEE Communications Magazine, vol 41, n°7, pp. 66 – 74, 2003.
- [71] E. Faussurier , “Gestion des fréquences et introduction des équipements Ultra Large Bande”, Ecole d’automne du GDR ONDES ultra large bande, ANFR, 25 octobre 2006.
- [72] ECMA-368, “High Rate Ultra Wide band PHY and MAC Standard”, édition 2. Décembre 2007.
- [73] P. Pagani, F. T. Talom, P. Pajusco, and B. Uguen, “Communications Ultra Large Bande, Le canal de propagation radioélectrique,” Lavoisier, Ed. Hermes Science, 2007.
- [74] C. E. Shannon, “Communication in the presence of noise,” Proceedings of the Institute of Radio Engineers, Vol. 37, No. 1, pp. 10–21, 1949.
- [75] R. Kebbab, “ Conception d’antennes ultra large bande en technologie imprimée ”, Thèse de magister télécommunication, Université de Abou bakr Belkaid-Tlemcen, 2010.

- [76] R. Fontana, "Current Trends in UWB systems in the USA", Advanced Radio Technology symposium, Japan, 9 Dec 2002.
- [77] E. T. Docket, "Revision of part 15 of the commission's rules regarding Ultra- Wideband transmission systems", No. 98-153, 2002.
- [78] Z.N.C, a. M.Y.W. chia, "Broadband Planar antennas: Design and application", John Wiley sons. Ltd, pp.180-190, 2006.
- [79] L. Babour, "L'étude et conception d'antennes ultra large bande miniaturisées en impulsions", thèse doctorat, Institut Polytechnique de Grenoble, France, 2009.
- [80] R.J. Fontana, E. Richley, J. Barney, "Commercialization of an ultra-wide band precision asset location system", IEEE conference on ultra-wideband systems and technologies, 16-19 Nov. pp. 369-373, USA, 2003.
- [81] D. Porcino, W. Hirt, "Ultra-wide band radio technology: potential and challenges ahead", IEEE communications magazine, Vol.41, issue 7, pp. 66-74, 2003.
- [82] K. Y. Yazdandoost and R. Kohno, "Ultra wideband antenna", IEEE Communication Magazine, vol. 42, no. 6, pp. 29-32, 2004.
- [83] V.H Ramsey, "Frequency independent antennas", IRE International Convention Record, Vol. 5, pp. 114-118, 1957.
- [84] A R.H. Duhamel, DE. Isabelle, "Broadband Logarithmically periodic antenna structure", IRE International Convention Record, Vol. 5, pp 119-128, 1957.
- [85] Anim Kyei, Dong-Uk Sim, Young-Bae Jung, "Compact log-periodic dipole array antenna with bandwidth-enhancement techniques for the low frequency band", IET Microwaves, Antennas & Propagation, Vol. 11, Iss. 5, pp. 711-717, 2017.
- [86] J. D Dyson, "The equiangular spiral antennas", IRE on antennas and propagation, Vol.7, pp. 181-187, 1959.
- [87] J. D. Kraus, R. J. Marhefka, "Antennas for all applications", 3rd éditions, Mc Graw-Hill, 2002.
- [88] Yong-Wei Zhong, Guo-Min Yang, Jing-Yan Mo, and Li-Rong Zheng, "Compact Circularly Polarized Archimedean Spiral Antenna for Ultra-wideband Communication Applications", IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, Vol.16, pp. 129-132, 2016.
- [89] A. Zitouni, "Etude et conception d'antennes ULB standards et à bandes rejetées", thèse doctorat, université de Abou-Bekr Belkaid, Tlemcen, Algérie, 2014.
- [90] J. Ao, J. Huang, W. Wu, N. Yuan, "A Miniaturized Vivaldi Antenna by loading with Parasitic Patch and Lumped Resistor", International Journal of Electronics and Communications, Vol.81, pp.158-162, 2017.

