



الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne Démocratique et Populaire
وزارة التعليم العالي والبحث العلمي



Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Université des Frères Mentouri Constantine 1
Faculté des Sciences de la Technologie
Département d'Electronique

جامعة الإخوة منتوري قسنطينة 1
كلية علوم التكنولوجيا
قسم الإلكترونيك

N° d'ordre : 39/D3C/2021

Série : 02/Ele/2021

Thèse

Présentée pour l'Obtention du Diplôme de
Doctorat Troisième Cycle
Filière : Télécommunications
Spécialité : Dispositifs et Systèmes pour les Télécommunications

Thème

**Etude, conception et développement d'antennes
compactes pour les applications ULB**

Présentée et Soutenue Publiquement le 23/05/2021 par

Hammache Boualem

Devant le jury :

Président :	T. Laroussi	Professeur	Université des Frères Mentouri Constantine 1
Rapporteur :	A. Messai	Professeur	Université des Frères Mentouri Constantine 1
Co-Rapporteur :	T. A. Denidni	Professeur	INRS, Université du Québec, Canada
Examineurs :	S. Aidel	Professeur	Université Mohamed El Bachir El Ibrahimi Bordj Bou Arreridj
	D. Khedrouche	Professeur	Université Mohamed Boudiaf M'sila
	S. Benkouda	MCA	Université des Frères Mentouri Constantine 1

Année Universitaire 2020/2021

Remerciements

Cette thèse a été préparée au sein de deux laboratoires ; à savoir, le Laboratoire d'Electromagnétisme et de Télécommunication, Université Frères Mentouri, Constantine 1, sous la direction du Professeur Messai Abderraouf, et dans le Laboratoire Radio-Frequence de l'Institut National de la Recherche Scientifique INRS, Canada, sous la direction du Professeur Denidni Tayeb Ahmed.

Avant tout, je tiens à remercier ALLAH pour Son aide indéfectible et pour m'avoir donné de la patience et le courage durant ces longues années d'étude.

A M. Messai Abderraouf, qu'il me soit permis de le remercier et de lui exprimer ma profonde reconnaissance pour son aide et ses encouragements au cours de ce travail, ses précieux conseils et la confiance dont il a fait preuve à mon égard et surtout pour le sujet intéressant qu'il m'a proposé.

J'exprime ma profonde gratitude et mes remerciements à M. Denidni Tayeb Ahmed, pour m'avoir accueilli dans son Laboratoire. J'ai pu bénéficier de sa grande expérience scientifique grâce aux nombreuses discussions enrichissantes que nous avons eues durant les stages que j'ai que j'ai effectués dans son Laboratoire. Je le remercie aussi pour le savoir qu'il m'a prodigué.

Je voudrais aussi exprimer ma profonde gratitude à M. Messaoudene Idris, qui m'a accompagné pendant mes années de recherche. Je tiens à le remercier d'avoir encouragé mes recherches et de m'avoir permis d'évoluer en tant que chercheur. Je le remercie aussi pour son aide continue, durant toute la phase de recherche.

Je ne peux pas oublier la participation de laboratoire d'Electronique et des Télécommunications Avancées (ETA), de l'Université Mohamed-Bachir El-Ibrahimi de Bordj-Bou-Arréridj (UBBA), à travers les membres de ce laboratoire, grâce à leurs appuis. Mes remerciements à tous ceux qui ont contribué à la réalisation de ce travail.

J'adresse mes plus sincères remerciements à Monsieur M. Toufik Laroussi, Professeur au Département d'Electronique de l'Université Constantine 1, pour avoir accepté de présider le Jury de cette thèse.

Je remercie également M. Salih Aidel, Professeur au Département d'Electronique de l'Université de Bordj Bou Arreridj, M. Djamel Khedrouche Professeur au Département d'Electronique de l'Université de M'sila et Mme. Siham Benkouda, Maitre de Conférence au Département d'Electronique de l'Université Constantine 1 pour leur participation au Jury en tant qu'examineurs.

Enfin, je tiens à exprimer mes vifs remerciements à tous mes amis, sans oublier l'ensemble des enseignants ayant contribué de près ou de loin à ma formation. Je remercie mes amis de l'équipe de recherche, en particulier Farouk Chetouah, Islam Bouchachi, jamal Benkhawa, Rabie Rabah, Youcef Braham chaouach, Yassaad abdelbaki et Massinissa Belazzoug pour nos discussions constructives, nos échanges de connaissances pendant mon programme de doctorat. Je tiens à remercier aussi Ali Monsoul, docteur au Centre de Développement de Technologie Avancée (CDTA) pour son aide durant toutes les étapes de mesure des prototypes fabriqués.

ملخص

يهدف هذا العمل إلى دراسة وتصميم وتطوير الهوائيات المدمجة لتطبيقات ULB. ينقسم هذا العمل إلى قسمين أساسيين، في الجزء الأول قدمنا الدراسة النظرية وخصائص هوائيات ذات النطاق فائق العرض المدمجة وعموميات حول تقنية النطاق فائق العرض. في هذا الجزء أيضاً قمنا بتفصيل جميع النقاط الضرورية المتعلقة بشروط الهوائيات ذات النطاق فائق العرض المدمجة مثل توسيع عرض النطاق الترددي للهوائي المسطح المضغوط، والهندسيات المختلفة للهوائيات المدمجة وتقنيات التصغير. ثم تم القيام بإجراء حالة التقدم لبعض الاعمال لمعرفة أحدث التقنيات على الهوائيات ذات النطاق فائق العرض المدمجة و لإظهار التقنيات المختلفة المستخدمة في الهوائيات المدمجة. الجزء الثاني من هذا العمل مكرس لدراسة وتطوير وتحقيق هياكل هوائي النطاق فائق العرض مدمجة تعمل في النطاق من 3.1 جيجاهرتز إلى 10.6 جيجاهرتز ، ويتم دراسة نوعين من الهوائيات في هذا الجزء. النوع الأول من الهوائي هو هوائي أحادي القطب مستو مضغوط في شكل سداسي مع خصائص رفض النطاقات الضيقة. تم تصنيع هذا الهوائي وقدم نتائج جيدة من حيث مخطط الإشعاع ومعامل الانعكاس. النوع الثاني من الهوائي هو هوائي ذو فتحة بنوعين من التغذية ، وهو هوائي ذو فتحة تم تغذيته بواسطة خط ميكروستريب في هذا الهوائي تم دمج فتحة في شكل أدراج في المستوى الأرضي للحصول على رنين عريض النطاق للغاية، ويتم حفر الفتحات على شكل ل في المستوى الأرضي لرفض نطاقات التردد. تم تصنيع هذا الهوائي وقد قدم توافق جيد بين نتائج المحاكاة والقياسات. تم تغذية الهوائي الآخر بواسطة خط CPW لتحقيق الاستقطاب الدائري. كلا النوعان من الهوائيات لهما حجم مضغوط للغاية مقارنة بالهوائيات الأخرى.

كلمات دلالية: هوائيات مدمجة، النطاق فائق العرض، هوائي مستوي، التصغير، أحادي القطب، خصائص رفض النطاق، نمط الإشعاع، معامل الانعكاس، الاستقطاب الدائري.

Abstract

The objective of this work concerns the study, design and development of compact antennas for Ultra Wide Band (UWB) applications. This work is divided into two essential parts. In the first part, we have presented the theoretical study, characteristics of compact UWB antennas and generalities of UWB technology. We also detailed all the necessary points related to the terms of the UWB compact antennas such as, the bandwidth enlargement of the compact planar antenna, the different geometries of compact antennas and the miniaturization techniques. Then, a state of art on UWB compact antennas was carried out to show the different techniques that are used in compact UWB antennas. The second part of this work is dedicated to the study, development and practical realization of compact UWB antenna structures operating in the 3.1 GHz to 10.6 GHz band. Two different antenna types are studied therein. The first type is a compact hexagonal planar monopole antenna with rejected narrow bands characteristics. This fabricated antenna shows a good agreement between measured and simulated results in terms of radiation pattern and reflection coefficient. The second type is a slot antenna with two feeding types. A compact slot antenna is fed by microstrip line. In this antenna, a stepped slot has been integrated in the ground plane to obtain an ultra-wideband resonance. In order to reject frequency bands, L-shaped slots are etched in the ground plane. After the fabrication process of this antenna, we have compared the measured and simulation results, which were very probatory. The other antenna is fed by coplanar wave guide (CPW) to achieve circular polarization. Both types of antennas have a very compact size compared to other antennas in the literature.

Keywords: Compact Antenna, Ultra Wide Band (UWB), UWB Technology, Planar Antenna, miniaturization, monopole, Notched Band, radiation Pattern, reflection coefficient, circular polarization.

Résumé

L'objectif de ce travail concerne l'étude, la conception et le développement d'antennes compactes pour les applications ULB (Ultra Large Bande). Ce travail est divisé en deux parties essentielles, dans la première partie, nous avons présenté l'étude théorique et les caractéristiques des antennes ULB compactes et des généralités sur la technologie ULB. Dans cette partie, nous avons aussi détaillé tous les points nécessaires liés aux antennes ULB compacte telles que ; l'élargissement de la bande passante d'antenne planaire compacte, les différentes géométries d'antennes compactes et les techniques de miniaturisation, ensuite un état de l'art sur les antennes ULB compacte a été effectué pour montrer les différentes techniques utilisées dans les antennes ULB compactes. La deuxième partie de ce travail est consacrée à l'étude, le développement et la réalisation pratique des structures d'antenne ULB compactes fonctionnant dans la bande 3.1 GHz - 10.6 GHz. Deux types d'antennes sont étudiés dans cette partie. Le premier type est une antenne monopole planaire compacte sous forme hexagonale avec les caractéristiques de réjections de bandes étroites. Cette antenne a été fabriquée et a présenté de bons résultats en termes de diagramme de rayonnement et de coefficient de réflexion. Le deuxième type est une antenne à fente avec deux types d'alimentation, une antenne à fente alimentée par une ligne micro-ruban. Dans cette antenne, une fente sous forme des escaliers a été intégrée dans le plan de masse pour obtenir une résonance ultra large bande. De plus, des fentes sous forme L ont été gravées au niveau du GND pour rejeter des bandes de fréquences. Cette antenne a été fabriquée. Elle présente de bons accords entre les résultats de simulation et les mesures. L'autre antenne est alimentée par une ligne coplanaire (CPW) afin d'achever la polarisation circulaire. Les deux types d'antennes ont une taille très réduite par rapport aux antennes présentées dans la littérature.

Mots-clés : Antennes Compactes, Ultra Large Bande (ULB), Technologie ULB, Antenne Planaire, miniaturisation, monopole, réjections des bandes, diagramme de rayonnement, coefficient de réflexion, polarisation circulaire.

