

République Algérienne Démocratique et Populaire

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique



UNIVERSITE DJILLALI LIABES DE SIDI-BEL-ABBES

Faculté de Génie Electrique

Département d'Electronique



Thèse présentée par :

Debab Mohamed

Pour l'obtention du diplôme de :

Doctorat en Sciences

Spécialité : Electronique

Option : Télécommunications

Intitulé de la thèse :

**Contribution à l'étude et à la conception
d'antennes destinées aux
télécommunications Multi-Bandes et
Large-Bande**

Soutenue en 17 juin 2020, devant le jury composé de :

TAYEBOUN Fatima

NOURI Keltouma

BERKA Mohammed

MAACHOU AbdelKader

MAHDJOUR Zoubir

BENDAOUDI Amina

Prof. à l'université de Sidi Bel Abbes

Prof. à l'Université de Saida

MCA. à l'Université de Mascara

MCA. à l'Université de Mascara

Prof. à l'Université de Sidi Bel Abbes

MCA. à l'Université de Sidi Bel Abbes

Présidente

Examinatrice

Examineur

Examineur

Directeur de thèse

Co-Directrice de thèse

Laboratoire d'Electromagnétisme , Photonique et Optronique(LEPO)

Dédicace

A :

- *Mes très chers parents.*
- *Mes frères : Abdel Kader, Sid Ahmed, Abdel Farid et Kheireddine*
- *Ma sœur : Khouira.*
- *Tous mes amis, mes proches et mes collègues*

Je dédie ce modeste travail

REMERCIEMENTS

Ce travail n'aurait pas pu se faire sans le soutien de plusieurs personnes. Je tiens à exprimer ici mes remerciements à tous et toutes qui de près ou de loin ont permis à ce que cet aboutissement s'accomplisse. Je remercie Dieu tout puissant pour la santé, la sagesse et le réconfort qu'il m'a toujours accordés et sans qui rien n'aurait été possible.

Je tiens à remercier vivement mon directeur de thèse, Monsieur MAHDJOUR Zoubir, Professeur à l'Université de Djillali Liabes de Sidi Bel Abbes et ma co-directrice, Madame BENDAOUZI Amina, Maître de conférences à l'Université Djillali Liabes. Merci pour avoir assuré l'encadrement de ma thèse, prodigué de précieux conseils et pour m'avoir laissé une grande liberté dans le choix et l'orientation de mes travaux tout en sachant me guider. J'ai énormément appris grâce à leurs compétences techniques et à leurs avis toujours sincères.

J'exprime aussi mes sincères remerciements à Madame TAYEBOUN Fatima, Professeure à l'Université Djillali Liabes de Sidi Bel Abbes, qui m'a fait l'honneur et le plaisir de présider le jury de ma soutenance.

Mes remerciements les plus respectueux et mon profond respect s'adressent également à mon examinatrice Madame NOURI Keltouma, Professeure à l'Université de Saida et à mes examinateurs BERKA Mohammed, et MAACHOU AbdelKader, Maîtres de conférences à l'Université de Mascara, qui m'ont fait l'honneur et le plaisir d'examiner ma thèse soigneusement, en y apportant leurs différentes observations rigoureuses.

Finalement, à toutes les autres personnes qui ont gravité autour de moi pendant ma préparation de thèse, qui m'ont supporté et encouragé, je vous dis un grand merci.

J'espère que cette thèse saura combler vos attentes.

Résumé

On observe une évolution technologique rapide dans le domaine des télécommunications, que ce soit la téléphonie mobile, les réseaux sans fil, la télévision par satellite, les applications radar (civiles ou militaires), etc. Cette croissance considérable a généré des besoins énormes et conduit à un développement technologique majeur au niveau des antennes. Ces dernières doivent faire face aux différentes exigences, à savoir l'augmentation du gain, l'élargissement de la bande passante et aux différents problèmes existant, à savoir le coût, l'encombrement. La technologie ultra large bande ULB (UWB) semble une solution très prometteuse. Dans le cadre de notre thèse, nous avons d'abord proposé deux nouvelles antennes à technologie coplanaire pour les applications ULB: une antenne trapézoïdale ainsi qu'une antenne hybride planaire ULB combinant le résonateur diélectrique cylindrique RDC et l'antenne patch circulaire. Les deux antennes proposées fonctionnent sur une très large bande passante.

Comme la gamme de fréquences pour les systèmes ULB cause des interférences aux systèmes de communications existants, la dernière partie de cette thèse est consacrée à la conception de deux types d'antennes ULB à trois bandes rejetées. Des fentes seront insérées dans les antennes ULB afin de filtrer trois bandes de fréquences correspondantes aux applications WiMax, WLAN et la bande X. Les types de fentes utilisées sont: quart d'onde, demi onde et le PSLR. Toutes les structures d'antennes proposées dans cette thèse sont alimentées par une ligne coplanaire adaptée à 50Ω , avec des caractéristiques de rayonnement optimales, un gain acceptable, et un faible encombrement. Les différentes simulations sont réalisées à l'aide des logiciels de simulation électromagnétique HFSS et CST, et les résultats obtenus sont en bon accord. Des modèles de circuit équivalent pour les deux antennes ont été validés et optimisés avec logiciel ADS.

Mots clés: Antenne ULB, antenne RDC (Résonateur Diélectrique Cylindrique), fente quart d'onde, PSLR (Parallel Stub Loaded Resonator), caractéristique à trois bandes rejetées.

المخلص

هناك تغير تكنولوجي سريع في الاتصالات السلكية واللاسلكية ، سواء كانت الاتصالات الهاتفية المتنقلة أو الشبكات اللاسلكية أو القنوات الفضائية أو تطبيقات الرادار (مدنية أو عسكرية) ، وما إلى ذلك. لقد ولد هذا النمو الكبير احتياجات هائلة وأدى إلى تطور تكنولوجي كبير في الهوائيات ، ويجب أن تواجه هذه المتطلبات المختلفة المتطلبات ، وهي زيادة الكسب وتوسيع عرض النطاق الترددي ومشكلات مختلفة قائمة. وهي التكلفة والحجم. تبدو تقنية UWB حلاً واعداً للغاية. كجزء من أطروحتنا ، اقترحنا أولاً هوائيين جديدين مع تكنولوجيا متحد المستوى لتطبيقات UWB: هوائي شبه منحرف وهوائي UWB مستوي مختلط يجمعان بين الرنان العازل الأسطواني RDC وهوائي التصحيح المتحد المستوى. هوائيات المقترحة اثنتين تعمل على عرض النطاق الترددي واسعة جداً.

نظراً لأن نطاق التردد لأنظمة UWB يتسبب في تداخل في أنظمة الاتصالات الحالية ، فإن الجزء الأخير من هذه الأطروحة مخصص لتصميم نوعين من هوائيات UWB. سيتم إدخال فتحات في هوائيات UWB لتصفية ثلاثة نطاقات تردد تتوافق مع تطبيقات WiMax و WLAN و X. أنواع الفتحات المستخدمة: موجة ربع ، نصف موجة و PSLR. جميع هياكل الهوائي المقترحة في هذه الأطروحة تغذيها خط متحد المستوى مقسوم على درجة حرارة 50Ω مع خصائص إشعاعية مثالية وكسب مقبول وكميات صغيرة. يتم إجراء عمليات المحاكاة المختلفة باستخدام برنامج المحاكاة الكهرومغناطيسية HFSS و CST ، والنتائج التي تم الحصول عليها في حالة جيد . يتم التحقق من نماذج الدوائر المكافئة لكلا الهوائيات وتحسينها باستخدام برنامج ADS.

الكلمات المفتاحية: هوائي UWB ، هوائي RDC (مرنان عازل أسطواني) ، فتحة ربع موجة ، مرنان تحميل كعب موازٍ (PSLR). خصية ثلاثي لحز البارز.

ABSTRACT

There is a rapid technological evolution in the field of telecommunications, be it mobile telephony, wireless networks, satellite television, radar applications (civil or military), etc. This considerable growth has generated enormous needs and led to a major technological development at the antennas. These latter have to face the different requirements, namely the increase of the gain, the widening of the bandwidth and the various existing problems. , namely the cost, the size. Ultrafast ULB (UWB) technology seems a very promising solution. As part of our thesis, we first proposed two new antennas with coplanar technology for ULB applications: a trapezoidal antenna and an ULB planar hybrid antenna combining the cylindrical dielectric resonator RDC and the coplanar patch antenna. Two antennas proposed operate on a very wide bandwidth

As the frequency range for ULB systems causes interference to existing communications systems the last part of this thesis is devoted to the design of two types of rejected ULB antennas. Slots will be inserted into the ULB antennas to filter three frequency bands corresponding to WiMax, WLAN and X band applications. Slot types used: quarter wave, half wave and PSLR. All the antenna structures proposed in this thesis are fed by a coplanar line adapted to 50Ω , with optimal radiation characteristics, an acceptable gain, and a small bulk. The different simulations are carried out using electromagnetic simulation software HFSS and CST, and the results obtained are in good agreement. Equivalent circuit models for both antennas are validated and optimized with ADS software.

Key words: ULB antenna, RDC antenna (Cylindrical Dielectric Resonator), quarter wave slot, Parallel Stub Loaded Resonator (PSLR), Three-Band Notched Characteristics.

TABLE DES MATIERES

REMERCIEMENTS.....	ii
RESUME.....	iii
المخلص.....	iv
ABSTRACT.....	v
TABLE DES MATIERES.....	vi
LISTE DES ABREVIATIONS.....	xii
LISTE DES FIGURES.....	xv
LISTE DES TABLEAUX.....	xx
INTRODUCTION GENERALE.....	1
BIBLIOGRAPHIE.....	4

CH I : Contexte général sur la technologie Ultra Large Bande

I. Généralités sur l'Ultra Large Bande (ULB).....	6
I.1 Histoire.....	6
I.2 Définition.....	7
II. Comparaison système ULB / Système à bande étroite.....	7
III. Caractéristique principales de l'ultra large bande	8
III.1 Aptitude de partager le spectre de fréquence.....	8
III.2 Grande capacité du canal.....	8
III.3 Capacité de fonctionner avec de faibles SNR.....	9
III.4 Faible probabilité d'interception et de détection.....	9
III.5 Immunité au brouillage.....	10
III.6 Performance élevée dans les canaux à trajets multiples.....	10
III.7 Bonnes propriétés de pénétration des obstacles.....	11
III.8 Une relative simplicité des systèmes.....	11
IV. La réglementation de l'ULB.....	12
IV.1 Réglementation aux États-Unis ou Norme FCC.....	12
IV.2 Réglementation Européenne ou Norme ECC.....	13
IV.3 Réglementation en Asie.....	14

V. Normalisation de l'ULB.....	15
V.1 Différents types de signaux ULB.....	17
V.1.1 Train d'impulsions pour les systèmes ULB.....	17
• Train d'impulsions ULB :.....	18
• Etalement du spectre:.....	18
V.1.2 Systèmes ULB impulsionnels.....	19
• Modulation de données.....	19
• Modulation par position de l'impulsion (PPM).....	19
• Modulation Par amplitude du pulse (PAM) ou Modulation ASK.....	20
• Modulation d'impulsion par inversion de polarité (BPM)	20
• Etalement de spectre par saut temporel.....	21
V.2 Système ULB multi bande.....	22
V.3 Comparaison entre les deux types de systèmes ULB.....	23
VI. Différents types d'applications de l'Ultra Large Bande.....	23
VI.1 Applications liées aux communications.....	24
VI.2 Communications en bande basse.....	26
VI.3 Applications liées au radar.....	28
VI.3.1 Quelques généralités.....	28
VI.3.2 Comparaison entre radar à bande étroite et radar ULB.....	28
VI.4 Réalisation d'un radar ULB.....	28
VI.4.1 Radars à pénétration au sol (Ground Penetrating radar GPR).....	29
VI.4.2 Détections de mines anti-personnelles.....	29
VI.4.3 Autres applications des radars à pénétration du sol	30
VI.4.4 Applications d'aide à la conduite.....	30
VI.4.5 Applications radars Véhicule: radar 24 GHz ou 76 GHz.....	31
VI.4.6 La protection civile.....	31
VI.4.7 Localisations et suivi.....	32
VI.4.8 Localisation d'objet dans un entrepôt:.....	32
VI.4.9 Localisation de personnes.....	33
VI.4.10 Applications biomédicales.....	33
VII. Conclusion.....	34
BIBLIOGRAPHIE.....	35

CH II : Théorie et état de l'art des antennes ULB

I. Introduction.....	39
II. Généralités sur les antennes.....	39
II.1 Définition de l'antenne.....	39
II.2 Paramètres caractéristiques d'une antenne.....	40
II.2.1 Impédance.....	41
II.2.2. L'adaptation.....	41
II.2.3. Le coefficient de qualité.....	42
II.2.4. Largeur de bande de fréquence.....	42
II.2.5. Angle d'ouverture d'une antenne.....	43
II.2.6. Efficacité.....	44
II.2.7 Directivité et gain.....	44
II.2.8 La puissance isotopique rayonnée effective.....	45
II.2.9 Diagramme de rayonnement.....	46
II.2.10 Polarisation.....	47
III. Classification des antennes ULB.....	48
III.1 Antennes indépendantes de la fréquence.....	48
III.1.1 Les antennes spirales.....	48
III.1.1.1 Antenne à spirale logarithmique.....	48
III.1.1.2 Antenne spirale conique.....	50
III.1.1.3 Antenne à spirale d'Archimède.....	51
III.2 Antenne log-périodique.....	52
III.2.1 Antenne log-périodique circulaire.....	53
III.2.2. Antenne log périodique de forme trapézoïdale.....	54
IV. Les antennes élémentaires.....	54
IV.1.1 Antenne biconique.....	54
IV.1.2 Antenne discône.....	56
IV.1.3 Antenne papillon.....	57
IV.2 Dipôles/ monopoles électriques ultra large bande.....	58
IV.2.1 Quelques généralités sur les dipôles électriques larges bandes.....	58
IV.2.2 Monopole circulaire/ elliptique.....	58
IV.2.3 Le monopôle triangulaire.....	60
IV.2.4 Le monopôle trapézoïdal.....	61

IV.2.5 Le monopôle papillon.....	62
IV.2.6 Les antennes monopoles imprimées à plan de masse réduit.....	63
V. 1 Les antennes à transition progressive.....	65
V.2 Le cornet a nervures.....	66
IV.3 Les antennes auto-complémentaires.....	67
V.4 Antennes fractales ULB.....	68
V.5 Antennes ULB à bande de fréquences rejetées.....	69
V.5.1 Insertion de fentes.....	69
V.5.2 Enlèvement de la structure résonnante à bande étroite.....	71
V.5.3 Emploi de l'algorithme d'optimisation.....	72
V.5.4 Emploi de structures métamatériaux.....	72
V.5.5 Emploi de la structure fractale.....	73
V.5.6 Les antennes ULB reconfigurables.....	74
V. Etat de l'art des antennes ULB miniature.....	75
V.1 Utilisation des fentes.....	75
V.2 Utilisation de composants électroniques.....	76
V.3 Méandres.....	78
V.4 L'effet de repliement	81
VI. Antenne ULB à résonateur diélectrique.....	81
VII. Conclusion	85
BIBLIOGRAPHIE.....	87

CHA III : Etude et conception d'une antenne ultra large bande

I. Introduction.....	94
II. Description des logiciels de simulation utilisés.....	95
II.1 Logiciel Ansoft HFSS.....	95
II.2 Logiciel CST Microwave Studio.....	96
III. L'impédance caractéristique	97
IV. Conception de l'antenne ultra large bande.....	98
IV.1 Antenne de base de forme rectangle.....	98
IV.1.1 l'optimisation de la bande passante.....	101
IV.1.2 Distribution des courants surfaciques.....	103
IV.1.3 Caractéristiques de rayonnement	104
IV.1.4 Le gain.....	106

IV.1.5 Résultats obtenus par logiciel CST	106
IV.1.6 Etude paramétrique.....	108
IV.1.6.1 L'effet du largeur de plan de masse L_g	108
IV.1.6.2 L'effet de la largeur de gap de la ligne CPW g	108
IV.1.6.3 L'effet de la largeur W_1 de la ligne coplanaire	109
IV.1.6.4 L'effet de l'épaisseur du substrat h	110
IV.1.6.5 L'effet de la permittivité du substrat ϵ_r	110
IV.2 Conception d'antenne patch circulaire ULB.....	111
IV.2.1 l'optimisation de la bande passante.....	113
IV.2.2 La découpe de plan de masse	113
IV.2.3 L'addition d'un Résonateur Diélectrique Cylindrique RDC.....	116
IV.2.4 La distribution des courants surfaciques.....	118
IV.2.5 Le diagramme de rayonnement.....	119
IV.2.6 Le gain	121
IV.2.7 Résultats obtenus par le logiciel HFSS.....	121
IV.2.8. Etude paramétrique	123
IV.2.8.1 L'effet du Hauteur H_{DR}	123
IV.2.8.2 L'effet du gap p_{DR}	123
IV.2.8.3 L'effet du rayon de R_{DR}	124
IV.2.8.4 L'effet de la permittivité du RDC ϵ_r	125
V. Modèle de circuit équivalent de l'Antenne ULB.....	125
V.1 Modèle d'impédance.....	126
V.2. Antenne ULB trapézoïdale.....	127
V.3 Antenne ULB Résonateur Diélectrique Cylindrique RDC.....	129
VI. Conclusion.....	131
BIBLIOGRAPHIE.....	132

CH IV : Etude et conception d'antennes ULB à trois bandes rejetées

I .Introduction.....	134
II. Conception de l'antenne trapézoïdale ULB a trois bandes rejetées.....	135
II.1 Filtrage dans la bande WIMAX	136
II.1.1 Variation de l'épaisseur de la fente quarte d'onde.....	137

II.2 Filtrage dans la bande WLAN	139
II.2.1 Variation de l'épaisseur de deux fentes quarte d'onde	141
II.3 Filtrage dans la bande X	142
II.3.1 Variation de l'épaisseur de la fente de type C	144
II.4 L'antenne ULB tri-bande rejetées en utilisant trois fentes quarts d'ondes et une fente de type C.....	146
II.4.1 Variation de l'épaisseur des fentes	148
II.5 La distribution des courants surfaciques.....	149
II.6 Caractéristiques de rayonnement.....	150
II.7 Le gain.....	151
II.8 Comparaison avec logiciel CST	152
II.9 Modèle de circuit équivalent de l'Antenne ULB a trois bandes rejetées.....	153
III. Conception de l'antenne Résonateur Diélectrique Cylindrique (RDC) ULB a trois bandes rejetées	158
III.1 Filtrage la bande WIMAX	159
III.1.1 Variation de l'épaisseur de la fente quarte d'onde	161
III.2 Filtrage dans la bande WLAN	162
III.2.1 Variation de l'épaisseur des fentes	164
III.3 Filtrage dans la bande X.....	166
III.3.1 Variation de l'épaisseur des stubs	167
III.4 L'antenne RDC a trois bandes rejetées en utilisant trois fentes quarts d'ondes et une fente PSLR.....	168
III.4.1. Variation de l'épaisseur t_s	170
III.5 Distribution des courants surfaciques.....	171
III.6 Caractéristiques de rayonnement.....	172
III.7 L'efficacité d'antenne RDC a trois bandes rejetées.....	173
III.8 Comparaison avec logiciel HFSS.....	173
III.9 Modèle d'équivalentes antennes RDC a trois bandes rejetées.....	175
IV. Conclusion.....	181
BIBLIOGRAPHIE.....	182
Conclusion générale.....	184
Publications.....	187

LISTE DES ABREVIATIONS

ABW	Absolute Bandwidth
ADS	Advanced Design System
AIF	Automatic Direction Finder
ASK	Amplitude Shift Keying
BLTSA	Broken Linearly Tapered Slot antenna
BW	Band Width
BP _{relative}	Bande Passante relative
BPM	Burst Position Modulation
BPSK	Binary Phase Shift Keying
CELC	Complementary Electric field Coupled
CEPT	European Conference of Postal and Telecommunications
CLL	Capacitively Loaded Loop
CPW	Coplanar Waveguide
CSRR	Complementary Split Ring Resonator
CST	Computer Simulation Technology
CVSD	Continuously Variable Sope Delta
CWSA	Constant Width Slot Antenna
DAA	Detect And Avoid
DoD U.S.	Department of Defense
DRA	Dielectric Resonator Antenna
DS	Direct Sequences
DSP	Densité Spectrale de Puissance
DSSS-IR	Direct Sequence Spread Spectrum Infra Red
DS-UWB	Direct Sequence Ultra-Wideband
EBG	Electromagnetic Band gap
ECC	European Communication Commission
ECG	Electrocardiogram
ECMA	European Computer Manufacturers Association
EIRP	Effective Isotropic Radiated Power
ELC	Electric field Coupled
ETRI	Electronics and Telecommunications Research Institute
ETSI	European Télécommunications Standards Institute
FBW	Fractional Bandwidth
FEM	Finite Element Method
FFC	Federal Communications Commission
FH	Frequency Hopping
FH-ULB	Frequency Hopping- Ultra Large Bande
FIT	Finite Integral Technical
FMCW	Frequency Modulated Continuous Wave
GA	Génétique Algorithme
GCPW	Grounded Coplanar Waveguide
GPR	Ground Penetrating Radar
GPS	Global Positioning System
HDR	High Débit Rate

HFSS	High Frequency Structure Simulator
HIPERLAN/2	High Performance Radio Local Area Network 2.0
IDA	Infocomm Development Authority of Singapore
IEC	International Electrotechnical Commission
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
ITU	International Telecommunications Union
IR	Infra-Red
ITU-R	International Telecommunications Union Radiocommunication Sector
IWAN	Intelligent Wireless Area Network
LDC	Low Duty Cycle
LDR	Low Data Rate
LPD	Low Probability of Detection
LPDA	Log Periodic Dipole Array
LPI/D	Low Probability of Interception and Detection
LNA	Low Noise Amplifier
LTCC	Low Temperature Co-fired Ceramic
LTSA	Linear Tapered Slot Antenna
LTWA	Long Trailing Wire Antenna
MBOA	MultiBand OFDM Alliance
MBOFDM	Multiband Orthogonal Frequency Division Multiplexing
MEMS	Micro Electro-Mechanical Systems
MIC	Ministry of Internal Affairs & Communications
MIR	Micropower Impulse Radar
Ofcom	Office of Communications
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
OOK	On-Off Keying
OPPN	Outdoor Peer to Peer Networking
PAM	Pulse-amplitude modulation
PAL	Precise Asset Location
PCB	Printed Circuit Board
PDA	Portable Digital Assistant
PG	Processing Gain
PGK	Penta Gask et Khock
PHY	Physical Layer
PPM	Pulse Position Modulation
PN	Pseudo Noise
PIN	Positive Intrinsic Negative
PIRE	Puissance Isotopique Rayonnée Effective
PSLR	Parallel Stub Loaded Resonator
R&O	Report and Order
RDC	Résonateur Diélectrique Cylindrique
RF	Radio Frequency
RFID	Radio Frequency Identification
S-DMB	Satellite Digital Multimedia Broadcasting
SFCW ULB	Stepped Frequency Continuous Wave Ultra Large Bande
SNR	Signal-to-Noise Ratio
SRR	Split Ring Resonator
TDOA	Time Difference Of Arrival

TH	Time Hopping
TGs	Task Groups
TM	Transverse Magnetic
TSA	Tapered Slot Antenna
UFZ	UWB Friendly Zone
ULB	Ultra Large Bande
VCO	Voltage Control Oscillator
VHF	Very high frequency
VSWR	Voltage Stationary Wave Ratio
UHF	Ultra High Frequency
USB	Universal Serial Bus
WBAN	Wireless Body Area Network
WGs	Works Groups
WiMAX	Worldwide Interoperability for Microwave Access
WiMedia	Wireless Multimedia
WLAN	Wireless Local Area Network
WPAN	Wireless Personal Area Networks

LISTE DES FIGURES

Chapitre I

Figure I.1: Comparaison en temporel et fréquentiel d'un signal à bande étroite et d'un signal ULB.....	7
Figure I.2: le spectre des signaux ULB.....	8
Figure I.3 : (a) Phénomène de trajets multiples dans des liens sans fil. (b) Effets de trajets multiples dans les signaux à bande étroite. (c) Effets de trajets multiples dans des impulsions ULB.....	11
Figure I.4 : (a) architecture typique d'émetteur/récepteur à bande étroite. (b) exemple d'une architecture d'émetteur/récepteur ULB.....	12
Figure I.5 : Masque FCC.....	13
Figure I.6 : Masque ECC.....	14
Figure I.7 : Gabarités spectral proposés en Asie [13].....	15
Figure I.8 : Plan de fréquences du standard IEEE 802.15.4a.....	16
Figure I.9 : Plan de fréquences du standard ECMA-368 [17].....	16
Figure I. 10: Représentation temporelle de l'impulsion gaussienne (—) et de ses dérivées (première (—) et seconde (—)).....	17
Figure I. 11: Exemple de trains d'impulsions ULB et de sa DSP.....	18
Figure I.12: Principe de la modulation PPM.....	19
Figure I.13: Principe de la modulation PAM.....	20
Figure I.14: Modulation d'impulsion par inversion de polarité BPM.....	20
Figure I. 15: Principe de l'étalement de spectre par saut temporel.....	21
Figure I.16: Principe de la base des systèmes ULB multi-bande.....	22
Figure I.17: Différentes applications de l'Ultra Large Bande.....	23
Figure I.18: Applications ULB (d'après "PULSERS White Paper" [22]).....	25
Figure I.19: Système de communication de proximité.....	26
Figure I.20: Système DRACO.....	27
Figure I.21: Système ORION.....	27
Figure I.22: le radar ULB pour la détection des mines anti-personnelles.....	29
Figure I.23 : Images d'armatures dans un béton obtenues par radar MIR (Micropower Impulse Radar).....	30
Figure I. 24: Détection de véhicules à une intersection.....	31
Figure I.25 : FH-UWB radar (gauche) et sa carte radio fréquence.....	32
Figure I.26 : Système de localisation ULB, commercialisé (a) émetteur et b) récepteur... ..	33
Figure I.27 : Les éléments principaux d'un système sans fil de contrôle de l'ECG.....	34

Chapitre II

Figure II.1 : Schéma d'un radiateur d'ondes électromagnétiques - Antenne émettrice.....	40
Figure II.2: Bande passante et coefficient de réflexion.....	43
Figure II.3 : Répartitions possibles de l'énergie rayonnée dans l'espace par les antennes.....	47
Figure II.4 : Exemple de polarisation.....	47
Figure II.5: (a) Antenne spirale logarithmique (b) Impulsion rayonnée par l'antenne spirale logarithmique dans le plan E.....	49
Figure II.6: Antenne spirale conique.....	51
Figure II.7: Impulsion rayonnée par la spirale conique dans le plan E [9].....	51
Figure II.8 : Antenne spirale d'Archimède : (a) géométrie et (b) distribution du courant a	

1.1GHz.....	52
Figure II.9: Antenne log-périodique circulaire.....	53
Figure II.10: Antenne log-périodique de forme trapézoïdale.....	54
Figure II.11 : (a) Géométrie de l'antenne biconique, (b) Exemple de réalisation pratique..	55
Figure II.12 : (a) Paramètre de l'antenne discône, (b) Exemple de réalisation pratique....	56
Figure II.13 : Antenne papillon et ses paramètres.....	57
Figure II.14: Exemple de réalisation pratique d'un monopole circulaire.....	58
Figure II.15: Antenne monopole circulaire de technologie coplanaire.....	59
Figure II.16 : Géométrie d'un monopole triangulaire.....	60
Figure II.17 : Illustration d'un monopole trapézoïdal.....	61
Figure II.18 : Illustration d'un monopole papillon.....	62
Figure II.19 : Illustration montrant le passage d'une structure 3D à son homologue 2D imprimée.....	63
Figure II.20 : Influence de la longueur de la ligne d'alimentation sur l'amplitude du coefficient de réflexion et sur la partie réelle de l'impédance d'entrée.....	64
Figure II.21 : Les antennes à transition progressive.....	66
Figure II.22 : Le cornet a nervures ULB.....	67
Figure II.23 : Antenne auto-complémentaire [36].....	68
Figure II.24 : Antenne auto-complémentaire [37].....	68
Figure II.25 : Antennes fractals ULB.....	69
Figure II.26 : Antennes ULB à fréquence rejetée par utilisation de fentes sur l'élément rayonnant.....	70
Figure II.27 : Antennes UWB à fréquence rejetée par utilisation de fentes sur le plan de Masse.....	70
Figure II.28 : Antennes UWB à fréquence rejetée par utilisation de fentes sur la ligne d'alimentation.....	70
Figure II.29 : Antennes UWB à fréquence rejetée par utilisation de fentes à proximité de l'élément rayonnant [45].....	71
Figure II.30 : Combinaison d'un élément d'antenne ULB avec les structures résonnantes à bande étroite pour rejeter des bandes de fréquence.....	71
Figure II.31 : Antenne log-périodique à fente à fréquence rejetée.....	72
Figure II.32 : Antenne fractale ULB à fréquence rejetée utilisant l'algorithme génétique.....	72
Figure II.33: Antennes ULB à fréquences rejetées utilisant la structure SRR.....	73
Figure II.34: Antenne fractale ULB à fente à fréquence rejetée.....	73
Figure II.35 : Antenne quasi-Yagi à dipôle replié reconfigurable en fréquence : a) Topologie de l'antenne ; b) Orientation des diodes PIN dans le dipôle replié.....	75
Figure II.36: Antenne Vivaldi à encoche [55].....	76
Figure II.37: Antenne Volcano Smoke [56].....	77
Figure II.38: Spirale d'Archimède carrée chargée localement par des capacités et des inductances [57].....	77
Figure II.39: Spirale d'Archimède avec méandres 2D triangulaire [58] [59].....	78
Figure II.40: Spirale d'Archimède avec méandres 3D [60].....	79
Figure II.41: Antenne spirale utilisant des méandres sinusoïdaux 3D [61].....	79
Figure II.42: Structure de l'antenne proposée dans [62].....	80
Figure II.43: Repliement volumique du plan de masse et de l'élément rayonnant [63] [64].....	81
Figure II.44 : Repliement en surfacique des plans de masse latéraux vers l'arrière pour un monopole imprimé 2D [65].....	81
Figure II.45 : ULB hybride DRAs [66-68].....	82

Figure II.46 : Photos pour différents types DRAs ULB [70-72].....	83
Figure II.47 : Conception des Antennes DRA ULB	84
Figure II.48 : DRAs ULB avec un diagramme de rayonnement reconfigurable.....	85

Chapitre III

Figure III.1. L'interface graphique de logiciel HFSS.....	96
Figure III.2. L'interface graphique de logiciel CST Microwave Studio.....	97
Figure III.3 : la ligne de transmission coplanaire CPW	89
Figure III.4 : Géométrie de l'antenne de base.....	99
Figure III. 5: Coefficient de réflexion de l'antenne de base.....	100
Figure III.6 : Impédance d'entrée (réelle et imaginaire) simulée de l'antenne.....	100
Figure III. 7 : l'optimisation de la bande passante par une découpe de deux coins inferieur de l'élément rayonnant.....	101
Figure III.8 : Coefficient de réflexion pour différentes valeurs de L_p	102
Figure III.9 : Coefficient de réflexion pour différentes valeurs de L_2	102
Figure III.10. Géométrie de l'antenne optimisée.....	103
Figure III.11 : Distribution des courants surfaciques sur l'élément rayonnant.....	104
Figure III.12 : Les diagrammes de rayonnement 3D simulés avec HFSS.....	105
Figure III.13 : Diagramme de rayonnement de l'antenne en 2D.....	105
Figure III.14 : Le gain simulé de l'antenne proposée en fonction de la fréquence.....	106
Figure III.15. Coefficients de réflexion de l'antenne avec HFSS et CST.....	107
Figure III.16 : Diagrammes de rayonnement simulés par HFSS et CST dans les deux plans E (x-y) et H (y-z).....	107
Figure III.17. Coefficient de réflexion pour différentes valeurs de L_g	108
Figure III.18 : Coefficient de réflexion pour différentes valeurs de g	109
Figure III.19 : Coefficient de réflexion pour différentes valeurs de W_1	109
Figure III.20 : Coefficient de réflexion pour différentes valeurs de h	110
Figure III.21 : Coefficient de réflexion pour différentes valeurs de ϵ_{rs}	111
Figure III.22 : Antenne de base a patch circulaire.....	111
Figure III .23 : La variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence.....	112
Figure III.24 : l'impédance d'entrée de l'antenne circulaire proposée en fonction de la Fréquence.....	113
Figure III.25 : Antenne avec le plan de masse tronquée.....	114
Figure III.26. Adaptation de l'antenne en fonction de L_{cut1} avec $L_{cut2}=13$ mm.....	115
Figure III.27 : Adaptation de l'antenne en fonction de L_{cut2} avec $L_{cut1}=4$ mm.....	115
Figure III.28 : Adaptation de l'antenne en fonction de P_C	116
Figure III.29 : Prototype de l'antenne coplanaire avec RDC.....	117
Figure III.30: Résultats simulés de l'antenne proposée avec et sans RDC.....	118
Figure III.31 : Distribution des courants surfaciques sur le patch.....	119
Figure III.32 : Les diagrammes de rayonnement 3D simulés avec CST.....	120
Figure III.33 : Diagramme de rayonnement 2D de l'antenne proposée.....	120
Figure III.34 : Evolution du gain en fonction de la fréquence.....	121
Figure III.35 : Coefficients de réflexion de l'antenne.....	121
Figure III.36 : Diagrammes de rayonnement simulés par HFSS et CST dans les deux plans E (z-y) et H (x-y).....	122
Figure III.37 : Effet de la hauteur H_{DR}	123
Figure III.38 : Effet de l'écart p_{DR}	124
Figure III.39 : Effet du rayon R_{DR}	124
Figure III.40 : Effet de la permittivité du RDC ϵ_r	125

Figure III.41 : Schéma équivalent d'antenne ULB.....	126
Figure III.42 : (a) Modèle d'impédance d'éléments localisés de l'antenne ULB, (b) circuit simulé sous l'ADS.....	128
Figure III.43: La partie réelle de l'impédance Z_e de l'antenne ULB.....	128
Figure III 44 : Comparaison du coefficient de réflexion de l'antenne ULB.....	129
Figure III.45 : (a) Modèle d'impédance d'éléments localisés de l'antenne RDC, (b) circuit simulé sous l'ADS.....	129
Figure III.46: La partie réelle de l'impédance Z_e de l'antenne RDC.....	130
Figure III 47 : Comparaison du coefficient de réflexion de l'antenne RDC.....	131

Chapitre IV

Figure IV.1. Structure de l'antenne proposée.....	135
Figure IV.2 : Antenne avec une fente pour le filtrage dans la bande WIMAX.....	136
Figure IV.3 : VSWR de l'antenne proposée pour le filtrage dans la bande WIMAX	137
Figure IV.4 : Coefficient de réflexion différents valeur de t_{slot}	137
Figure IV.5 : VSWR pour différents valeur de t_{slot}	138
Figure IV.6 : Antennes avec une seule et deux fentes pour le filtrage dans la bande WLAN.....	139
Figure IV.7: Comparaison de VSWR de l'antenne à double fente avec une antenne a une seule fente de longueur L_{S2}	139
Figure IV.8 : VSWR de l'antenne proposée pour le filtrage dans la bande WLAN.....	140
Figure IV.9 : Coefficient de réflexion différents valeur de t_{slot}	141
Figure IV.10 : VSWR pour différents valeur de t_{slot}	141
Figure IV.11 : Antenne avec une fente de type C pour le filtrage dans la bande X. (a) vue de dessus, (b) les dimensions de la fente.....	143
Figure IV.12 : VSWR de l'antenne proposée pour le filtrage dans la bande X.....	144
Figure IV.13 : VSWR pour différents valeur de t_{slot}	144
Figure IV.14 : Coefficient de réflexion différents valeur de t_{slot}	145
Figure IV.15 : Géométrie de l'antenne proposée.....	146
Figure IV.16 : VSWR de l'antenne avec et sans les fentes en quarte d'onde et la fente de type C.....	147
Figure IV.17 : Influence de la largeur de fente sur le coefficient de réflexion de l'antenne.....	148
Figure IV.18 : Influence de la largeur de fente sur le VSWR de l'antenne.....	148
Figure IV.19 : Distributions des courants surfaciques pour les trois fréquences 3.5 GHz, 5.4 GHz, et 9.8 GHz.....	149
Figure IV.20 : Diagrammes de rayonnement de l'antenne ULB tri-bande rejetées en 3D.	150
Figure IV.21 : Diagrammes de rayonnement de l'antenne ULB a trois bandes rejetées en 2D.....	151
Figure IV.22 : Evolution du gain en fonction de la fréquence.....	151
Figure IV.23 : Rapport d'ondes stationnaires VSWR simulé avec HFSS et CST de l'antenne proposée avec trois bandes rejetées.....	152
Figure IV.24 : Diagramme de rayonnement simulé d'une antenne ULB avec HFSS et CST à 4 GHz, 6 GHz, 8 GHz et 12 GHz.....	153
Figure IV.25 Impédance d'entrée de l'antenne proposée avec trois bandes rejetées.....	154
Figure IV.26: Circuit équivalent pour les quatre fentes.....	155
Figure IV.27: Circuit équivalent de l'antenne UWB a trois bandes rejetées sous ADS....	156
Figure IV.28 : La partie réelle de l'impédance de simulée avec HFSS et ADS de l'antenne proposée avec trois bandes rejetées.....	157

Figure IV.29 : Coefficient de réflexion S_{11} simulé avec HFSS et ADS de l'antenne proposée avec trois bandes rejetées.....	157
Figure IV.30 : Rapport d'ondes stationnaires VSWR simulé avec HFSS et ADS de l'antenne proposée avec trois bandes rejetées.....	158
Figure IV.31 : Géométrie de l'antenne RDC a trois bandes rejetées.....	159
Figure IV.32 : Antenne avec une fente de type L pour le filtrage dans la bande WIMAX. (a) vue de dessus, (b) les dimensions de la fente.....	160
Figure IV.33 : VSWR de l'antenne proposée pour le filtrage dans la bande WIMAX..	161
Figure IV.34 : Effet de l'épaisseur t_{slot} sur le coefficient de réflexion.....	161
Figure IV.35 : Effet de l'épaisseur t_{slot} sur le VSWR de l'antenne.....	162
Figure IV.36 : Les antennes avec une seule et deux fentes pour le filtrage dans la bande WLAN.....	163
Figure IV.37: Comparaison de VSWR de l'antenne à double fente avec une antenne a une seule fente de longueur L_{S2}	163
Figure IV.38 : VSWR de l'antenne avec et sans les fentes.....	164
Figure IV.39 : Evolution du coefficient de réflexion S_{11} en fonction de l'épaisseur t_{slot} .	164
Figure IV.40 : Evolution du rapport d'ondes stationnaires VSWR en fonction de l'épaisseur t_{slot}	165
Figure IV.41 : Antenne avec une fente de type PSLR pour le filtrage autour de la bande 9 GHz (a) vue de dessus, (b) les dimensions de la fente.....	166
Figure IV.42 : VSWR de l'antenne avec et sans la fente.....	167
Figure IV.43 : Evolution du coefficient de réflexion S_{11} en fonction de l'épaisseur t_{slot} .	167
Figure IV.44 : Evolution du rapport d'ondes stationnaires VSWR en fonction de l'épaisseur t_{slot}	168
Figure IV.45 : Géométrie de l'antenne RDC avec les quatre fentes insérées.....	169
Figure IV.46 : Evolution du rapport d'ondes stationnaires en fonction de la fréquence.	169
Figure IV.47 : Evolution du coefficient de réflexion S_{11} en fonction de l'épaisseur t_{slot} .	170
Figure IV.48 : Evolution du rapport d'ondes stationnaires VSWR en fonction de l'épaisseur t_{slot}	170
Figure IV.49 : Distributions des courants surfaciques pour les trois fréquences 3.5 GHz, 5.4 GHz, et 9.8 GHz.....	171
Figure IV.50 : Diagramme de rayonnement en 3D de l'antenne RDC a trois bandes rejetées.....	172
Figure IV.51 : Diagramme de rayonnement en 2D de l'antenne RDC a trois bandes rejetées.....	173
Figure IV.52 : Evolution de l'efficacité d'antenne RDC en fonction de fréquence.....	173
Figure IV.53 : Comparaison entre le rapport d'onde stationnaire obtenu par les deux logiciels CST et HFSS.....	174
Figure IV.54 : Diagramme de rayonnement simulé d'une antenne RDC avec HFSS et CST à 4 GHz, 6 GHz, 8 GHz et 12 GHz.....	175
Figure IV.55 Impédance d'entrée de l'antenne proposée avec trois bandes rejetées.....	176
Figure IV.56: Circuit équivalent pour les quatre fentes.....	176
Figure IV.57: Circuit équivalent de l'antenne RDC a trois bandes rejetées sous ADS.....	177
Figure IV.58 : Impédance d'entrée de l'antenne optimisée en fonction de la fréquence.....	178
Figure IV.59 : Coefficient de réflexion S_{11} simulé avec CST et ADS de l'antenne RDC avec trois bandes rejetées.....	178
Figure IV.60 : Rapport d'ondes stationnaires VSWR simulé avec CST et ADS de l'antenne RDC avec trois bandes rejetées.....	179

LISTE DES TABLEAUX

Chapitre II

Tableau II.1. Les bandes passantes pour DRAs.....	84
---	----

Chapitre III

Tableau III.1 : Paramètres géométriques de l'antenne de base.....	99
Tableau III.2. Paramètres optimisés pour la structure de forme trapézoïdale.....	103
Tableau III.3 : les dimensions antenne de base.....	112
Tableau III.4 : Dimensions de l'antenne.....	117
Tableau III.5 : Valeurs d'élément localisées du circuit équivalent.....	127
Tableau III.6: Valeurs d'élément localisées du circuit équivalent.....	130

Chapitre IV

Tableau IV.1. Les dimensions de l'antenne proposée.....	135
Tableau IV.2 : Résultats d'analyse du coefficient de réflexion ainsi que le VSWR pour différents valeurs de t_{slot}	138
Tableau IV.3 : Résultats d'analyse du coefficient de réflexion ainsi que le VSWR pour différents valeurs de t_{slot}	142
Tableau IV.4. Les dimensions de la fente de type C.....	143
Tableau IV.5 : Résultats d'analyse du coefficient de réflexion ainsi que le VSWR pour différents valeurs de t_{slot}	145
Tableau IV.6 : Paramètres des quatre fentes.....	146
Tableau IV.7 : Résultats d'analyse du coefficient de réflexion ainsi que le VSWR pour différents valeurs de t_{slot}	149
Tableau IV.8 : Valeurs d'élément localisées du circuit équivalent.....	156
Tableau IV.9 : Paramètres de conception de l'antenne RDC a trois bandes rejetées.....	159
Tableau IV.10. Les dimensions de la fente.....	160
Tableau IV.11 : Résultats d'analyse du coefficient de réflexion ainsi que le VSWR pour différents valeurs de t_{slot}	162
Tableau IV.12 : Résultats d'analyse du coefficient de réflexion ainsi que le VSWR pour différents valeurs de t_{slot}	165
Tableau IV.13. Les dimensions de la fente PSLR.....	166
Tableau IV.14 : Résultats d'analyse du coefficient de réflexion ainsi que le VSWR pour différents valeurs de t_{slot}	168

Tableau IV.15 : Résultats d'analyse du coefficient de réflexion ainsi que le VSWR pour différents valeurs de t_{slot}	171
Tableau IV.16 : Valeurs d'éléments localisés du circuit équivalent.....	177
Tableau IV.17: Comparaison de la conception d'antenne ULB proposée avec les documents déjà publiés.....	180

INTRODUCTION GENERALE

INTRODUCTION GENERALE

Les bases de l'ULB ont été posées dans les années 80 mais n'ont connu une progression que plus tard grâce aux progrès technologiques liés à l'arrivée de générateurs impulsionsnels capables de délivrer des signaux avec un fort contenu spectral étendu et à l'évolution des moyens de mesures tels que les numériseurs temps réels permettant l'acquisition de ces signaux. Cette technique de transmission radio consiste à utiliser des signaux dont le spectre s'étale sur une large bande de fréquences, elle permet d'envisager notamment des communications à haut débit et conduit aussi à une résolution spatiale fine nécessaire pour accroître la précision des systèmes de localisation. Cette technologie comprend, en plus de toutes les fonctions nécessaires aux transmissions et modulations numériques, des antennes qui permettent d'émettre et de recevoir ces signaux. Il est important d'avoir une connaissance globale de leur fonctionnement lors du choix d'un dispositif rayonnant. La compréhension de ce fonctionnement aidera, d'une part à utiliser l'antenne au mieux de ses performances et d'autre part, à en réaliser une conception optimale. La conception d'une antenne se fait en fonction des contraintes de l'application telles que la bande de fréquence, le gain, le coût, le poids, etc. Avec les techniques de miniaturisation, le développement et l'optimisation d'une antenne microbande fait l'objet de nombreux travaux de recherches au cours de ces dernières décennies.

La technologie ULB est employée pour de nombreuses applications : des systèmes micro-ondes de télécommunication jusqu'aux applications radar. L'antenne joue un rôle critique dans tous les systèmes de communication, et plus précisément les systèmes ULB qui doivent respecter le niveau de transmission imposé par la FCC (Federal Communication Commission) et limité par -41.3dBm/MHz , dans la bande de fréquence de 3,1 à 10,6 GHz [1].

L'ULB promet en effet d'atteindre des débits de plusieurs centaines de mégabits par seconde, tout en conservant une complexité et donc des coûts limités. Sa nature impulsionsnelle et sa largeur de bande lui confèrent en outre une bonne résistance aux brouillages et aux trajets multiples, ce qui la rend très adaptée à une utilisation en intérieur. Cette technologie a offert des avantages uniques, impossibles à atteindre par la technologie à bande étroite conventionnelle et une configuration matérielle simple [2-4].

Réciproquement, sa faible densité spectrale de puissance lui permet de cohabiter en introduisant peu d'interférences aux systèmes environnants. Enfin, les possibilités de codage offertes autorisant un grand nombre d'utilisateurs en font un candidat idéal pour les réseaux

Introduction Générale

sans fils personnels (WPAN) [5]. La technologie ULB semble donc avoir les moyens de révolutionner l'univers des télécommunications à courte portée.

Dans cette perspective, l'objectif principal de cette thèse est de concevoir de nouvelles antennes microbandes à base de technologie coplanaire à bandes rejetées pour les applications ULB. Ce travail est scindé en quatre chapitres. Il est présenté comme suit.

Le premier est consacré à la représentation des principes fondamentaux de la technologie Ultra Large Bande. Ainsi, un bref historique et une description des spécificités telle que la réglementation et les normes de l'ULB. Par la suite on aborde, les différentes possibilités de modulation et de codage pour optimiser le spectre alloué aux signaux ULB. La dernière partie du présent chapitre est la description des applications liées aux communications Ultra Large Bande.

Le deuxième chapitre est consacré dans un premier temps à des rappels sur les caractéristiques et les paramètres électriques de l'antenne, après on dressera un état de l'art des antennes imprimées existantes ayant des caractéristiques d'adaptation sur de très larges bandes et certaines techniques permettant d'améliorer leurs performances. Nous présenterons les antennes indépendantes de la fréquence qui présentent la propriété d'être dimensionnées identiquement à toutes les fréquences. Ensuite, les antennes élémentaires de forme élargie, les antennes directives, les antennes à transition progressive, les antennes cornets et les antennes fractales ULB, pour les applications ULB seront présentées. Par la suite, nous aborderons les antennes ULB permettant la rejection d'une bande de fréquence ou plusieurs bandes de fréquences afin de permettre la coexistence de l'ULB avec d'autres systèmes de communications sans fils existants actuellement. La dernière partie de ce chapitre est consacrée aux techniques de miniaturisation des antennes ULB et les antennes ULB à résonateur diélectrique.

Nous consacrerons le troisième chapitre à la conception et au développement de deux structures d'antennes adaptées aux systèmes de communication ULB. En premier lieu, on présente la géométrie de l'antenne ULB satisfaisant les spécifications demandées, obtenue à partir d'une antenne de base à laquelle on introduit certaines modifications sur l'élément rayonnant. Les différentes caractéristiques de l'antenne (coefficient de réflexion, courant surfacique et diagrammes de rayonnement) sont présentées et commentés. Une étude paramétrique de l'antenne ULB a été réalisée, leurs effets sur les performances de l'antenne et en particulier le coefficient de réflexion (adaptation) ainsi que le diagramme de rayonnement. A la fin de ce chapitre, des modèles d'impédance équivalents des antennes ULB développés par logiciel ADS, seront présentés, car le modèle équivalent d'impédance est très

Introduction Générale

utile pour l'optimisation d'architecture des amplificateurs à faible bruit (LNA), du point de vue d'un concepteur de système ULB. Ainsi, cela permettra aux concepteurs de systèmes d'examiner l'effet des antennes ULB dans la simulation de l'ensemble du système de communications.

Le quatrième et dernier chapitre, porte sur la conception de deux types d'antennes ULB à trois bandes rejetées. Des fentes seront insérées dans les antennes ULB afin de filtrer trois bandes de fréquences correspondantes aux applications WiMax, WLAN et la bande X. Les types de fentes utilisées : quart d'onde, demi onde (de type C) et le PSLR. Les différentes caractéristiques de chaque antenne (coefficient de réflexion, VSWR, Gain et diagrammes de rayonnement) seront présentées et commentées. Pour chaque antenne proposée, une étude paramétrique pour chaque fente est établie, afin de mieux analyser l'influence sur les performances de l'antenne et en particulier sur le coefficient de réflexion (adaptation de l'antenne). Les résultats obtenus répondent bien aux exigences demandées. Les résultats obtenus ont fait l'objet de deux publications [6] [7].

Des modèles d'impédance équivalents des antennes ULB à trois bandes rejetées seront proposés et développés par logiciel ADS.

Enfin, la thèse sera terminée par une conclusion générale dans laquelle nous présentons un bilan du travail effectué ainsi que les perspectives sur les travaux futurs.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] Federal Communications Commission. First Report and Order. Revision of Part 15 of the Commission's Rules Regarding Ultra-Wideband Transmission Systems. 2002. <http://www.fcc.gov>.
- [2] D. Chao, X. Yong, and L. Ping, "CPW-fed planar printed monopole antenna with impedance bandwidth enhanced ," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol.8,pp.1394-97, 2009.
- [3] M. Naghshvarian, A. J. Falahati.A ,and M. Edwards, "Bandwidth and impedance matching enhancement of fractal monopole antennas using compact grounded coplanar waveguide," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol.59 , no.7,pp .2480–87, 2011.
- [4] B. Ozbakis and A. Kustepeli , "The resonant behavior of the fibonacci fractal tree antennas," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol.50, no.4,pp.1046–50,2008 .
- [5] H. Ghannoum. " Etude conjointe antenne/canal pour les communications Ultra Large Bande en présence du corps humain, " *HAL archives-ouvertes*. 2007.
- [6] M. Debab, Z. Mahdjoub, "Characteristics UWB Planar Antenna with Dual Notched Bands for WIMAX and WLAN," *Advanced Electromagnetics*, vol. 7, no.5, pp. 20-25, 2018.
- [7] M.Debab, Z. Mahdjoub, "Single Band Notched Characteristics UWB Antenna using a Cylindrical Dielectric Resonator and U-shaped Slot," *Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications*, vol. 17, no. 3, pp. 340-351 ,2018.

*CHAPITRE I : Contexte général sur la
technologie Ultra Large Bande*

I. Généralités sur l'Ultra Large Bande (ULB)

I.1 Histoire

Durant les trois dernières décennies, pour remédier à l'encombrement des bandes de fréquences utilisées pour la transmission des données, on a essentiellement cherché à diminuer la largeur de bande nécessaire pour transmettre ces informations avec un taux d'erreurs binaires acceptable. Ce n'est que récemment – une dizaine d'années – que le concept d'ultra large bande a retrouvé un intérêt principalement suscité par le développement des communications à courte distance.

Si le terme "ultra large bande" est relativement récent le concept lui même est par contre bien plus ancien:

- La plupart des techniques de transmission actuelles utilisent des modulations avec porteuses (bluetooth, ...). Dès la fin du 19^{ème} siècle, pour créer des ondes électromagnétiques Heinrich Hertz avait eu l'idée d'utiliser des décharges électriques. C'était la base de la technique Ultra large bande.
- Dans les années 60, Ross et Bennett [1] étudient pour la première fois la propagation d'ondes électromagnétiques d'un point de vue temporel plutôt que d'un point de vue fréquentiel. Dans leurs travaux, apparaissent pour la première fois, des applications liées à cette nouvelle technique : les communications et les radars.
- Dans les années 1970-1994, la majorité des articles vise à améliorer certains sous- systèmes de cette nouvelle technique. A cette époque, on lui donne plusieurs noms: technologie "sans porteuse", ou en "bande de base" ou encore technologie "impulsionnelle". C'est en 1989 que le terme ultra large bande apparaît dans un article du ministère de la Défense aux Etats-Unis.

Les travaux concernant cette technologie sont effectués, pour la plupart, dans le cadre de programmes confidentiels américains (militaires).

- La confidentialité des travaux liés à l'ultra large bande est levée en 1994 : La recherche se développe de façon importante aussi bien dans l'industrie que dans les universités.
- la technologie ULB fut autorisée en 2002 par la FCC [2] (organisme de réglementation américain) pour des applications commerciales. Cette technologie consiste à émettre des impulsions de très courtes durées inférieures à 2 ns. et définit les niveaux de puissance maximale autorisés (- 41 dBm /MHz pour la bande haute).

I.2 Définition

La première définition d'un signal ULB avait été donnée par Taylor [3], où la largeur de la bande passante relative ($BP_{relative}$) du signal devait être égale ou supérieure à 0,25. Mais, le problème avec cette définition était qu'un téléphone filaire occupant la bande 300 – 3400 Hz pouvait être considéré comme ULB. Face à ce problème, la FCC redéfinit les signaux ULB où la densité spectrale de puissance (DSP) a -10 dB dépasse à tout moment une largeur de 500 MHz et la bande passante relative est supérieure à 20%.

$$BP_{relative} = \frac{f_h - f_l}{f_h + f_l} \geq \begin{cases} 0.25 \text{ Taylor} \\ 0.2 \text{ FCC} \end{cases} \quad (I-1)$$

Où f_h et f_l indiquent respectivement les fréquences limites hautes et basses du spectre de signal, fréquences prises à -10dB. Les deux conditions ne sont pas forcément remplies en même temps. La plupart des concepteurs de systèmes ULB prennent une autre définition, à savoir une bande passante supérieure à 1.5 GHz (ou une bande passante fractionnelle supérieure à 0.25 par rapport à la fréquence centrale du système).

II. Comparaison système ULB / Système à bande étroite

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

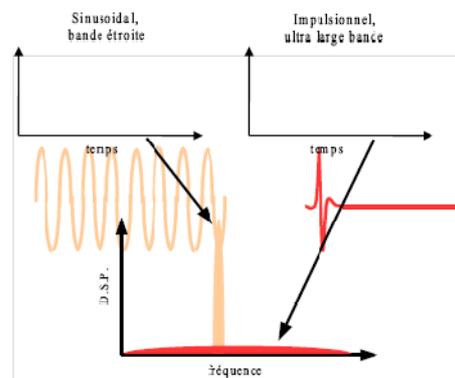


Figure I.1: Comparaison en temporel et fréquentiel d'un signal à bande étroite et d'un signal ULB.

III. Caractéristiques principales de l'ultra large bande

Par rapport aux autres systèmes de transmission classiques, l'Ultra Large Bande dispose d'un certain nombre d'avantages.

III.1 Aptitude de partager le spectre de fréquence

La puissance exigée par la FCC de -41.3dBm/MHz , pour les systèmes ULB, les met dans la catégorie des objets involontairement rayonnants, tels que les téléviseurs et les moniteurs d'ordinateur. Une telle restriction de puissance permet aux systèmes ULB de se classer au-dessous du plancher de bruit d'un récepteur à bande étroite typique et permet aux signaux ULB de coexister avec des services radio existants avec une interférence minimale ou nulle. Cependant, cela dépend du type de modulation utilisé pour le transfert de données dans un système ULB.

Certains techniques de modulation produisent des lignes spectrales discrètes indésirables dans leur DSP, ce qui peut augmenter la possibilité d'interférence à d'autres systèmes et augmente la vulnérabilité du système ULB d'interférer à d'autres services radio. La figure I.2 montre l'idée générale de la coexistence de l'ULB avec des technologies à bande étroite et large bande [4].

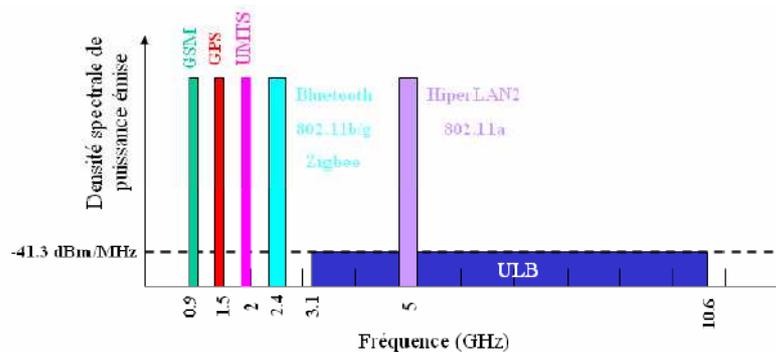


Figure 1.2: le spectre des signaux ULB.

III.2 Grande capacité du canal

Parmi les avantages de la grande largeur de bande pour les impulsions ULB est l'amélioration de la capacité du canal ou le débit. Celle-ci est définie comme étant le débit binaire maximal qui peut être transmise par seconde à travers un canal de transmission.

La grande capacité du canal des systèmes de communication ULB est obtenue par la formule de capacité de Hartley-Shannon :

$$C = B \log_2(1 + \text{SNR}) \quad (\text{I-2})$$

Où C représente la capacité maximale du canal, B est la largeur de bande, et SNR est le rapport signal à bruit. Comme le montre l'équation I.2, la capacité du canal C croît linéairement avec la largeur de bande B . Par conséquent, un débit de gigabits par seconde (Gbps) peut être atteint, car la largeur de bande disponible pour les signaux ULB est de l'ordre de plusieurs GHz. Cependant, en raison de la restriction de puissance de la FCC actuelle sur les transmissions ULB, un débit si élevé est disponible seulement pour les courtes portées, jusqu'à 10 mètres. Ce qui fait des systèmes ULB des candidats parfaits pour des applications sans fil à courte portée et à grand débits telles que les réseaux personnels sans fil (WPAN). La compensation entre la portée et le débit rend la technologie ULB idéale pour une grande variété d'applications dans les secteurs militaires, civils et commerciaux.

III.3 Capacité de fonctionner avec de faibles SNR

L'équation de Hartley-Shannon pour la capacité maximum (équation I-2) indique également que la capacité de canal croît seulement logarithmique avec le rapport signal à bruit (SNR). Donc, les systèmes de communications ULB sont capables de travailler dans des canaux de transmission bruyants avec un faible SNR tout en offrant une grande capacité de canal en raison de leur large bande passante.

III.4 Faible probabilité d'interception et de détection

Les signaux ULB sont des signaux par nature difficiles à détecter. En effet, ils sont étalés sur une large bande et transmis à des niveaux de densité spectrale de puissance proches du plancher de bruit des récepteurs de radiocommunication classiques. Ces caractéristiques permettent l'établissement de transmissions protégées avec une faible probabilité de détection et une faible probabilité d'interception. De plus, les impulsions ULB sont modulées avec des codes uniques pour chaque paire d'émetteur/récepteur. La modulation des impulsions très étroites ajoute plus de sécurité à la transmission ULB, parce que détecter des impulsions picosecondes sans savoir quand elles arriveront est quasiment impossible. Par conséquent, les systèmes ULB permettent une grande protection, faible probabilité d'interception et de détection (LPI/D) de la communication qui est un besoin critique des applications militaires.

III.5 Immunité au brouillage

La nuisance des systèmes ULB sur les autres systèmes est donc réduite grâce au faible niveau de la densité de puissance d'émission autorisée par la FCC. Inversement, la nuisance provoquée par les systèmes à bande étroite sur ceux utilisant la technologie ULB est a priori minimisée par la largeur de bande couverte par les signaux impulsionnels. Le spectre de l'ULB couvre une grande gamme de fréquence à plusieurs gigahertz et offre un gain de traitement (processing gain, PG) élevé pour les signaux ULB. Le gain de traitement PG est une mesure de la résistance d'un système par radio au brouillage et est défini comme le rapport de la largeur de bande RF à la largeur de bande de l'information d'un signal:

$$PG = \frac{\text{bandeRF}}{\text{bande de l'information}} \quad (\text{I-3})$$

La diversité de fréquence due au gain de traitement élevé rend les signaux ULB relativement résistants aux interférences attendues et imprévues, parce qu'aucun brouilleur ne peut brouiller chaque fréquence dans le spectre ULB immédiatement. Par conséquent, si certaines fréquences sont brouillées, il y a toujours une grande gamme de fréquences qui demeure intacte.

Cependant, cette résistance au brouillage est uniquement par rapport aux systèmes à bande étroite et à large bande. Par conséquent, les performances d'un système de communications ULB peut encore être dégradée, selon son système de modulation, par une forte interférence à bande étroite des émetteurs traditionnels coexistant dans la bande de fréquence du récepteur ULB

III.6 Performance élevée dans les canaux à trajets multiples

Dans les canaux habituels de propagation, les systèmes à bande étroite souffrent du problème de l'évanouissement lié aux trajets multiples qui se combinent de manière destructive. Dans le cas de signaux impulsionnels, la forme d'onde émise dispose d'une grande largeur de bande, aussi les trajets multiples, avec des retards inférieurs à la nanoseconde, les réflexions multiples arrivées avec un retard de l'ordre de la nanoseconde peuvent être ajoutées pour donner un gain comparable à celui obtenu dans le cas de propagation simple et directe. Cette recombinaison n'est pas anodine et nécessite au niveau implémentation, la mise en place de récepteurs Rake avec un grand nombre de branches.

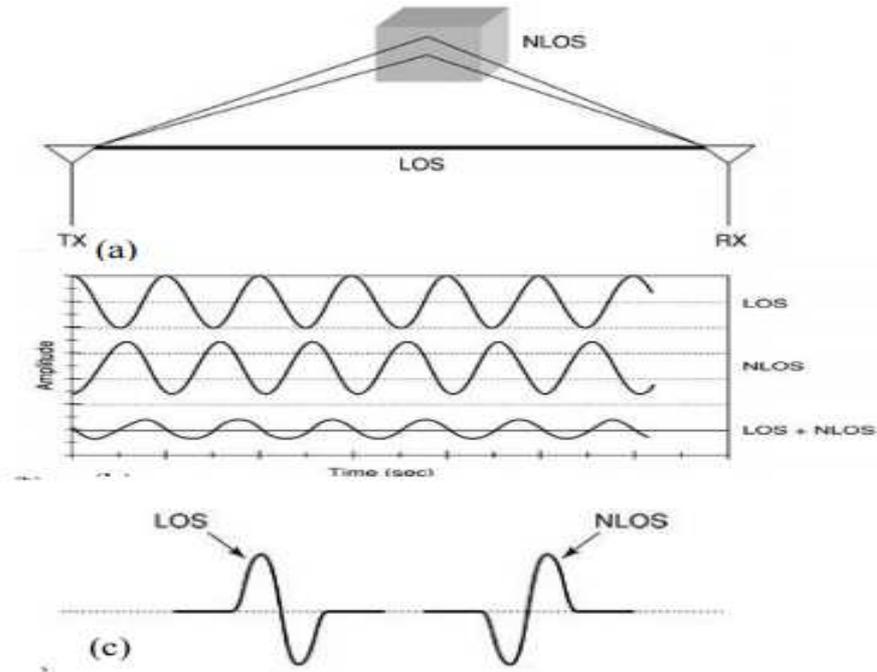


Figure I.3 : (a) Phénomène de trajets multiples dans des liens sans fil. (b) Effets de trajets multiples dans les signaux à bande étroite. (c) Effets de trajets multiples dans des impulsions ULB.

Comme le montre la figure 1.3, l'effet de trajets multiples reste important pour les signaux à bande étroite. Cela peut entraîner une dégradation du signal pouvant atteindre 40 dB dus à l'addition des d'ondes de trajet directe et de trajets multiples qui sont en opposition de phase. D'autre part, la très courte durée des impulsions ULB les rend moins sensibles à l'effet de trajets multiples. . Puisque dans la plupart des cas, la durée de transmission d'une impulsion ULB est de l'ordre de nanoseconde ou moins, l'impulsion réfléchi a une fenêtre d'observation très étroite pour heurter avec l'impulsion à trajet direct et provoque la direction du signal.

III.7 Bonnes propriétés de pénétration des obstacles

Les signaux ULB ont de bonnes capacités de pénétration dans les murs et les obstacles, en particulier pour les basses fréquences du spectre. Cela permet de bénéficier d'une bonne précision en termes de localisation et de surveillance [5].

III.8 Une relative simplicité des systèmes

Au niveau de l'architecture, les systèmes radio conventionnels sont généralement de conception hétérodyne. Le signal modulant les données à transmettre est généré en bande de base, puis il est transposé à des fréquences plus élevées pour être émis. L'ULB peut permettre la transmission du signal en bande de base directement sur le canal radio sans étape de

modulation. Cette capacité de transmission sans porteuse simplifie l'architecture des systèmes radio. En effet, il est possible de mettre en œuvre des émetteurs-récepteurs ULB n'incluant pas le synthétiseur à boucle de verrouillage de phase, pas de VCO (Voltage Control Oscillator) ni de mélangeur. On peut donc s'attendre à la réalisation de systèmes avec des coûts de fabrication réduits.

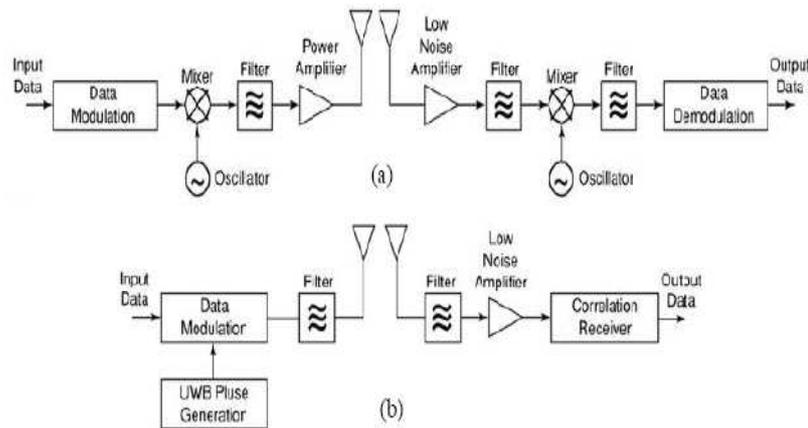


Figure I.4 : (a) architecture typique d'émetteur/récepteur à bande étroite. (b) exemple d'une architecture d'émetteur/récepteur ULB.

IV. La réglementation de l'ULB:

La réglementation de la technologie ULB varie selon les régions (Amérique, Europe, Asie) ou suivant les pays. Cette variation consiste dans l'utilisation du spectre de radiofréquence accordé par les organismes gérant chaque région. Bien que la FCC impose une puissance d'émission de -41,3 dBm/MHz (mesurée par un analyseur de spectre ayant une résolution fixe de 1 MHz), chaque pays où région peut modifier cette valeur.

IV.1 Réglementation aux États-Unis ou Norme FCC

En Mai 2000, le FCC reçoit plus de 1000 documents de plus de 150 organisations différentes pour mettre en place une réglementation afin que la technologie ULB puisse être utilisée sans interférer sur les technologies dites à bande étroite. Suite à ces études, le 14 Février 2002, le FCC présente le spectre de fréquences et les masques de limitation de la puissance d'émission (PIRE moyenne) pour les diverses applications potentiellement envisagées pour l'ULB. De

cette manière, le FCC limite la puissance moyenne d'émission à $-41,3$ dBm/MHz et une bande passante supérieure à 500 MHz à -10 dB de la puissance moyenne maximale. Comme il n'existe aucune restriction dans l'utilisation de cette technologie, elle reste ouverte à organisations privées tels que le GPS et le WLAN [6], [7], à la condition que le signal ULB respecte le gabarit de limitation de la puissance exigé par la FCC. La figure 1.5 montre les limitations de la puissance PIRE moyenne pour les communications sans fil intérieures et extérieures, où la principale bande d'utilisation est donnée entre les fréquences.

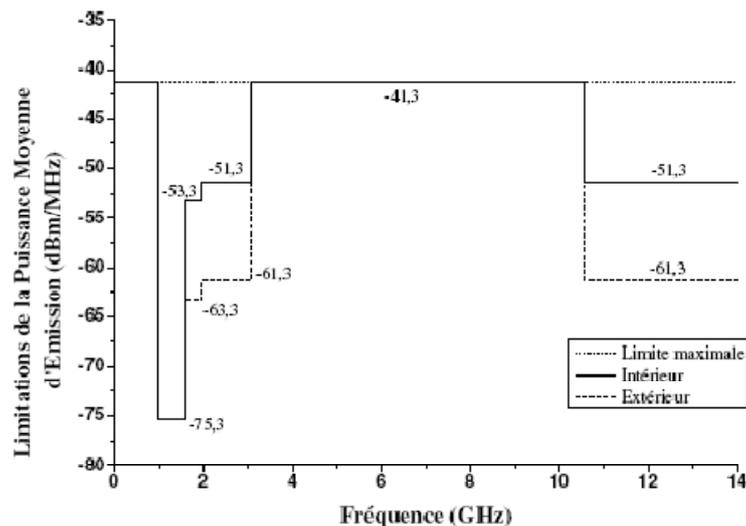


Figure I.5 : Masque FCC.

IV.2 Réglementation Européenne ou Norme ECC

En 2001, la CEPT (Conférence Européenne des Administrations des Postes et Télécommunications) et l'ETSI (European Telecommunications Standards Institute) entament des études sur l'impact de la technologie ULB dans les communications radio fréquences européennes [8]. Après l'étude des premiers rapports techniques, ils identifient la bande 6 à 8,5 GHz comme la meilleure option pour réguler la technologie ULB en Europe. Cette même année le CEPT décide de créer un groupe ECC pour réguler les communications électroniques. En Mars 2007, l'ECC présente le rapport final où il attribue, d'une part, deux sous-bandes de fréquences 4,2 à 4,8 GHz et 6 à 8,5 GHz et d'autre part, il limite la puissance moyenne d'émission de la même manière que le fait le FCC. Malgré cela, l'ECC introduit des restrictions dans l'émission des signaux ULB dans la première sous bande, où il est

obligatoire d'utiliser deux techniques d'atténuation. La première technique introduite dans la réglementation européenne est appelée Detect And Avoid (DAA) [9], elle consiste à détecter si les bandes de fréquence sont utilisées par des systèmes de localisation, et si ce le cas, le système ne devra pas émettre dans cette bande. La deuxième technique consiste à émettre par train d'impulsions appelé aussi « burst » de durée inférieure à 5 msec, cette technique se nomme Low Duty Cycle (LDC). La figure 1.6 montre les limitations de la puissance rayonnée isotropique moyenne pour les communications sans fil intérieures, où les principales bandes d'utilisation sont données entre les fréquences 4,2 à 4,8 GHz et 6 à 8,5 GHz.

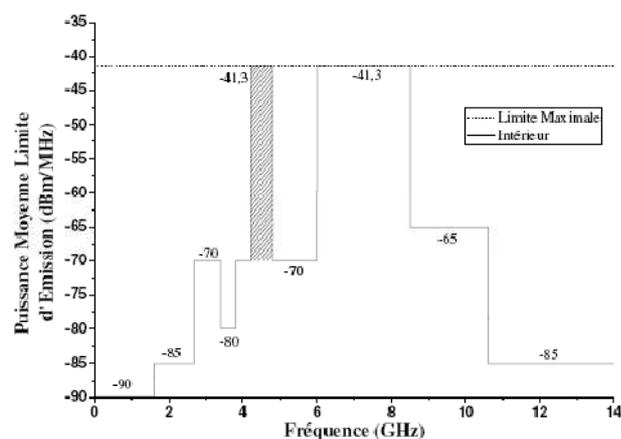


Figure I.6 : Masque ECC.

IV.3 Réglementation en Asie

Les organismes de réglementation japonais ont toléré l'ULB dans la bande 7,25 – 10 GHz avec un niveau d'émission à -41,3 dBm/MHz sans aucune contrainte sur l'utilisation de technique de mitigation. Avec cette décision, la bande commune entre le Japon, les USA et l'Europe s'étend de 7,25 GHz à 8,5 GHz. Pour minimiser l'interférence avec d'autres systèmes radio pour les dispositifs d'intérieur, les japonais ont exigés un gabarit de rayonnement de l'ULB a deux bandes; de 3.4 à 4.8 GHz et de 7.25 à 10.25 GHz.. La bande 3.4 à 4.8 GHz, doit utiliser une technologie appelée la DAA (Detect and Avoid) , pour s'assurer de la coexistence avec des systèmes qui peuvent apparaitre et de nouveaux services tels que les systèmes 4G. En revanche pour la bande 7.25 à 10.25 GHz cette technologie n'est pas exigée. Des mesures provisoires sont prises à ce jour pour permettre l'utilisation de la bande 4.2 à 4.8 GHz sans

technologie de réduction d'interférence. La densité spectrale de puissance est limitée à -41.3 dBm/MHz [10] ou inférieur sur les deux bandes, conforme au masque de la FCC.

L'institut de recherche de l'électronique et de télécommunications (ETRI) de Corée a proposé un masque d'émission beaucoup plus bas que le masque spectral de la FCC. Le niveau coréen d'émission est -66.5 dBm/MHz, qui est inférieur à environ 25 dB de la limite autorisée par la FCC [11]. On peut noter l'exception de la Chine qui a dès à présent adopté le masque FCC.

Singapour a autorisé une «ULB friendly zone» pour utiliser la technologie ULB sur la bande 2.1-10.6 GHz avec une densité spectrale moins contraignante (-35 dBm/MHz); même si l'IDA (Infocomm Development Authority of Singapore) se tiendra au final aux décisions de l'ITU (International Telecommunication Union) [12]. La figure 1.7 montre les masques du spectre de l'ULB proposés par le Japon, la Corée et au Singapour vis-à-vis de la FCC.

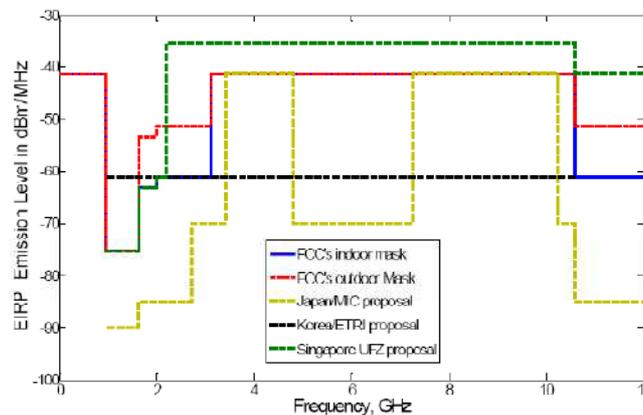


Figure I.7 : Gabarités spectral proposés en Asie [13].

V. Normalisation de l'ULB

Après la réglementation de la technologie ULB, réalisée en 2002 par le FCC, deux techniques pour l'émission de ces signaux ont été présentées l'IR et le OFDM. La première technique était proposée par l'alliance « DSSS-IR » et la seconde par l'alliance « WiMedia » [14]. Suite aux désaccords entre les deux parties pour standardiser leur technique, l'IEEE crée les standards IEEE 802.15.3a et 802.15.4a pour les communications WPAN haut et bas débit [15][16]. L'alliance WiMedia dépose auprès de l'ECMA (European Computer Manufacturers Association) sa proposition pour les communications ULB qui se convertira dans le standard ECMA-368 [17].

Le standard IEEE 802.15.3a définit 16 canaux pour la transmission où 12 canaux ont une bande passante de 499,2 MHz et les autres ont une bande de 1331,2 MHz. Ces canaux sont

distribués en trois groupes, le premier appelé « Sub – Giga Hertz Band » est composé d'un canal centré sur 499,2 MHz. Le second groupe, nommé « Low Band », comprend trois canaux de 499,2 MHz et un canal de 1331,2 MHz qui englobe les trois premiers, dans la bande 3,1 – 4,8 GHz. Et le dernier groupe, « High Band », contient le reste des canaux dans la bande 6 – 10,6 GHz (cf. figure 1.8).

Le standard ECMA spécifie une partition de 14 canaux de 528 MHz de bande passante sur toute la bande principale du masque FCC. Ces canaux sont répartis en six groupes où les douze premiers canaux sont eux-mêmes répartis en quatre groupes de trois canaux chacun et le groupe cinq est défini avec les deux canaux restants. Enfin, le groupe six est formé par le dernier canal du groupe quatre et les deux premiers du groupe cinq (cf. figure 1.9) afin qu'un groupe soit toujours en mesure de respecter l'une des réglementations.

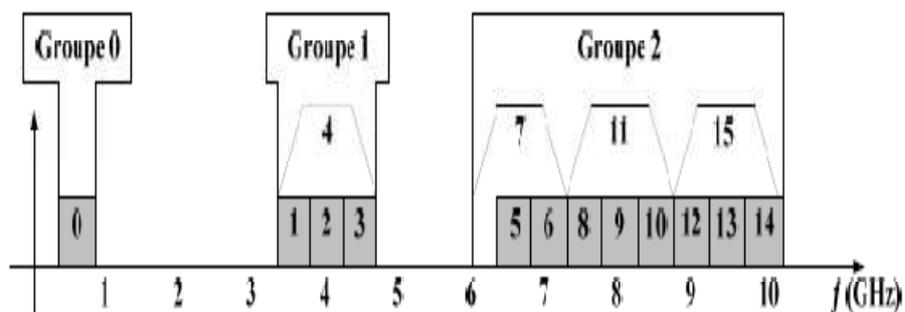


Figure I.8 : Plan de fréquences du standard IEEE 802.15.4a [16].

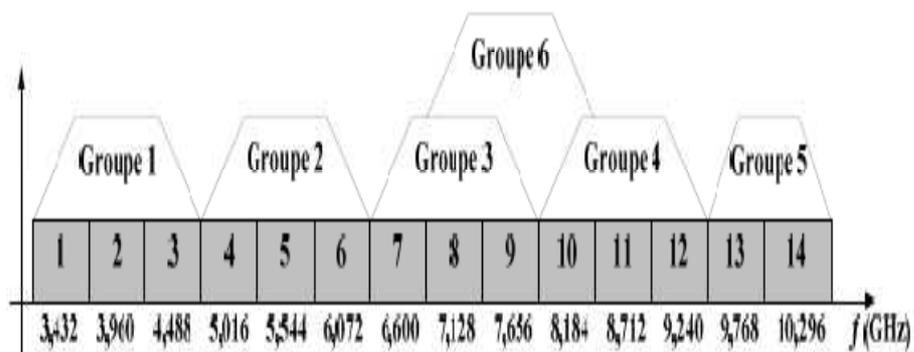


Figure I.9 : Plan de fréquences du standard ECMA-368 [17].

V.1 Différents types de signaux ULB

V.1.1 Train d'impulsions pour les systèmes ULB

La technologie ULB impulsionnelle utilise des impulsions de très courte durée. Cette durée est inversement proportionnelle à la bande passante de fréquence. Ces impulsions brèves sont répétées avec une période de quelques dizaines de nanosecondes; ainsi, elles peuvent être modulées en amplitude, en position ou encore en phase. En plus de cette forme de modulation, ceux-ci peuvent être combinés avec des codes de sauts temporels (TH) pour contourner les problèmes d'interférence avec d'autres liaisons concomitantes. Le choix de la forme est essentiel et prend en compte plusieurs paramètres liés au système. Ce choix est important en ce qui concerne la bande passante du récepteur, du taux d'erreur binaire, du niveau seuil de détection, de l'antenne conçue, ... La plus utilisée des impulsions est la gaussienne et ses dérivées, représentées par les formules suivantes : (figure 1.10)

$$p(t) = A \cdot e^{-\left(\frac{t-T_c}{\tau}\right)^2} \quad \text{et} \quad p_n(t) = \frac{d^n}{dt^n} \left(A_n \cdot e^{-\left(\frac{t-T_c}{\tau}\right)^2} \right) \quad (\text{I-4})$$

Où A désigne l'amplitude du signal et τ le paramètre caractérisant la largeur de l'impulsion.