- [91] A Yngvesson, K.S., T.L. Korzeniowski, Y.-S. Kim, E.L. Kollberg, and J.F. Johansson, “The Tapered Slot Antenna – A New Integrated Element for Millimeterwave Applications”, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol.37, pp. 365-374.1989,
- [92] Rapin Kudpik, Komsak Meksamoot, Nipapon Siripon, Sompol Kosulvit, “Design of a Compact Biconical Antenna for UWB Applications”, 2011 International Symposium on Intelligent Signal Processing and Communication Systems (ISPACS), December 7-9, 2011.
- [93] N. P. Agrawal, G. Kumar, K.P. Ray, “New wideband monopole antennas”, IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, Vol.1, pp. 248-251, 1997.
- [94] Zhao Yuanqing, Wang Wei, “Design of a Novel Broadband Skeletal Discone Antenna with a Compact Configuration”, IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, Vol.13, pp.1725 – 1728, 2014.
- [95] K. Hirazawa and M. Haneishi, “Analysis, design, and measurement of small and low profile antennas”, First edition, Artech house, Norwood, Massachussets, USA, 1992.
- [96] Keith R.Carver and James W. Mink, “Microstrip antenna technology”, IEEE, Trans on antennas and propag, Vol. AP-29, pp.2-29, 1981.
- [97] Zhi Ning Chen, Michael Y. W. Chia. “Broadband planar antenna, Design and applications”. Southern Gate, Chichester : John Wiley & Sons Ltd, 243p,2006.
- [98] Ramesh garg, Prakash Bhartia, Inder Bahl, Apisak Ittipiboon, “Microstrip antenna design handbook”, Boston: Artech House, 843p.2001.
- [99] Hossein Malekpoor, Shahrokh Jam, “Miniaturised asymmetric E-shaped microstrip patch antenna with folded-patch feed”, IET Microw. Antennas Propag. Vol. 7, pp. 85–91, 2013.
- [100] Neng-Wu Liu, Lei Zhu, Wai-Wa Choi, Xiao Zhang, “A Low-Profile Aperture-Coupled Microstrip Antenna with Enhanced Bandwidth under Dual-Resonance”, IEEE Transactions on Antennas and Propagation Vol.65, pp. 1055 – 1062, 2017.
- [101] R.V.S. Ram Krishna , Raj Kumar , “ A slotted UWB monopole antenna with single port and double ports for dual polarization”, Engineering Science and Technology, an International Journal, vol.19, pp. 470–484, 2016.
- [102] M. Koohestani, M.N. Moghadasi, B.S. Virdee, “Miniature microstrip-fed ultra-wideband printed monopole antenna with a partial ground plane structure”, IET Microw. Antennas Propag, Vol. 5, Iss. 14, pp. 1683–1689. 2011.
- [103] Hossein Eskandari, Mohammad Naghi Azarmanesh, “Bandwidth enhancement of a printed wide-slot antenna with small slots”, Int. J. Electron. Commun. (AEÜ), Vol. 63, pp.896–900, 2009.

- [104] Anil Kr Gautam, Swati Yadav, Binod Kr Kanaujia, "A CPW Fed Compact UWB Microstrip Antenna", IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, Vol.12, pp. 151-154, 2013.
- [105] H. Kamerlingh Onnes, "Further experiments with Liquid Helium. D. On the change of Electrical Resistance of Pure Metals at very low Temperatures, etc. V. The Disappearance of the resistance of mercury", KNAW, Proceedings, 14 I, pp. 113-115, 1911.
- [106] A. P. Malozemoff, J. Mannhart, et D. Scalapino, "High-temperature cuprate superconductors get to work," Physics Today, vol. 58, n°. 4, p. 41-47, 2005.
- [107] I. Chtioui Gay "Synthèse et caractérisation de nanoparticules de conducteurs et de supraconducteurs moléculaires. Application à la thermoélectricité", thèse de doctorat, Université de Toulouse, France, 2015.
- [108] W. Meissner, R. Ochsenfeld, "Ein neuer Effekt bei Eintritt der Supraleitfähigkeit", Naturwissenschaften, Vol.21, pp.787.
- [109] C. Kittel, "Physique de l'état solide", Dunod, 8^{ème} édition, France, 1983.
- [110] S. Nemdili, "Modélisation et simulation du limiteur de courant supraconducteur", thèse doctorat, Université Ferhat Abbas Setif-1, Algérie, 2013.
- [111] M. Amir, "Analyse d'une antenne microruban à patch supraconducteur", Thèse magistère Université de Batna, Algérie, 2008.
- [112] MA. Richard "An Experimental Investigation of High Temperature Superconducting Microstrip Antennas at K- and Ka-Band Frequencies", Thèse doctorat, Case Western Reserve University, USA , 1993.
- [113] Alessandro Monfardini, "Superconducting millimetre-wave cameras", C. R. Physique, Vol. 18, pp. 323-330, 2017.
- [114] Hai-Feng Zhang, Shao-Bin Liu, Bing-Xiang Li, "Study on the anisotropic photonic band gaps in three-dimensional tunable photonic crystals containing the epsilon-negative materials and uniaxial materials", Annals of Physics, Vol.347, pp. 110–121, 2014.
- [115] S. Djidel, M. Bouamar and D. Khedrouche, "Design and Analysis of a Microstrip Antenna Based on Superconducting Material for Millimeter Wave Applications", Acta Physica Polonica A, Vol.131, pp.109-111.2017.
- [116] P. Persson, "Analysis and design of Conformal Array Antenna", thèse de doctorat, université de Stockholm, Suède, 2001.
- [117] Jae-Hoon Bang, Wan-Ju Kim, and Bierng-Chearl Ahn, "Two-Element Conformal Antenna for Multi-GNSS Reception", IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, Vol.16, pp. 796 – 799, 2016.