Production Scientifique

Articles Publiés dans des Revues Internationales

1. **B. Hammache**, A. Messai, I. Messaoudene, T. A. Denidni, “ Compact ultra-wideband slot antenna with three notched-band characteristics,” *Int J RF Microw Comput Aided Eng.* 2020. e22146.
2. **B. Hammache**, A. Messai, I. Messaoudene, T. A. Denidni, “A compact ultra-wideband antenna with three C-shaped slots for notched band characteristics,” *Microw Opt Technol Lett*, Vol. 61, pp. 275–279, 2019.
3. **B. Hammache**, A. Messai, M. A. Meriche, I. Messaoudene; “A Compact Ultra Wideband CPW-Fed Circular Polarized Slot Antenna,” *International Journal of Systems Applications, Engineering & Development*, Vol. 11, pp. 202–205, 2017.

Articles Présentés dans des Conférences Internationales:

1. **B. Hammache**, A. Messai, I. Messaoudene, Massinissa Belazzoug, Tayeb A. Denidni, “Compact MIMO Slot antenna for UWB Applications with single Notched-band ”, 2020 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and North American Radio Science Meeting, 5-10 July 2020 Montréal, Québec, Canada.
2. **B. Hammache**, A. Messai, I. Messaoudene, M. A. Meriche, Massinissa Belazzoug, Y. B. Chaouche, “A Compact Ultra-Wideband Monopole Antenna with Five Rejected-Bands,” 7th Seminar on Detection Systems: Architectures And Technolgies (DAT'2017), 20-22 February 2017 Alger, Algeria.
3. **B. Hammache**, A. Messai, I. Messaoudene, M. A. Meriche, M. Belazzoug, F. Chetouah, “Reconfigurable Triple Notched-Band Ultra-Wideband Antenna,” IEEE 12th International Conference on Innovations in Information Technology (iit'16), 28-29 November 2016 Al Ain, UAE.
4. M. Belazzoug, I. Messaoudene, S. Aidel, **B. Hammache**, Y. B. Chaouche, T. A. Denidni, “4-port MIMO CDR Antenna based with a Defected Ground Structure for 5G mm-wave applications,” 2020 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and North American Radio Science Meeting.
5. Y. B. Chaouche, M. Nedil, **B. Hammache**, M. Belazzoug, “Design of Modified Sierpinski Gasket Fractal Antenna for Tri-band Applications,” 2019 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and USNC-URSI Radio Science Meeting.
6. M. Belazzoug, I. Messaoudene, S. Aidel, Y. B. Chaouche, F. Chetouah, **B. Hammache**, “A Compact MIMO Antenna for WLAN and RADAR Applications,” 7th Seminar On Detection Systems: Architectures And Technolgies (DAT'2017).

7. M. A. Mèriche, A. Messai, **B. Hammache**, T. A. Denidni, "X-shaped Circularly Polarized Aperture Coupled Antenna for WLAN," 2017 Mediterranean Microwave Symposium (MMS).
8. M. A. Mèriche, A. Messai, H. Attia, **B. Hammache**, T. A. Denidni, "High-Gain wideband Fabry-Pérot Slot Antenna with Partially Reflective Surface," IEEE 16th Mediterranean Microwave Symposium (MMS2016).
9. M. Belazzoug, S. Aidel, I. Messaoudene, **B. Hammache**, F. Chetouah, Y. B. Chaouche, "A Reconfigurable Cylindrical Dielectric Resonator Antenna for WiMAX/WLAN Applications," IEEE 12th International Conference on Innovations in Information Technology (iit'16).
10. F. Chetouah, N. Bouzit, I. Messaoudene, S. Aidel, M. Belazzoug, **B. Hammache**, "Miniaturized Rectangular Dielectric Resonator Antenna for WCS Standards," IEEE 12th International Conference on Innovations in Information Technology (iit'16).

Table des matières

Liste des figures.....	v
Liste des tableaux	x
Acronymes et abréviations	xi
Introduction générale	1
 <i>Chapitre 1 : Technologie des antennes Ultra Large Bande</i>	
I.1 Introduction.....	4
I.2 Historique de la technologie ULB	4
I.3 Généralités sur la technologie ULB	5
I.3.1 Définition de la technologie ULB.....	5
I.3.2 Propriétés et caractéristiques de la technologie ULB	5
I.3.2.1 Densité spectrale de puissance	5
I.3.2.2 Réglementations de la technologie ULB	6
I.3.2.3 Caractéristiques de pénétration.....	7
I.3.2.4 Capacité du canal.....	8
I.3.2.5 débits de données élevées	8
I.4 Signaux ULB	9
I.4.1 Forme d’impulsion pour le système ULB.....	9
I.4.2 Système MB-OFDM.....	11
I.4.3 Techniques de modulation utilisées dans les systèmes ULB	12
I.5 Avantages de la technologie ULB	13
I.6 Applications ULB	14
I.6.1 Applications Radars.....	14
I.6.1.1 Radars à pénétration au sol	14
I.6.1.2 Détection des personnes	15
I.6.1.3 Applications médicales.....	16
I.6.2 Applications liées aux communications sans fils.....	16
I.6.3 Applications liées aux localisations et poursuites.....	17
I.7 Antennes ULB.....	18
I.7.1 Technique d’élargissement de la bande passante d’une antenne ULB	19
I.7.2 Types d’antennes ULB	22
I.7.2.1 Antennes indépendantes de la fréquence.....	22
I.7.2.1.1 Antennes spirales.....	22

I.7.2.1.2 Antennes log-periodiques	25
I.7.2.2 Antennes directives	27
I.7.2.2.1 Antennes cornet	27
I.7.2.2.2 Antennes Vivaldi	28
I.7.2.3 Antennes omnidirectionnelles	29
I.7.2.3.1 Antennes biconiques	29
I.7.2.3.2 Antennes monopoles	30
I.8 Conclusion	32
I.9 Références bibliographiques	33

Chapitre II : Généralités et état de l'art des antennes ULB Compactes

II.1 Introduction.....	37
II.2 Généralités sur les antennes micro-ruban (microstrip)	37
II.2.1 principe de fonctionnement d'une antenne.....	38
II.2.2 Carecteristiques d'une antenne planaire	38
II.2.2.1 Techniques d'alimentation	39
II.2.2.2 Caractéristiques d'adaptation	41
II.2.2.3 Caractéristiques de rayonnement	42
II.2.2.3.1 Diagramme de rayonnement	42
II.2.2.3.2 Gain, directivité et efficacité d'une antenne	44
II.2.2.3.3 Polarisation.....	44
II.3 Antennes compactes et miniaturisation	48
II.3.1 Geometrie des antennes compactes et techniques de miniaturisation	48
II.3.1.1 Paramètres du substrat.....	48
II.3.1.2 Utilisation de court circuit.....	49
II.3.1.3 Créations des fentes et encoches dans le patch et le plan de masse	49
II.3.1.4 Allongements de la trajectoire du courant distribué dans le patch.....	50
II.3.2 Autres techniques de miniaturisation	51
II.4 Etat de l'art des antennes ULB compactes	51
II.4.1 Antennes monopoles compactes ULB.....	52
II.4.2 Antennes compactes ULB avec une ligne coplanaire.....	54
II.4.3 Antennes fractales ULB	55
II.4.4 Antennes à fentes ULB.....	57
II.4.5 Antennes ULB avec polarisation circulaire.....	58

II.4.6 Antennes ULB reconfigurables	59
II.4.7 Antennes ULB avec des métamatériaux.....	62
II.5 Conclusion	63
II.6 Références bibliographiques.....	63
 <i>Chapitre III : Etude et développement des antennes monopoles compactes ULB avec des caractéristiques de rejection des bandes</i>	
III.1 Introduction	67
III.2 Evolution de la conception d'antennes ULB à bande rejetée.....	68
III.2.1 Concept de filtrage (Notched-Band) dans les antennes ULB.....	68
III.2.2 Techniques proposées pour générer la rejection de bande	69
III.2.3 Etude théorique de technique de rejection des bandes	70
III.3 Antenne ULB compacte hexagonale	71
III.3.1 Conception de base d'une antenne ULB	71
III.3.2 Effet du plan de masse pour obtenir une bande ULB.....	72
III.4 Conception d'antennes ULB compactes avec des caractéristiques de bande rejetée.....	73
III.4.1 Antenne ULB compacte avec trois bandes rejetées	73
III.4.1.1 Etapes à suivre pour realiser l'antenne avec trois bandes rejetées	73
III.4.1.2 Bandes rejetées reconfigurables.....	76
III.4.1.3 Résultats et discussions.....	78
III.4.2 Antenne ULB compacte avec cinq bandes rejetées.....	80
III.4.2.1 Dimensions et paramètres des antennes ULB avec cinq bandes rejetées	80
III.4.2.2 Intégration des fentes dans l'antenne	81
III.4.2.3 Résultats et discussions.....	83
III.5 Réalisation et fabrication d'une antenne ULB compacte avec trois fentes de forme C pour les caractéristiques de bande rejetée	85
III.5.1 Techniques de fabrication et de mesures.....	85
III.5.1.1 Fabrication	86
III.5.1.2 Mesures de parametres S par analyseur de réseau Agilent 8722ES	87
III.5.1.3 Mesure de diagramme de rayonnement dans la chambre anéchoïque	88
III.5.2 Geometrie de l'antenne proposée	89
III.5.3 Evolution de la structure d'antenne proposé.....	90
III.5.4 Etude paramétrique	91
III.5.5 Discussions et comparaison entre les mesures et les résultats de simulation.....	91
III.6 Conclusion.....	95
III.7 Références bibliographiques	96

Chapitre IV : Conception d’antennes à fentes compactes pour des applications ULB

IV.1 Introduction.....	100
IV.2 Antenne à fente ULB très compacte avec les caractéristique de bande rejetée.....	100
IV.2.1 Géométrie de l’antenne proposée	100
IV.2.2 Structure de base d’anntenne à fente ULB.....	102
IV.2.3 Effet de la position et des dimensions de la ligne sur l’adaptation de l’antenne.....	104
IV.2.4 Caracteristiques des fentes de formes L integrées dans l’antenne proposée.....	106
IV.2.5 Etude parametrique	108
IV.2.6 Circuit équivalent des fentes de formes L intégrées dans l’antenne proposée	109
IV.2.7 Resultats et discussions.....	112
IV.2.7.1 Rapport d’onde stationaire.....	112
IV.2.7.2 Distributions du courant	113
IV.2.7.3 Digramme de rayonnement.....	114
IV.2.7.4 Gain et efficacité.....	116
IV.2.7.5 Comparaison ente le travail proprésé et autres travaux	117
IV.3 Antenne à fente ULB alimentée par une ligne coplanaire avec une polarisation circulaire large bande	118
IV.3.1 Géométrie d’antenne proprésée	118
IV.3.2 Etapes pour réaliser l’antenne proposée.....	119
IV.3.3 resultats et discussions	121
IV.4 Conclusion.....	123
IV.5 Références bibliographiques	123
Conclusion générale	126