L'inconvénient majeur de cette impulsion réside dans l'existence d'une composante continue. Pour cette raison, on utilise généralement la première ou la deuxième dérivée de l'impulsion gaussienne:

:

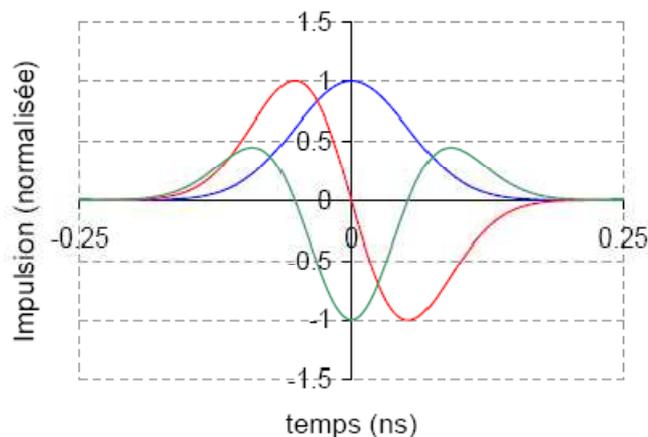


Figure I. 10: Représentation temporelle de l'impulsion gaussienne (—) et de ses dérivées (première (—) et seconde (—)).

Les formes d'impulsions les plus utilisées étant : Manchester, Monocycle, rectangle, impulsions basées sur les fonctions polynomiales d'Hermite [18].

- **Train d'impulsions ULB :**

Un train d'impulsion ULB est souvent représenté sous la forme suivante (figure 1.11):

$$s(t) = A \sum_{j=-\infty}^{+\infty} \left(\sum_{j=0}^{N_s-1} v(t - jT_f) \right), (i-1)T_b < t < iT_b \quad (I-5)$$

Avec N_s Nombre de pulse requis pour transmettre un seul bit d'information.

T_b durée d'un pulse, $T_b = N_s T_f$.

T_f temps de la trame (ou Période moyenne de répétition des impulsions).

$F_f = 1/T_f$: fréquence de répétition d'impulsions.

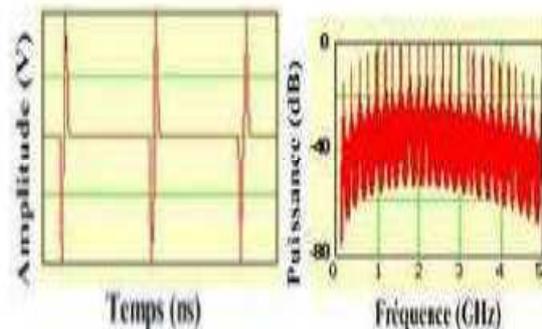


Figure I. 11: Exemple de trains d'impulsions ULB et de sa DSP.

- **Étalement du spectre:**

On dit qu'un système à étalement de spectre si sa bande passante occupée est volontairement (très) supérieure à la bande passante minimale requise pour transmettre l'information. Cette technique est nécessaire pour les systèmes ULB car ils doivent être robustes par rapport à d'autres systèmes de communications à bande étroite. De plus, les techniques d'étalement du spectre permettent à plusieurs utilisateurs de partager la bande passante disponible. Il existe trois techniques à spectre étalé couramment utilisées dans les systèmes ULB:

:

- étalement temporel ou "time hopping TH"
- étalement fréquentiel ou "frequency hopping FH"
- étalement par la multiplication avec des séquences pseudo-aléatoires ou "direct sequences DS" en bande de base.

Par ailleurs, il existe aujourd'hui deux types de systèmes ULB utilisant le masque de fréquence en totalité de manière différente (3.1-10.6.6 GHz pour la réglementation américaine)

- Système ULB impulsionnel : Le système repose sur la transmission d'impulsions de très courte durée (quelques ns). Toutes les fréquences sont utilisées simultanément. La technique d'étalement de spectre utilisée est soit par saut temporel (Time hopping) soit par séquences pseudo-aléatoires.
- Système Multi-bande : La technique d'étalement du spectre utilisée est le saut de fréquence .le spectre est divisé en plusieurs sous-bandes de fréquences de 500 MHz.

V.1.2 Systèmes ULB impulsionnels

- **Modulation de données**

Pour transmettre des informations, le train d'impulsions doit être codé (modulé) par les informations à transmettre. Plusieurs types de modulations existent et nous décrirons brièvement les principales [19].

- **Modulation par position de l'impulsion (PPM)**

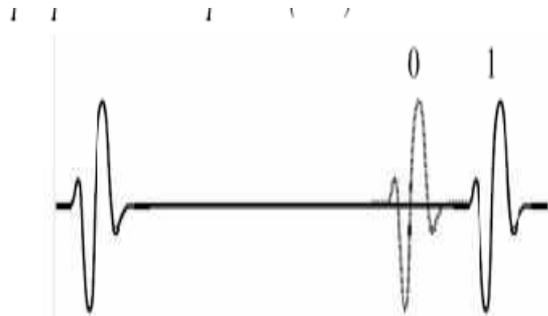


Figure I.12: Principe de la modulation PPM.

On note :

- T_c : longueur du signal
- Δ : Décalage de temps

La transmission du bit '0' commence à une position nominale définie par T_c . Grâce aux décalages temporels, cette modulation distribue l'énergie du signal de manière uniforme sur tout le spectre. Si l'on se limite à une modulation purement binaire, on obtient un débit

relativement faible. Pour augmenter ce débit sans dégrader les performances du système ULB, il est possible d'utiliser une modulation M-aire. (Plusieurs bits par symbole). Dans ce cas, le rapport entre la longueur de la trame et la durée de l'impulsion gaussienne est nettement supérieur à 1.

- **Modulation Par amplitude du pulse (PAM) ou Modulation ASK**



Figure I.13: Principe de la modulation PAM.

Le principe de cette modulation repose sur le codage de l'amplitude des impulsions par les données, l'information est modulée suivant plusieurs niveaux possibles d'amplitude.

Remarque : Cas particulier modulation OOK (On-Off Keying) où le bit '0' est codée par une absence de l'impulsion.

- **Modulation d'impulsion par inversion de polarité (BPM)**

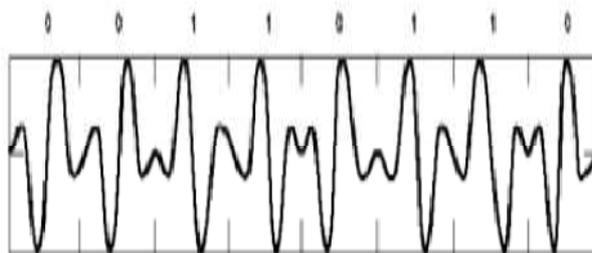


Figure I.14: Modulation d'impulsion par inversion de polarité BPM.

Une autre approche de modulation consiste à coder l'information par la polarité (positive ou négative) de l'impulsion. On peut parler alors de BPM (Modulation Bi-Phase) d'impulsions]. Cette modulation est aussi bien connue sous le nom du BPSK (Bi-Phase Shift Keying

Modulation) Pour un bit '0', le monocycle utilisé commence d'abord par le pic négatif. Alors que pour un bit '1', le monocycle utilisé commence d'abord par le pic positif.

- **Étalement de spectre par saut temporel**

Cette méthode a été mentionnée pour la première fois par Scholtz [20] et est conçue pour des transmissions nécessitant un débit relativement faible : 40 Mbps, comme le montre la figure I.15.

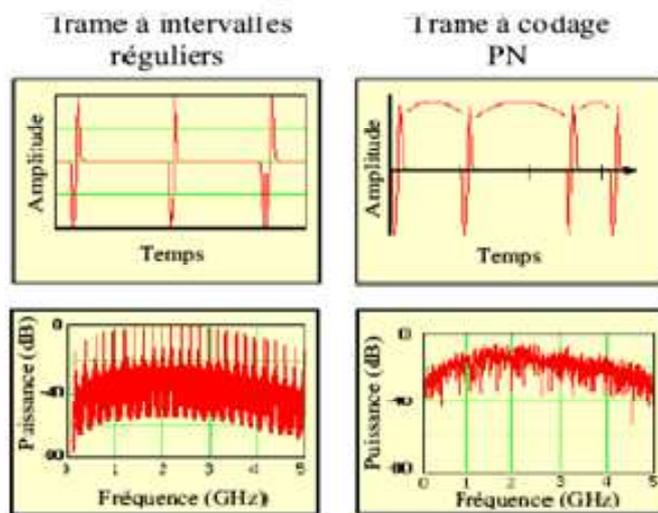


Figure I. 15: Principe de l'étalement de spectre par saut temporel.

Le train d'impulsions d'un système ULB impulsionnel peut s'écrire sous la forme :

$$s(t) = \sum_j v(t - jT_f) \quad (I-6)$$

$T_f = 1/100$ voir $1/1000$ de la largeur de la gaussienne, ce qui implique un signal avec un rapport cyclique très faible, ce qui permet ensuite le codage de canal (multiplexage).

Afin d'éviter l'apparition de raies dans le spectre, c'est-à-dire afin de rompre la périodicité temporelle, une technique de sauts est utilisée. Cette technique a également l'avantage de permettre la différenciation de plusieurs émetteurs dans un contexte multi-utilisateur. Chaque émetteur est associé à une séquence de saut spécifique connue des récepteurs. Les sauts temporels sont créés selon des codes pseudo-aléatoires (PN-codes).

V.2 Système ULB multi bande

Pour les applications avec des débits très élevés et à courtes portées, une autre approche est préférable à l'approche impulsionnelle. Il s'agit de l'approche multi-bandes proposée par un groupe de sociétés à partir de mars 2003 [21].

Cette nouvelle approche consiste à diviser la bande 3.1-10.6.6 GHz en plusieurs sous-bandes à large bande de 500 MHz (Figure 1.16) et à utiliser une technique d'accès OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing). Le principe de base de cette modulation consiste à transmettre plusieurs symboles simultanément, en parallèle sur différentes porteuses.

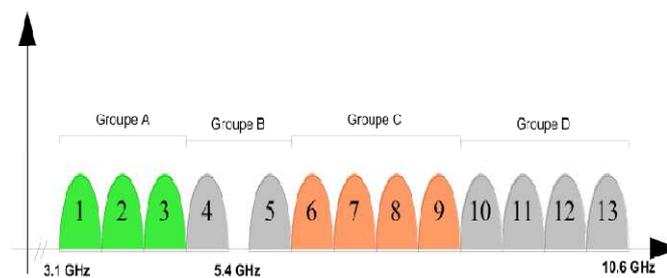


Figure I.16: Principe de la base des systèmes ULB multi-bande.

Tous les signaux peuvent être transmis simultanément sans interférence car ils occupent des bandes de fréquences différentes. Chaque signal ULB est modulé avec les techniques de modulations numériques classiques, ce qui permet d'atteindre des débits de données très élevés pour l'ensemble du système (Chaque sous-bande ayant déjà un débit relativement élevé).

Cette méthode utilise pour l'étalement du spectre la technique du saut de fréquences entre les différentes bandes. Un émetteur à saut de fréquence est capable de changer de fréquence plusieurs fois par seconde dans une largeur de bande passante définie. Un processus de synchronisation de fréquence de transmission est utilisé pour permettre à deux radios fonctionnant dans le même réseau à sauts de fréquence de communiquer entre elles. Cette synchronisation est effectuée à des intervalles irréguliers pendant la durée de la transmission. Le système de saut de fréquences « hopping » suit une séquence pseudo aléatoire qui se répète sur un très long cycle.

V.3 Comparaison entre les deux types de systèmes ULB

- Avantages des systèmes multi-bande
 - La coexistence avec d'autres systèmes à bande étroite est plus aisée. Les systèmes multibandes peuvent ajuster les interférences intra-bande en utilisant sélectivement les bandes disponibles. Ceci est important pour l'ULB, qui doit coexister avec les systèmes WLAN..
 - L'approche multi bande est extensible : de nombreuses bandes peuvent être utilisées pour prendre en charge des systèmes à très large bande passante et peu de bandes pour les systèmes à bas débits.
 - Méthode plus souple que la méthode précédente, permettant une adaptation facile aux différentes réglementations existantes et à leurs modifications éventuelles.
- Inconvénients
 - Méthode plus complexe à mettre en œuvre et plus consommateur d'énergie.

VI. Différents types d'applications de l'Ultra Large Bande

En février 2002, la FCC a défini trois types d'applications pour l'ULB [2]

- Bande de fréquences 24 GHz et 77 GHz : applications liées aux véhicules
- Bande de fréquence <1 GHz: radar GPR et radar "see through wall"
- Bande 1.99-10.6 GHz: Applications médicales (imagerie).
- Bande 3.1-10.6 GHz: Système de communications sans fil et applications liées à la localisation.

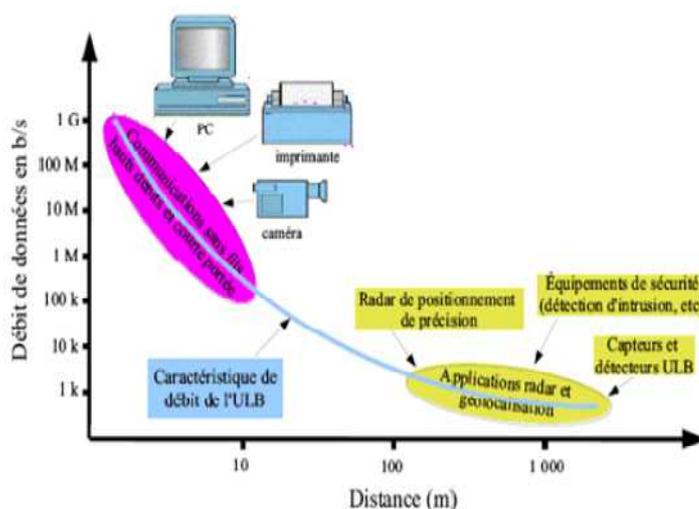


Figure I.17: Différentes applications de l'Ultra Large Bande.

VI.1 Applications liées aux communications

Les systèmes ULB ont été ciblés pour des applications à très haut débit et à courte portée, telles que le remplacement de l'USB, ainsi que pour les applications à très faible débit dans des gammes plus étendues, telles que les capteurs et les étiquettes radiofréquence (tags RF). Il est prévu que les classes de périphériques ULB LDR (*Low Data Rate*) sont d'une complexité très faible et d'un coût très faible. La prolifération attendue de dispositifs ULB à faible coût signifie que les solutions doivent être conçues de manière à ce que les dispositifs puissent coexister ou de préférence interagir avec différents types de dispositifs ULB de capacités différentes. Limitations sur la complexité des appareils LDR pourrait nécessiter la mise en œuvre de solutions très simples. D'autre part, pour les périphériques à débit de données élevé (HDR), pour lesquels une complexité accrue est attendue, des solutions plus sophistiquées seront acceptables.

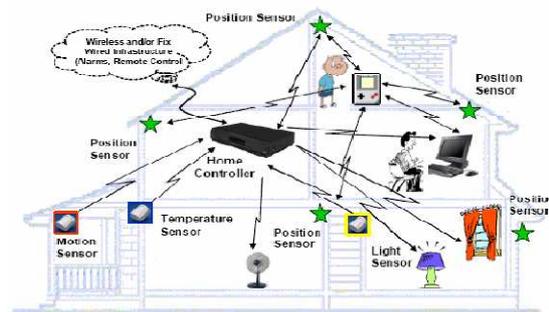
La figure I.18 montre les applications de l'ULB examinées par les membres du projet européen PULSERS [22]. Ces scénarios couvrent les réseaux sans fil personnels (WPAN), les réseaux WBAN, le réseau IWAN (Intelligent Wireless Area Network) et le réseau OPPN (Outdoor Peer-to-Peer Networking) en extérieur.



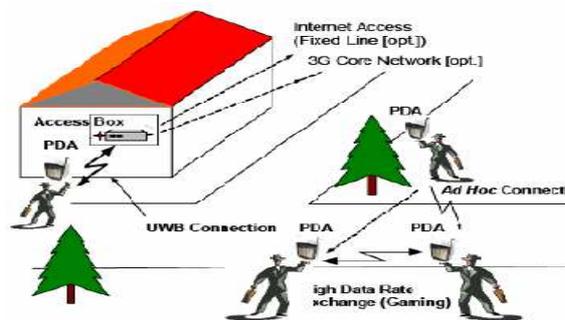
(a) WPAN (Wireless Personal Area Network).



(b) WBAN (Wireless Body Area Network).



(c) IWAN (Intelligent Wireless Area Network).



(d) OPPN (Outdoor Peer-to-Peer Networking).

Figure I.18: Applications ULB (d'après "PULSERS White Paper" [22]).

Pour des débits plus faibles, on peut envisager des portées un peu plus grandes (50 m) ce qui donnant accès à un grand nombre d'applications [23]. On peut citer par exemple:

- quelques kbit/s pour utilisation des systèmes de sécurité ou d'autres services mettant en œuvre des réseaux de capteurs, les applications domestiques comme l'automatisation de la maison, et les télécommandes.
- quelques centaines de kbit/s pour les communications sans-fil et les liaisons avec les périphériques (souris, clavier, oreillette) du PC,
- et jusqu'à 1 Mbit/s pour la télésurveillance.

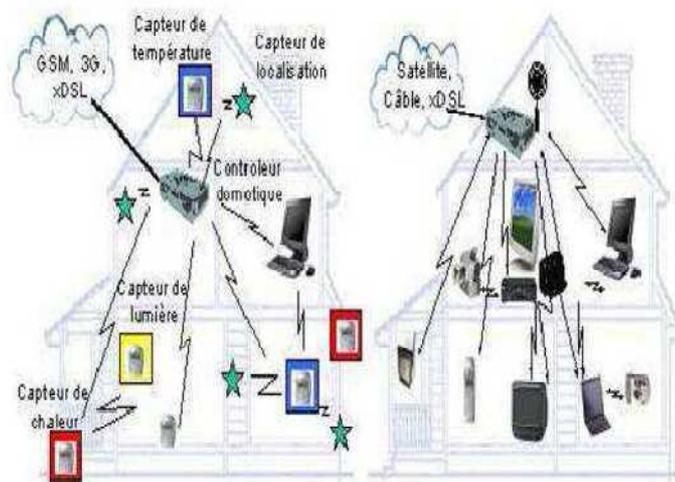


Figure I.19: Système de communication de proximité.

Outre ces applications de communication à bande haute, il existe d'autres applications de communication dans le spectre inférieur (0,03-2 GHz) décrites ci-dessous.

VI.2 Communications en bande basse

On considère dans cette partie (0.03-2 GHz) les communications entre plusieurs utilisateurs. Au cours des deux dernières années, l'évolution a été motivée par la nécessité d'augmenter le nombre d'utilisateurs tout en maintenant une bande passante élevée pour chaque utilisateur. Les données à transmettre vont de l'audio à bas débit binaire (par exemple, 1/10 de kbps pour la voix CVSD) à la vidéo en temps réel (plusieurs Mbps). Les applications dites tactiques

CHAPITRE I : Contexte général sur la technologie Ultra Large Bande

(portée de l'ordre du km) et les applications dites stratégiques (portée > 100 km), nécessitent une faible probabilité de détection (LPD).

Deux systèmes de communications, utilisant les deux bandes de fréquences différentes, ont été commercialisés [24] :

Le premier, le système DRACO (Figure I.20) fonctionne dans la bande VHF / UHF du spectre:

Il s'agit d'un système de communication mobile permettant un fonctionnement sans fil dans un environnement tactique. La portée de cet système s'étend sur plusieurs kilomètres. DRACO prend en charge les voix (ou données) cryptées, mais également les données non cryptées.



Figure I.20: Système DRACO.

Le deuxième système est le système ORION (Figure I.21) qui fonctionne dans le spectre de la bande L (1-2 GHz) avec une largeur de bande de 27%. Il peut fonctionner soit dans un environnement tactique (courte portée), soit dans un environnement stratégique.

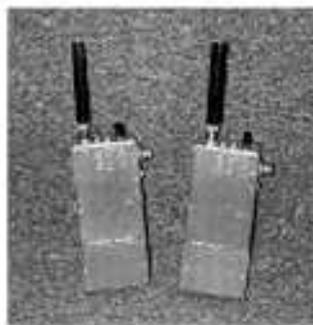


Figure I.21: Système ORION.

VI.3 Applications liées au radar

VI.3.1 Quelques généralités

La résolution d'un radar traditionnellement est défini comme suit ;

$$\Delta R = \frac{c}{2B}, \quad (I-7)$$

où B est la bande passante du radar et c la vitesse de la lumière.

VI.3.2 Comparaison entre radar à bande étroite et radar ULB [25] :

Les radars à bande étroite traditionnels présentent de nombreux inconvénients: Avec un radar traditionnel, il est impossible de transmettre et de recevoir des informations en même temps, ce qui signifie que nous avons souvent des zones d'ombres de plusieurs centaines de mètres. De plus, le radar traditionnel est un appareil à bande étroite, sa résolution est faible.

Le radar ULB peut remplacer les radars à bande étroite et, en raison de sa largeur de bande très large, il offre une meilleure résolution et présente de nombreux avantages:

- Capacités de pénétration des matériaux, sols, murs, végétation, neige (utilisation possible de radars à basse fréquence pour améliorer la pénétration).
- Identification améliorée de la cible (forte diminution du nombre de zones d'ombres).
- Système robuste en ce qui concerne les perturbations.

VI.4 Réalisation d'un radar ULB

Le signal émis par un radar peut être réalisé soit dans le domaine temporel soit dans le domaine fréquentiel

- Dans le domaine fréquentiel, il existe deux approches, d'une part l'approche par pas de fréquences ("stepped frequency radar") où la fréquence saute d'une valeur à une autre et d'autre part l'approche par une onde continue à fréquence modulée (FMCW : "Frequency modulated continuous wave") où la fréquence varie lentement couvrant toute la bande de fréquence opérationnelle. Bien que cette technologie soit connue de longue date en RF, ces radars présentent de nombreux inconvénients (sensibilité aux perturbations, temps de mesure long, équipement de mesure coûteux et encombrant).
- Une autre technique plus prometteuse est apparue ces dernières années: la technique par impulsion. Le radar utilise des impulsions de courte durée sans porteuse. Le temps de mesure est relativement court (quelques ns). Pour améliorer la précision des données de mesure, qui est en principe relativement basse pour ces radars ULB à impulsions, une séquence pseudo-aléatoire d'impulsions vidéo peut être utilisée à la

place d'une seule impulsion: une transmission continue d'impulsions de courte durée avec une séquence pseudo-aléatoire amplifier considérablement la puissance moyenne du signal transmis. (Séquences de Golay, M séquences...).

VI.4.1 Radars à pénétration au sol (Ground Penetrating radar GPR)

Cette catégorie d'applications existe déjà depuis de nombreuses années, avec l'apparition des radars GPR dans les domaines tels que la détection de mines anti-personnelles ou la caractérisation des propriétés électriques du sol. La possibilité de transmettre un signal de très courte durée est très intéressante car la résolution d'un radar (ΔR) est directement proportionnelle à la largeur de bande du signal (B). La bande de fréquence d'un radar GPR ULB est déterminée par plusieurs paramètres: la taille de l'objet, ses propriétés électriques, sa profondeur et bien sûr les propriétés du sol (permittivité, pertes diélectriques et résistivité). La bande de fréquence opérationnelle est inférieure à 1 GHz.

VI.4.2 Détections de mines anti-personnelles

Les radars ULB permettent d'éliminer les inconvénients du vieux radar utilisé pour détecter les mines antipersonnel (AP) [26]. Avant l'arrivée de l'ULB, les mines AP étaient détectées à l'aide d'un radar à bande étroite fonctionnant dans les basses fréquences du spectre. Le problème avec ce type de radar est leur faible résolution; l'utilisation de fréquences plus élevées augmente cette résolution, mais la profondeur de pénétration devient très faible et les objets profonds ne sont plus détectés. L'avantage de l'ultra large bande est compréhensible, ce qui permet d'avoir à la fois une très bonne résolution du fait de la bande très large utilisée et une grande profondeur de pénétration permettant de détecter des mines profondément enfouies (Figure I.22) .



Figure I.22: le radar ULB pour la détection des mines anti-personnelles.

VI.4.3 Autres applications des radars à pénétration du sol

Il existe de nombreuses autres applications des radars à pénétration du sol [27]: ils sont utilisés pour :

- une inspection des routes et autoroutes, ou des fondations des ponts.
- la détection des armatures d'un béton armé.
- la cartographie dans le domaine archéologie des sites enfouis.
- la détection de matériaux non conducteurs tels que la brique, les composites, les céramiques, les plastiques ou encore les matériaux organiques comme le bois.

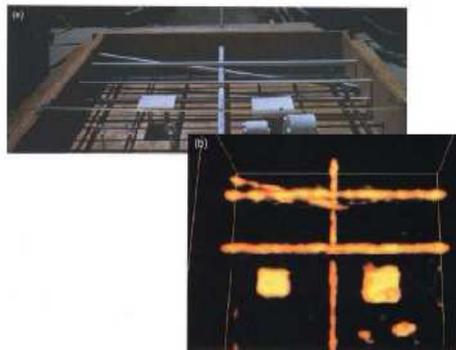


Figure I.23 : Images d'armatures dans un béton obtenues par radar MIR (Micropower Impulse Radar).

VI.4.4 Applications d'aide à la conduite

Une autre application de l'utilisation de l'ULB en bande basse est la détection de véhicules utilisant un radar ULB; placé à une intersection ou à un carrefour [28], il aide à réguler le trafic. Les méthodes traditionnelles utilisées pour localiser une voiture sont soit trop coûteuses (radar à bande étroite), soit très sensibles aux conditions météorologiques (vidéo numérique). Quant au radar ULB, il est insensible aux particules liées à la météorologie (poussière, pluie, neige).

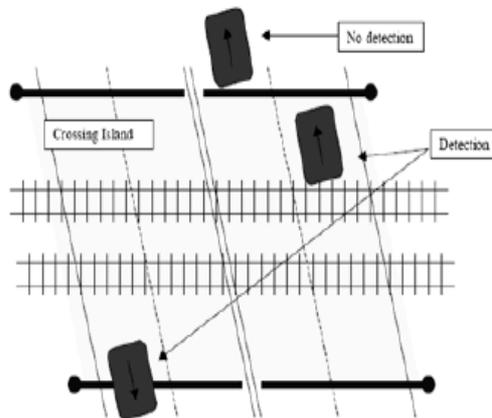


Figure I. 24: Détection de véhicules à une intersection.

VI.4.5 Applications radars Véhicule: radar 24 GHz ou 76 GHz

Les radars conçus pour faciliter la conduite existent depuis quelques années [29] de manière non commerciale. Mercedes-Benz a été le premier constructeur à concevoir un radar à 77 GHz. Depuis le règlement ULB par la FCC en 2002, l'intérêt pour les radars automobiles ne cesse de croître. La FCC a été tenue de définir une bande de fréquences autour de 24 GHz pour les radars automobiles. Il existe aujourd'hui deux catégories de radars de voiture:

- Radar à 24 GHz: radar à courte portée.
- Radars 77 GHz: radar longue portée (portée environ 30 m).

VI.4.6 La protection civile

Une première application est la détection de cibles enfouies sous terre ou sous des décombres [30]. Dans le contexte de la sécurité militaire, ces cibles peuvent prendre la forme de mines ou de toute autre charge explosive, de cache d'armes et de tunnels. Pour d'autres applications, il s'agit de tuyaux et de câbles enterrés. De tels systèmes sont souvent appelés radars de pénétration du sol (GPR). Les points critiques pour de telles applications sont liés aux caractéristiques de la propagation du rayonnement électromagnétique dans le sol et à l'interface entre l'air et le sol (fréquence, propriétés du sol, ...).

VI.4.7 Localisations et suivi

Thales UK a mis au point une génération de radars ULB pour suivre une personne et détecter sa respiration. Il utilise la technologie SFCW ULB [31]. Il a une portée de détection dans un espace libre de 50 à 100 m et à 30 m derrière un mur. Ce système de la taille d'une carte peut pénétrer dans un mur de béton d'une épaisseur de 26 cm. Cela fonctionne sur une bande passante de 1,25 GHz



Figure I.25 : FH-ULB radar (gauche) et sa carte radio fréquence.

VI.4.8 Localisation d'objet dans un entrepôt:

Habituellement, dans un magasin industriel, pour localiser un objet spécifique sur une palette spécifique dans un conteneur spécifique, on utilise la technologie d'identification par radiofréquence ou RFID. Mais cette technologie n'est pas fiable dans un environnement multi-chemins, ce qui peut entraîner de mauvaises lectures d'objets, des objets abandonnés et donc de nombreuses erreurs. Il faut également ajouter que cette technologie a une précision relativement faible (moins de 30 cm). La technologie ULB est beaucoup plus robuste dans un environnement complexe. Il existe aujourd'hui un système ULB de localisation commerciale [32], fonctionnant dans la bande L et utilisé dans les hôpitaux (surveillance de personnes) ou dans les industries (suivi d'un objet).

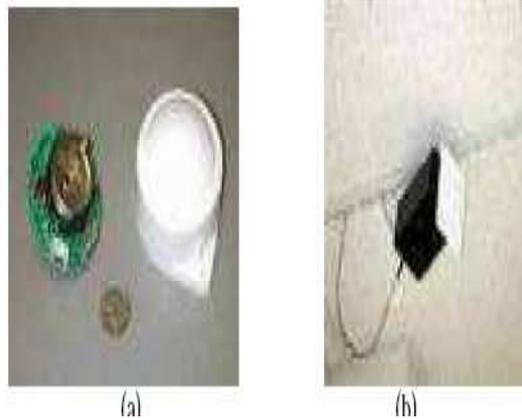


Figure I.26 : Système de localisation ULB, commercialisé (a) émetteur et b) récepteur.

VI.4.9 Localisation de personnes

L'ultra large bande, grâce à sa robustesse vis-à-vis d'un environnement complexe et à sa bande passante très large (résolution spatio-temporelle très fine), permet de localiser et de suivre avec précision les personnes se trouvant à l'intérieur d'un bâtiment de l'ordre d'un mètre (dimension du bâtiment). Ce type de précision est inaccessible aux systèmes basés sur GPS situés à l'intérieur d'un bâtiment.

VI.4.10 Applications biomédicales

Les antennes ULB jouent un rôle très important dans la réalisation de la télémédecine. Les systèmes de transmission sans fil sont de plus en plus utilisés dans les applications biomédicales à l'intérieur et à l'extérieur du corps humain dans les diagnostics médicaux et les suivis thérapeutiques pour diverses applications

. Parmi ces systèmes figurent le stimulateur cardiaque le pacemaker, le défibrillateur implantable [33] et la capsule endoscopique qui fonctionnent dans le corps humain. Les moniteurs de fréquence cardiaque, de tension artérielle, de saturation en oxygène dans le sang, de respiration et de l'électrocardiogramme (ECG) sont des circuits médicaux portables qui fournissent des indications plus réalistes sur l'état de santé du patient en temps réel [34]. Des liaisons sans fil à courte portée connectent ces circuits médicaux non invasifs à un équipement de surveillance et de contrôle, améliorant ainsi le confort et la mobilité des patients et réduisant les coûts d'hospitalisation. La figure 1.22 montre un exemple de système de contrôle ECG: les données du moniteur ECG seront transmises à un système portable personnel (PDA) qui sera automatiquement connecté à un réseau mobile GPRS pour transmettre les signaux à

un serveur connecté à Internet, ce qui permettra au médecin de contrôler et de diagnostiquer ces données [35].

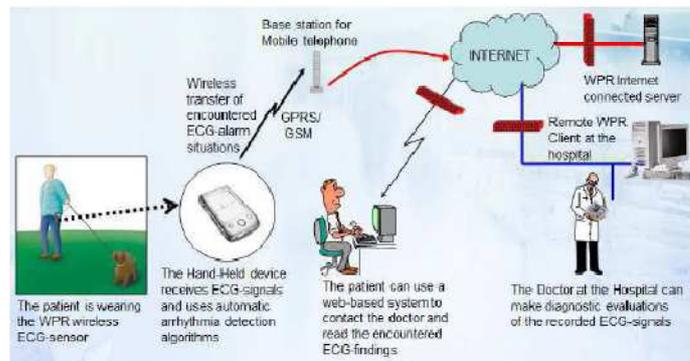


Figure I.27 : Les éléments principaux d'un système sans fil de contrôle de l'ECG.

VII. Conclusion

Dans ce premier chapitre, on a présenté quelques aspects de la technologie ULB en rappelant tout d'abord un bref historique sur l'origine de l'ULB pour situer ce travail dans son contexte historique, les caractéristiques propres à l'ULB comme son occupation spectrale et son fort pouvoir de résolution qui ont permis de placer l'ULB comme un système avec de forts potentiels, ce qui incite les communautés académiques et industrielles à entrevoir plusieurs applications pour cette technologie. Les travaux de réglementation ont donné lieu à de nombreux masques. La technologie ULB est aussi entrevue comme un bon candidat pour le futur car elle peut être combinée avec d'autres technologies de communication, de façon à fournir une solution de communication avec une plus large gamme d'applications et avec des débits favorables.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] L. Bennett and G.F. Ross, "Time domain electromagnetics and its applications", *Proceedings of the IEEE*, vol. 66, no. 3, pp. 299-318, March 1978.
- [2] Federal Communications Commission. First Report and Order. Revision of Part 15 of the Commission's Rules Regarding Ultra-Wideband Transmission Systems. 2002. <http://www.fcc.gov>.
- [3] S. T. Lu, S. P. Mathur, Y. Akyel, and J. C. Lee, "Ultrawide-band electromagnetic pulses induced hypotension in rats.," *Physiology & behavior*, vol. 67, no. 3, pp. 753–61, Sep. 1999.
- [4] C.-C. Chong; F. Watanabe and H. Inamura, "Potential of UWB Technology for the Next Generation Wireless Communications," *IEEE Ninth International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications*, pp. 422-429, 2006.
- [5] B. Denis , j. Keignart , and S.W. Lee . "Impact of nlos propagation upon ranging precision in uwb system". *Proceedings of the IEEE Conference on Ultra Wideband System and Technologies*, pp. 261-264, Reston, VA, Etats-Unis, November 2003.
- [6] FCC, Revision of part 15 of the commission's rules regarding Ultra Wide Band transmission systems, First report and order, and Docket 98-153, FCC 02-03, adopted/released, 14 February / 22 April 2002.
- [7] A. Safarian and P. Heydari, "Silicon-Based RF Front-Ends for Ultra Wideband Radios," *Springer*, 2008
- [8] Electronic Communications Committee (ECC) Report 64, "The protection requirements of radiocommunications systems below 10.6GHz from generic UWB applications," February 2005.
- [9] W. Webb, "Ultra Wideband-The Final Few Regulatory Processes," *IET Seminar on Ultra Wideband Systems, Technologies and Applications*, London, U. K. April, 2006.
- [10] H. Nikoogar and R. Prasad, "Introduction to Ultra Wideband for Wireless Communications," *Springer*, 2009.
- [11] Y. Rahayu; T. Rahman; R. Ngah and P. Hall, "Ultra Wideband Technology and Its Applications," *International Conference on Wireless and Optical Communications Networks (WOCN 2008)*, Surabaya, Indonesia, 5-7 May, 2008.
- [12] K. Siwiak and D. McKeown, "Ultra-Wideband Radio Technology," John Wiley & Sons, Ltd., 2004
- [13] Electronic Communications Committee (ECC) Report 64, "The protection requirements of radiocommunications systems below 10.6GHz from generic UWB applications," February 2005.

- [14] N. Dehaese, M. Battista, R. Vauché, S. Bourdel, J. Gaubert, O. Fourquin, I. Umr, and C. De Saintjérôme, "Low-Power CMOS Energy Detector for Non-coherent Impulse-Radio UWB Receivers," *IEEE International Conference on Ultra-Wideband*, 2010.
- [15] A. R. A. Kumar, A. Dutta, and S. G. Singh, "Noise-cancelled subthreshold UWB LNA for Wireless Sensor Network application," *IEEE International Conference on Ultra-Wideband*, pp. 383–386, Sep. 2012.
- [16] H. Xiel, X. Wang, A. Wang, Z. Wang, C. Zhang, and B. Zhao, "A Fully-Integrated Low-Power 3.1- 10.6GHz UWB LNA in 0.18um CMOS," *IEEE*, pp. 197–200, 2007.
- [17] G. Sapone, G. Palmisano, S. Member, and A. A. Cmos, "A 3 – 10-GHz Low-Power CMOS Low-Noise Amplifier for Ultra-Wideband Communication," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 59, no. 3, pp. 678–686, 2011.
- [18] J.T Conroy, J.L. LoCicero, D.R, Ucci, "Communication techniques using monopulse waveforms", *IEEE proceedings Military communications conference*, vol. 2, pp. 181-185, March 1999.
- [19] X Gu, L. Taylor, "Ultra wideband and its capabilities", *journal BT technology*, vol. 21, no. 3, pp. 56-66, 2003.
- [20] M. Z. Win, R. A. Scholtz, "Impulse radio: How it works", *IEEE communications letters*, vol.2, no.2, pp. 36-38, February 1998.
- [21] S.A. Ghorashi, S.A Allen, M. Ghavami, A. H. "An overview of MB-UWB-OFDM ", *IEE seminar on Ultra wideband technology and system design*", pp. 107-110, July 2004.
- [22] H. Ghannoum. " Etude conjointe antenne/canal pour les communications Ultra Large Bande en présence du corps humain, " *HAL archives-ouvertes*. 2007.
- [23] D. Porcino, W. Hirt, "Ultra-wideband radio technology: potential and challenges ahead", *IEEE communications magazine*, vol.41, no. 7, pp. 66-74, July 2003.
- [24] R. J. Fontana, "Recent system Applications of short-pulse Ultra-wideband (UWB) Technology, *IEEE transactions on Microwave Theory and techniques*, Vol.52, No.9, pp. 2087-2104, September 2004.
- [25] A.G. Yarovoy, L.P; Lighart, "UWB radars: recent technological advances and applications", *IEEE radar conference*, pp. 43-48, April 2007.
- [26] B. Scheers, M. Piette, A Vander Vost, "The detection of AP mines using UWB GPR", Scheers, *Second international conference on Detection of Abandoned Land Mines*, pp. 50-54, October 1998.
- [27] G.P. Pochanin, "Problems and promising lines of development of UWB ground penetrating radiolocation", *IEEE Second International Workshop Ultrawideband and Ultrashort Impulse Signals*, pp. 61-66, September 2004.

- [28] S.P Lohmeier, R. Rajaraman, V.C Ramasami, . "Development of an ultra wideband radar system for vehicle detection at railway crossings", *IEEE conference on ultra wideband systems and technologies*, pp. 207-211, 2002.
- [29] J. Wenger, "Automobile radar-Status and Perspectives", *IEEE Compound Semiconductor Integrated Circuit Symposium*, pp. 21-24, October 2005.
- [30] R. Natalia, "Ultra Wide Band (UWB) and Health Applications," *IREAN Research Workshop*, Virginia Tech, 2005.
- [31] X. Zhao, "Détection et localisation de cibles derrière un mur avec un système radar ULB," *HAL archives-ouvertes*. 2013.
- [32] R.J. Fontana, E. Richley, J. Barney, "Commercialization of an ultra wideband precision asset location system", *IEEE conference on ultra wideband systems and technologies*, pp. 369-373, March 2003.
- [33] E.M. Staderini, "UWB Radars in Medicine," *IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine*, vol.17, no.1, pp. 13-18. 2002.
- [34] K. Hung, Y.T. Zhang, and B. Tai, "Wearable medical devices for tele-home healthcare," *Engineering in Medicine and Biology Society, IEMBS. 26th Annual International Conference of the IEEE*, vol. 2, pp. 5384 - 5387, 1-5 Sept 2004.
- [35] R. Fensli, E. Gunnarson, and T. Gundersen, "A wearable ECG-recording system for continuous arrhythmia monitoring in a wireless tele-home-care situation," *Computer-Based Medical Systems, Proceedings. 18th IEEE Symposium on*, pp. 407-412, 23-24 June 2005.

*CHAPITRE II : Théorie et état de l'art des
antennes ULB*

I. INTRODUCTION

Face à un spectre fréquentiel de plus en plus encombré et des demandes en débit de plus en plus fortes de la part des utilisateurs, la technologie ULB a connu un engouement certain ces dernières années. Le nombre de publications (plusieurs centaines sur les antennes ULB) montre à quel point les antennes ont relevé le défi de la conception d'antennes pour les communications ULB.

Les « antennistes » n'ont pas attendu la décision de la FCC de concevoir des antennes fonctionnant sur une bande très large, en particulier pour les applications suivantes: normalisation de la mesure du champ d'impulsions, armes et contre-mesures RF, radars d'études géologiques, les réseaux sans fil personnels (Wireless Personal Area Network WPAN), ou imagerie médicale. Cet état de l'art se concentre volontairement sur les antennes ULB dédiées aux applications de communication de proximité, excluant de fait les autres applications de la technologie ULB et les communications militaires à moyenne portée. Une antenne peut être décrite comme un capteur qui convertit l'énergie électromagnétique guidée d'une ligne de transmission en énergie électromagnétique rayonnée. En général, cette définition est utilisée pour les antennes à bande étroite et à large bande, mais une définition plus spécifique pour une antenne à bande ultra large (ULB) est un élément rayonnant dont les caractéristiques souhaitées restent inchangées sur une large bande de fréquence. Ces caractéristiques comprennent la largeur de bande d'impédance, le diagramme de rayonnement et la stabilité du centre de phase. Ce type d'antenne nécessite une bonne transition d'adaptation vers l'espace afin d'éviter la réflexion d'énergie. Une caractéristique remarquable d'une antenne ULB est qu'elle possède une capacité non dispersive.

II. GENERALITES SUR LES ANTENNES

II.1 Définition de l'antenne

L'une des définitions les plus justes d'une antenne est donnée dans la norme IEEE des définitions des termes pour les antennes. D'après cette norme, une antenne est définie comme moyen de rayonner ou recevoir les ondes radio [1], ils sont une partie essentielle de n'importe quel système sans fil. En d'autres termes, une antenne peut se voir comme un convertisseur d'ondes électromagnétiques en émission (convertissant les ondes d'un guide dans l'espace libre) ou en réception (convertissant les ondes de l'espace libre dans un guide). Une antenne

CHAPITRE II : Théorie et état de l'art des antennes ULB

est donc un lien bijectif des ondes électromagnétiques entre l'espace libre et un guide, comme représenté sur la figure II.1.

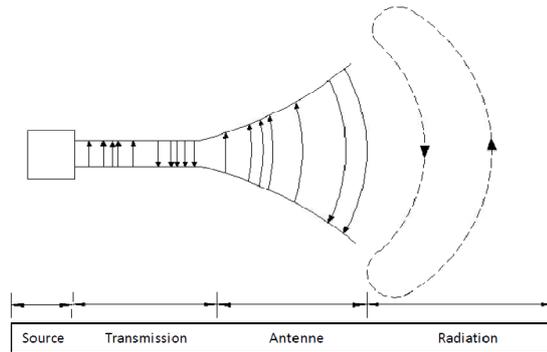


Figure II.1 : Schéma d'un radiateur d'ondes électromagnétiques - Antenne émettrice.

Une antenne est habituellement exigée dans un système sans fil avancé, pour optimiser ou accentuer l'énergie de rayonnement dans certaines directions et pour la supprimer dans d'autres à certaines fréquences. Ainsi l'antenne doit également servir de directionnel en plus de dispositif de transition. Elle doit prendre diverses formes, pour répondre à l'exigence particulière. En conséquence, Il existe de nombreux types d'antennes (filaire, cornet, microruban, à résonateur diélectrique, un ensemble d'éléments (réseau) ...etc.). Il est important d'avoir une connaissance globale de leur fonctionnement lors du choix d'un dispositif rayonnant. La compréhension de ce fonctionnement aidera, d'une part à utiliser l'antenne au mieux de ses performances et d'autre part, à en réaliser une conception optimale.

II.2 Paramètres caractéristiques d'une antenne

Une antenne est un dispositif permettant de convertir l'énergie électrique en énergie électromagnétique en émission ou en réception. De nombreux paramètres sont utilisés pour décrire les caractéristiques et les performances des antennes tels que l'impédance d'entrée, le coefficient de réflexion, la directivité, le gain, l'efficacité ainsi que les diagrammes de rayonnement.

L'antenne a plusieurs rôles dont les principaux sont les suivants :

- Permettre une adaptation correcte entre l'équipement radioélectrique et le milieu de propagation.
- Accentuer l'énergie de rayonnement dans certaines directions
- Transmettre le plus fidèlement possible une information.

CHAPITRE II : Théorie et état de l'art des antennes ULB

Par ailleurs, afin de décrire les caractéristiques et les performances des antennes, divers paramètres sont utilisés [2,3]. Ces paramètres sont classés en deux groupes. Le premier groupe caractérise l'antenne comme un élément de circuit électrique (Z_{in} et S_{11}) et le second groupe s'intéresse à ses propriétés de rayonnement, tel que le diagramme de rayonnement, la directivité et le gain. Enfin, précisons que la notion de puissance (absorbée ou rayonnée) joue un rôle important dans l'étude des antennes. La partie suivante récapitule les principales caractéristiques des antennes.

II.2.1 Impédance

On appelle impédance d'entrée de l'antenne l'impédance vue à l'entrée de ce composant. Une antenne est caractérisée par son impédance Z_a composée d'une partie réelle R_a et d'une partie imaginaire X_a . L'impédance est donnée par l'expression :

$$Z_a = R_a + jX_a \quad (\text{II-1})$$

La partie réelle représente un terme de dissipation. Il est lié, d'une part à la puissance rayonnée et d'autre part, à la puissance perdue par effet Joule. La partie réelle est constituée de la résistance de rayonnement R_r et de la résistance de pertes R_l et dont l'expression est donnée par la relation (II.2). L'énergie dissipée par R_r correspond à l'énergie rayonnée par l'antenne. L'énergie dissipée par R_l correspond aux pertes de conduction, aux pertes diélectriques et aux pertes d'onde de surface de l'antenne.

$$R_a = R_r + R_l \quad (\text{II-2})$$

La réactance X_a est liée à la puissance réactive stockée et concentrée au voisinage de l'antenne [4].

L'impédance de l'antenne est influencée par les objets environnants, en particulier par des objets ou des plans métalliques proches ou par d'autres antennes. Dans ce dernier cas, on parle d'impédances mutuelles entre éléments rayonnants.

II.2.2. L'adaptation

L'adaptation est un processus qui permet à l'antenne, en émission par exemple, d'accepter le maximum de la puissance fournie par le générateur. Il est généralement caractérisé par le paramètre S_{11} qui est le rapport entre l'onde incidente (P_{inc}) appliquée à l'entrée de l'antenne et l'onde réfléchie (P_{ref}) vers la source. Ce paramètre permet de caractériser l'adaptation de

l'antenne jugée satisfaisante à partir généralement d'une valeur de -10 dB. Les expressions (II-3) et (II-4) expriment la valeur de S_{11} en linéaire et en dB.

$$|S_{11}|^2 = \frac{P_{ref}}{P_{inc}} \quad (\text{II-3})$$

$$S_{11}(dB) = 10 \log \frac{P_{ref}}{P_{inc}} \quad (\text{II-4})$$

II.2.3. Le coefficient de qualité

D'un point de vue électrique, une antenne peut être vue comme un circuit résonnant RLC. La largeur de bande B_p est liée au facteur de qualité Q du circuit RLC à la fréquence de résonance f_r . Le facteur de qualité représente la quantité de résistance présente lors de la résonance. Le coefficient de qualité d'un circuit résonant est défini comme étant égal à 2π multiplié par le rapport d'énergie stockée divisé par l'énergie perdue.

$$Q = \frac{f_r}{B_p} = 2\pi \frac{\text{énergie stockée}}{\text{énergie rayonnée et dissipée}} \quad (\text{II-5})$$

Un fort coefficient de qualité implique un rayonnement très efficace de l'antenne sur une bande de fréquences très étroite, ce qui limite les interférences hors bande.

Un faible coefficient de qualité indique un fonctionnement large bande de l'antenne et donc une possible collecte du bruit présent dans la bande, dégradant ainsi le rapport signal sur bruit en réception.

II.2.4. Largeur de bande de fréquence

La bande passante fréquentielle (Frequency bandwidth BW) désigne, en respectant certaines caractéristiques, la gamme de fréquences dans laquelle la performance de l'antenne est conforme à une norme indiquée. La bande passante elle-même représentant la gamme de fréquence (de part et d'autre de la fréquence centrale) où les caractéristiques de l'antenne approchent celles de la fréquence centrale.

Communément dans les communications sans fil, l'antenne doit absolument fournir un coefficient de réflexion S_{11} plus bas que -10 dB sur sa bande passante de fréquences.

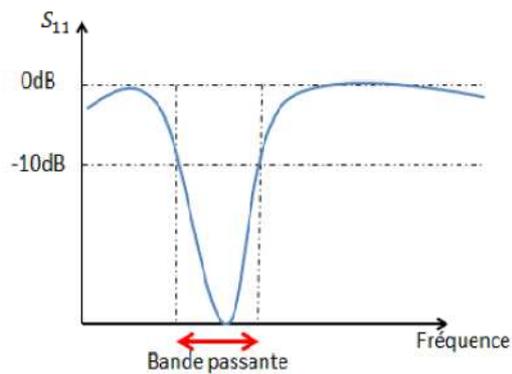


Figure II.2: Bande passante et coefficient de réflexion.

Il existe deux manières d'exprimer la bande passante fréquentielle : soit par la largeur de bande absolue ou absolute bandwidth (ABW) ou largeur de bande partielle ou fractional bandwidth (FBW). Si f_H et f_L indiquent la borne supérieure et la borne inférieure de la largeur de bande d'antenne, respectivement; alors la ABW est définie comme la différence des deux bornes et la FBW est définie comme le pourcentage de la différence de fréquence sur la fréquence centrale, comme donné dans l'équation II-6 et II-7, respectivement.

$$ABW = f_H - f_L \quad (\text{II-6})$$

$$FBW = 2 \frac{f_H - f_L}{f_H + f_L} \quad (\text{II-7})$$

La largeur de bande, pour les antennes large bande peut également être exprimée, comme le rapport de la fréquence la plus haute à celle la plus basse, où la performance de l'antenne est acceptable, comme donné à l'équation II-8.

$$BW = \frac{f_H}{f_L} \quad (\text{II-8})$$

II.2.5. Angle d'ouverture d'une antenne

L'angle d'ouverture d'une antenne est l'angle de direction pour lequel la puissance rayonnée est la moitié (-3dB) de la puissance rayonnée dans la direction la plus favorable.

II.2.6. Efficacité

L'efficacité de l'antenne tient compte des pertes ohmiques de l'antenne dans le matériel diélectrique et les pertes de réflexion sur les bornes d'entrée. L'efficacité de réflexion, ou l'efficacité de désadaptation d'impédance, est directement liée au paramètre $S_{11}(\Gamma)$. Elle est donnée par e_r et est définie par:

$$e_r = (1 - |\Gamma|^2) \quad (\text{II-9})$$

L'efficacité du rayonnement tient compte de l'efficacité de la conduction et de l'efficacité diélectrique. Elle est généralement déterminée expérimentalement avec plusieurs mesures dans une chambre anéchoïque. L'efficacité du rayonnement est déterminée par le rapport de la puissance rayonnée, P_{rad} à la puissance d'entrée aux bornes de l'antenne, P_{in} :

$$e_{\text{rad}} = \frac{P_{\text{rad}}}{P_{\text{in}}} \quad (\text{II-10})$$

L'efficacité de la réflexion et l'efficacité du rayonnement sont prises en compte pour définir l'efficacité totale de l'antenne. Elle est le produit de l'efficacité du rayonnement et de la réflexion. Les valeurs raisonnables de l'efficacité totale de l'antenne se situent dans la plage de 60 à 90%, bien que plusieurs antennes commerciales ne soient que de 50 à 60%, en raison de matériaux diélectriques à pertes peu coûteux tels que le FR4 [1].

II.2.7 Directivité et gain

La directivité désigne le rapport (de puissance) entre la puissance émise dans la direction maximum sur toute sa distribution spatiale. Nous affirmons donc qu'une antenne hautement directive a une faible ouverture de rayonnement et une antenne faiblement directive a une large ouverture de rayonnement. La directivité D_0 peut également être considérée comme le rapport de l'intensité du rayonnement U dans une direction donnée de l'antenne sur celle d'une source isotrope. Pour une source isotrope, l'intensité du rayonnement U_0 est égale à la puissance rayonnée totale P_{rad} divisée par 4π . Ainsi, la directivité peut être donnée par:

$$D = \frac{U}{U_0} = \frac{4\pi U}{P_{\text{rad}}} \quad (\text{II-11})$$

Si elle n'est pas spécifiée, la directivité d'antenne implique sa valeur maximum, c.-à-d D_0 .

CHAPITRE II : Théorie et état de l'art des antennes ULB

$$D_0 = \frac{U_{max}}{U_0} = \frac{4\pi U_{max}}{P_{rad}} \quad (\text{II-12})$$

Le gain signifie le rapport de la puissance émise par une antenne dans une direction donnée sur la puissance maximale rayonnée par une antenne de référence ayant la même alimentation. L'antenne isotrope est souvent utilisée comme antenne de référence: elle s'appelle dBi. Souvent, il s'agit aussi de la puissance rayonnée dans la direction principale. Le gain d'antenne est défini par:

$$G = e_{rad}D = \frac{4\pi U}{P_{in}} \quad (\text{II-13})$$

De même, le gain maximum G_0 est relié la directivité maximum D_0 par:

$$G = e_{rad}D_0 \quad (\text{II-14})$$

Une antenne à faible gain a tendance à être omnidirectionnelle, tandis qu'une antenne à fort gain a tendance à être plus directive et émet une grande partie de sa puissance dans certaines directions.

Le gain maximal d'une antenne est particulièrement important pour les applications ULB car les organismes de normalisation de chaque pays ont tendance à limiter les niveaux de puissance des émetteurs ULB afin d'éviter les interférences avec les services à bande étroite exploités dans les mêmes bandes.

II.2.8 La puissance isotopique rayonnée effective

La puissance isotopique effective rayonnée (PIRE) ou effective isotropically radiated power (EIRP) d'un émetteur (y compris l'antenne) est la puissance apparente transmise vers la direction du gain maximum de l'antenne, en supposant que l'antenne est isotrope. Ainsi, la PIRE est donnée par le produit du gain maximal de l'antenne et de la puissance de l'émetteur (en réalité, l'antenne réelle ne rayonne pas de manière isotrope et la PIRE n'est donc qu'une mesure théorique de l'énergie). L'organisme de réglementation limitera la PIRE pour une bande de spectre particulière, parce qu'il donne une bonne indication de la possibilité d'interférence aux services pour des fréquences semblables [1]. La PIRE de l'émetteur étant directement proportionnelle au gain maximal de l'antenne, il convient de prendre des mesures pour assurer ce gain. Il est donc souhaitable qu'une antenne ULB ait un rendement élevé mais un gain maximal relativement faible. Ceci suggère la nécessité d'un diagramme de rayonnement omnidirectionnel du champ éloigné approprié.

II.2.9 Diagramme de rayonnement

Le *diagramme de rayonnement* ou *diagramme d'antenne* décrit la force relative du champ rayonné dans diverses directions de l'antenne, à une distance constante. Le modèle de rayonnement est aussi un modèle de réception puisqu'il décrit également les propriétés de réception de l'antenne. Le modèle de rayonnement est tridimensionnel, mais habituellement les modèles de rayonnement mesurés sont une tranche bidimensionnelle du modèle tridimensionnel.

Dans la pratique, le modèle à trois dimensions est parfois nécessaire et peut être construit en une série de modèles à deux dimensions. Pour la plupart des applications pratiques, quelques graphiques du diagramme en fonction de φ pour certaines valeurs particulières de la fréquence, ainsi que quelques graphiques en fonction de la fréquence pour certaines valeurs particulières de θ fourniront la plupart des informations utiles nécessaires, où θ et φ sont les deux axes dans un système en coordonnées sphériques. Le rendement des antennes à polarisation linéaire est habituellement décrit en termes des deux plans E et H. Le plan E est défini comme étant le plan contenant le vecteur champ électrique et la direction du rayonnement maximal tandis que le plan H est défini comme étant le plan contenant le vecteur champ magnétique et la direction du rayonnement maximal [1].

Il existe trois modèles de rayonnement couramment utilisés pour décrire la propriété du rayonnement d'une antenne:

- *Isotrope* – Une antenne hypothétique sans perte avec un rayonnement égal dans toutes les directions. Il n'est valable que pour une antenne idéale et est souvent utilisé comme référence pour exprimer les propriétés pratiques des antennes.
- *Directionnel* – Une antenne qui a la propriété de rayonner ou de recevoir des ondes électromagnétiques de manière plus efficace dans certaines directions que dans d'autres. Ceci est généralement applicable à une antenne dont la directivité maximale est significativement supérieure à celle d'un dipôle demi-onde.
- *Omnidirectionnel* – Une antenne ayant un modèle non-directionnel essentiellement dans un plan donné et un modèle directionnel dans n'importe quel plan orthogonal.

Les diagrammes de rayonnement sont normalisés par rapport à une antenne isotrope, de sorte que les valeurs de la directivité et le gain sont donnés en dBi. La figure II.3 représente la distribution de l'énergie rayonnée dans l'espace en trois types d'antennes.

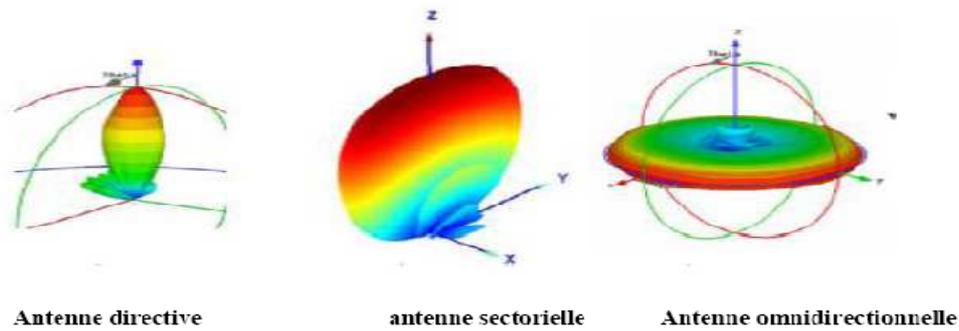


Figure II.3: Répartitions possibles de l'énergie rayonnée dans l'espace par les antennes.

II.2.10 Polarisation

La polarisation est définie comme étant l'orientation du champ électrique d'une onde électromagnétique. La polarisation est en général décrite par une ellipse. La polarisation linéaire et la polarisation circulaire sont deux cas spéciaux de polarisation elliptique. La polarisation initiale d'une onde radio est déterminée par l'antenne.

L'onde rayonnée peut être représentée par une onde plane dont l'intensité du champ électrique est la même que celle de l'onde et dont la direction de propagation est la direction principale de l'antenne [1]. Une polarisation peut être linéaire, circulaire ou elliptique, comme représenté sur la figure II.4.

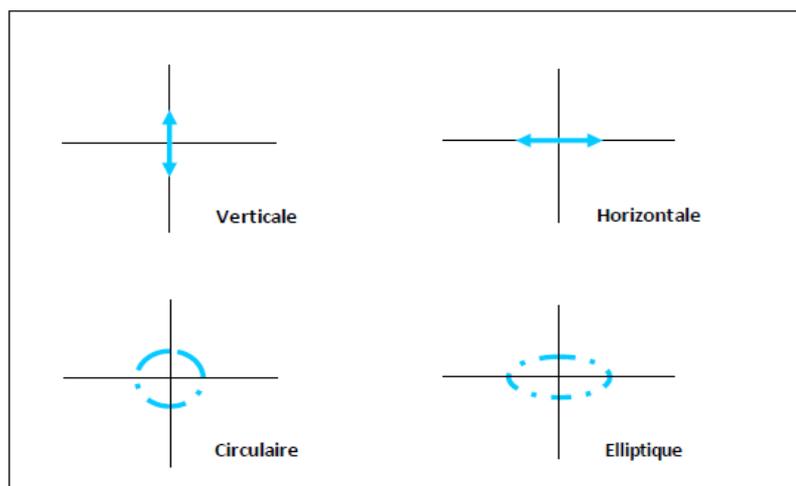


Figure II.4 : Exemple de polarisation.

III. CLASSIFICATION DES ANTENNES ULB

Les antennes ULB peuvent être réparties en différentes classes différentes, selon leurs formes et leurs spécificités. Toutes ces antennes possèdent des caractéristiques d'adaptation sur de très larges bandes de fréquences.

III.1 Antennes indépendantes de la fréquence

Les antennes indépendantes de la fréquence sont connues depuis longtemps et ont été définies par Rumsey en 1957 [5]. Les AIF sont des antennes dont la géométrie est définie uniquement par des angles. Les performances de l'antenne (diagramme de rayonnement, impédance d'entrée) sont indépendantes de la fréquence. Pour ce type d'antenne, si l'on multiplie toutes les dimensions de l'antenne par un facteur α , les performances de l'antenne restent inchangées, seule la fréquence de travail augmente du même facteur α .

L'expression générale de leur forme géométrique peut se présenter sous la forme suivante:

$$r = e^{a(\varphi+\varphi_0)}F(\theta) \quad (\text{II-15})$$

Où r , θ , et φ sont les coordonnées sphériques, a et φ_0 deux constantes et F une fonction ne dépendant que de θ .

III.1.1 Les antennes spirales

Ces antennes ont été décrites par Dyson en 1959 [6]. Il existe trois types de spirales: spirale équiangulaire (spirale logarithmique), spirale conique et la spirale de type Archimède.

III.1.1.1 Antenne à spirale logarithmique

L'antenne spirale équiangulaire ou logarithmique fait partie des antennes indépendantes de la fréquence, puisqu'elle peut être définie uniquement par ses angles. Son équation en coordonnées polaires (ρ , θ) peut s'écrire sous la forme:

$$\rho = ke^{a\theta} \quad (\text{II-16})$$

Avec k le rayon vecteur à l'origine et a le coefficient réglant l'expansion de la spirale.

CHAPITRE II : Théorie et état de l'art des antennes ULB

Pour que l'antenne ait une impédance constante, sur toute la gamme de fréquences, il faut que la largeur de la partie rayonnante de l'antenne demeure proportionnelle à la longueur des brins. De plus, si on souhaite que l'antenne garde une structure symétrique, l'antenne doit être constituée de deux brins identiques, chacun de ces brins formant deux spirales de même centre. L'antenne spirale logarithmique est donc régie par 4 équations, deux pour chaque conducteur:

Le premier conducteur a pour équation:

$$\rho_1 = ke^{a\theta} \quad (\text{II-17})$$

$$\rho_2 = ke^{a(\theta-\delta)} = k\rho_1 \quad (\text{II-18})$$

$$\text{Ou } k = e^{-a\delta} = \frac{\rho_1}{\rho_2} < 1 \quad (\text{II-19})$$

Le second conducteur a pour équation

$$\rho_3 = ke^{a(\theta-\pi)} \quad (\text{II-20})$$

$$\rho_4 = ke^{a(\theta-\pi-\delta)} = k\rho_3 \quad (\text{II-21})$$

Du fait de la géométrie de la structure, la polarisation du signal rayonné est circulaire. Aux fréquences où la longueur des conducteurs est très petite par rapport à la longueur d'onde, la polarisation est linéaire. Si la fréquence augmente (longueur des brins augmente), la polarisation du champ devient elliptique puis circulaire. La figure II.5 (a) montre une représentation pratique de l'antenne logarithmique.

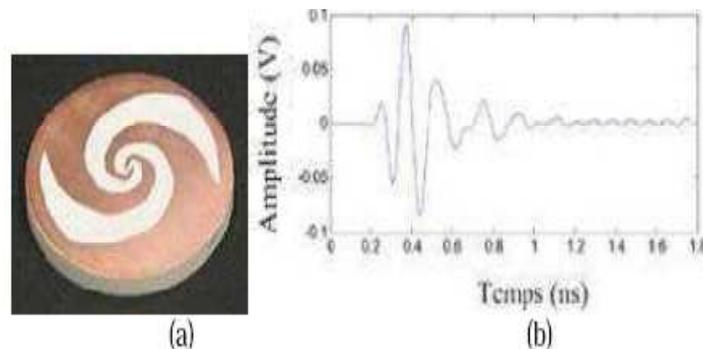


Figure II.5: (a) Antenne spirale logarithmique (b) Impulsion rayonnée par l'antenne spirale logarithmique dans le plan E.

Théoriquement, elle possède une bande passante infinie, mais l'antenne logarithmique spirale couvre une largeur de bande de quelques octaves car ses dimensions géométriques sont finies.

CHAPITRE II : Théorie et état de l'art des antennes ULB

L'adaptation pour la haute fréquence est limitée par l'espace entre les deux conducteurs (espaces relativement petits par rapport à la longueur d'onde). Par exemple, pour un ROS < 2 , une largeur de bande de 0,4 à 3,8 GHz peut être atteinte [7].

Cette antenne est acheminée au milieu de la structure de sorte que les deux conducteurs soient en opposition de phase. Les doublets ainsi produits dans l'ensemble de la structure créent des champs maximaux dans les directions normales au niveau du plan de l'antenne, ce qui implique que la spirale logarithmique présente un rayonnement bidirectionnel avec un gain de 4 dBi.

En outre, plus la fréquence est basse, plus la spirale impliquée dans le rayonnement est éloignée de l'alimentation, donc du centre de l'antenne, et inversement, plus la fréquence est élevée, plus le nombre de parties impliquées dans le rayonnement est important et proche du centre de l'antenne. Ce comportement caractéristique des antennes indépendantes de la fréquence, montre que le centre de phase varie en fonction de la fréquence et que cette antenne est donc dispersive.

III.1.1.2 Antenne spirale conique

Cette antenne est une forme dérivée de la précédente [8]: En effet, il suffit, pour la réaliser, d'imprimer les spirales sur un cône en matériau diélectrique servant de support pour le dessin.

L'antenne spirale conique est régie par un ensemble d'équations:

$$\rho = \rho_1 e^{\rho b} \quad (\text{II-22})$$

$$\text{avec } b = \frac{\sin \theta_0}{\tan \alpha} \quad (\text{II-23})$$

$$h = \frac{\rho_2}{\tan \alpha} \quad (\text{II-24})$$

$$t = \frac{\ln\left(\frac{\rho_2}{\rho_1}\right)}{2\pi \sin \theta_0} \quad (\text{II-25})$$

Où α est l'angle d'enroulement, t le nombre de tours, h la hauteur du cône et θ_0 l'angle du demi-cône. ρ_1 et ρ_2 constituent respectivement le rayon du sommet et de la base.

La polarisation du champ électrique est circulaire pour un demi angle du cône inférieur à 60° . Si l'angle est supérieur à 60° , la polarisation devient elliptique. La figure II.6 illustre l'antenne spirale conique.



Figure II.6: Antenne spirale conique.

L'antenne possède théoriquement une bande passante infinie, mais en pratique, en raison de ses dimensions finies, elle couvre une bande passante de quelques octaves. La bande passante n'est limitée que par les dimensions des rayons extérieurs de la spirale. Réciproquement à l'antenne précédente qui avait un rayonnement bidirectionnel, cette antenne a un rayonnement unidirectionnel, le maximum du champ étant orienté le long de l'axe du cône.

A chaque fréquence, seule une partie des brins de l'antenne rayonne. La distance jusqu'à l'alimentation de ces brins correspond à une longueur d'onde, ce qui montre que le centre de phase de cette antenne n'est pas constant en fonction de la fréquence, et par conséquent cette antenne est dispersive, mais que l'antenne est à trois dimensions, le centre de phase variera très fortement le long de l'axe du cône; par conséquent, cette antenne sera plus dispersive que l'antenne logarithmique, comme le montre la figure II.7 où l'antenne a été excitée par la première dérivée du gaussien.

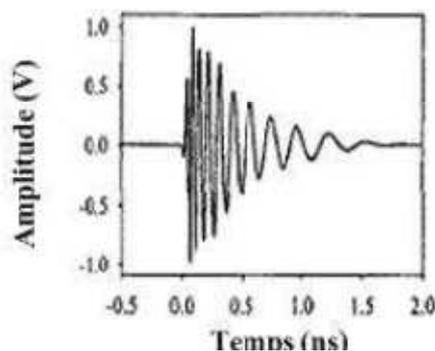


Figure II.7: Impulsion rayonnée par la spirale conique dans le plan E [9].

III.1.1.3 Antenne à spirale d'Archimède

L'antenne en spirale d'Archimède (voir la Figure II.8 (a)) présente ainsi de très bonnes adaptations en bande de fréquence. En effet, lorsque la géométrie de l'antenne est auto-

complémentaire, c'est-à-dire que la largeur des pistes est égale à l'espace entre les pistes, l'impédance d'entrée de l'antenne est égale à 200Ω sur une large plage de fréquences. La géométrie est directement liée par rapport aux fréquences inférieure et supérieure de la bande de fréquence de l'antenne. La limite inférieure est inversement proportionnelle au diamètre D de l'antenne, tandis que la limite supérieure est inversement proportionnelle au petit diamètre d . Pour les besoins de mesure, la gamme de fréquences souhaitée est multipliée par 2 (de 0,8 GHz à 1,2 GHz). Le diamètre de l'antenne est donc également divisé par 2. L'alimentation de cette antenne se fait en son centre par un signal symétrique, c'est-à-dire que les deux bras de l'antenne sont alimentés en opposition de phase. En combinant une alimentation symétrique à une géométrie symétrique, on obtient sur la surface de l'antenne une distribution du courant symétrique par rapport au centre de la spirale (voir Figure II.8 (b)). En tout point de l'antenne, la valeur du courant est identique à celle au point symétrique par rapport au centre. [10].

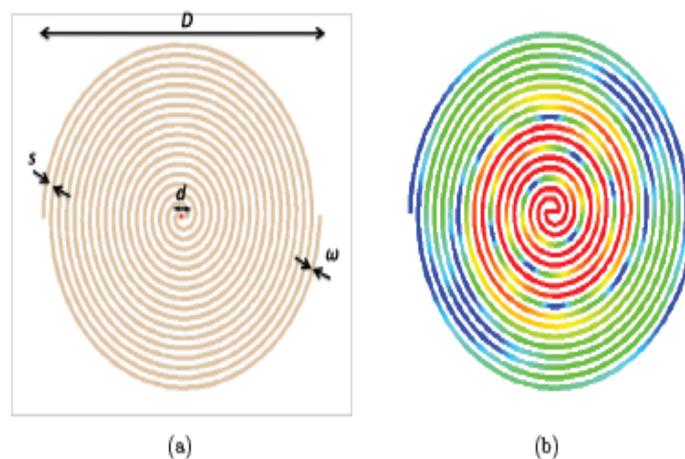


Figure II.8 : Antenne spirale d'Archimède : (a) géométrie et (b) distribution du courant à 1.1GHz.

III.2 Antenne log-périodique

L'antenne log-périodique [11] est très utilisée en télécommunication, pour son bon comportement à la fois en émission et en réception. Elle peut être vue comme un réseau de dipôles rayonnant à $\lambda/4$ dont l'agencement et la taille sont ordonnés selon une loi logarithmique. L'antenne log-périodique réunit trois principes de base de conception. Le premier est le concept de "l'angle" qui est une approche de conception où la géométrie de la structure d'antenne est décrite complètement par des angles plutôt que des longueurs telle qu'une antenne biconique infinie. Le deuxième principe se sert du fait que l'impédance

d'entrée d'une antenne identique à son complément est indépendante de la fréquence. Le troisième principe est utilisé pour concevoir une antenne telle que ses propriétés électriques se répètent périodiquement avec le logarithme de la fréquence. [12].

III.2.1 Antenne log-périodique circulaire

La structure de l'antenne log-périodique est montrée dans la figure II.9.

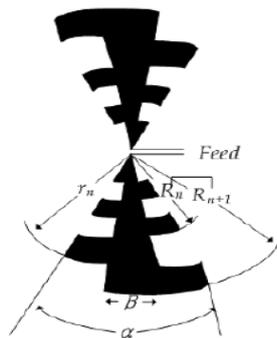


Figure II.9: Antenne log-périodique circulaire.

Cette antenne de forme circulaire est déterminée par les relations suivantes :

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

Cette antenne peut avoir une bande passante de plusieurs octaves. La basse fréquence d'adaptation est fixée par la dimension de la dent la plus longue ($1/4$ à cette fréquence) et la haute fréquence d'adaptation est reliée à la dent de plus petite dimension. La conséquence immédiate en est que l'antenne est dispersive, comme pour les autres antennes indépendantes de la fréquence.

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

III.2.2. Antenne log périodique de forme trapézoïdale

L'antenne log périodique de forme trapézoïdale est un autre exemple d'antenne log-périodique. Cette antenne se déduit aisément de la précédente. Une représentation de l'antenne trapézoïdale est présentée sur la figure II.10:

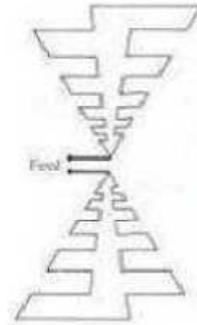


Figure II.10: Antenne log-périodique de forme trapézoïdale.

Cette antenne étant plus facile à fabriquer que la précédente, elle est plus couramment utilisée que l'antenne circulaire. Elle présente exactement les mêmes caractéristiques: diagramme de rayonnement bidirectionnel, largeur de bande de plusieurs octaves, antenne dispersive.

Dans les paragraphes suivants, nous étudierons les comportements d'antennes ayant naturellement une très grande largeur de bande, par exemple des antennes biconiques. Deux grandes familles d'antennes ULB seront décrites: les antennes omnidirectionnelles et les antennes directives.

IV. Les antennes élémentaires

IV.1.1 Antenne biconique

Les antennes biconiques ont été imaginées en 1943 par Schelkunoff [13]. Le concept de l'antenne biconique est basé sur le fait qu'un dipôle construit avec un fil épais offre une plus grande largeur de bande que s'il était construit avec un fil fin. Ce concept peut être étendu pour obtenir une bande passante encore plus grande en utilisant des pilotes évasés. La structure biconique représentée à la figure II-9 est ainsi formée. L'antenne biconique peut être analysée comme si la ligne de transmission biconique de l'antenne était évasée à l'infini.

CHAPITRE II : Théorie et état de l'art des antennes ULB

L'antenne infinie biconique sert de guide pour une onde sphérique. On peut montrer qu'il n'y a qu'un seul mode TEM pour une antenne biconique infinie.

La tension entre deux points symétriques sur chaque cône à une distance r de l'origine est donnée par :

$$V(r) = 2\eta H_0 e^{-jkr} \ln\left(\cot \frac{\theta_k}{2}\right) \quad (\text{II-26})$$

De même, le courant à la surface des cônes peut s'écrire à une distance r de l'origine :

$$I(r) = 2\pi H_0 e^{-jkr} \quad (\text{II-27})$$

D'où l'on déduit l'impédance caractéristique de la ligne de transmission et donc de l'impédance d'entrée d'une antenne biconique.

$$Z_{in} = Z_C = 120 \left(\cot \frac{\theta_k}{2}\right) \quad (\text{II-28})$$

Où θ_k est l'angle du cône, comme le montre la figure II.11, et Z_C est l'impédance caractéristique de l'antenne ce qui est dans ce cas-ci égale à l'impédance d'entrée. L'impédance d'entrée est purement réelle dans le cas d'une antenne biconique infinie.

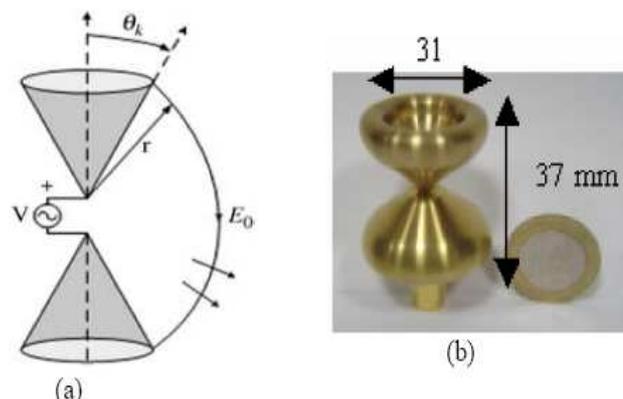


Figure II.11 : (a) Géométrie de l'antenne biconique,
(b) Exemple de réalisation pratique.

Dans la pratique, la taille est tronquée, ce qui introduit des réflexions et l'impédance d'entrée n'est plus purement réelle. Alors dans ce cas l'antenne peut être considérée comme un guide d'onde se terminant par une charge. Cette discontinuité introduit d'autres modes supérieurs, ce qui introduit une partie réactive à l'impédance d'entrée et augmente le coefficient de réflexion et donc une diminution de la bande passante par rapport au cas infini. Les antennes donnent une largeur de bande varie entre 120 et 150%, sachant que la fréquence basse est fixée par la hauteur oblique des cônes ($f_b \approx \lambda / 4$).

Le diagramme de rayonnement est omnidirectionnel avec un gain typique de l'ordre 4 dB, perpendiculaire à l'axe des cônes et nul le long de cet axe.

IV.1.2 Antenne discône

Une autre dérivation de l'antenne biconique infinie est l'antenne discône [14]. C'est une antenne biconique pour laquelle l'un des cônes est remplacé par un plan de masse infini ou de dimensions pouvant être considérées comme telles par rapport à la longueur d'onde de la fréquence la plus basse. Ce plan de masse a généralement une forme circulaire ou rectangulaire, ce qui signifie que toute la structure de l'antenne est constituée d'un disque et d'un cône. . Une représentation graphique est présentée à la figure II.12.

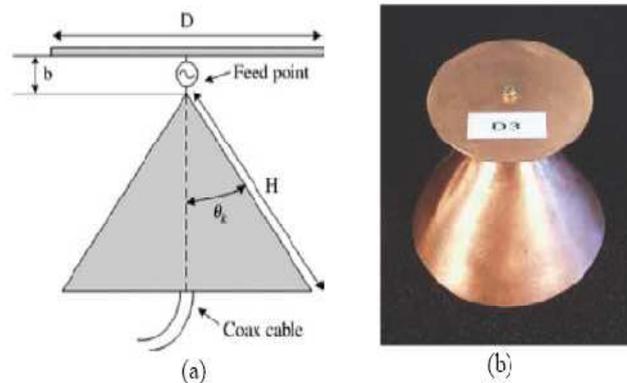


Figure II.12 : (a) Paramètres de l'antenne discône,
(b) Exemple de réalisation pratique.

L'antenne conserve certaines caractéristiques de l'antenne biconique, mais le remplacement du deuxième cône par un plan de masse lui donne des caractéristiques intéressantes, son impédance d'entrée sera divisée par deux par rapport à l'antenne biconique.

Les paramètres régissant la structure sont la dimension du plan de sol D et l'espacement entre le plan de masse et le cône b . Les dimensions du plan de masse doivent être optimisées car elles influent à la fois le diagramme de rayonnement et la bande passante de l'antenne [15]. D'autre paramètre important affecte la bande passante est l'écart entre le plan de masse et le disque qui doit être optimisé.

L'antenne est alimentée par un câble coaxial dont le point chaud est connecté directement au sommet du cône et dont la tresse est reliée au plan de masse circulaire [16]. La bande passante

résultante est supérieure à 150% parce que le plan de masse agit principalement sur les diagrammes de rayonnement et sur l'adaptation en hautes fréquences. L'antenne à un diagramme de rayonnement omnidirectionnel dans le plan horizontal, et son gain est légèrement plus élevé que celui d'une antenne biconique finie du fait de l'utilisation d'un plan de masse fini.