-
- [118] Ya Fei Wu, Yu Jian Cheng, "Conical Conformal Shaped-Beam Substrate Integrated Waveguide Slot Array Antenna With Conical-to-Cylindrical Transition", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol.65, pp.4048 – 4056, 2017.
- [119] D. A. Wingert , B. M. Howard," Potential impact of smart electromagnetic antenna on aircraft performance and design" in NATO Workshop on Smart Electromagnetic antenna Structure, Brussels, November , pp. 1-10, 1996.
- [120] X. J. Yang, L. Liu, S. W. Cheung, Y. Y. Sun, "A Simple UWB Monopole Antenna using Half-elliptical Radiator", The 2013 International Workshop on Antenna Technology (iWAT 2013), Karlsruhe, Germany, March 4-6.pp.145-149,2013.
- [121] S. Djidel, M. Bouamar, and D. Khedrouche, "Performances study of UWB monopole antennas using half-elliptic radiator conformed on elliptical surface" AIP Conference Proceedings 1727, 020006, 2016.
- [122] S. Djidel, M. Bouamar, and D. Khedrouche, "A bandwidth enhancement and size reduction of monopole microstrip antenna for ultra-wideband application", World Journal of Engineering, Vol.15, pp.330-335, 2018.

Résumé

Les communications radio se sont rapidement développées ces derniers temps, à cause de l'augmentation des besoins élevés en matière de débits et de raréfaction des bandes de fréquences disponibles. Une situation qui a obligé ingénieurs et scientifiques à chercher de nouvelles solutions afin de parvenir à lever ces contraintes. Dans ce cadre, on peut dire que la technologie microruban Ultra Large Bande (ULB) apparue il y a quelques décennies, semble être une solution prometteuse qui depuis n'a cessé de se développer. Les avantages apportés par celle-ci l'ont rendue attractive pour un grand nombre d'applications, aussi bien civiles que militaires. D'ailleurs, les communications destinées à exploiter cette bande particulière de fréquences, ont conduit à la fabrication d'antennes spécialement adaptées pour ce type de technologie.

Dans le cadre de cette thèse et dans un but d'élargissement de la bande passante pour ce type d'antennes, il a été proposé dans une première partie, deux structures d'antennes microrubans : l'une basée sur les matériaux supraconducteurs et l'autre conforme sur une surface elliptique. Une étude de l'influence du matériau supraconducteur et de la surface elliptique sur les performances de ces antennes, notamment la bande passante, est effectuée. Dans la seconde partie, il a été proposé une nouvelle forme d'antenne ULB microruban sous un aspect de « feuille de plante », alimentée par une ligne microruban de 50Ω et imprimée sur un substrat FR4 époxy avec un plan de masse partiel se trouvant à la surface inférieure du substrat. Différentes simulations de conception sont menées et réalisées à l'aide des logiciels HFSS et CST. Les performances obtenues ont été conformes aux exigences de la technologie ULB et confirment les améliorations apportées.

Mots clés : Antennes microrubans, Antennes ULB, Antennes supraconductrices, Antennes conformables.

Abstract

Radio communications are rapidly developing lasts time especially with the increase in the need for high data rates and the scarcity of available frequency bands. It has become essential to find new solutions that meet these requirements. Ultra wide band (UWB) technology seems to be a very promising solution. This technique has advantages that have made it attractive in a large number of civil and military applications. Ultra Wide Band communication required antennas specifically adapted to this technology.

In this thesis, it proposed firstly two microstrip antennas structures, the first one is based on superconducting materials and the other antenna conformed on an elliptical surface. A study of the influence of the superconducting material and the elliptical surface on the performance of these antennas including the band is presented. Secondly, it proposed a new ultra wide band microstrip antenna with the form of a "leaf of plant" fed by a 50Ω microstrip line and printed on an FR4 epoxy substrate. The ground plane is printed on the bottom surface of the substrate. The different simulations are performed using the softwares HFSS and CST. The obtained results are in good agreement with the requirements of the UWB technology.

Key words: Microstrip Antennas, UWB antennas, superconductor antennas, conformal antennas.