Liste des figures

Figure I.1. Comparaison de la DSP d'un signal à bande étroite et la DSP d'un signal ULB.	6
Figure I.2. Spectre d'émission intérieur (indoor) et extérieur (outdoor) aux Etats-Unis.	7
Figure I.3. Débit de données en fonction de la distance pour les systèmes ULB et autres systèmes de communication à bande étroite.....	8
Figure I.4. Les applications ULB sans fil en intérieur (indoor).	9
Figure I.5. Impulsion gaussienne et sa dérivée (formes d'onde dans le domaine temporel).	10
Figure I.6. Densité spectrale de puissance du système impulsional et le spectre d'émission intérieur (indoor) et extérieur (outdoor).....	10
Figure I.7. Division de spectre de fréquence ULB par la technique MB-OFDM.	11
Figure I.8. Densité spectrale de puissance de la technique MB-OFDM et le spectre d'émission intérieur (indoor) et extérieur (outdoor).	11
Figure I.9. Types de modulations utilisées par systèmes ULB.	12
Figure I.10. Radar à pénétration au sol (GPR)..	15
Figure I.11. Détection de cibles ensevelies sous la neige, sous la terre ou sous les décombres.....	15
Figure I.12. Mesures à distance des battements cardiaques et contrôle de l'évolution des grossesses par les impulsions ULB.	16
Figure I.13. Applications ULB pour la communication sans fil.	17
Figure I.14. Systèmes de localisation par la technologie ULB.	18
Figure I.15. Techniques d'élargissement de la bande.	19
Figure I.16. Exemples d'une antenne avec alimentation de ligne coplanaire (CPW).	20
Figure I.17. Exemples d'une antenne ULB avec un demi-plan de masse.	21
Figure I.18. La géométrie d'une antenne spirale logarithmique.....	23
Figure I.19. Géométrie d'une antenne spirale Archimède.....	24
Figure I.20. Antennes spirales coniques.....	25
Figure I.21. Antennes log-périodique : (a) log-périodique circulaire (b) log-périodique trapézoïdale et (c) dipôle log-périodique.....	26
Figure I.22. Différents types d'antennes cornet: (a) cornet sectoriel plan H, (b) cornet sectoriel plan E, (c) cornet pyramidal, (d) cornet conique, et (e) cornet nervuré.....	27
Figure I.23. Antennes Vivaldi.	28
Figure I.24. Différents types d'antennes biconiques: (a) antenne biconique 3D, (b) antenne biconique 2D, et (c) antenne discône..	29
Figure I.25. Différentes structures d'antennes monopoles plans (3D).	31
Figure I.26. Différentes structures d'antennes monopoles imprimées (2D) : (a) rectangulaire (b) circulaire (c) (d) forme U (e) plan de masse trapézoïdale (f) plan de masse arrondi (g) circulaire avec des steps.....	32
Figure II.1. Structures d'antennes patch.....	38

Figure II.2. Techniques d'alimentation d'antennes patch.	40
Figure II.3. Diagramme de rayonnement : (a) en coordonnées sphériques, (b) en coordonnées polaires, (c) en coordonnées cartésiennes.	43
Figure II.4. Polarisation linéaire.....	45
Figure II.5. Polarisation circulaire.....	46
Figure II.6. Paramètres de l'ellipse.	47
Figure II.7. Géométrie d'une antenne patch avec : (a) mure de court circuit (shorting-wall), (b) plaque de court circuit (shorting-plate) et (c) broche de court circuit (shorting-pin).	49
Figure II.8. Géométrie d'une antenne patch compact avec : (a) fentes dans l'élément rayonnant, (b) encoche dans le patch et (c) fentes dans le plan de masse.....	50
Figure II.9. Géométrie d'une antenne patch compact : (a) forme U (U-shaped patch), (b) patch plié (folded patch) et (c) patch double plié (double folded patch)..	50
Figure II.10. Géométrie d'une antenne monopole planaire compact Ultra Large Bande (patch circulaire).	52
Figure II.11. Paramètres S de l'antenne monopole planaire compact Ultra Large Bande (patch circulaire).	53
Figure II.12. Géométrie d'une antenne monopole planaire compact Ultra Large Bande (patch avec des encoches).....	53
Figure II.13. Rapport d'onde stationnaire (VSWR) de l'antenne monopole planaire compact Ultra Large Bande (patch avec des encoches).....	54
Figure II.14. Géométrie et photographie d'antenne compact ULB (CPW-UWB antenna) avec SRR pour la rejection des bandes.	54
Figure II.15. Résultats concernant l'antenne compact Ultra Large Bande (CPW-UWB antenna) : (a) les parametre S et (b) diagramme de rayonnement.	55
Figure II.16. Géométries fractals.....	56
Figure II.17. Géométries fractals (fractale de koch).....	56
Figure II.18. Résultats du paramètres S de l'évolution antenne pour obtenir une bande ULB par le fractale de koch.	56
Figure II.19. Antenne à fente pour les applications ULB : (a) la géométrie d'antenne (b) les résultats des paramètres S.....	57
Figure II.20. Conception d'une antenne à fente ULB compacte : (a) la géométrie d'antenne (b) les résultats des paramètres S.....	58
Figure II.21. Géométrie et photographie d'antenne à fente ULB (CPW-feed slot antenna) avec une polarisation circulaire large bande.	59
Figure II.22. Comparaison entre les résultats de simulation et les mesures de prototype d'antenne. ..	59
Figure II.23. Géométrie et photographie d'antenne ULB avec des bandes rejetées reconfigurables....	60
Figure II.24. Comparaison entre les résultats de simulation et les mesures de la position des diodes.	60
Figure II.25. Antenne à fente compacte ULB reconfigurable.	61

Figure II.26. Comparaison entre les résultats de simulation et les mesures des prototypes dans la figure II.25.....	61
Figure II.27. Antennes ULB compacte avec les metamatériaux (a) référence [39] (b) référence [40].	62
Figure III.1. Développement d'un système de rejection de fréquence utilisant des filtres coupe-bande: (A) antenne ULB, (B) filtre coupe-bande et (C) Système ULB entaillé [8].....	68
Figure III.2. Géométrie d'antenne compacte hexagonale : (a) face supérieur, (b) face inferieur.....	71
Figure III.3. Coefficient de réflexion d'antenne ULB compacte hexagonale.	72
Figure III.4. Effet de dimension de plan de masse sur la bande d'antenne ULB compacte hexagonale.	73
Figure III.5. Etapes pour intégrer les fentes dans l'élément rayonnant : (a) case1 (b) case2 (c) case 3.	74
Figure III.6. Rapport d'onde stationnaire (VSWR) des trois étapes pour intégrer les fentes dans l'élément rayonnant.....	75
Figure III.7. Distribution du courant sur la structure d'antenne proposée dans : (a) 6,6 GHz, (b) 3,4 GHz, (c) 5,6 GHz, (d) 7,5 GHz.	75
Figure III.8. Structure finale de l'antenne proposé : (a) l'emplacement des diodes dans l'antenne proposé (b), circuit équivalent de la diode (ON) (c) circuit équivalent de la diode (OFF) [22].....	76
Figure III.9. Rapport d'onde stationnaire (VSWR) d'antenne compacte ULB avec des bandes rejetées reconfigurables (partie1).	77
Figure III.10. Rapport d'onde stationnaire (VSWR) d'antenne compacte ULB avec des bandes rejetées reconfigurables (partie2).	77
Figure III.11. Comparaisons entre les résultats de simulation de VSWR par HFSS et CST d'antenne proposé.	78
Figure III.12. Comparaisons entre les résultats de simulation du diagramme de rayonnement par HFSS et CST d'antenne proposé dans : (a) 4GHz, (b) 6.5GHz et (7GHz).....	79
Figure III.13. Geometrie d'antenne compact ULB avec cinq bande rejeté : (a) face superieur, (b) face inferieur.	81
Figure III.14. Dimensions et Intégration des fentes dans l'antenne : (a) antenne référence, (b) fente1, (c) fente2, (d) fente3, (e) fente4, (f) fente5.....	82
Figure III.15. Variation de rapport d'onde stationnaire de six cas de la figure III.14.....	82
Figure III.16. Distribution du courent d'antenne proposé : (a) 3.3 GHz, (b) 4 GHz, (c) 5.4 GHz, (d) 7 GHz, et (e) 8.25 GHz.....	83
Figure III.17. Comparaison entre HFSS et CST de résultants de simulation de VSWR d'antenne compacte ULB avec Cinq bande rejeté.....	83
Figure III.18. Diagramme de rayonnement d'antenne proposé avec HFSS et CST à : (a) 3GHz, (b) 4.8 GHz et (c) 9 GHz.	84
Figure III.19. Photographie de la machine LPKF ProtoLaser S et LPKF ProtoMat C60.	86
Figure III.20. Photographie de la fabrication de circuit par la machine LPKF protoLaser S.....	86
Figure III.21. Photographie de l'analyseur de reseaux Agilent 8722ES et le kit de calibrage.....	87
Figure III.22. Photographie de chambre anéchoïque : (a) vue à l'intérieur (b) antenne émettrice (cornet) (c) antenne réceptrice (antenne sous test).	88

Figure III.23. Géométrie de l'antenne ULB compacte avec trois fentes de forme de C.	89
Figure III.24. Intégration des fentes dans l'élément rayonnant : (a) Antenne1 (b) Antenne2 (c) Antenne3 (d) Antenne4.	90
Figure III.25. Résultats de simulation de l'intégration des fentes dans l'élément rayonnant : (a) Antenne1 (b) Antenne2 (c) Antenne3 (d) Antenne4.	90
Figure III.26. Etude paramétrique sur l'effet de g_1	91
Figure III.27. Photographies de prototype d'antenne fabriqué.....	92
Figure III.28. Distribution du courant de l'antenne proposée dans le patch à : (a) 3,3 GHz, (b) 4,1 GHz, (c) 5,5 GHz et (d) 8 GHz.....	92
Figure III.29. Résultats de simulation et les mesures de coefficient de réflexion d'antenne proposé... ..	92
Figure III.30. Diagramme de rayonnement simulé et mesuré de l'antenne ULB compacte avec trois bande rejetées dans le plan H et le plan E à : (a) 3 GHz, (b) 4 GHz et (c) 6 GHz.	93
Figure III.31. Gain simulé de l'antenne ULB compacte avec trois bandes rejetées.	94
Figure IV.1. Géométrie d'antenne proposée.	101
Figure IV.2. Différent structures des fentes élémentaires : (a) structure 1, (b) structure 2, (c) structure 3 et (d) structure 4.	102
Figure IV.3. Coefficient de réflexion des fentes élémentaires dans la figure.IV.2.	103
Figure IV.4. Structure finale d'antenne ULB a fente : (a) face inferieur (b) face supérieur.	103
Figure IV.5. Etude paramétrique sur la position de la ligne d'alimentation d'antenne ULB a fente (coefficient de réflexion).	105
Figure IV.6. Comparaison de coefficient de réflexion d'antenne proposé sans L_{f1} , W_{f1} et avec L_{f1} , W_{f1}	105
Figure IV.7. Différents cas d'intégration des fentes dans le plan de masse d'antenne a fente ULB: (a) Antenne 1, (b) Antenne 2, (c) Antenne 3, et (d) Antenne 4.	107
Figure IV.8. Rapport d'onde stationnaire de différents quatre cas de l'intégration des fentes dans l'antenne proposé (Figure.IV.7).	108
Figure IV.9. Résultats de simulation de VSWR de l'antenne proposé avec des différentes valeurs de W_{s2}	108
Figure IV.10. Impédance d'entrée de l'antenne proposée.	111
Figure IV.11. Circuit équivalent de l'antenne proposée.	111
Figure IV.12. Photographie de prototype fabriqué.....	112
Figure IV.13. Comparaison entre les résultats simulé et mesuré de rapport d'onde stationnaire d'antenne proposé.	113
FigureIV.14. Distribution du courant d'antenne proposé : (a) 3,9 GHz, (b) 5,55 GHz et (c) 7,5GHz.	114
Figure IV.15. Diagramme de rayonnement simulé et mesuré de l'antenne proposé dans le plan H et le plan E à : (a) 3.5 GHz, (b) 4.5 GHz et (c) 9 GHz.....	115
Figure IV.16. Gain simulé et mesuré de l'antenne proposée.	116
Figure IV.17. Efficacité de rayonnement de l'antenne proposé.	116
Figure IV.18. Géométrie d'antenne proposée.	118