IV.1.3 Antenne papillon

Il s'agit de la version planaire de l'antenne biconique. L'antenne papillon est une structure symétrique, pour laquelle les courants sont concentrés principalement sur les bords. Elle présente une bande passante d'adaptation d'environ une octave, plus faible que celle de l'antenne biconique, parce que les courants extérieurs sont principalement concentrés sur les bords de l'élément imprimé et ainsi la largeur de bande d'antenne est limitée [17]. De plus, elle possède un rayonnement de type dipôle, omnidirectionnel dans le plan H. Le niveau de gain se situe entre 0 et 3dB. Cette antenne est définie par deux principaux paramètres et un troisième, déduit très facilement dans le cas d'une structure totalement symétrique (figure II-11):

- α est l'angle d'évasion pour une antenne papillon formée par deux triangles;
- H est la hauteur des triangles;
- L est la longueur des cotés égaux du triangle isocèle;

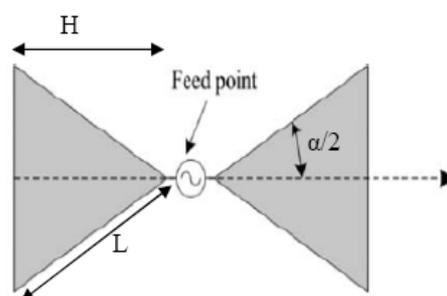


Figure II.13 : Antenne papillon et ses paramètres.

La stabilité de l'impédance et le diagramme de rayonnement ainsi que la largeur de bande peuvent être améliorées en appliquant une charge résistive et capacitive en bout ou le long de la structure [18] et différentes technologies d'alimentation [19]. D'autres solutions plus

innovantes ont été proposées avec succès en [20] en chargeant capacitivement l'antenne par des fentes. L'impédance d'entrée d'une telle antenne reste cependant de l'ordre de 80Ω ou plus, d'où la nécessité d'utiliser un adaptateur d'impédance.

IV.2 Dipôles/ monopoles électriques ultra large bande

IV.2.1 Quelques généralités sur les dipôles électriques larges bandes

Une autre catégorie d'antennes à large bande est constituée de monopoles plans ou dipôles. De nombreuses articles ont été menées sur ce type d'antenne [21] et différentes géométries ont été conçues: carrée, circulaire ou elliptique. Toutes ces antennes présentent de nombreuses caractéristiques communes: une large bande passante, une polarisation linéaire et un diagramme de rayonnement omnidirectionnel dans le plan azimutal. L'utilisation d'un plan de masse perpendiculaire à l'élément rayonnant présente un inconvénient majeur pour l'utilisation d'une telle antenne. En effet, la zone d'alimentation du monopole est relativement fine, ce qui entraîne une certaine fragilité de l'antenne. De plus, pour une application commerciale, il est préférable de rendre plane un monopole plan, c'est-à-dire d'utiliser un plan parallèle à la structure. Dans ce paragraphe, nous examinerons du point de vue de la fréquence et du temps plusieurs types d'antennes couramment utilisées.

IV.2.2 Monopole circulaire/ elliptique

C'est la première antenne large bande du type monopoles plans qui a été conçue et réalisée en 1992 par Honda. (Figure II.14)

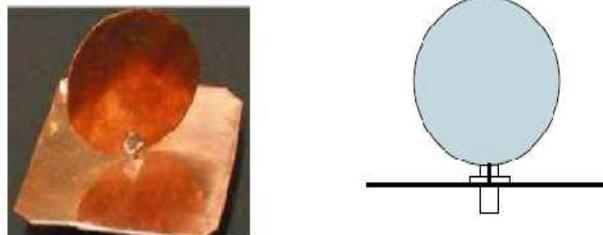


Figure II.14: Exemple de réalisation pratique d'un monopole circulaire.

CHAPITRE II : Théorie et état de l'art des antennes ULB

Le monopole circulaire plan est de forme circulaire avec un plan de masse de dimensions supérieures à une longueur d'onde maximale pour éviter les réflexions qui proviennent du plan de masse. L'élément peut être de forme elliptique, cependant un fort rapport d'ellipticité abaisse la bande passante de l'antenne. L'antenne planaire de forme elliptique a été la première antenne large bande commercialisée.

Il est possible de calculer numériquement avec une bonne approximation la fréquence basse d'adaptation pour un rapport d'ondes stationnaires égale à 2 en fonction des paramètres géométriques de l'antenne: ce calcul se fait de la même façon que pour un monopole cylindrique:

$$f_{low} = \frac{30 \times 0.24}{l+r} \quad (\text{II-29})$$

où f_{low} est la fréquence basse exprimée en GHz, l la hauteur du monopole en cm et r son rayon équivalent en cm. Le rayon équivalent d'un monopole elliptique peut être déterminé à partir de la formule suivante:

$$2\pi r l = \pi a b \quad (\text{II-30})$$

où a désigne le petit axe de l'ellipse et b le grand axe.

Habituellement, cette antenne a une bande passante de plus de 160 %. Pour une antenne monopole circulaire de rayon 2.5 cm, la bande passante va de 1.17-12 GHz pour un $S_{11} < -10\text{dB}$. Cette antenne est réalisée avec un plan de masse parallèle à l'élément rayonnant depuis quelques années, comme le montre la figure II.15 [22].

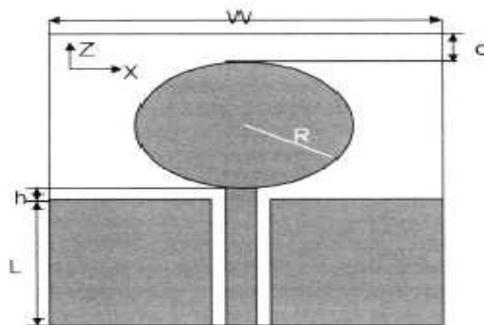


Figure II.15: Antenne monopole circulaire de technologie coplanaire.

IV.2.3 Le monopôle triangulaire

Le monopôle triangulaire est la version planaire de l'antenne conique et est constituée d'un triangle plat rayonnant monté sur un plan de masse. L'évolution de son comportement en fonction de ses dimensions suit généralement celle des structures triangulaires (antenne papillon) ou coniques (antenne biconique et discone).

Brown et Woodward [23] ont mené une étude comparative de ce type d'antenne et ont mis en évidence certaines différences entre la structure plane et son équivalent en trois dimensions, en termes de rayonnement et d'adaptation. L'angle α donne un degré de liberté pour définir les caractéristiques de l'antenne. Il influence principalement l'adaptation et la longueur effective de l'antenne. Si l'angle α est élevé, l'adaptation aux basses fréquences est bonne. Pour les angles élevés, la hauteur effective de l'antenne a tendance à être égale à $\lambda / 6$. L'impédance d'entrée de l'antenne est intrinsèquement supérieure à celle de l'antenne biconique. Cela peut être vu comme une version planaire de cette dernière. Il est possible de diminuer l'impédance d'entrée avec l'augmentation de α . Il est donc intéressant de se concentrer sur les angles élevés dans la conception de cette antenne. La figure II.16 montre la géométrie de l'antenne monopôle triangulaire.

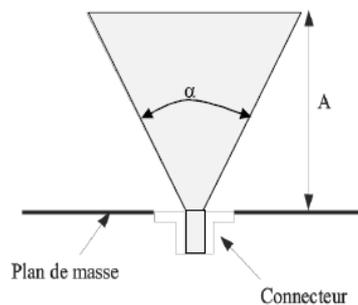


Figure II.16 : Géométrie d'un monopole triangulaire

La bande passante est comprise entre 80% et 120%, ce qui est suffisant pour les applications ULB; cependant, elle reste inférieure à la bande de monopole circulaire. Le diagramme de rayonnement en azimut est presque omnidirectionnel.

Pour améliorer la bande passante du monopôle triangulaire, un monopole circulaire est proposé pour la première fois par Satoshi et al. en 1992 [24]. L'année suivante, Hammoud *et al.* proposent une méthode pour améliorer la bande passante et atteindre la décade [25]. L'antenne est constituée d'un disque plan perpendiculaire à un plan de masse. La dimension

du plan de masse doit être inférieure à une demi-longueur d'onde de la fréquence basse de la bande passante. La hauteur du disque est égale à $\lambda/4$. La hauteur entre le plan de masse et le disque est le paramètre ayant le plus d'impact sur l'adaptation en basse fréquence de l'antenne.

IV.2.4 Le monopôle trapézoïdal

Le monopôle trapézoïdal est une variation d'un monopôle carré dont le rapport des largeurs L_2 et L_1 est supérieur à 1. En effet, le monopôle carré a une bande assez limitée [26] (de l'ordre d'une octave) soit une bande passante de 66 %. La géométrie de l'antenne monopôle trapézoïdal est montrée à la figure II.17.

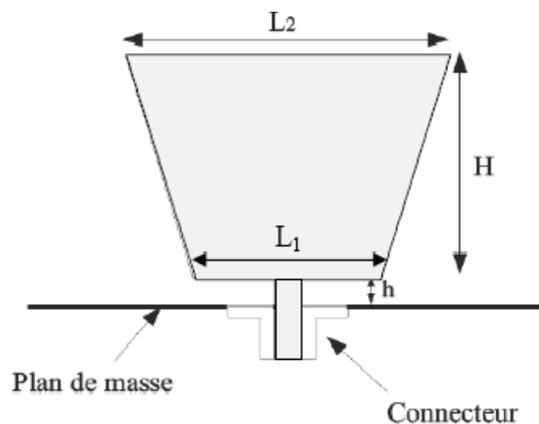


Figure II.17 : Illustration d'un monopole trapézoïdal.

Les meilleurs résultats en termes de largeur de bande sont obtenus pour des valeurs de $L_1 = (3/4)L_2$ où une largeur de bande relative supérieure à 80% est obtenue en alimentant la structure par un câble coaxial ayant une impédance caractéristique de 50Ω [27]. Cependant, pour de faibles valeurs de L_1 , l'impédance d'entrée de l'antenne augmente assez fortement.

Pour les structures ayant la plus large bande passante, la hauteur H du trapèze en fonction de la fréquence d'adaptation la plus basse est de l'ordre de $\lambda / 5$. Quand L_1 est diminuée, l'encombrement H en hauteur diminue (jusqu'à $\lambda / 6$) car les longueurs des cotés du trapèze augmentent, rallongeant ainsi les longueurs électriques de l'antenne. Une nouvelle équation pour le dimensionnement d'antenne pour avoir l'adaptation en basse fréquence est donnée par [28]. La base du trapèze peut être évasée pour optimiser la stabilité de l'impédance et la bande passante de l'antenne. On se rapproche alors d'un monopôle triangulaire.

Enfin, pour ne pas dégrader les performances de l'antenne en termes de largeur de bande ou de rayonnement, les dimensions du plan de masse doivent être suffisantes.

IV.2.5 Le monopôle papillon

Le monopôle papillon est aussi une variante du monopôle carré, où l'élément rayonnant est serré à mi-hauteur, ce qui diminue la largeur L_2 par rapport au côté du carré constant L_1 , donnant ainsi la forme du papillon et permettant ainsi d'augmenter la bande passante. Une telle structure est illustrée à la figure II.18.

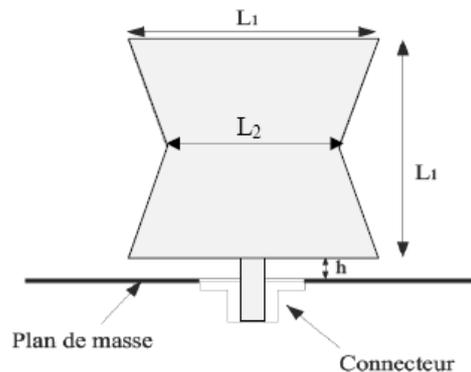


Figure II.18 : Illustration d'un monopole papillon.

Il a été montré que lorsque L_2 est trop faible, en gardant toutes les autres dimensions constantes, la bande passante diminue fortement. Ainsi, c'est pour des valeurs de L_2 proches de L_1 que les meilleurs résultats sont obtenus (valeur optimale $L_2 / L_1 = 0,8$), où une bande passante de 75 % est obtenue en alimentant l'antenne par un câble coaxial d'impédance caractéristique de 50Ω . En effet, il est connu que lorsqu'on augmente la surface d'un monopôle, sa largeur de bande de fréquence augmente. Cependant, il y a une forte dépendance de la fréquence basse d'adaptation au périmètre du monopôle; en effet, elle diminue à mesure que le périmètre du papillon s'agrandit. Une nouvelle formulation de cette fréquence basse est proposée en fonction des dimensions de l'antenne [29].

Enfin, il convient de noter que l'espacement entre le monopôle et le plan de masse est très important en termes de largeur de bande. En effet, plus l'espacement est grand, plus la bande passante est large, quelle que soit la valeur L_2 choisie.

IV.2.6 Les antennes monopoles imprimées à plan de masse réduit

Ce type d'antenne a fait l'objet de nombreuses recherches depuis 2002. Elle a été conçue sous différentes formes: rectangulaire, circulaire, elliptique, triangulaire, [30] ... D'abord, elle a été conçue et étudiée en trois dimensions. L'élément rayonnant est connecté au potentiel positif et surmonte un plan de masse perpendiculaire connecté au potentiel négatif. Réalisées de cette manière, ces antennes sont assez fragiles et la connexion au point d'alimentation est difficile, ce qui rend son intégration dans les systèmes de communication difficile.

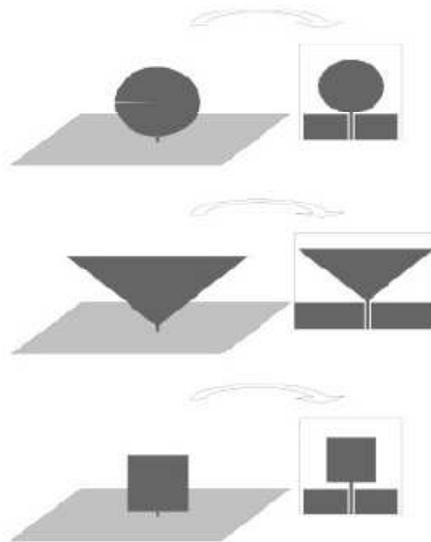


Figure II.19 : Illustration montrant le passage d'une structure 3D à son homologue 2D imprimée.

Par contre, ils ont tous, sans exception, un diagramme de rayonnement omnidirectionnel en azimut, une polarisation linéaire et une large bande passante. Avec l'évolution de la technologie ULB, la recherche a été poussée dans le but d'intégrer ces antennes dans des systèmes commerciaux. Tout cela conduit à remplacer le plan de masse perpendiculaire par un plan de masse parallèle. Nous entrons alors dans la catégorie des antennes imprimées sur substrat. L'intérêt d'une telle transition de la 3D à la 2D est évident. En conservant les mêmes performances que l'antenne 3D, ce qui nécessite un travail d'optimisation, l'antenne imprimée devient compacte, légère, peu coûteuse et beaucoup plus facile à manipuler. Cette génération d'antennes a conservé les mêmes formes d'éléments rayonnants. Un plan de masse est imprimé au même niveau que l'élément rayonnant, comme dans le cas d'une alimentation coplanaire ou coplanaire sur un plan de masse.

CHAPITRE II : Théorie et état de l'art des antennes ULB

Le passage d'un monopole en trois dimensions à un monopole imprimé sur un substrat modifie légèrement le comportement de l'antenne. Il est principalement causé par des pertes dans le substrat qui présente une permittivité diélectrique supérieure à celle de l'air.

Ce passage d'un monopole à son équivalent imprimé n'est souvent pas une simple homothétie. Cela nécessite de prendre en compte plusieurs autres paramètres tels que les dimensions physiques de la ligne d'alimentation. Ce paramètre est problématique pour la conception de l'antenne.

Cela nécessite une étude particulière et cela est dû à la discontinuité du champ qui passe d'un mode TEM dans le connecteur coaxial à un autre mode de propagation en fonction de la nature de la ligne de transmission conçue.

De plus, les plans de masse de la ligne sont théoriquement infinis et les dimensions de l'ordre de la longueur d'onde ne sont pas acceptées. Ces lignes de transmission sont tronquées en longueur et en largeur. Les lignes ne peuvent plus être considérées comme telles mais comme faisant partie de l'antenne et participant au rayonnement.

En effet, une étude a été menée sur un monopole [31] (ici circulaire) imprimé sur un substrat alimenté par une ligne (ici coplanaire) de longueur variable pour voir son influence sur l'adaptation de l'élément.

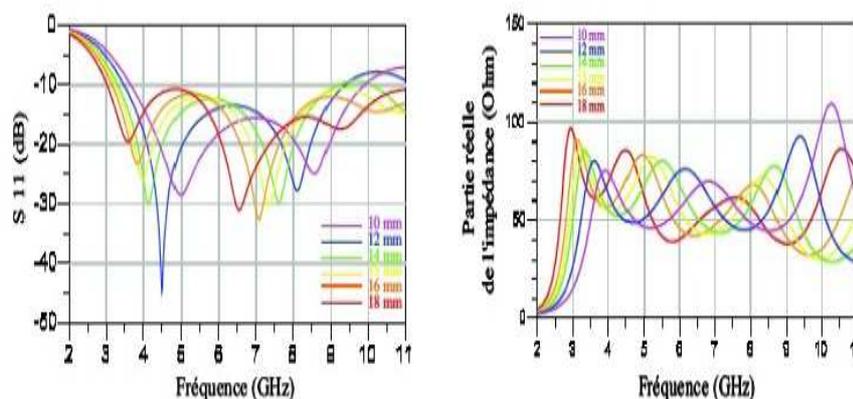


Figure II.20 : Influence de la longueur de la ligne d'alimentation sur l'amplitude du coefficient de réflexion et sur la partie réelle de l'impédance d'entrée.

Les résultats en termes de coefficient de réflexion et d'impédance réelle illustrés à la Figure II.20 indiquent clairement que les fréquences de résonance et la bande passante diminuent avec l'augmentation de la longueur de la ligne.

Plusieurs méthodes ont été étudiées pour prendre en compte cette influence. D'abord, l'isolement de la partie rayonnante de la ligne d'accès en découpant les plans de masse de la

ligne; la plus répandue est la découpe en T. Cette technique limite l'effet de la longueur de résonance ainsi que les courants de retour vers le point d'alimentation. Pour que le régime soit bien établi, il est recommandé d'utiliser un quart de longueur d'onde à la fréquence la plus basse [31].

Deuxièmement, la conception d'un plan de masse ayant la même forme et les mêmes dimensions que celle de l'antenne est utilisée, impliquant ainsi aux structures d'avoir un comportement du type dipôle, formé par le doublet antenne/plan de masse. Dans ce cas là, la ligne d'alimentation fait entièrement partie de l'antenne, et tous ses paramètres influent directement sur le comportement.

Les paramètres les plus importants de ces antennes sont leur diamètre et l'espacement entre l'antenne et son plan de masse.

En prenant comme exemple le monopole imprimé elliptique, le rapport elliptique est également important. Le diamètre est défini par la formule suivante:

$$d = \frac{\lambda}{4 \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}}} \quad (\text{II-31})$$

Avec λ la longueur d'onde à la fréquence basse d'adaptation et ϵ_r la permittivité diélectrique du substrat. Ceci est valable pour une longueur de ligne d'alimentation de l'ordre de d .

Pour l'antenne elliptique, des taux d'ellipticité élevés impliquent une diminution de la largeur de bande pour les hautes fréquences.

V. 1 Les antennes à transition progressive

Ces antennes, également appelées antennes TSA ("Tapered Slot Antenna") ont été conçues par Lewis et Gibson à la fin des années 70 [32]. Contrairement aux cornets, ces antennes sont souvent réalisées en 2D (il s'agit d'antennes à deux dimensions avec une transition depuis une ligne imprimée ou un guide d'onde). Elles sont constituées par une ligne à fente s'élargissant suivant un certain profil jusqu'à la discontinuité finale (figure II.21 (a)). Les profils ont différentes formes. Les principaux sont: le profil linéaire (antenne LTWA), le profil constant (antenne CWSA), le profil linéaire par pièce (BLTSA) ou le profil exponentiel, mieux connu sous le nom d'antenne Vivaldi. Les profils des ouvertures sont souvent choisis en fonction des spécifications de rayonnement ou de la complexité dictés par le cahier des charges de l'antenne.

CHAPITRE II : Théorie et état de l'art des antennes ULB

Les antennes TSA sont adaptées sur une très large bande passante de 125%-170%. Leur diagramme de rayonnement est unidirectionnel dans le plan du substrat et présente un faible niveau de polarisation croisée. Leur directivité augmente avec la fréquence et les gains atteints par ces antennes peuvent aller jusqu'à 10 dBi selon le type de profil.

Il existe plusieurs modèles d'antennes Vivaldi: l'une d'entre elles est l'antenne antipodale Vivaldi [33], dont la réalisation pratique est illustrée à la figure II.21 (b). Cette antenne assure la transition entre une alimentation non symétrique et ligne à micro-ruban et pouvant être connectée à un câble coaxial. L'antenne est ensuite imprimée des deux côtés du substrat.

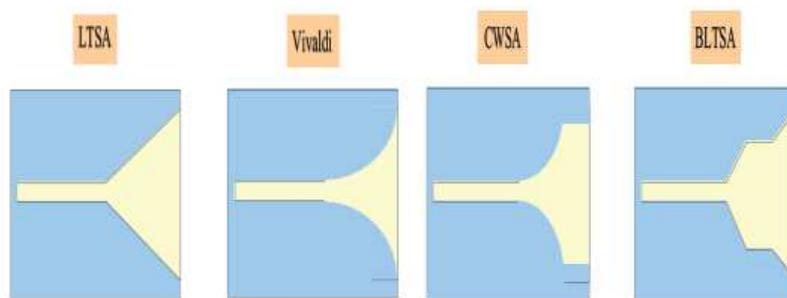


Figure II.21 : Les antennes à transition progressive.

Ces antennes sont alimentées par une ligne à fente qui s'évase progressivement. Au niveau de la fente étroite et dans le substrat de permittivité diélectrique supérieure à celle de l'air, la propagation des champs reste enfermée au niveau de la ligne. Ainsi l'antenne se comporte comme une ligne de transmission efficace. L'antenne a le comportement d'un élément rayonnant après l'évasement de la fente et de son ouverture à l'extrémité. Ainsi, le champ électrique rayonné est parallèle au plan du substrat.

V.2 Le cornet a nervures

Les cornets à nervures ont une géométrie plus ou moins complexe selon les besoins, mais permettent une excellente adéquation entre la source du signal et le milieu de propagation de l'onde (Figure II.20). Ils permettent une double polarisation rectiligne, donc une polarisation circulaire. Les largeurs de bande de l'ordre de 7:1 ne sont pas aberrantes. On peut théoriquement aller jusqu'à 20: 1. Vicente Rodriguez a d'abord étudié ces cornets à nervures

CHAPITRE II : Théorie et état de l'art des antennes ULB

en 2003 et a démontré que la bande passante de 18: 1 était possible [33]. Ils diffèrent des cornets à ouverture pyramidale par la fente à ouverture progressive séparant le cornet en deux dans le sens de la largeur. La fente d'intersection suit une courbe exponentielle [34].



Figure II.22 : Le cornet a nervures ULB

Ces antennes sont des structures tridimensionnelles avec un encombrement important car leurs dimensions sont généralement supérieures à une longueur d'onde à la fréquence la plus basse. La directivité varie grandement en fonction de la fréquence. La simulation et la mesure [35] attestent que la directivité est régulière entre 1GHz et 12GHz, et que les lobes apparaissent entre 12GHz et 18GHz, de manière irrégulière en fonction de la fréquence. Les diagrammes sont néanmoins réguliers sur plus d'une décade.

V.3 Les antennes auto-complémentaires

Le principe de l'auto-complémentarité des antennes a été proposé par Rumsley. Ce principe appliqué sur certaines antennes permet d'augmenter leurs largeurs de bande (bande passante) en considérant la complémentarité de l'air et du métal dans la constitution de ces éléments.

Il est appliqué aux antennes d'extensions infinies; c'est à dire aux antennes suffisamment grandes, pour qu'il ne se crée pas d'ondes réfléchies à leurs extrémités. Ensuite, lorsque les parties complémentaires sont identiques (elles peuvent se chevaucher par une simple rotation), l'impédance d'entrée de l'antenne est égale à la moitié de l'impédance de l'air. Ceci implique une impédance totalement indépendante de la fréquence.

CHAPITRE II : Théorie et état de l'art des antennes ULB

Ce principe garantit une bonne bande passante mais toujours limitée par la longueur finie des brins composants l'antenne (tant du côté de la petite dimension que celui de la grande).

Deux exemples d'antennes auto-complémentaires sont détaillés dans [36] et [37] et leurs "substrats" sont illustrés dans les figures II.23 et II.24. Les deux sont conçus pour les applications ULB.

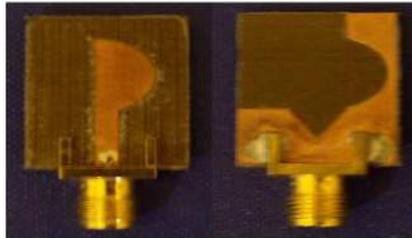


Figure II.23 : Antenne auto-complémentaire [36].



Figure II.24 : Antenne auto-complémentaire [37].

V.4 Antennes fractales ULB

Plusieurs articles ont été réalisés sur les antennes fractales car elles possèdent non seulement une forme mince, un poids léger et une petite taille pour les appareils portables à limitation d'espace stricte, mais également une large bande et de bons diagrammes de rayonnement. La figure II.25 illustre deux antennes fractales pour applications ULB [38-39]. La première utilisait un patch circulaire avec une encoche triangulaire, appelée antenne circulaire à micro-ruban à anneau fractal. Le dernier a choisi un patch pentagonal pour la conception initiale et a

ensuite répété l'itération de Penta Gask et Khock (PGK). Ces antennes possèdent les propriétés requises pour les systèmes de communications ULB.

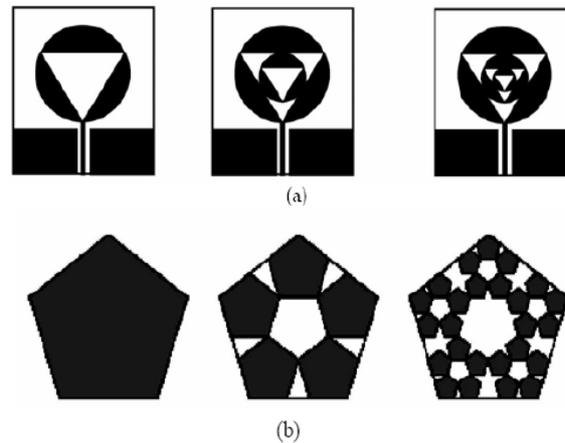


Figure II.25 : Antennes fractales ULB.

V.5 Antennes ULB à bande de fréquences rejetées [40]

Les systèmes ULB doivent partager leurs bandes de fréquences avec des systèmes existants tels que WLAN, WIMAX, etc., en raison de leur caractéristique large bande. Il est donc nécessaire d'éviter les interférences avec les systèmes de communication voisins. Dans ce cas, il est possible de concevoir des antennes ULB avec une caractéristique de bande rejetée pour faciliter la réjection du signal à bande étroite. Dans ce qui suit, nous allons présenter de nombreuses méthodes pour couper et contrôler certaines bandes de fréquences, telles que l'insertion de fentes, l'élimination de la structure résonante à bande étroite, l'utilisation de la structure fractale, l'algorithme d'optimisation et les structures à base de métamatériaux.

V.5.1 Insertion de fentes

La technique la plus connue et la plus simple pour réaliser la fonction bande filtrée est l'insertion des fentes sur l'élément rayonnant, la ligne d'alimentation, le plan de masse ou la proximité de l'élément comme représentée la figure II.26 et II.27. Plusieurs formes de fentes insérées ont été étudiées. Kim [41] a proposé une antenne ULB planaire alimentée par guide d'onde coplanaire avec un patch hexagonal. La bande filtrée est créée, en insérant une fente mince en forme V de longueur $\lambda c/4$ (λ c'est la longueur d'onde de la fréquence filtrée) dans l'élément rayonnant c'est-à-dire le patch. Chung et autres [42], [43] ont présenté une antenne imprimée monopole ULB avec l'insertion d'une fente en forme U ou V inversée ou

CHAPITRE II : Théorie et état de l'art des antennes ULB

rectangulaire. Pour une fréquence filtrée, le courant est concentré autour des bords de la fente. Ceci mène à une atténuation élevée proche de la fréquence filtrée [44].

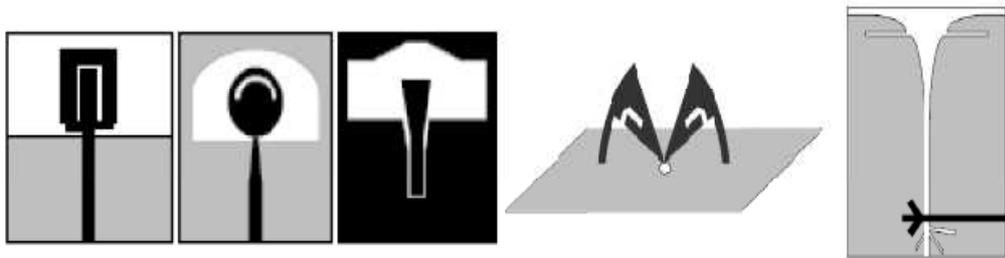


Figure II.26 : Antennes ULB à fréquence rejetée par utilisation de fentes sur l'élément rayonnant.

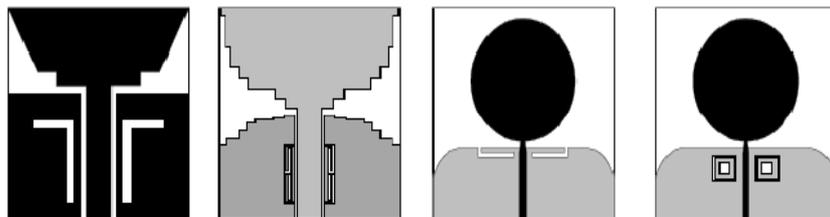


Figure II.27 : Antennes ULB à fréquence rejetée par utilisation de fentes sur le plan de masse.

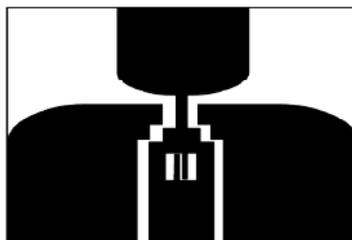


Figure II.28 : Antennes ULB à fréquence rejetée par utilisation de fentes sur la ligne d'alimentation.



Figure II.29 : Antennes ULB à fréquence rejetée par utilisation de fentes à proximité de l'élément rayonnant [45].

V.5.2 Enlèvement de la structure résonnante à bande étroite

Cette méthode a été présentée par Hans Gregory Schantz et al. [46], comme le montre la figure II.30, en insérant la structure résonnante à bande étroite sur l'élément d'antenne ULB pour rejeter les bandes de fréquence spécifiques. En faisant ainsi, ils ont pu fabriquer l'antenne ULB à une fréquence rejetée. Shih-Yuan Chen [47] a inséré deux fentes verticales dans l'antenne log-périodique fendue afin de supprimer la structure de résonance à bande étroite, comme illustré à la figure II.27.

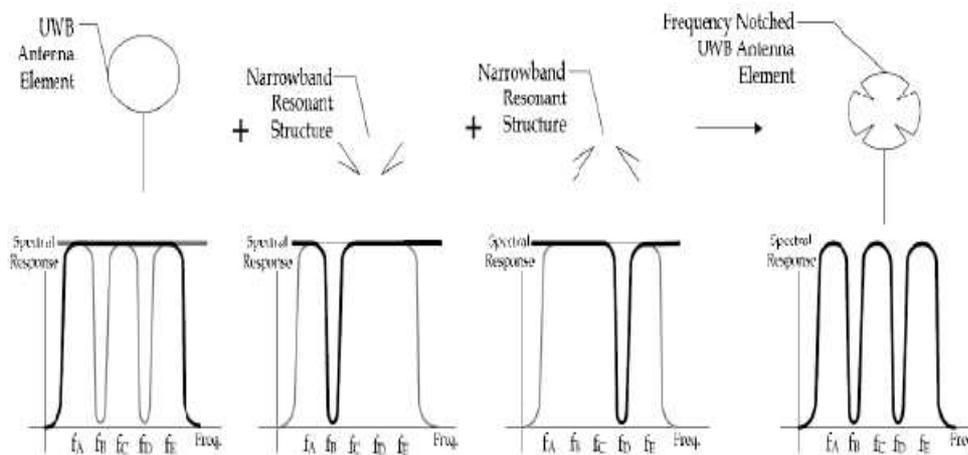


Figure II.30 : Combinaison d'un élément d'antenne ULB avec les structures résonnantes à bande étroite pour rejeter des bandes de fréquence.

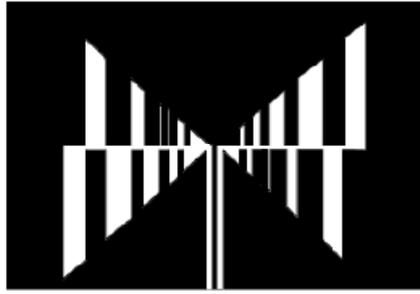


Figure II.31 : Antenne log-périodique à fente à fréquence rejetée.

V.5.3 Emploi de l'algorithme d'optimisation

Les méthodes courantes utilisées pour la conception de l'antenne à bande rejetée de l'ULB doivent fournir la structure de l'antenne ULB conçue. La conception dépend donc beaucoup de l'expérience du concepteur. M. Ding et al. [48] réalisent ces antennes en utilisant l'algorithme d'optimisation génétique (GA) comme indiqué à la figure II.32. Comme on peut le constater, la structure de l'antenne n'a pas de forme particulière; mais elle satisfait aux bonnes performances requises pour les systèmes de communication ULB.

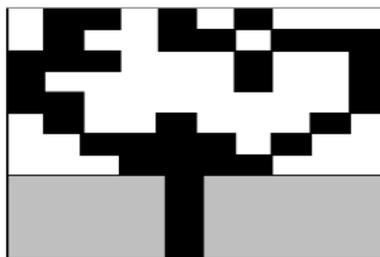


Figure II.32 : Antenne fractale ULB à fréquence rejetée utilisant l'algorithme génétique.

V.5.4 Emploi de structures métamatériaux

Les métamatériaux ont beaucoup attiré l'attention ces dernières années, principalement en raison de leurs propriétés électromagnétiques extraordinaires. Les métamatériaux sont des matériaux artificiels qui ont été introduite par Vesalago en 1967. Contrairement aux matériaux conventionnels, la structure à base de métamatériaux est conçue pour présenter une perméabilité négative et une permittivité négative dans la gamme de fréquences hyperfréquences voulues

Les métamatériaux sont un excellent moyen pour améliorer les performances de l'antenne.

CHAPITRE II : Théorie et état de l'art des antennes ULB

De plus, les propriétés des métamatériaux sont également utilisées pour la miniaturisation de l'antenne. Une Antenne large bande à structure métamatériaux basée sur split ring resonator (SRR) a été proposée dans [49-50]. La structure SRR fonctionne comme un filtre coupe-bande entre 5 GHz et 6 GHz. Les dimensions du SRR sont typiquement un dixième de la longueur d'onde guidée à la fréquence de résonance,, cette technique est présentée sur la figure II.33 [49-50].

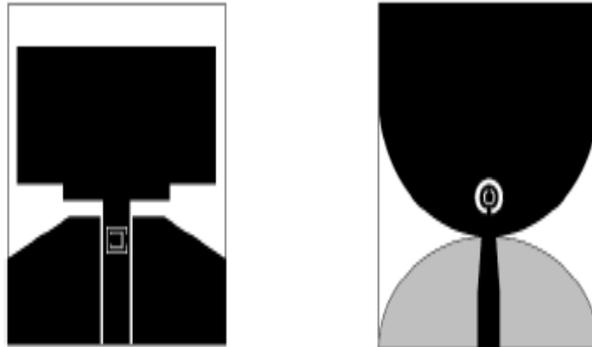


Figure II.33: Antennes ULB à fréquences rejetées utilisant la structure SRR.

V.5.5 Emploi de la structure fractale

La technique fractale pour rejeter des bandes de fréquence pour les antennes ULB est utilisée par W. J. Lui [51]. La figure II.34 montre deux types d'antennes fractales ULB à fente à fréquence rejetée [51].

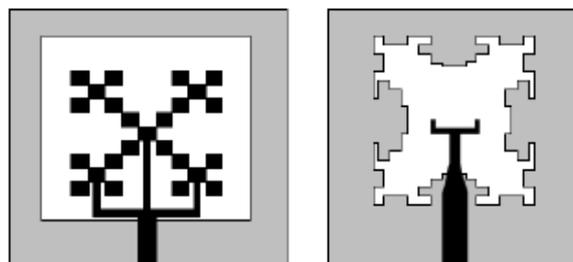


Figure II.34: Antenne fractale ULB à fente à fréquence rejetée.

V.5.6 Les antennes ULB reconfigurables

Le terme antenne reconfigurable a été introduit pour la première fois en 1998 [52]. Une antenne reconfigurable étend les capacités d'une antenne conventionnelle en offrant la possibilité de modifier la configuration, c'est-à-dire de changer l'une de ses caractéristiques fondamentales par des propriétés électriques, mécaniques ou autres, en fonction des exigences et du contexte environnemental. La reconfiguration de l'antenne est réalisée en modifiant la répartition du courant électrique, par conséquent les propriétés du champ électromagnétique et de l'impédance, donc les propriétés d'émission et de réception [53], et ceci de manière continue ou discrète.

Il existe une très grande variété d'antennes reconfigurables et donc plusieurs façons de les classer. Ce classement peut s'effectuer en fonction de la propriété physique qui les rend reconfigurables (modifications des lignes de champ, modification des propriétés diélectriques ou diamagnétiques des éléments de l'antenne, déformation géométrique, etc.), du type de composants reconfigurables utilisés (diodes PIN, transistors, MEMS - Micro systèmes électromécaniques -, etc.), ou de leurs formes géométriques.

Un exemple d'antenne à diode PIN reconfigurable en fréquence, exploitant la variation de longueur électrique, est présenté à la figure II.35 [54]. Il s'agit d'une antenne reconfigurable quasi-Yagi dotée d'un dipôle replié. La fréquence de résonance de l'antenne est ajustée électroniquement en changeant la longueur électrique efficace du dipôle replié, à l'aide de diodes PIN. Lorsque les diodes 1 et 2 sont passantes (les autres sont bloquées), la longueur du dipôle est raccourcie et l'antenne fonctionne dans la plage de fréquences de 6,4 à 8 GHz. Dans le cas contraire (diodes 1 et 2 bloquées et diodes 3 à 6 passantes), la bande passante de l'antenne s'étend de 5,3 à 6,6 GHz. Cette antenne offre donc deux largeurs de bande distinctes en fonction de la configuration choisie.

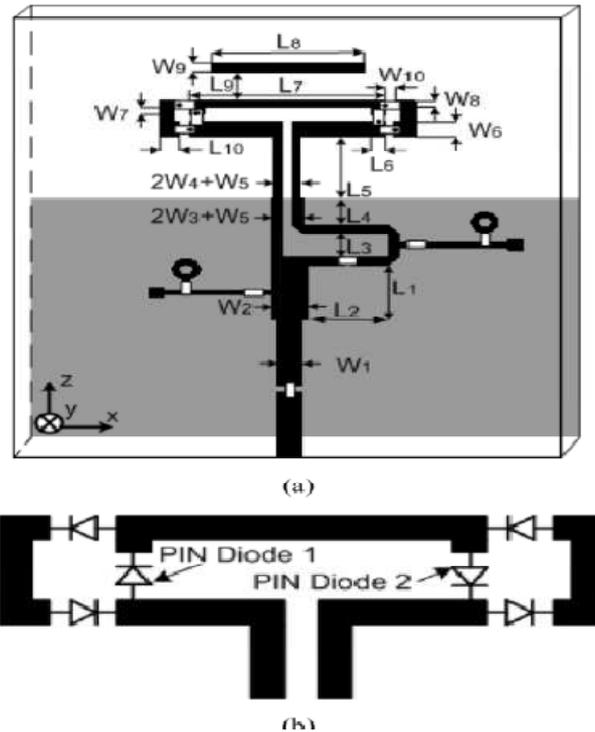


Figure II.35 : Antenne quasi-Yagi à dipôle replié reconfigurable en fréquences :
 a) Topologie de l'antenne ; b) Orientation des diodes PIN dans le dipôle replié.

V. Etat de l'art des antennes ULB miniature

Cette partie apporte des éléments sur les méthodes existantes pour augmenter la bande passante, réduire la taille des antennes ou encore diminuer les rayonnements parasites.

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

V.1 Utilisation des fentes

Cette technique utilise le principe de Babinet, basé sur le rayonnement des fentes. Cette méthode introduit une deuxième résonance donc une autre bande d'adaptation, l'avantage est de ne pas augmenter l'encombrement de l'antenne par rapport à la méthode précédemment citée. Une autre conséquence de cette fente est l'augmentation des longueurs électriques. En 2013 Teni et al. [55] présente une antenne Vivaldi antipodale utilisant des fentes disposées comme le montre la Figure II.36.

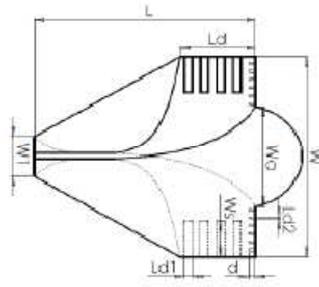


Figure II.36: Antenne Vivaldi à encoche [55].

Les fentes en bout de bras de l'antenne Vivaldi permettent de diminuer la fréquence basse de fonctionnement de l'antenne. La dimension de ces encoches est égale au quart de la longueur d'onde de la fréquence minimale désirée. Les autres modifications visibles, le demi-cercle à droite de la Figure II.36 et les plus petites fentes, sont présentes pour respectivement améliorer les problèmes de distorsion à hautes fréquences et éliminer les courants de surfaces parasites à hautes fréquences. La dimension de ces secondes encoches est également d'un quart d'onde par rapport à la fréquence maximale souhaitée.

L'ajout de ces encoches permet de diminuer la fréquence basse de fonctionnement de l'antenne de 9%. Toutefois, la lentille vient modifier l'impédance de l'antenne, ce qui crée une légère désadaptation sur l'ensemble de la bande passante.

V.2 Utilisation de composants électroniques

Des composants électroniques dans les antennes ULB sont rarement utilisables pour augmenter la bande passante, à cause de la perte d'efficacité. Pourtant, Chang Yong et al. [56] proposent en 2011 l'antenne dite Volcano Smoke. Elle est constituée d'un monopole circulaire de rayon R_1 alimenté par une ligne de transmission à transition progressive. Cette transition est un arc de cercle de rayon R et dont le centre est indiqué sur la Figure II.37. L'antenne est alimentée par une ligne coplanaire. Deux demi-cercles de rayon R_2 présentent les masses de la ligne. L'antenne ainsi fabriquée possède une bande passante large.

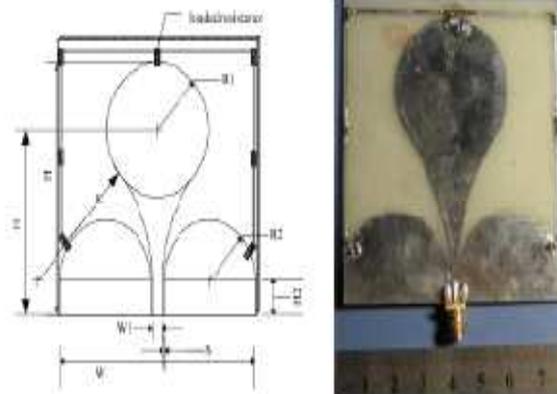


Figure II.37: Antenne Volcano Smoke [56]

Un circuit en anneau constitué de 7 résistances est placé autour de l'antenne, pour diminuer la fréquence basse. La résistance située en haut, au milieu connecte l'antenne au circuit. La valeur des résistances de charge est la partie sensible de la conception de l'antenne. Pour les six résistances du circuit 150Ω et pour la résistance de charge de l'antenne, $2.2\text{ k}\Omega$, l'antenne présentée possède une bande passante de 0.5 GHz à 5 GHz. Le diagramme de rayonnement est omnidirectionnel. L'utilisation de cet anneau permet une diminution de 50% de la taille de l'antenne, par contre l'ajout de résistances entraîne une augmentation des pertes et une baisse des performances de rayonnement.

Lee et al. [57] ont également utilisé des composants électroniques afin d'appliquer la théorie des ondes lentes à l'antenne spirale. Pour cela, les auteurs ont ajouté des inductances et des capacités dans les bras de la spirale, comme présentées en Figure II.38. Le bout des bras de la spirale est chargé par des résistances.

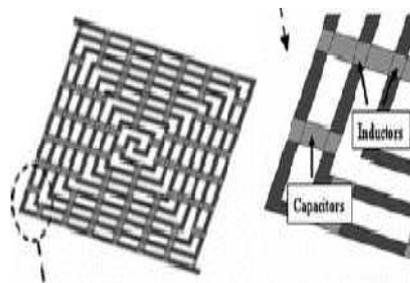


Figure II.38: Spirale d'Archimède carrée chargée localement par des capacités et des inductances [57].

Le but des auteurs est avant tout de démontrer que le chargement par éléments localisés est équivalent à l'utilisation de matériaux magnétiques et diélectriques pour la miniaturisation

d'antenne. Le facteur de miniaturisation mesuré est d'environ 35%. Le facteur de réduction est calculé en prenant en compte le décalage de la fréquence basse pour un niveau de gain de -15dB. L'efficacité simulée de l'antenne n'est pas très bonne (entre 45% et 50%), elle s'explique par les pertes ohmiques dans les résistances à l'extrémité de bras.

V.3 Méandres

Les méandres sont une succession de courbures. Ce sont l'équivalent d'inductances localisées. Cette technique permet d'augmenter la longueur électrique d'une ligne, tout en gardant le même sens global des courants rayonnants. Les méandres sont très utilisées pour la miniaturisation des spirales d'Archimède. En allongeant artificiellement la longueur des bras, il est attendu que la fréquence basse de fonctionnement de l'antenne diminue pour un diamètre fixé. Pour cela deux approches ont été développées. La première, qui impose un motif le long du bras dans le plan de spirale (méandre en 2D) a fait l'objet de plusieurs études.

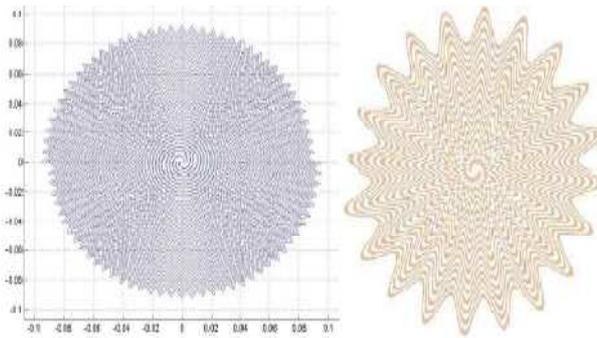


Figure II.39: Spirale d'Archimède avec méandres 2D triangulaire [58] [59].

Des motifs triangulaires et sinusoidaux ont été testés dans [58] et [59]. L'amplitude des motifs est proportionnelle au rayon. En optimisant correctement le nombre de motifs par touret, il est possible d'obtenir un facteur de miniaturisation de l'ordre de 11% pour les deux antennes présentées à la Figure II.39. Cette réduction se pratique sans dégradation notable des performances de rayonnement.

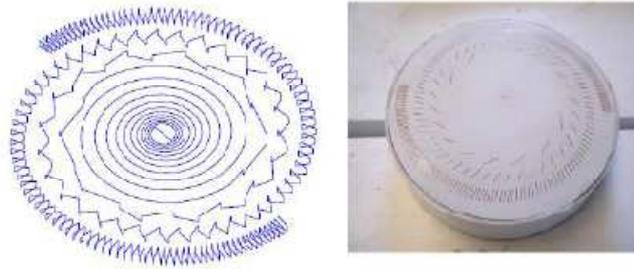


Figure II.40: Spirale d'Archimède avec méandres 3D [60].

L'autre approche est de bobiner la spirale sur toute la longueur du bras suivant une section carrée (Figure II.40). Le pas entre deux tours de bobinage s'effectue progressivement afin d'éviter de trop fortes discontinuités en courant. Plus la fréquence est basse, plus le pas du bobinage est faible. Ceci permet d'augmenter très fortement la longueur électrique parcourue. En effet, cette forte longueur électrique couplée à l'utilisation d'un substrat permet de diminuer fortement la vitesse de phase de l'onde en bout de spirale. Cette diminution apporte l'effet miniaturisant à la spirale. Le facteur de réduction annoncé par [60] est de l'ordre de 53%.

Toutefois ce facteur de réduction est calculé avec le décalage de la fréquence pour un niveau de gain de -15dB. La longueur électrique de l'antenne donnée est de $\lambda/10$ à 190 MHz. Les performances en gain sont satisfaisantes ; toutefois le gain est dégradé d'environ 3dB en hautes fréquences par rapport à l'antenne de référence. Les diagrammes de rayonnement ne sont pas donnés dans la référence [60]. Il est donc difficile de juger l'impact de ces modifications sur la forme du diagramme de rayonnement.



Figure II.41: Antenne spirale utilisant des méandres sinusoïdaux 3D [61].

Les méandres 3D ont également été utilisées récemment par O'Brien et al. [61]. L'idée du motif sinusoïdal utilisé dans [58] est reprise mais avec des modulations dans le plan

CHAPITRE II : Théorie et état de l'art des antennes ULB

perpendiculaire à celui de l'antenne. L'évolution des sinusoïdes est basée sur les principes énoncés précédemment dans [60]. L'effort de cette publication porte essentiellement sur le dimensionnement de la cavité qui joue un rôle non négligeable dans les performances de la miniaturisation. Le facteur de miniaturisation annoncé est de 1.5 soit 33%. Ce facteur de miniaturisation est calculé avec la réduction de la fréquence pour un gain de 0dB. En utilisant le même niveau de gain que [60] ce facteur chute à 16%. En effectuant le calcul sur le coefficient de réflexion avec un niveau d'adaptation fixé à -6 dB, le facteur de réduction est de 30%. Toutefois, nous notons une diminution de l'efficacité de 20%.

L'utilisation de la propriété des ondes lentes en bout de bras de la spirale a inspiré la structure proposée en Figure II.42 par Shih et al. [62].

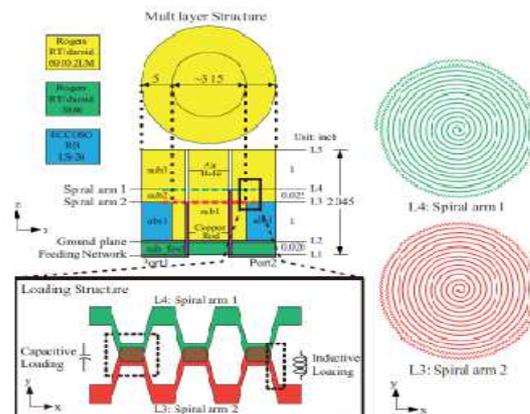


Figure II.42: Structure de l'antenne proposée dans [62].

Les deux bras de la spirale sont séparés par une couche de substrat de telle manière que les méandres en bout de bras se superposent comme présenté en bas à gauche de la Figure II.42.

Les méandres viennent créer un effet inductif tandis que la superposition des méandres vient créer localement un effet capacitif. Pour aider à la miniaturisation, un substrat de permittivité relative égale à 10.2 est mis en bout de bras afin de renforcer l'effet de l'onde lente.

L'idée est intéressante et permet à l'antenne d'avoir des dimensions proches de $\lambda/4$ à 570 MHz, soit une réduction des dimensions de 25%. Toutefois, l'utilisation du substrat à haute permittivité introduit beaucoup de pertes, ce qui se traduit par une baisse du gain par rapport à l'antenne spirale d'Archimède.

V.4 L'effet de repliement

Il y a deux façons de réaliser ce repliement, la première consiste à replier le plan de masse et la deuxième à replier l'élément rayonnant (figures II.43 et II.44). Mais des effets capacitifs sont créés dans les deux cas, du fait que deux plans métalliques se retrouvent face à face et séparés par un diélectrique ; ainsi les performances et la bonne adaptation sont dégradés [63, 64]. Une autre possibilité est le repliement en surface : dans ce cas là, le plan de masse sera replié [65].

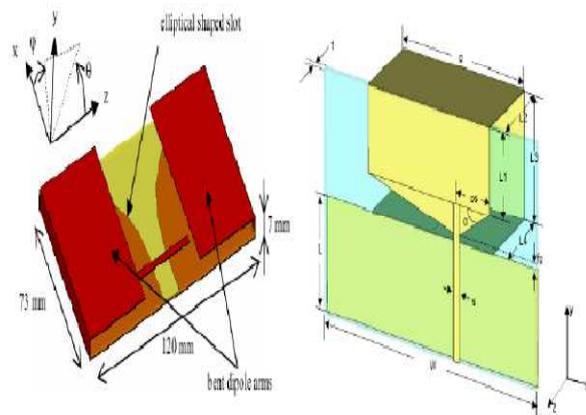


Figure II.43: Repliement volumique du plan de masse et de l'élément rayonnant [63] [64].



Figure II.44 : Repliement en surfacique des plans de masse latéraux vers l'arrière pour un monopole imprimé 2D [65].

VI. Antenne ULB à résonateur diélectrique

Les antennes à résonateur diélectrique (DRA : Dielectric Resonator Antenna) sont des nouveaux types d'antennes ULB. Ils permettent de compenser un des inconvénients majeurs des antennes microruban à savoir la bande passante limitée à quelques %, ce qui constitue un handicap pour les communications à hauts débits. De plus, grâce à l'utilisation de matériaux à

CHAPITRE II : Théorie et état de l'art des antennes ULB

constante diélectrique élevée et à faible tangente de pertes ($\tan \delta < 10^{-4}$), ces antennes présentent des dimensions bien plus petites que l'antenne imprimée résonante demi-onde.

Récemment, de nombreuses études ont été proposées pour élargir la bande passante de la DRA et la promouvoir dans l'antenne ULB. L'une des méthodes efficaces pour étendre la bande passante du DRA est la technique hybride associant le DRA et l'antenne monopole. Les deux antennes peuvent fournir des diagrammes de rayonnement similaires mais avec des bandes de fréquences de fonctionnement différentes. Plusieurs antennes DRA hybrides ULB sont illustrées à la Figure II.45. Lapierre, et al. [66] a proposé une conception d'antenne hybride en combinant les propriétés d'une antenne monopole quart d'onde avec un DRA annulaire. Cette conception peut être utilisée pour moderniser des systèmes existants antennes monopoles : en introduisant un DRA approprié, le système original à bande étroite monopole peut être transformé pour atteindre une performance ULB, avec un rapport de bande passante de 2,6: 1 (6,5 ~ 16,8 GHz). Pour améliorer davantage la largeur de bande de l'antenne, Ruan, al. [67] a proposé un double anneau annulaire DR avec une permittivité différente, qui réalise le rapport de bande passante de 3,7: 1 (1,8 ~ 6,9 GHz). Plus tard, Jazi, al. [68] a proposé une antenne monopôle à jupe utilisée pour exciter un résonateur diélectrique en forme d'anneau conique inversé. Dans cette conception, trois techniques différentes utilisées pour augmenter la bande passante, le changement de la géométrie antenne diélectrique, la forme de plan de masse, et la technique d'excitation. Les résultats montrent que par mise en forme de la structure diélectrique et le procédé d'adaptation d'impédance, la bande supérieure de la bande peut être contrôlée en excitant le mode supérieur ($TM_{012+\delta}$) de la même famille avec mode résonant dominant à l'intérieur du DR ($TM_{01\delta}$). La partie inférieure de la largeur de bande d'impédance d'entrée peut être ajustée à l'aide de la mise en forme du plan de masse et méthode d'appariement à l'alimentation. Cette antenne atteint le taux de bande passante de 3,8: 1 (1,8 ~ 6,9 GHz).

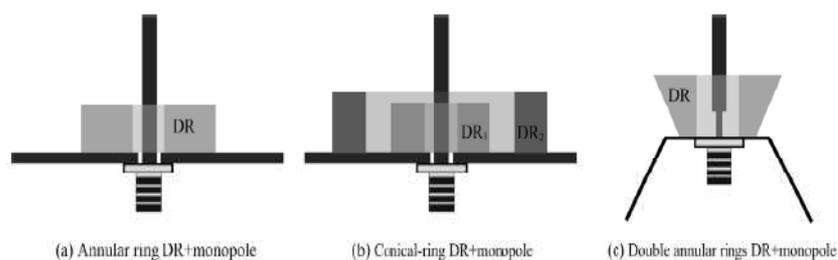


Figure II.45 : ULB hybride DRAs [66-68].

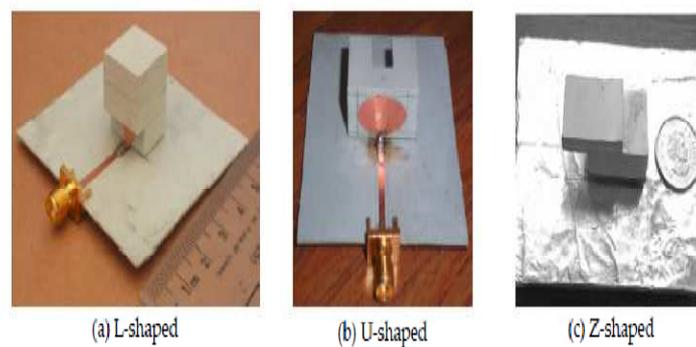


Figure II.46 : Photos pour différents types DRAs ULB [70-72].

En plus de la conception hybride DRA ULB, Liang et al. [69-73] a proposé différentes structures d'alphabet DRA excités avec un patch, telles que la forme de T en croix [69], en forme L [70], en forme de U [71] et en forme de Z [72], comme indiqué à la Figure II.46, où des rapports de bande passante de 2,1: 1 ~ 9,4: 1 ont été obtenus. La figure II.45 présente le processus de conception DRA de forme L alimenté par un patch trapézoïdal. En terme de comparaison, trois antennes sont utilisées comme références ; un DR rectangulaire avec un plan de masse (figure II.47 (a)); un DR rectangulaire sur un substrat avec un plan de masse (figure II.47 (b)), et un DR en forme de L sur un substrat à plan de masse (figure II.47 (c)). Les trois antennes sont excitées par le mécanisme d'alimentation de la sonde et leurs résultats numériques optimisés en termes de la largeur de bande sont comparée à celle du DRA en forme de L. Il est observé que la largeur de bande d'impédance peut être étendue en utilisant le substrat, un DR en forme de L et un mécanisme d'alimentation par un patch trapézoïdal inversé. Le tableau II-1 montre plusieurs DRA ULB proposés, y compris la géométrie de l'antenne, le mécanisme d'alimentation et la bande passante.

Les antennes ULB mentionnées pourraient fournir le rayonnement de type monopôle ou rayonnement de type champignon dans une bande ultra large. À cette fin, Liang et al. [74] a proposé un DRA ULB avec la conception de diagramme de rayonnement reconfigurable, où un DR rectangulaire excité par double patchs en biseau rectangulaire. Deux patchs métalliques rectangulaires en biseau sont fixés à l'opposé les côtés du DR pour l'excitation et les deux sont alimenté par une ligne microruban, comme indiqué dans Figure II.48. Le DRA à patch rectangulaire a été proposé pour réaliser une antenne large bande. Un diagramme de rayonnement reconfigurable est obtenue, le rayonnement de type champignon est obtenu par l'alimentation en phase et le rayonnement de type monopole est obtenue par alimentation déphasée de deux ports d'entrée. Pour l'alimentation en phase, l'antenne effectue le

CHAPITRE II : Théorie et état de l'art des antennes ULB

diagramme de rayonnement de type monopôle dans toute la bande de fonctionnement. Alors que pour la phase sortante l'alimentation, l'antenne effectue le rayonnement en forme de champignon dans la même bande d'opération.

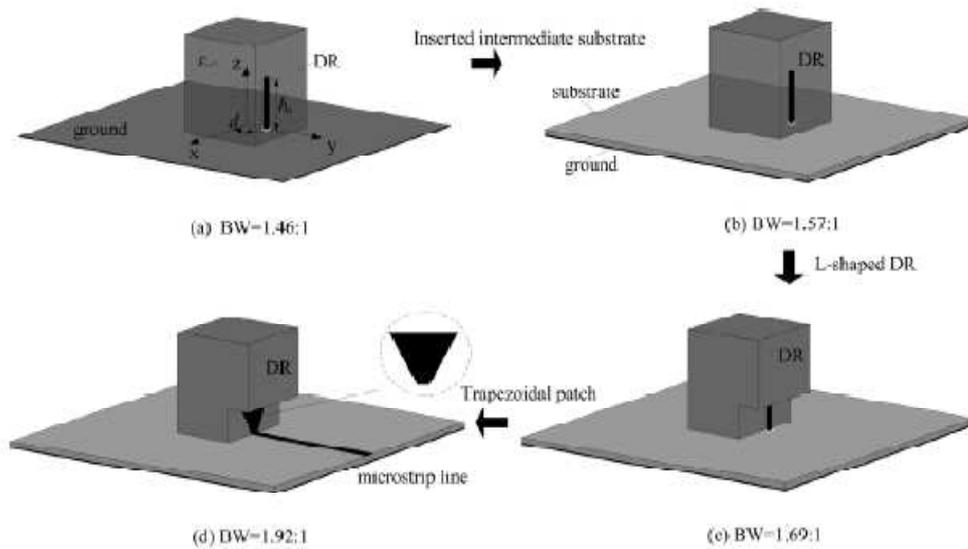


Figure II.47 : Conception des Antennes DRA ULB.

No	Géométries Antenne	Type d'alimentation	ϵ_{DR}	$S_{11} < -10$ dB	
				Largeur de bande	rapport de bande passante
1	DR bague + monopole [66]	Sonde	10	6.5~16.8 GHz	2.6:1
2	DR double anneau + monopole [67]	Sonde	4 et 36	3~11.2 GHz	3.7:1
3	DR anneau conique + monopole a jupe [68]	Sonde	10	1.8~6.9 GHz	3.8:1
4	DR en forme T-croix [69]	Patch Trapézoïdal	9.8	3.56~7.57 GHz	2.1:1
5	DR en forme L [70]	Patch Trapézoïdal	9.8	3.87~8.17 GHz	2.1:1
6	DR en forme U [71]	patch Triangle	9.8	3.1~7.6 GHz	2.4:1
7	DR en forme Z [72]	Patch rectangulaire biseauté	9.8	2.5~10.3 GHz	4.1:1
8	DR circulaire [73]	Patch croissant	35	1.6~15 GHz	9.4:1
9	DR rectangulaire [74]	Patch rectangulaire biseauté	9.8	3.9~12.2 GHz	3.1:1

Tableau II-1. Les bandes passantes pour DRAs.

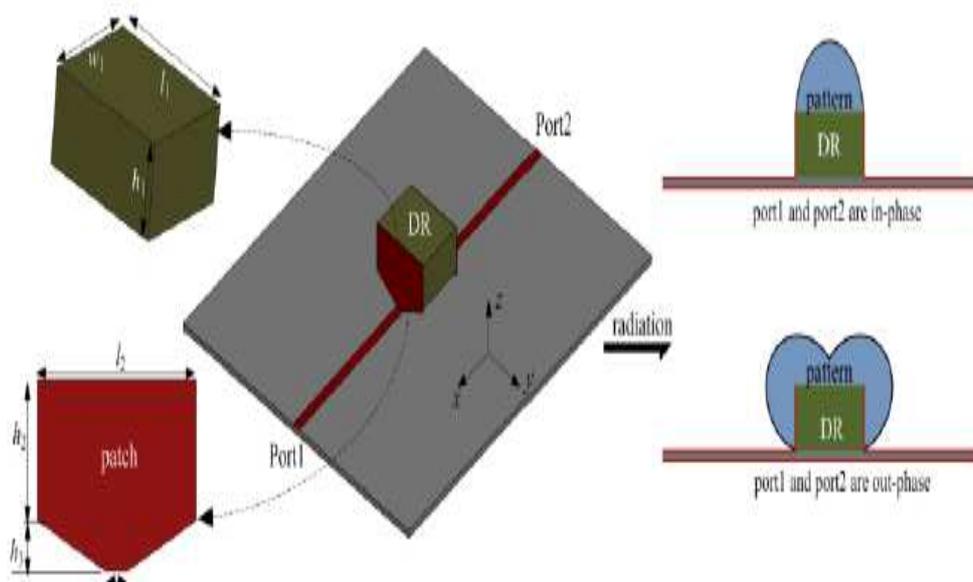


Figure II.48 : DRAs ULB avec un diagramme de rayonnement reconfigurable.

VIII. Conclusion

Durant ce chapitre, nous avons présenté les paramètres fondamentaux de l'antenne et à la présentation des diverses antennes qui présentent des caractéristiques d'adaptation sur de très larges bandes de fréquences, ainsi que les antennes fractales ULB, les antennes ULB à fréquences rejetées, et finalement certains techniques pour améliorer leurs performances.

Pour mieux comprendre leur comportement, ces antennes seront classifiées par catégories présentant chacune des spécificités précises. Le comportement des antennes les plus caractéristiques et les plus étudiées de chaque catégorie sera donc détaillés puis leurs performances seront comparées en vue d'une utilisation en communication ULB impulsionnelle.

Les antennes indépendantes de la fréquence, qui présentent la propriété d'être dimensionnées identiquement à toutes les fréquences seront d'abord présentées. Leur géométrie possède en effet la particularité d'être étudiée afin de leur permettre de conserver des performances constantes sur plusieurs octaves.

CHAPITRE II : Théorie et état de l'art des antennes ULB

Certaines structures d'antennes élémentaires de forme évasée présentant également des caractères large bande seront décrites ensuite. Ces évolutions de simples dipôles utilisent la propriété selon laquelle leur largeur de bande passante est liée à leur épaisseur.

Par la suite, les antennes à transition progressive et les antennes cornets seront présentées. Ces structures sont basées sur la stabilité d'impédance des lignes de transmission et des guides d'ondes. Cette caractéristique est préservée en élargissant la structure.

L'antenne auto-complémentaire est aussi présentée. Ce principe d'auto complémentarité appliqué sur certaines antennes permet d'augmenter leurs bandes passantes (largeur de bande) en considérant la complémentarité de l'air et du métal dans la constitution de ces éléments.

Par ailleurs, les antennes fractales possèdent une taille réduite, un poids léger et une forme mince pour les dispositifs portatifs, et également une large bande et de bons diagrammes de rayonnement.

La coexistence de l'ULB avec d'autres systèmes a été une question importante. Ainsi, l'antenne ULB devrait être conçue pour filtrer la bande de fréquence de WLAN et de WiMAX, afin d'éviter les interférences avec d'autres systèmes de communication voisins. Ainsi, le principe et les méthodes de conception pour stopper une bande de fréquence particulière dans l'antenne ULB seront récapitulés et présentés.

Finalement les différentes techniques permettant la miniaturisation des antennes ULB seront présentées. Toutes les optimisations présentées ici permettent, pour un encombrement donné de l'antenne, d'élargir la bande passante. Toutefois, s'en suit le risque de dégrader le rayonnement. En effet, l'insertion de discontinuité n'est pas sans conséquence sur la dispersion du signal. Lors de la conception de l'antenne, il conviendra de faire des choix et des compromis entre performances et miniaturisation de l'antenne.

CHAPITRE II : Théorie et état de l'art des antennes ULB

BIBLIOGRAPHIE

- [1] C.A Balanis, "Antenna Theory analysis and design", Second Edition, Chapter 2, Wiley.
- [2] T.A Denidni, Z. Weng , M. Niroo- Jazi," Shaped Dielectric Resonator Antenna for Ultra wideband Applications ", *IEEE Transactions* vol. 58, pp. 4059 - 4062, 2010.
- [3] H. Raggad, M. Latrach, A. Gharsallah, T. Razban, "A New Shape of Dielectric Resonator Antenna for Wideband Applications," *Mediterranean Telecommunications Journal*, vol. 3 no 1, Février 2013.
- [4] G. Dubost , S. Zisler, "Les Antennes indépendantes de la fréquence", French, Book, Illustrated edition, Paris , New York : Masson, 1976.
- [5] V.H Ramsey, "Frequency independent antennas", *IRE International Convention Record* ,vol. 5, pp. 114-118, March 1957.
- [6] J. D Dyson, "The equiangular spiral antennas", *IRE on antennas and propagation*, pp. 181-187,1959.
- [7] L. Babour, "Etude et Conception d'Antennes Ultra Large Bande Miniaturisées en Impulsionnel ", *HAL archives-ouvertes*. 2009.
- [8] J. D. Young, D. E. Svoboda, W. D. burnside, "A comparison of time and frequency domain Measurement techniques in antenna theory", *IEEE Transaction on antennas and propagation*, pp. 581-583, June 1973.
- [9] W. Sörgel, F. Pivit, W.Wiesbeck, "Comparison of frequency domain and time domain measurement procedures for Ultra wideband antennas", *Annual Meeting and Symposium of the Antenna and Measurement Techniques Association (AMTA'03)*, pp. 72-76, October 2003.
- [10] K . Louertani, “ Conception d’antennes spirales large bande à alimentation coplanaire pour des applications radar sur dirigeable ” *HAL archives-ouvertes*. 2013.
- [11] C. A. Balanis Modern Antenna Handbook, 2008.
- [12] F. Ouasli. “Conception d’une caméra électromagnétique pour la caractérisation du niveau d’exposition des personnes,” Université européenne de Bretagne. Thèse de Doctorat, 2013.
- [13] Schelkunoff, “Electromagnetic Waves,” *Van Nostrand*, 1943.
- [14] N. P. Agrawall, G. Kumar, K.P. Ray, “New wideband monopole antennas", *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, vol.1, pp. 248-251, July 1997.

CHAPITRE II : Théorie et état de l'art des antennes ULB

- [15] G. Liu, C. A. Grimes, "Spherical-Coordinate FDTD Analysis of Conical Antennas Mounted Above Finite Ground Planes," *Microwave and Optical Technology letters*, vol. 23, no. 2, Oct. 1999.
- [16] J. Kim and S. O. Park, "Novel Ultra-Wideband Discone Antenna," *Microwave and Optical Technology letters*, vol. 42, no. 2, July. 2004.
- [17] C. E. Smith; C. M. Butler and K. R. Umashankar, "Characteristics of a Wire Biconical Antenna," *Microwave J.*, pp. 37-40, September 1979.2011.
- [18] G. Kumar and K. Ray, "*Broadband Microstrip Antennas*," Artech House, 2003.
- [19] K. Kiminami, A. Hirata and T. Shiozawa, "Planar Bow-tie Antenna Embedded in Circular Aperture within Conductive Frame," *IEEE Antennas and Wireless Propagations.Letters*, vol. 5, pp. 399-401, 2006.
- [20] A. G. Yarovoyand R. Pugliese, "optimization of Bow-tie-like Antennas for UWB Impulse Radio," *In Proceedings of URSI EMST*, 2004.
- [21] X. Qing, Z. N. Chen, M. Y. W. Chia, "UWB characteristics of disc cone antenna", *IEEE international Workshop on antenna technology*, pp. 91-100, March 2005.
- [22] J. Liang; C. C. Chiau, X. Chen and C.G, "Study of a printed circular disc monopole antenna for UWB systems," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol.53, no.11, pp. 3500-3504, Nov. 2005.
- [23] G. H. Brown and O. M. Woodward, "Experimentally Determined Radiation Characteristics of Conical and Triangular Antennas," *RCA review*, pp. 425-452, Dec 1952.
- [24] S. Honda, M. Ito, H. Seki, *and al.* A disk monopole antenna with 1: 8 impedance bandwidth and omnidirectional radiation pattern." *Proceeding of the international symposium on antennas and propagation japan institute of electronics, information and communication engineers*", pp.1145-1145, 1992.
- [25] M. Hammoud, P. Poey, and F. Colombel , " Matching the input impedance of abroad band disc monopole". *Electronics Letters*, vol. 29, no 4, pp. 406- 407.1993.
- [26] N. P. Agrawall, G. Kumar and K. P. Ray, "Wide-Band Planar monopole Antennas," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 46, no. 2, Feb. 1998.
- [27] A. Kerkhoff, R. Rogers and H. Ling, "The Use of the Genetic Algorithm Approach in the Design of Ultra-Wideband Antennas," *IEEE Radio and Wireless Conference (RAWCON)*, Boston, Aug. 2001.
- [28] Z. N. Chen, and Y. W. M. Chia, "Impedance Characteristics of Trapezoidal Planar monopole Antennas," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 27, no. 2, Oct. 2000.

CHAPITRE II : Théorie et état de l'art des antennes ULB

- [29] Z. N. Chen, "Impedance Characteristics of Planar Bow-tie Like monopole Antennas," *IEE Electronics Letters*, vol. 36, no.13, Jun. 2000.
- [30] www.ahsystems.com
- [31] N. Fortino, "Conception et caractérisation d'antennes imprimées pour systèmes Ultra Large Bande impulsions", *HAL archives-ouvertes*. 2006.
- [32] P. J. Gibson, "The Vivaldi aerial," in *Proc. 9th European Microwave Conf.*, pp. 101-105, Brighton, U.K., June 1979.
- [33] New broadband EMC double-ridge guide horn antenna, *TX RX Technology*, Mai 2004.
- [34] K. L Walton, V. C. Sundberg, "Broadband ridged horn design", *Microwave J*, pp.96-101 March 1964.
- [35] C. Bruns, P. Leuchtmann, and R. Vahldieck, "Analysis and Simulation of a 1–18-GHz Broadband Double-Ridged Horn Antenna", *IEEE*, 2003.
- [36] L. Guo, S. Wang, X. Chen and C. Parini, "Miniaturised Antennas for UWB Communications", *EuCAP 2009, Berlin, Allemagne*, pp.3774 – 3778, 2009.
- [37] L. Guo, S. Wang, X. Chen and C. Parini, "A Printed Miniature Antenna for UWB Applications", *Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI), IEEE*, 2010.
- [38] M. N. Jahromi and A. Falahati, "Classic Miniature Fractal Monopole Antennae for UWB Applications; Modification of The Feeding Structures of Fractal Antenna for Improving Performances," *3rd International Conference on Information and Communication Technologies: From Theory to Applications*, pp.1-4, Damascus, Syria, 7-11 April 2008.
- [39] M. Ding; R. Jin; J. Geng; Q. Wu and W. Wang, "Design of a CPW-fed ultra wideband Crown Circular Fractal Antenna," *Proceedings of IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium* , pp.2049-2052. 2006.
- [40] S. Jacob, "Design and Analysis of Printed UWB Antenna with Dual Band-Notched Characteristics", *Microwave Electronics*. November 2015.
- [41] Y. Kim and DH. Kwon, "CPW-fed planar ultra wide band antenna having a frequency band Notch function," *IEE Electronic Letters*, vol. 40, no. 7, pp. 403-405, 2004.
- [42] K. Chung; J. Kim and J. Choi, "Wideband microstrip-fed monopole antenna having frequency band-notch function," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters* , vol. 15. no.11, pp. 766- 768, 2005.
- [43] Y. Lu; H.-J. Lam and J. Bornemann, "Coplanar Printed Circuit antenna with band rejection elements for ultra wideband filtenna applications", *Proceedings of Antennas*

CHAPITRE II : Théorie et état de l'art des antennes ULB

and Propagation Society International symposium San Diego, USA, 5-11 July 2008, Piscataway, pp.1-4, 2008.

- [44] L. Peng; CL. Ruan and XC. Yin, "Analysis of the small slot-loaded elliptical patch Antenna with a band-notched for UWB applications," *Microwave and Optical Letters*, vol. 51, no.4 pp. 973-976, 2009.
- [45] A. Zitouni , "Etude et conception d'antennes ULB standards et à bandes rejetées," Thèse de Doctorat, Université Abou-Bekr Belkaid Tlemcen, Juin 2014.
- [46] H. G. Schantz; G. Wolenc; E.M. III. Myszka, "Frequency notched UWB antennas," Ultra Wideband Systems and Technologies, *IEEE Conference on*, pp. 214-218, 16-19 Nov. 2003.
- [47] S. Y. Chen; P. H. Wang and P. Hsu, "Uniplanar log-periodic slot antenna fed by a CPW for UWB applications," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 5, no. 1, pp. 256-259, 2006.
- [48] M. Ding; R. Jin; J. Geng; Q. Wu and G. Yang, "Auto-design of band-notched UWB antennas using mixed model of 2D GA and FDTD," *Electronics Letters*, vol. 44, no. 4, pp. 257-258, 2008.
- [49] C. Kim; J. Jang; Y. Jung; H. Lee; J. Kim; S. Park and M. S. Lee, "Design of a frequency notched UWB antenna using a slot-type SRR," *International Journal of Electronics and Communication, AEÜ 63* , pp.1087–1093, 2009.
- [50] J. Kim; C. S. Cho and J. W. Lee, "5.2 GHz notched ultra-wideband antenna using slot-type SRR," *Electronics Letters*, vol. 42, no. 6, pp. 315-316, 2006.
- [51] W. J. Lui; C. H. Cheng; Y. Cheng and H. Zhu, "Frequency notched ultra-wideband microstrip slot antenna with fractal tuning stub," *Electronics Letters*, vol. 41, no. 6, pp. 294-296, 2005.
- [52] E.R.Brown, "RF-MEMS switches for reconfigurable integrated circuits." *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 46, no. 11, pp. 1868-1880, 1998.
- [53] O. Picon et al, "Les antennes Théorie, conception et applications. Collection " : *Technique et ingénierie, Dunod*, 2009.
- [54] P. Yuan, Q., et al., " Frequency Reconfigurable Quasi-Yagi Folded Dipole Antenna ". *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 58, no. 8, pp. 2742-2747, 2010.
- [55] G. Teni, N. Zhang, J. Qiu, and al. " Research on a novel miniaturized antipodal Vivaldi antenna with improved radiation." *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 12, pp. 417-420, 2013.
- [56] C-Y. Li, Y-W. Zhang, Y-F. Li, and al. "Volcano smoke planar ultra-wide band antenna". *Electronic and Mechanical Engineering and Information Technology (EMEIT), International Conference on. IEEE*. pp. 3362-3364, 2011.

CHAPITRE II : Théorie et état de l'art des antennes ULB

- [57] L. Ming, K. Bradley A, C. Chi-Chih, and al. "Distributed lumped loads and lossy transmission line model for wideband spiral antenna miniaturization and characterization". *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 55, no 10, pp. 2671-2678.2007.
- [58] B. Anthony." Optimisation de la miniaturisation d'antennes spirale d'Archimède étoilées , » *Journées Nationales Microondes (JNM)*, 2013.
- [59] O. Ripoché . "Miniaturisation d'antennes en bande VHF pour applications spatiales " *HAL archives-ouvertes*. 2014.
- [60] B. A. Kramer , M. Lee, C.-C. Chen and al." A miniature conformal spiral antenna using inductive and dielectric loading." *Antennas and Propagation Society International Symposium. IEEE*. pp. 1004-1007, 2007.
- [61] J. O'brien, M., Grandfield , E. John, G. Mumcu, and al." Miniaturization of a Spiral Antenna Using Periodic Z-Plane Meandering." *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 63, no 4, pp. 1843-1848, 2015.
- [62] T-Y. Shih and N. Behdad . "A compact, broadband spiral antenna with unidirectional circularly polarized radiation patterns." *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 63, no 6, p. 2776-2781, 2015.
- [63] F. Demeestere; C. Delaveaud; J. Keignart and S. Bories, "Compact Dipole for Low frequency Band UWB Applications," *First European Conference on Antennas and Propagation*, 6-10 November 2006.
- [64] G. Ruvio and M. J. Ammann, "A Compact Wide-band Shorted Folded Antenna," *IEEE International Workshop on Antenna Technology Small Antennas and Novel Metamaterials*, March 2006.
- [65] N. Fortino; J.-Y. Dauvignac, G. Kossiavas and R. Staraj, "Design Optimization of ULB Printed Antenna for Omnidirectional Pulse Radiation," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 56, no. 7, pp. 1875-1881, July 2008
- [66] M. Lapierre ,YMM. Antar , A.Ittipiboon and A. Petosa ." Ultra wideband monopole dielectric resonator antenna." *IEEE Microwave and Wireless Components Letters* ; vol. 15, no. 1, pp. 7-9, 2005.
- [67] Y.F. Ruan , YX. Guo and WQ. Shi ." Double annular-ring dielectric resonator antenna for ultra-wideband application". *Microwave and Optical Technology Letters* , vol. 49, no. 2, pp. 362- 366, 2007.
- [68] M.N. Jazi , T.A. Denidni . "Design and implementation of an ultrawideband hybrid skirt monopole dielectric resonator antenna". *IEEE Antennas and Wireless propagation Letters*; vol. 7, pp. 493-496, 2008.
- [69] X.L. Liang ,T.A. Denidni . "Cross-T-shaped dielectric resonator antenna for wideband applications." *IEE Electronics Letters* , vol. 44, no. 2, pp. 1176-1177,

2008.