Figure IV.19. Les cinq étapes pour obtenir la polarisation circulaire dans l'antenne proposée.	120
Figure IV.20. Paramétrés S des cinq étapes de la figure.IV.17.	120
Figure IV.21. Rapport axiale de quatre dernières étapes de la figure. IV.17.	120
Figure IV.22. Le gain simulé de l'antenne a fente ULB alimenté par ligne coplanaire.....	121
Figure IV.23. Diagramme de polarisation droit et gauche de l'antenne proposée dans 8GHz et 11GHz.	122

Liste des tableaux

Tableau I.1. Niveau d'EIRP de quelques applications dans le spectre intérieur et extérieur.	7
Tableau III.1. Paramètres d'antenne ULB compacte hexagonale.	72
Tableau III.2. Paramètres d'antenne ULB compacte avec trois bandes rejetées.	74
Tableau III.3. Eléments de diode PIN.	76
Tableau III.4. Bandes rejetées avec Les cas de la position des diodes PIN.	78
Tableau III.5. Comparaison entr HFSS et CST de resultat de VSWR.	79
Tableau III.6. Paramètres d'antenne proposée.	89
Tableau III.7. Comparaison entre des performance de l'antenne proposée et d'autres travaux.	95
Tableau IV.1. Paramètres d'antenne proposé.	101
Tableau IV.2. Comparaison entre les résultats de simulation et théorique de la fréquence rejetée de fente L_{slot2}	109
Tableau IV.3. Valeurs des circuits équivalents.	111
Tableau IV.4. Comparaison des résultats de simulation et les mesures des fréquences rejetées.	113
Tableau IV.5. Comparaison de l'antenne proposée et d'autres travaux.	117
Tableau IV.6. Dimension de l'antenne proposée.	119
Tableau IV.7. Comparaison des performances d'antenne proposée et d'autres travaux.	122

Acronymes et abréviations

AR	Axial Ratio
ARBW	Axial Ratio bandwidth
BPSK	Bi-Phase Shift Keying
BST	Barium Strontium Titanate
CPW	Coplanar Waveguide
CST	Computer Simulation Technology
DGS	Defected Ground Structure
EIRP	Effective Isotropic Radiated Power
EMI	Electromagnetic Interference
ERR	Electrical Ring Resonator
FCC	Federal Communication Commission
GPR	Ground Penetrating Radar
GPS	global Positioning System
HFSS	High-Frequency Structure Simulator
LHCP	Left Hand Circular Polarization
MB-OFDM	Multi Band-Orthogonal Frequency Division Multiplexing
MIMO	Multiple-Input and Multiple-Output
MMIC	Monolithic Microwave Integrated Circuit
NB	Notched Band
OOK	On-Off-Keying
PAM	Pulse Amplitude Modulation
PIN	Positive-Intrinsic-Negative
PLL	Phase-Locked Loop
PPM	Pulse Position Modulation
PSK	Pulse Position Modulation
RADAR	Radio Detection And Ranging
RF	Radio Frequency
RHCP	Right Hand Circular Polarization
RF-MEMS	Radio-Frequency MicroElectroMechanical System
SNR	Signal to Noise Ratio
SRR	Split Ring Resonator
SMA	Sub-Miniature Version A
UWB	Ultra Wide Band
VCO	Voltage-Controlled Oscillator
VNA	Vector Network Analyzer
VSWR	Voltage Standing Wave Ratio
WiMAX	Worldwide Interoperability for Microwave Access
WLAN	Wireless Local Area Network
WPAN	Wireless Personal Area Networks
WUSB	Wireless Universal Serial Bus

Introduction générale

Ces dernières années, le domaine de la communication a connu d'énormes progrès dans le but de répondre aux besoins croissants des utilisateurs, ce qui nécessita non seulement le développement de systèmes de communication performants, mais aussi leur adaptation aux besoins spécifiques. La société moderne dépend beaucoup des systèmes de communications sans fil. Mais les technologies sur lesquelles reposent ces communications devront être perfectionnées pour satisfaire de manière performante les besoins en transfert et en stockage de données. Dans les systèmes de communications sans fil, un des principaux défis à relever est la conception d'antennes qui fourniraient une performance à haut débit. Les recherches mettront l'accent sur la conception d'antennes novatrices capables de transmettre des signaux à très haut débit ou de réaliser des performances multifonctionnelles, ces antennes seront compactes.

La technologie ULB est l'une des technologies émergentes qui a mobilisé une grande attention des scientifiques et de l'industrie dans le monde entier après la réservation de la bande 3.1-10.6 GHz pour les applications ULB. Cette technologie possède de nombreux avantages, tels qu'une large bande passante, un très haut débit (jusqu'à plusieurs centaines de Mbits/s) et une immunité excellente aux interférences multi-trajets. Grâce à ces avantages, la technologie ULB est employée pour de nombreuses applications : des systèmes micro-ondes, de télécommunication jusqu'aux applications RADAR (Radio Detection And Ranging). L'antenne joue un rôle crucial 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), limité par -41.3dBm/MHz .

L'antenne est un élément primordial pour tout système de communication sans fil. Dans un système ULB, l'antenne ULB doit avoir une largeur de bande extrêmement grande, un gain relativement constant et une réponse en phase linéaire, etc. Ces caractéristiques différencient les antennes ULB aux antennes à bande étroite conventionnelles. Les appareils sans fil devenant de plus en plus compacts, des efforts croissants ont été déployés pour miniaturiser les antennes ULB, ce qui constitue un nouveau défi pour les concepteurs d'antennes.

Plusieurs systèmes à bande étroite ont produit et créé des problèmes avec les systèmes ULB, parmi lesquels le problème des interférences électromagnétiques (EMI). Ces interférences peuvent être éliminées à l'aide de filtres classiques (filtres radiofréquences), cette opération pose plus de problèmes, car les filtres occupent un grand espace lorsqu'ils sont intégrés à d'autres circuits hyperfréquences. La réjection des bandes (Notched-Band) est une

technique très utile pour supprimer l'effet d'interférences électromagnétiques (EMI) d'un autre système à bande étroite à la plage du système ULB.

L'objectif de cette thèse consiste à l'étude, à la conception et au développement des structures d'antennes compactes pour les applications ULB ; à savoir, la réalisation et fabrication des antennes compactes avec des tailles réduites fonctionnant dans la bande ULB. Le premier chapitre de cette thèse est consacré à la présentation des principales notions de la technologie ULB : un bref historique de l'évolution de la technologie ULB, des généralités sur la technologie ULB tels que la définition de la technologie par les organisations internationales de télécommunication, les réglementations et les normes de cette technologie, les différentes techniques de modulation et les signaux utilisés par le système ULB et les diverses applications de cette technologie. Une deuxième partie de ce chapitre présente une classification des antennes ULB et les différentes techniques d'élargissement de la bande passante.

Le deuxième chapitre présente des généralités et des caractéristiques des antennes planaires compactes. Ce chapitre décrit aussi les techniques de réduction et de miniaturisation par l'utilisation de court-circuit ou par l'allongement du parcours de courant distribué sur l'antenne pour réduire la taille des antennes ULB. Un état de l'art montre la classification et le développement des structures d'antennes ULB planaires compactes.

Le troisième chapitre présente l'évolution de la conception d'une antenne micro-ruban compacte pour les applications ULB. Ce chapitre est divisé en deux parties essentielles, la première partie présente la réalisation d'un travail de simulation de deux antennes micro-ruban par deux simulateurs HFSS (High Frequency Structure Simulator) et CST (Computer Studio Simulator), une comparaison des résultats entre les deux simulateurs a été effectuée. La deuxième partie fait une description de la conception d'une antenne ULB compacte avec une caractéristique de réjections des bandes (géométries, fabrications et mesures).

Le dernier chapitre expose deux structures d'antennes ULB par l'utilisation de deux techniques différentes. La première structure est une antenne à fente très compacte. Cette antenne est caractérisée par une taille très petite, une bande passante très large et une caractéristique de réjections des bandes étroites pour éliminer l'effet des interférences électromagnétiques. La deuxième antenne est une structure d'antenne à fente alimentée par une ligne coplanaire pour obtenir une grande bande passante et une polarisation circulaire large bande.

Chapitre 1

*Technologie des antennes Ultra
Large Bande*

I.1 Introduction

La technologie ULB (Ultra Large Bande) est une technologie émergente rapide avec des caractéristiques particulièrement intéressantes, tels que le débit de données élevées, la coexistence avec des systèmes à bande étroite, une faible consommation d'énergie. Cette technologie était développée pour les futurs systèmes de communication sans fil, les réseaux, les applications radar, l'imagerie et les systèmes de navigation par satellites.

La bande entre 3.1 GHz jusqu'à 10.6 GHz a été réservée par la commission fédérale de communication (FCC ; Federal Communication Commission) pour utiliser dans les systèmes ULB avec un niveau de densité spectrale de puissance EIRP (Effective Isotropic Radiated Power) très faible environ de -41.3 dBm/MHz [1]. Les systèmes ULB sont largement différents par rapport aux systèmes conventionnels (systèmes à bande étroite) en termes de largeur de bande et de transmission d'informations. Dans les systèmes à bande étroite, le signal en bande de bases est modulé et transmis en utilisant une fréquence porteuse. Dans les systèmes ULB, la transmission et la réception des informations sont effectuées par l'utilisation des impulsions à courtes durées [2].