- [70] X.L .Liang XL, T.A. Denidni . “Wideband L-shaped dielectric resonator antenna with an inverted-trapezoidal patch feed”. *IEEE Transaction on Antennas and Propagation* ; vol. 57, no.1 , pp. 272-274, 2009.
- [71] LN. Zhang LN, S.S. Zhong SS and X.L. Liang . “Wideband U-shaped dielectric resonator antenna fed by triangle patch.” *Microwave and Optical Technology Letters* ; vol. 52, no. 11, pp. 2435- 2438, 2010.
- [72] T.A. Denidni , Z .B. Weng and N.J .Mahmoud .” Z-shaped dielectric resonator antenna for ultrawideband application”. *IEEE Transactions On Antennas and Propagation* ; vol. 58, no. 12, pp. 4059-4062, 2010.
- [73] Z.B. Weng , X.M. Wang , Y.C. Jiao and F.S. Zhang . “CPW-fed dielectric resonator antenna for ultra wide band applications.” *Microwave and Optical Technology Letters* ; vol. 52, no. 12, pp. 2709- 2712, 2010.
- [74] X.L . Liang , X. Fu, RH. Jin , JP. Geng and S. Ye. “An ultra-wideband dielectric resonator antenna with pattern reconfiguration,” *International Workshop on Antenna Technology*, Hong Kong, China, March, 2011.

*CHAPITRE III : Etude et conception
d'antennes ultra large bande*

I. INTRODUCTION

Parmi les multiples variétés d'antennes actuellement étudiées aux fins d'applications ULB, on retrouve les antennes patch coplanaires. Ses caractéristiques premières sont la simplicité de sa structure, la facilité de sa fabrication, sa bande passante large et son diagramme de rayonnement appréciable. Si on veut optimiser les paramètres de la structure, il s'avère incontournable de bien insister sur la phase de conception de l'antenne, et d'employer un logiciel adéquat.

De plus, la conception aide à la prise en compte de l'imperfection des paramètres diélectriques et conducteurs des matériaux sélectionnés, dans le but d'être plus proche des antennes futures réalisées. Dès lors, s'impose le choix d'un outil de simulation électromagnétique adéquat. Parmi les nombreux outils de simulation existants, nous avons pu en utiliser deux, à savoir HFSS de la compagnie Ansoft et Microwave Studio de CST. HFSS a comme méthode de calcul la méthode des éléments finis et Microwave Studio utilise une méthode de calcul par intégrales finies. Pour les antennes imprimées à forme simple, le simulateur Microwave Studio est retenu pour sa combinaison idéale à la fois de précision des calculs et de rapidité de résolution.

Ce chapitre sera consacré à l'étude des deux antennes patch trapézoïdale et résonateur diélectrique cylindrique hybride, les configurations de ces antennes ont également évolué à partir des antennes imprimées, respectivement, coplanaire rectangulaire et circulaire. Les paramètres importants qui affectent les performances de l'antenne seront étudiés afin d'optimiser la conception de ces types d'antennes.

Toutes les caractéristiques des antennes découlent des équations de Maxwell qui ont été développées grâce à des méthodes analytiques. Ces méthodes ont comme seule limite, la complexité mathématique sur laquelle le concepteur s'arrête à partir d'un certain degré de difficulté. Les méthodes numériques prennent alors le relais des méthodes analytiques. Bien entendu, les résultats en sont rapprochés. Deux techniques sont les plus utilisées pour résoudre les équations de Maxwell : la méthode des éléments finis (FEM) par le logiciel HFSS (High Frequency Structure Simulator) d'ANSOFT et la technique des intégrales finies (FIT) par le logiciel CST Microwave Studio. Ces deux logiciels sont des simulateurs solides, versatiles et applicables à une grande variété de structures. Malheureusement, ceci souvent nécessite un temps de calcul long et une grande capacité de mémoire.

II . Description des logiciels de simulation utilisés

Pour simuler la structure proposée, on a utilisé deux logiciels commerciaux de simulation électromagnétique :

II.1 Logiciel Ansoft HFSS :

HFSS (simulateur de structure haute fréquence) est un simulateur de structure 3D pouvant produire des résultats reproductibles pour une grande variété de structures complexes. Il est capable de modéliser avec précision des circuits comportant des plans de masse finie, des formes arbitraires, différents matériaux et des diélectriques d'épaisseur finie. Ce logiciel possède une interface graphique pour la conception de structures et de définitions, un processus de résolution de champs utilisant des méthodes adaptatives et un post-processeur permettant d'analyser divers paramètres de performance.

HFSS utilise la méthode des éléments finis (FEM) [1], qui intègre une fonction de discrétisation adaptative pour générer des solutions. FEM permet à HFSS de résoudre des structures 3D de formes irrégulières et de modéliser une grande quantité de matériau diélectrique. La FEM divise le modèle fourni par l'utilisateur en un nombre fini de sous-régions et d'éléments. En HFSS, l'élément de base est un tétraèdre régi par des fonctions locales, une solution approximative est développée en fonction des conditions aux limites et des excitations. Il combine tous les éléments des solutions de terrain dans une seule matrice qu'il va résoudre. Pour simuler une antenne à l'aide d'Ansoft HFSS, le concepteur doit dessiner la structure, spécifier les caractéristiques de chaque objet, puis identifier les ports et les caractéristiques spéciales de certaines surfaces. Une fois la structure construite, le modèle est validé et simulé pour générer les solutions de terrain et les paramètres de port nécessaires.

En développant la discrétisation par tétraèdre pour la structure, HFSS utilise la technique de discrétisation adaptative. La discrétisation adaptative affine automatiquement le nombre et l'orientation des tétraèdres générés et place des éléments supplémentaires dans la région de la structure qui en nécessite le plus. Chacun de ces ajustements s'appelle une passe. La discrétisation adaptative se poursuit jusqu'à ce que le nombre de passes défini par l'utilisateur soit atteint lorsque la différence maximale entre la solution générée dans cette passe et l'ancienne est inférieure à l'erreur maximale acceptable ΔS définie également par l'utilisateur. Les régions de la structure où ΔS est grand reçoivent plus d'addition de tétraèdre pour augmenter la précision dans cette région. La discrétisation adaptative de la structure est basée sur une excitation à une fréquence f_1 définie par l'utilisateur. HFSS peut également générer une solution sur une large plage de fréquences. Cela peut être fait en utilisant soit un balayage de fréquence discret, où une seule solution est générée pour chaque point, soit un balayage

CHAPITRE III : Etude et conception d'antennes ultra large bande

rapide où la solution est interpolée. La Figure III.1 illustre l'interface graphique du simulateur HFSS.

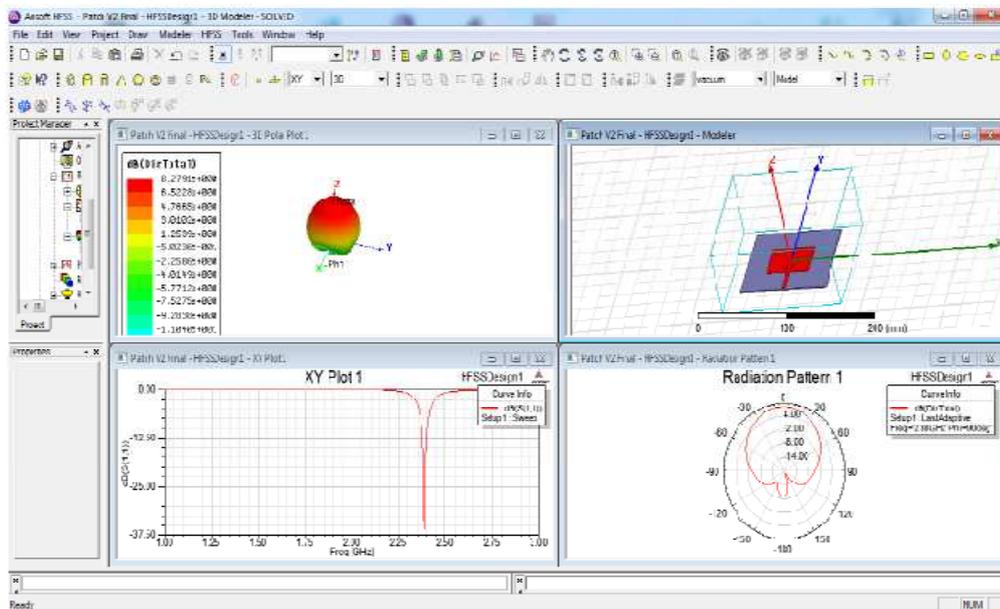


Figure III.1 : L'interface graphique de logiciel HFSS.

II.2 Logiciel CST Microwave Studio :

CST (Computer Simulation Technology) utilise la méthode d'intégration finie (FIT). La méthode FIT est une approche très puissante, qui décrit les équations de Maxwell sur un espace de grille, maintient les propriétés de conservation de l'énergie et en créant les équations différentielles spécifiques telles que l'équation d'onde et l'équation de poisson [2]. La méthode FIT peut être utilisée dans le domaine temporel et dans le domaine fréquentiel. Dans le domaine temporel, une intégrale de temps est utilisée et la géométrie du dispositif à étudier est subdivisée en cellules cubiques. Le calculateur de domaine temporel calcule le comportement large bande du périphérique donné dans une seule simulation. Les champs sont calculés pas à pas selon une méthode appelée "leap-frog". La structure à simuler doit comporter au moins une partie où les champs peuvent se propager dans ou hors de la structure. Les tensions et les courants d'entrée sont calculés à ces ports. Par défaut, le signal d'entrée utilisé pour la simulation dans le domaine temporel est une impulsion gaussienne, ce qui est idéal pour les calculs de paramètres S.

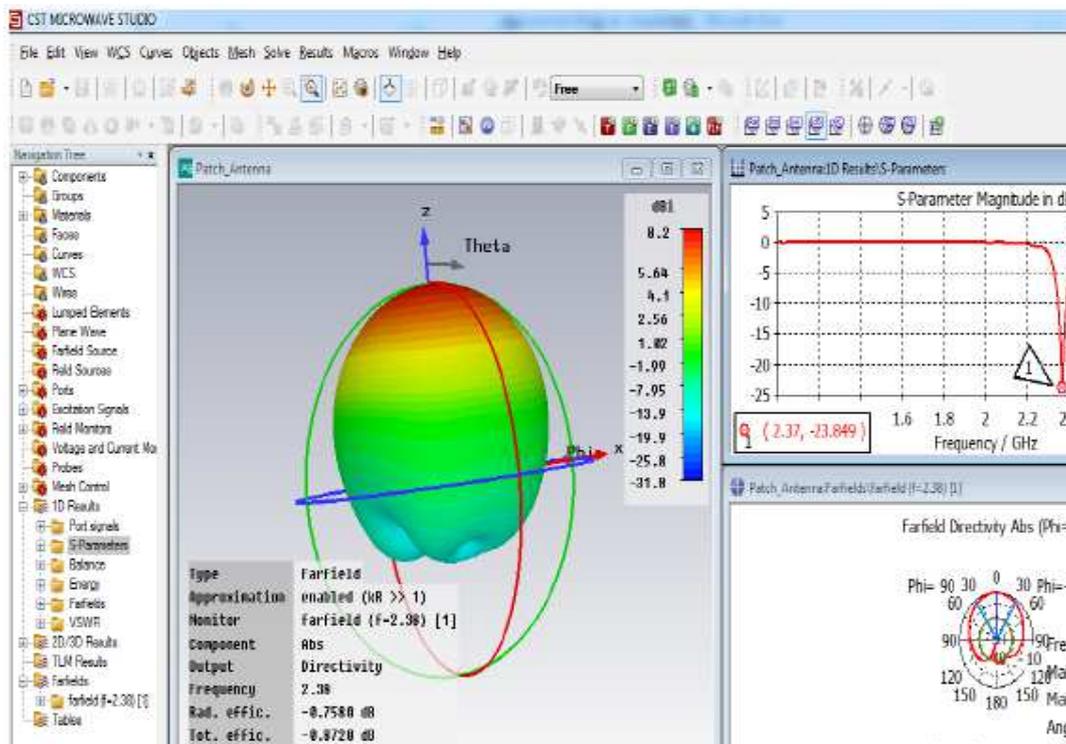


Figure III.2: L'interface graphique de logiciel CST Microwave Studio.

III. L'impédance caractéristique :

Une étape essentielle pour l'alimentation de l'antenne par une ligne de transmission est d'adapter celle-ci à une impédance caractéristique de 50 ohms. Cette impédance dépend principalement des paramètres géométriques de la ligne et de la constante diélectrique du substrat ϵ_r . L'épaisseur de la métallisation est un paramètre non modifiable fixé par la technologie de fabrication. D'autre part, l'impédance caractéristique de la ligne est indépendante de la longueur de la ligne. Cette ligne a de nombreuses caractéristiques intéressantes, telles qu'une faible perte de rayonnement, l'intégration facile avec des circuits RF intégrés, et la gravure sur un seul côté du substrat fournissant une configuration simplifiée [3].

L'impédance caractéristique de la ligne coplanaire est donnée par l'équation suivante [4], avec la supposition que l'épaisseur de métallisation $t \approx 0$:

$$Z_C = \frac{30\pi K'(k)}{\sqrt{\epsilon_e} K(k)} \quad (\text{III-1})$$

$$k = \frac{W_1}{W_1 + 2g} \quad (\text{III-2})$$

$$\epsilon_{\text{eff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} [A + B] \quad (\text{III-3})$$

$$A = \tanh \left\{ 1.785 \log \left(\frac{h}{g} \right) + 1.75 \right\} \quad (\text{III-4})$$

$$B = \frac{kg}{h} \{ 0.04 - 0.7k + 0.01(1 - 0.1\epsilon_r)(0.25 + k) \} \quad (\text{III-5})$$

Où $K(k)$ est la première intégrale elliptique et $K'(k) = K(\sqrt{1-k^2})$, W_1 est la largeur de la ligne alimentation coplanaire, alors que g est la largeur de l'écart entre la ligne et le plan de masse, ϵ_r et h sont la constante diélectrique relative et l'épaisseur du substrat.

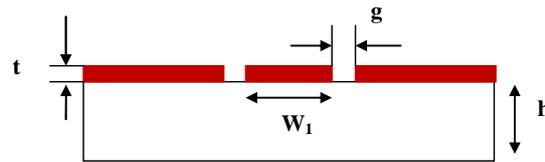


Figure III.3 : Ligne de transmission coplanaire CPW.

IV. Conception de l'antenne ultra large bande

IV.1 Antenne de base de forme rectangle

Dans un premier temps, on a choisi une antenne de base, de forme rectangulaire alimentée par ligne coplanaire. L'antenne est imprimée sur un substrat FR4 avec une permittivité $\epsilon_{rs} = 4.4$, une tangente de perte de 0.02, une épaisseur $h = 1.5$ mm, et une surface de 17.6×20 mm². L'antenne patch est excitée par une ligne coplanaire ayant une largeur W_1 , comme le montre la figure III.4 :

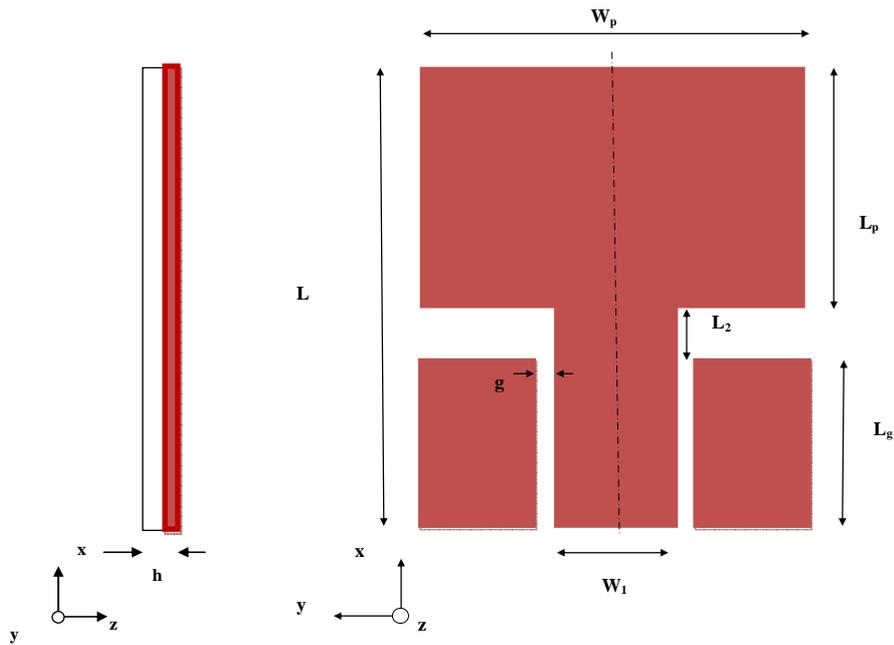


Figure III.4 : Géométrie de l'antenne de base.

Les paramètres géométriques de l'antenne sont regroupés dans le tableau suivant :

Paramètres	W_s	L_s	W_p	L_p	L_g	W_1	L_2	g	h
Valeurs (mm)	17.6	20	17.6	13.3	4.6	3	2.1	0.5	1.5

Tableau III.1 : Paramètres géométriques de l'antenne de base.

Les dimensions de patch pour une fréquence de résonance f_r sont données par les équations suivantes [5]

$$W_p = \frac{c}{2f_r} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad (\text{III-6})$$

et la permittivité diélectrique effective est donnée par :

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[1 + 12 \frac{h}{W_p} \right]^{-\frac{1}{2}} \quad (\text{III-7})$$

CHAPITRE III : Etude et conception d'antennes ultra large bande

$$\Delta L_p = 0.412h \frac{(\epsilon_{eff}+0.3)\left(\frac{W_p}{h}+0.264\right)}{(\epsilon_{eff}-0.258)\left(\frac{W_p}{h}+0.8\right)} \quad (\text{III-8})$$

$$L_p = \frac{c}{2f_r\sqrt{\epsilon_{eff}}} - 2\Delta L_p \quad (\text{III-9})$$

Les résultats de simulation du coefficient de réflexion de l'antenne ainsi que les parties réelle et imaginaire de son impédance d'entrée sont représentés respectivement dans les figures III.5 et III.6.

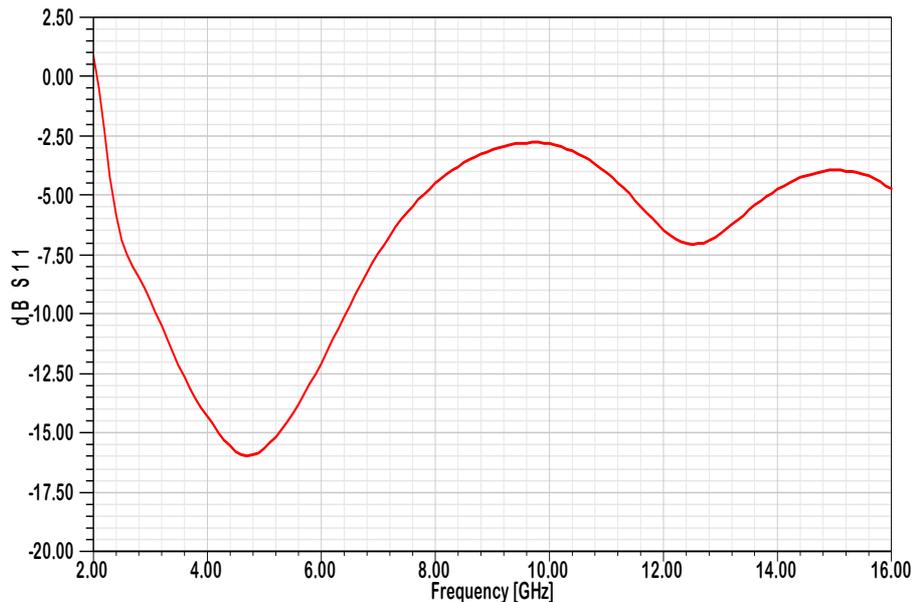


Figure III. 5: Coefficient de réflexion de l'antenne de base.

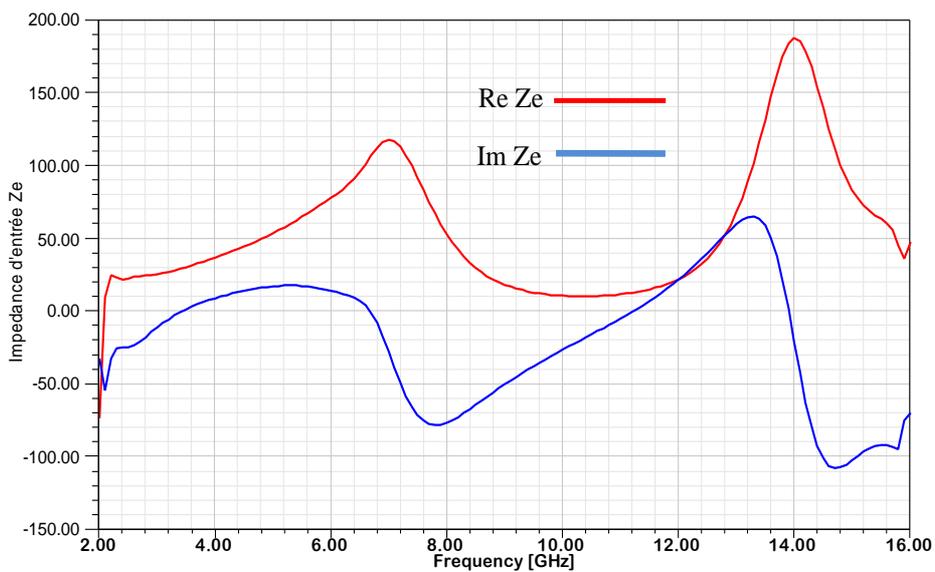


Figure III.6 : Impédance d'entrée (réelle et imaginaire) simulée de l'antenne.

CHAPITRE III : Etude et conception d'antennes ultra large bande

La simulation montre une largeur de bande de 68% pour un coefficient de réflexion S_{11} inférieur à -10 entre 3.2 GHz et 6.5 GHz, par contre cette antenne n'est pas bien adaptée dans la bande de fréquence étudiée.

Pour la partie réelle de l'impédance d'entrée de l'antenne, elle varie entre 24 ohms et plus de 187 ohms et sa partie imaginaire varie entre -108j et +65j dans la bande d'étude [2, 16] GHz. On constate que l'antenne présente une mauvaise adaptation dans cette bande de fréquence, sauf pour la bande [3.2-6.5] GHz.

IV.1.1 L'optimisation de la bande passante

Pour améliorer l'adaptation de l'antenne et pour avoir une antenne ultra large bande, on a effectué une découpe de deux coins inférieurs de l'élément rayonnant de l'antenne de base précédente. Autrement dit, les deux coins ont été tronqués. La géométrie de l'antenne obtenue est schématisée dans la figure III.7. Les paramètres géométriques ainsi que le substrat restent les mêmes que pour l'antenne de base.

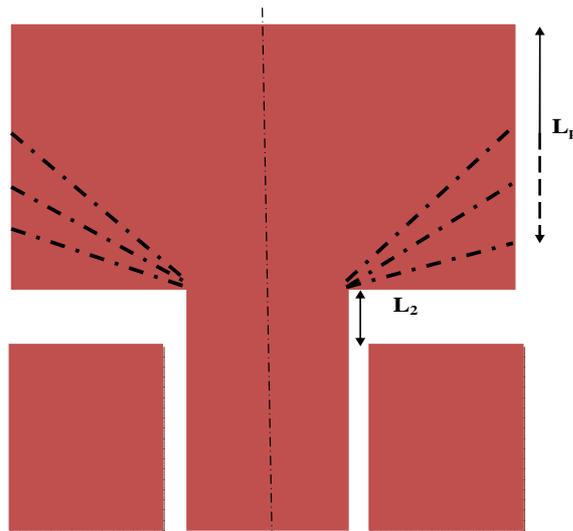


Figure III. 7 : Optimisation de la bande passante par une découpe de deux coins inférieurs de l'élément rayonnant.

La figure III.8 montre la simulation du coefficient de réflexion S_{11} pour différentes longueurs L_p de l'élément rayonnant. Il est clairement observé, que la diminution de la longueur du patch L_p fournit une largeur de bande d'impédance grande ; pour $L_p = 13.3$ mm (antenne de base), la courbe affiche une adaptation entre 3.2 GHz et 6.5 GHz. Lorsque L_p est modifié de 13.3 à 5.5 mm, la fréquence inférieure décroît de 3.2 à 2.9 GHz et la fréquence supérieure de la bande augmente de 6.5 GHz à 13.6 GHz. Pour $L_p = 6.4$ mm, l'antenne résultante offre une

CHAPITRE III : Etude et conception d'antennes ultra large bande

large bande passante d'impédance de 129% pour S_{11} inférieur à -10 dB de la bande de fréquences de 2.9 GHz à 13.5 GHz.

Cette amélioration de la bande passante est due aux modifications des effets capacitifs et inductifs par l'effet de découpe provoqués par le couplage électromagnétique entre la masse du CPW et l'élément rayonnant.

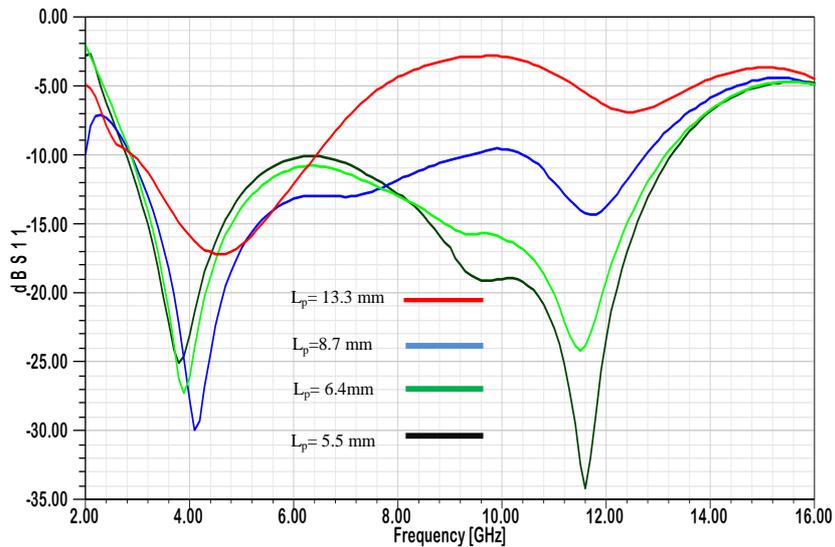


Figure III.8 : Coefficient de réflexion pour différentes valeurs de L_p .

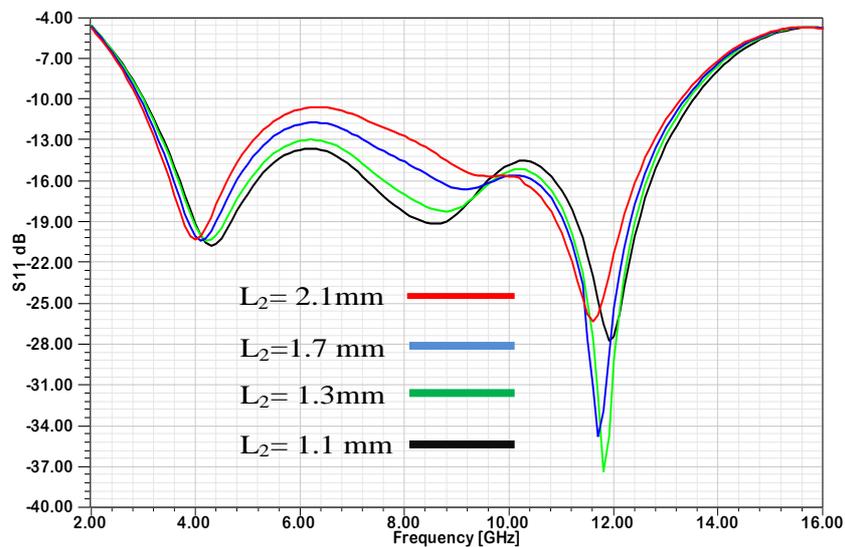


Figure III.9 : Coefficient de réflexion pour différentes valeurs de L_2 .

Pour $L_p = 6.4$ mm, les résultats de simulation du coefficient de réflexion pour différentes valeurs L_2 sont représentés à la figure III.9. On peut noter que l'augmentation de

CHAPITRE III : Etude et conception d'antennes ultra large bande

l'espacement L_p , améliore l'adaptation en milieu de la bande et augmente légèrement la fréquence haute d'adaptation. Pour $L_2=1.3\text{mm}$ le S_{11} affiche deux fréquences de résonances, $S_{11}=-28.7\text{dB}$ et -37.5 dB pour les fréquences 4 GHz et 11.9 GHz respectivement.

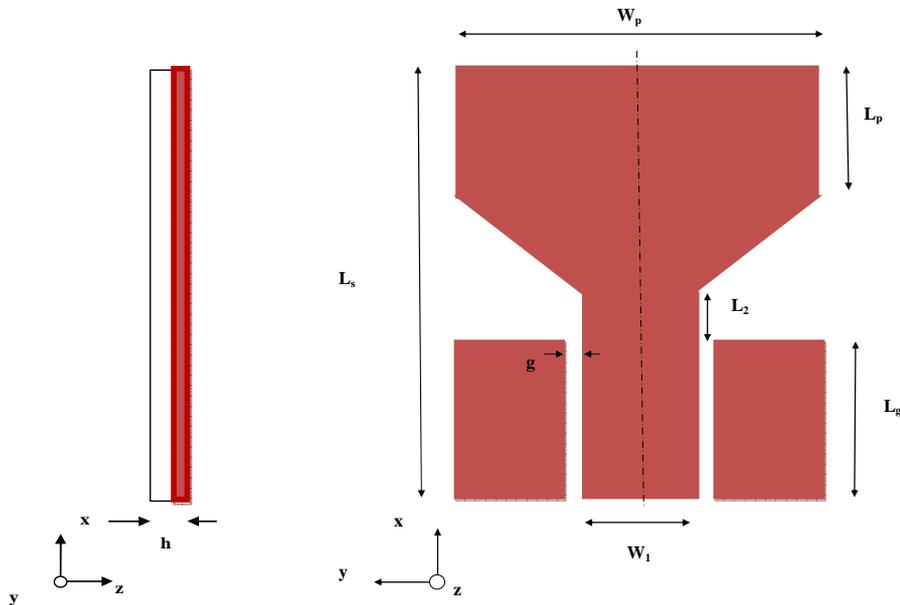


Figure III.10. Géométrie de l'antenne optimisée.

La figure III.10 donne la géométrie finale après le découpage de l'élément rayonnant sous forme trapézoïdale, et le tableau III.2 donne les dimensions optimales relatives à l'antenne pour un fonctionnement dans la bande [2.9-13.5] GHz.

Paramètres	(mm)	Paramètres	(mm)
W_p	17.6	L_2	1.3
L_s	20	L_g	4.6
W_1	3	g	0.5
L_p	6.4	h	1.5

Tableau III.2 : Paramètres optimisés pour la structure de forme trapézoïdale.

IV.1.2 Distribution des courants superficiels

La distribution des courants superficiels (figure III.11) montre que pour les fréquences basses d'adaptation, la totalité des courants superficiels sont centrés sur la ligne d'alimentation et les bords de l'élément rayonnant. Lorsque la fréquence augmente, on observe que la distribution des courants superficiels augmente au niveau de la partie inférieure du patch, avec une forte

CHAPITRE III : Etude et conception d'antennes ultra large bande

concentration sur les bords. On constate aussi, que la distribution au niveau de la jonction ligne-patch décroît lorsque la fréquence d'adaptation de l'antenne augmente.

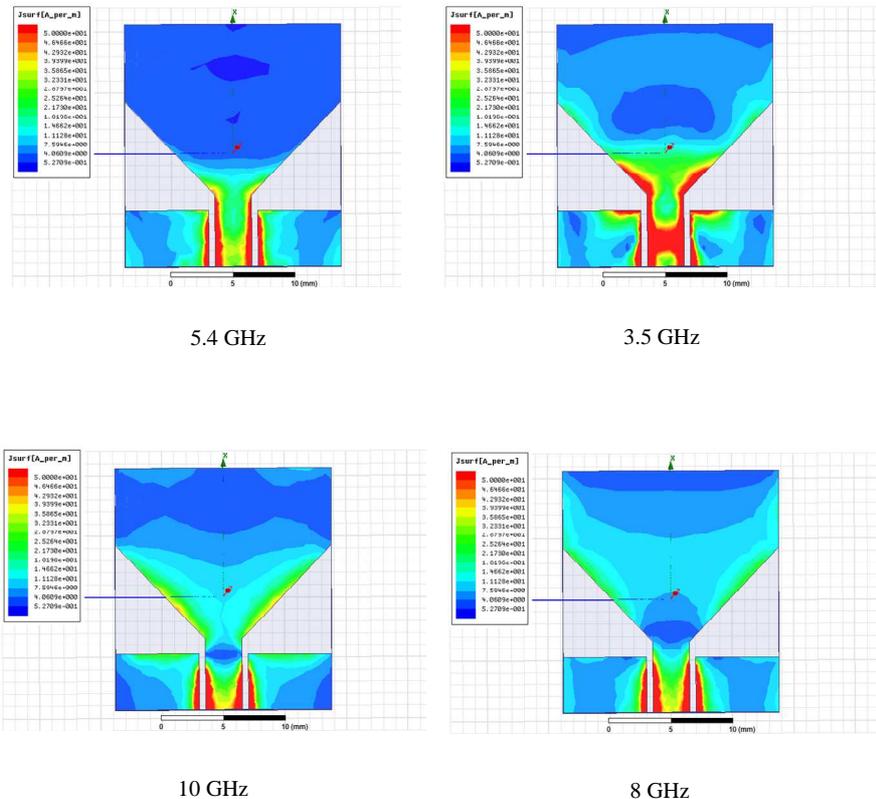


Figure III.11 : Distribution des courants surfaciques sur l'élément rayonnant.

IV.1.3 Caractéristiques de rayonnement

Les diagrammes de rayonnement ont été simulés à des fréquences différentes. La figure III.12 présente quelques diagrammes de rayonnement en 3D à 3.5, 5.4, 8 et 10 GHz. Les gains obtenus à ces fréquences sont 0.4, 1.6, 3.2 et 4.6 dBi respectivement. L'orientation des champs de rayonnement dans les deux principaux plans (plan E et H) sont simulés comme illustré sur les figures III.13. Il peut être observé que l'antenne patch présente des diagrammes de rayonnement bidirectionnels dans le plan E, tandis que les diagrammes de rayonnement dans le plan H sont pratiquement omnidirectionnels à travers toute la bande de fréquence. Il est à noter que le diagramme de rayonnement dans le plan H présente une déformation à 10 GHz, due aux effets des modes d'ordre supérieur.

CHAPITRE III : Etude et conception d'antennes ultra large bande

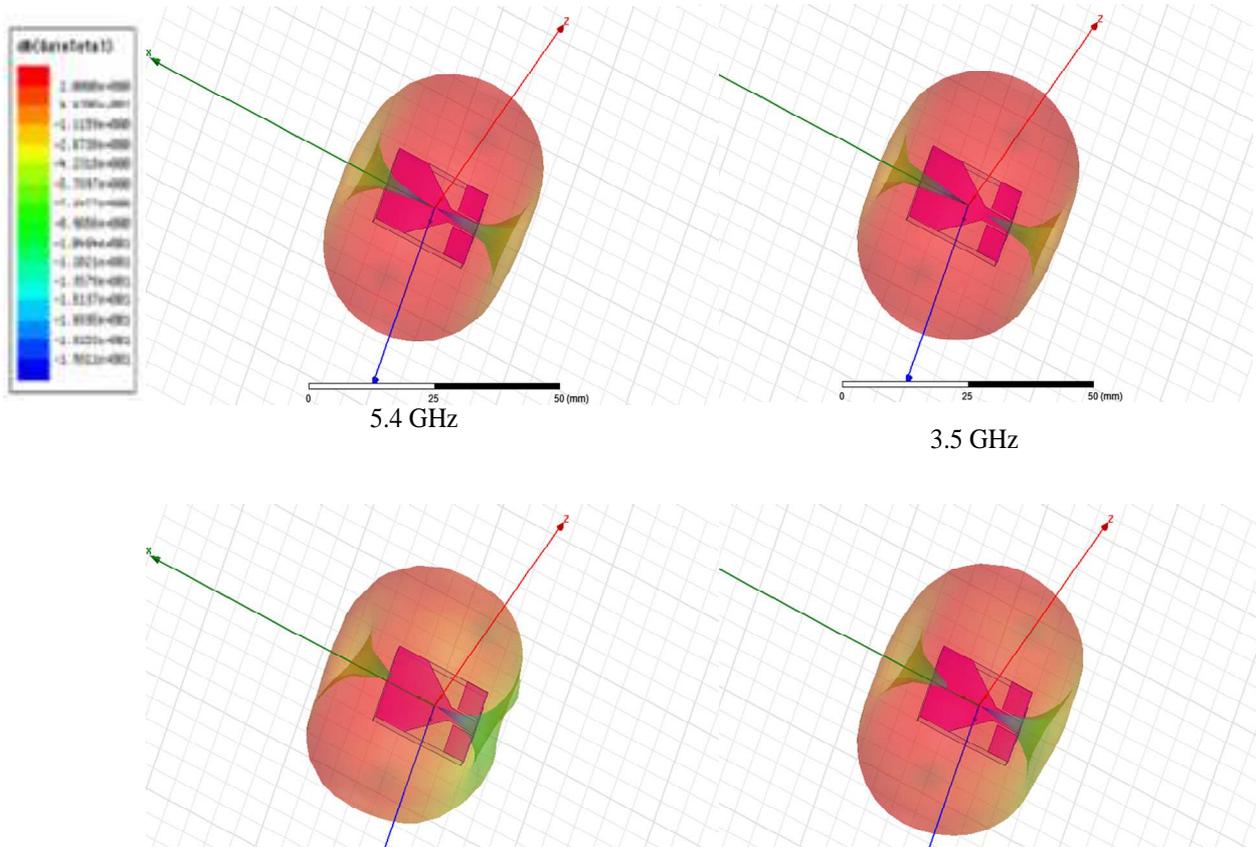


Figure III.12 : Diagrammes de rayonnement 3D simulés avec HFSS.

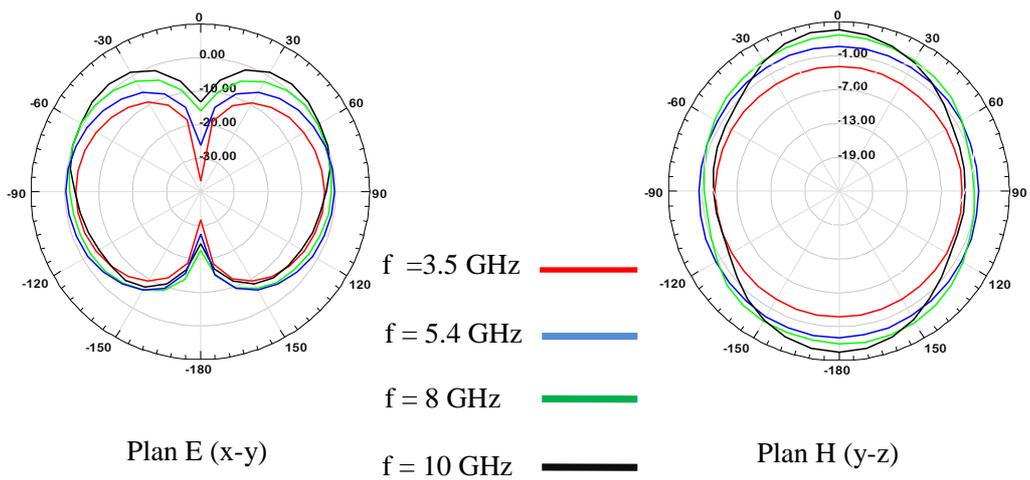


Figure III.13 : Diagrammes de rayonnement de l'antenne en 2D simulés avec HFSS.

IV.1.4 Le gain

La figure III.14 montre le gain simulé en fonction de la fréquence. On constate que le gain croît avec la fréquence, il varie de -0.5 dB à 4.72 dB pour la bande de fréquence 2.9 à 13.5 GHz. Le gain de l'antenne atteint sa valeur maximale 4.72 dB à la fréquence 10.7 GHz.

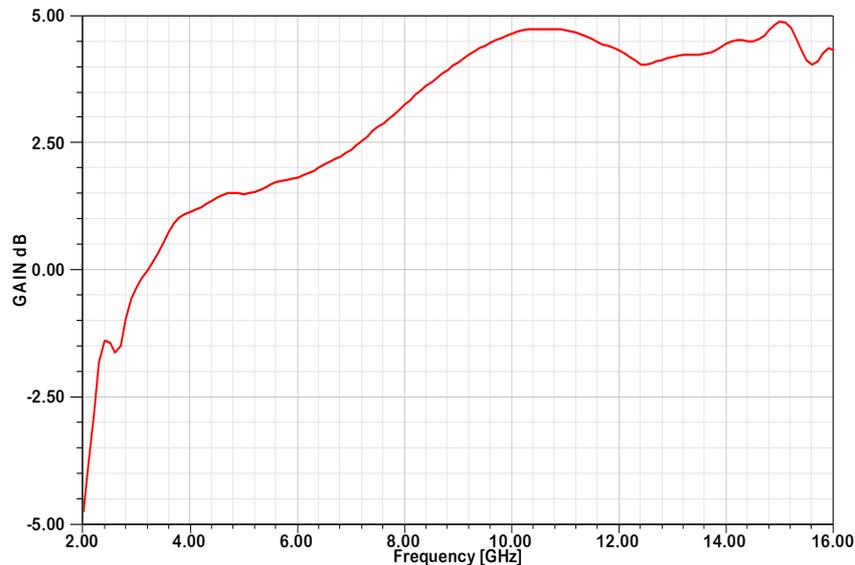


Figure III.14 : Gain simulé de l'antenne proposée en fonction de la fréquence.

IV. 1.5 Résultats obtenus par le logiciel CST

Afin de valider notre utilisation du logiciel de conception HFSS, nous avons conçu et simulé cette même structure sous CST dont l'analyse numérique est basée sur la méthode d'intégration finie (FIT). La figure III.15 illustre le coefficient de réflexion obtenu par les deux outils de simulation. Nous remarquons une bonne concordance entre les résultats simulés. Il existe quelques différences si on considère les fréquences de résonance et la fréquence supérieure d'adaptation cela dit, en termes de bande passante les résultats restent très comparables. Les résultats montrent que l'antenne fonctionne dans les bandes ; 2.9GHz à 13.4GHz pour l'HFSS (soit 128.8%) et 3 GHz à 12.4 GHz pour le CST (soit 122%). D'après ces résultats, on constate que l'antenne proposée offre une bande passante qui couvre la bande exigée par la commission FCC pour les applications Ultra-large bandes.

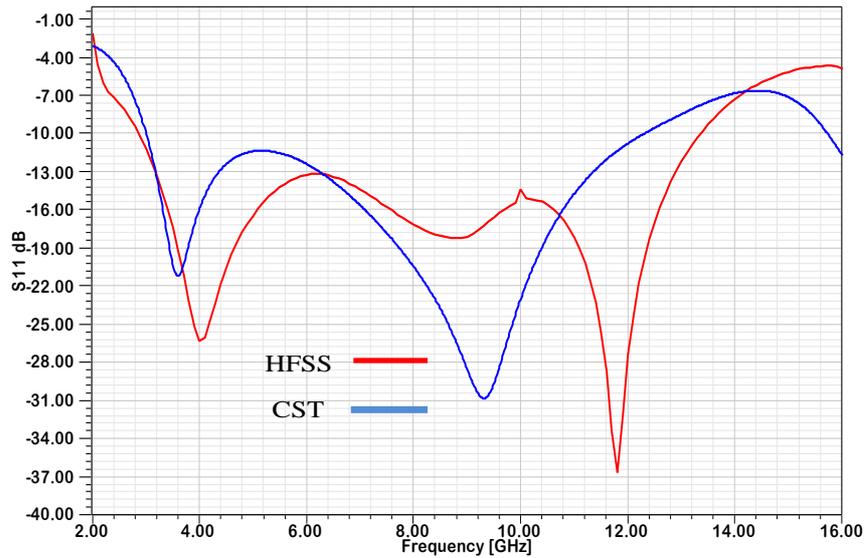


Figure III.15 : Coefficients de réflexion de l'antenne avec HFSS et CST.

Les résultats simulés des diagrammes de rayonnement à la fréquence 3.5, 5.4, 8, et 10 GHz sont simulés dans les deux plans principaux E et H comme le montre la Figure III.16. Nous observons un bon accord entre les résultats simulés avec deux logiciels HFSS et CST, et on constate que l'antenne proposée présente un diagramme de rayonnement bidirectionnel dans le plan X-Z et un comportement omnidirectionnel dans le plan Y-Z.

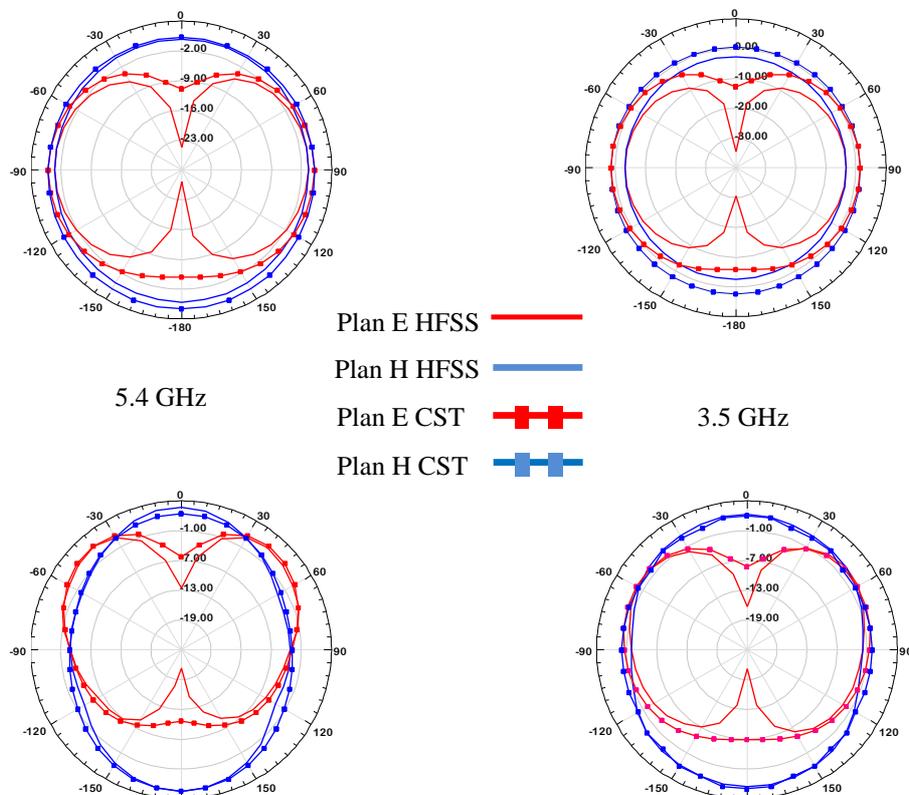


Figure III.16 : Diagrammes de rayonnement simulés par HFSS et CST dans les deux plans E (x-y) et H (y-z).

IV. 1.6 Etude paramétrique

Nous étudierons ici l'influence des différents paramètres géométriques sur le coefficient de réflexion de l'antenne. Pour cela certains paramètres géométriques de l'antenne seront modifiés un à un, afin de voir leurs influences sur les performances de l'antenne, particulièrement en termes d'adaptation sur une large bande de fréquences. L'étude est effectuée sur l'antenne présentée dans la figure III.10. Cette étude paramétrique est très intéressante car elle permet de mieux appréhender les contraintes de fabrication technologique vu les petites dimensions de la structure. En d'autres mots, elle nous permet de déterminer les paramètres les plus sensibles sur les performances de l'antenne.

IV.1.6.1 L'effet du largeur de plan de masse L_g

L'influence de la largeur du plan de masse modifié L_g sur les performances de l'antenne est illustrée dans la figure III.17. Il est clairement observé que la diminution de la largeur L_g donne une largeur de bande étroite. En outre, l'adaptation d'impédance devient médiocre aux hautes fréquences lorsque la largeur L_g est augmentée.

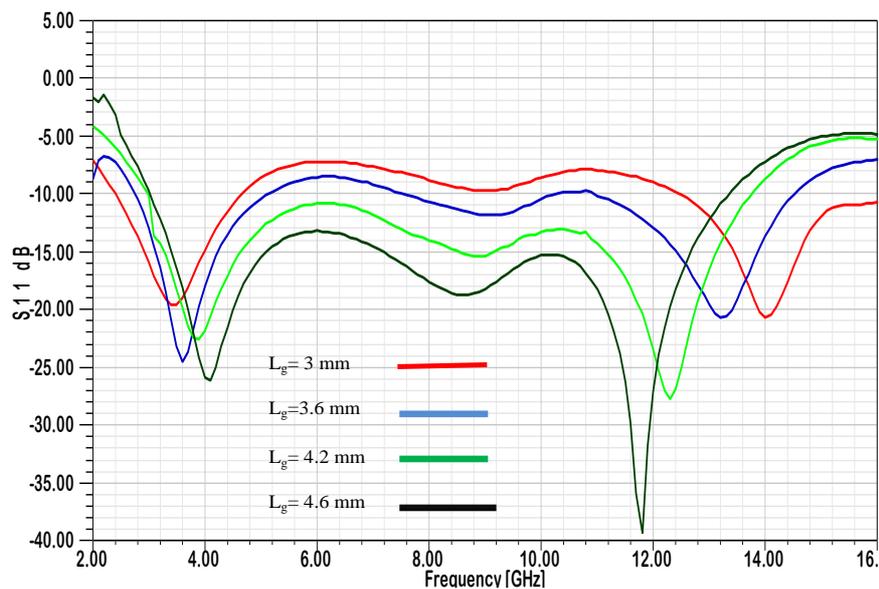


Figure III.17 : Coefficient de réflexion pour différentes valeurs de L_g .

IV.1.6.2 L'effet de la largeur de gap de la ligne CPW g

Les résultats de simulation du coefficient de réflexion (figure III.18) montrent que, l'adaptation de l'antenne s'améliore avec la diminution de largeur de gap g . Mais lorsque $g=0.2$ mm, l'adaptation se dégrade et la fréquence basse diminue, par contre la fréquence haute d'adaptation reste quasiment invariante

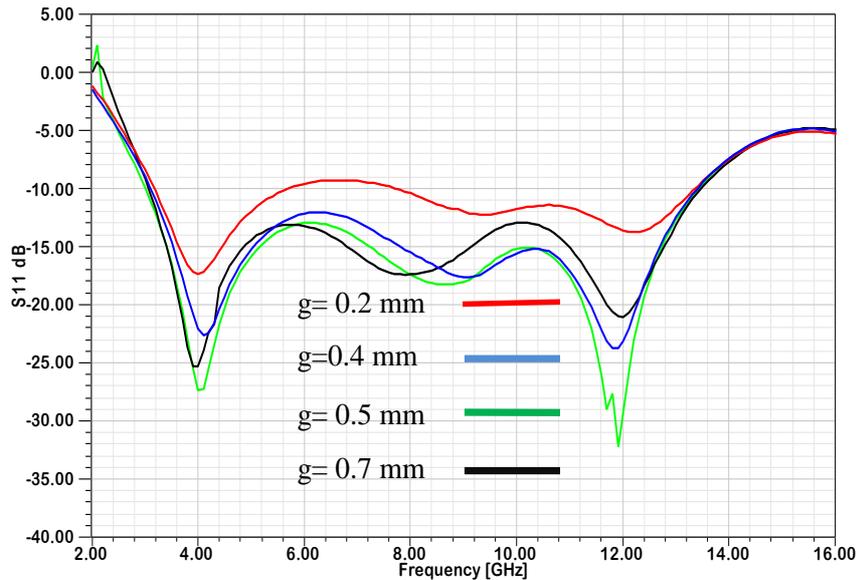


Figure III.18 : Coefficient de réflexion pour différentes valeurs de g .

IV.1.6.3 L'effet de la largeur W_1 de la ligne coplanaire

Une autre étude paramétrique s'est faite sur la largeur de la ligne de transmission coplanaire qui est utilisée pour alimenter l'élément rayonnant. Les coefficients de réflexion pour différentes valeurs de W_1 sont présentés dans la figure III.19. L'analyse de ces résultats montre que lorsque le paramètre W_1 est diminué, l'adaptation d'impédance devient médiocre, et le paramètre S_{11} de fréquence de résonance $f = 11.8$ GHz augmente de -32 dB à -15 dB lorsque W_1 varie de 3 à 2 mm.

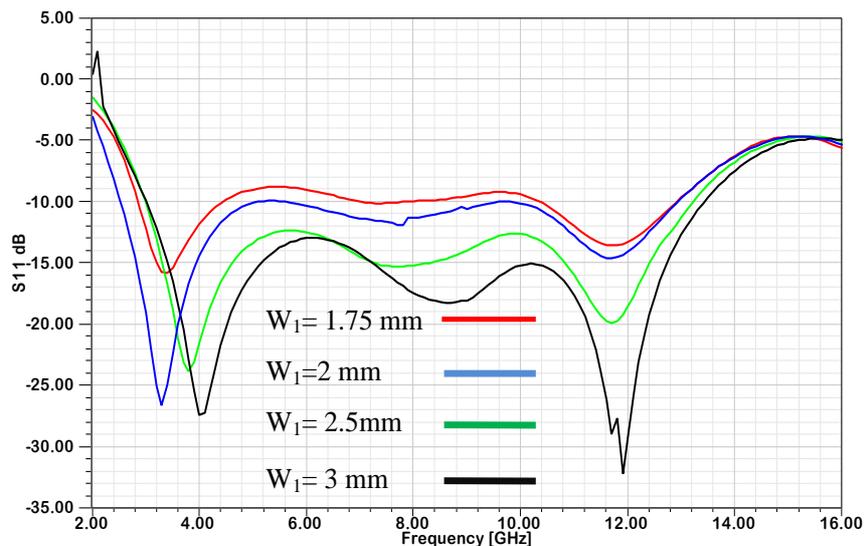


Figure III.19 : Coefficient de réflexion pour différentes valeurs de W_1 .

IV.1.6.4 L'effet de l'épaisseur du substrat h

Les coefficients de réflexion en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de l'épaisseur du substrat h ont été tracés dans la figure III.20. A partir de cette figure, on peut conclure que l'augmentation de l'épaisseur de substrat fournit dégrade l'adaptation et offre une largeur de bande impédance réduite. L'épaisseur optimisée pour la largeur de bande d'impédance maximale est égale à 1.5 mm.

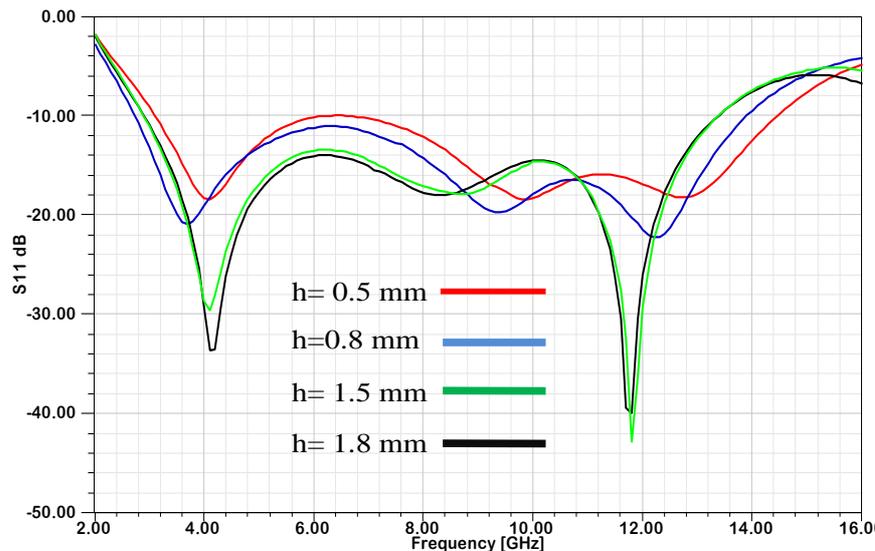


Figure III.20 : Coefficient de réflexion pour différentes valeurs de h .

IV.1.6.5 L'effet de la permittivité du substrat ϵ_r

Le type de matériau de substrat est changé pour étudier son effet sur le coefficient de réflexion de l'antenne. Le coefficient de réflexion est calculé et tracé pour quatre type de matériaux ; Rogers RT5880 (avec permittivité $\epsilon_{rs} = 2.2$), et Rogers RO3003 ($\epsilon_{rs} = 3.55$), Fr Epoxy ($\epsilon_{rs} = 4.4$) et Rogers RO3006 ($\epsilon_{rs} = 6.15$) comme le montre la figure III.21. D'après cette figure, on constate que l'augmentation de la permittivité du substrat mène à une désadaptation dans les hautes fréquences (pour les fréquences supérieures à 11.6 GHz). Le substrat qui offre une bonne adaptation et bande passante convenable pour des applications ULB est le Fr Epoxy ($\epsilon_{rs} = 4.4$).

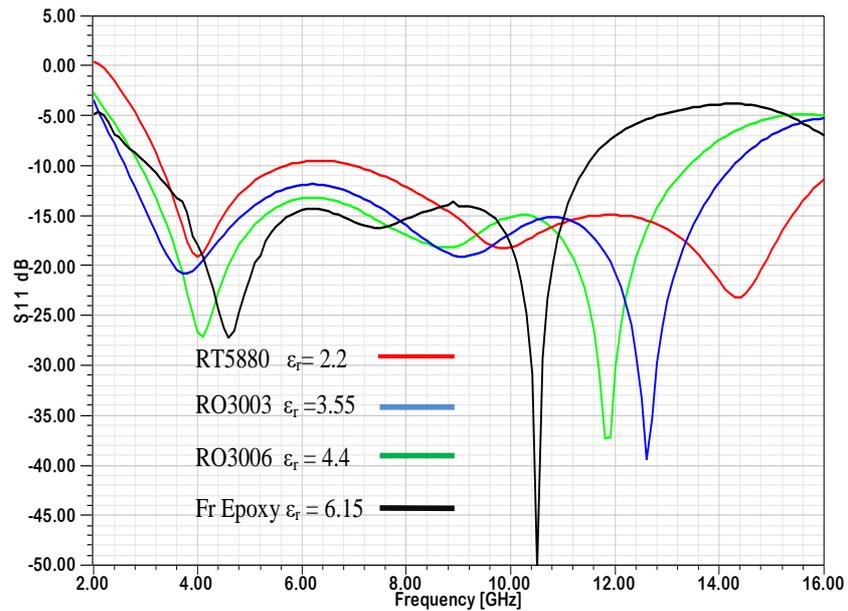


Figure III.21 : Coefficient de réflexion pour différentes valeurs de ϵ_{rs} .

IV.2 Conception d'antenne patch circulaire ULB

Dans un deuxième temps, on a choisi une antenne de base de forme cercle alimentée par ligne coplanaire. L'antenne est imprimée sur un substrat FR4 avec une permittivité $\epsilon_{rs} = 4.4$, une tangente de perte de 0.02, une épaisseur $h = 1.64$ mm, et une surface de 17.6×20 mm². L'antenne patch est excitée par une ligne coplanaire ayant une largeur W_1 , comme le montre la figure III.22 :

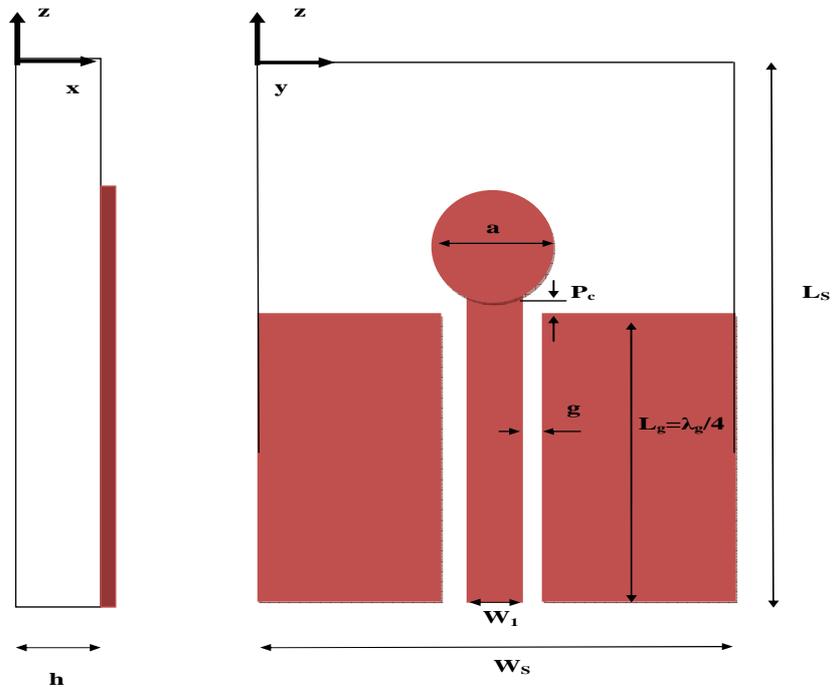


Figure III.22 : Antenne de base a patch circulaire.

CHAPITRE III : Etude et conception d'antennes ultra large bande

Les dimensions de patch pour une fréquence de résonance f_r sont données par les équations suivantes [6]

$$a = \frac{\lambda_g}{h \left(1 + \sqrt{\pi * (\epsilon_r + 1) * \lambda_g * \left[1.7726 + \ln \left(\frac{0.5 \lambda_g * \pi}{h} \right) \right]} \right)} \quad (\text{III-10})$$

$$\lambda_g = \frac{c}{f_r \sqrt{\epsilon_r}} \quad (\text{III-11})$$

Où λ_g est la longueur d'onde guidée, c , a , ϵ_r et h sont respectivement la vitesse de lumière, le diamètre du patch, la permittivité et l'épaisseur du substrat.

Le tableau III.3 définit les différentes dimensions de la structure d'antenne

Paramètres	W_s	L_s	P_c	L_p	L_g	W_1	a	g	h
(mm)	40	50	0.7	13.3	20.6	2	6	0.3	1.64

Tableau III.3 : Dimensions antenne de base.

L'antenne patch circulaire a été conçue et analysée à l'aide du logiciel CST

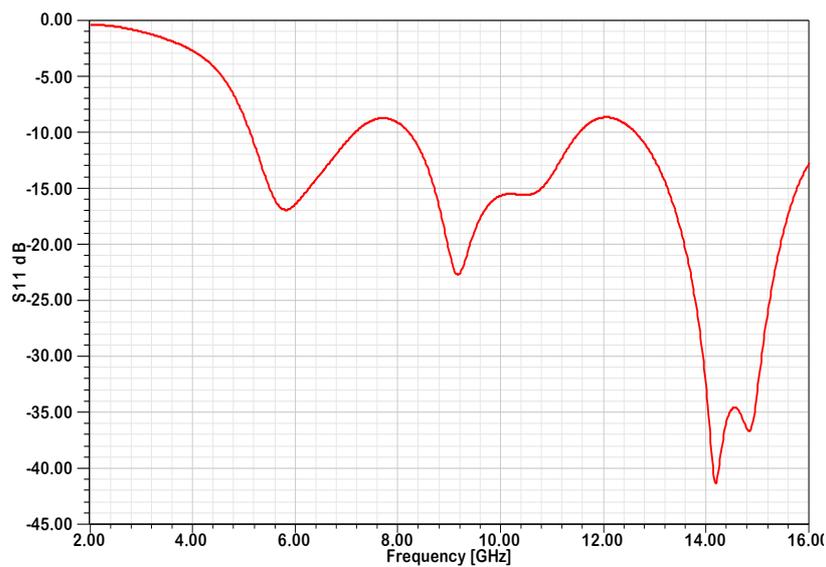


Figure III .23 : Variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence.

CHAPITRE III : Etude et conception d'antennes ultra large bande

La figure III.24 présente l'impédance d'entrée (résistance et réactance) de l'antenne. La partie réelle de l'impédance d'entrée représente la puissance rayonnée (active) et la partie imaginaire correspond à une puissance (réactive) emmagasinée autour de l'antenne (pertes dans les conducteurs et les diélectriques). On observe que la partie réelle est proche de 50Ω et la partie imaginaire est d'environ 0Ω aux fréquences de résonance. Pour la fréquence 3.6GHz les partie réelle et imaginaire affichent un pic de 420Ω et $+j230\Omega$ respectivement.

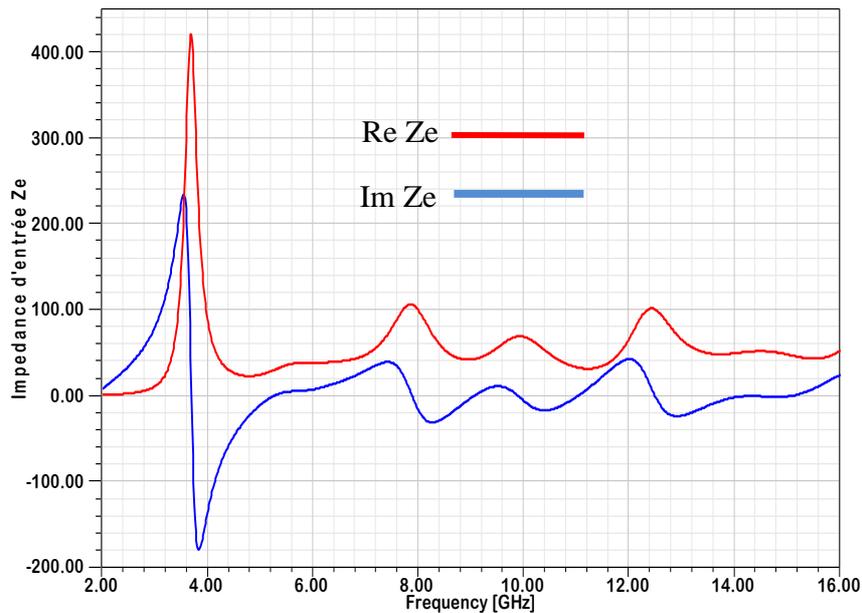


Figure III.24 : Impédance d'entrée de l'antenne circulaire proposée en fonction de la fréquence.

IV.2.1 L'optimisation de la bande passante

Dans cette partie et afin d'apporter des améliorations sur les caractéristiques de l'antenne et précisément sur l'adaptation de l'antenne, nous allons effectuer quelques modifications sur l'antenne précédente, tel qu'une troncature du plan de masse pour les deux coins supérieurs et l'ajout d'un matériau diélectrique.

IV.2.2 La découpe de plan de masse

Pour améliorer l'adaptation de l'antenne et pour avoir une antenne ultra large bande, on a effectué une découpe du plan de masse [5], autrement dit les deux coins ont été tronqués. La géométrie de l'antenne obtenue est montrée dans la figure III.25. Les paramètres géométriques ainsi que le substrat restent les mêmes que pour l'antenne de base.

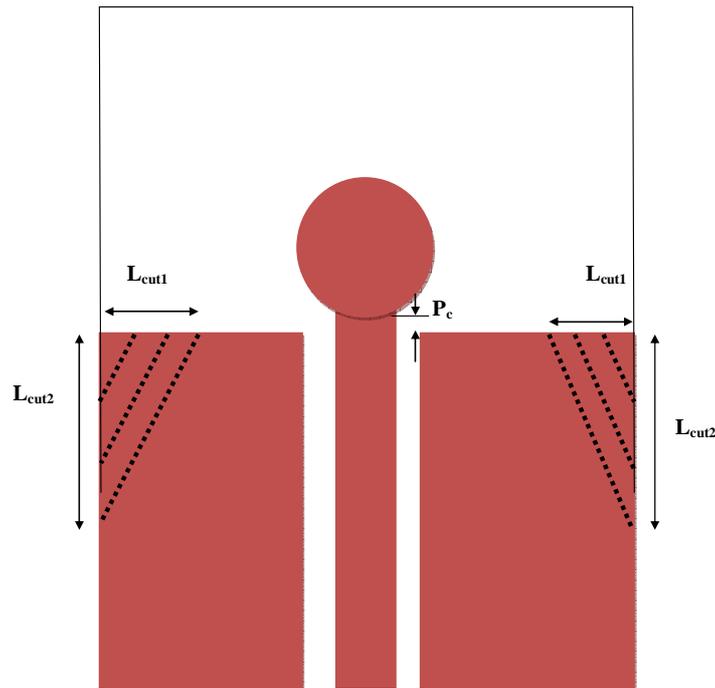


Figure III.25 : Antenne avec le plan de masse tronquée.

L'analyse paramétrique de l'antenne proposée a été réalisée à l'aide de logiciel CST afin d'obtenir des résultats optimaux pour la bande passante.

La figure III.26 montre la variation du coefficient de réflexion S_{11} lorsque L_{cut1} est modifié de 15 à 2 mm pour $L_{cut2}=13$ mm. Il est clair que lorsque S_{11} est inférieur à -10 dB, la fréquence basse de la bande passante décroît de 6,6 à 4,7 GHz et la fréquence haute de la bande passante diminue également. Lorsque $L_{cut1} = 2$ mm, la fréquence haute de la bande passante est de 11,5 GHz et l'antenne résultante offre une large bande passante d'impédance de 84% de la bande de fréquences de 4,7 GHz à 11,5 GHz. Pour $L_{cut1}=4$ mm, la figure III.27 décrit le S_{11} simulé pour différentes valeurs de L_{cut2} . Pour $L_{cut2} = 8$ mm à 17 mm, la basse fréquence de la bande passe à 4,6 GHz. Lorsque $L_{cut2} = 13$ mm, l'antenne fonctionne avec une large bande passante allant de 5 à 12 GHz.

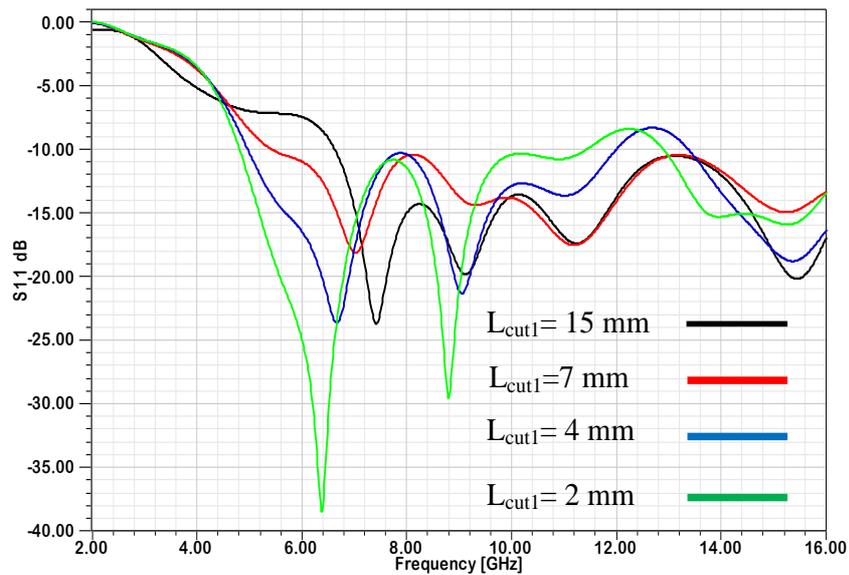


Figure III.26 : Adaptation de l'antenne en fonction de L_{cut1} avec $L_{cut2}=13$ mm.

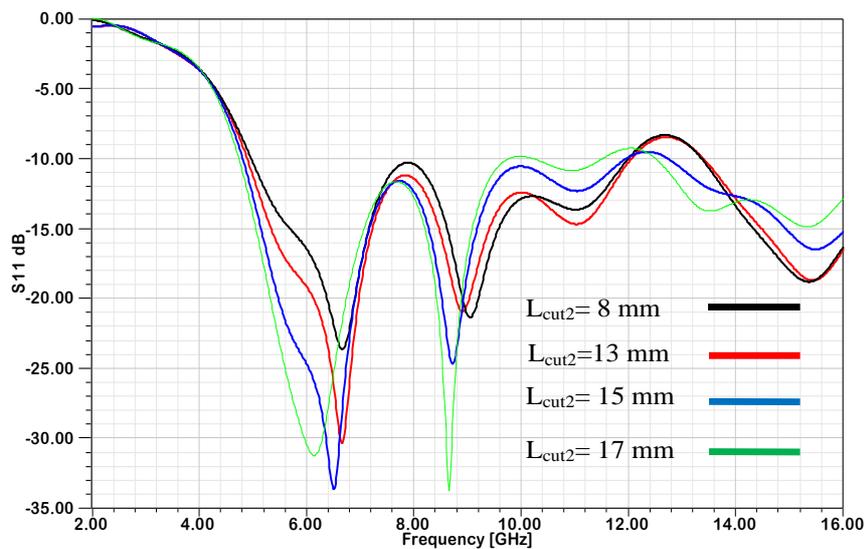


Figure III.27 : Adaptation de l'antenne en fonction de L_{cut2} avec $L_{cut1}=4$ mm.

Le gap entre le plan de masse et le patch joue un rôle important dans les caractéristiques de l'antenne. On fixe $L_{cut1}=4$ mm et $L_{cut2}=13$ mm, la variation du coefficient de réflexion pour différentes valeurs d'écart P_C sont illustrées à la Figure III. 28. On remarque que la largeur de bande d'impédance s'améliore lorsque la distance P_C a été réduite. Quand l'écart P_C varie de 1,7 à 0,7 mm, la fréquence haute passe de 9 GHz à plus de 12 GHz et la fréquence basse passe

CHAPITRE III : Etude et conception d'antennes ultra large bande

de 4,4 à 5 GHz. Cela est dû aux effets capacitifs et inductifs provoqués par le couplage électromagnétique entre le plan de masse et l'élément radiateur (le patch).

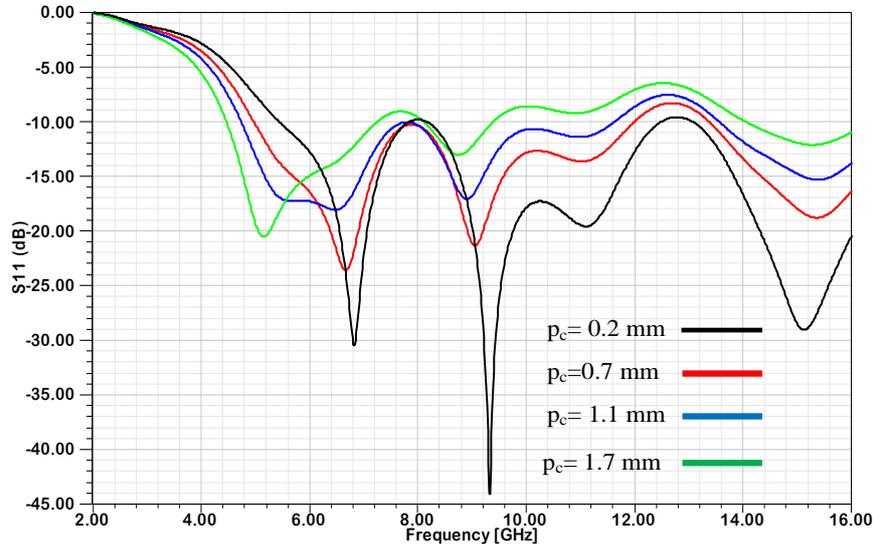


Figure III.28 : Adaptation de l'antenne en fonction de P_C .

IV.2.3 L'addition d'un Résonateur Diélectrique Cylindrique RDC

Pour élargir la bande passante de l'antenne et la promouvoir dans l'antenne ULB, nous utilisons la technique hybride associant le RDC et l'antenne patch coplanaire. L'incorporation d'un résonateur diélectrique cylindrique RDC à haute permittivité [7] dans l'antenne de base pourrait abaisser la fréquence de résonance de l'antenne sans augmenter sa dimension. Le RDC est posé au dessus du patch, en le plaçant à même distance du plan de masse que le patch circulaire de l'antenne coplanaire $p = p_{DR} = 0.7$ mm, de hauteur $H_{DR} = 10$ mm et de diamètre $D_{DR} = 14$ mm. Il est constitué d'un matériau DUPONT 943 de pertes $\tan \delta = 0.002$ dont la permittivité est $\epsilon_{DR} = 7.4$, (voir figure III.29).

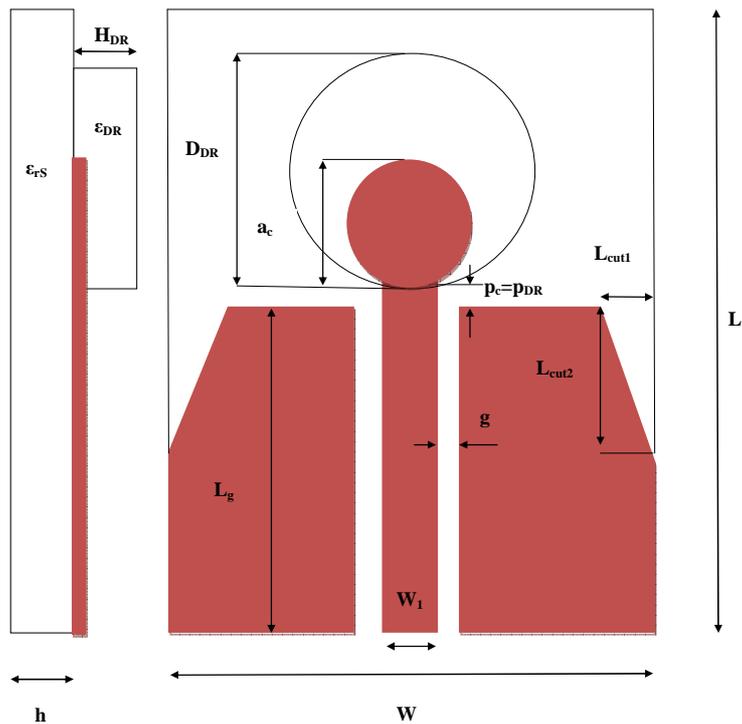


Figure III.29 : Prototype de l'antenne coplanaire avec RDC.

Le tableau III.4 suivant définit les différentes dimensions de la structure :

paramètre	(mm)	paramètre	(mm)	paramètre	(mm)
W	40	L_g	20.6	H_{DR}	10
L	50	L_{cut1}	4	ε_{DR}	7.4
h	1.64	L_{cut2}	13	p_c=p_{DR}	0.7
ε_{rS}	4.4	a_c	6	D_{DR}	14
W₁	2	g	0.3		

Tableau III.4 : Dimensions de l'antenne.

La figure III.30 montre les résultats de coefficient de réflexion de l'antenne patch circulaire associée à RDC avec celle sans RDC. Lorsque la structure ne contient pas le RDC, l'antenne fonctionne de 5 à 12 GHz avec une largeur de bande d'impédance de 82% pour des coefficients de réflexion S_{11} inférieurs à -10 dB. Lorsque le RDC est présent, la bande

inférieure passe à 3,3 GHz et l'antenne présente un pic de résonance $S_{11} = -35$ dB autour de 4.2 GHz et la hauteur de la bande passe à plus de 12 GHz, atteignant une largeur de bande d'impédance supérieure à 113 %. D'après les résultats simulés, on peut conclure que l'antenne avec RDC offre de meilleures performances pour le coefficient de réflexion, ce qui peut répondre à l'exigence des applications ultra large bande.

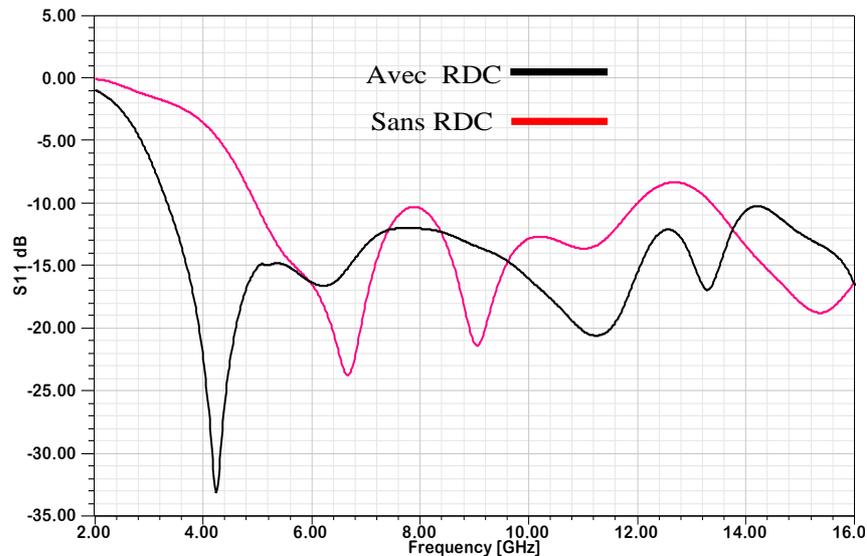


Figure III.30: Résultats simulés de l'antenne proposée avec et sans RDC.

IV.2.4 La distribution des courants surfaciques

La distribution des courants surfaciques (figure III.31) est principalement centrée sur la ligne d'alimentation et sur les bords inférieurs du patch, pour les fréquences basses d'adaptation. Cette distribution augmente au niveau du patch et précieusement aux bords supérieurs du patch se qui contribue au rayonnement.

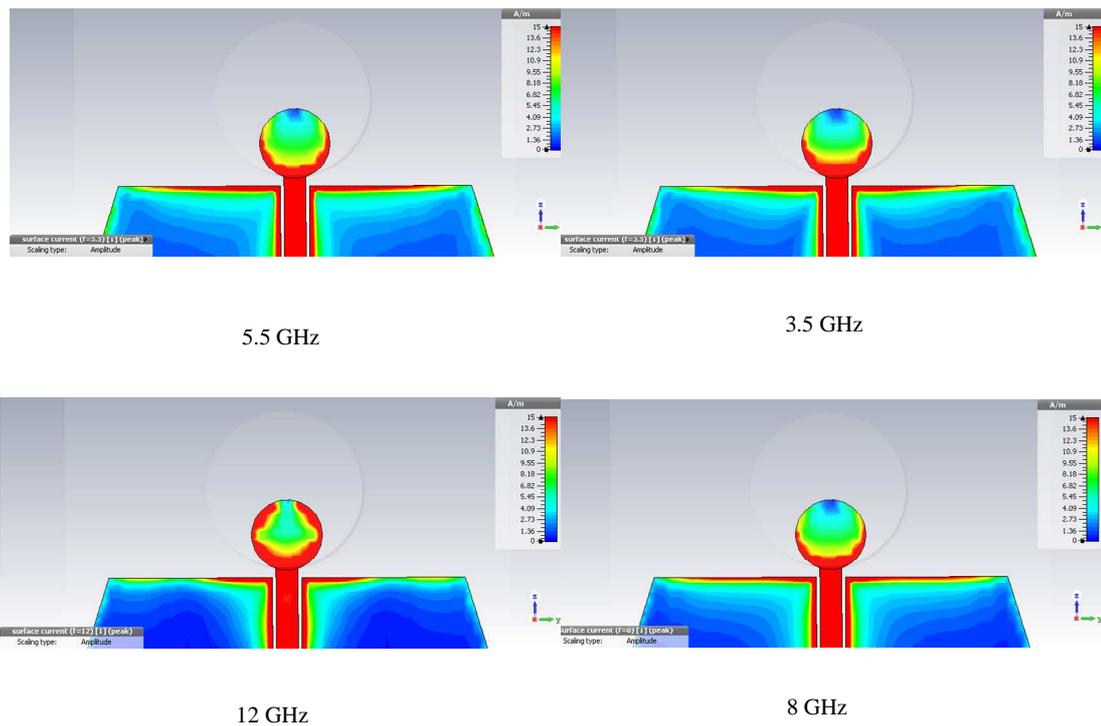


Figure III.31 : Distribution des courants surfaciques sur le patch

IV.2.5 Le diagramme de rayonnement

Les figures III.32 et III.33 illustrent les diagrammes de rayonnement de l'antenne monopole circulaire en 3D et 2D respectivement pour des fréquences : 3.5, 5.5, 8 et 12GHz. Les gains obtenus à ces fréquences sont 2.19, 2.25, 3.76 et 5.26 dBi respectivement. On observe que le diagramme de rayonnement est stable pour les fréquences 3.5 et 5.5GHz , omnidirectionnel dans le plan H, et bidirectionnel dans le plan E ; à partir de la fréquence 8 GHz , on constate la déformation du diagramme de rayonnement dans le plan H, il devient unidirectionnel.

CHAPITRE III : Etude et conception d'antennes ultra large bande

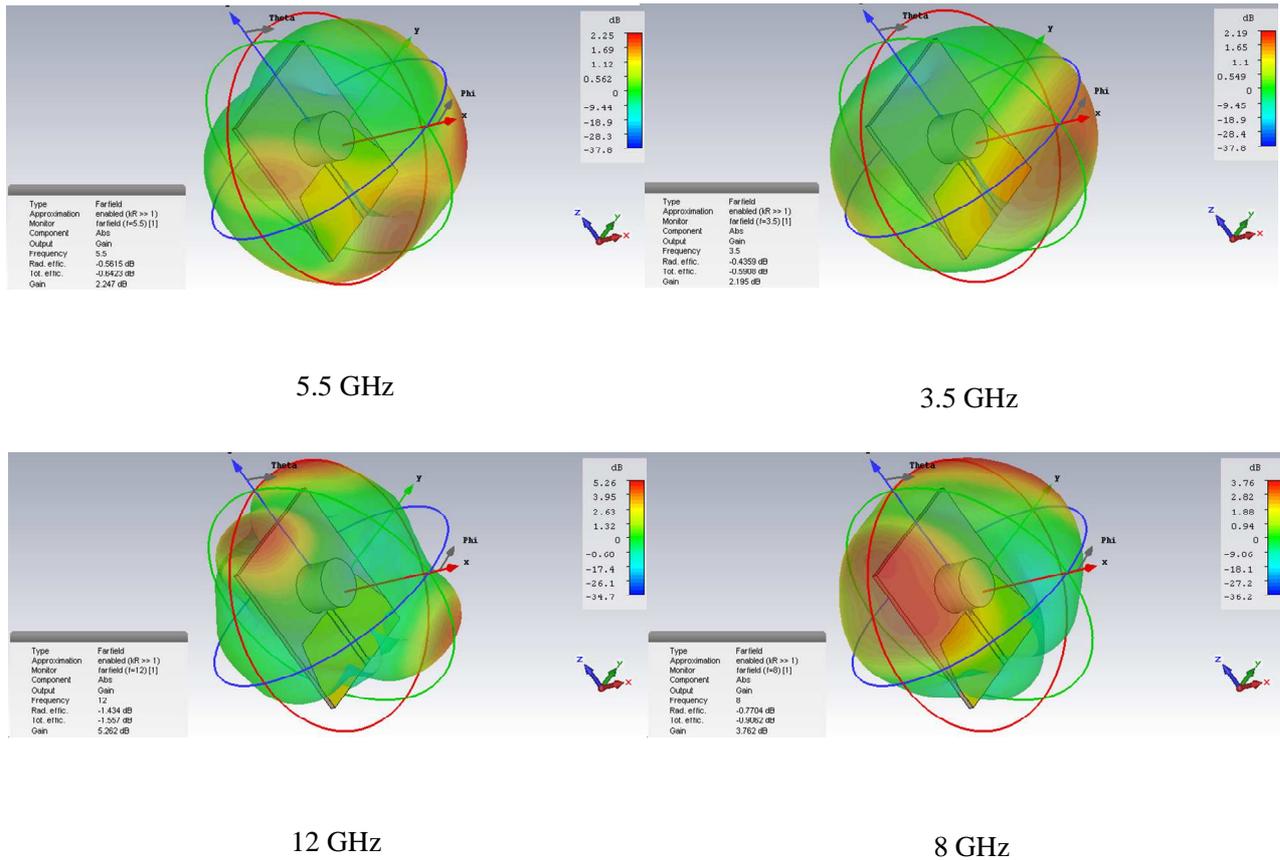


Figure III.32 : Diagrammes de rayonnement 3D simulés avec CST.

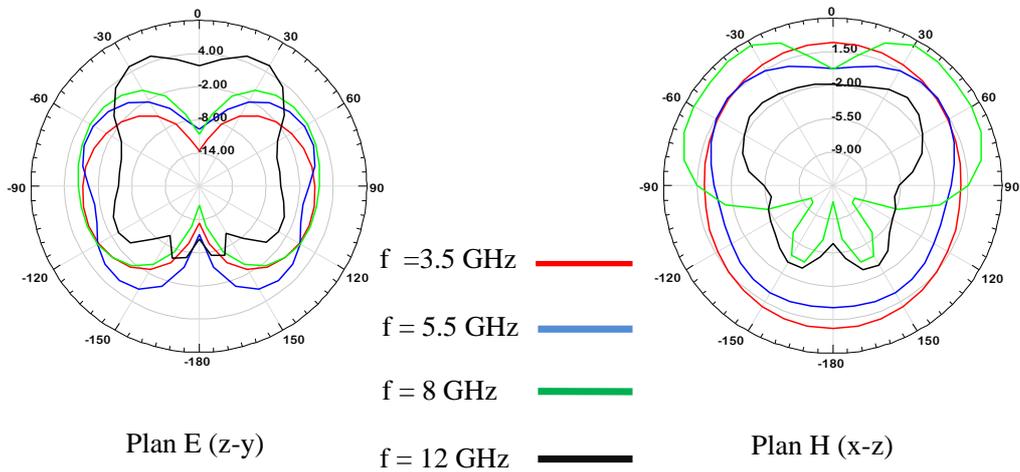


Figure III.33 : Diagramme de rayonnement 2D de l'antenne proposée.

IV.2.6 Le gain

La figure III.34 représente l'évolution du gain en fonction de la fréquence. On remarque que le gain n'est pas constant dans toute la bande passante de l'antenne, un maximum gain est de 6.6 dB obtenu à la fréquence 11 GHz, et une valeur minimale de 2 dB, pour la fréquence 5.8 GHz.

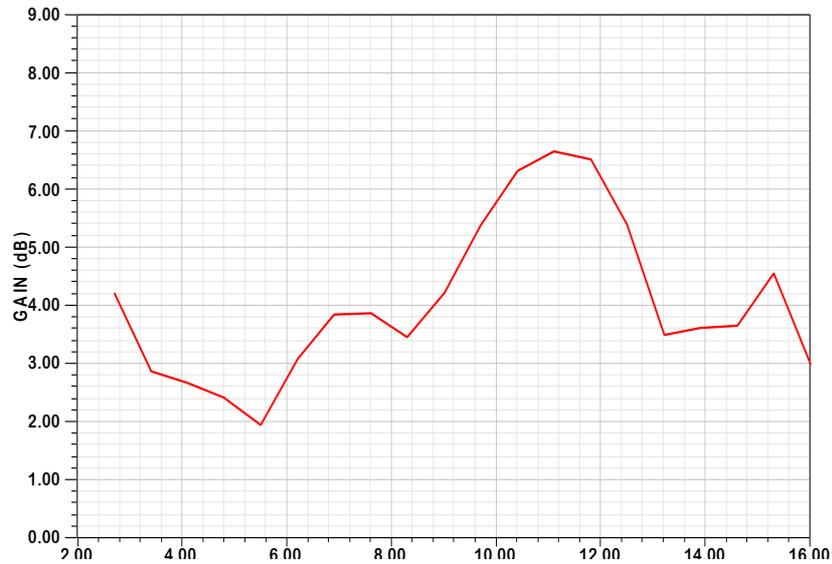


Figure III.34 : L'évolution du gain en fonction de la fréquence.

IV.2.7 Résultats obtenus par le logiciel HFSS

La figure III.35 montre le coefficient de réflexion S_{11} en fonction de la fréquence obtenu avec les deux logiciels HFSS et CST.

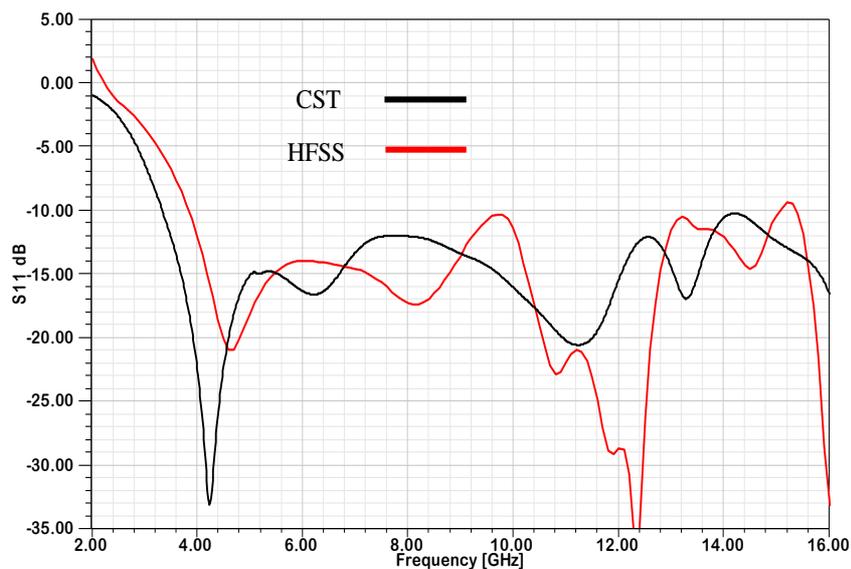


Figure III.35 : Coefficients de réflexion de l'antenne.

CHAPITRE III : Etude et conception d'antennes ultra large bande

On remarque que les résultats sont en bonne concordance. Le petit décalage qu'on peut observer pour la fréquence basse d'adaptation entre les résultats de la simulation est dû aux techniques numériques différentes utilisées par les deux logiciels. Les résultats indiquent une impédance large bande passante de 3,3 GHz à plus de 12 GHz pour le logiciel CST et de 3.8GHz à plus de 12 GHz pour le logiciel HFSS.

En outre, nous avons aussi tracé les diagrammes de rayonnements simulés par les simulateurs HFSS et CST dans les plans E et H (figures III.36). A partir de ces figures, il est clair que les résultats des deux simulateurs sont en très bon accord. On constate que l'intensité de rayonnement est orientée vers la direction verticale de l'élément rayonnant.

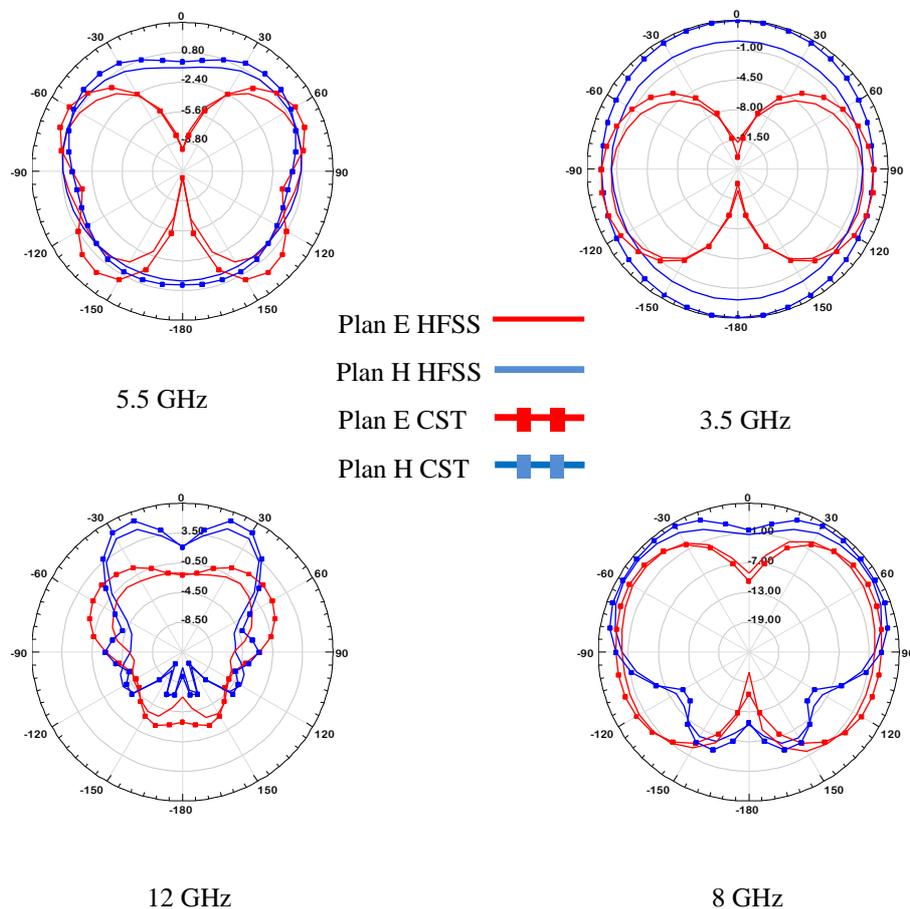


Figure III.36 : Diagrammes de rayonnement simulés par HFSS et CST dans les deux plans E (z-y) et H (x-y).

IV.2.8 Etude paramétrique

Les performances de l'antenne proposée peuvent être affectées par les géométries du RD Cylindrique et sa permittivité. Nous allons nous intéresser dans cette partie, aux effets des paramètres suivants : la hauteur H_{DR} , R_{DR} , le gap p_{DR} et la permittivité diélectrique ϵ_{rRD} sur le coefficient de réflexion.

IV.2.8.1 L'effet du Hauteur H_{DR}

La Figure III.37 montre les résultats de la simulation du paramètre S_{11} de l'antenne pour différentes valeurs de H_{DR} , on peut constater clairement l'augmentation de largeur de bande passante avec la variation de H_{DR} , pour $H_{DR}=10$ mm on obtient un $S_{11} = -30$ dB à la fréquence de 4.2 GHz et la fréquence basse d'adaptation 3.3 GHz respectivement.

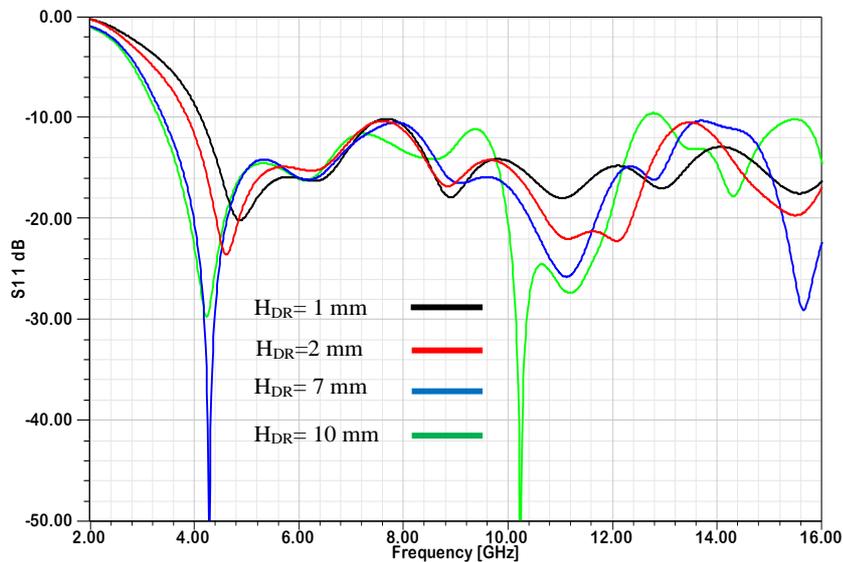


Figure III.37 : Effet de la hauteur H_{DR} .

IV.2.8.2 L'effet du gap p_{DR}

Le coefficient de réflexion pour différentes valeurs de p_{DR} est donné à la figure III.38. Ces résultats montrent que lorsqu'on diminue l'écart entre le plan de masse et RD cylindrique, la fréquence basse d'adaptation se déplace vers les fréquences supérieures et les premières fréquences de résonance sont décalées vers des fréquences inférieures, tel que $f_1=6.5$ GHz et 4.2 GHz pour $p_{DR}=7.7$ mm et $p_{DR}=0.7$ mm respectivement.

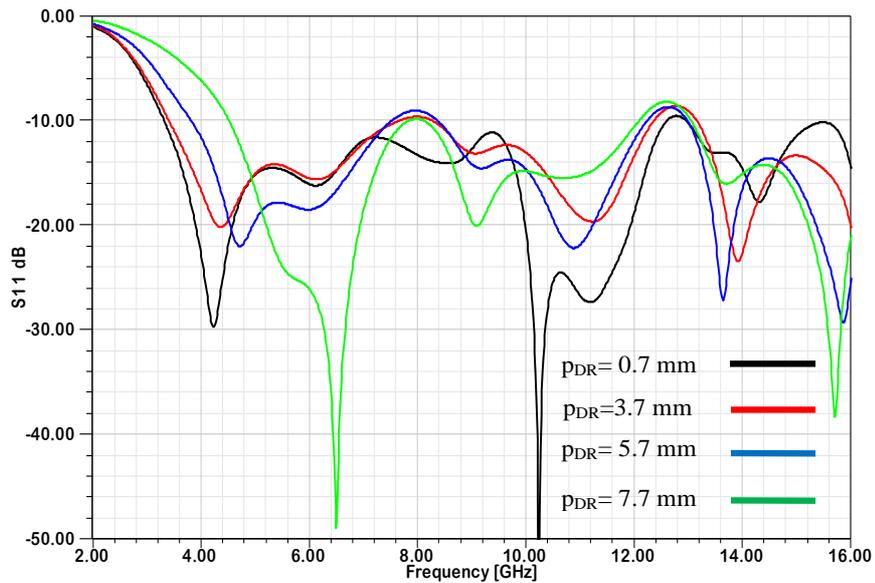


Figure III.38 : Effet de l'écart p_{DR} .

IV.2.8.3 L'effet du rayon de R_{DR}

Les résultats de simulation du coefficient de réflexion (figure III.39) montrent que, l'adaptation de l'antenne se dégrade dans les bandes [7.2, 8.4 GHz] et [7.4, 8.1 GHz] pour $R_{DR}=5\text{mm}$ et $R_{DR}=10\text{mm}$ respectivement et on observe une amélioration de l'adaptation pour la fréquence basse, $R_{DR}=3\text{mm}$ et $R_{DR}=10\text{mm}$; la fréquence basse d'adaptation affiche 4.2 GHz et 3.2 GHz respectivement.

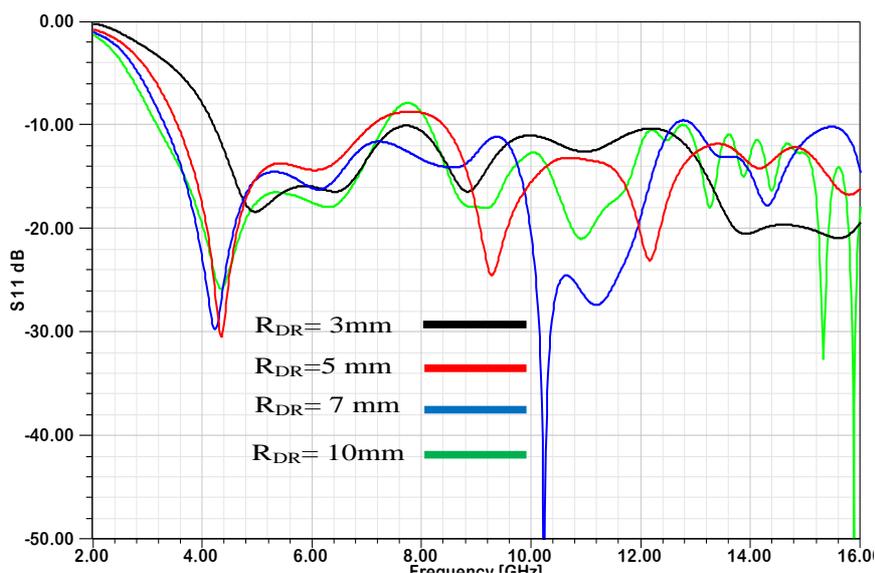


Figure III.39 : Effet du rayon R_{DR} .

IV.2.8.4 L'effet de la permittivité du RDC ϵ_r

Le type de matériau de RDC est changé pour étudier son effet sur le coefficient de réflexion et la bande passante de l'antenne. Le coefficient de réflexion est calculé et tracé pour quatre types de matériaux : Arlon AD250A (avec permittivité $\epsilon_{rs} = 2.5$), Fr Epoxy ($\epsilon_{rs} = 4.4$), Dupont 943 ($\epsilon_{rs} = 7.4$), et Arlon AR1000 ($\epsilon_{rs} = 10$) comme le montre la figure III.40. D'après les résultats, on constate que l'augmentation de la permittivité du RDC mène à une diminution de la fréquence basse d'adaptation, mais une dégradation de la bande pour les hautes fréquences.

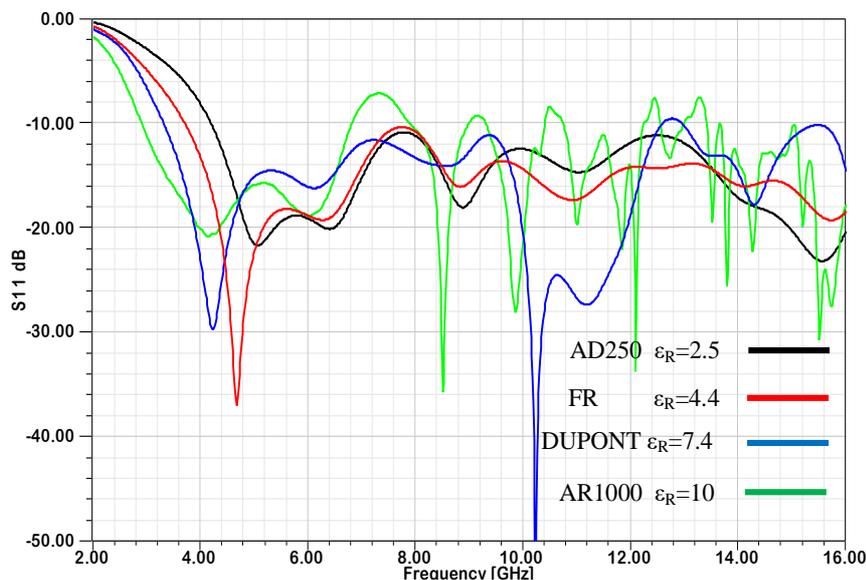


Figure III.40 : Effet de la permittivité du RDC ϵ_r

VI. Modèle de circuit équivalent de l'Antenne ULB

L'un des défis majeurs dans le développement de l'ULB pour les systèmes de communication est la conception conjointe d'antennes ULB avec d'autres blocs fonctionnels du système. Cela est nécessaire pour optimiser les performances de l'ensemble du système. On trouve dans le récepteur juste après l'antenne ULB un amplificateur à faible bruit (LNA) ; l'optimisation de l'antenne ULB doit être optimisée pour obtenir le meilleur compromis entre le gain et le facteur de bruit. Alors il est nécessaire de faire la co-simulation des antennes avec des antennes ULB (émetteur et récepteur). Afin d'optimiser le système un modèle de circuit équivalent d'antenne ULB est requis [8]. Les exigences de base pour le modèle de circuit

équivalent des antennes ULB est que les impédances d'entrée ou admittances du modèle de circuit équivalent doivent correspondre à celles de l'antenne modélisée.

V.1 Modèle d'impédance

L'antenne est le dernier composant d'un système de transmission. Il est vu comme une impédance de charge par le circuit. Dans la plupart des cas, l'antenne est simplement représentée par une charge de 50Ω . Si l'antenne est bien adaptée, cette approximation peut être valable, mais pour la grande bande passante, cette hypothèse n'est pas remplie. Pour les antennes à faible bande passante telles que les patchs, un modèle simple est un circuit équivalent parallèle R-L-C car les résonances sont séparées et une seule se trouve dans la largeur de bande d'étude de fréquence. Pour les antennes ULB, la largeur de bande importante est due au chevauchement des plusieurs résonances adjacentes et peuvent être représentées en série circuits résonants R-L-C parallèles connectés [9], comme indiqué sur la Figure III.41. Deux des éléments supplémentaires, L_0 et C_0 sont ajoutés au modèle de circuit équivalent de l'antenne ULB pour tenir compte de la transformation d'impédance due à l'inductance et la capacité statique de l'antenne. La capacité C_0 modélise la capacité statique de l'antenne et l'inductance L_0 fait disparaître l'effet de la capacité C_0 en hautes fréquences [10].

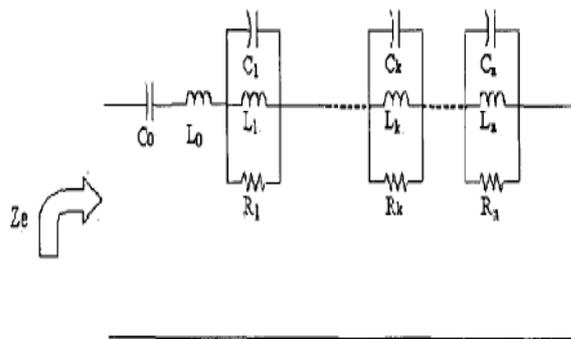


Figure III.41 : Schéma équivalent d'antenne ULB.

L'impédance d'entrée peut être exprimée comme suit:[11]

$$Z_e = j \frac{L_0 C_0 W^2 - 1}{C_0 W} + \sum_{k=1}^n \frac{j R_k L_k W}{R_k (1 - L_k C_k W^2) + j L_k W} \quad (\text{III-12})$$

Une méthode itérative est utilisée pour calculer tous les différents paramètres L_0 , C_0 , R_k , L_k , C_k . Il consiste à interpoler le coefficient de réflexion S_{11} . Le coefficient de réflexion est transformé en Z_e . Pour simplifier le calcul, seule la partie réelle est considérée pour déterminer les valeurs des composantes R-L-C avec les formules suivantes:

$$R_e = \sum_{k=1}^n \frac{R_k}{1+Q_k^2 \left(\frac{W}{W_k} - \frac{W_k}{W} \right)^2} \quad (\text{III-13})$$

$$Q_k = \frac{f_k}{BW_k} = R_k \sqrt{\frac{C_k}{L_k}} = R_k C_k W_k \quad (\text{III-14})$$

$$W_k = \frac{1}{\sqrt{L_k C_k}} \quad (\text{III-15})$$

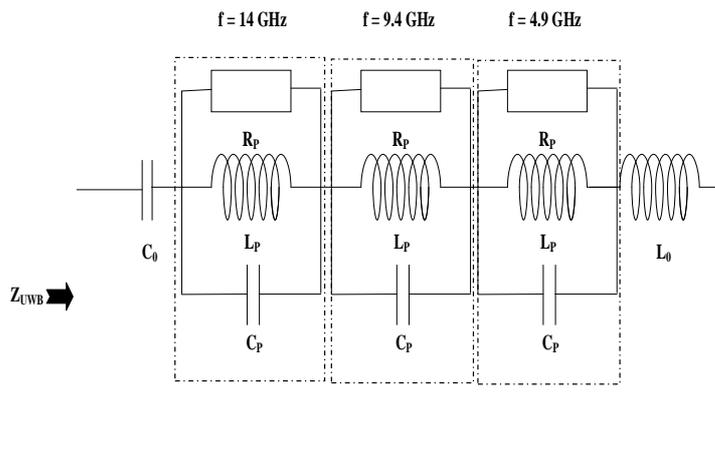
Où Q_k est le facteur de qualité, f_k est la fréquence de résonance, R_k est le partie réelle de l'impédance à la résonance, BW_k est la plage de fréquences où la partie réelle de l'impédance d'entrée est égale à ou supérieur à 0,707 de la valeur maximale du $k^{\text{ème}}$ pic de résonance L_0 et C_0 sont calculés après, pour ajuster la bande passante.

V.2 Antenne ULB trapézoïdale

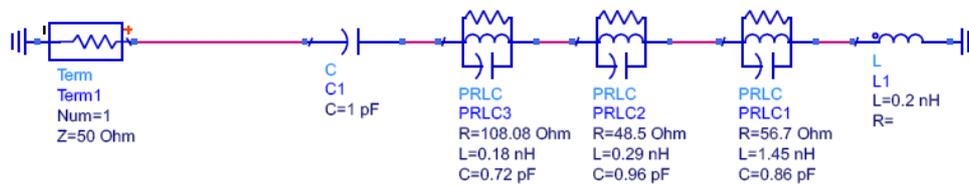
La simulation d'impédance d'entrée réelle avec le logiciel HFSS du patch trapézoïdal coplanaire est illustrée à la Figure III 43. On observe que l'impédance d'entrée réelle simulée de l'antenne ULB a trois pics de résonance (modes de résonance parallèles) dans la bande ULB, donc le modèle d'impédance de l'antenne est constitué de trois circuits résonants parallèles, comme indiqué à la figure III 42. Les valeurs de L_0 et C_0 sont obtenues après essai exhaustif et méthode d'erreur utilisant l'ADS (Advanced Design System). On observe que ces composants peuvent améliorer la précision des caractéristiques d'impédance d'entrée du modèle de circuit. Les valeurs finales de ces paramètres inconnus sont obtenues et sont énumérés dans le tableau III.5.

Circuits	No	f(GHz)	Q	R(Ω)	L(nH)	C(pF)
Cellules RLC Parallèles	1	4.9	1.5	56.7	1.23	0.86
	2	9.4	2.76	48.5	0.298	0.96
	3	14	6.82	108.08	0.18	0.72
LC série	L_0	0.2nH	C_0	1 pF		

Tableau III.5 : Valeurs d'élément localisées du circuit équivalent.



(a)



(b)

Figure III.42 : (a) Modèle d'impédance d'éléments localisés de l'antenne ULB, (b) circuit simulé sous l'ADS.

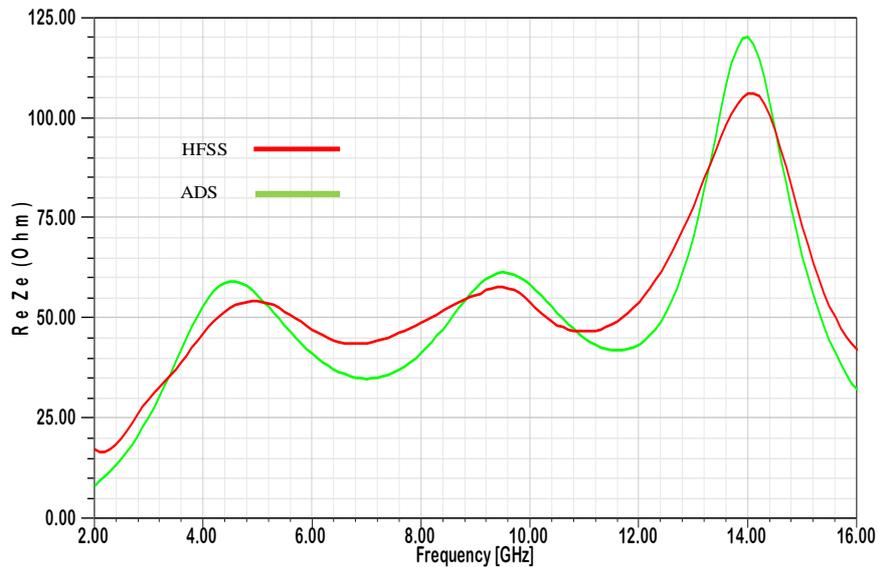


Figure III.43: La partie réelle de l'impédance d'entrée de l'antenne ULB.

CHAPITRE III : Etude et conception d'antennes ultra large bande

La figure III.44 illustre la comparaison entre les coefficients de réflexion S_{11} obtenus à partir du modèle circuit équivalent et simulés avec le logiciel HFSS.

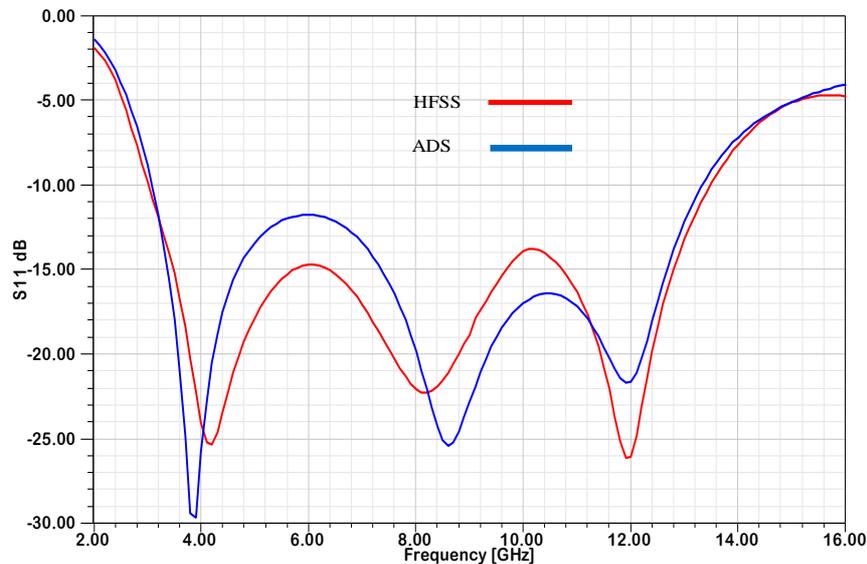
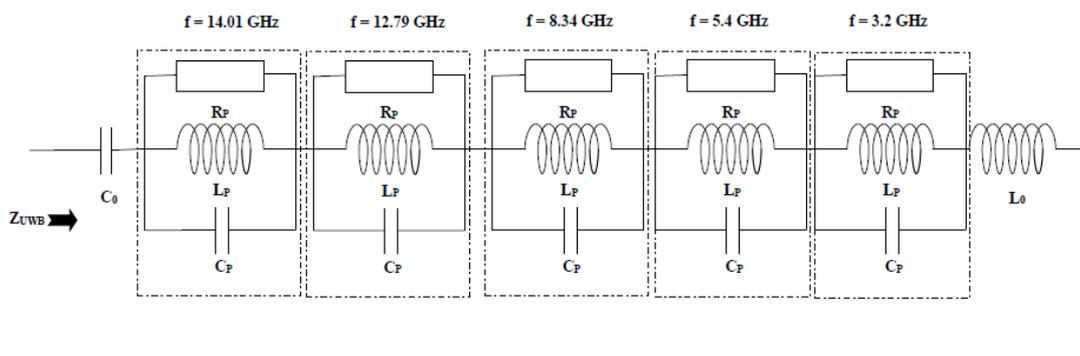


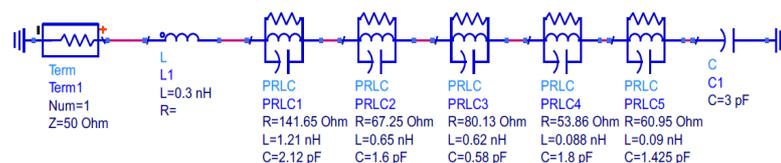
Figure III.44 : Comparaison des coefficients de réflexion de l'antenne ULB.

V.3 Antenne ULB Résonateur Diélectrique Cylindrique RDC

Le modèle du circuit équivalent extrait à partir de l'impédance réelle d'antenne ULB RDC simulé avec logiciel CST est illustré à la figure III.45 ; ce circuit est ajusté et optimisé par l'ADS. Les valeurs d'éléments localisés sont résumées dans le tableau III.6.



(a)



(b)

Figure III.45 : (a) Modèle d'impédance d'éléments localisés de l'antenne RDC, (b) circuit simulé sous l'ADS.

Circuits	No	f(GHz)	Q	R(Ω)	L(nH)	C(pF)
Cellules RLC Parallèles	1	3.2	6.03	141.65	1.21	2.12
	2	5.4	3.35	67.25	0.72	1.7
	3	8.34	2.45	80.13	0.62	0.58
	4	12.79	10.65	53.86	0.087	1.77
	5	14.01	10.152	60.95	0.09	1.425
LC série	L_0	0.3nH	C_0	3 pF		

Tableau III.6: Valeurs d'éléments localisés du circuit équivalent.

L'impédance d'entrée de l'antenne proposée par le modèle de circuit équivalent est comparée à l'impédance simulée CST de la figure III.46 et la courbe concorde assez bien sur toute la gamme de fréquences ULB avec de petites fluctuations. Pour une validation supplémentaire du circuit équivalent, le coefficient de réflexion S_{11} de l'antenne proposée par le modèle circuit est comparé au résultat simulé de CST dans la figure III.47.

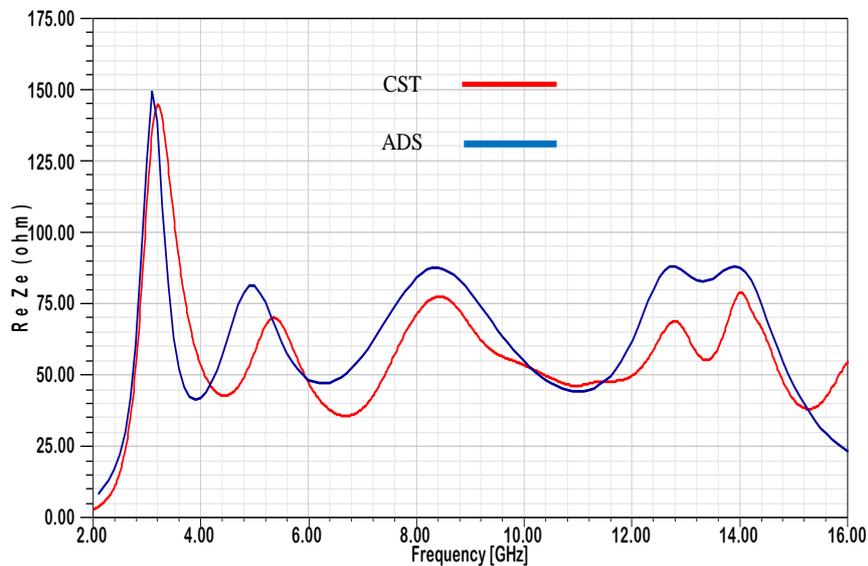


Figure III.46: La partie réelle de l'impédance d'entrée de l'antenne RDC.

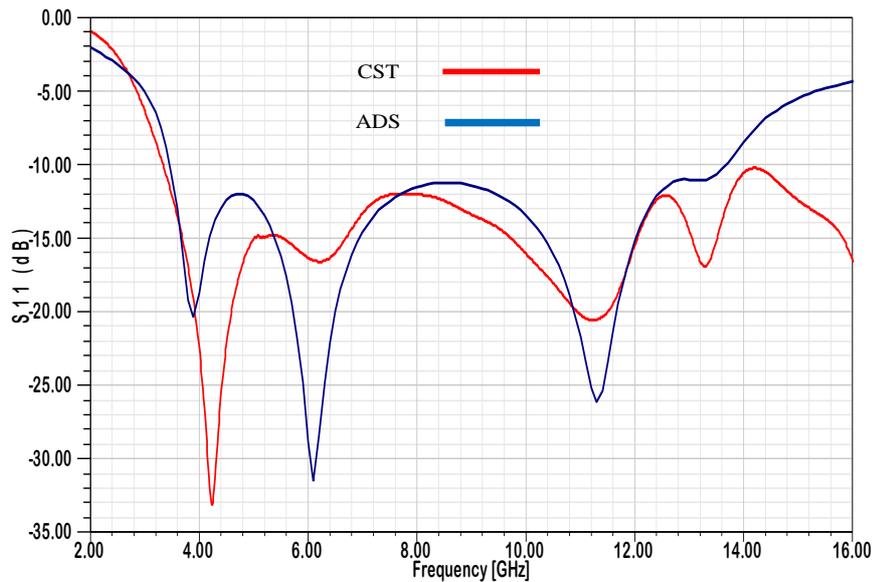


Figure III 47 : Comparaison du coefficient de réflexion de l'antenne RDC.

VI. Conclusion

Ce chapitre a été consacré à l'étude des performances des antennes proposées dont l'élément rayonnant est de forme trapézoïdale ou circulaire respectivement. Ces types d'antennes sont alimentés par la ligne coplanaire. Il a été démontré que la largeur de bande couvre adéquatement la bande d'ULB selon la spécification de la FCC. Nous avons adopté une démarche d'étude basée sur la modification de la structure de l'antenne de base, en introduisant des modifications sur la géométrie d'antenne ainsi que l'ajout d'un matériau diélectrique jusqu'à l'obtention d'une antenne ultra large bande. L'étude des différentes structures étudiées ont été réalisées avec les logiciels de simulation électromagnétique HFSS d'Ansoft et CST. Dans chaque étape de cette étude, les performances de l'antenne : impédance d'entrée, coefficient de réflexion et diagramme de rayonnement ont été présentés et analysés. Une étude paramétrique a été réalisée, leurs effets sur les performances de l'antenne et en particulier le coefficient de réflexion (adaptation) ainsi que le diagramme de rayonnement ont été analysés.

À partir des modèles d'impédance équivalents développés par logiciel ADS, le comportement des antennes ULB proposées peuvent être étudiées. Le circuit équivalent développé est très utile pour l'optimisation de l'architecture des amplificateurs à faible bruit (LNA), en particulier pour un concepteur de système ULB. Il est nécessaire aux concepteurs de systèmes afin d'examiner l'effet des antennes ULB dans la simulation de l'ensemble du système de communications.

CHAPITRE III : Etude et conception d'antennes ultra large bande

BIBLIOGRAPHIE

- [1] Ansoft High Frequency Structure Simulator (HFSS) Based on Finite Element Method 2007, v. 11.0.2, Ansoft Corp.
- [2] CST Microwave Studio (MWS) CST Corporation, 2008 [Online]. Available: <http://www.cst.com>
- [3] <http://qucs.sourceforge.net/tech/node86.html>
- [4] K. Gupta, R. Garg, I. Bahl, and P. Bhartis, "Microstrip Lines and Slotlines," Artech House, Boston, Mass, USA, 2nd edition, 1996.
- [5] Q.Ain and N.Chattoraj," Parametric study and Analysis of Band Stop Characteristics for a Compact UWB Antenna with Tri-band notches", *Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications*, vol. 17, no. 4, 2018.
- [6] J. Riviere, A. Douyere, J. Daniel, and L. S. Luk , "Design of a CPW fed circular slot loop antenna for RF/DC rectifier at low power level", *IEEE Radio and Antenna Days of the Indian Ocean (RADIO)*. 2016.
- [7] T.A. Denidni, and Weng.Z, "Hybrid ultrawideband dielectric resonator antenna and band-notched designs", *IET Microwaves, Antennas and Propagation*, vol.5, no.4, pp. 450–458. 2011.
- [8] Y. Wang and J. Z. Li, "An equivalent circuit modelling method for ultra-wideband antennas", *Progress In Electromagnetics Research*, vol. 82, pp. 433–445, 2008.
- [9] I. Pele, A. Chousseaud, and S. Toutain, "Simultaneous modelling of impedance and radiation pattern antenna for UWB pulse modulation," *IEEE Antennas and Propagation Society Symposium*. pp. 1871–1874, 2004.
- [10] M. Hamid and R. Hamid, "Equivalent circuit of dipole antenna of arbitrary length," *IEEE Transaction on Antennas and Propagation*, vol. 45, no. 11, pp. 1695–1696, 1997.
- [11] D. Caratelli, R. Cicchetti, G. Bit-Babik and A. Faraone, "Circuit model and near-field behavior of a novel patch antenna for WLAN applications", *Microwave and Optical Technology Letters*, vol.49, no.1, pp.97-100. 2007.

*CHAPITRE IV : Etude et conception
d'antennes ULB à trois bandes rejetées*

I. INTRODUCTION

Les systèmes de communication à très large bande sont devenus le sujet le plus intéressant depuis que la FCC a approuvé l'utilisation commerciale de la bande de fréquences 3,1 GHz à 10,6 GHz en 2002 [1]. Cependant, pour répondre à la demande croissante de communications sans fil, différentes antennes à très haut débit ont été étudiées [2]. Mais la gamme de fréquences des systèmes ULB provoque des interférences avec les systèmes de communication existants, tels que le service WiMAX de 3,3 à 3,6 GHz; WLAN aux États-Unis (5.15-5.35 GHz, 5.725-5.825 GHz) et HIPERLAN / 2 en Europe (5.15-5.35 GHz, 5.47-5.725 GHz) [3] et des bandes de services par satellite telles que la bande ITU à 8 GHz et la S - Bande DMB de 2,63-2,655 GHz [4]. Ainsi, des antennes ULB avec une fonction de bande rejetée (filtrée) sont requises. Pour répondre à cette exigence, différentes antennes à très large bande passante ont été étudiées [5].

Dans ce chapitre, on propose des nouvelles antennes ultra large bande à bandes filtrées pour des applications ULB. Les deux antennes de référence sont l'antenne trapézoïdale et l'antenne Résonateur Diélectrique Cylindrique hybride proposées dans le chapitre précédent. Les différents résultats de simulation des performances de l'antenne sont réalisés à l'aide de deux logiciels de simulation électromagnétique Ansoft HFSS développé par Ansoft corporation et par le logiciel CST Microwave Studio.

Notre étude se concentre sur la structure d'antenne ULB à trois bandes filtrées. La conception est faite en introduisant les fentes séparément pour réaliser un filtrage des bandes souhaitées. Après on aborde l'étude de deux antennes ULB à trois bandes filtrées. Les différentes caractéristiques de l'antenne (coefficient de réflexion, VSWR, diagrammes de rayonnement, et le gain) seront présentées et commentées.

Par la suite, un modèle de circuit équivalent de chaque antenne à trois bandes rejetées est proposé, ces fonctions sont réalisées selon le modèle conceptuel du circuit par connexion de l'impédance d'entrée de l'antenne avec un circuit R-L-C parallèle ou série résonant en fonction de la fréquence rejetée [6-7]. Les valeurs finales sont obtenues en ajustant la courbe de réponse en impédance du modèle de circuit développé dans ADS avec l'impédance simulée par logiciel HFSS et CST.

II. Conception de l'antenne trapézoïdale ULB a trois bandes rejetées

L'antenne a trois bandes rejetées est représentée dans la figure IV.1. Cette antenne peut éviter les interférences dans les bandes WIMAX (3,3–3,6 GHz) , WLAN (5,15–5,35 GHz) et la bande [8.2-10.2 GHz], un patch trapézoïdale et une ligne d'alimentation avec le plan de masse ont été imprimés sur la même face d'un substrat, le FR époxy, de longueur $L = 20$ mm, largeur $W = 17.6$ mm, d'épaisseur $h = 1.5$ mm et de permittivité $\epsilon_r = 4.4$. Pour atteindre la propriété de rejet des bandes, quatre fentes de la largeur t_{slot} ont été ajoutés à l'antenne ULB. Les résultats numériques pour la conception de cette antenne sont obtenus à partir des simulations par logiciels de simulation électromagnétique Ansoft HFSS.

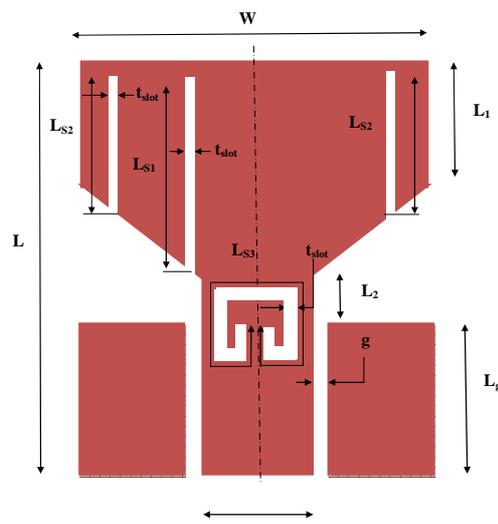


Figure IV.1 : Structure de l'antenne proposée.

Les dimensions d'antenne a trois bandes rejetées et les longueurs des fentes sont mentionnés dans le tableau IV.1

Dimension (mm)			
Parametre	Valeur	Parametre	Valeur
W	17.6	L_{S1}	12.8
L	20	L_{S2}	7.8
W_1	3	L_{S3}	11.3
L_1	6.4	g	0.5
L_2	1.3	t_{slot}	0.3
L_g	4.6		

Tableau IV.1 : Les dimensions de l'antenne proposée.

II.1 Filtrage dans la bande WiMAX

La bande de fréquence pour les systèmes ULB cause des interférences aux systèmes de communications radio existants, tels que le WiMAX de 3,3 à 3,6 GHz. Cependant, afin d'éviter ces interférences, des modifications peuvent être faites sur l'antenne pour réaliser la fonction stop bande. Ainsi une fente de type quarte d'onde est introduite dans l'élément rayonnant afin de rejeter la bande WIMAX. La géométrie de l'antenne obtenue est représentée à la figure IV.2. La longueur de la fente est déterminée par l'équation [8] :

$$L_{S1} \approx \frac{c}{4 f_{notch} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}}} \quad (IV-1)$$

Où f_{notch} est la fréquence rejetée, c et ϵ_r sont respectivement la vitesse de lumière, la permittivité du substrat.

Pour la fréquence centrale de la bande de fréquence rejetée désirée WIMAX est $f_{notch} = 3.5\text{GHz}$, les dimensions de la fente sont : $L_{S1} = 12.8\text{mm}$, $t_{slot} = 0.3\text{mm}$, les autres paramètres géométriques de l'antenne est ceux de l'antenne de base précédente.

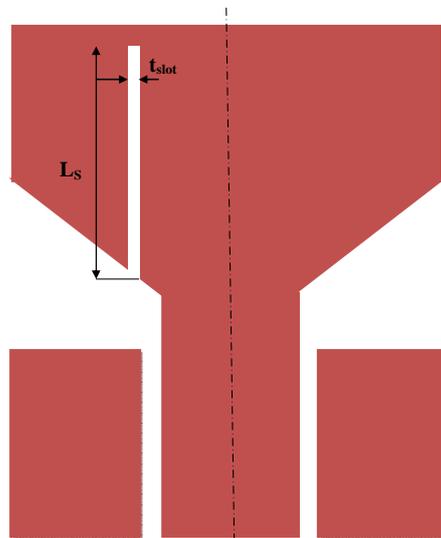


Figure IV.2 : Antenne avec une fente pour le filtrage dans la bande WIMAX.

Les résultats de simulation du coefficient de réflexion, le VSWR avec la fente et sans la fente de l'antenne sont montrés dans la figure IV.3.

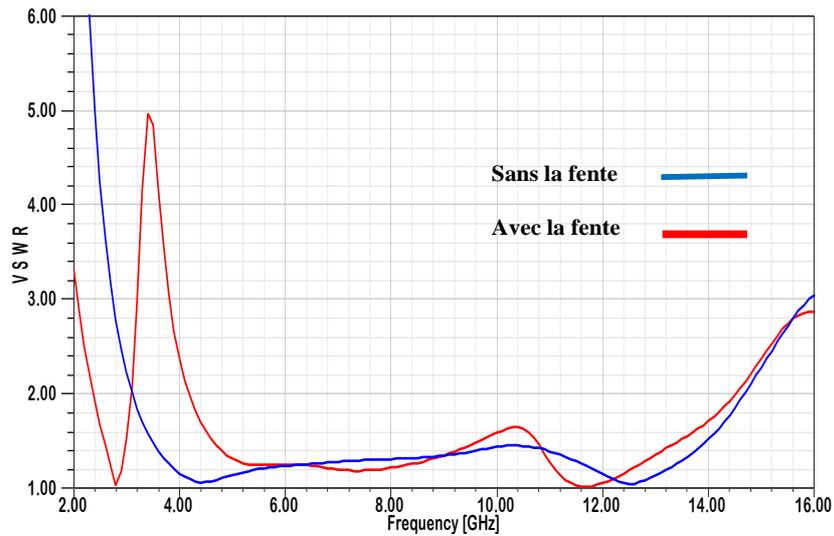


Figure IV.3 : VSWR de l'antenne proposée pour le filtrage dans la bande WIMAX.

Il est évident des résultats de simulation du coefficient de réflexion ou le VSWR, que l'antenne est bien adaptée ($S_{11} \leq 10\text{dB}$, ou $\text{VSWR} \leq 2$) dans la bande [2.4, 14.5GHz], soit une bande passante de 143.2% sauf dans les bandes [3.1, 4.2 GHz] avec un $\text{VSWR} = 5$ est obtenue à 3.5 GHz. Cependant, l'insertion de la fente conduit à l'augmentation de la bande passante, avec la diminution de la fréquence basse d'adaptation (2.4 GHz au lieu de 3.1 GHz).

II.1.1 Variation de la largeur de la fente quart d'onde

Les résultats de simulation pour le coefficient de réflexion S_{11} et le VSWR pour différentes valeurs de l'épaisseur de la fente sont illustrés aux figures IV.4, et IV.5.

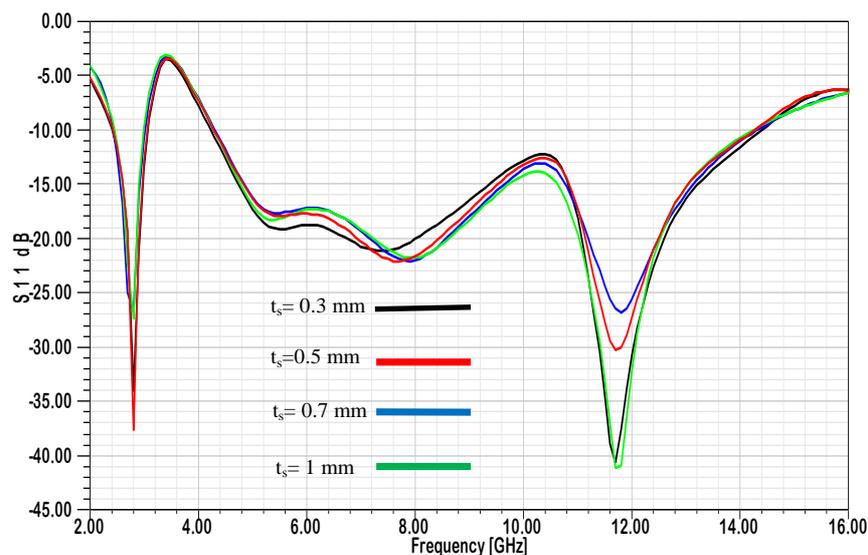


Figure IV.4 : Coefficient de réflexion différents valeur de t_{slot} .

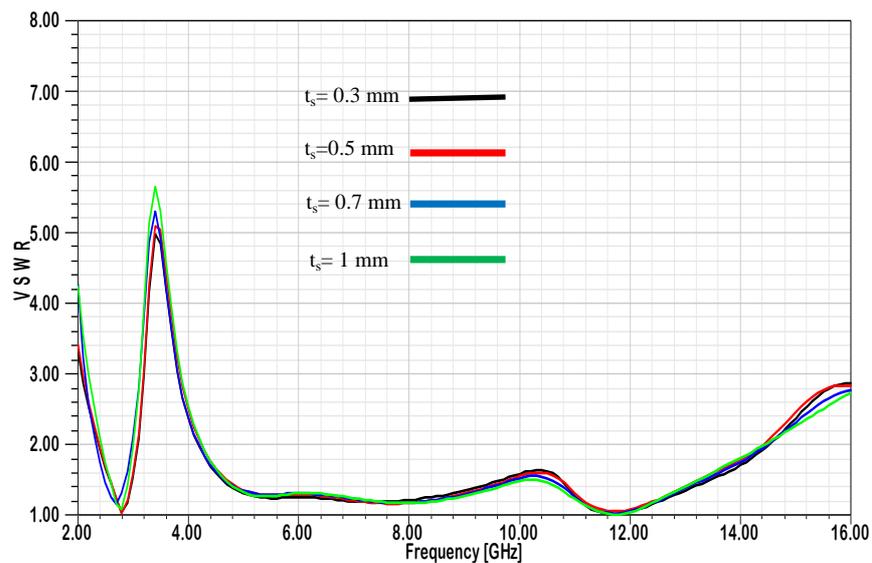


Figure IV.5 : VSWR pour différents valeur de t_{slot} .

D'après ces résultats obtenus, on peut dire que lorsqu'on augmente l'épaisseur de la fente t_{slot} , de 0,3 à 1 mm, la largeur de la bande de fréquence rejetée varie de 1.1 à 1.2 GHz. En revanche la largeur de la bande passante d'adaptation reste inchangée. Les résultats d'analyse du coefficient de réflexion ainsi que le VSWR pour différents valeurs de t_{slot} sont résumés dans le tableau suivant :

t_s (mm)	0.3	0.5	0.7	1
bande passante : $ S_{11} \leq -10 \text{ dB}$ ou ($VSWR \leq 2$) (GHz)	[2.4-14.4]	[2.4-14.2]	[2.4-14.2]	[2.4-14.2]
Bande rejetée : $ S_{11} \geq -10 \text{ dB}$ ou ($VSWR \geq 2$) (GHz)	[3-4.2]	[3.1-4.3]	[3-4.3]	[3-4.3]
Désadaptation (VSWR max)	5	5.1	5.3	5.6

Tableau IV.2 : Résultats d'analyse du coefficient de réflexion ainsi que le VSWR pour différents valeurs de t_{slot} .

Ces résultats montrent que, lorsque l'épaisseur de la fente quart d'onde change, la bande passante de l'antenne reste presque inchangée, ainsi que la bande de fréquence filtrée.

II. 2 Filtrage dans la bande WLAN

En raison de la gamme étendue de fréquences que couvre la technologie ULB, elle peut être affectée par la technologie WLAN (5.15-5.35 GHz, 5.725-5.825 GHz en USA) et HIPERLAN/2 (5.15-5.35 GHz, 5.47-5.725 GHz en Europe), il est donc préférable d'atténuer ces signaux d'interférences pour réduire leur impact sur le système ULB. Ainsi dans cette partie, on introduit deux fentes quart d'onde de même longueur, afin d'éviter ces interférences.

$$L_{S2} \approx \frac{c}{4 f_{\text{notch}} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}}} \quad (\text{IV-2})$$

Pour une fréquence centrale de la bande de fréquence rejetée désirée WLAN est $f_{\text{notch}} = 5.4$ GHz, les dimensions de la fente sont : $L_{S2} = 7.8\text{mm}$, $t_{\text{slot}} = 0.3\text{mm}$, les autres paramètres géométriques de l'antenne est ceux de l'antenne de base précédente.

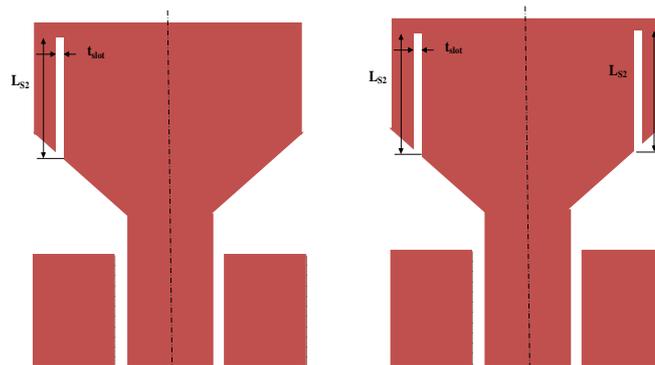


Figure IV.6 : Antennes avec une seule et deux fentes pour le filtrage dans la bande WLAN

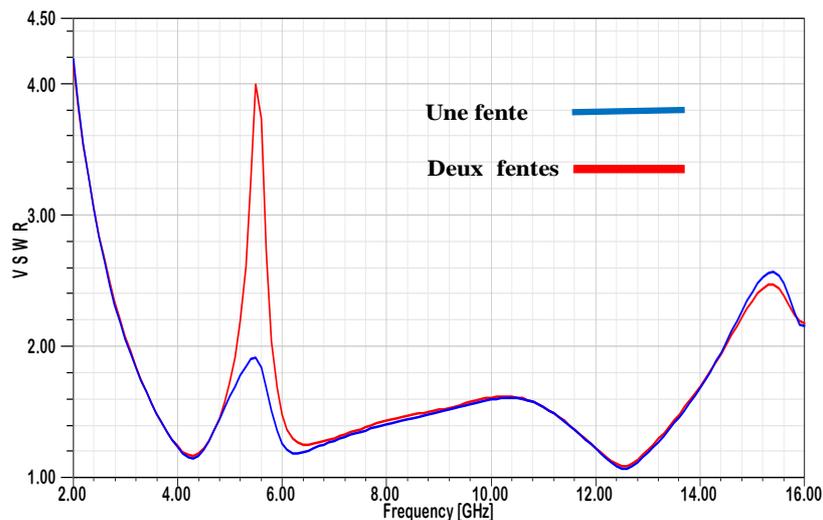


Figure IV.7: Comparaison de VSWR de l'antenne a double fentes avec une antenne a une seule fente de longueur L_{S2} .

Ainsi, d'après la figure IV.7 l'insertion d'une fente de longueur $L_{S2} = 7.8\text{mm}$ ne peut créer un filtrage dans la bande WLAN, car le résultat montre un $\text{VSWR} = 1.9$ pour une fréquence 5.4 GHz de bande à une fréquence. Par contre l'addition d'une autre fente de même longueur d'onde, montre une amélioration importante des caractéristiques de la bande rejetée pour le WLAN par rapport à l'antenne à une seule fente de longueur L_{S2} , le $\text{VSWR} = 4$.

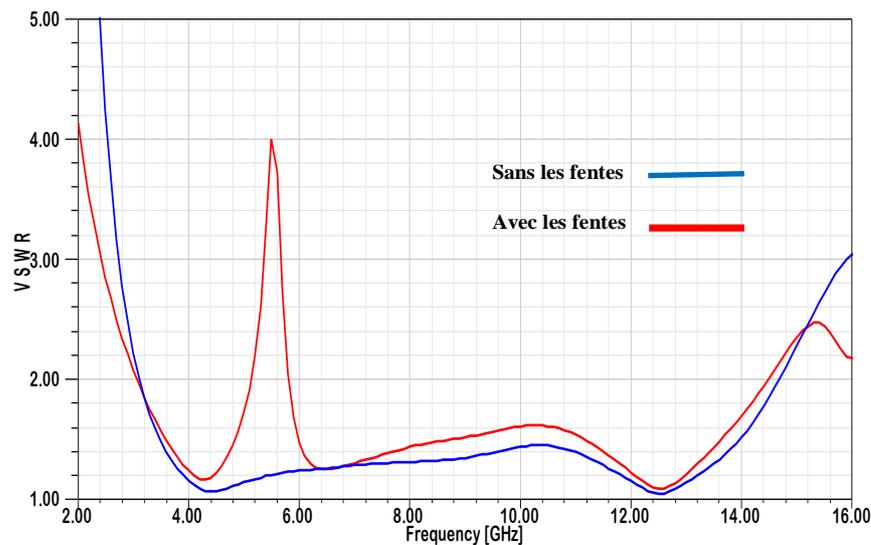


Figure IV.8 : VSWR de l'antenne proposée pour le filtrage dans la bande WLAN.

D'après la figure IV.8, Il est évident des résultats de simulation du coefficient de réflexion ou le VSWR, que l'antenne est bien adaptée ($S_{11} \leq 10\text{dB}$, ou $\text{VSWR} \leq 2$) dans la bande [3, 14.5GHz], soit une bande passante de 131.4% sauf dans les bandes [5.1, 5.8 GHz] avec un $\text{VSWR} = 4$ est obtenue à 5.4 GHz. Cependant, l'insertion de deux fentes conduit à la diminution de la bande passante, avec la diminution de la fréquence haute d'adaptation (14.7 GHz au lieu de 14.5 GHz).

II.2.1 Variation de l'épaisseur de deux fentes quarte d'onde

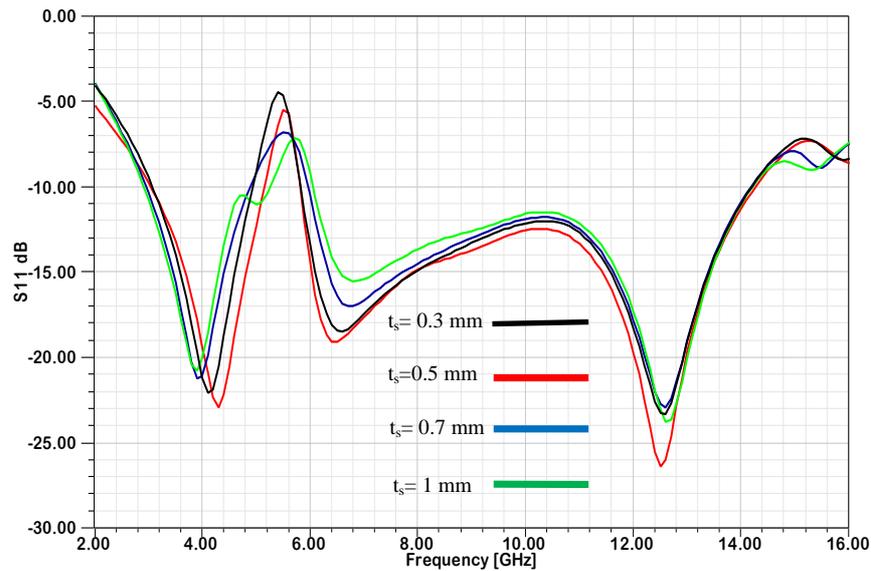


Figure IV.9 : Coefficient de réflexion différents valeur de t_{slot} .

Les résultats des figures IV.9 et IV.10 obtenus montrent clairement que lorsque t_{slot} augmente, la bande de fréquences rejetée se déplace vers les fréquences les plus hautes avec une dégradation de la désadaptation de l'antenne dans cette bande. Pour t_{slot} varie de 0.3 à 1 mm la fréquence centrale de la bande rejetée varie de 5.4 GHz à 5.7 GHz avec diminution du rapport d'ondes stationnaires VSWR. On peut voir que la valeur optimale qui garantit le filtrage de la bande souhaitée est $t_{slot} = 0,3$ mm.

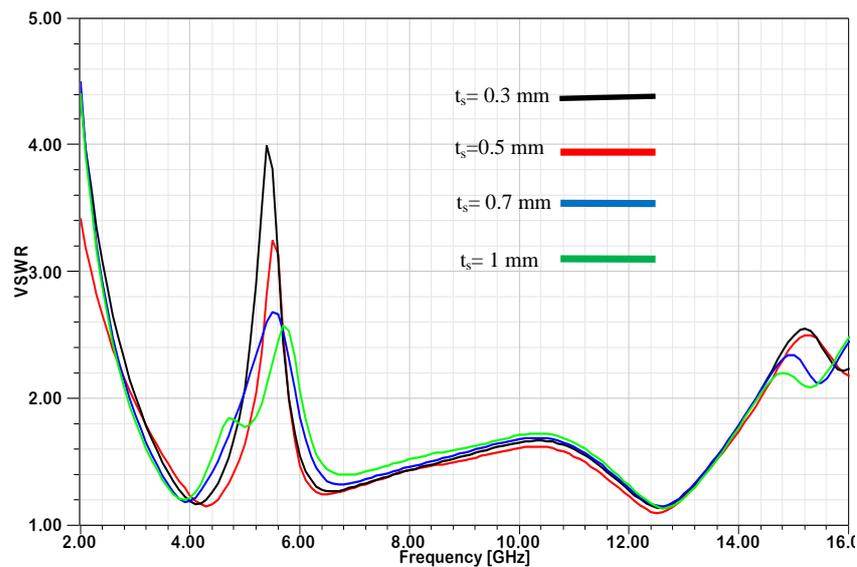


Figure IV.10 : VSWR pour différents valeur de t_{slot} .

CHAPITRE IV : Etude et conception d'antennes ULB à trois bandes rejetées

Les résultats d'analyse du coefficient de réflexion et le VSWR pour différentes valeurs de t_{slot} sont résumés dans le tableau suivant.

t_s (mm)	0.3	0.5	0.7	1
bande passante : $ S_{11} \leq -10 \text{ dB}$ ou ($VSWR \leq 2$) (GHz)	[3-14.4]	[3-14.4]	[3-14.2]	[2.9-14.2]
Bande rejetée : $ S_{11} \geq -10 \text{ dB}$ ou ($VSWR \geq 2$) (GHz)	[4.9-5.8]	[5-5.8]	[4.9-6]	[5.2-6.1]
Désadaptation (VSWR max)	4	3.3	2.7	2.5

Tableau IV.3 : Résultats d'analyse du coefficient de réflexion ainsi que le VSWR pour différents valeurs de t_{slot} .

Du tableau précédent, on constate le décalage de la bande rejetée d'adaptation vers les fréquences supérieures lorsque l'épaisseur de deux fentes augmente.

II.3 Filtrage dans la bande X

Un autre type de fente est utilisé pour atténuer les signaux d'interférences autour de 9.8 GHz pour la bande X [8-12 GHz] et réduire leur impact sur le système ULB. Ainsi dans cette partie, on introduit une fente de type C, afin d'éviter ces interférences.

La fente de type C est insérée dans la ligne d'alimentation proche de la jonction ligne patch, comme le montre la figure IV.11. La longueur de la fente pour créer une fréquence de rejet peut être approximée par [9] :

$$L_{S3} \approx \frac{c}{2 f_{\text{notch}} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}}} \quad (\text{IV-3})$$

où c est la vitesse de la lumière dans l'espace libre, et ϵ_r la permittivité du substrat

Pour la fréquence centrale de la bande de fréquence rejetée désirée [8-12GHz] est $f_{\text{notch}}=9.8\text{GHz}$, les dimensions de la fente sont : $L_{S3} = 11.3\text{mm}$, $t_{\text{slot}}= 0.3\text{mm}$, les autres paramètres géométriques de l'antenne est ceux de l'antenne de base précédente. Les dimensions de la fente en forme C sont donnée par le tableau IV.4, les autres paramètres

CHAPITRE IV : Etude et conception d'antennes ULB à trois bandes rejetées

géométriques de l'antenne sont les même que ceux de l'antenne précédente. La longueur totale de la fente est déterminée par les équations (IV-3) et (IV-4) :

$$L_{S3} = L_1 + 2L_2 + 2L_3 + 2L_4 \quad (\text{IV.4})$$

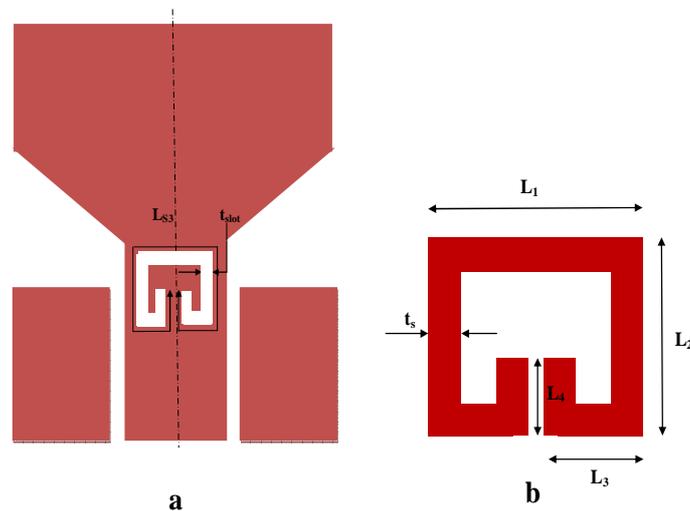


Figure IV.11 : Antenne avec une fente de type C pour le filtrage dans la bande X. (a) vue de dessus, (b) les dimensions de la fente.

Paramètre	L_1	L_2	L_3	L_4	t_s
Valeurs en (mm)	2.5	2.4	1	1	0.3

Tableau IV.4 : Les dimensions de la fente de type C.

Le rapport d'ondes stationnaires VSWR de l'antenne avec et sans la fente sont présentés pour montrer les effets de la fente sur le fonctionnement de l'antenne. En fait, à partir de la Figure IV.12, nous pouvons conclure que l'addition de la fente au patch de type C proche de la jonction ligne patch permet générer une bande rejetée avec un coefficient de réflexion supérieur à -10dB (ou $VSWR \geq 2$) est [8.6, 10.2 GHz] avec un pic de désadaptation de 3.7 à la fréquence 9.8 GHz. Cependant, l'insertion de la fente du type C affecte directement la bande passante de l'antenne, ainsi on constate une diminution de la bande passante, avec la diminution de la fréquence haute d'adaptation (14.2 GHz au lieu de 14.7 GHz).

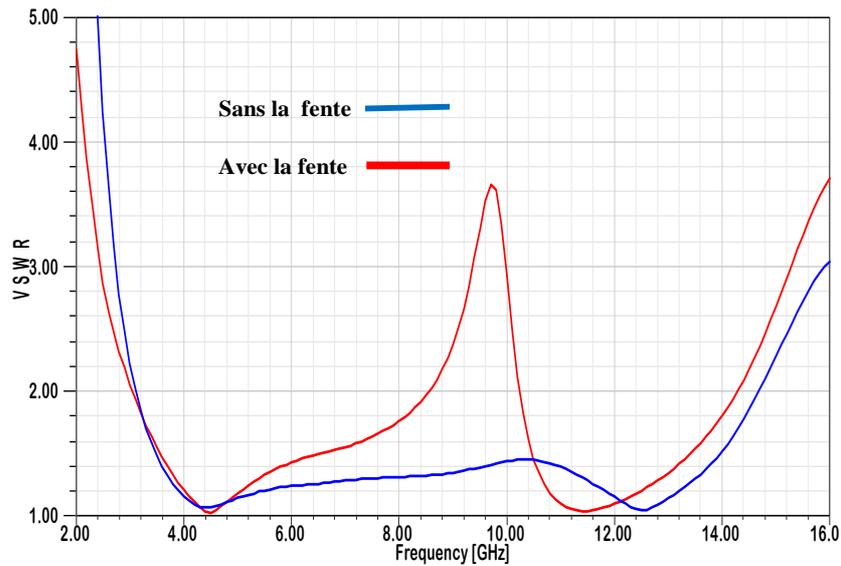


Figure IV.12 : VSWR de l'antenne proposée pour le filtrage dans la bande X .

II.3.1 Variation de l'épaisseur de la fente de type C

Dans cette section, nous allons étudier l'influence de l'épaisseur de la fente sur les caractéristiques de l'antenne, et principalement sur le taux d'onde stationnaire

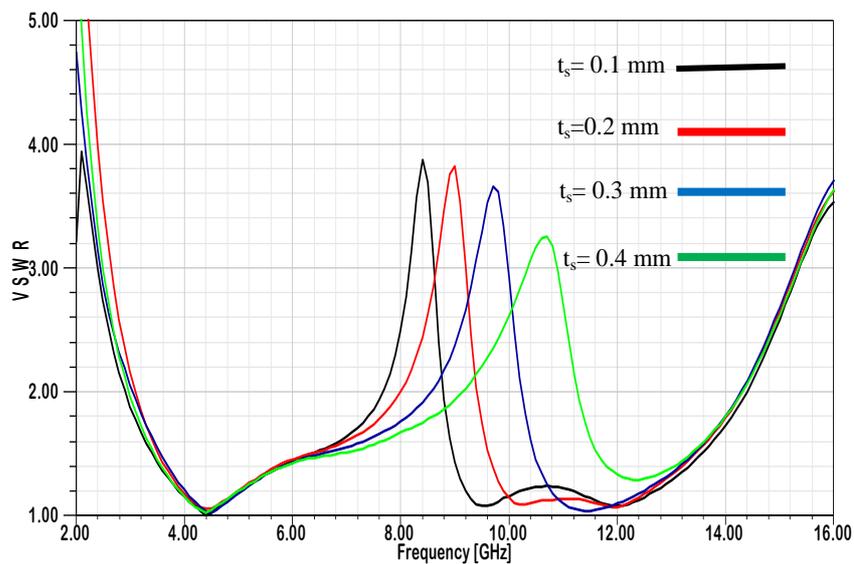


Figure IV.13 : VSWR pour différents valeur de t_{slot} .