I.2 Historique de la technologie ULB

Le domaine des communications est fondé sur le principe des ondes sinusoïdales. Celles-ci sont très utilisées en radiocommunication. La technologie ULB, une ancienne-nouvelle technologie, a pris de l'ampleur ces dernières années, vu l'énorme potentiel qu'elle recèle en ce qui concerne sa bande passante très large, et sa faible densité spectrale de puissance.

En 1893 Heinrich Hertz utilisa des décharges électriques pour produire des ondes électromagnétiques. Cette expérience était la base de la technique ULB [3].

Depuis les années 1960 Ross et Bennett ont repris les travaux d'électromagnétisme dans le domaine temporel et étudié la propagation des ondes électromagnétiques d'un point de vue temporel pour la première fois. Le développement des techniques correspondantes à la génération des impulsions, en bande de base inférieure à la nanoseconde, a accéléré le développement de la technologie ULB. Des techniques de mesure ont été développées pour caractériser le comportement de certains systèmes micro-ondes dédiés aux applications Radar et aux communications sans fil [4].

A partir de 1973 jusqu'à 1990 plusieurs applications ont été développées pour le système ULB dans une nouvelle direction telles que le système anticollision et les systèmes de positionnement. Le terme ultra large bande a été utilisé par le Département de la Défense

(DOD) des États-Unis pour la première fois. Après quelques années, la technologie ULB a été commercialisée et devenue un sujet attirant pour les chercheurs académiques et industriels [3] et [5].

En février 2002, l'utilisation de la bande ULB a été autorisée par la FCC (Federal Communication Commission) et fournit une bande de fréquences comprise entre 3,1 et 10,6 GHz avec une densité spectrale de puissance de -41,3 dBm / MHz pour les diverses applications commerciales.

I.3 Généralités sur la technologie ULB

I.3.1 Définition de la technologie ULB

La technologie ULB est basée sur les ondes impulsionnelles, et connue sous le nom de technologie par communications impulsionnelles. Par la suite, le terme ULB a été largement généralisé dans la plupart de travaux de recherche.

Le système ULB autorisé par la FCC en février 2002 est défini par :

- **Bande passante** : est définie comme la largeur ou la plage de fréquences dans laquelle les performances de l'antenne, en ce qui concerne certaines caractéristiques, sont conformes à une norme spécifiée. La bande passante dans les systèmes ULB est la bande de fréquence limitée entre les points, où le coefficient de réflexion est inférieur à -10dB c'est-à-dire le maximum de rayonnement est transmis entre ces points. Il y a deux bouts qui caractérisent la bande passante, la fréquence supérieure f_{max} et la fréquence inférieure f_{min} . Le FCC a autorisé la bande entre 3.1GHz à 10.6 GHz comme une bande opérationnelle pour les applications ULB.
- **Fréquence centrale** : est la valeur moyenne entre f_{max} et f_{min} avec :

$$f_c = \frac{f_{max} + f_{min}}{2} \quad (I. 1)$$

La bande passante relative (Fractional Bandwidth) est définie par l'équation suivante:

$$FB = 2 \frac{f_{max} - f_{min}}{f_{max} + f_{min}} \quad (I. 2)$$

Par définition, la FCC a établi pour la bande ULB, une bande passante au minimum de 500 MHz et la bande passante relative supérieure à 0.2 [6].

I.3.2 Propriétés et caractéristiques de la technologie ULB

Le système ULB est caractérisé par plusieurs propriétés de base qui sont décrites comme suit.

I.3.2.1 Densité spectrale de puissance

La densité spectrale de puissance est définie par :

$$DSP = \frac{P}{B} \text{ (watt/hertz)} \quad (I. 3)$$

Avec P est la puissance transmise et B est la bande passante du signal ULB. La Figure I.1 présente une comparaison entre la DSP d'un signal ULB et celles des signaux à bande étroite. La densité spectrale de puissance du système ULB est très faible par rapport aux systèmes à bande étroite, le niveau maximal de la densité spectrale de puissance est de -41,3 dBm / MHz. Le niveau faible de la densité spectrale de puissance est dû à la bande passante étalée de système ULB (3.1GHz a 10.6) [6].

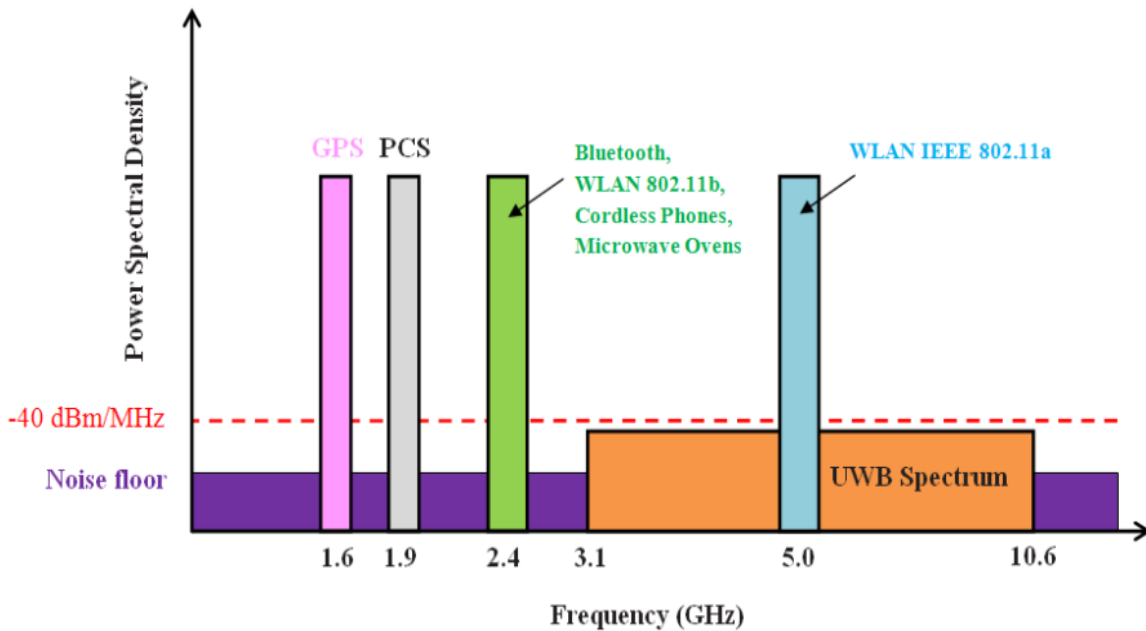


Figure I. 1. Comparaison de la DSP d'un signal à bande étroite et la DSP d'un signal ULB.

I.3.2.2 Réglementations de la technologie ULB

Les réglementations de la technologie ULB sont proposées par les gouvernements et les fédérations pour définir le fonctionnement des technologies et pour assurer la sécurité publique. Plusieurs applications sont chevauchées par la bande ULB, telles que la bande liée à l'imagerie pour les applications médicales, la bande des systèmes de communications sans fil (WLAN) et les applications de localisation. La FCC a établi des réglementations complètes pour la technologie ULB en date du 14 février 2002. Il existe trois types de systèmes ULB définis selon le FCC, les fréquences attribuées à l'ULB en fonction d'applications particulières se situent dans les bandes de fréquences inférieures à 0.96 GHz (les Géo- Radar et les systèmes de Radar de véhicule), de 1.99 GHz à 10.6 GHz (systèmes d'imagerie pour les applications médicales) et de 3.1 GHz à 10.6 GHz (les systèmes de communication sans fils). Le Spectre d'émission exigé par la FCC aux Etats-Unis est présenté dans la figure I.2 [7].

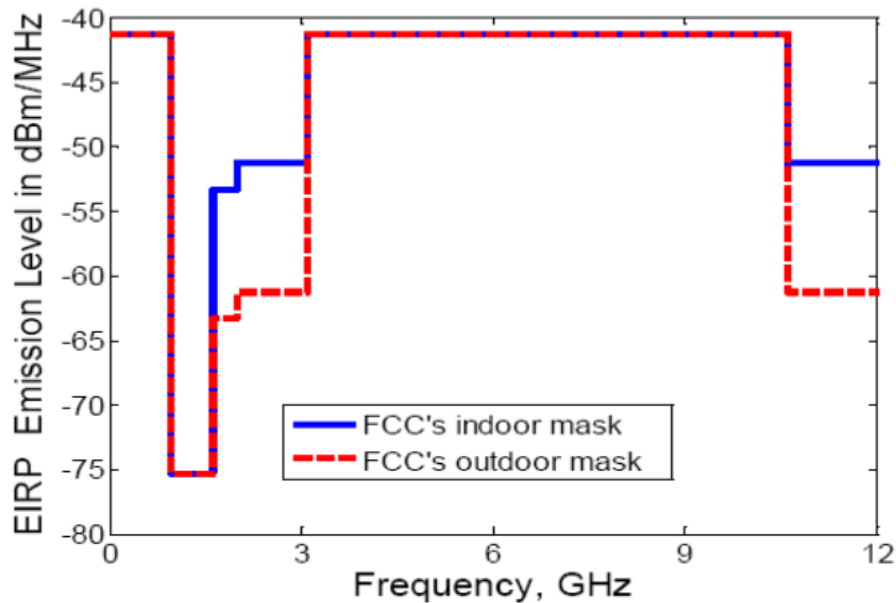


Figure I. 2. Spectre d'émission intérieur (indoor) et extérieur (outdoor) aux Etats-Unis.

Le niveau de puissance EIRP (Equivalent Isotropically Radiated Power) dans la bande ULB est très bas avec $EIRP = -41.3$ dBm/MHz, et le même niveau de puissance observée dans les deux spectres d'émission intérieure et extérieure dans la bande entre 3.1 GHz à 10.6 GHz pour obtenir une bonne séparation entre les autres systèmes. Le Tableau I.1 présente les niveaux de puissance de quelques applications liées aux systèmes ULB [7].

Tableau I. 1. Niveau d'EIRP de quelques applications dans le spectre intérieur et extérieur.

Bande de fréquence (MHz)	Niveau d'EIRP dans le spectre d'émission intérieure (dBm/MHz)	Niveau d'EIRP dans le spectre d'émission extérieure (dBm/MHz)
960-1610	-75.3	-75.3
1610-1900	-53.3	-63.3
1900-3100	-51.3	-61.3
3100-10600	-41.3	-41.3

I.3.2.3 Caractéristiques de pénétration

L'un des avantages les plus importants du système ULB, qui sont les impulsions où les ondes ULB ont la capacité de pénétrer facilement dans les murs, les portes et les autres objets dans les bâtiments. Une relation entre la fréquence (f) et la longueur d'onde (λ) justifie cet avantage, lorsque la fréquence augmente la longueur d'onde devient très courte. La fréquence et la longueur d'onde sont liées avec la vitesse de la lumière (c) par l'équation suivante :

$$\lambda = \frac{c}{f} \quad (I. 4)$$

I.3.2.4 Capacité du canal

La capacité du canal est le plus grand avantage de la technologie ULB, le théorème de Shannon montre la relation entre la capacité de canal, le rapport signal sur bruit et la bande passante du système ULB par l'équation :

$$C = B \log_2(1 + \text{SNR}) \quad (\text{I. 5})$$

où C la capacité du canal, B la bande passante du canal et SNR le rapport signal sur bruit sur toute la largeur de bande. La capacité du canal augmente linéairement avec la largeur de bande et décroît si le rapport signal sur bruit est diminué de façon logarithmique. Le débit d'information est augmenté rapidement par l'augmentation de la bande passante du système de transmission et l'amélioration du rapport signal sur bruit [8].