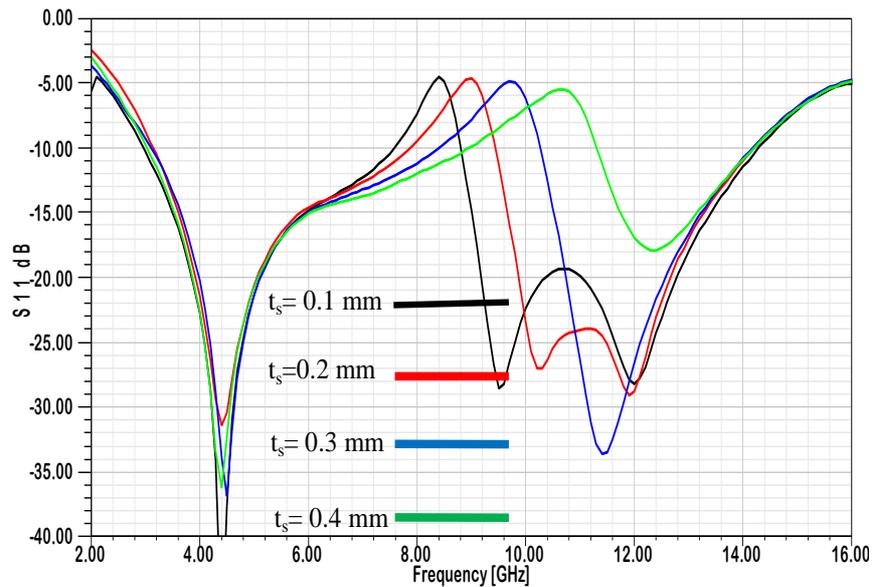


Figure IV.14 : Coefficient de réflexion différents valeur de t_{slot} .

Les figures IV.13 et IV.14 illustrent le rapport d'ondes stationnaires VSWR et le coefficient de réflexion S_{11} d'antenne pour différentes valeurs t_{slot} . Les fréquences rejetées se déplacent vers les hautes fréquences avec l'élargissement de la bande filtrée. En effet, pour $t_{slot}=0.1$ mm la fréquence rejetée est de $f_{notch}= 8.4$ GHz avec une bande rejetée [7.6-8.8GHz], par contre pour $t_{slot}= 0.4$ mm la fréquence rejetée est de $f_{notch}= 10.6$ GHz avec une bande rejetée [9-10.9 GHz].

Les différents résultats d'analyse du coefficient de réflexion et le VSWR sont résumés dans le tableau ci-dessous.

t_s (mm)	0.1	0.2	0.3	0.4
bande passante : $ S_{11} \leq -10$ dB ou ($VSWR \leq 2$) (GHz)	[3-14.4]	[3.2-14.3]	[3.1-14.2]	[3.1-14.2]]
Bande rejetée : $ S_{11} \geq -10$ dB ou ($VSWR \geq 2$) (GHz)	[7.6-8.8]	[7.8-9.4]	[8.4-10.2]	[9-10.9]
Désadaptation (VSWR max)	3.9	3.8	3.7	3.3

Tableau IV.5 : Résultats d'analyse du coefficient de réflexion ainsi que le VSWR pour différents valeurs de t_{slot} .

II.4 L'antenne ULB a trois bandes rejetées en utilisant trois fentes quartes d'ondes et une fente de type C

Dans cette étape d'étude, on insère dans l'élément rayonnant les quartes fentes citées précédemment (trois fente de forme quartes d'ondes et une fente de type C), afin de réaliser le filtrage de trois bandes à savoir la bande WIMAX de 3,3 à 3,6 GHz, WLAN (5.15-5.35 GHz, 5.725-5.825 GHz en USA) et HIPERLAN/2 (5.15-5.35 GHz, 5.47-5.725 GHz en Europe) et la bande de 8.6, 10.2 GHz (la bande X). La géométrie de l'antenne ULB a trois bandes rejetées proposée est montrée sur la figure IV.15.

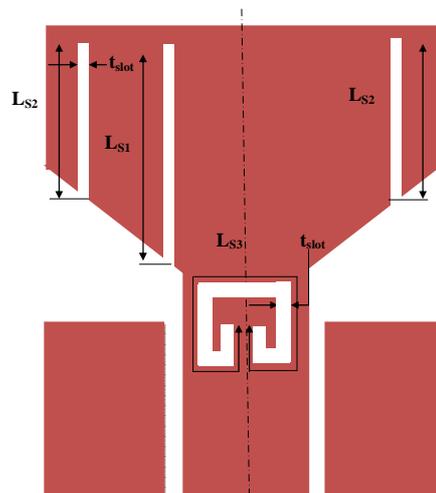


Figure IV.15 : Géométrie de l'antenne proposée.

Nous récapitulons dans le Tableau IV.6 les différentes dimensions des trois fentes sont donnés (les unités sont en mm).

La fente pour la bande rejetée WIMAX (mm)		Les deux fentes pour la bande rejetée WLAN (mm)		La fente de type C pour la bande rejetée 8.6-10.2 GHz (mm)	
L_{S1}	t_{slot}	L_{S2}	t_{slot}	L_{S3}	t_{slot}
12.3	0.3	7.8	0.3	11.3	0.3

Tableau IV.6 : Paramètres des quartes fentes.

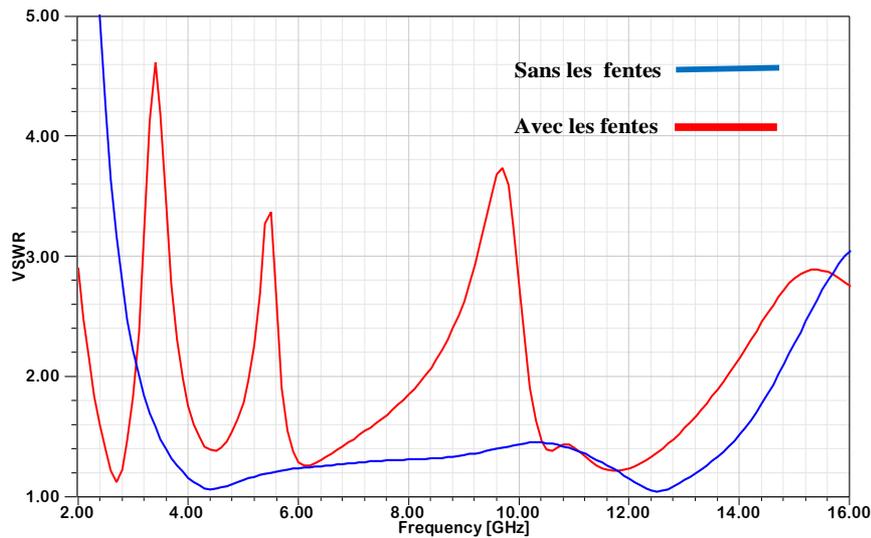


Figure IV.16 : VSWR de l'antenne avec et sans les fentes en quart d'onde et la fente de type C.

Comme représenté sur la figure IV.16 de résultats de simulation, Le VSWR prouve que chaque fente est capable de contrôler une seule bande étroite visée. Il n'existe pas de corrélation entre le comportement des fentes; chaque fente contrôle une bande visée de manière indépendante de l'autre. On peut observer que, l'antenne proposée présente une meilleure adaptation dans la bande de fréquence de 2.2 GHz à 13.8 GHz avec un $VSWR \leq 2$ (ou $S_{11} \leq -10\text{dB}$), ce qui couvre la bande de fréquence d'ULB (3,1 - 10,6). Cependant, elle est désadaptée dans trois bandes de fréquences (bandes filtrées), avec un $VSWR > 2$ (ou $S_{11} > -10\text{dB}$). Les trois bandes de fréquences filtrées sont: [3, 3.9 GHz] avec un $VSWR = 4.6$ à 3.4 GHz, [5.1, 5.7 GHz] avec un $VSWR = 3.4$ à 5.5 GHz et [8.2, 10.2GHz] avec un $VSWR = 7.77$ à 9.7GHz.

On peut aussi remarquer que, la fréquence minimale d'adaptation de l'antenne se déplace vers les fréquences basses lorsque les quatre fentes sont introduites dans l'élément rayonnant; alors que la fréquence haute diminue.

II.4.1 Variation de l'épaisseur des fentes

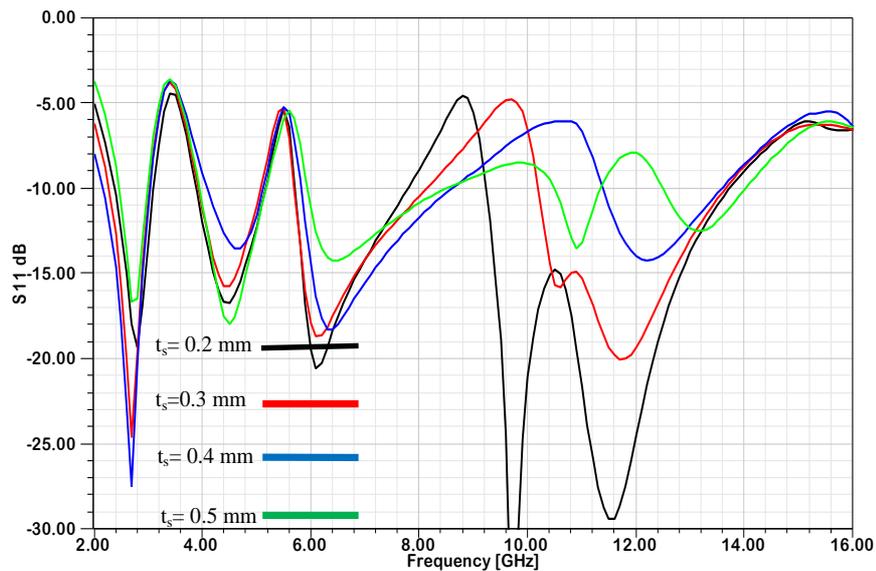


Figure IV.17 : Influence de la largeur de fente sur le coefficient de réflexion de l'antenne.

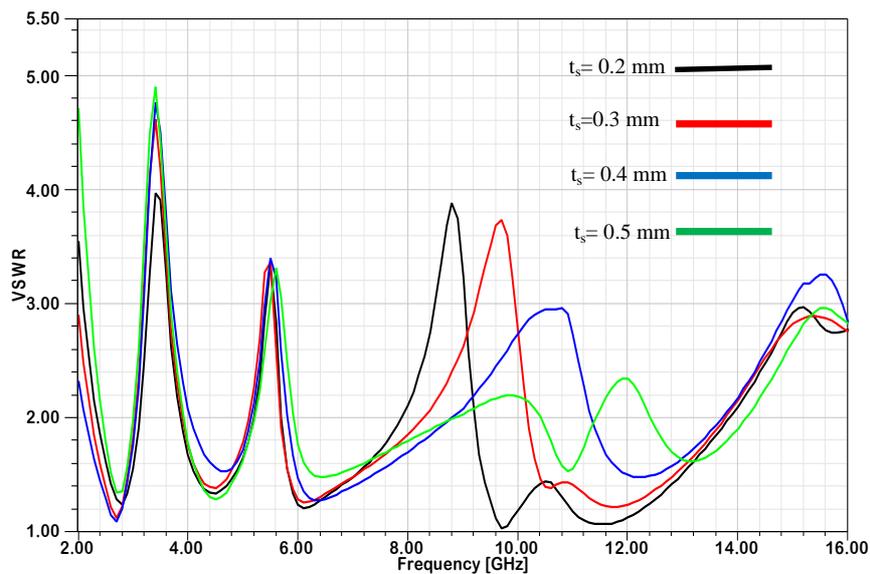


Figure IV.18 : Influence de la largeur de fente sur le VSWR de l'antenne.

De ces résultats on peut constater que les deux bandes de fréquence rejetée restent inchangées car l'épaisseur t_{slot} n'influent pas sur les longueurs des fentes quart d'ondes, en revanche l'augmentation de l'épaisseur de la fente de type C affect directement sur la troisième bande rejetée, cette dernière décale vers les fréquences supérieures. Une dégradation de la désadaptation de l'antenne dans cette bande est observée lorsque $t_s=0.5$ mm augmente .Pour l'adaptation de l'antenne, on remarque que, la fréquence basse et haute d'adaptation augmentent quoique cette variation reste légèrement petite.

CHAPITRE IV : Etude et conception d'antennes ULB à trois bandes rejetées

Les différents résultats d'analyse du coefficient de réflexion et le VSWR sont résumés dans le tableau ci-dessous.

t_s (mm)	0.2	0.3	0.4	0.5
bande passante : $ S_{11} \leq -10$ dB ou ($VSWR \leq 2$) (GHz)	[2.2-13.8]	[2.3-13.6]	[2.4-13.6]	[2.4-14]
Bande rejetée : $ S_{11} \geq -10$ dB ou ($VSWR \geq 2$) (GHz)	[3.1-3.9], [5.1-5.7], [7.8-9.2]	[3-3.9], [5-5.7], [8.2-10.2]	[3-4.1], [5.2-5.8], [8.6-11.4]	[2.9-4], [5.2-6], [8.4-10.5], [11.4-12.5]
Désadaptation (VSWR max)	4, 3.4, 3.9	4.6, 3.4, 3.7	4.7, 3.4, 2.9	4.6, 3.3, 2.2, 2.35

Tableau IV.7 : Résultats d'analyse du coefficient de réflexion ainsi que le VSWR pour différents valeurs de t_{slot} .

II.5 La distribution des courants surfaciques

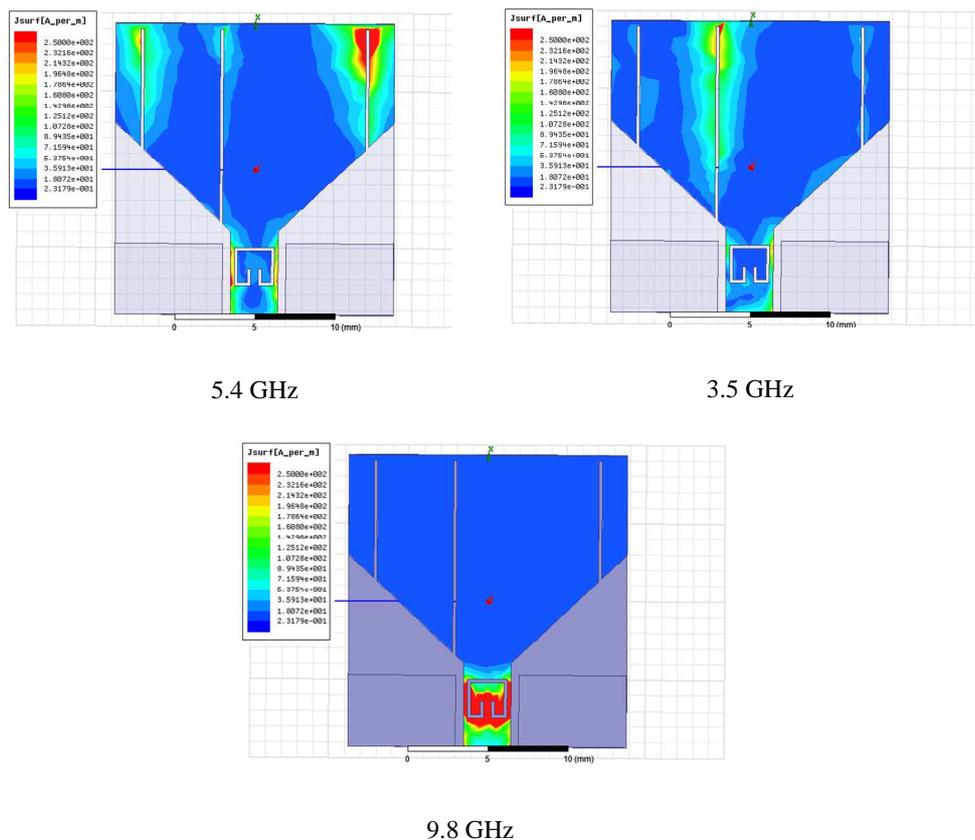


Figure IV.19 : Distribution des courants surfaciques pour les trois fréquences 3,5 GHz, 5.4GHz, et 9.8 GHz

CHAPITRE IV : Etude et conception d'antennes ULB à trois bandes rejetées

Les distributions de courant de surface de l'antenne proposée pour les trois fréquences 3,5 GHz, 5.4 GHz, et 9.8 GHz respectivement sont présentés dans la Figure IV.19, la figure montre clairement l'effet des fentes pour obtenir les bandes rejetées. Il est observé que la distribution du courant de surface est pas uniforme mais une très grande quantité de courant sont concentré près des bords de chaque fente au centre de trois fréquences, donc ces fentes sont responsables du rejet de ces bandes de fréquences.

II.6 Caractéristiques de rayonnement

Les résultats de simulation du diagramme de rayonnement de l'antenne proposée sont en 3D et 2D respectivement pour des fréquences : 4, 6, 8 et 12 GHz sont illustrés dans la figure IV.20 et VI.21 respectivement. On observe que le diagramme de rayonnement est stable pour les fréquences 4, 6 et 8 GHz tel que le diagramme est omnidirectionnelle dans le plan H, celui d'un dipôle dans le plan E, pour une fréquence 12 GHz on constate la déformation de diagramme de rayonnement l'apparition des lobes secondaires .

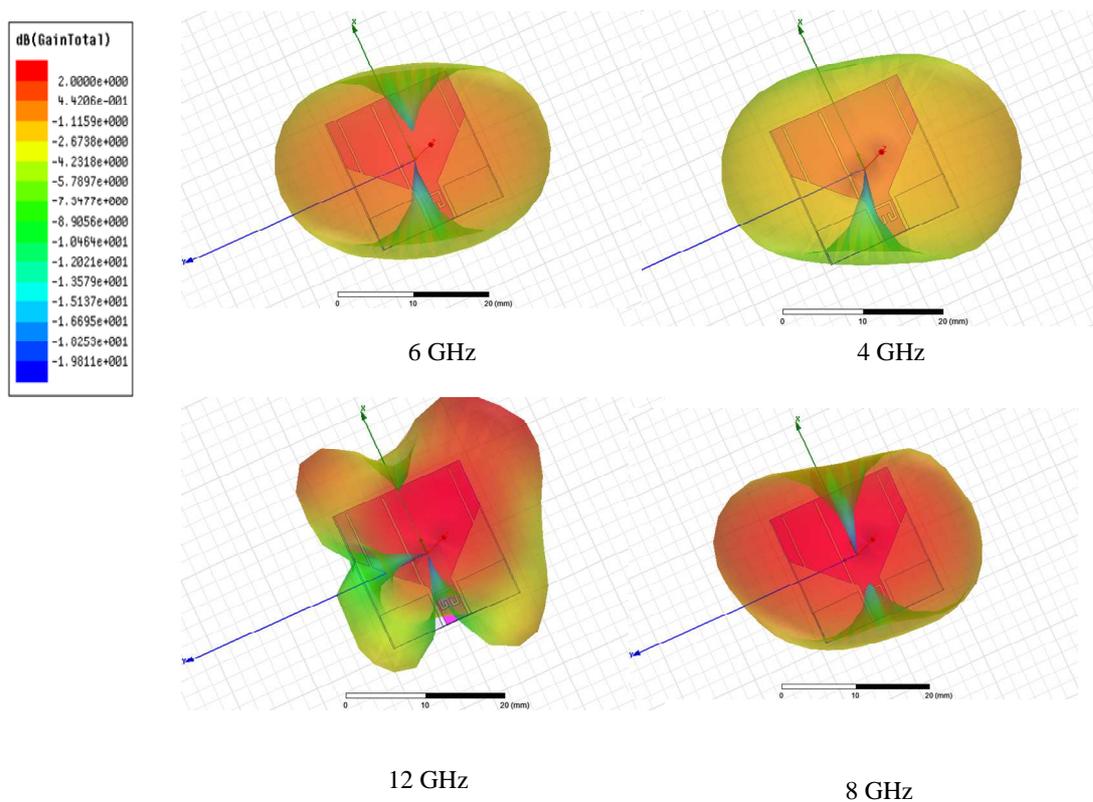


Figure IV.20 : Diagrammes de rayonnement de l'antenne ULB a trois bandes rejetées en 3D.

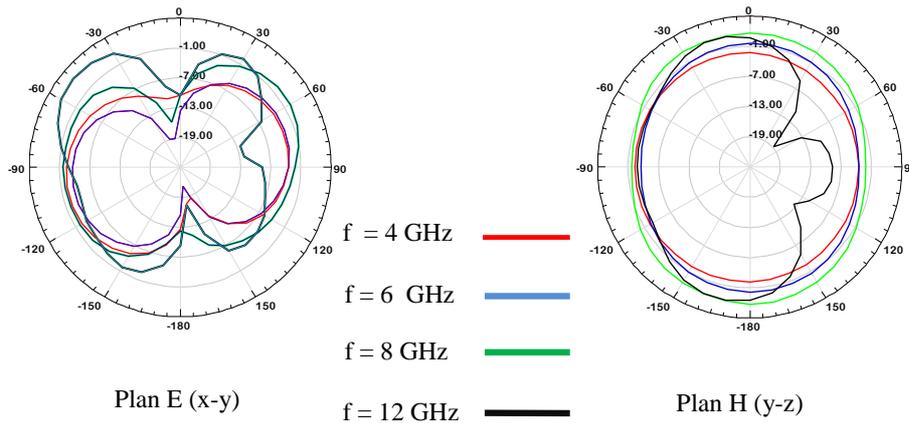


Figure IV.21 : Diagrammes de rayonnement de l'antenne ULB a trois bandes rejetées en 2D.

II.7 Le gain

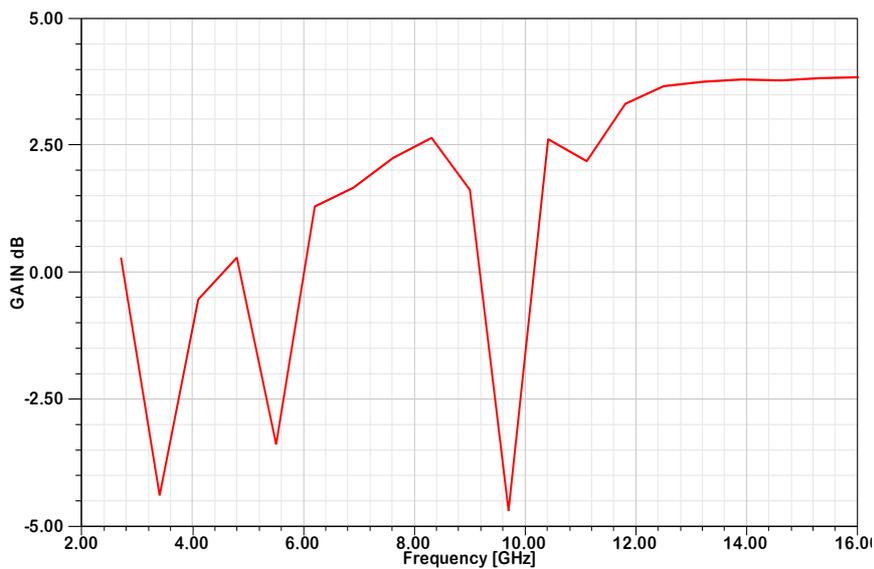


Figure IV.22 : Evolution du gain en fonction de la fréquence.

Le gain de l'antenne proposée est montré à la figure IV.22, en utilisant les quatre fentes, une forte diminution du gain dans les fréquences 3,5 et 5,4 GHz et 9.8 GHz, ceci confirme que l'antenne n'est pas capable de rayonner dans ces fréquences. On a un gain -4.5 dB pour $f=3.5$ GHz, -3.5 pour $f= 5.4$ GHz, et -4.75 dB pour $f=9.8$ GHz.

II.8 Comparaison avec logiciel CST

Afin de valider notre utilisation du logiciel de conception HFSS, nous avons conçu et simulé cette même structure sous CST dont l'analyse numérique est basée sur la méthode d'intégration finie (FIT).

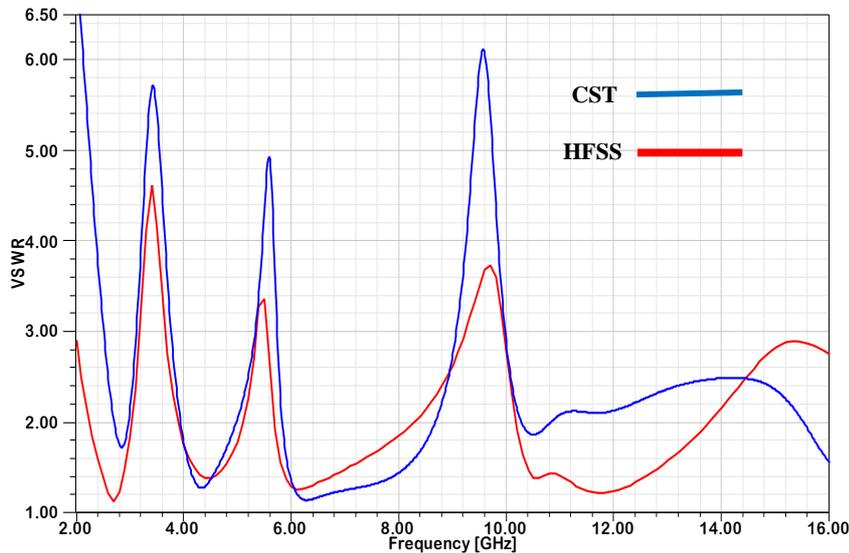


Figure IV.23 : Rapport d'ondes stationnaires VSWR simulé avec HFSS et CST de l'antenne proposée avec trois bandes rejetées.

Le rapport d'ondes stationnaires VSWR simulé de l'antenne avec logiciel CST est en bon accord avec les résultats de simulation de logiciel HFSS comme nous pouvons le voir à partir de la Figure IV.23. Le petit décalage qu'on peut observer pour la fréquence basse d'adaptation entre les résultats de la simulation est dû aux techniques numériques différentes utilisées par les deux logiciels.

On peut constater que l'antenne a une bande de fonctionnement ultra-large de 2,7 à 12,3 GHz pour $S_{11} \leq -10$ dB, qui couvre toute la bande UWB. En outre, comme prévu, les trois bandes rejetées souhaitées 3.1–3.9 GHz, 5.1–5, GHz et 8.2–10.2 GHz pour $S_{11} > -10$ dB sont atteints. Donc, l'antenne proposée évite avec succès les interférences avec la bande WLAN, WIMAX et communications dans la bande [8.2, 10.2GHz], et conserve une performance ultra-large bande.

CHAPITRE IV : Etude et conception d'antennes ULB à trois bandes rejetées

La Figure IV.24 montre les diagrammes de rayonnement de l'antenne ULB pour les fréquences 4GHz, 6 GHz, 8 GHz et 12 GHz, respectivement, en utilisant les deux logiciels HFSS et CST. On peut constater que l'antenne proposée présente un motif omnidirectionnel dans le plan H et un bidirectionnel dans le plan E. On peut en conclure que la simulation réalisée à l'aide des deux simulateurs (HFSS et CST) montre un bon accord.

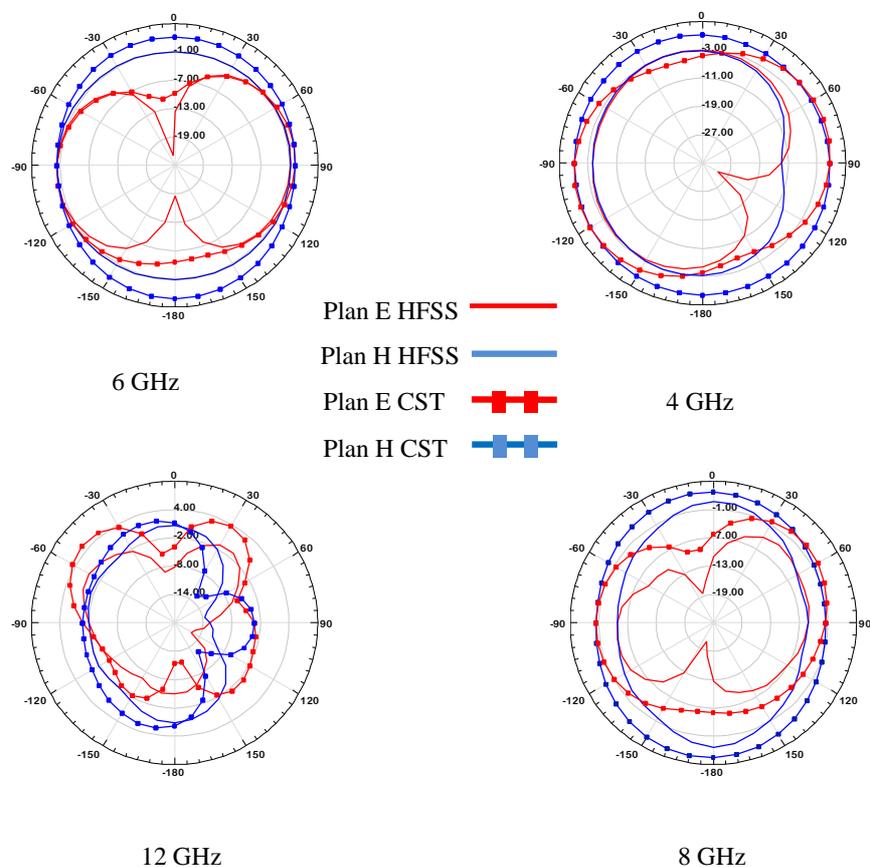


Figure IV.24 : Diagramme de rayonnement simulé d'une antenne UWB avec HFSS et CST à 4 GHz, 6 GHz, 8 GHz et 12 GHz.

II. 9 Modèle de circuit équivalent de l'Antenne ULB a trois bandes rejetées

Le récepteur ULB nécessite un amplificateur à faible bruit (LNA) en raison de faible niveau de puissance de transmission des systèmes ULB. Co-conception et la co-optimisation de l'architecture ULB-LNA peut être étudiée pour obtenir un meilleur compromis entre le gain et le facteur de bruit.

CHAPITRE IV : Etude et conception d'antennes ULB à trois bandes rejetées

Le circuit équivalent de l'antenne à trois bandes rejetées des motifs élémentaires est donné par la figure (IV.26). Les valeurs estimées des composants électriques R, L et C correspondant aux insertions des fentes sont d'abord calculées en utilisant la courbe de la partie réelle de l'impédance simulée avec logiciel HFSS. Les valeurs des éléments de chaque circuit résonant sont calculées à l'aide des équations standards des circuits résonants parallèles et en série.

Pour les circuits résonants parallèles [10] :

$$Q_p = R_p \sqrt{\frac{C_p}{L_p}} = R_p C_p \omega_p \quad (\text{IV-5})$$

$$\omega_p = \frac{1}{\sqrt{L_p C_p}} \quad (\text{IV-6})$$

Pour les circuits résonants séries [11]

$$Q_s = \frac{1}{R_s} \sqrt{\frac{L_s}{C_s}} = \frac{1}{R_s C_s \omega_s} \quad (\text{IV-7})$$

$$\omega_s = \frac{1}{\sqrt{L_s C_s}} \quad (\text{IV-8})$$

Où Q_p et Q_s représente les facteurs de qualité et ω_p et ω_s représente la pulsation de résonance.

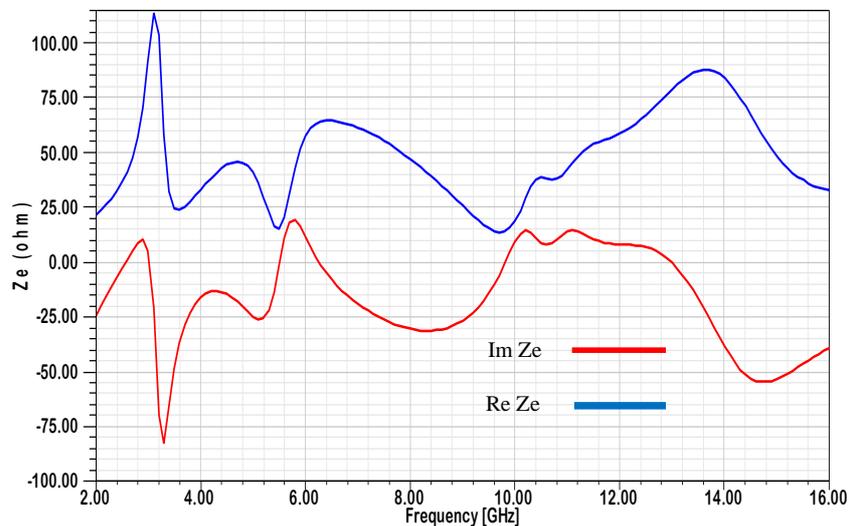


Figure IV.25 Impédance d'entrée de l'antenne proposée avec trois bandes rejetées.

A partir de simulation de la partie réelle et imaginaire de l'impédance de l'antenne a trois bandes rejetées représentée sur la figure IV.25, on voit que dans la bande WIMAX , pour la fréquence 3.1 GHz, la composante imaginaire traverse zéro et passe de inductif à capacitive tandis que la composante réelle présente une grande résistance (113.6 Ω), similaire au

CHAPITRE IV : Etude et conception d'antennes ULB à trois bandes rejetées

comportement d'un circuit RLC parallèle, pour la fréquence 3.4 GHz les composantes réelle et imaginaire présente une faible valeur , 24.69 Ω et $-j30 \Omega$ respectivement . Donc la structure de réjection de bande correspondante à la fente L_{S1} agit comme un circuit RLC parallèle en série avec un circuit RLC série

Dans la bande WLAN (5,65 GHz) la composante réelle à une faible résistance (14.86 Ω) et la composante imaginaire passe par le zéro pour la fréquence 5.4 GHz, donc on peut dire que les deux fentes de longueurs L_{S2} agissent comme un circuit résonateur RLC série. Pour la fente L_{S3} , un circuit résonateur RLC série est observé pour la fréquence 9.8 GHz, car composante réelle est égale a 13.9 Ω et la partie imaginaire traverse zéro.

Le modèle de circuit équivalent de l'antenne à trois bandes rejetée est illustré à la Figure IV.26. Dans ce modèle, la combinaison de deux circuits RLC parallèle et série fonctionnant à proximité de 3.5 GHz, et deux circuits RLC série fonctionnant à proximité de 5,5 GHz et 9.8 GHz. Ces circuits sont connectés en parallèle avec Z_{UWB} . Lorsque l'antenne fonctionne à la fois dans la bande WIMAX ou WLAN, ou la bande 10 GHz le circuit RLC correspondant résonne et conduit à une désadaptation d'impédance à cette fréquence. Par conséquent, l'antenne ne peut pas émettre sur cette bande.

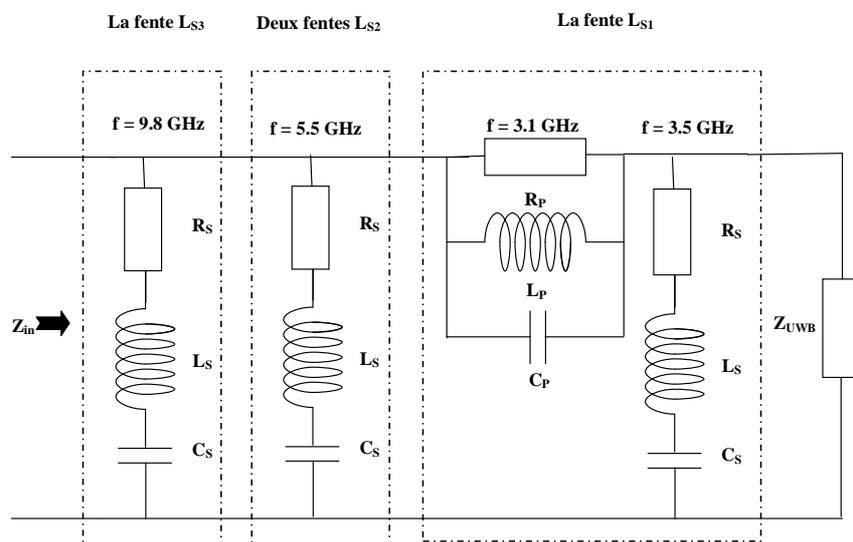


Figure IV.26: Circuit équivalent pour les quatre fentes.

En utilisant l'ajustement de courbe approches [12] afin que les courbes de simulation HFSS et ADS idéalement soient confondues, les valeurs optimisées des composantes RLC utilisés dans un modèle de circuit équivalent sont simulé sous ADS (figure IV.27), et sont énumérés dans le tableau IV.8.

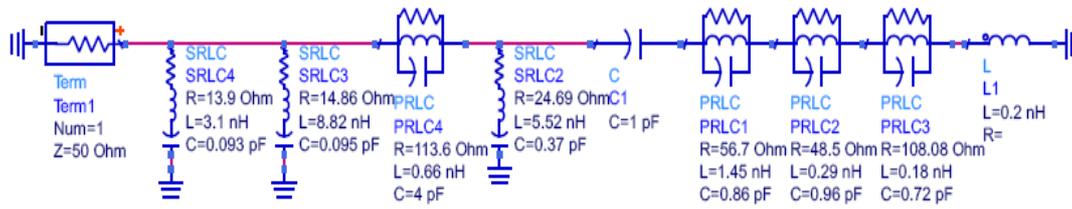


Figure IV.27: Circuit équivalent de l'antenne ULB a trois bandes rejetées sous ADS.

Circuits	No	f(GHz)	Q	R(Ω)	L(nH)	C(pF)
Cellules RLC Parallèles (Z _{UWB})	1	4.9	1.5	56.7	1.23	0.86
	2	9.4	2.76	48.5	0.298	0.96
	3	14	6.82	108.08	0.18	0.718
Cellules RLC Bandes rejetées	Parallèle1	3.1	8.85	113.6	0.66	4
	Série 1	3.5	4.92	24.69	5.52	0.37
	Série 2	5.5	20.37	14.86	8.82	0.095
	Série 3	9.8	13.42	13.9	3.1	0.093
LC série	L ₀	0.2nH	C ₀	1 pF		

Tableau IV.8 : Valeurs d'élément localisées du circuit équivalent.

La figure IV.28 montre la comparaison des résultats de simulation de l'impédance de la partie réelle de l'antenne proposée par le modèle de circuit équivalent et l'impédance simulée avec HFSS, les courbes concordent assez bien sur les bandes de fréquences rejetées et la bande de fréquence FCC (3.1-10.6GHz). Pour une validation supplémentaire du modèle circuit équivalent, le coefficient de réflexion S_{11} et le rapport d'ondes stationnaires VSWR de l'antenne proposée par circuit le modèle est comparé aux résultats simulés de HFSS dans Les figures IV.29 et IV.30 respectivement.

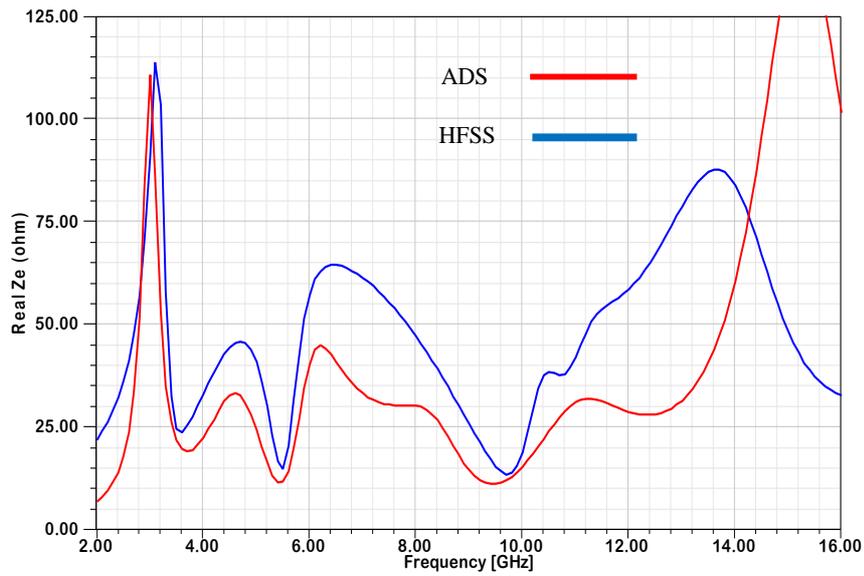


Figure IV.28 : La partie réelle de l'impédance d'entrée simulée avec HFSS et ADS de l'antenne proposée avec trois bandes rejetées.

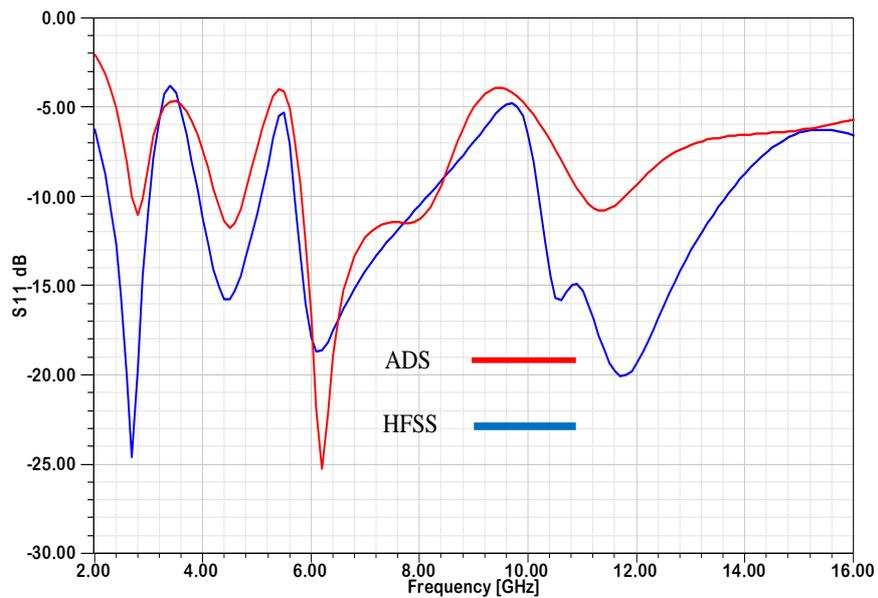


Figure IV.29 : Coefficient de réflexion S_{11} simulé avec HFSS et ADS de l'antenne proposée avec trois bandes rejetées.

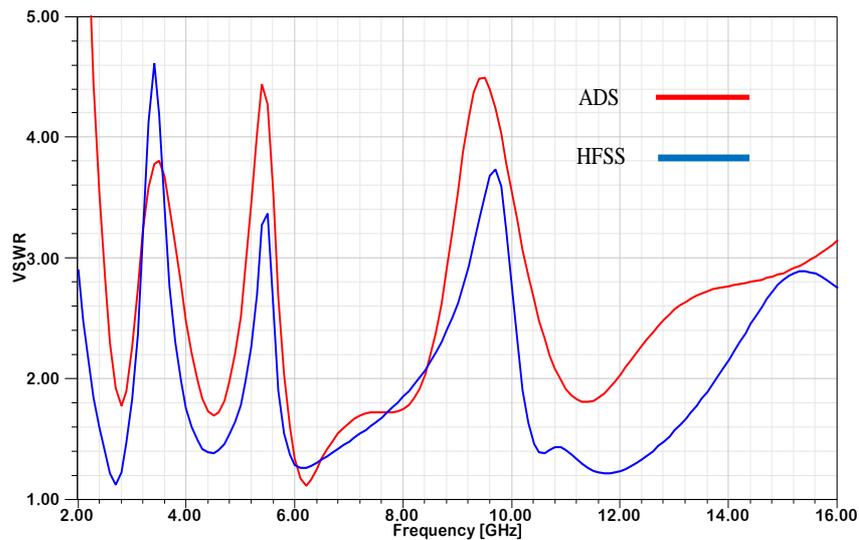


Figure IV.30 : Rapport d'ondes stationnaires VSWR simulé avec HFSS et ADS de l'antenne proposée avec trois bandes rejetées.

À partir des modèles d'impédance développés, le comportement des fentes peuvent être étudiées. On voit que dans les bandes de réjection de fréquence, les fentes se comportent soit comme un circuit résonnant RLC parallèle ou série, ou une combinaison de ces deux. Le circuit équivalent développé est très utile pour l'optimisation l'architecture d'antenne LNA du point de vue d'un concepteur de système ULB. Ça aussi permettre aux concepteurs de systèmes d'examiner l'effet des antennes ULB dans la simulation de l'ensemble du système de communication.

III. Conception de l'antenne Résonateur Diélectrique Cylindrique (RDC) ULB a trois bandes rejetées

Dans cette partie on va faire la conception d'une antenne hybride à résonateur diélectrique pour applications ultra large bande a trois bandes rejetées. Le patch rayonnant circulaire est imprimé sur le substrat FR4, d'épaisseur $h = 1.64$ mm et de permittivité relative $\epsilon_{rS} = 4.4$; il est alimenté par le guide d'ondes coplanaire. Les dimensions de l'antenne ULB est de à 50×40 mm². Le résonateur diélectrique cylindrique d'un matériau DUPONT 943 de pertes $\tan \delta = 0.002$ dont la permittivité est $\epsilon_{DR} = 7.4$ a été utilisé pour élargir la bande passante et atteindre une bande passante d'impédance supérieure à 113%, couvrant une plage de fréquences de 3,3 à plus de 12 GHz. Pour atteindre la propriété de rejet des bandes, quatre fentes ont été ajoutés à l'antenne comme le montre la figure IV.31. Les paramètres de conception sont résumés

CHAPITRE IV : Etude et conception d'antennes ULB à trois bandes rejetées

dans le tableau IV.9. Les résultats numériques présentés dans cette section sont obtenus à partir des simulations par le logiciel de modélisation électromagnétique CST Microwave Studio.

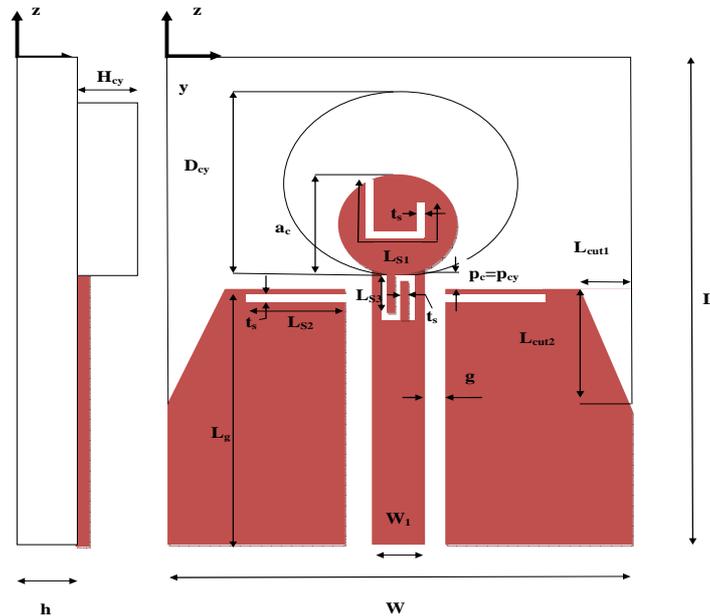


Figure IV.31 : Géométrie de l'antenne RDC à trois bandes rejetées.

Les paramètres optimisés de l'antenne RDC à trois bandes rejetées proposée, en se référant à la figure IV.3, sont présentées dans le tableau IV.9.

Dimension (mm)					
paramètre	valeur	paramètre	valeur	paramètre	valeur
W	40	L_g	20.6	H_{cy}	6
L	50	L_{cut1}	4	ϵ_{rD}	7.4
h	1.64	L_{cut2}	13	L_{S1}	9
ϵ_{rS}	4.4	a_c	6	L_{S2}	8
W_1	2	$p_c=p_{cy}$	0.7	L_{S3}	3.3
g	0.3	D_{cy}	14		

Tableau IV.9 : Paramètres de conception de l'antenne RDC à trois bandes rejetées.

III.1 Filtrage dans la bande WIMAX

La bande de fréquence pour les systèmes ULB cause des interférences aux systèmes de communications radio existants, tels que le WIMAX de 3,3 à 3,6 GHz. Cependant, afin d'éviter ces interférences, des modifications peuvent être faites sur l'antenne pour réaliser la

CHAPITRE IV : Etude et conception d'antennes ULB à trois bandes rejetées

fonction stop bande. Ainsi une fente de type quarte d'onde est introduite dans l'élément rayonnant afin de rejeter la bande WIMAX. La géométrie de l'antenne obtenue est représentée à la figure IV.32.

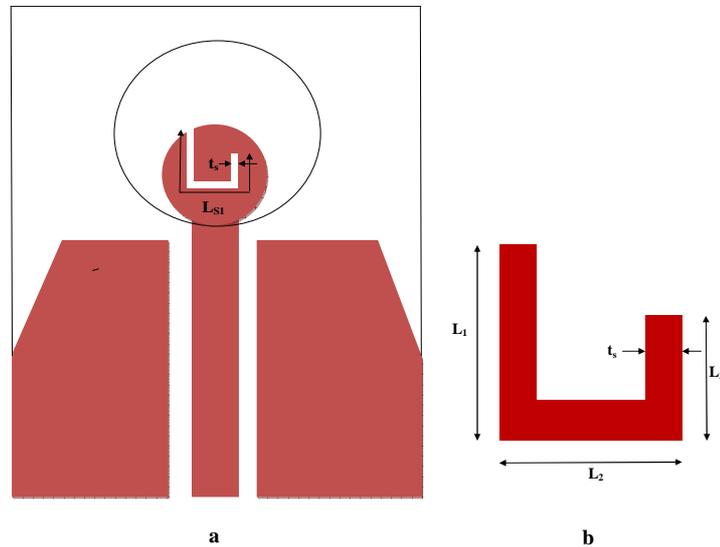


Figure IV.32 : Antenne avec une fente de type L pour le filtrage dans la bande WIMAX. (a) vue de dessus, (b) les dimensions de la fente.

Les dimensions de la fente en forme L sont donnée par le tableau IV.10, les autres paramètres géométriques de l'antenne sont les même que ceux de l'antenne précédente. La longueur totale de la fente est déterminée par les équations (IV-9) et (IV-10), on trouve $L_{S1}=11\text{mm}$ pour la fréquence centrale de la bande de fréquence rejetée désirée (3.5GHz).

Parametre	L_1	L_2	L_3	t_s
Valeur (mm)	4.5	3.5	3	0.3

Tableau IV.10 : Les dimensions de la fente.

La longueur de la fente est déterminée par l'équation [13]

$$L_{S1} = \frac{c}{4f_{notch}} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_{rS} + \epsilon_{rD}}} \quad (\text{IV-9})$$

$$L_{S1} = L_1 + L_2 + L_3 \quad (\text{IV-10})$$

tel que c représente la vitesse de lumière, ϵ_{rS} et ϵ_{rD} sont les permittivité du substrat et du matériau diélectrique respectivement.

La figure IV.33 illustre le VSWR simulé et la figure IV.34 illustre le coefficient de réflexion simulé de l'antenne proposée.

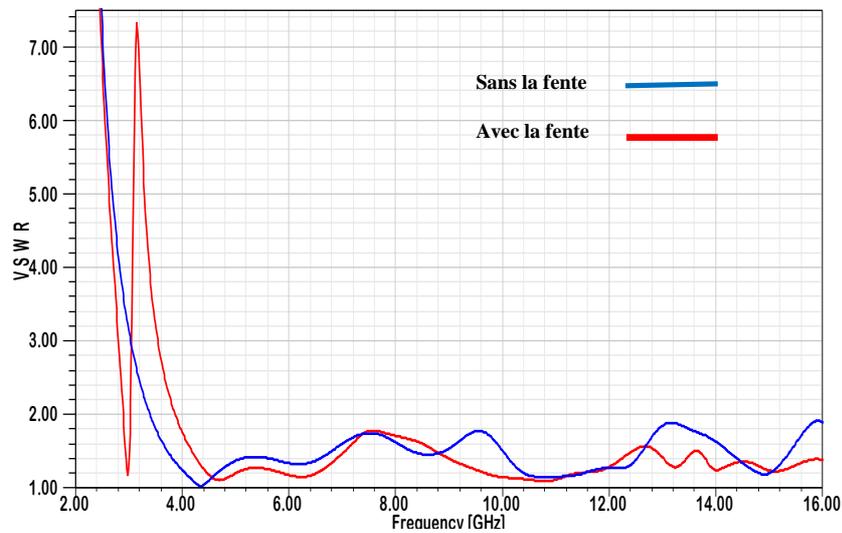


Figure IV.33 : VSWR de l'antenne proposée pour le filtrage dans la bande WIMAX.

On l'observe que l'antenne est mieux adaptée dans la bande [2.9, au plus de 16 GHz] avec un rapport d'ondes stationnaires $VSWR < 2$, soit une bande passante supérieur a 138.6%. Cependant la bande de désadaptation ($VSWR > 2$) est [3,3.8 GHz] .Ainsi, l'insertion de la fente conduit à la diminution de la fréquence basse d'adaptation (2.90 GHz au lieu de 3.4 GHz).

III.1.1 Variation de la largeur de la fente quarte d'onde

Les figures IV.34 et IV.35, représentent les résultats de simulation du coefficient de réflexion et le VSWR lorsque varie t_s .

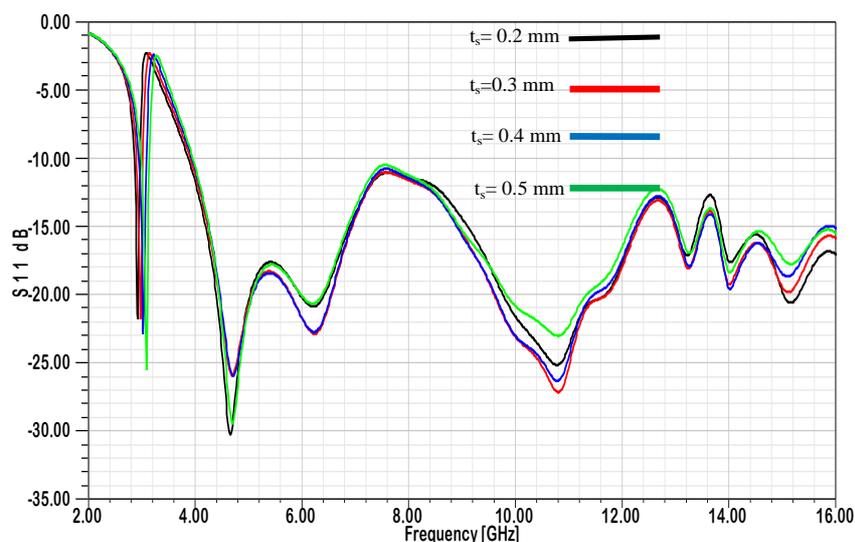


Figure IV.34 : Effet de l'épaisseur t_{slot} sur le coefficient de réflexion.

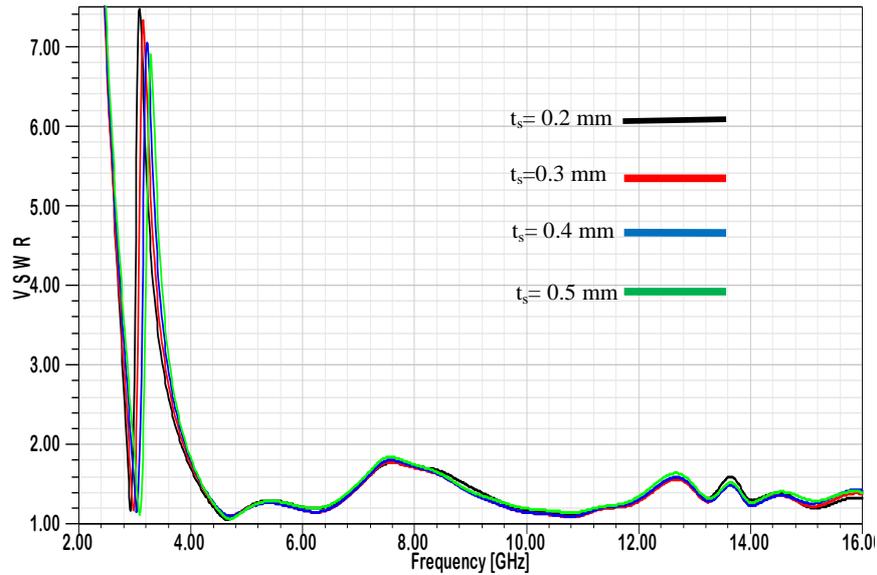


Figure IV.35 : Effet de l'épaisseur t_{slot} sur le VSWR de l'antenne.

Il est clair d'après les résultats obtenus dans les figures IV.34. et IV.35, que la bande de fréquence rejetée reste stable lorsque t_s varie de 0.2 à 0.5 mm. La bande passante de l'antenne ainsi que la bande rejetée avec le VSWR correspondant en fonction de l'épaisseur t_{slot} sont présentées sur le tableau IV.11.

t_s (mm)	0.2	0.3	0.4	0.5
bande passante : $ S_{11} \leq -10$ dB ou (VSWR ≤ 2) (GHz)	[2.9- plus de 16]			
Bande rejetée : $ S_{11} \geq -10$ dB ou (VSWR ≥ 2) (GHz)	[3-3.8]	[3.1-3.8]	[3.1-3.8]	[3.2-3.9]
Désadaptation (VSWR max)	7.5	7.3	7	6.9

Tableau IV.11 : Résultats d'analyse du coefficient de réflexion ainsi que le VSWR pour différents valeurs de t_{slot} .

III.2 Filtrage dans la bande WLAN

Pour atteindre la propriété de rejet de bande dans la bande WLAN, deux fentes de type quart d'onde ont été gravées dans le plan de masse de longueur L_{S2} [14], de la largeur t_s . C'est une technique qui fonctionne bien avec les antennes miniatures car les plans de masse participent au rayonnement et à l'adaptation de l'antenne. Pour une fréquence de rejet 5.4 GHz, la

CHAPITRE IV : Etude et conception d'antennes ULB à trois bandes rejetées

longueur raisonnante L_{S2} correspond à $\lambda_{\text{eff}}/4$ (λ_{eff} étant la longueur d'onde effective). La longueur de deux fentes de rejet peut être approximée par:

$$L_{S2} \approx \frac{c}{4 f_{\text{notch}} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}}} \quad (\text{IV-11})$$

où c est la vitesse de la lumière dans l'espace libre, et ϵ_r la permittivité du substrat.

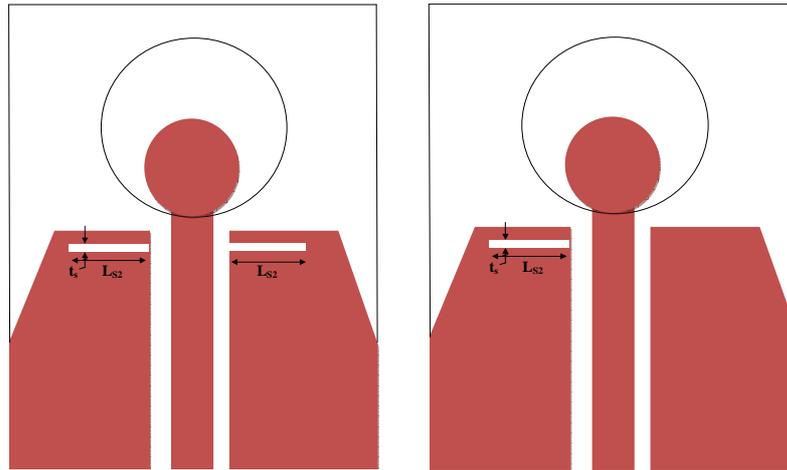


Figure IV.36 : Antennes avec une seule et deux fentes pour le filtrage dans la bande WLAN.

La figure IV.37 montre l'effet combinatoire de deux fentes sur le rapport d'ondes stationnaires (VSWR = 7) par rapport à une seule fente (VSWR = 2.4). De ce fait, l'antenne à double fente affiche une meilleure désadaptation des caractéristiques de la bande rejetée par rapport à l'antenne avec seule une fente.

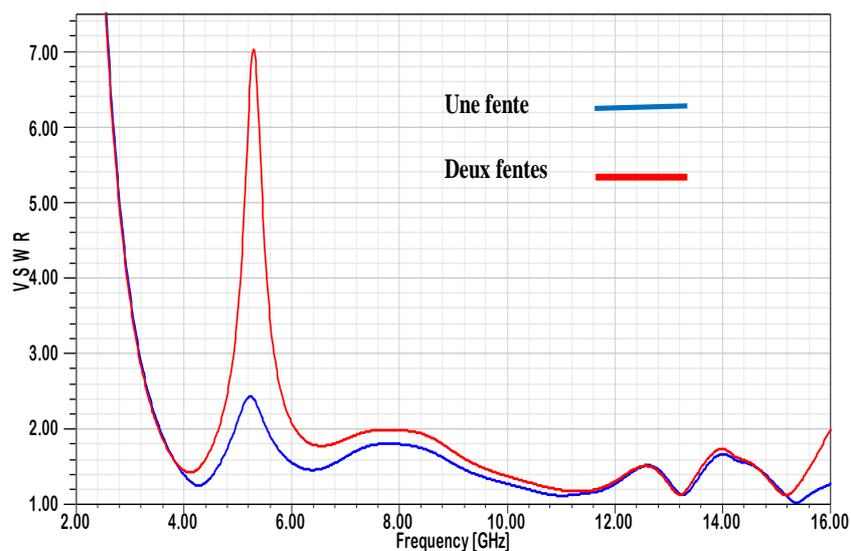


Figure IV.37: Comparaison du VSWR de l'antenne à double fentes avec une antenne à une seule fente de longueur L_{S2} .

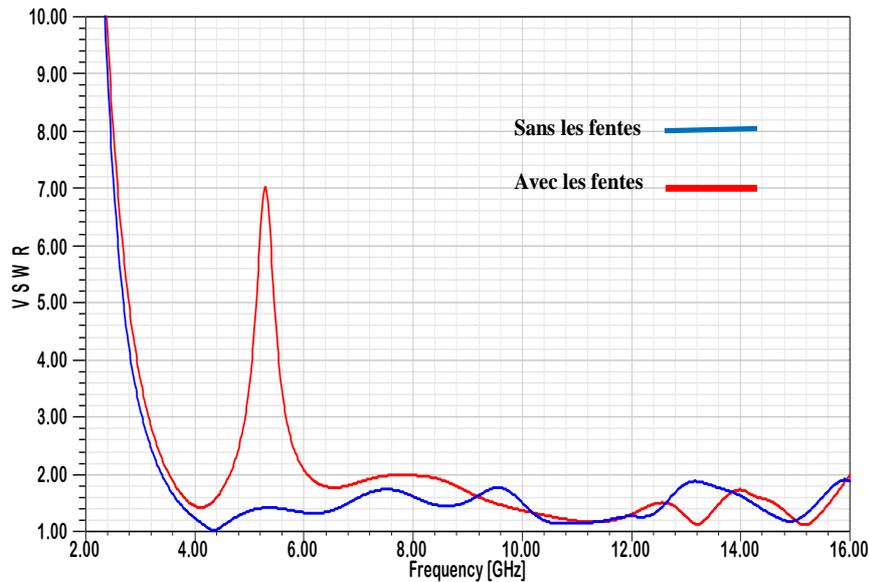


Figure IV.38 : VSWR de l'antenne avec et sans les fentes.

L'insertion de deux fentes dans le plan de masse élimine la bande [4,7,6 GHz] avec une bande passante [3,4, au plus de 16 GHz] , soit une bande passante supérieur a 128.9% , comme le montre la figure IV.38 , par contre l'addition de ces fentes conduit à la diminution de la bande passante avec l'augmentation de la fréquence basse d'adaptation (3.5 GHz au lieu de 3.4 GHz).

III.2.1 Variation de l'épaisseur des fentes

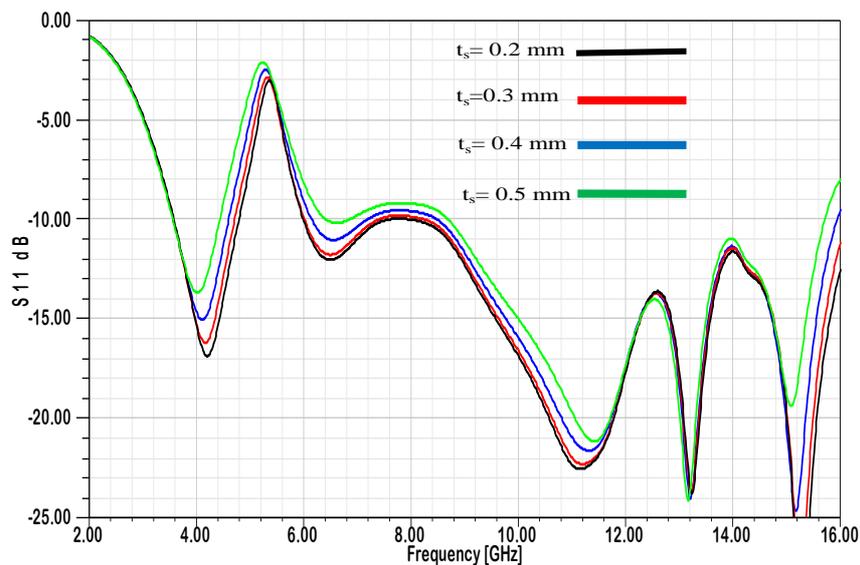


Figure IV.39 : Evolution du coefficient de réflexion S_{11} en fonction de l'épaisseur t_{slot} .

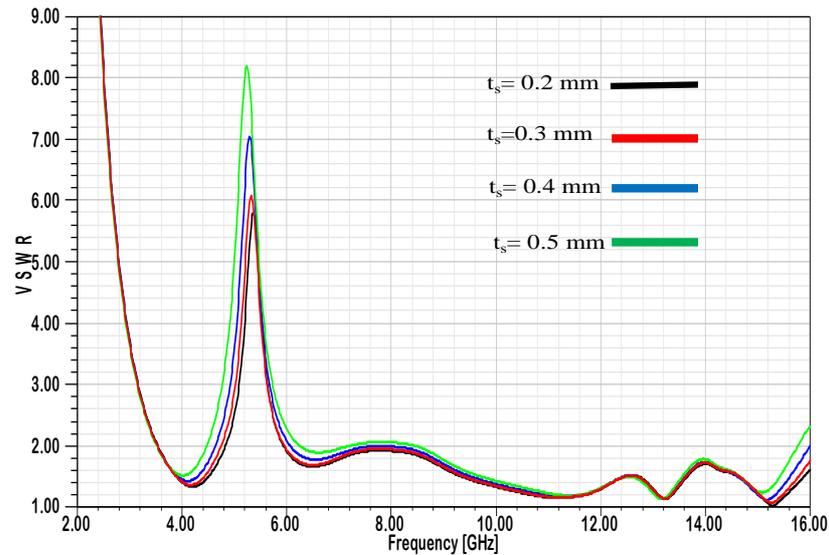


Figure IV.40 : Evolution du rapport d'ondes stationnaires VSWR en fonction de l'épaisseur t_{slot} .

D'après les figures IV.34. et IV.35, les courbes montrent un élargissement de la bande rejetée avec l'augmentation du coefficient de réflexion lorsque t_s varie de 0.2 à 0.5 mm. On remarque pour t_s supérieur à 0.4 mm on a une dégradation de l'adaptation de la bande entre 7.2 à 8.4 GHz pour $t_s=0.4$ mm et de 6.9 à 8.7 GHz pour $t_s=0.5$ mm, la bande passante de l'antenne ainsi que la bande rejetée avec le VSWR correspondant en fonction de l'épaisseur t_{slot} sont présentées sur le tableau IV.12.

t_s (mm)	0.2	0.3	0.4	0.5
bande passante : $ S_{11} \leq -10$ dB ou ($VSWR \leq 2$) (GHz)	[3.6- plus de 16]	[3.6- 16]	[3.6- 15.7]	[3.6- 15.5]
Bande rejetée : $ S_{11} \geq -10$ dB ou ($VSWR \geq 2$) (GHz)	[4.8-6]	[4.7-6]	[4.6-6.1], [7.2-8.4]	[4.4-6.4]
Désadaptation (VSWR max)	5.6	6	7, 2	8.2, 2.1

Tableau IV.12 : Résultats d'analyse du coefficient de réflexion ainsi que le VSWR pour différentes valeurs de t_{slot} .

III.3 Filtrage dans la bande X

Pour atténuer les signaux d'interférences autour de 9 GHz et réduire leur impact sur le système ULB. Une fente de type PSLR (Parallel Stub Loaded Resonator) [15] est insérer dans ligne d'alimentation proche de patch comme le montre la figure IV.41(a), la géométrie et les dimensions de la fente pour les quelle on a une bande rejetée autour de 9 GHz est énumérés dans le tableau IV.12.

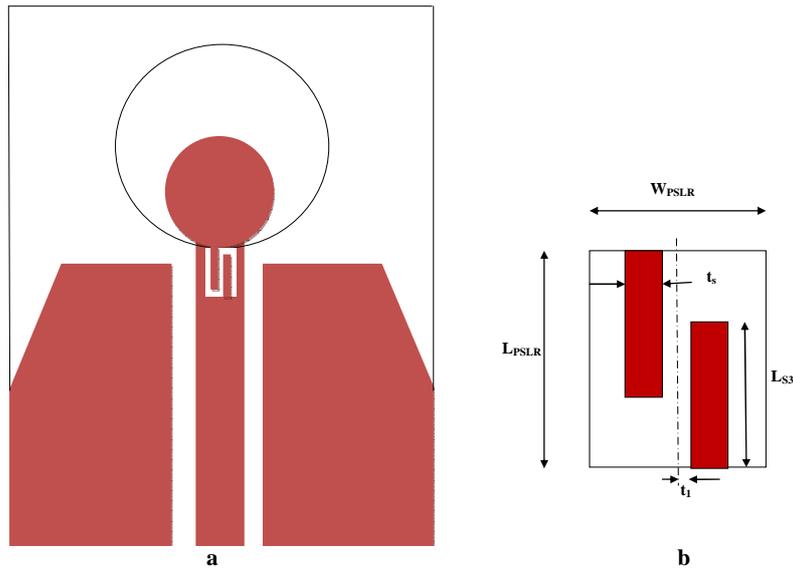


Figure IV.41 : Antenne avec une fente de type PSLR pour le filtrage autour de la bande 9 GHz (a) vue de dessus, (b) les dimensions de la fente.

Les dimensions de la fente PSLR sont détaillées dans le tableau IV.13.

Paramètres	W_{PSLR}	L_{PSLR}	L_{S3}	t_1	t_s
Valeurs en (mm)	1.2	4	3.3	0.1	0.3

Tableau IV.13. Les dimensions de la fente PSLR.

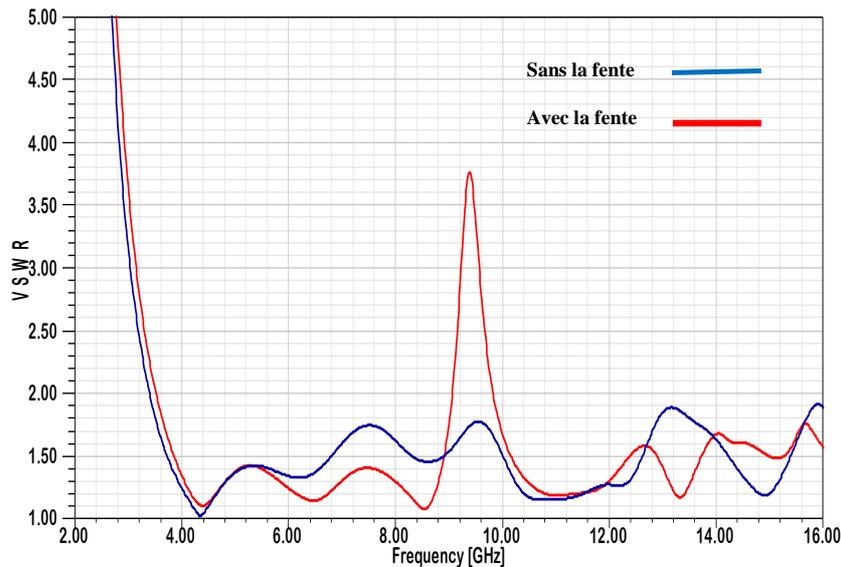


Figure IV.42 : VSWR de l'antenne avec et sans la fente.

Les figures IV.42 illustre les rapports d'ondes stationnaires sans et avec la fente, on respectant les dimensions de la fente énumérées dans le tableau IV.42, une bande de 9 à 9.8 GHz est rejetée tout en gardant la bande passante de l'antenne avec un petit décalage de la fréquence basse d'adaptation de 3.5 GHz au lieu de 3.4 GHz.

III.3.1 Variation de l'épaisseur des stubs

Les effets de t_s sur le rapport d'ondes stationnaire et le coefficient de réflexion sont décrits sur la figure IV 43 et IV.44 respectivement. On observe que la bande rejetée s'élargir et décale vers les basse fréquences lorsque t_s varie de 0.2 à 0.35 mm, car l'augmentation de t_s réduit la distance entre les deux stubs de PSLR, ce qui implique la diminution de leurs couplage capacitive et inductive [16].

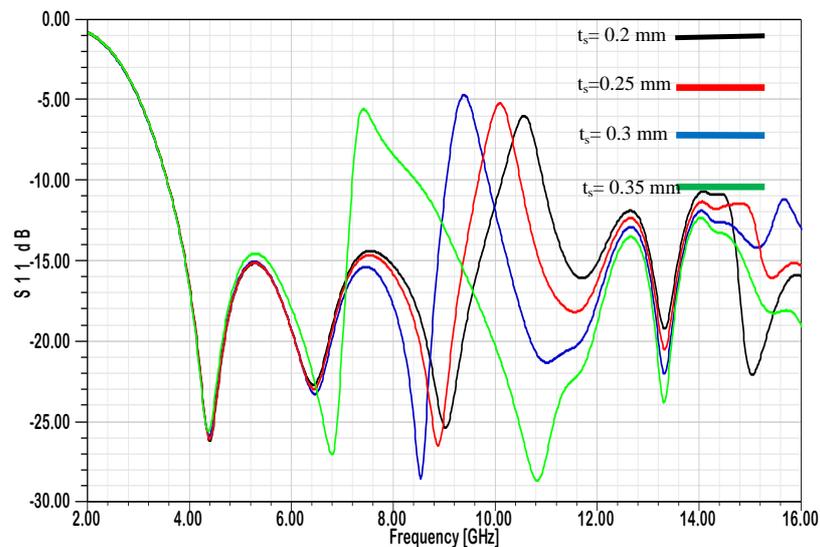


Figure IV.43 : Evolution du coefficient de réflexion S_{11} en fonction de l'épaisseur t_{slot} .

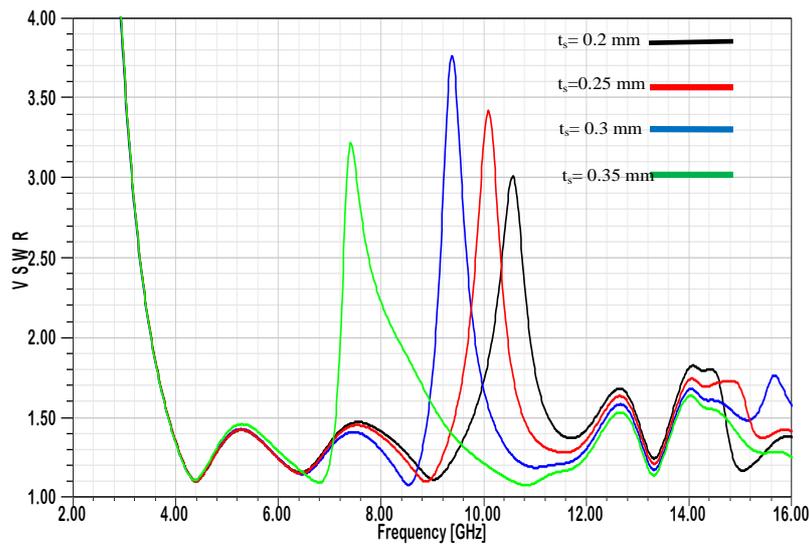


Figure IV.44 : Evolution du rapport d'ondes stationnaires VSWR en fonction de l'épaisseur t_{slot} .

Le tableau IV.14 donne la bande passante de l'antenne ainsi que la bande rejetée avec le VSWR correspondant en fonction de l'épaisseur t_s .

t_s (mm)	0.2	0.25	0.3	0.35
bande passante : $ S_{11} \leq -10$ dB ou (VSWR ≤ 2) (GHz)	[3.6- plus de 16]			
Bande rejetée : $ S_{11} \geq -10$ dB ou (VSWR ≥ 2) (GHz)	[10.2-11]	[9.6-10.5]	[9-9.8]	[7.2-8.4]
Désadaptation (VSWR max)	3	3.4	3.8	3.2

Tableau IV.14 : Résultats d'analyse du coefficient de réflexion ainsi que le VSWR pour différents valeurs de t_{slot} .

III.4 L'antenne RDC a trois bandes rejetées en utilisant trois fentes quarts d'ondes et une fente de PSLR

Dans cette étape d'étude, on place les quatre fentes cités précédemment dans l'antenne ULB, afin de réaliser le filtrage dans les trois bandes à savoir la bande WIMAX , WLAN et la bande X. La géométrie de cette antenne avec les quatre fentes est indiquée sur la figure IV.45.

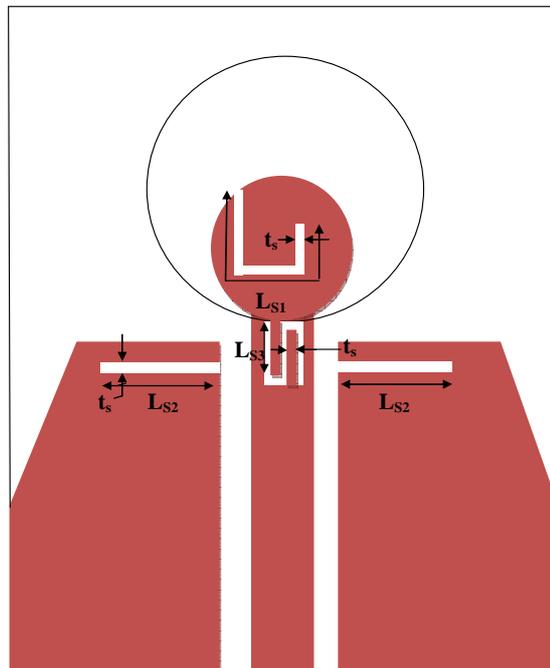


Figure IV.45 : Géométrie de l'antenne RDC avec les quatre fentes insérées.

La figure IV.46 présente l'évolution du rapport d'ondes stationnaires en fonction de la fréquence pour l'antenne RDC à bandes rejetées. Il est évident des résultats de simulation VSWR que l'antenne est bien adaptée ($VSWR < 2$, dans la bande (2.9 au plus de 16 GHz), soit une bande passante $> 138.6\%$, sauf dans les bandes [(3- 3.8 GHz), (4.6-5.9 GHz) et (9-10 GHz)]. Ces bandes rejetées sont presque identiques à ceux obtenues dans le cas précédent. On constate également que la courbe montre bien que l'insertion de ces fentes affecte la fréquence basse d'adaptation.

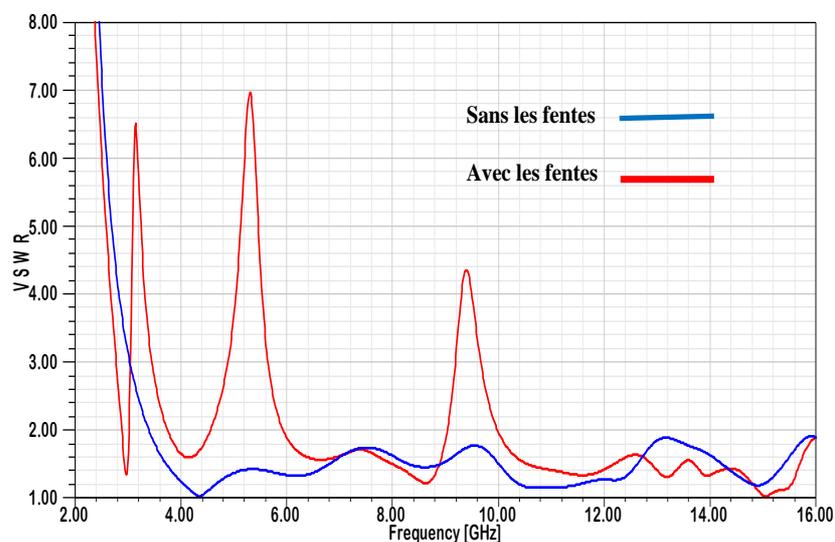


Figure IV.46 : Evolution du rapport d'ondes stationnaires en fonction de la fréquence.