I.3.2.5 Débits de données élevés

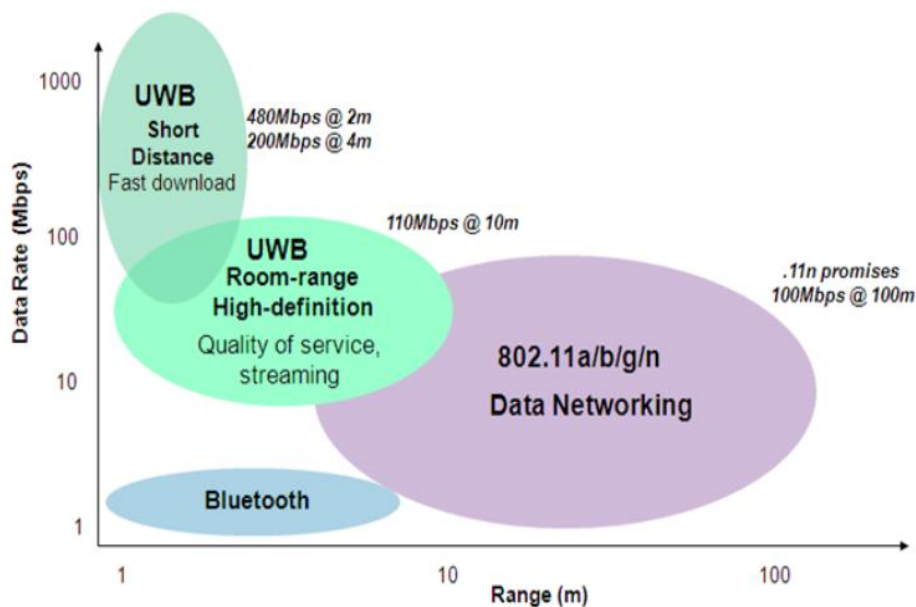


Figure I. 3. Débit de données en fonction de la distance pour les systèmes ULB et autres systèmes de communication à bande étroite.

Parmi les avantages de la transmission ULB est le débit de données très élevé. La plupart des applications de communications ULB ciblent la plage de 100-500 Mbps. Il est noté que ce débit de données représente 100 à 500 fois la vitesse de Bluetooth (1 Mbps), environ 50 fois la vitesse du Wi-Fi IEEE 802.11b (11 Mbps) ou 10 fois les normes du réseau local sans fil 802.11a (54 Mbps). Le débit de données pour la transmission ULB sans fil en intérieur (indoor) est compris entre 110 et 480 Mbps.



Figure I.4. Les applications ULB sans fil en intérieur (indoor).

En fait, la vitesse de transmission est actuellement normalisée à trois vitesses différentes :

110 Mbps avec une distance de transmission minimale de 10 m, 200 Mbps avec une distance de transmission minimale de 4 m, et 480 Mbps pour une distance minimale fixe de 1 m. La Figure I. 3 illustre les différents débits de données de la transmission ULB par rapport à des applications à bande étroite [9]. La Figure I. 4 présente quelques applications pour la transmission ULB sans fil en intérieur (indoor). Pour le 10 m couvrant une pièce moyenne et peut convenir à la connectivité sans fil pour le home cinéma. Une distance inférieure à 4 m couvre la distance entre les appareils, tels qu'un serveur domestique et un téléviseur. Une distance inférieure à 1 m couvre les appareils autour d'un ordinateur personnel.

I.4 Signaux ULB

Il existe deux types de signaux ULB utilisant la bande de fréquence 3.1 GHz à 10.6 GHz, le système ULB impulsionnel est un système basé sur la transmission d'impulsions de durées très courtes ainsi que la technique Multi-bande, basée sur le spectre divisé en plusieurs sous-bandes de fréquences de 500 MHz.

I.4.1 Forme d'impulsion pour le système ULB

La FCC a imposé et défini les caractéristiques générales des signaux ULB et des systèmes de signalisation. Afin d'obtenir un signal très large bande, l'information est transmise et caractérisée par des impulsions de très courtes durées en bande de bases pour couvrir la bande 3.1 GHz à 10.6 GHz.

La durée d'impulsion, étant inversement proportionnelle à la bande passante du système et la durée de ces impulsions, est de l'ordre de 100 à 500 Ps. La forme de ces impulsions joue un rôle très important dans la formation du spectre au masque de FCC. La forme d'impulsion gaussienne ou l'une de ses dérivées est la plus adoptée pour les systèmes ULB puisqu'elle est la plus simple à mettre en œuvre. La gaussienne est caractérisée par les équations suivantes :

$$G(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right) \quad (\text{I. 6})$$

$$G(t) = A \exp\left(-2\pi\left(\frac{t}{T}\right)^2\right) \quad (\text{I. 7})$$

La Figure I.5 illustre la présentation de l'impulsion gaussienne et sa dérivée (4^{ème} dérivée) dans le domaine temporel. La Figure I.6 présente la densité spectrale de puissance dans le domaine fréquentiel du doublet gaussien (4^{ème} dérivée), il est possible de concevoir une forme d'impulsion satisfaisant les masques imposés par le FCC [6] et [10].



Figure I. 5. Impulsion gaussienne et sa dérivée (formes d'onde dans le domaine temporel).

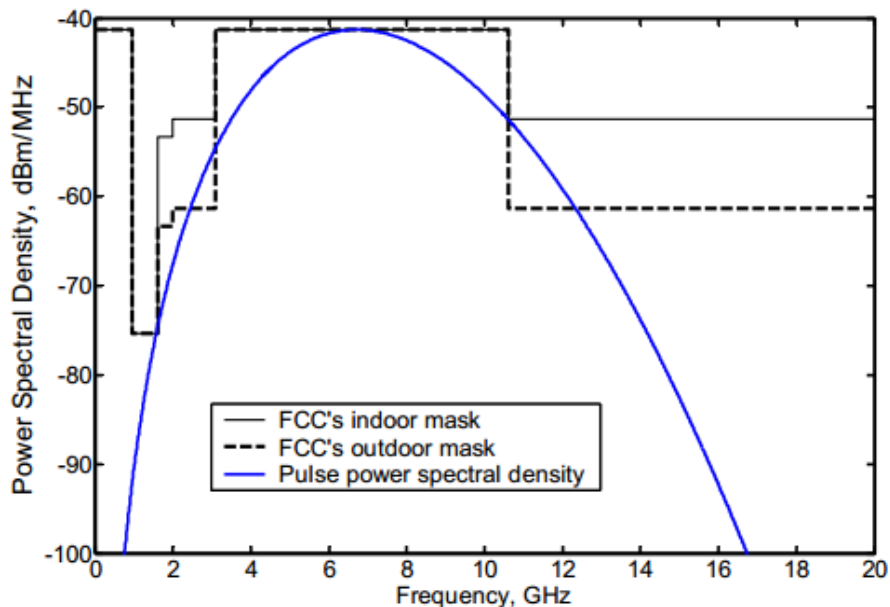


Figure I.6. Densité spectrale de puissance du système impulsionnel et le spectre d'émission intérieur (indoor) et extérieur (outdoor).

I.4.2 Système MB-OFDM

La technique MB-OFDM (Multi Band-Orthogonal Frequency Division Multiplexing) est une méthode qui consiste à fractionner le spectre de la bande ULB à plusieurs sous-bandes, cette technique utilise la modulation OFDM pour transmettre plusieurs symboles simultanés en parallèle sur plusieurs porteuses. Donc, les données de la bande ULB sont partagées sur les porteuses qui sont orthogonales entre elles pour garantir un débit binaire élevé et une bonne efficacité spectrale de cette transmission [11].

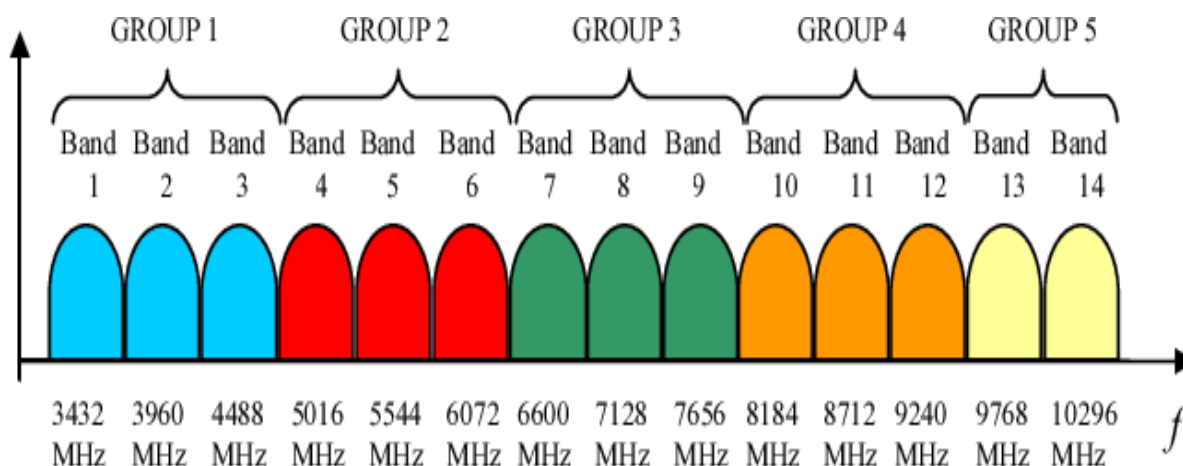


Figure I. 7. Division de spectre de fréquence ULB par la technique MB-OFDM.

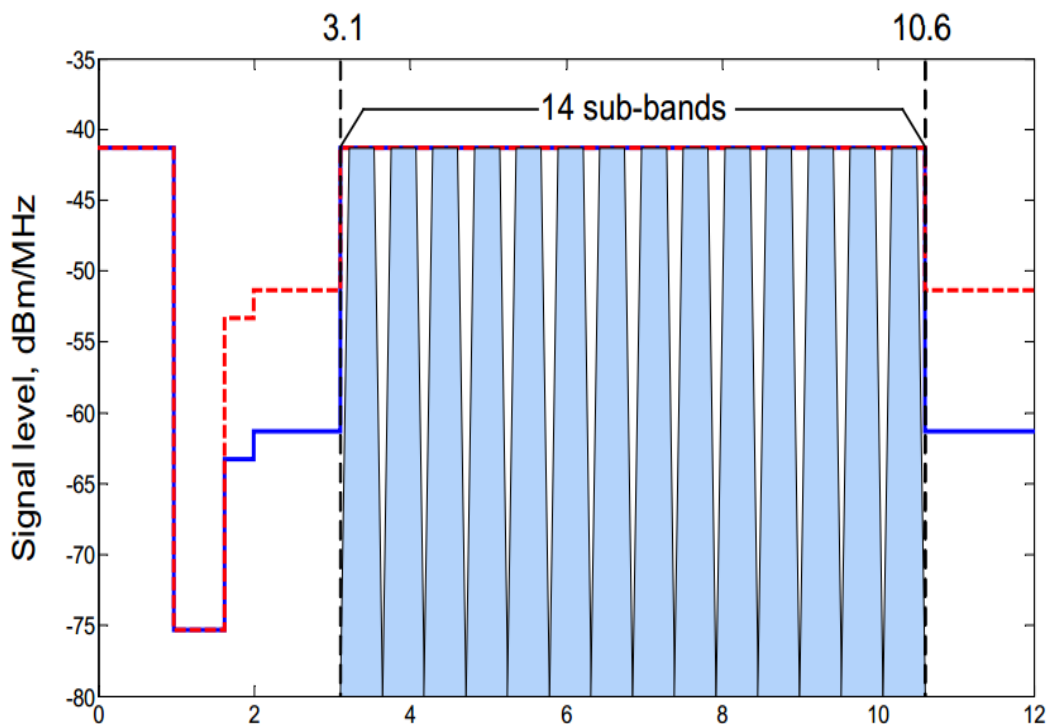


Figure I. 8. Densité spectrale de puissance de la technique MB-OFDM et le spectre d'émission intérieur (indoor) et extérieur (outdoor).

Les Figures I.7-I.8 montrent la distribution des sous-bandes dans le spectre ULB par la technique MB-OFDM. La bande ULB est divisée en 14 sous-bandes, chacune ayant une largeur de bande de 528 MHz. Les sous-bandes sont restructurées en cinq groupes. Les quatre premiers groupes contiennent trois sous-bandes pour chacun. Le cinquième groupe contient les deux dernières sous-bandes, le groupe 1 est utilisé pour la norme opération (les opérations standard), les autres bandes des groupes sont affectées à un usage optionnel ou réservée pour une utilisation dans les futurs développements. Les sous-porteuses de la MB-OFDM couvrent le spectre d'émission défini par la FCC [12] et [13].

I.4.3 Techniques de modulation utilisées dans les systèmes ULB

Pour transmettre des informations, les impulsions du signal ULB ont besoin d'être modulées. Les informations peuvent être codées dans un signal ULB de différentes manières. Dans les systèmes ULB, il existe plusieurs méthodes de base de modulation, les techniques de modulation les plus connues pour les systèmes ULB sont ; la modulation PAM (Pulse Amplitude Modulation), la modulation PPM (Pulse Position Modulation), la modulation PSK (Phase Shift Keying) et d'autres [14].

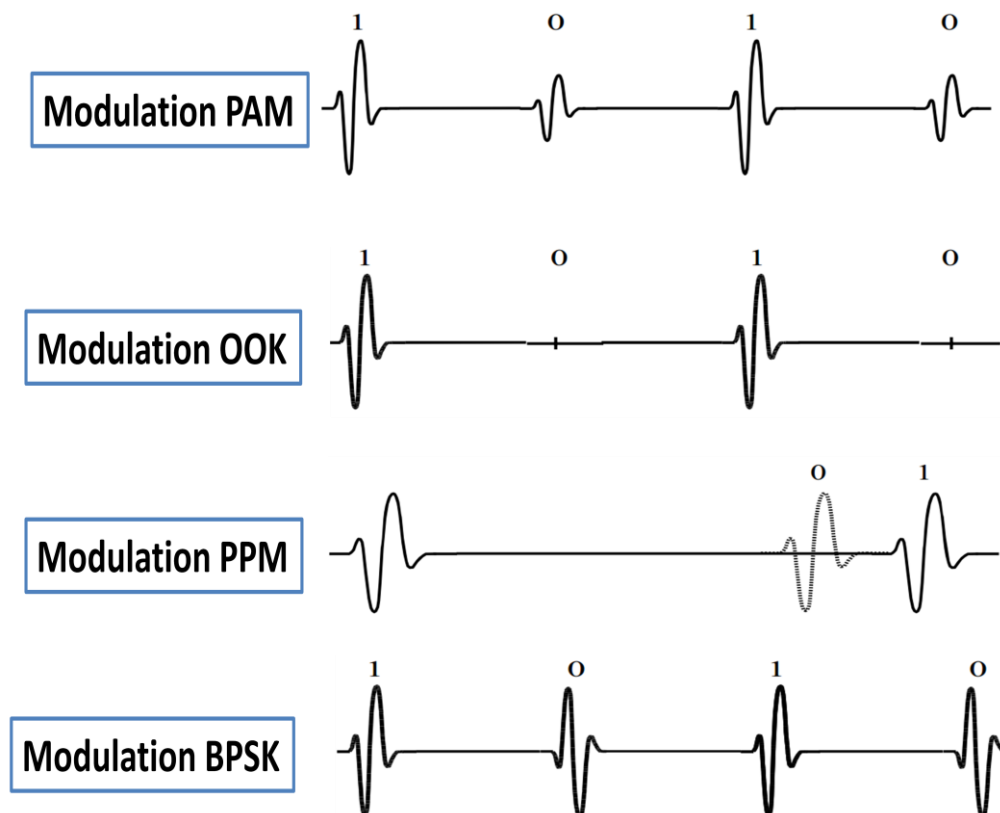


Figure I. 9. Types de modulations utilisées par systèmes ULB.

I.5 Avantages de la technologie ULB

La technologie ULB présente de nombreux avantages qui expliquent pourquoi elle présente une meilleure solution par rapport aux autres technologies, ces avantages dus à une bande passante du système très large et considérable (3.1GHz-10.6GHz). Les principaux avantages de la technologie ULB sont énumérés ci-dessous :

- Une grande Capacité de canal augmente linéairement avec la largeur de bande.
- Le système ULB nécessite une faible consommation d'énergie. Dans la technologie ULB, il est capable de transmettre des débits très élevés avec de très faibles puissances.
- La densité spectrale de puissance du système ULB est très faible par rapport aux systèmes à bande étroite (-41.3dBm/MHz) et elle est inférieure au niveau de bruit, donc la communication ULB est bien protégée et les signaux ULB sont difficiles à détecter c'est-à-dire l'utilisation de ce type des signaux permet donc plus de sécurité.
- Le débit de données élevées est parmi les avantages les plus intéressants. Il est capable de transmettre un débit jusqu'à 500 Mbps, puisqu'il y a une bande de fréquence très large qui est disponible. Il est flexible pour adapter des débits très élevés sur une très courte distance.
- La caractéristique de pénétration est l'avantage le plus important du système ULB. Dus à la grande largeur de bande du système ULB, les signaux ULB possèdent de bonnes capacités de pénétration, il est facile de pénétrer et traverser les surfaces, les matériaux comme les murs en béton ou les murs en brique et les sols [15].
- Les systèmes ULB génèrent des impulsions très courtes dans l'espace, de sorte que la plupart des réflexions de signal ne se chevauchent pas avec l'impulsion d'origine, donc le système ULB offre une excellente performance dans les canaux à trajets multiples puisque le système ULB possède une largeur de bande plus vaste. L'évanouissement dû à la propagation créée par l'addition de signaux à trajets multiples peut sensiblement réduire l'efficacité des systèmes de communications à bande étroite. Pour le trajet multiple, la technologie ULB est plus performante dans des environnements encombrés par les systèmes à bande étroite [7].
- La Simplicité de système ULB est représentée dans la facilité de la conception et l'architecture de l'émetteur et récepteur ULB. Les systèmes ULB sont basés sur la modulation sans porteuse des impulsions de courtes durées, par contre le système à bande étroite doit être modulé par un signal sinusoïdal.

Donc, l'émetteur et le récepteur ULB ont une architecture simple (qui utilise des générateurs d'impulsions) et leur conception est économique et très simple (à base de circuit intégré CMOS). Par contre, le système à bande étroite comporte un synthétiseur à boucle à verrouillage de phase (PLL), un mélangeur, un oscillateur contrôlé par une tension (VCO) à haute qualité et un amplificateur de puissance. La conception du système ULB est de faible coût et abordable pour les consommateurs [16-17].

Un des inconvénients liés à l'utilisation de la technologie ULB tient au fait que les fréquences utilisées sont déjà employées par d'autres systèmes, ce qui rend possible l'existence d'interférences.

I.6 Applications ULB

Dans la technologie ULB, il existe trois différents types d'applications qui ont été définis par la FCC. Ces applications sont liées directement aux caractéristiques de la technologie ULB (largeur de bande, basse puissance, haut débit, grande capacité de canal et autres). Le premier type est l'application Radar, ce type d'application est basé sur la précision et la transmission rapide des impulsions.

Le deuxième type d'applications est lié aux applications médicales (1.99 GHz à 10.6 GHz), le dernier type d'applications est la communication sans fil et les applications de localisation (3.1 GHz jusqu'à 10.6 GHz). Ce type des applications ULB se fait à très courte durée et avec un débit élevé.

I.6.1 Applications Radars

Le Radar ULB utilise la technique impulsionnelle pour transmettre les données (impulsions de courtes durées sans porteuse), le temps de mesure est relativement court pour améliorer la précision des données de mesures, qui en principe est relativement faible pour les radars ULB impulsionnels. On peut utiliser une séquence pseudo-aléatoire d'impulsion au lieu d'une seule impulsion. Le Radar ULB est basé sur la technique impulsionnelle qui est plus efficace, plus performante ayant une meilleure résolution par rapport au radar à bande étroite. Le Radar ULB possède une très large bande passante, une capacité de pénétration pour l'identification des cibles. Le système Radar ULB est solide par rapport aux perturbations [18].

I.6.1.1 Radars à pénétration au sol

Le Radar à pénétration au sol consiste à émettre une impulsion très courte et très rapide à l'aide d'une antenne émettrice.

Le GPR est basé sur la réflexion des ondes électromagnétiques émises par une antenne réceptrice, les Radars GPR sont utilisés pour la détection de mines antipersonnel, la caractérisation des propriétés électriques du sol dans le domaine de géologie et dans le domaine génie civil (utilisés pour l'inspection des routes et autoroutes, le contrôle de la construction des bâtiments ou la détection des communications dans les anciens bâtiments) et des autres applications comme la détection de matériaux non-conducteurs. Pour les Radars ULB, la profondeur de pénétration du sol est proportionnelle à la bande passante du signal. La bande de fréquence opérationnelle est inférieure à 1 GHz [17] et [19].