III.4.1 Variation de l'épaisseur t_s

La figure IV.47 et IV.48 présente la variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence pour différentes valeurs du paramètre t_s de deux stubs pour la fente PSLR ainsi l'épaisseur des fentes de type quart d'ondes. Les figures indiquent que l'augmentation de l'épaisseur t_s des deux stubs de la fente PSLR donne un élargissement et la translation de la troisième bande rejetée vers les fréquences basses, en revanche la variation de l'épaisseur t_s soit pour les deux stubs ou les trois fentes quarts d'ondes n'a pas d'influence majeure sur les deux autres bandes rejetées.

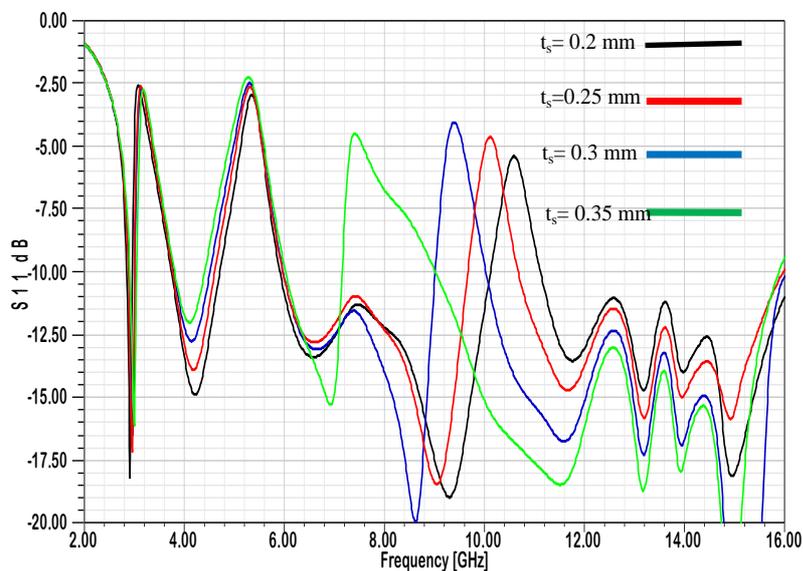
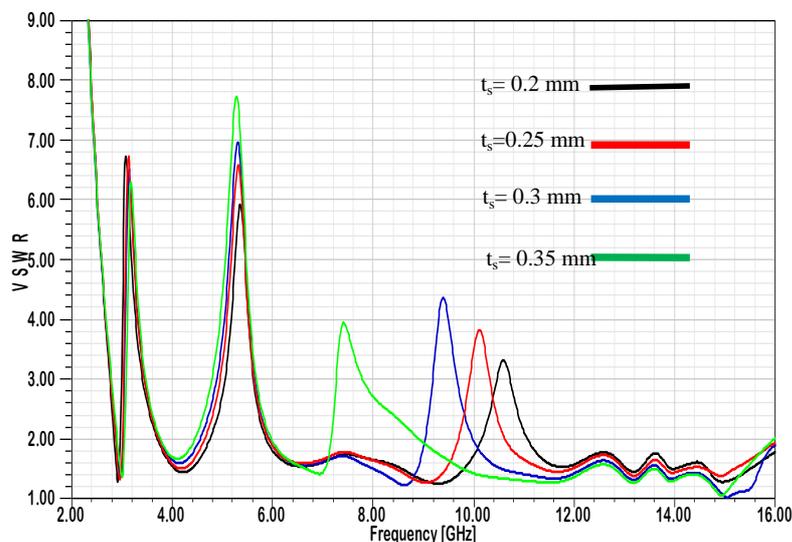


Figure IV.47 : Evolution du coefficient de réflexion S_{11} en fonction de l'épaisseur t_{slot} .



CHAPITRE IV : Etude et conception d'antennes ULB à trois bandes rejetées

Figure IV.48 : Evolution du rapport d'ondes stationnaires VSWR en fonction de l'épaisseur t_{slot} .

Les résultats d'analyse du coefficient de réflexion et le VSWR pour différentes valeurs de t_s sont résumés dans le tableau IV.15.

t_s (mm)	0.2	0.25	0.3	0.35
bande passante : $ S_{11} \leq -10$ dB ou (VSWR ≤ 2) (GHz)	[2.8-16.4]	[2.8-16]	[2.8-16.2]	[2.8-15.8]
Bande rejetée : $ S_{11} \geq -10$ dB ou (VSWR ≥ 2) (GHz)	[3-3.8] [4.7-5.9] [10.2-11.1]	[3-3.8] [4.6-6] [9.6-10.7]	[3-3.8] [4.5-6] [9-10]	[3-3.8] [4.4-6] [7.2-9]
Désadaptation (VSWR max)	6.7, 5.9, 3.4	6.7, 6.6, 3.8	6.7, 7, 4.4	6.7, 7.8, 4

Tableau IV.15 : Résultats d'analyse du coefficient de réflexion ainsi que le VSWR pour différents valeurs de t_{slot} .

III.5 Distribution des courants surfaciques

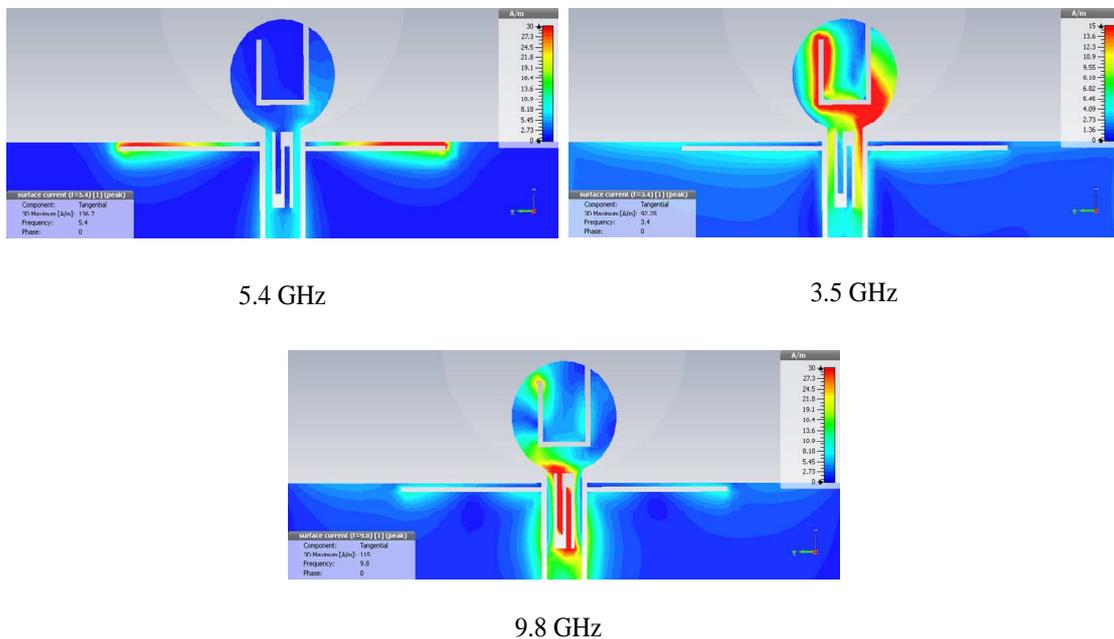


Figure IV.49 : Distribution des courants surfaciques pour les trois fréquences 3,5 GHz, 5,4 GHz, et 9,8 GHz.

Le principe de fonctionnement des trois bandes rejetées peut être expliqué plus en détail en observant les distributions de courant de l'antenne proposée à la fréquence rejetée centrale de chaque bande, comme illustré à la figure IV.49. À 3,5 GHz, 5,4 GHz et 9,8 GHz, le la

CHAPITRE IV : Etude et conception d'antennes ULB à trois bandes rejetées

la distribution de courant est maximale observée le long de la fente en forme de L, les deux fentes de quart d'ondes et du PSLR gravées respectivement sur le patch rayonnant, la masse et dans la ligne de transmission près de patch , À ces fréquences, l'énergie est stockés autour des éléments de la bande d'arrêt plutôt que d'être rayonné dans l'espace libre.

III.6 Caractéristiques de rayonnement

Les performances de rayonnement de l'antenne RDC a trois bandes rejetées ont été étudiées dans toute la bande de fonctionnement de l'antenne. Les diagrammes de rayonnement en 3D et 2D pour les fréquences 4, 6, 8 et 12 GHz (fréquence en dehors des bandes rejetées) sont rapportés sur les figures IV.50 et IV.51. D'après les résultats, on peut observer pour la fréquence 4 GHz la configuration du plan H est omnidirectionnelle, mais devient plus bidirectionnelle pour les deux fréquences 6 et 8 GHz. Dans le plan E le diagramme de rayonnement est comparable à celui d'une antenne dipôle. Pour une fréquence 12 GHz on note dans les deux plans l'apparition de lobes secondaires de faibles amplitudes.

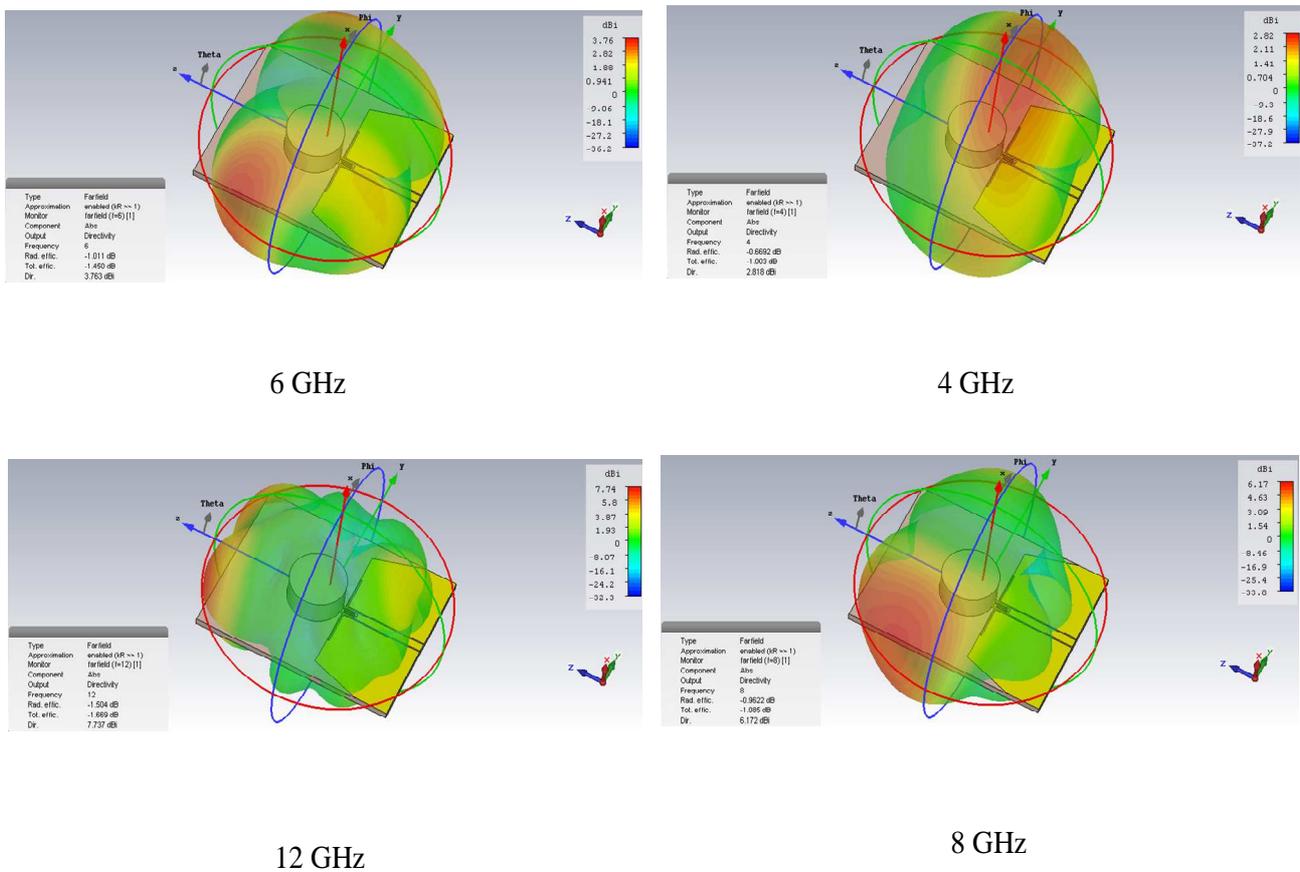


Figure IV.50 : Diagramme de rayonnement en 3D de l'antenne RDC a trois bandes rejetées.

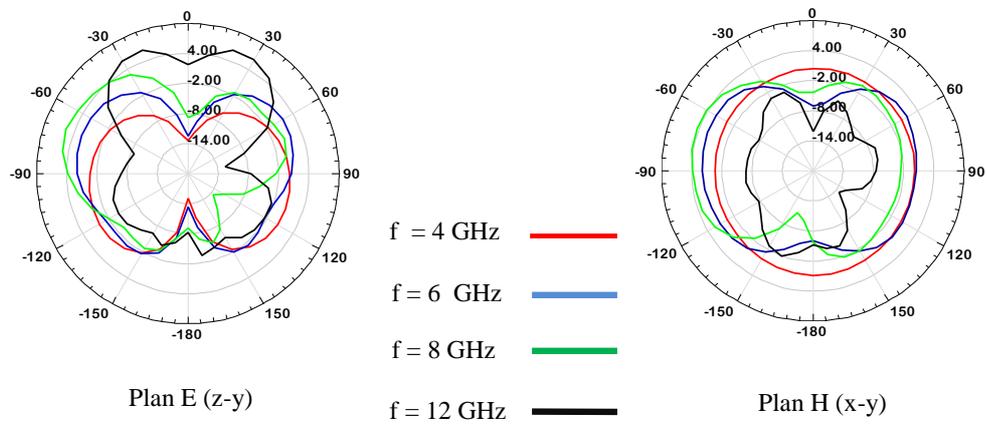


Figure IV.51 : Diagramme de rayonnement en 2D de l'antenne RDC à trois bandes rejetées.

III.7 L'efficacité d'antenne RDC à trois bandes rejetées

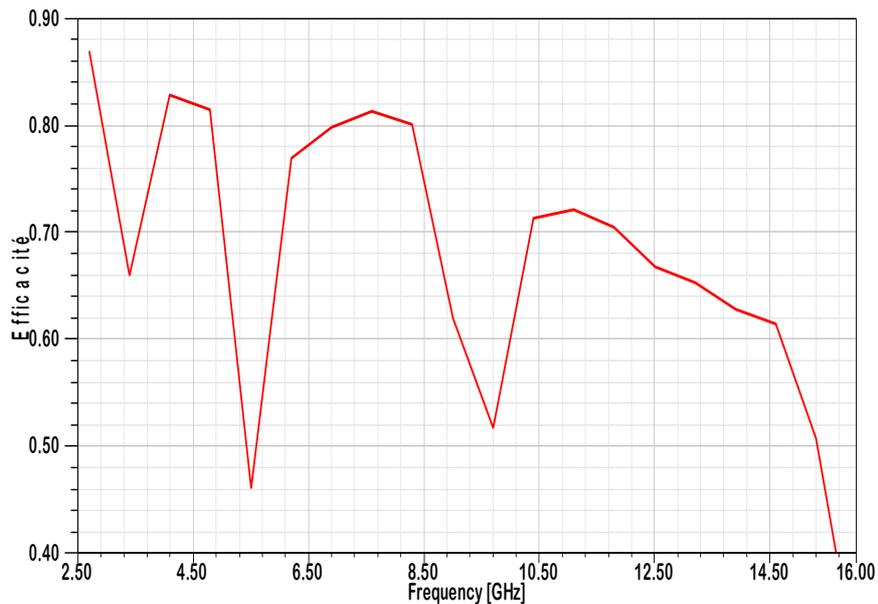


Figure IV.52 : Evolution de l'efficacité d'antenne RDC en fonction de fréquence.

L'évaluation de la courbe de l'efficacité montre une baisse au niveau des bandes exclues, tout en gardant les mêmes performances ailleurs, ceci confirme que l'antenne n'est pas capable de rayonner dans ces bandes.

III.8 Comparaison avec logiciel HFSS

Afin de valider notre utilisation du logiciel de conception CST, nous avons conçue et simulé cette même structure sous HFSS dont l'analyse numérique est basée sur la méthode des

CHAPITRE IV : Etude et conception d'antennes ULB à trois bandes rejetées

éléments finis (FEM). La figure 3 illustre le rapport d'onde stationnaire obtenu par les deux outils de simulation. Nous remarquons quelques différences si on considère les bandes rejetées entre les résultats simulés, mais en termes de bande passante les résultats restent très comparables.

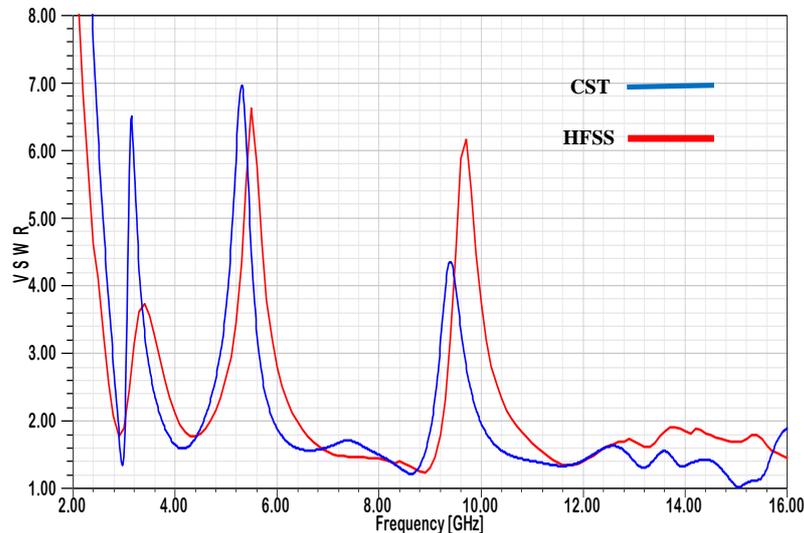


Figure IV.53 : Comparaison entre le rapport d'onde stationnaire obtenu par les deux logiciels CST et HFSS.

La figure IV.54 présente les diagrammes de rayonnement de l'antenne RDC pour les fréquences respectives 4GHz, 6GHz, 8GHz et 12GHz, à l'aide des logiciels HFSS et CST. On voit que l'antenne proposée a un diagramme omnidirectionnel dans le plan H et un diagramme bidirectionnel dans le plan E pour la fréquence 4 GHz, et bidirectionnalité dans les deux plans E et H pour les fréquences 6 et 8GHz. Pour une fréquence 12 GHz on note dans les deux plan l'apparition de lobes secondaires de faibles amplitudes. On peut en conclure que la simulation réalisée à l'aide des deux simulateurs (HFSS et CST) montre un bon accord.

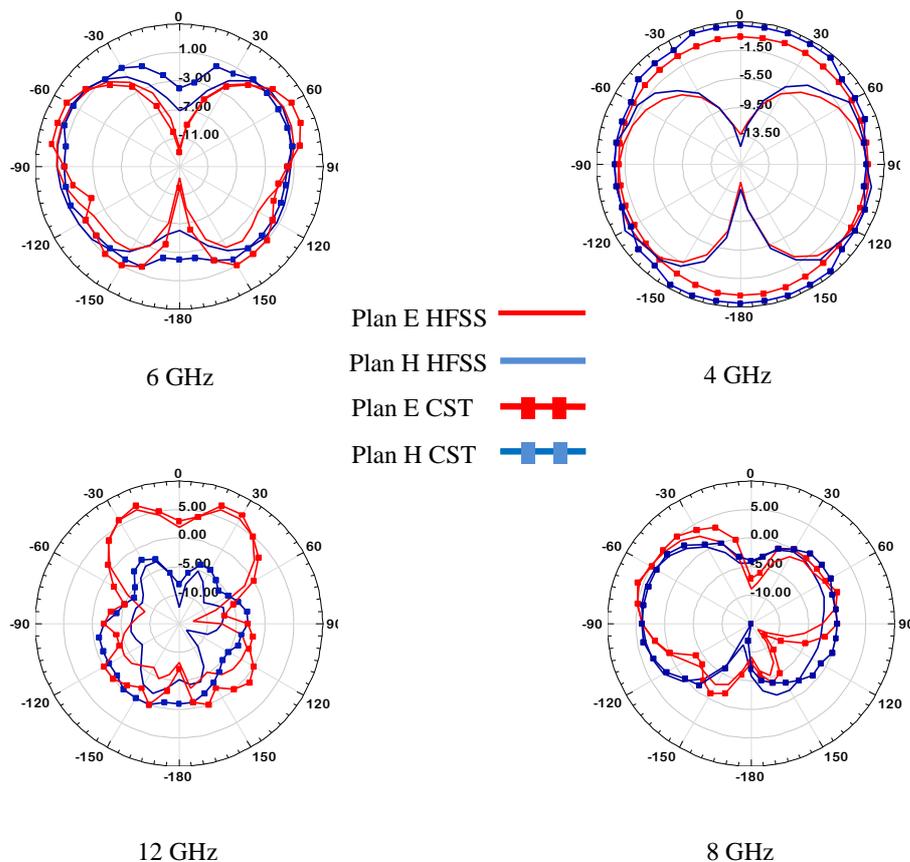


Figure IV.54 : Diagramme de rayonnement simulé d'une antenne RDC avec HFSS et CST à 4 GHz, 6 GHz, 8 GHz et 12 GHz.

III.9 Modèle d'équivalentes antennes RDC a trois bandes rejetées

En simulant les parties réelle et imaginaire de l'impédance de l'antenne à trois bandes rejetée illustrée à la figure IV.55, on constate que dans la bande WIMAX, pour la fréquence de 3,1 GHz, la composante imaginaire croise le zéro et passe capacitif à inductive tandis que le composant réel a une résistance basse (17.81Ω), similaire au comportement d'un circuit RLC série, pour la fréquence de 3,37 GHz, la partie réelle affiche une résistance élevée ($176,47 \Omega$) et la partie imaginaire traverse le zéro semblable au comportement d'un circuit RLC parallèle, on peut dire que la structure de réjection de bande correspondante au fente L_{S1} agit comme un circuit RLC série en cascade avec le circuit RLC parallèle.

Dans la bande WLAN la composante réelle à une grande résistance (332.54Ω) et la composante imaginaire passe par le zéro pour la fréquence 5.4 GHz, donc on peut dire que les deux fentes de longueurs L_{S2} agissent comme un circuit résonateur RLC parallèle. Un

CHAPITRE IV : Etude et conception d'antennes ULB à trois bandes rejetées

comportement semblable au circuit résonateur RLC parallèle est observé pour la fente PSLR, pour une fréquence 9.47 GHz, car composante réelle est égale à 208.76Ω et la partie imaginaire traverse zéro.

La Figure IV.56 montre le modèle de circuit équivalent de l'antenne à trois bandes rejetées. Dans ce modèle, la combinaison de deux circuits RLC série et parallèle fonctionnant à proximité de 3.5 GHz, et deux circuits RLC parallèles fonctionnant à proximité de 5,4 GHz et 9.47 GHz. Ces circuits sont connectés en parallèle avec Z_{UWB} . Lorsque l'antenne fonctionne à la fois dans la bande WIMAX ou WLAN, ou la bande 10 GHz le circuit RLC correspondant résonne et conduit à une désadaptation d'impédance à cette fréquence. Par conséquent, l'antenne ne peut pas émettre sur cette bande

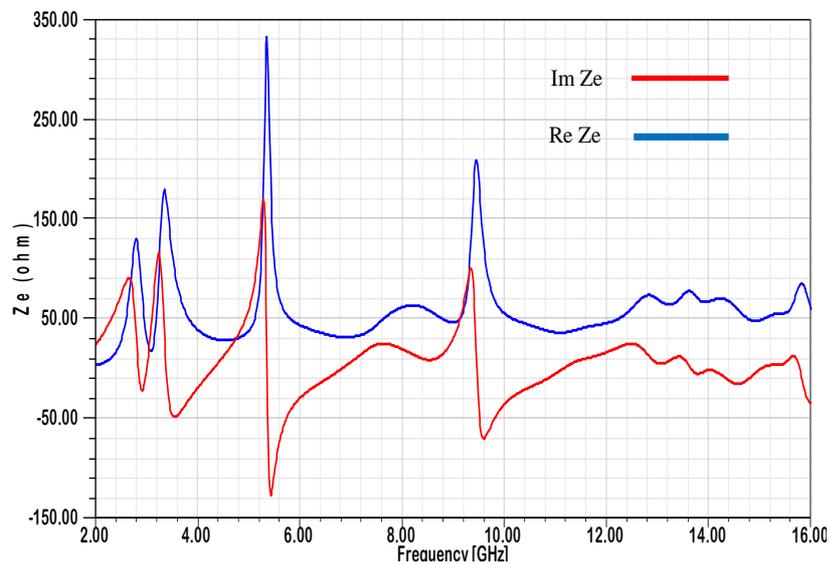


Figure IV.55 l'impédance d'entrée de l'antenne proposée avec trois bandes rejetées.

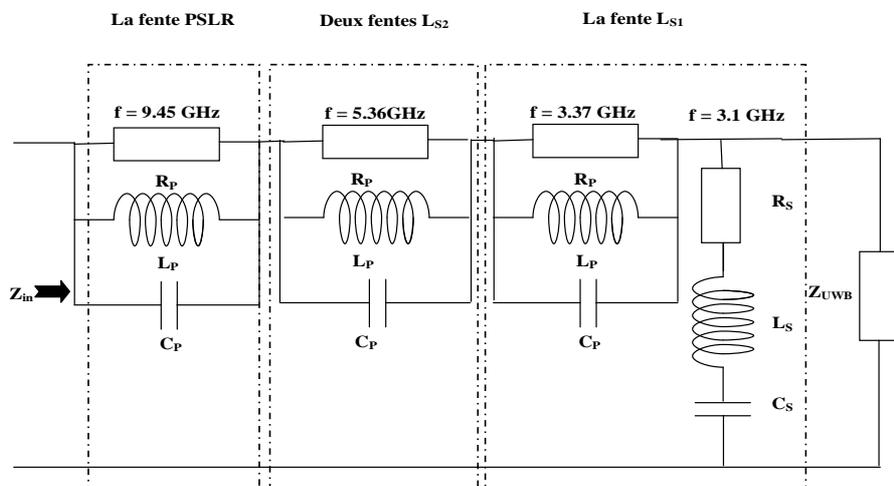


Figure IV.56: Circuit équivalent pour les quatre fentes.

CHAPITRE IV : Etude et conception d'antennes ULB à trois bandes rejetées

Le tableau IV.16 indique les valeurs d'éléments du modèle de circuit équivalent pour l'antenne conçue. Les valeurs des résistances, des condensateurs et des inductances sont extraites des résultats de la simulation CST de la partie réelle d'impédance d'entrée. Les valeurs optimisées des composantes RLC sont ajustées sous ADS (figure IV.57) de manière que les courbes de simulation CST et ADS soient idéalement semblable.

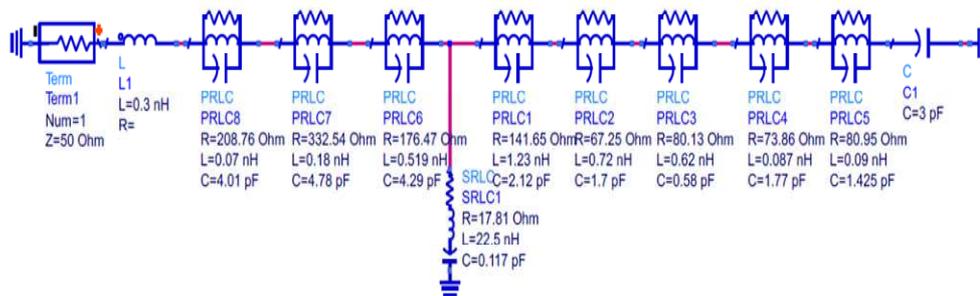


Figure IV.57: Circuit équivalent de l'antenne RDC à trois bandes rejetées sous ADS.

Circuits	No	f(GHz)	Q	R(Ω)	L(nH)	C(pF)
Cellules RLC Parallèles (Z_{UWB})	1	3.2	6.03	141.65	1.21	2.12
	2	5.4	3.35	67.25	0.72	1.7
	3	8.34	2.45	80.13	0.62	0.58
	4	12.79	10.65	73.86	0.087	1.77
	5	14.01	10.152	80.95	0.09	1.425
Cellules RLC Bandes rejetées	serie1	3.1	24.6	17.81	22.5	0.117
	parallèle 1	3.37	16.04	176.47	0.519	4.29
	série 2	5.36	53.6	332.54	0.18	4.78
	série 3	9.45	49.73	208.76	0.07	4.01
LC série	L_0	0.3nH	C_0	3 pF		

Tableau IV.16 : Valeurs d'élément localisées du circuit équivalent.

Les résultats de simulation de l'impédance de la partie réelle de l'antenne proposée par le modèle de circuit équivalent et l'impédance simulée avec CST sont montrés par la figure IV

CHAPITRE IV : Etude et conception d'antennes ULB à trois bandes rejetées

58, les courbes concordent assez bien sur les bandes de fréquences rejetées et la bande de fréquence FCC (3.1-10.6GHz). Pour valider davantage le modèle de circuit équivalent, le coefficient de réflexion S_{11} et le rapport d'onde stationnaire VSWR de l'antenne proposée par modèle de circuit sont comparés aux résultats simulés de CST dans figures IV.59 et IV.60 respectivement.

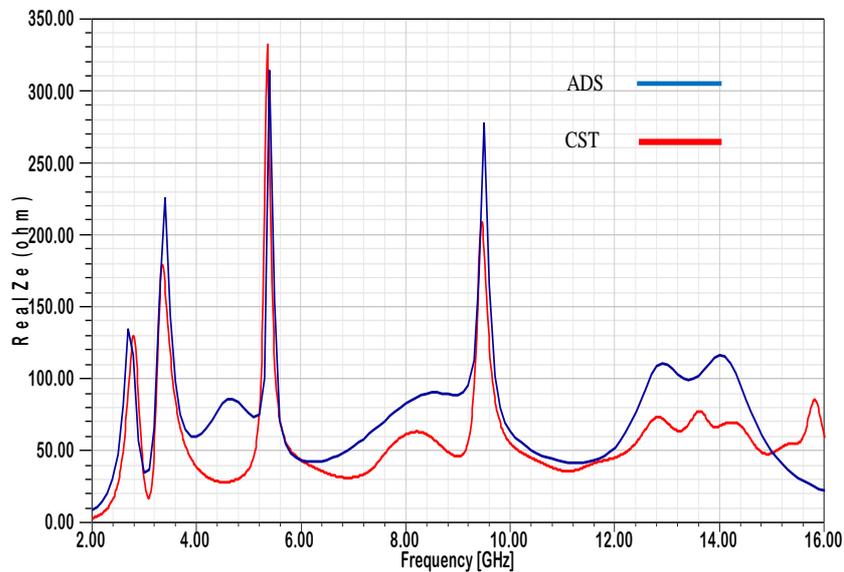


Figure IV.58 : La partie réelle de l'impédance simulée avec CST et ADS de l'antenne proposée avec trois bandes rejetées.

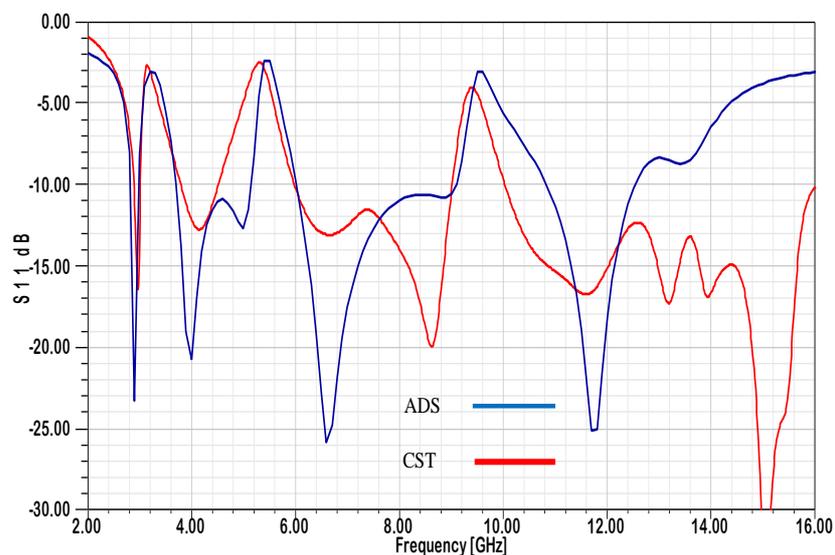


Figure IV.59 : Coefficient de réflexion S_{11} simulé avec CST et ADS de l'antenne RDC avec trois bandes rejetées.

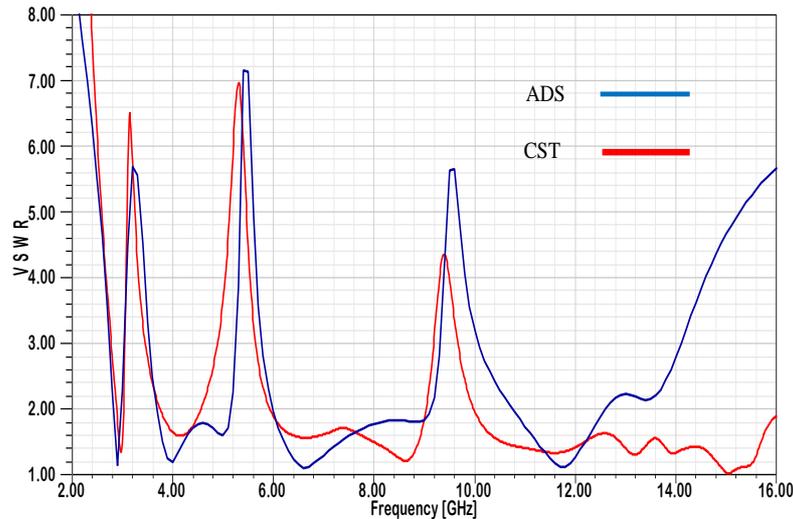


Figure IV.60 : Rapport d'ondes stationnaires VSWR simulé avec CST et ADS de l'antenne RDC avec trois bandes rejetées.

Pour mieux voir l'intérêt des antennes proposées, nous allons les comparer avec d'autres antennes de technologie planaire basées sur le même principe, c'est-à-dire l'utilisation des fentes de type quart d'onde et demi-onde pour générer des bandes rejetées. Chaque antenne est conçue pour des applications à large bande. Leurs paramètres, tels que la largeur de la bande passante, les dimensions physiques, et le nombre de bandes rejetées sont résumés dans le tableau IV.17. Il montre que les deux antennes conçues ont également une très large bande passante, elles peuvent couvrir le FCC ultra-large bande complètement. Nous pouvons également conclure que les deux antennes présentent de meilleures performances au niveau de rejection des bandes par rapport aux d'autres antennes détaillés dans le tableau.

CHAPITRE IV : Etude et conception d'antennes ULB à trois bandes rejetées

Référence	Surface (mm²)	Bande passante	Nombre de bandes rejetées	Bandes rejetées (GHz)
[17]	600	2.7-14.5 GHz	Trois Bandes	3.37-4 GHz 5.2-5.72 GHz 8.04-8.72 GHz
[18]	400	2.39-18 GHz	Trois Bandes	2.69- 4.5 GHz 5.49-6.37 GHz 8.15-9.61 GHz
[19]	1050	2.8-11.3GHz	Deux Bandes	5.725– 5.825 GHz 8.025–8.4 GHz
[20]	744	3.1-14 GHz	Trois Bandes	3.3-3.7GHz 5.1-5.4GHz 5.7-6GHz
[21]	380	2.9-14 GHz	Trois Bandes	3.2-3.8 GHz 5-5.8 GHz 10.4-12.4 GHz
[22]	1350	3.1-10.6GHz	Quatre Bandes	3.25–3.9GHz 5.11–5.35GHz 5.5–6.06GHz 7.18–7.88 GHz
[23]	1050	2.7-13.5GHz	Trois Bandes	3.18-3.59GHz 4.7-5.88 GHz 9.54-12.22 GHz
Antenne Trapézoïdale Proposée	352	2.2-13.8GHz	Trois Bandes	3-3.8 GHz 5.1-5.7GHz 9.54-12.2GHz
Antenne RDC Proposée	2000	2.9-16 GHz	Trois Bandes	3-3.8 GHz 4.6-5.9GHz 9-10GHz

Tableau IV.17: Comparaison de la conception d'antenne ULB proposée avec les documents déjà publiés.

IV. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié deux nouvelles géométries d'antennes imprimées ultra large bande à trois bandes rejetées. La première étude a été élaborée pour concevoir une antenne trapézoïdale à quatre bandes rejetées. L'utilisation de quarts de fentes était nécessaire pour filtrer les trois bandes souhaitées. Trois fentes de type quart d'ondes sont introduites dans l'élément rayonnant pour filtrer les deux bandes WiMAX (3, 3.9 GHz) et WLAN (5.1, 5.7 GHz). La quatrième fente de type C est introduite sur la jonction patch-ligne d'alimentation pour éliminer la bande de fréquence 9.54-12.2 GHz.. La deuxième étude a été élaborée pour concevoir une deuxième antenne de type diélectrique RDC ultra large bande à trois bandes rejetées, une fente de type quart d'onde est insérée dans l'élément rayonnant pour filtrer la bande WiMAX (3- 3.8 GHz), et deux fentes de même type sont insérées dans le plan de masse pour réaliser le filtrage dans la bande WLAN (4.6-5.9 GHz). Pour le filtrage de la bande X (9-10 GHz) une fente de type PSLR est introduite sur la jonction patch-ligne d'alimentation.

Pour les deux antennes proposées trois fentes sont introduites chacune séparément de l'autre et une étude paramétrique sur l'épaisseur de fente a été réalisée. Par la suite les quatre fentes sont introduites, afin d'arriver à la mise au point de deux nouvelles antennes ULB qui permettent de rejeter les trois bandes de fréquences citées précédemment. Les deux structures d'antennes ont été simulées avec les deux logiciels de simulation électromagnétique HFSS d'Ansoft et CST Microwave Studio. On peut en conclure que la simulation réalisée à l'aide des deux simulateurs montre un bon accord. Nous remarquons quelques différences si on considère les bandes rejetées entre les résultats simulés, mais en termes de bande passante les résultats restent très comparables. Des modèles de circuit équivalent pour les deux antennes sont validés et optimisés avec le logiciel ADS.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] X.-C. Yin, C.-L. Ruan, S.-G. Mo, C.-Y. Ding and J.-H.Chu, “A compact ultrawideband microstrip antenna with multiple notches,” *Progress In Electromagnetics Research*, vol. 84, pp. 321–332, 2008.
- [2] H. G. Schantz and G. P. Wolynec, “Ultra-wideband antenna having frequency selectivity,” *U.S. Patent Publication*, no. 2003/0090436 A1, 2003.
- [3] F. T. Zha, S. X. Gong, G. Liu, H. Y. Yang and S. G. Lin, “Compact slot antenna for 2.4GHz/UWB with dual band- notched characteristic,” *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 51, no. 8, pp. 1859-1862. 2009.
- [4] D.-O. Kim, N.-I. Jo, D.-M. Choi and C.-Y. Kim, “Design of the novel band notched UWB antenna with the spiral loop resonators,” *Progress In Electromagnetics Research*, vol. 6, no.2, 2010.
- [5] N. Choi, C. Jung, J. Byun, F. J. Harackiewicz, M-Joo. Park, Y-S. Chung, T. Kim and B. Lee, “Compact UWB Antenna With I-Shaped Band-Notch Parasitic Element for Laptop Applications,” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 8, pp. 580 – 582, 2009.
- [6] H. J. Zhou, B. H. Sun, Q. Z. Liu and J. Y. Deng, “Implementation and investigation Of U-shaped aperture UWB antenna with dual band notched characteristics”, *Electronics Letters*, vol. 44, no. 24, pp. 1387- 1388, 2008.
- [7] F. Zhu, S. Gao, A.T.S Ho, R. A. Abd-Alhameed, C. H See, T.W.C. Brown, J. Li, G. Wei and J. Xu, “Multiple band-notched UWB antenna with band-rejected elements integrated in the feed line”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 61, no. 8, pp. 3952– 3958, 2013.
- [8] L. Wu and Y. Xia, “Compact UWB–MIMO antenna with quad band-notched characteristic International,” *Journal of Microwave and Wireless Technologies*, vol. 9,. no. 5, pp. 1147-1153, 2017.
- [9] S. Avez and R. W. Aldhaheri, “A Very Compact and Low Profile UWB Planar Antenna with WLAN Band Rejection,” *The Scientific World Journal*, volume 2016, 7 pages, 2016.
- [10] Pele, A. Chousseaud, and S. Toutain, “Simultaneous modelling of impedance and radiation pattern antenna for UWB pulse modulation,” *IEEE Antennas and Propagation Society Symposium*. pp. 1871–1874, 2004.
- [11] K. Zhang, T. Wang, and L. L. Cheng, “Aanalysis of band-notched UWB printed monopole antennas using a novel segmented structure”, *Progress In Electromagnetics Research C*, vol. 34, pp. 13- 27, 2013.
- [12] F. Zhu, S. Gao, A.T.S Ho, R. A. Abd-Alhameed, C. H See, T.W.C. Brown, J. Li, G. Wei and J. Xu, “Multiple band-notched UWB antenna with band-rejected elements

CHAPITRE IV : Etude et conception d'antennes ULB à trois bandes rejetées

- integrated in the feed line”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 61, no. 8, pp. 3952– 3958, 2013.
- [13] W.S. Lee, D.Z. Kim, K.J. Kim, and J.W. Yu, “Wideband Planar Monopole Antennas With Dual Band-Notched Characteristics,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol.54, no 6, pp.2800-2806, 2006.
- [14] Y. D. Dong, W. Hong, Z. Q. Kuai, and J. X. Chen, “Analysis of planar ultrawideband antennas with on-ground slot band-notched structures,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 57, no. 7, pp. 1886–1893, Jul. 2009.
- [15] L. Yingsong , L. Wenxing , and Y. Qiubo , “A CPW-Fed Circular Wide-Slot UWB Antenna with Wide Tunable and Flexible Reconfigurable Dual Notch Bands,” *on The Scientific World Journal* , Volume 2013, Article ID 402914, 10 pages.
- [16] J. W. Wang, J. Y. Pan, X. N. Ma, and Y. Q. Sun, “A Band-Notched UWB Antenna with L-Shaped Slots and Open-Loop Resonator”, *Proceedings of 2013 IEEE International Conference on Applied Superconductivity and Electromagnetic Devices* Beijing, China, October 25-27, 2013.
- [17] K.G. Jangid, P. K. Jain, B. R. Sharma, V.K. Saxena, V.S. Kulhar, and D. Bhatnagar, ” Triple-Notched Band CPW fed UWB Antenna with Metallic Reflector for High Gain Performance,” *Advanced Electromagnetics* , vol.6, no. 4, pp. 15-21 ,2017.
- [18] E. K. I. Hamad, and N. Mahmoud, “Compact Tri-Band Notched Characteristics UWB Antenna for WiMAX, WLAN and X-Band Applications,” *Advanced Electromagnetics*, vol. 6, no.2, pp. 53-58, 2017.
- [19] A. Hany, Atallah, B. Adel, Abdel-Rahman, K. Yoshitomi, and K. Ramesh , Pokharel, “Design of dual band-notched CPW-fed UWB planar monopole antenna using microstrip resonators,” *Progress in Electromagnetics Research Letters (PIER L)*, vol. 59, pp. 51–56, March 2016.
- [20] Q. Ain, and N. Chatteraj,” Parametric study and Analysis of Band Stop Characteristics for a Compact UWB Antenna with Tri-band notches”, *Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications*, vol. 17, no. 4, 2018.
- [21] M. Debab, A. Bendaoudi and Z. Mahdjoub, “Miniaturized Uwb Antenna with Tri-Band Notched,” *The First Conference on Electrical. Engineering* April 22-23, Algiers, Algeria. 2019.
- [22] L. Wu and Y. Xia, “Compact UWB–MIMO antenna with quad band-notched characteristic International,” *Journal of Microwave and Wireless Technologies*, vol. 9, no. 5, pp. 1147-1153, 2017.
- [23] A. Zitouni and N. Boukli. Hacene, “Triple Notched Band Characteristics UWB Antenna Using C-Shaped Slots and Slot-Type Capacitively-Loaded Loop (CLL),” *Journal of Electromagnetic Analysis and Applications*, vol. 5, pp. 342-345 , 2013.

Conclusion générale

Conclusion générale

La technologie ULB est l'une des technologies les plus utilisées au sein de systèmes de communication à cause de leurs caractéristiques attractives. L'intérêt de cette technologie est augmenté de manière sans précédent après la réservation de la bande [3.1-10.6 GHz] pour ses applications qui ne sont employées que des antennes opérant sur toute cette bande, ce qui améliore la qualité de service des systèmes de communication. La gamme de fréquence pour les systèmes ULB causera des interférences avec les systèmes de communication radio existants, tels que le WiMAX de 3.3 à 3.6 GHz, le WLAN aux Etats-Unis (5.15–5.35 GHz, 5.725–5.825 GHz) et HIPERLAN/2 en Europe (5.15–5.35 GHz, 5.47–5.725 GHz) et les bandes de service par satellite comme la bande de l'union internationale de télécommunication (ITU) de 8 GHz et la bande S-DMB (Satellite Digital Multimedia Broadcasting) de 2.63–2.655 GHz. Dans cette perspective, le but de cette thèse était la conception de nouvelles antennes ULB à trois bandes rejetées

Le premier chapitre a présenté tout d'abord l'historique et les différentes phases de développement de la technologie ultra large bande. Il a détaillé ensuite les principales caractéristiques de la technologie ULB, et a montré l'excellent positionnement de cette technologie dans le contexte applicatif des radiocommunications de proximité en terme de coût et de performance. Dans ce chapitre, nous avons proposé un état de l'art de la technologie ULB, et nous avons souligné les aspects de réglementation et de standardisation qui constituent les principaux freins à la mise en place rapide de systèmes ULB très haut débit sur le marché.

Une présentation panoramique des antennes a été faite dans le deuxième chapitre. Les antennes existantes ayant des caractéristiques d'adaptation sur de très larges bandes et certaines techniques permettant d'améliorer leurs performances, donne quelques exemples d'illustration issus de la littérature. Les antennes indépendantes de la fréquence, les antennes élémentaires de forme élargie, les antennes directives, les antennes à transition progressive, les antennes cornets et les antennes fractale ULB, pour les applications ULB sont présentées.

Par la suite, on présente les antennes ULB permettant la rejection d'une ou plusieurs bandes de fréquence afin de permettre la coexistence de l'ULB avec d'autres systèmes de communications sans fils existants actuellement. Les techniques de miniaturisation des

Conclusion générale

antennes ULB permettant l'intégration de l'élément rayonnant dans un système ont été exposées.

Le troisième chapitre présente l'étude et la conception deux nouvelles d'antennes de technologie coplanaire répondant aux exigences de la bande passante ultra large et de la miniaturisation. La première est une antenne trapézoïdale, la deuxième structure est une antenne hybride planaire ULB associant le résonateur diélectrique cylindrique RDC et l'antenne patch circulaire coplanaire. Deux techniques pour élargir la largeur de bande et optimiser les caractéristiques des antennes à bande large ont été utilisées. La technique utilisée pour la première antenne trapézoïdale est la troncature, pour minimiser l'effet capacitif et inductif entre le plan de masse et l'élément rayonnant, par contre pour élargir la bande passante de deuxième antenne et la promouvoir dans l'antenne ULB, on a utilisé la technique hybride associant le résonateur diélectrique cylindrique RDC et l'antenne patch coplanaire. L'incorporation d'un RDC à haute permittivité dans l'antenne de base pouvait abaisser la fréquence de résonance de l'antenne sans augmenter sa dimension. Les deux antennes ont été étudiées numériquement et analysées à l'aide de deux simulateurs électromagnétiques: Ansoft HFSS et CST. Les résultats de simulations de coefficient de réflexion et le diagramme de rayonnement des deux antennes présentent une bonne concordance. Ces deux antennes offrent de nombreuses perspectives d'utilisation, notamment dans le domaine des télécommunications multistandards.

Les différentes caractéristiques de deux antennes sont présentées et commentées. Une étude paramétrique est alors effectuée. L'effet de certains paramètres géométriques sur les caractéristiques de deux antennes est montré, afin de mieux analyser l'influence des paramètres géométriques sur les performances, en particulier sur le coefficient de réflexion (adaptation de l'antenne). Des modèles d'impédance équivalents des antennes ULB sont proposés et développés par logiciel ADS.

La dernière partie de cette thèse a décrit l'étude et la conception d'antennes ULB à trois bandes rejetées permettant la coexistence de l'antenne avec les systèmes de communication sans fils actuels. La conception de l'antenne ULB à trois bandes rejetées est obtenue par insertion de fentes de type quart d'ondes dans l'élément rayonnant afin de rejeter les bandes WiMAX, WLAN et HIPERLAN/2 et par insertion de fente de type demi onde (type C) dans la jonction patch-ligne pour atténuer les signaux d'interférences autour de 10 GHz (la bande

Conclusion générale

X), concernant la première antenne trapézoïdale. En revanche pour l'antenne hybride RDC une fente dans l'élément rayonnant et deux fentes dans le plan de masse de type quart d'onde sont nécessaires pour filtrer la bande WiMAX et WLAN respectivement. Pour la bande de 10 GHz une fente de type PSLR est gravée dans la jonction patch-ligne. Pour les deux antennes proposées quatre fentes sont introduites chacune séparé de l'autre et une étude paramétrique sur l'épaisseur de fente à été réalisée. Par la suite les quatre fentes sont introduites, afin d'arriver à la mise au point de deux nouvelles antennes ULB qui permettent de rejeter les trois bandes de fréquences. Les deux structures d'antennes ont été simulées avec les deux logiciels de simulation électromagnétique HFSS d'Ansoft et CST Microwave Studio. On peut en conclure que la simulation réalisée à l'aide des deux simulateurs montre un bon accord.

Les différentes caractéristiques de l'antenne : coefficient de réflexion S_{11} et le VSWR, sont présentés et commenté. Les résultats obtenus montrent que ces fentes peuvent empêcher parfaitement la propagation du signal à proximité de ses fréquences de résonance et ne l'affectent pas d'ailleurs. De plus, les circuits équivalents des antennes proposées ont également été étudiés et validés.

Comme perspectives pour des travaux futurs, on envisage la conception de nouveaux types d'antennes ULB qui couvrent une très large bande de fréquence sans que leurs caractéristiques ne soient dégradées. De plus nous allons essayer d'appliquer la technologie métamatériaux dans les antennes aux bandes filtrées commandés par des switchers ou des diodes PIN pour que les bandes filtrées soient réglables, contrôlables et reconfigurables.

Publications

Single Band Notched Characteristics UWB Antenna using a Cylindrical Dielectric Resonator and U-shaped Slot

DEBAB Mohamed, MAHDJOUR Zoubir

Laboratory Electromagnetic Photonics Optonics (LEPO), Djillali liabes University of Sidi Bel Abbès, 22000 Sidi Bel Abbès, Algeria

debab_telecoms2005@hotmail.fr ,mahdjoubz@yahoo.com

Abstract— In this manuscript, a novel hybrid dielectric resonator antenna for ultra wideband (UWB) applications is designed, and single band notched performance is proposed. The circle radiating patch is printed on the FR4 substrate of 1.64 mm thickness and loss tangent $\tan\delta = 0.02$, and is fed by the coplanar waveguide. The size of the UWB antenna was minimised to 50–40 mm². The cylindrical dielectric resonator (CDR) was used to broaden the bandwidth and achieve an impedance bandwidth of more than 113%, covering a frequency range of 3.3 to more than 12GHz. WIMAX band notched characteristics of the antenna to reject (3.2–3.8GHz) were realised by etching a U-shaped slot in the radiating patch. The centre notch frequency can be adjusted from 3.4 to 4.5 GHz by changing the position of the CDR. The band notched characteristics, VSWR, and radiation patterns were studied using the CST microwave simulator and confirmed with the frequency domain ANSOFT high frequency structure simulator (HFSS).

Index Terms— Cylindrical dielectric resonator (CDR), planar monopole, band-stop function, U-shaped slot.

I. INTRODUCTION

Dielectric resonator antennas (DRAs) have received much attention in recent years due to their high efficiency, small size, and low metallic losses. DRAs can be excited by different feeding mechanisms with various shapes [1]. Moreover, various DRAs have been designed to focus on the bandwidth and input impedance, and can be easily adjusted by varying the antenna specifications, e.g., choosing the dielectric constant of the resonator material, dimensions, and feed mechanisms. Several researchers have proposed broadening the operation bandwidth of a DRA with the use of different configuration shapes, e.g., L-shaped, elliptical, T-shaped, and stair-shaped [2–6]. Another method using different composite DRA structures has also been analysed [7–10]. Recently, band notched DRAs have been designed to minimise interference between the ultrawide band (UWB) system and some narrowband systems, such as WIMAX and WLAN. A reconfigurable band rejection antenna has also been designed for different narrowband services operating inside 3.1–10.6 GHz [11,12]. Dual band DRAs have been designed to produce notches in the WIMAX and WLAN bands by splitting a rectilinear DR and etching some of the dielectric material [13]. Numerous techniques have been developed to create band notched functions, such as using a strip near patch [14], quarter wavelength tuning stubs [15],

fractal tuning stubs [16], and etching slots on the radiator, e.g., rectangle [17], C-shaped [18], U-shaped [19], arc-shaped [20], Y-shaped [21], L-shaped [22], T-shaped [23], inverted S-shaped [24], H-shaped [25], and π -shaped slots [26].

In this work, we present a novel simple UWB cylindrical dielectric resonator (CDR) antenna with single band notched characteristics at 3.4 GHz (3.2–3.8 GHz). The rejected frequency was realised by the dielectric resonator and etching a U-shaped slot quarter-wavelength on the circle radiation patch. In this design, tuning of the notched centre frequencies is done by changing the length of the slot and the position of the dielectric resonator. The simulation to optimize design is done using time domain analysis tools from CST Microwave Studio which provides a wide range of time domain signal that are used in UWB system. The numerical analysis of the software tools is based on Finite Difference Time Domain (FDTD). For comparison purpose, HFSS in frequency domain where the numerical analysis is based on Finite Element Method (FEM) is performed. The proposed antenna achieves an impedance bandwidth from 3.3 to over 12 GHz with a return loss < -10 dB and presents the decrement gain and efficiency radiation at approximately 3.4 GHz. The effect of the geometry of the antenna and design principle with frequency band notch characteristics are simulated with the time domain CST microwave simulator (MWS) in Section 2. The radiation pattern and simulation results of return loss with two simulators using CST and HFSS software are presented in Section 3. Concluding remarks are presented in Section 4.

II. ANTENNA DESIGN

The geometry of the proposed antenna is shown in Fig. 1. The antenna was fabricated on an FR4 microwave substrate with relative permittivity $\epsilon_{rS}=4.4$, dielectric loss tangent of 0.02 and thickness $h=1.64$ mm. The CDR is made of DUPONT 943 material with a dielectric permittivity of 7.4 and a loss tangent of 0.002. The dimensions of the CDR are $D_{cy} = 14$ mm, $H_{cy} = 6$ mm. The CDR is excited by a circle patch with diameter, a_c , of 6mm fed by the 50Ω CPW with a signal strip width, W_1 , of 2mm and a gap distance, g , of 0.3mm. A U-shaped slot with width $t_s= 0.3$ mm is embedded on the patch. A commercial computer simulation tool CST MWS was used to design the antenna. The optimised parameters of the antenna are listed in Table 1.

TABLE 1. OPTIMISED DIMENSIONS OF THE PROPOSED ANTENNA

parameter	(mm)	parameter	(mm)	parameter	(mm)
W	40	L_g	6.4	H_{cy}	6
L	50	L_{cut1}	4	ϵ_{rD}	7.4
h	1.64	L_{cut2}	13	L_s	9
ϵ_{rS}	4.4	a_c	6	t_s	0.3
W_1	2	$p_c=p_{cy}$	0.7		
g	0.3	D_{cy}	14		

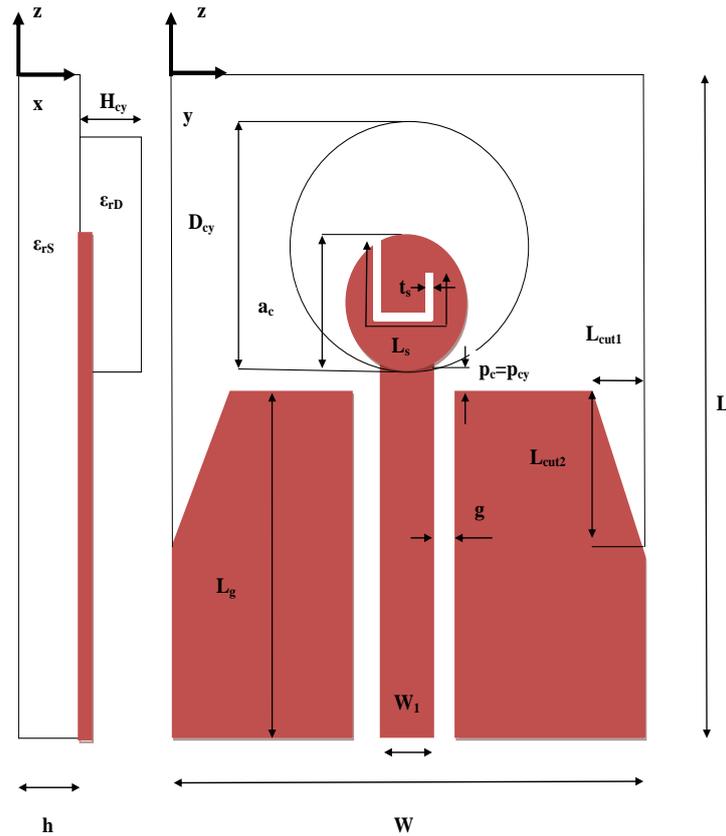


Fig.1. Geometry of the CDR antenna.

A. Basic Antenna Design

In this section, the effects of the geometric ground and gap p_c between the radiation patch and ground are discussed. The parametric analysis of the proposed antenna has been carried out using the CST MWS to achieve optimal results.

The ground plane has an important role in antenna characteristics. Fig. 2 shows the simulated S_{11} without the U-shaped slot and CDR when L_{cut1} is altered from 15 to 2mm while the other parameters are fixed. It is clear that when S_{11} is less than -10 dB, the lower edge frequency of the bandwidth decreases from 6.6 to 4.7 GHz, and the height edge frequency of the bandwidth also decreases. When $L_{cut1} = 2$ mm, the height edge frequency of the bandwidth is 11.5 GHz and the resulting antenna offers a broad impedance bandwidth of 84% for S_{11} less than -10 dB from 4.7 GHz to 11.5 GHz frequency band. Fig.3 describes the simulated S_{11} for different values of L_{cut2} . For $L_{cut2} = 8$ mm at 17 mm with another fixed parameter, the lower edge of the band is shifted to 4.6 GHz. When $L_{cut2} = 13$ mm, the antenna performs with a wide bandwidth ranging from 5 to 12GHz.

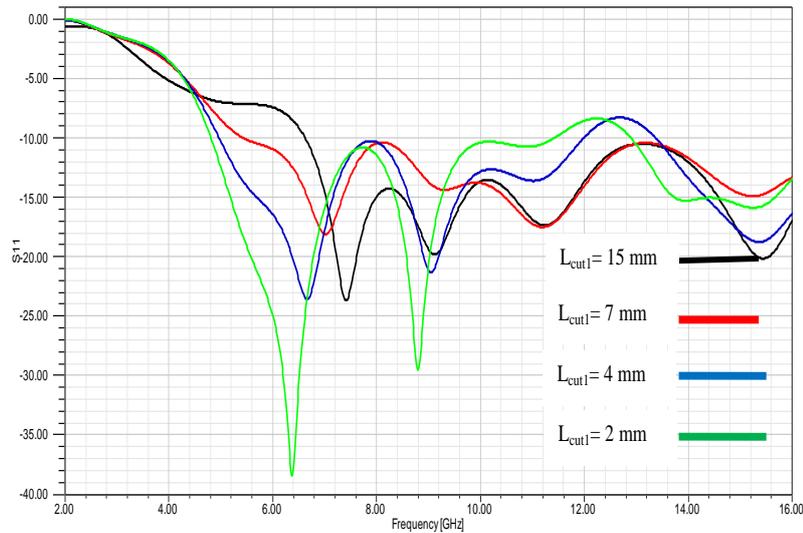


Fig.2. Simulated S_{11} of the basic antenna (without slot and CDR) with $L_{cut2}=13$ mm and different values of L_{cut1} .

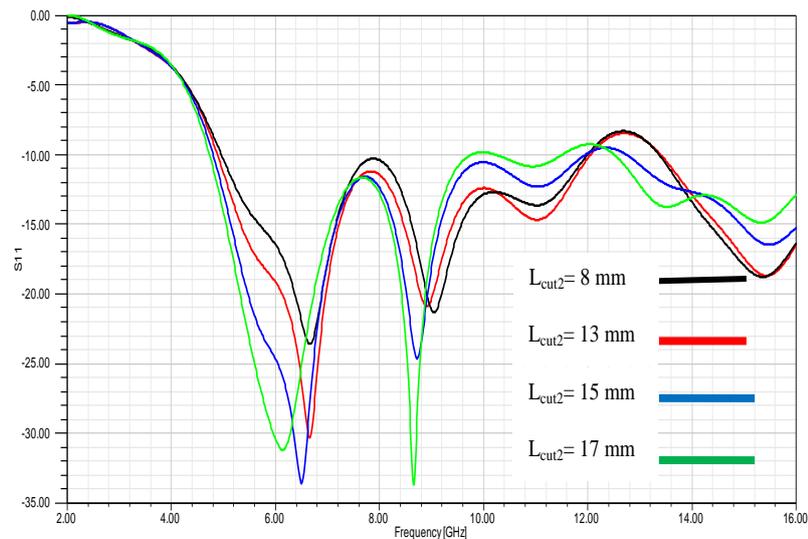


Fig.3. Simulated S_{11} of the basic antenna (without slot and CDR) with $L_{cut1}=4$ mm and different values of L_{cut2} .

The variations of the return losses for different values of the gap p_C between the CPW ground and radiation patch are shown in Fig. 4 with the other parameters fixed. The impedance bandwidth improved when the distance p_C was decreased. When decreasing p_C from 1.7 to 0.2mm, the height band increased from 9.4GHz to more than 12 GHz, and the lower frequency band was shifted from 4.2 to 5.4 GHz. This is due to the capacitive and inductive effects caused by the electromagnetic coupling between the CPW ground and the radiation patch.

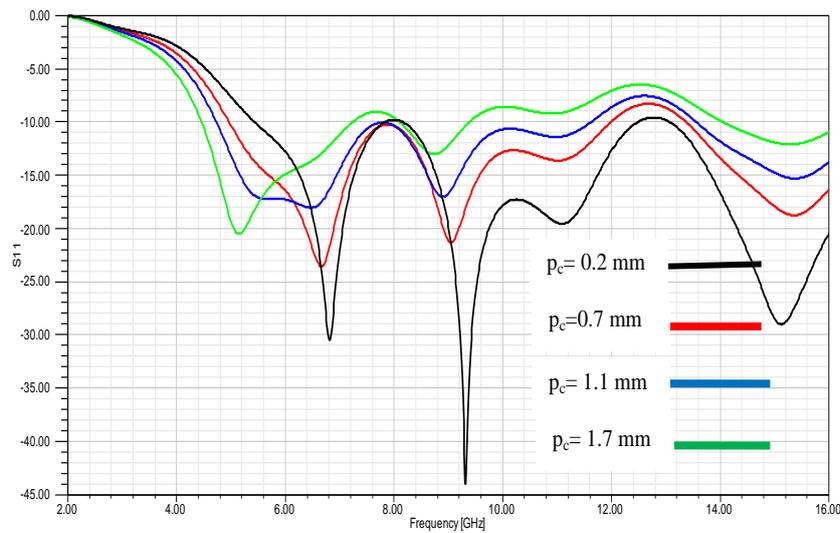


Fig.4. Simulated S_{11} of the basic antenna (without slot and CDR) with different values of p_c .

Fig. 5 illustrates the proposed antenna with and without the CDR. When the structure does not contain the CDR, the antenna works from 5 to 12 GHz with 82% impedance bandwidth for reflection coefficients < -10 dB. When the CDR is present, the lower band shifts to 3.3 GHz and the antenna exhibits a sharp resonance dip of S_{11} is -35 dB at 4.4 GHz and the height of the band shifts to more than 12 GHz, achieving an impedance bandwidth of more than 113%. From the simulated results, it can be concluded that the antenna with CDR provides better reflection coefficient performance to cover the WIMAX band.

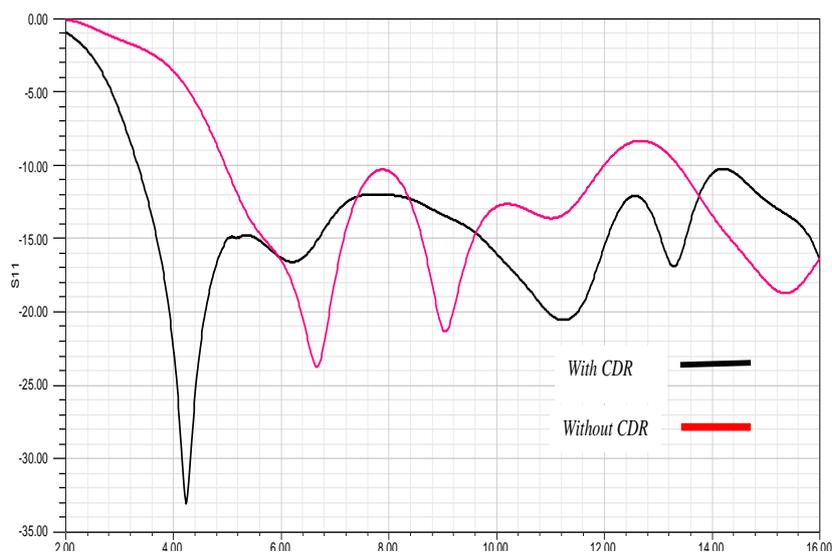


Fig.5. Simulated results of the proposed antenna with and without CDR.

B. Slot Analysis with CDR Antenna

The U-shaped slot determines the notched band that rejects the WIMAX band, and the designed central frequency of the notch band function is to adjust the length of the slot which cuts to approximately quart wavelength. The notched frequency is given by the dimensions of the band-notched feature as follows [27]:

$$f_{notch} = \frac{c}{4L_s} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_{rS} + \epsilon_{rD}}} \quad (1)$$

Where L_s is the length of the U-shaped slot, c is the speed of light in vacuum, and ϵ_{rS} and ϵ_{rD} are the relative permittivity of the substrate and the dielectric resonator, respectively. According to this formula, to create the cutoff frequency in the WIMAX band, the length of the slot L_s will be reduced by adding a dielectric material. The L_s length simulation values are compared to the theoretical predictions in Table 2.

TABLE 2. SIMULATIONS AGAINST THEORETICAL PREDICTION OF BAND-NOTCHED ANTENNA

L_s (mm)	Predicted(GHz)	Simulated(GHz)
10	3.08	3.45
9	3.42	3.62
8	3.85	3.94
7	4.41	4.31

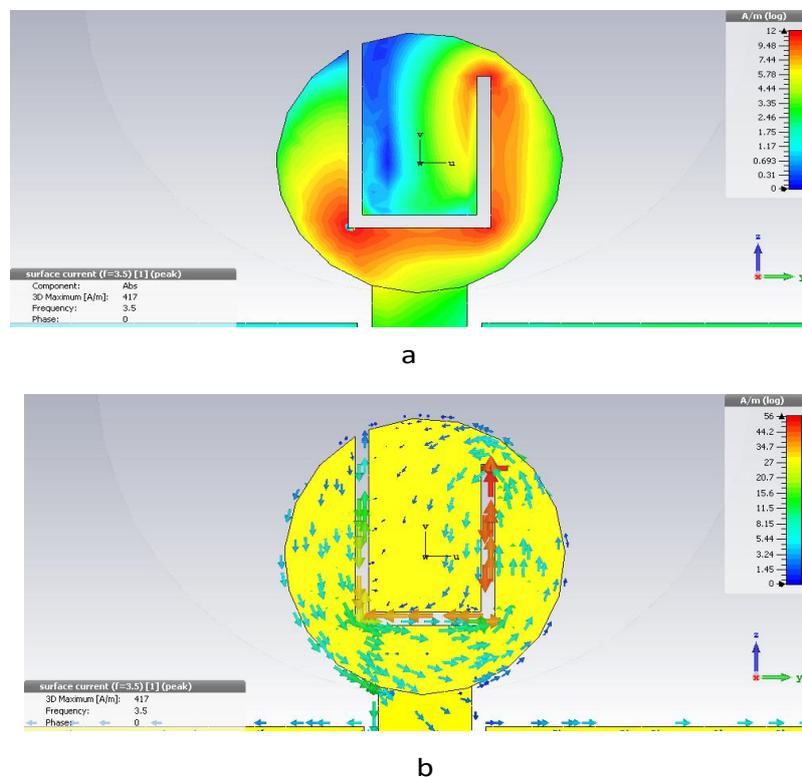


Fig.6.Current distribution at 3.4GHz.

Fig. 6 shows the current distribution at the centre notched band. The dimension of the slot $L_s = 9\text{mm}$ [determined by formula (1)] corresponds to the notched band WIMAX. It can be seen that the current is concentrated on the edge exterior of the slot (Fig. 6a), and the current paths around the straight slots are in opposite directions (Fig. 6b). When the antenna is working at the centre notched band at 3.4GHz, the outer slot behaves as a separator.

The impact of changing the distance p_{cy} between edge CDR and ground on the VSWR of the antenna is shown in Fig. 7. When varying p_{cy} from 0.7 to 5.7 mm with fixed L_s , the frequency of the notched band increases from 3.47 to 4.56 GHz. The centre frequencies of the notched bands can also be adjusted by the length L_s (Fig.8). By decreasing L_s from 10 to 7mm, the notched band is shifted from 3.45 to 4.31 GHz. The optimised value of L_s at which the proposed antenna rejects the whole WIMAX band ($VSWR > 2$) with excellent notch features is 9 mm. The notch frequency depends on the dimensions of the U-shaped slot as well as on the CDR position.

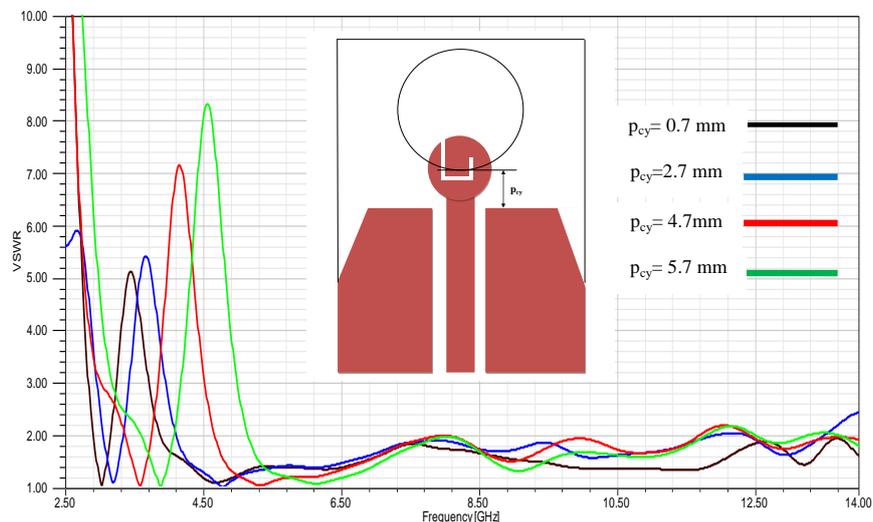


Fig.7. Influence of the position of the CDR on the VSWR of the antenna.

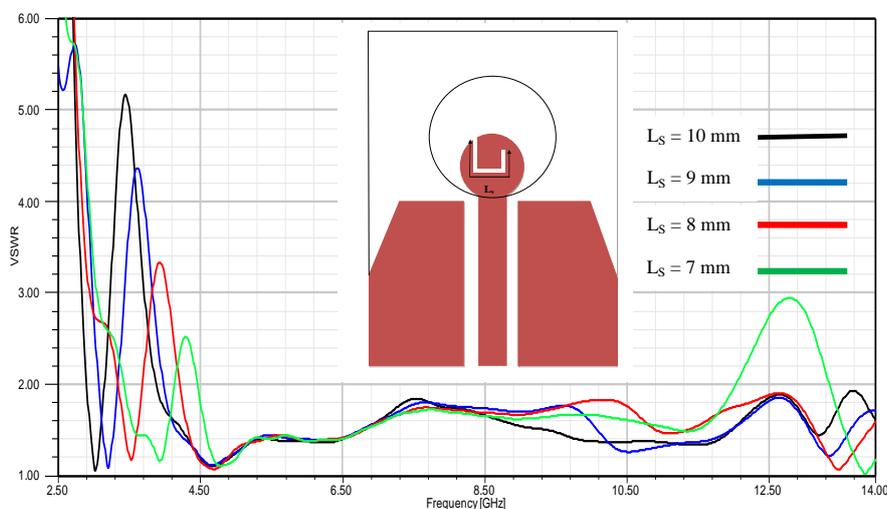


Fig.8. Influence of the length L_s on the VSWR of the antenna.

The parameter t_s affects only the notched band and hence for simplicity, only the variation in the notched band is shown in Fig. 9. The notch bandwidth increases when t_s increases. When t_s is changed from 0.2 to 0.5 mm, the filter bandwidth is varied from 0.6 to 0.7 GHz.

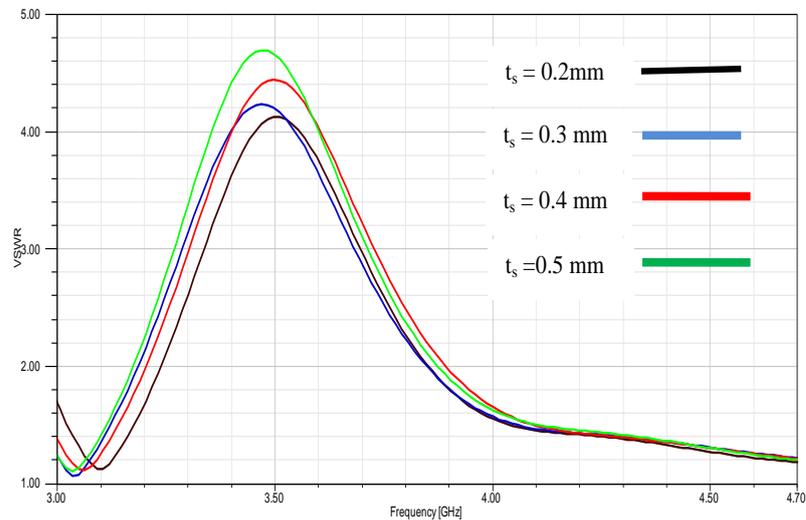


Fig.9.Effect of width t_s on VSWR .

III. RESULT AND DISCUSSION

The simulated VSWR plot of the proposed antenna is shown in Fig. 10. It is clear that the band notch has been attained at the WIMAX band ($VSWR > 2$) and the results indicate a wide impedance bandwidth from 3.3 to more than 12 GHz. The slight difference between the simulated results of CST and HFSS is due to the different numerical techniques employed by the two softwares.

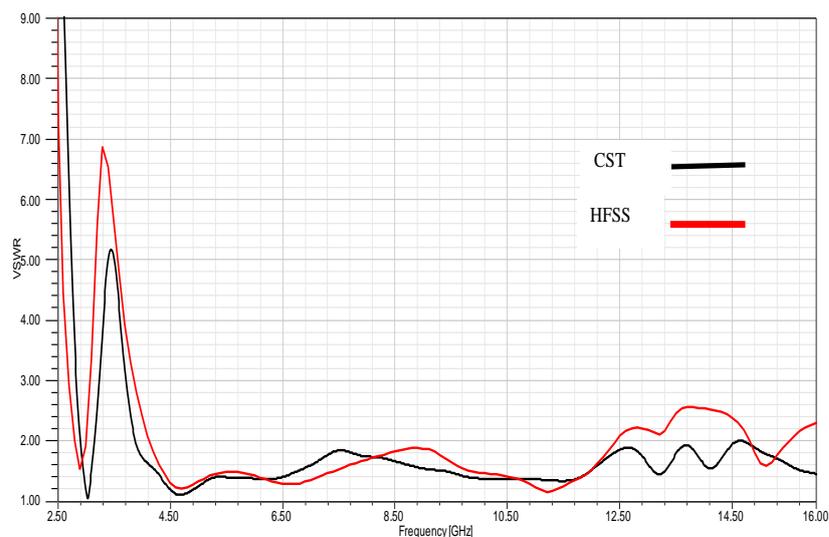


Fig.10.Simulated VSWR of the proposed antenna using CST and HFSS software.

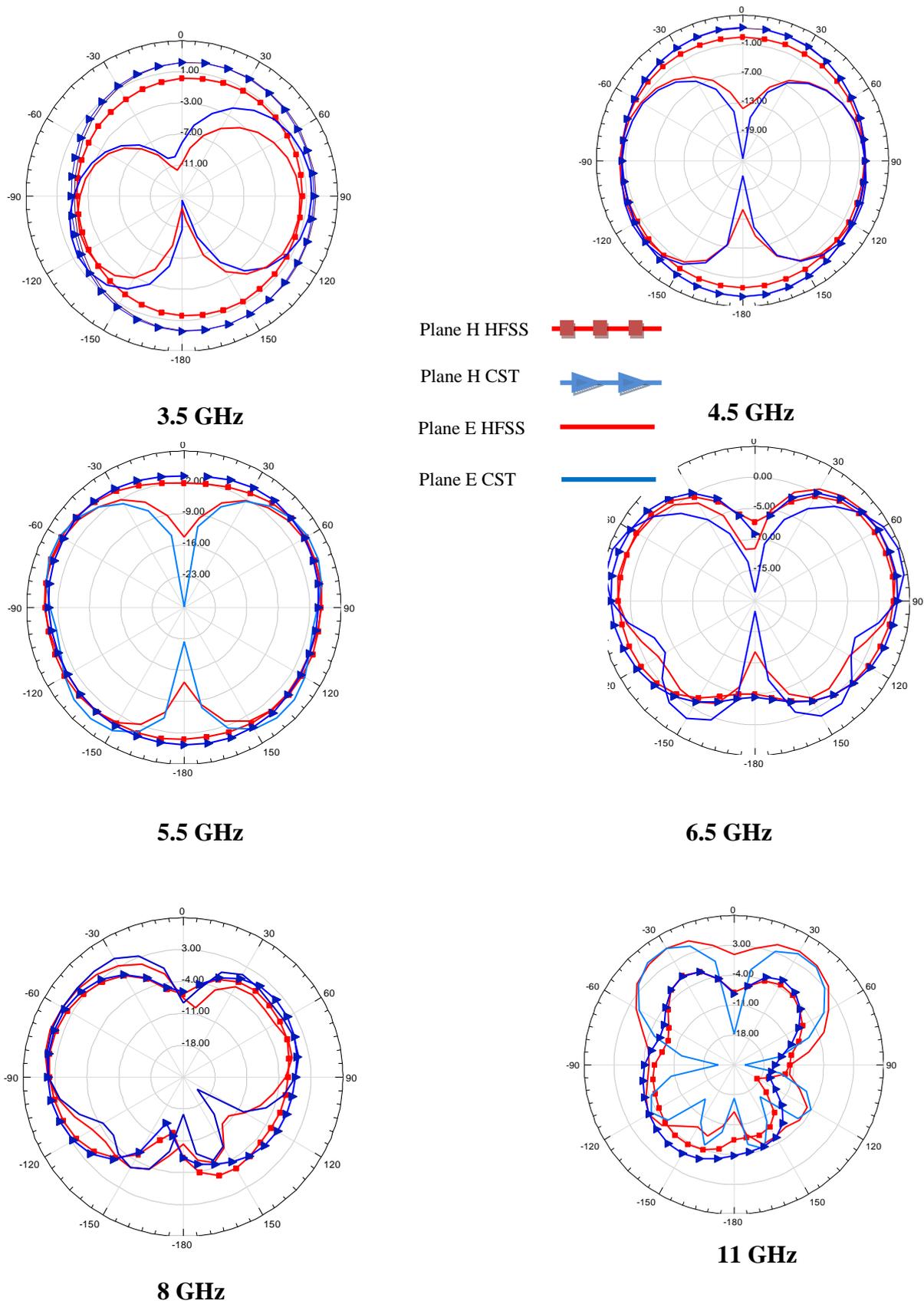


Fig.11. CST and HFSS simulated directivity patterns in E (y-z) and H (x-z) planes for the proposed antenna at 3.5, 4.5, 5.5, 6.5, 8, and 11 GHz.

The simulated HFSS and CST MWS E- and H-plane directivity patterns given at 3.5, 4.5, 5.5, 6.5, 8, and 11 GHz in Fig. 11 show that the radiation pattern in the H-plane is omnidirectional, while in the E-plane, it is similar to those of a dipole at the same electric lengths. When increasing the frequency, higher order current modes are excited and the antenna exhibits directional orientation in the H-plane at 11GHz. As can be seen in Fig. 11, good agreement is achieved between the two simulators.

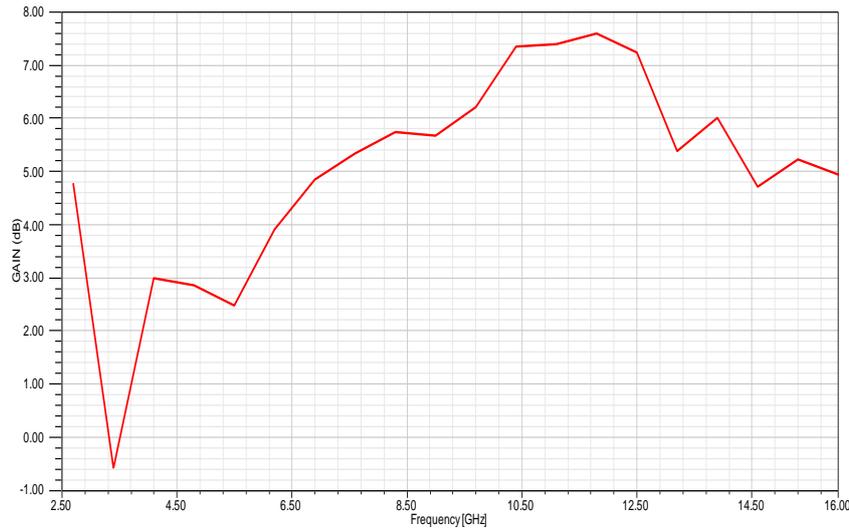


Fig.12. Gain versus frequency plot of proposed antenna with notch band WIMAX.

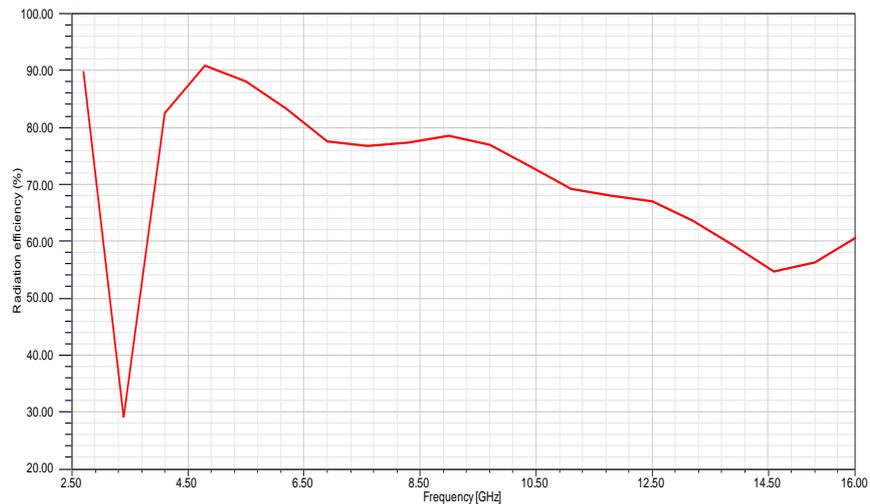


Fig.13. Radiation efficiency versus frequency plot of proposed antenna with notch band WIMAX.

The simulated antenna gain (Fig. 12), shows a gain decrement at approximately 3.4GHz and shifted -0.5 dB, which confirm the filtering effects. The simulated gain varies between 3 and 7.5 dB across

the band of 4.1 to 12 GHz. The radiation efficiency of the antenna is shown in Fig. 13. The efficiency is higher than 68% between 3.9 and 12 GHz and dropped to 30% at the notched frequency of 3.4GHz.

IV. CONCLUSION

A compact UWB CDR antenna integrated monopole with single band notched characteristics has been presented, which has a simple structure and satisfies the S_{11} less than -10 dB requirement for 3.3 to more than 12 GHz. The simulated data show that the proposed antenna can produce a relatively low frequency with reduced antenna radiation patch dimensions without the external matching network. We also observed that the bandwidth of the proposed monopole antenna is increased when associated with the CDR structure, providing an impedance bandwidth of more than 113%. A U-shaped slot etched on the patch induces a band notch at the WIMAX frequency band (3.2–3.8GHz). The centre frequency of the notched band can be varied from 3.4 to 4.5 GHz by changing the position of CDR. The notch frequency depends on the dimensions of the U-shaped slot as well as the CDR position. The simulated results for the antenna VSWR and radiation patterns were provided with the use of CST Microwave studio and were validated by using HFSS software. The slight difference between the simulated results is due to the different numerical techniques employed by the two softwares. The simplicity, compact size, low cost, and band rejection make this antenna suitable for UWB applications.

REFERENCES

- [1] A. Petosa, "Dielectric Resonator Antenna Handbook," *Norwood, A, USA: Artech House*, 2007.
- [2] T. A. Denidni, Q. Rao, and A. R. Sebak, "Broadband L-Shaped Dielectric Resonator Antenna," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 4, pp.453-454, 2005.
- [3] W. Jiang and W. Q. Che, "A novel UWB antenna with dual notched bands for WIMAX and WLAN applications," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 11, pp. 293-296, 2012.
- [4] P. V. Bijumon, S. K. Menon, M. N. Suma, B. Lehakumari, M. T. Sebastian, and P. Mohanan, "Broadband elliptical dielectric resonator antenna," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 48, no. 1, pp. 65-67, 2006.
- [5] Q. Rao, T. A. Denidni, and A. R. Sebak, "Broadband compact stacked t-shaped DRA with equilateral-triangle cross sections," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol.16, no.1, pp. 7-9, 2006.
- [6] R. Chair, A. A. Kishk, and K. F. Lee, "Wideband stair-shaped dielectric resonator antennas," *IET Microwave, Antennas and Propagation*, vol. 1, no. 2, pp. 299-305, 2007.
- [7] S. M. Shum, and K. M. Luk, "Stacked annular-ring dielectric resonator antenna excited by axi-symmetric coaxial probe," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol.43, no.8, pp. 889-892, 1995.
- [8] A. A. Kishk, Yan. Yin, and A. W. Glisson, "Conical dielectric resonator antennas for wide-band applications," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol.50, no.4, pp. 469-474, 2002.
- [9] Z. Chen and H. Wong, "Wideband Glass and Liquid Cylindrical Dielectric Resonator Antenna for Pattern Reconfigurable Design," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 65, no.6, pp. 2157- 2164, 2017.
- [10] A. G. Walsh, C. S. Deyoung, and S. A. Long, "An investigation of stacked and embedded cylindrical dielectric resonator antennas," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 5, pp. 130-133, 2006.
- [11] M.Y. Abou Shahine, M. Al-Husseini, K. Y. Kabalan, and A. El-Hajj, "Dielectric Resonator Antennas with Band Rejection and Frequency Reconfigurability," *Progress In Electromagnetics Research C*, vol. 46, pp.101-108, 2014.
- [12] T. A. Denidni and Z. Weng, "Hybrid ultrawideband dielectric resonator antenna and band notched designs," *IET Microwaves, Antenna and Propagation*, vol.5, no.4, pp.450- 458, 2011.
- [13] T.H.Chang and J.F. Kiang, "Dualband split dielectric resonator antenna," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 55, no. 11, pp. 3155-3162, 2007.
- [14] K.S.Ryu and A.A. Kishk, "UWB antenna with single or dual band notches for lower WLAN band and upper WLAN band," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* .vol. 57, no.12, pp.3942-3950, 2009.
- [15] A.Kerkhoff and H.Ling, "Design of a planar monopole antenna for use with ultra wideband (UWB) having a band-notched characteristic," *IEEE Antennas and propagation society International Symposium Digest*, vol.1, pp.830-833, 2003.

- [16] W. J. Lui, C. H. Cheng, Y. Cheng, and H. Zhu, "Frequency notched ultra-wideband microstrip slot antenna with fractal tuning stub," *Electronic Letters*, vol.41, no.6, pp. 294-296, 2005.
- [17] C. M. Li and L. H. Ye, "Improved dual band-notched uwb slot antenna with controllable notched band-widths," *Progress in Electromagnetics Research*, vol. 115, pp. 477-493, 2011.
- [18] A. Syed and R. W. Aldhaferi, "A Very Compact and Low Profile UWB Planar Antenna with WLAN Band Rejection," *The Scientific World Journal*, Volume 2016, Article ID 3560938, 7 pages.
- [19] W. S. Lee, D. Z. Kim, K.J.Kim, and J.W. Yu, "Wideband planar monopole antennas with dual band-notched characteristics," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 54, no. 6, pp. 2800-2806, 2006.
- [20] R. Eshtiaghi, R. Zaker, J. Nourinia, and C. Ghobadi, "UWB semi-elliptical printed monopole antenna with subband rejection filter," *International Journal of Electronic and Communications*, vol. 64, no.2, pp.133-41, 2008.
- [21] W. C. Liu and C. F. Hsu, "Dual-band CPW-fed Y-shaped monopole antenna for PCS/WLAN application," *Electronic Letters*, vol. 41, no. 17, pp. 390-391, 2005.
- [22] N. D. Trang, D. H. Lee, and H. C. Park, "Compact printed CPW-fed monopole ultra-wideband antenna with triple subband notched characteristics," *Electronic Letters*, vol. 46, no. 17, pp. 1177-1179, 2010.
- [23] N. Ojaroudi, M. Ojaroudi, and N. Ghadimi, "Dual band notched small monopole antenna with novel W-shaped conductor backed-plane and novel T-shaped slot for UWB applications," *IET Microwaves, Antennas and Propagation*, vol. 7, no. 1, pp. 8-14, 2013.
- [24] B. Li, J. Hong, and B. Wang, "Switched band-notched UWB/dual-band WLAN slot antenna with inverted S-shaped slots," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 11, pp. 572-575, 2012.
- [25] J.-Y. Deng, Y.-Z. Yin, Sh.-G. Zhou and Q.-Zh. Liu. "Compact ultra-wideband antenna with tri-band notched characteristic," *Electronic Letters*, vol. 44, no.21, pp. 1231-1233, 2008.
- [26] A. Valizade, C. Ghobadi, J. Nourinia, and M. Ojaroudi, "A novel design of reconfigurable slot antenna with switchable band notch and multiresonance functions for uwb applications," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 11, pp.1166-1169, 2012.
- [27] W.S. Lee, D.Z. Kim, K.J. Kim, and J.W.Yu, "Wideband Planar Monopole Antennas With Dual Band-Notched Characteristics," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol.54, no 6,pp.2800-2806, 2006.

Characteristics UWB Planar Antenna With Dual Notched Bands For WIMAX And WLAN

Debab Mohamed¹, Mahdjoub Zoubir¹

¹Electromagnetic Photonics Optronics Laboratory (EPOL), University of Sidi Bel Abbès, 22000 Sidi Bel Abbès, Algeria

*corresponding author, E-mail: debab_telecoms2005@hotmail.fr

Abstract

In this article, a novel design of ultra-wideband (UWB) monopole antenna with dual notched band performance is proposed. The size of the UWB antenna is minimized to 20x17.6mm², printed on a FR4 substrate with 1.5 mm thickness and loss tangent of $\tan\delta = 0.02$, and is fed by a coplanar waveguide (CPW). The operation bandwidth of the designed antenna is from 3.1 GHz to more than 10 GHz. Band notch characteristics of the antenna to reject the frequency band, WIMAX band (3.1-3.9GHz) and WLAN band (5.1-5.9GHz), is realized by cutting three quarter wavelength slots in the radiating patch. A quarter wavelength slot in the radiator of the antenna is used to create a frequency band notch at the WIMAX frequency band. However, the WLAN frequency band is notched using two symmetrical quarter wavelength slots. The proposed antenna is simulated using HFSS and CST high frequency simulators. These results are compared with measured results by using a network analyzer.

1. Introduction

Due to the progress in wireless communication systems and the increase in their applications, ultra-wideband (UWB) technology has recently become one of the most fascinating advancements for high transmission rate indoor and outdoor wireless communications, and for low power consumption. The work in this area has gained prominence with the Federal Communications Commission (FCC) [1] allowing for the marketing and exploitation of UWB products within the band 3.1–10.6 GHz. This technology has offered unique advantages not achievable by conventional narrowband technology and simple hardware configuration [2-4], many emerging microwave technologies and applications are operating on UWB band. However, since the designated UWB frequency band overlaps the existing WIMAX and WLAN operating band (3.3-3.8 GHz) (5.15–5.825 GHz), UWB antenna with the band notched characteristic is a main requirement to avoid interference with the existing narrow systems. The interference levels can be suppressed by using band stop filters, but this will increase the cost and require more space, however, most of the antennas in the

current literature have a large size. There are many methods with which we can achieve a band notch characteristic in UWB antenna [5-14]. Another method to generate the band notched function is to put in parasitic elements [15], and a split ring resonator (SRR) type slot has been embedded on the patch to obtain notch characteristic at WLAN and WIMAX [16]. In [17], an electromagnetic band gap (EBG) structure is used to create notched bands. The main challenge for the design of multiband notched antenna is to minimize fabrication costs and the mutual coupling of slots, because of the small area available for them within the antenna. A sufficient rejection bandwidth and the ability to control bandwidth of the notched band is needed.

In this article, we propose a simple method to realize the dual band notched characteristics for a compact UWB monopole antenna, using only triple straight slots etched in the radiator patch.

The effect geometry antenna and design principle with variable frequency band notch characteristic are explained in Section 2. The radiation pattern, simulation, and measurement results of return loss are presented in Section 3. The concluding remarks are given in Section 4.

2. Antenna Design

The design procedure begins by finding dimension of the antenna feeder to give 50 Ω characteristic impedance Z_C , is calculated by formula (1) [18]:

$$Z_C = \frac{30\pi K'(k)}{\sqrt{\epsilon_e} K(k)} \quad (1)$$

$$k = \frac{W_1}{W_1 + 2g} \quad (2)$$

$$\epsilon_{\text{eff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} [A + B] \quad (3)$$

$$A = \tanh \left\{ 1.785 \log \left(\frac{h}{g} \right) + 1.75 \right\} \quad (4)$$

$$B = \frac{kg}{h} \{ 0.04 - 0.7k + 0.01(1 - 0.1\epsilon_r)(0.25 + k) \} \quad (5)$$

Where $K(k)$ is the first kind elliptical integral and $K'(k) = K(\sqrt{1-k^2})$, W_1 is the central strip width, whereas g is the gap width between the CPW fed wire and the ground, ϵ_r is the relative dielectric constant of the substrate, and h is the substrate thickness. The proposed antenna with dual band notched UWB antenna are shown in Figure 1. The antenna is a trapezoidal radiating element with three slots S_1 , S_2 , and S_3 . In the design, a substrate with a relative dielectric constant of 4.4 and thickness of 1.5mm is employed. The 50 Ω CPW feed structure consists of a transmission line with a width of $W_1 = 3$ mm, and $g = 0.5$ mm is the gap between the transmission line and the ground plane. A commercial computer simulation tool High Frequency Structure Simulator (HFSS), is used to design the antenna. The optimized dimensions are presented in Table 1.

Table 1: Dimensions of proposed antenna (mm).

parameter	(mm)	parameter	(mm)
W	17.6	L_{S1}	12.8
L	20	L_{S2}, L_{S3}	7.8
W_1	3	g	0.5
L_1	6.4	t_{slot}	0.3
L_2	1.3	y	2.5
L_g	4.6	y_1	7

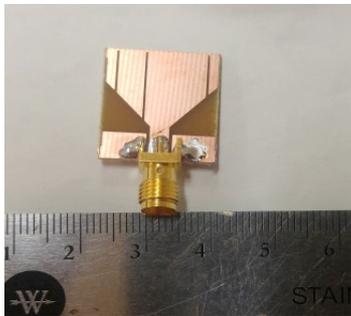
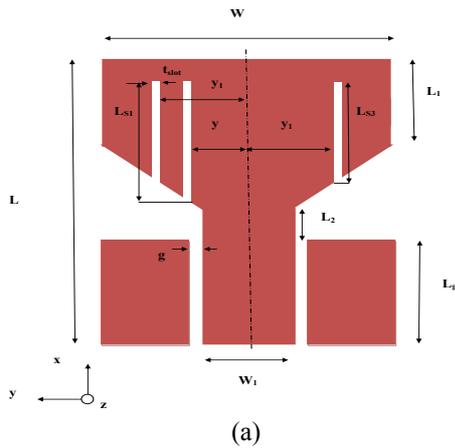


Figure 1: (a) Geometry of the antenna. (b) Photograph of the fabricated antenna.

A. Basic Antenna Design

In this section, the effects of changing the geometric parameters of the proposed antenna without slots on impedance matching and bandwidth are discussed.

The ground plane affects the characteristics of the antenna. Figure 2 shows the simulated VSWR when L_g is altered from 3.8 to 5mm. It can be seen that the impedance bandwidth of the antenna decreases as L_g increases from 3.9 to 5 mm, as the lower edge of the bandwidth increases. The input impedance of the radiating patch becomes mismatched when L_g decreases to 3.8 mm, therefore, we decided on $L_g = 4.6$ mm as the optimum with the bandwidth from 3.1 to more than 10 GHz.

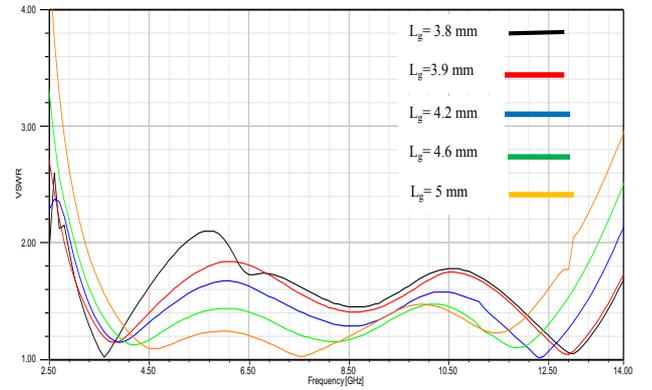


Figure 2: VSWR of the basic antenna without the slots for different values of L_g .

With L_g is fixed at 4.6 mm, the simulated VSWR with different values L_1 are shown in Figure 3. It is clear when L_1 increases from 5.65 to 7.4 mm the higher edge of the bandwidth increases, and when $L_1 = 8.65$ mm, the antenna performance becomes worse. To achieve the maximum impedance bandwidth we have selected an optimal value of $L_1 = 6.4$ mm.

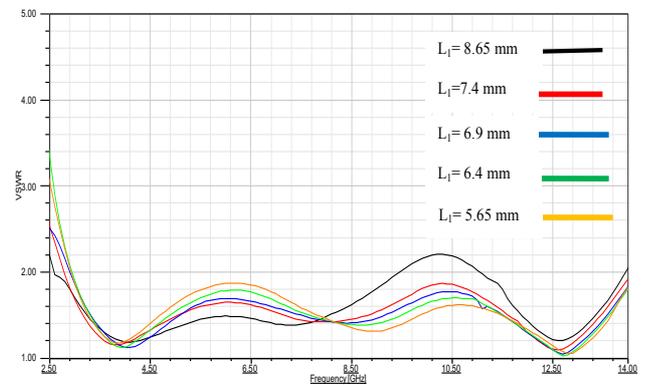


Figure 3: VSWR of the basic antenna without the slots for different values of L_1 .

B. Configuration of UWB Antenna with variable frequency Band Notch characteristic

UWB antenna without slots is illustrated in Figure 4(a) and is denoted as antenna-1. To implement the band notched characteristic, two UWB antennas with single notch bands are designed by using the simple or double quarter wavelength slots, shown in Figures 4(b) and 4(c), respectively. The location and shapes of the slots were determined as shown in Figure 4. In designing the slots, we used guided wavelength $\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{eff}}}$, where λ_0 is the free space wavelength and the length slot is defined by:

$$L_S = \frac{\lambda_g}{4} \quad (6)$$

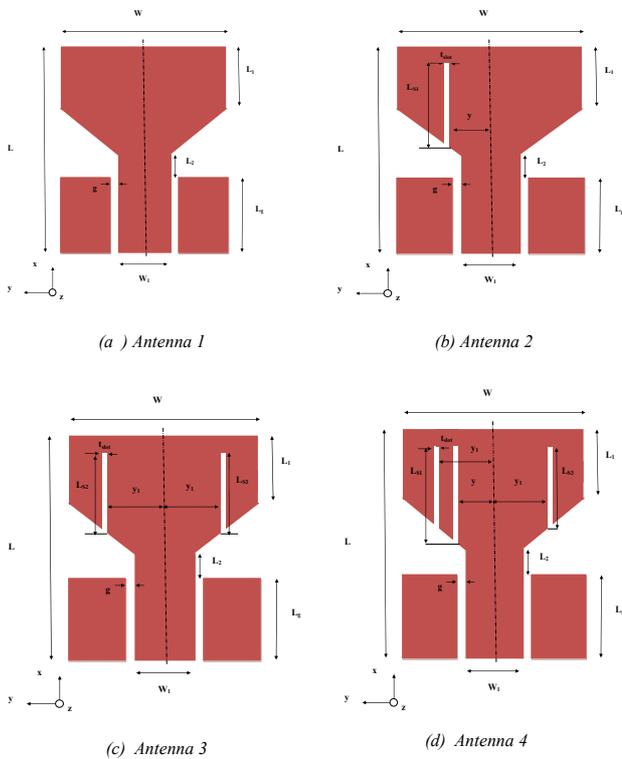


Figure 4: Steps of improvement of the proposed antenna.

Three slots with the same line width t_{slot} were embedded in the radiating patch. In Figure 4(b), the length of slot S_1 , $L_{S1}=12.8\text{mm}$, is approximated as a quarter of the guided wavelength, corresponding to the resonant frequency of the WIMAX band, 3.5 GHz, and distance $y=2.5$ mm from the center line of the patch radiator. Figure 4(c) shows the other single band notched UWB antenna with the double slots S_2 and S_3 , the length $L_{S2}=L_{S3}=7.8$ mm, is approximated as a quarter of the guided wavelength corresponding to the resonant frequency of the WLAN band 5.5 GHz, slots are arranged to be symmetric to the centerline of the patch radiator with distance $y_1 = 7$ mm. Finally, the addition of the slot and double slots with y and y_1 distances respectively,

are employed to realize the desired two stop bands, and the resulting dual band notched UWB antenna is illustrated in Figure 4(d).

Figure 5 shows the VSWR curves of the proposed UWB antenna with (antenne-2) notch at WIMAX band (3.1-4GHz), (antenna-3) notch at WLAN band(5.18-5.9GHz), and (antenna -4) notches at both WIMAX (3.1-3.9GHz) and WLAN band (5.1-5.9GHz). It is clear from Figure 5 that with the introduction of straight slot S_1 with distance $y=2.5\text{mm}$ the center line of the planar element, narrow rejection band with $VSWR > 2$ is obtained for WIMAX frequencies. When the double slots S_2 and S_3 are arranged to be symmetric to the center line of the planar element with distance $y_1=7\text{mm}$, WLAN band is rejected.

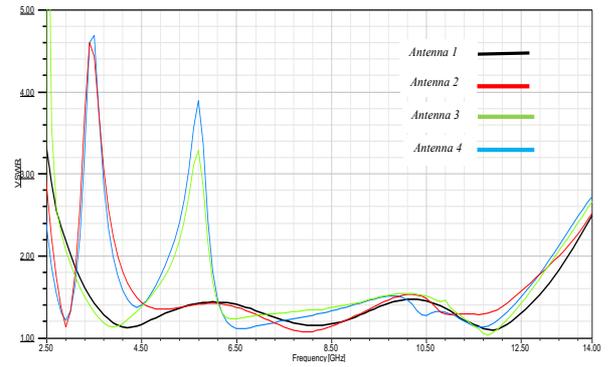


Figure 5: VSWR of the proposed antenna with and without slots.

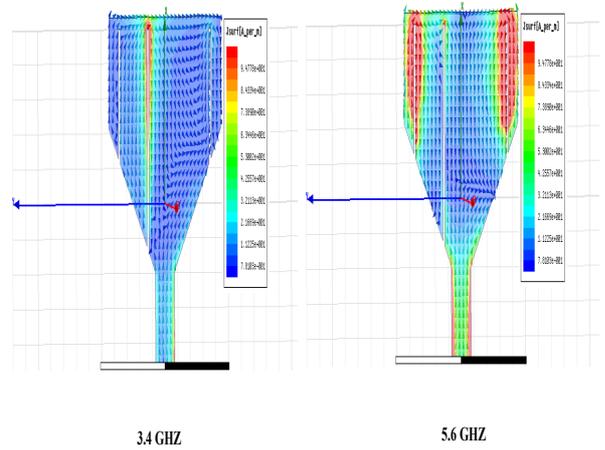


Figure 6: Simulated current density distribution of the antenna at 3.5 and 5.6 GHz.

Figure 6 shows the simulated current distributions under the proposed antenna at the notched frequencies. It can be seen that the current is concentrated on the inner and outer edges of straight slots. The current paths around the straight slots

are in opposite directions that results in a notch performance at this frequency.

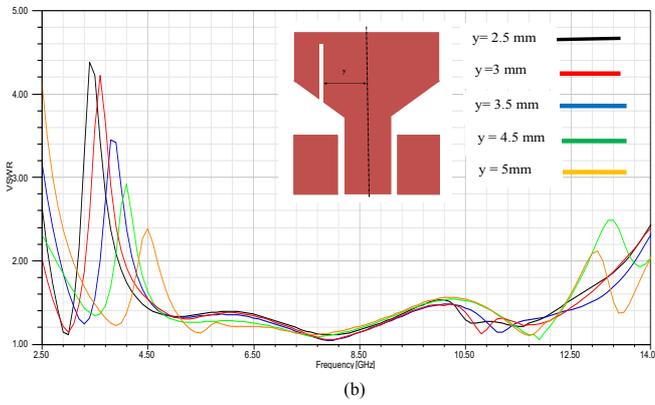
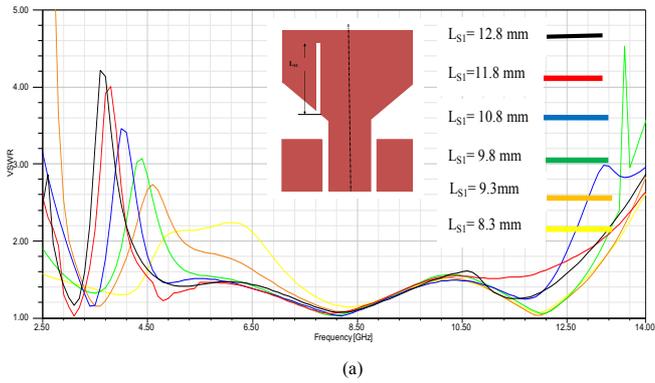


Figure 7: Simulated VSWR characteristic for various values of L_{S1} (a) and y (b) for antenna-2 (Figure 4).

The notched bands can be affected by the length and location of the slots. From Figure 7(a) and (b), it can be seen that when the length of the slot gets shorter, its rejection frequency goes higher but with lower amplitude of the notched band. The center frequency of the notched band increases from 3.5 to 4.5 GHz as y increases from 2.5 to 5mm. For $y=2.5$ mm, when L_{S1} varies from 12.8 mm to 9.3mm, the center notch frequency varies from 3.5 to 4.5GHz, and the amplitude of the notched band is much reduced when $L_{S1}=8.3$ mm. Thus, the single quart wavelength slot can only create a band notch at a lower frequency of 5GHz. Therefore, the combinative effect with identical slots L_{S2} and L_{S3} shows a large improvement in the characteristics of the notched band for WLAN compared to the antenna with a single slot L_{S2} as observed in Figure 8.

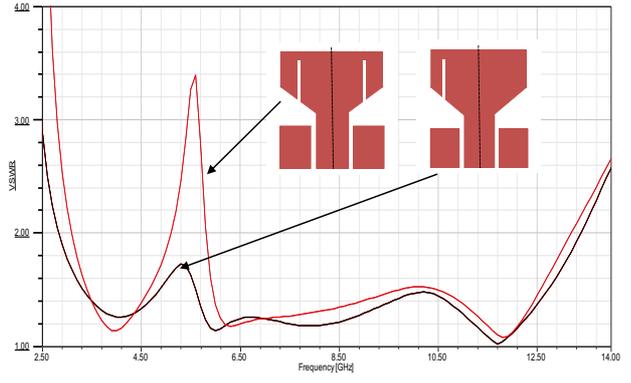


Figure 8: Comparison between the antenna having double slots L_{S2} and L_{S3} and the antenna having only a single slot L_{S2} .

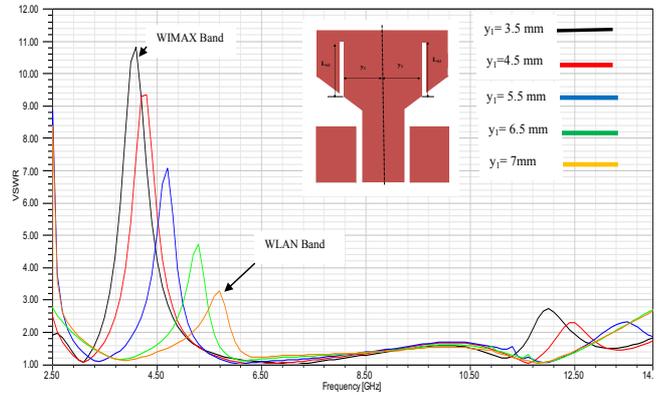


Figure 9: Effect of varying the location of the slots L_{S2} and L_{S3} .

Figure 9 shows the effects of location of slots with antenna-3 (Figure 4). The center frequency of the notched band decreases from 5.7 to 3.9 GHz as y_1 decreases from 7 to 3.5mm, because the length of slots L_{S2} and L_{S3} varied due to the slope-shaped edge of the radiating patch. From these results, it can be said that the antenna-3 could be a good candidate for the UWB with a single notched band. The notch frequency can be controlled with the WIMAX band to WLAN band, by changing the location of slots from the center line of antenna.

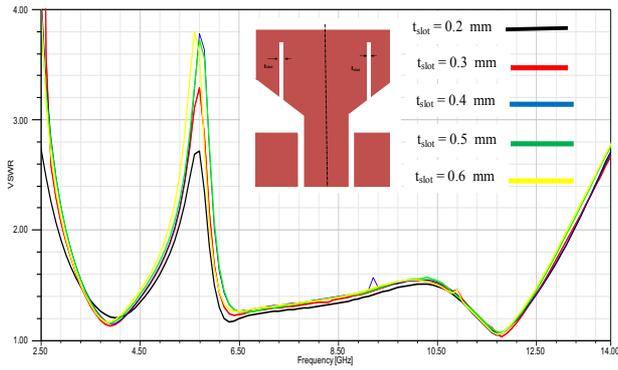


Figure 10: Effect of varying the width of the slots t_{slot} .

Figure 10 illustrates the effect the width t_{slot} of the slots, it causes a wider notch bandwidth, from 0.2 to 0.6 mm, and the filter bandwidth is varied from 0.6 to 0.9 GHz.

3. Results

The proposed antenna has been constructed and tested by using CST MWS and HFSS software, and measured by using a vector network analyzer. Figure 11 shows the simulated and measured VSWR. The measurement result show similarity between simulated results, and presents an impedance bandwidth with good matching for $\text{VSWR} \leq 2$ from 3.1 GHz to more than 10 GHz, with dual rejected bands ($\text{VSWR} > 2$) 3.1-3.9 GHz, and 5.1-5.9GHz. A slight deviation in results is caused by the fabrication tolerance and the effect of the SMA connector.

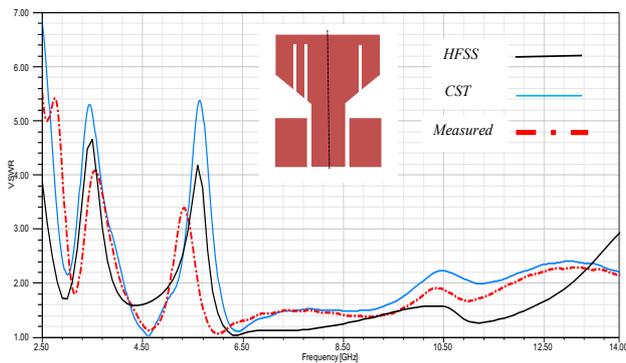


Figure 11: Measured VSWR with simulation results.

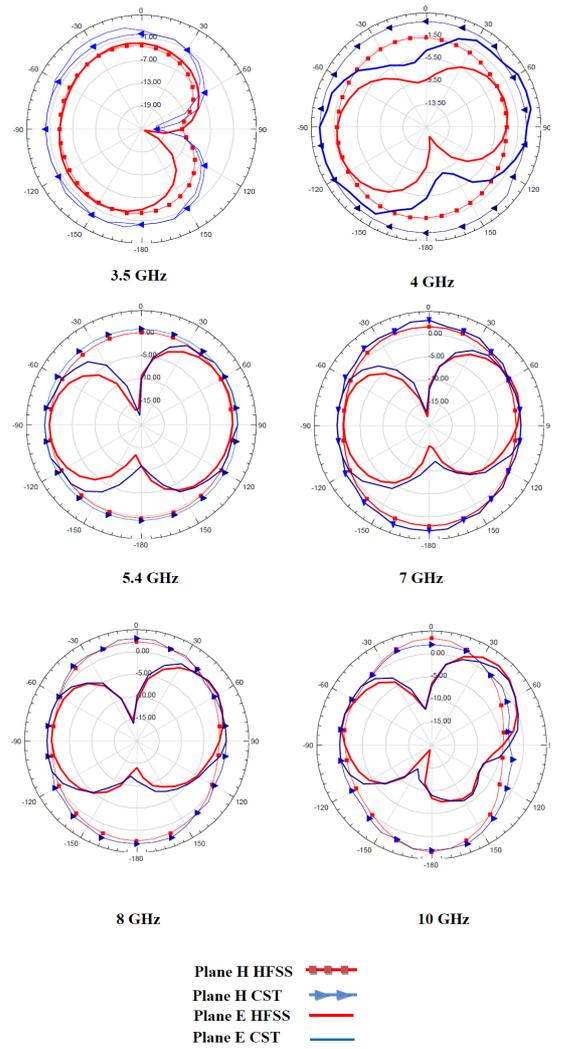


Figure 12: CST and HFSS Simulated directivity patterns in the H plane (y - z) and E plane (x - y) for the proposed antenna.

Figure 12, shows the simulated radiation patterns, in the H-plane (y - z) and E-plane (x - y) for different frequencies such as 3.5, 4, 5.4, 7, 8, and 10 GHz obtained by the two tools for simulation HFSS and CST. We notice good agreement between the simulated results. The far field radiation in the H-plane are nearly omnidirectional and there are monopole type radiation characteristics in the E-plane.

4. Conclusion

In this article, a new ultra wideband antenna has been proposed for WLAN and WIMAX applications. This antenna has a compact size of $20 \times 17.6 \text{ mm}^2$ and also a satisfactory characteristic ($\text{VSWR} < 2$) requirement for 3.1GHz to more than 10 GHz. With such a design, dual band notched characteristics for the antenna can be generated at WIMAX band (3.1–3.9GHz) and WLAN band

(5.1–5.9 GHz) by simply etching three straight slots on the radiator. The parametric study has showed that the position slots can control the rejected frequency. The antenna prototype has been proposed, implemented, and tested. Measured results show a slight deviation with simulated results (CST MWS and HFSS) programs, which are caused by the fabrication tolerance and the effect of the SMA connector. The radiation pattern of the proposed antenna is nearly omnidirectional throughout the UWB frequency, and stable radiation patterns, indicating it can be suitable for UWB system, for various commercial and military wideband applications.

References

- [1] Federal Communications Commission. First Report and Order. Revision of Part 15 of the Commission's Rules Regarding Ultra-Wideband Transmission Systems. 2002. <http://www.fcc.gov>.
- [2] D. Chao, X. Yong, and L. Ping, "CPW-fed planar printed monopole antenna with impedance bandwidth enhanced," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 8, pp. 1394-97, 2009.
- [3] M. N. Jahromi, A. Falahati, and M. Edwards, "Bandwidth and impedance matching enhancement of fractal monopole antennas using compact grounded coplanar waveguide," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 59, no. 7, pp. 2480–87, 2011.
- [4] B. Ozbakis and A. Kustepeli, "The resonant behavior of the fibonacci fractal tree antennas," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 50, no. 4, pp. 1046–50, 2008.
- [5] C. M. Li and L. H. Ye, "Improved dual band-notched uwb slot antenna with controllable notched band widths," *Progress In Electromagnetics Research*, vol. 115, pp. 477–93, 2011.
- [6] S. Avez and R. W. Aldhaferi, "A Very Compact and Low Profile UWB Planar Antenna with WLAN Band Rejection," *The Scientific World Journal*, Volume 2016, 7 pages, 2016.
- [7] L. Wang-Sang, K. Dong-Zo, K. Ki-Jin, and Y. Jong-Won, "Wideband planar monopole antennas with dual band notched characteristics," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 54, no. 6, pp. 2800–06, 2006.
- [8] R. Eshtiaghi, R. Zaker, J. Nouronia, and C. Ghobadi, "UWB semi elliptical printed monopole antenna with sub band rejection filter," *International Journal of Electronic and Communications*, vol. 64, no. 2, pp. 133–41, 2010.
- [9] W. C. Liu and C. F. Hsu, "Dual-band CPW-fed Y-shaped monopole antenna for PCS/WLAN application," *Electronics Letters*, vol. 41, no. 7, pp. 390–91, 2005.
- [10] N. D. Trang, D. H. Lee, and H. C. Park, "Compact printed CPW-fed monopole ultra-wideband antenna with triple sub band notched characteristics," *Electronics Letters*, vol. 46, no. 17, pp. 1177–79, 2010.
- [11] N. Ojaroudi, M. Ojaroudi and N. Ghadimi, "Dual band notched small monopole antenna with novel W-shaped conductor backed-plane and novel T-shaped slot for UWB applications," *IET Microwaves, Antennas and Propagation*, vol. 7, no. 1, pp. 8–14, 2013.
- [12] B. Li, J. Hong, and B. Wang, "Switched band-notched UWB/dual-band WLAN slot antenna with inverted S-shaped slots," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 11, pp. 572–75, 2012.
- [13] J. Y. Deng, Y. Z. Yin, Sh. G. Zhou, and Q. Zh. Liu, "Compact ultra-wideband antenna with tri-band notched characteristic," *Electronics Letters*, vol. 44, no. 21, pp. 1231-1233, 2008.
- [14] A. Valizade, C. Ghobadi, J. Nourinia, and M. Ojaroudi, "A novel design of reconfigurable slot antenna with switchable band notch and multiresonance functions for uwb applications," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 11, pp. 1166–69, 2012.
- [15] A. M. Abbosh and M. E. Bialkowski, "Design of UWB planar band-notched antenna using parasitic elements," *IEEE Transactions Antennas Propagation*, vol. 57, no. 3, pp. 796–799, 2009.
- [16] M. Tang, S. Xiao, T. Deng, D. Wang, J. Guan, B. Wang, and G. Ge, "Compact UWB antenna with multiple band-notches for WiMAX and WLAN," *IEEE Transactions Antennas Propagation*, vol. 59, no. 4, pp. 1372–76, 2011.
- [17] T. Li, H. Q. Zhai, G. H. Li, and C. H. Liang, "Design of compact UWB band-notched antenna by means of electromagnetic-band gap structures," *Electronics Letters*, vol. 48, no. 11, pp. 608–609, 2012.
- [18] K. Gupta, R. Garg, I. Bahl, and P. Bhartis, "Microstrip Lines and Slotlines," Artech House, Boston, Mass, USA, 2nd edition, 1996.

Rectangular Dielectric Resonator Antenna with Single Band Rejection Characteristics

Mohamed Debab and Zoubir Mahdjoub

Laboratory of Electromagnetism, Photonics and Optronics (LEPO), Djillali liabes University of Sidi Bel Abbès, Sidi Bel Abbès, Algeria

<https://doi.org/10.26636/jtit.2019.124718>

Abstract—In this paper, a rectangular dielectric resonator antenna (DRA) suitable for wideband applications is presented and a band notch of WLAN (5.15–5.75) GHz is proposed. The DRA is mainly composed of a 20×20 mm rectangular dielectric resonator, coated with metal on the top surface, and a circular monopole excitation patch with an air gap insert. A coaxial line feed is used to excite the circular, planar monopole. An open-ended quarter wavelength C-shaped slot is embedded in the circular patch to create the notched band. The simulated results demonstrate that the proposed design produces an impedance bandwidth of more than 80%, ranging from 3.10 to 7.25 GHz for a reflection coefficient of less than -10 dB and with a band rejection at 5.50 GHz. Band notch characteristics, VSWR, and radiation patterns are studied using the HFSS high-frequency simulator and CST Studio software.

Keywords—band-stop function, C-shaped slot, dielectric resonator antenna (DRA), planar monopole.

1. Introduction

Dielectric resonator antennas (DRAs) are widely used due to their remarkable characteristics, such as different excitation mechanisms, small size and high permittivity. Other inherent advantages of DRAs include: low dissipation loss at high frequency, wide bandwidths and high radiation efficiency due to the absence of conductors and surface wave losses. Many investigations were focused on its bandwidth and input impedance [1]–[7]. Such parameters may easily be varied by changing the antenna's specifications, such as the dielectric constant of the resonator material, the dimensions and feed mechanisms. Special geometric configurations of DRAs may also enhance bandwidth, e.g. P-shapes, conical, cylindrical and others [8]–[10].

In the past few years, hybrid dielectric resonator antennas have received a great deal of attention due to the wideband operation that is possible without increasing antenna volume. For example, paper [11] introduced multi-segment DRAs to enhance wideband coupling between a microstrip line and a DRA, [12] proposed a hybrid-fed DRA with a stepped patch and an intermediate substrate to obtain

bandwidth between 7.5 and 12.5 GHz. In [13], a DRA was designed with an added monopole patch so that the antenna can simultaneously act as a radiator and a loading element, to produce an ultra-wide bandwidth (UWB). UWB DRAs with band stop performance have been proposed in [14], [15] and they were also designed to minimize interference between the UWB and narrowband systems, such as WiMAX and WLAN. A coplanar-fed UWB DRA with dual band-notched characteristics (WiMAX and WLAN) was created by introducing two slots in the radiation patch [16]. The notched bands are mainly implemented by adding stubs around the radiator or a feed line and etching slots onto the patch. The lengths of the etched slots or additional stubs are about a quarter wavelength or half wavelength, corresponding to the designed notch, using U-shaped [17], C-shaped [18], π -shaped [19], Y-shaped [20] or L-shaped slots [21].

In this paper, a compact wideband DRA with single band-notched characteristics (WLAN band) is presented, which uses a rectangular dielectric resonator (DR), coated with metal on the top surface, and a circular monopole excitation patch together with an air gap inserting technique. The notched frequency is realized by etching a C-shaped slot of a quarter wavelength onto the radiation patch. The tuning of the notched center frequencies is done by changing the length of the slot. The proposed antenna achieves an impedance bandwidth of 3.10 to 7.25 GHz, with a return loss being lower than -10 dB, and presents a decrement gain at approximately 5.60 GHz. The design of the antenna was first simulated using the frequency domain Ansoft high-frequency structure simulator (HFSS), and was then confirmed with the time domain CST Studio microwave simulator.

2. Antenna Design

The configuration of the proposed DRA is shown in Fig. 1. It has physical dimensions of 20×20 mm and is centrally placed above a finite ground plane with the size of 50×50 mm. The proposed DR is depicted by L_D , W_D , and $h-h_1$. The DR is designed using microwave dielectric

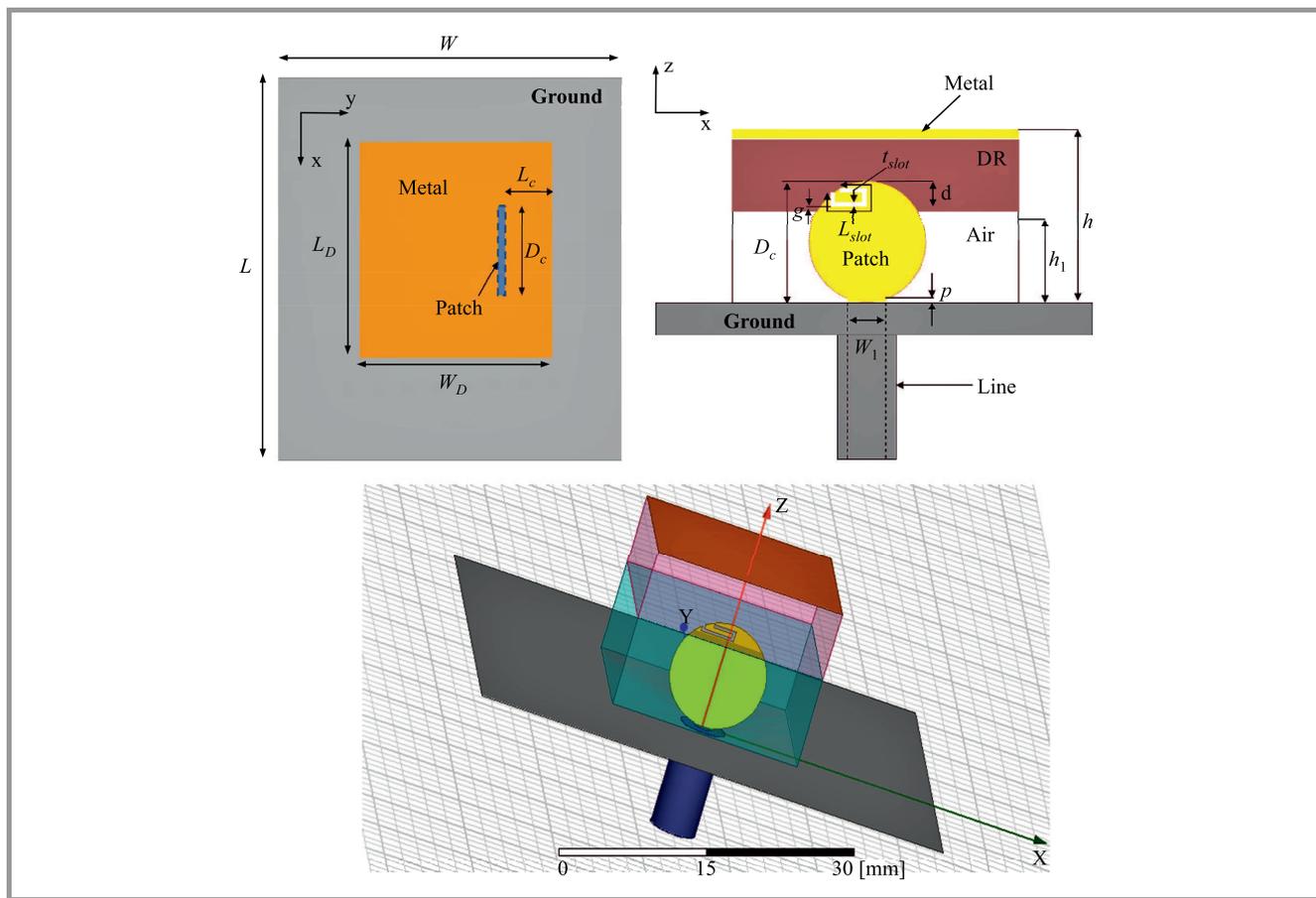


Fig. 1. Geometry of the proposed antenna.

Rogers (RO3006) material with a relative permittivity of $\epsilon_{rD} = 6.15$ and dielectric loss tangent of 0.0025.

Table 1
Optimal parameters of the proposed antenna

Parameter	Value [mm]	Parameter	Value [mm]
W	50	L_c	3
L	50	d	1.5
L_D	20	L_{slot}	7.2
W_D	20	t_{slot}	0.3
h_1	8.5	p	0.12
h	15	W_1	2
ϵ_{rD}	6.15	g	0
D_c	10		

The circle patch antenna penetrates into the DR and is connected to a 50Ω coaxial line. The thickness of the air gap inserted between the DR and the ground plane is denoted by h_1 . The exciting patch has a top width of $W_1 = 2$ mm and the width of the gap between the patch and the ground plane is $p = 0.12$ mm. A C-shaped slot of width $t_s = 0.3$ mm is etched onto the patch. The optimized parameters of the antenna are listed in Table 1.

2.1. Basic Antenna Design without C-shaped Slot

First of all, the design approach is to simulate the proposed DRA without a C-shaped slot by varying some parameters; a parametric study is then performed to see the effect on the reflection coefficients. The HFSS software was used for the parametric analysis.

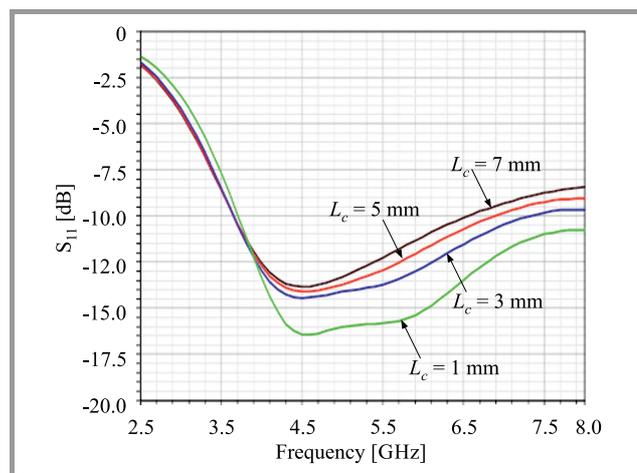


Fig. 2. Simulated S_{11} of the basic antenna (without metal coating) for different values of L_c . (For color pictures visit <https://doi.org/10.26636/jtit.2019.124718>)

Figure 2 shows the simulated S_{11} without metal coating, when the position of the patch L_c alters from 1 to 7 mm, with other parameters remaining fixed. It is clear that for S_{11} less than -10 dB, the lower edge frequency of the bandwidth is about 3.6 GHz and the height edge frequency increases. When $L_c = 3$ mm, the antenna offers a height edge frequency with the bandwidth of 7.25 GHz, and the broad impedance bandwidth of 67% for S_{11} less than -10 dB, giving the 3.60 to 7.25 GHz frequency band. The air gap between the DR and the ground plane (with the thickness h_1) plays an important role in the bandwidth enhancement. Figure 3 describes the effects of different values of h_1 . It may be seen that by introducing an air gap, the lower edge frequency decreases at 3.6 GHz when $h_1 = 8.5$ mm.

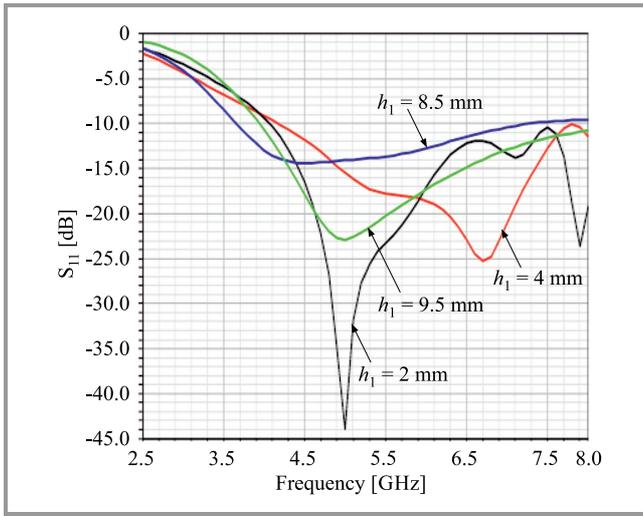


Fig. 3. Simulated S_{11} of the basic antenna (without metal coating) for different values of h_1 .

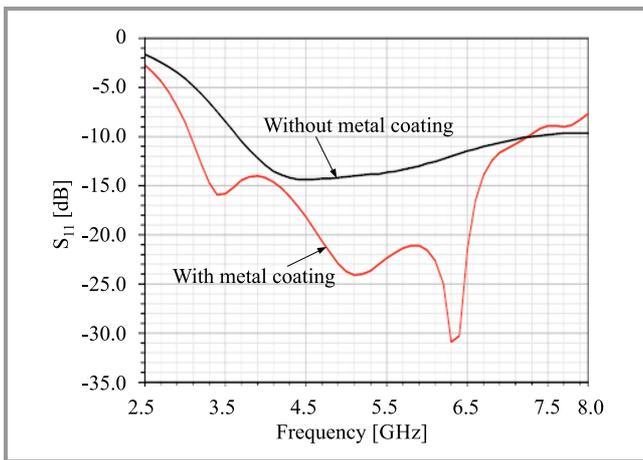


Fig. 4. Effect of the metal coating on the impedance matching characteristic.

Figure 4 illustrates the proposed antenna with and without metal coating. When the structure is not coated, the antenna works in the range of 3.60 to 7.25 GHz, with a 67% impedance bandwidth (for reflection coefficients S_{11} lower than -10 dB). When it is coated, the lower band

shifts to 3.10 GHz and the antenna has a sharp resonance dip of $S_{11} -31$ dB at 6.30 GHz with an 80% impedance bandwidth, for S_{11} lower than -10 dB, which is the highest when compared to the antenna without metal coating. The permittivity of the dielectric is much higher than that of the air. The dielectric-air interface can be approximated as a perfect magnetic conductor (PMC) boundary. The metallic foil on the dielectric resonator is treated as a perfect electrical conductor (PEC). Hence, the structure forms a cavity with PMC and PEC on different portions of the DR, filled with a high-permittivity dielectric.

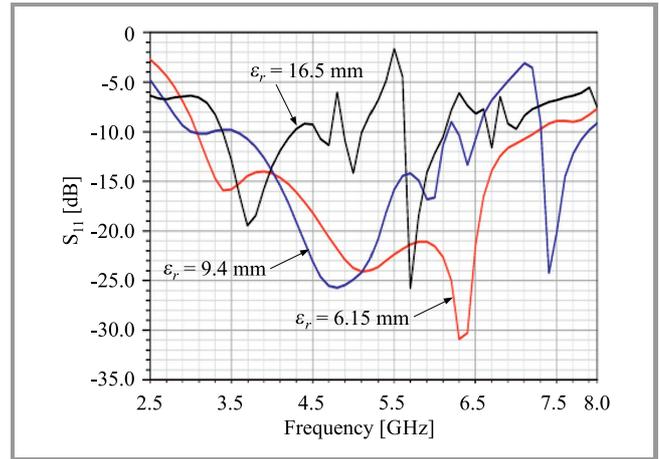


Fig. 5. Simulated reflection coefficient with different values of ϵ_{rD} with a metal coating.

It is well known that as the dielectric constant is increased, the wavelength in the DR is decreased, which results in a lower resonant frequency. Figure 5 shows the effect that DR permittivity ϵ_{rD} exerts on resonant frequencies. Increasing the permittivity leads to an increase of the Q factor, thus reducing the bandwidth of the resonant modes. Note that the resonant frequency is greatly affected by the dielectric constant. Therefore, permittivity of $\epsilon_{rD} = 6.15$ is used to design the proposed DRA.

2.2. C-shaped Slot Analysis

The central frequency of the notch band function was designed to adjust the length of the slot. The length of the slot is about a quarter of the wavelength corresponding to the resonant frequency:

$$L_{slot} \approx \frac{\lambda_g}{4} = \frac{\lambda_0}{4\sqrt{\epsilon_{eff}}} = \frac{c}{4f_{notch}\sqrt{\epsilon_{eff}}}, \quad (1)$$

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2}, \quad (2)$$

where λ_0 is the free space wavelength, f_{notch} is the central frequency of the notch band and c and ϵ_{eff} are the speed of light and the approximated effective dielectric constant, respectively.

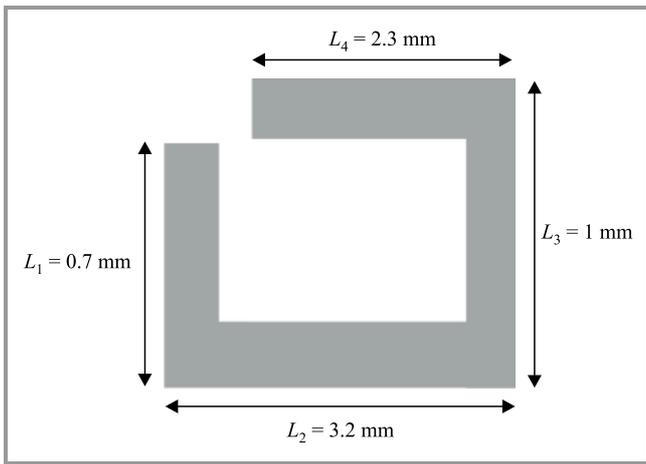


Fig. 6. C-shaped slot dimensions.

Table 2
Simulations versus theoretical predictions for a band-notched antenna

L_1 [mm]	L_2 [mm]	L_3 [mm]	L_4 [mm]	L_{slot} [mm]	Predicted [GHz]	Simulated [GHz]
0.7	3.2	1	1.8	6.7	5.8	5.9
0.7	3.2	1	2.3	7.2	5.41	5.49
0.7	3.1	1	2.8	7.6	4.5	4.6
0.7	4.6	1	3.3	9.6	4.03	4.3

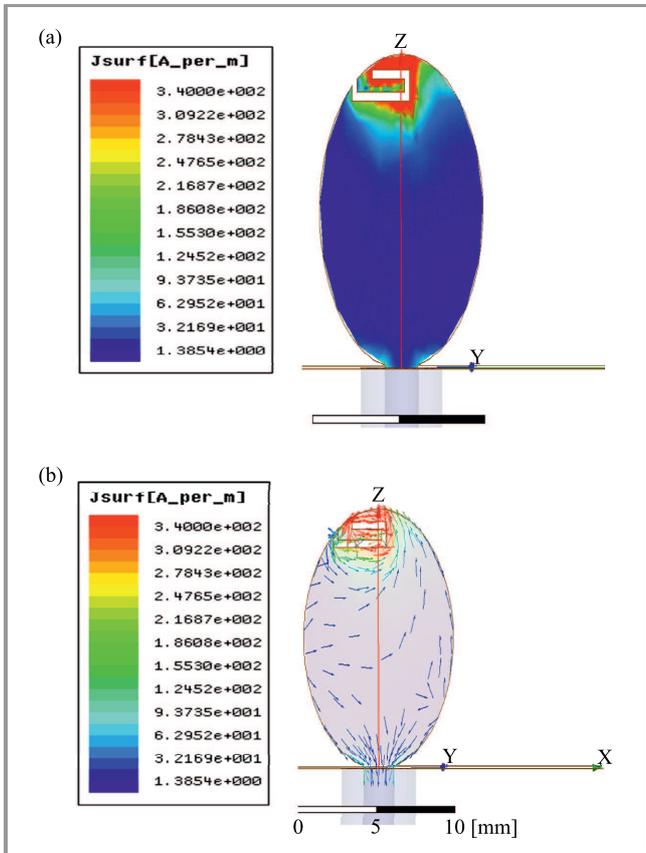


Fig. 7. Current distribution at 5.5 GHz.

The dimensions of the C-shaped slot for generating a relatively wide notch band for WLAN are shown in Fig. 6. The length of the slot can be deduced by:

$$L_{slot} \approx \frac{\lambda_g}{4} = L_1 + L_2 + L_3 + L_4 = 7.2 \text{ mm} . \quad (3)$$

When the L_s length simulation values are compared to the predictions shown in Table 2, it is found that only a few differences exist.

To understand the phenomena behind notch band performance, the simulated current distributions on WLAN band notched center frequencies were analyzed on the proposed antenna, as shown in Fig. 7. It can be observed that the current is concentrated on the edge of the slot (Fig. 7a), and that current paths around the straight slots are oriented in opposite directions (Fig. 7b). When the antenna is working at the center notched band at 5.5 GHz, the outer slot behaves as a separator.

The length of L_{slot} is varied from 6.7 to 9.6 mm. The simulated VSWR is shown in Fig. 8. It is observed that when the length of the slot is increased, the band notch shifts towards a lower frequency and the bandwidth of the notch band is increased. This is because the slot length

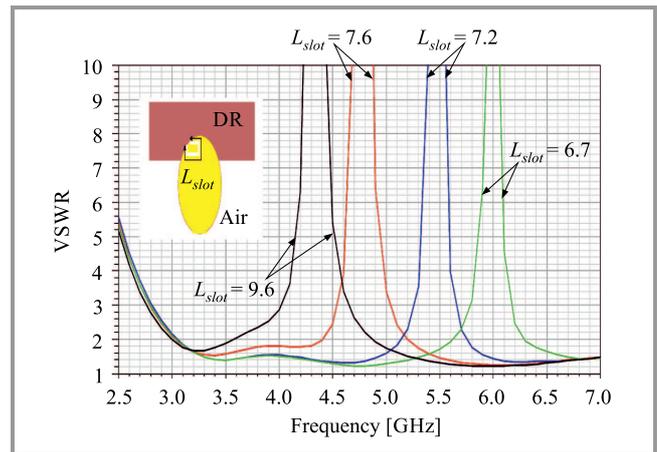


Fig. 8. VSWR characteristics of the single notch band for various L_{slot} ($h_1 = 8.5$ mm).

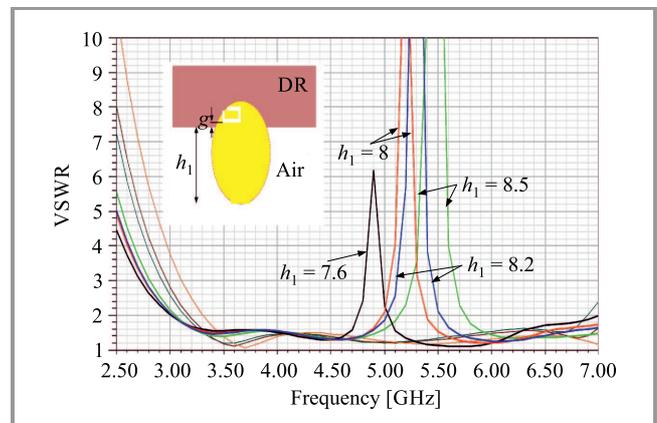


Fig. 9. VSWR characteristics of the single notch band for various h_1 ($L_{slot} = 7.2$ mm).

and notch frequency are inversely proportional to each other, as specified in Eq. (1). Interfering WLAN frequencies are within the band of 5.15 to 5.75 GHz and, hence, optimized L_{slot} is obtained at 7.2 mm for the center frequency of the WLAN band.

Gap g between the C-shaped slot and the air gap plays a crucial role in deciding the rejection band. As the gap increases from $g = 0$ ($h_1 = 8.5$ mm) to 0.9 mm ($h_1 = 7.6$ mm), the notched band shifts to the lower frequency spectrum, as shown in Fig. 9. For our requirement of rejection within the band 5.15 to 5.75 GHz, the optimized value is obtained as $h_1 = 8.5$ mm. It is observed that the notch bandwidth decreases when h_1 decreases, but with a lower peak rejection ratio.

3. Results and Discussion

The simulated VSWR plot of the proposed antenna is given in Fig. 10. It is clear that the band notch has been attained (5.15 to 5.75 GHz) and the results indicate a wide impedance bandwidth from 3.10 to 7.25 GHz. The comparison plot between the two different numerical analytical techniques, CST and HFSS, shows a similarity in verifying the performance of the antenna.

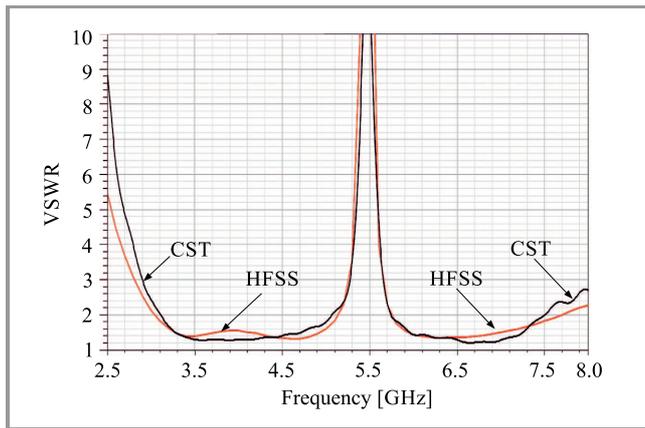


Fig. 10. Simulated VSWR using HFSS and CST software.

Figure 11 shows the simulated radiation in the E plane ($x-z$) and H plane ($x-y$) at frequencies of 3.5, 4.5, 5.5 and 6.5 GHz. The nature of H plane radiation patterns is omnidirectional, while the E plane radiation patterns are directional, which is mainly due to the effects of the metal coating. In both cases, the simulated results from the two software packages were found to be in close agreement. The antenna meets the directional requirement of UWB terminals.

The real gain comparison for the proposed DRA (with and without the C-shaped slot antenna) is shown in Fig. 12. Stable gain is observed over the entire UWB frequency range, except for band notches because the radiation at the notched band frequencies is attenuated. The real gain variation is 4.6 to 6.8 dBi. The decrease in the value of gain for the WLAN band is 9.0 dBi. As the ultra-band technol-

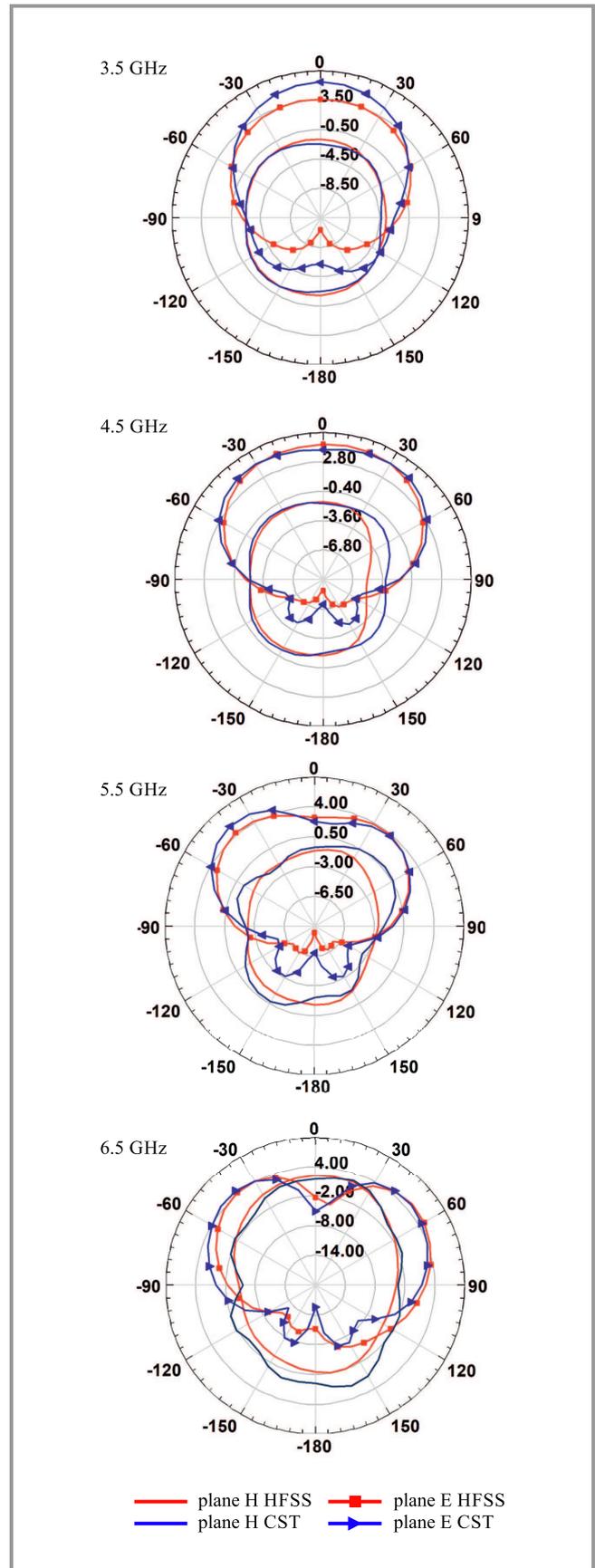


Fig. 11. HFSS and CST simulated directivity patterns in the E plane ($x-z$) and H plane ($x-y$) for the proposed antenna at 3.5, 4.5, 5.5, and 6.5 GHz.

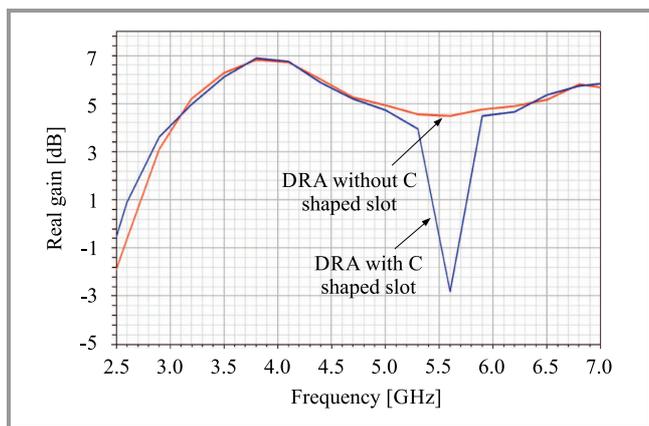


Fig. 12. Real gain versus frequency plot with and without C-shaped slot.

ogy works at a lower power level, the effect of the ultra-wideband radiation at the notched band is too weak to affect the WLAN communication system, which uses higher power levels.

4. Conclusion

The results of the simulation work conducted with the use of HFSS and CST software show that the proposed DRA provides a wide impedance bandwidth of approximately 80%, offering the range of 3.1 to 7.25 GHz, while providing one notched band operation at 5.5 GHz. This antenna is very simple in structure and has a very low overall height of $0.14\lambda_{\min}$ at its lowest operation frequency and it is able to work in the WiMAX system (3.2–3.8 GHz). This DRA is easy to fabricate and is capable of removing interference from the ultra-wideband system in the WLAN band. The impact of changes in dimensions and the position of the C-shaped slot on the band-notch characteristics of the proposed antenna was analyzed as well. It was observed that the notched band can be adjusted by changing the thickness of DRA. The air gap, the metal coating on the top and the position of the patch are important for improving DRA bandwidth. Furthermore, the proposed antenna demonstrated a good omnidirectional radiation pattern, an acceptable gain in operating frequencies and may be a good candidate for wireless applications.

References

- [1] S. Keyrouz, and D. Caratelli, "Dielectric resonator antennas: basic concepts, design guidelines", *Int. J. on Antennas and Propag.*, vol. 2016, Article ID 6075680 (doi: 10.1155/2016/6075680).
- [2] K. M. Luk and K. W. Leung, *Dielectric Resonator Antennas*. Hertfordshire, UK: Research Studies Press, 2003 (ISBN 9780863802638).
- [3] R. N. Simons and R. Q. Lee, "Effect of parasitic dielectric resonator on CPW aperture-coupled dielectric resonator antenna", *IEE Proc. H, (Microw. Antennas and Propag.)*, vol. 140, no. 5, pp. 336–338, 1993 (doi: 10.1049/ip-h-2.1993.0052).

- [4] M. S. Al Salameh, Y. M. M. Antar, and G. Seguin, "Coplanar-waveguide-fed slot-coupled rectangular dielectric resonator antenna", *IEEE Trans. on Antennas and Propag.*, vol. 50, no. 10, pp. 1415–1419, 2002 (doi: 10.1109/TAP.2002.802097).
- [5] T. H. Chang and J. F. Kiang, "Broadband dielectric resonator antenna with metal coating", *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, vol. 55, no. 5, pp. 1254–1259, 2007 (doi: 10.1109/TAP.2007.895582).
- [6] Q. Rao, T. A. Denidni, A. R. Sebak, and R. H. Johnston, "Compact independent dual-band hybrid resonator antenna with multi-functional beams", *IEEE Microw. and Wirel. Compon. Lett.*, vol. 5, pp. 239–242, 2006 (doi: 10.1109/LAWP.2006.875886).
- [7] K. W. Leung and K. K. So, "Frequency-tunable designs of the linearly and circularly polarized dielectric resonator antenna using a parasitic slot", *IEEE Trans. on Antennas and Propag.*, vol. 53, no. 1, pp. 572–578, 2005 (doi: 10.1109/TAP.2004.838762).
- [8] A. A. Kishk, Y. Yin, and A. W. Glisson, "Conical dielectric resonator antennas for wide-band applications", *IEEE Trans. on Antennas and Propag.*, vol. 50, no. 4, pp. 469–474, 2002 (doi: 10.1109/TAP.2002.1003382).
- [9] B. N. Taralkar and A. R. Wadhekar, "Fractal dielectric resonator antenna for wideband applications", *Adv. Res. in Elec. and Electron. Engin.*, vol. 2, no. 5, pp. 1–3, 2015 [Online]. Available: https://www.krishisanskriti.org/vol_image/24Sep201509093401%20Bajrang%20N%20%20Taralkar.pdf
- [10] Z. Chen and H. Wong, "Wideband glass and liquid cylindrical dielectric resonator antenna for pattern reconfigurable design", *IEEE Trans. on Antennas and Propag.*, vol. 65, no. 5, pp. 2157–2164, 2017 (doi: 10.1109/TAP.2017.2676767).
- [11] A. Petosa, N. Simons, R. Siushansian, A. Ittipiboon, and M. Cuhaci, "Design and analysis of multi segment dielectric resonator antennas", *IEEE Trans. on Antennas and Propag.*, vol. 48, pp. 738–742, 2000 (doi: 10.1109/8.855492).
- [12] Y. Coulibaly, T. A. Denidni, and H. Boutayeb, "Broadband microstrip fed dielectric resonator antenna for x-band applications", *IEEE Antennas and Wirel. Propag. Lett.*, vol. 7, pp. 341–345, 2008 (doi: 10.1109/LAWP.2008.921326).
- [13] M. Lapiere, Y. M. M. Antar, A. Ittipiboon, and A. Petosa, "Ultra wideband monopole dielectric resonator antenna", *IEEE Microw. and Wirel. Compon. Lett.*, vol. 15, no. 1, pp.7–9, 2005 (doi: 10.1109/LMWC.2004.840952).
- [14] M. Abedian, S. K. A. Rahim, Sh. Danesh, M. Khalily, and S. M. Noghabaei, "Ultrawideband dielectric resonator antenna with WLAN band rejection at 5.8 GHz", *IEEE Microw. and Wirel. Compon. Lett.*, vol. 12, pp. 1523–1526, 2013 (doi: 10.1109/LAWP.2013.2291271).
- [15] Y. F. Wang, T. A. Denidni, Q. S. Zeng, and G. Wei, "Band-notched UWB rectangular dielectric resonator antenna" *Electron. Lett.*, vol. 50, no. 7, pp. 483–484, 2014 (doi: 10.1049/el.2014.0188).
- [16] T. A. Denidni and Z. Weng, "Hybrid ultrawideband dielectric resonator antenna and band-notched designs", *IET Microw. Antennas Propag.*, vol. 5, no. 4, pp. 450–458, 2011 (doi: 10.1049/iet-map.2009.0425).
- [17] Y. J. Cho, K. H. Kim, D. H. Choi, S. S. Lee, and S. Park, "A miniature UWB planar monopole antenna with 5GHz band rejection filter and the time domain characteristics", *IEEE Trans. on Antennas and Propag.*, vol. 54, no. 5, pp. 1453–1460, 2006 (doi: 10.1109/TAP.2006.874354).
- [18] A. Syed and R. W. Aldhaheeri, "A very compact and low profile UWB planar antenna with WLAN band rejection", *The Scient. World J.*, vol. 2016 (doi: 10.1155/2016/3560938).
- [19] Y. Li, W. Li, and Q. Ye, "A reconfigurable triple-notch-band antenna integrated with defected microstrip structure band stop filter for ultra wideband cognitive radio applications", *Int. J. of Antennas and Propag.*, vol. 2013, no. 7, Article ID 472645 (doi: 10.1155/2013/472645).
- [20] W. C. Liu and C. F. Hsu, "Dual-band CPW-fed Y-shaped monopole antenna for PCS/WLAN application", *Electron. Lett.*, vol. 41, no. 17, pp. 390–391, 2005 (doi: 10.1049/el:20057887).

- [21] N. D. Trang, D. H. Lee, and H. C. Park, "Compact printed CPW-fed monopole ultra-wideband antenna with triple subband notched characteristics", *Electron. Lett.*, vol. 46, no. 17, pp. 1177-1179, 2010 (doi: 10.1049/el.2010.1140).



Mohamed Debab received his B.Sc. degree in Electronics from the Electronics Institute of the University of Djillali Liabes, Sidi Bel Abbes, Algeria, in 1998. Then he received an M.Sc. from the Department of Electronics, University of Djillali Liabes, Sidi Bel Abbes, Algeria, 2005. Currently, he is working as an Assistant Profes-

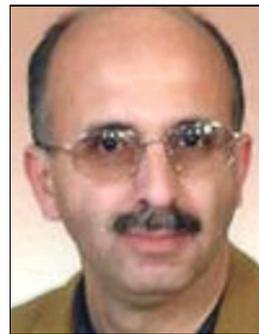
sor at the Department of Electronics, University of Hassiba Ben Bouali Chlef Algeria. His research interests focus on design and analysis of coplanar and dielectric antennas.

 <https://orcid.org/0000-0002-1779-0323>

E-mail: debab_telecoms2005@hotmail.fr

Laboratory of Electromagnetism, Photonics and Optronics (LEPO)

Djillali liabes University of Sidi Bel Abbès
22000 Sidi Bel Abbès, Algeria



Zoubir Mahdjoub received his B.Sc. degree in Electronics from the Electronics Institute of USTO of Oran, Algeria, in 1982, a Diploma of Advanced Studies, from the National Polytechnic Institute of Grenoble, France, in 1983, and a Ph.D. degree from the University of Claude Bernard de Lyon I, France, in 1987. Between 1988

and 1991, he was the President of the Scientific Council of the Electronics Institute, University of Djillali Liabes, Sidi Bel Abbes, Algeria. Since 1988, he has been involved in conducting research on microwaves, telecommunications and photonics. Between 1998 and 2006, he was the head of the Electronics Department, University of Djillali Liabes. He is now a full professor and a vice dean for post-graduation programs at the Electrical Engineering Faculty of the same University.

E-mail: mahdjoubz@yahoo.com

Laboratory of Electromagnetism, Photonics and Optronics (LEPO)

Djillali liabes University of Sidi Bel Abbès
22000 Sidi Bel Abbès, Algeria