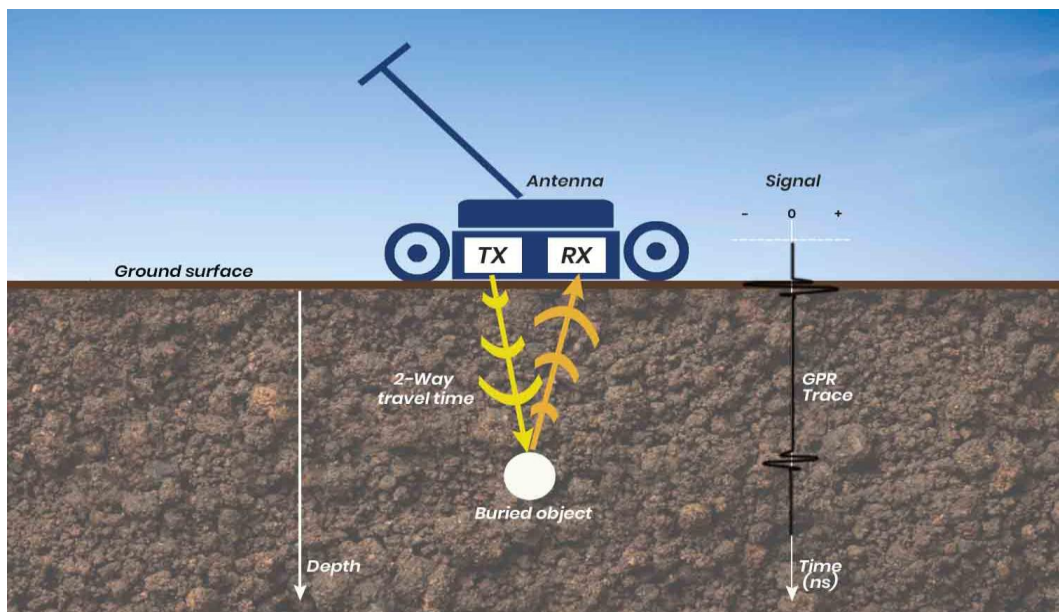


Figure I. 10. Radar à pénétration au sol (GPR).

I.6.1.2 Détection des personnes

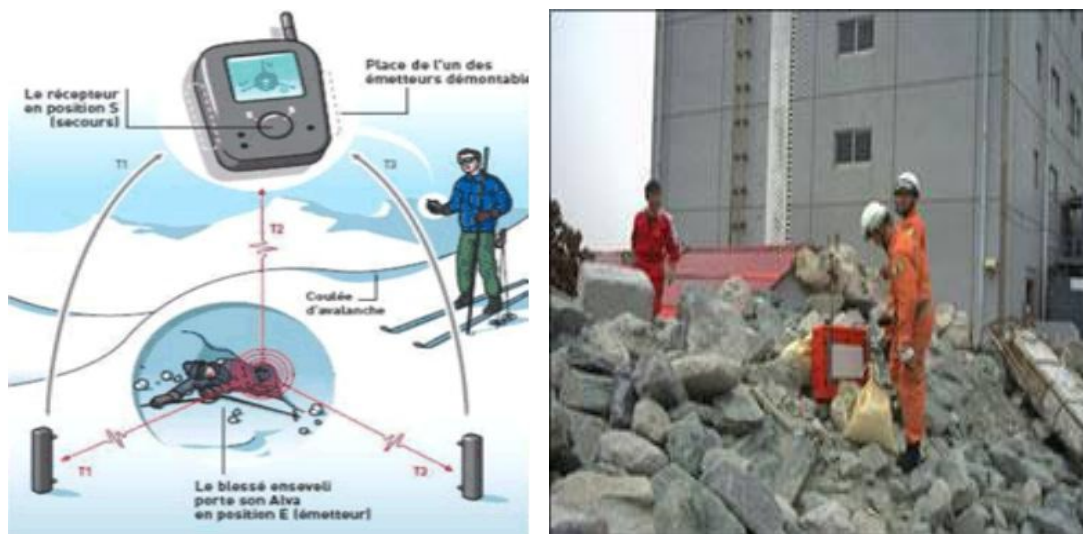


Figure I.11. Détection de cibles ensevelies sous la neige, sous la terre ou sous les décombres.

Les Radars ULB sont conçus aussi pour détecter les personnes, cachées derrière les murs, soit pour détecter des personnes ensevelies dans les décombres d'un bâtiment ou sous la neige. Il y a des appareils de mesure dans le commerce sont utilisées pour localiser les victimes ensevelies sous la neige, ces appareils ont une bonne précision, car les OEM peuvent traverser facilement la neige qui possède une résistivité élevée et les erreurs sur les distances dues au canal de propagation sont faibles [20].

I.6.1.3 Applications médicales

Les applications importantes du Radar ULB dans le domaine médical sont :

- L'imagerie médicale (on peut ainsi voir des images du cœur, de la poitrine ou des poumons).
- Mesurer à distance les battements cardiaques et respiratoires.
- le Radar ULB est utilisé pour contrôler l'évolution des grossesses.
- On peut citer entre autres la prévention d'apparition de cancer, la surveillance respiratoire ou encore la surveillance du syndrome de la mort subite du nourrisson [21-24].

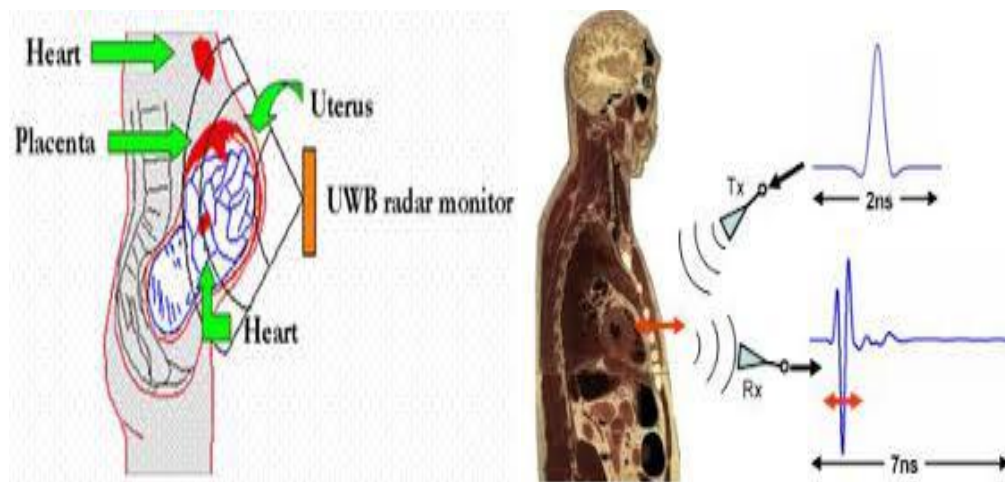


Figure I. 12. Mesures à distance des battements cardiaques et contrôle de l'évolution des grossesses par les impulsions ULB.

I.6.2 Applications liées aux communications sans fils

La communication sans fils dans les systèmes ULB est caractérisée par le débit très élevée, une grande largeur de bande et une très courte durée. Les applications sans fils sont développées rapidement après l'autorisation de la bande ULB entre 3.1 GHz et 10.6 GHz par la FCC en février 2002. Pour les réseaux sans fils WPAN (Wireless Personal Area Networks) les données sont transmises dans un rayon entre trois à dix mètres, avec des débits entre de 100 à 500 Mbps.

Le bus universel sans fil de très haut débit (WUSB) est utilisé pour la connectivité sans fil des ordinateurs personnels aux périphériques de stockage, imprimantes, scanners, caméras et autres pour effectuer des transferts à très haut débit. Donc, le besoin de câbles pour l'interconnexion entre les dispositifs mentionnés est éliminé [25].

La Figure I.13 présente les applications liées aux communications sans fils par la technologie ULB, un centre de home cinéma sans fil, un transfert efficace des données depuis des caméscopes numériques, l'impression sans fil d'images numériques à partir d'un appareil photo sans le besoin d'un PC intermédiaire et le transfert de fichiers entre téléphones cellulaires et autres appareils de poche. La technologie ULB sans fil offre une bande passante élevée, un faible coût, une faible consommation d'énergie et des performances de débit de données très élevées pour les besoins de plusieurs applications dans le domaine des communications sans fils.

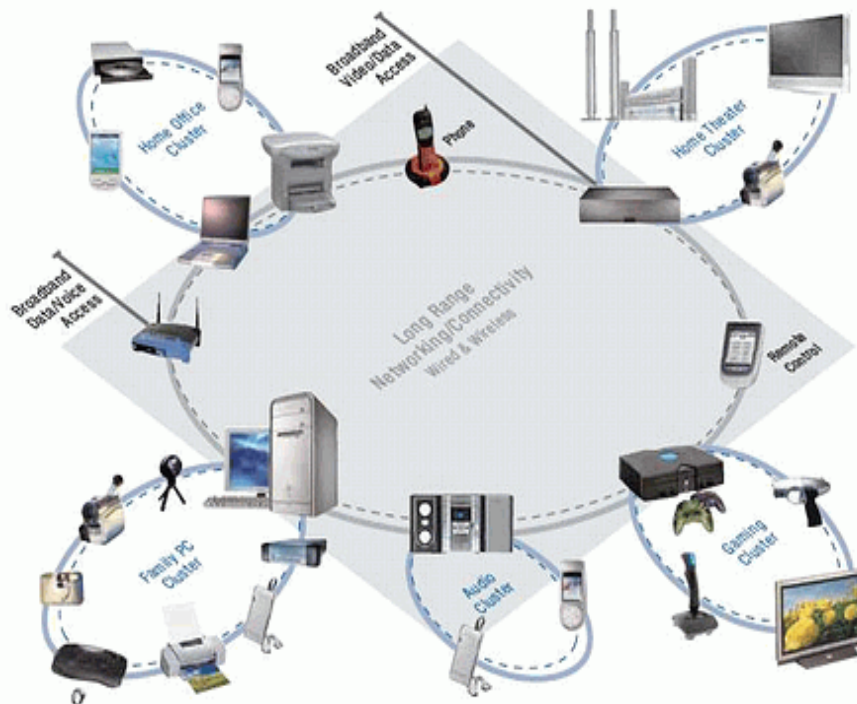


Figure I. 13. Applications ULB pour la communication sans fil.

I.6.3 Applications liées aux localisations et poursuites

Parmi les applications de la technologie ULB, les systèmes de localisation et de poursuite. Grâce à la grande largeur de bande et la robustesse de la technologie ULB dans l'environnement complexe, ils peuvent utiliser cette technologie pour localiser et suivre des robots, des personnes à l'intérieur et l'extérieur, des équipements et des bâtiments avec une haute précision. Les capacités de précision combinées à la très faible puissance pour rendre l'opération idéale, rapide, précise et en temps réel [26].

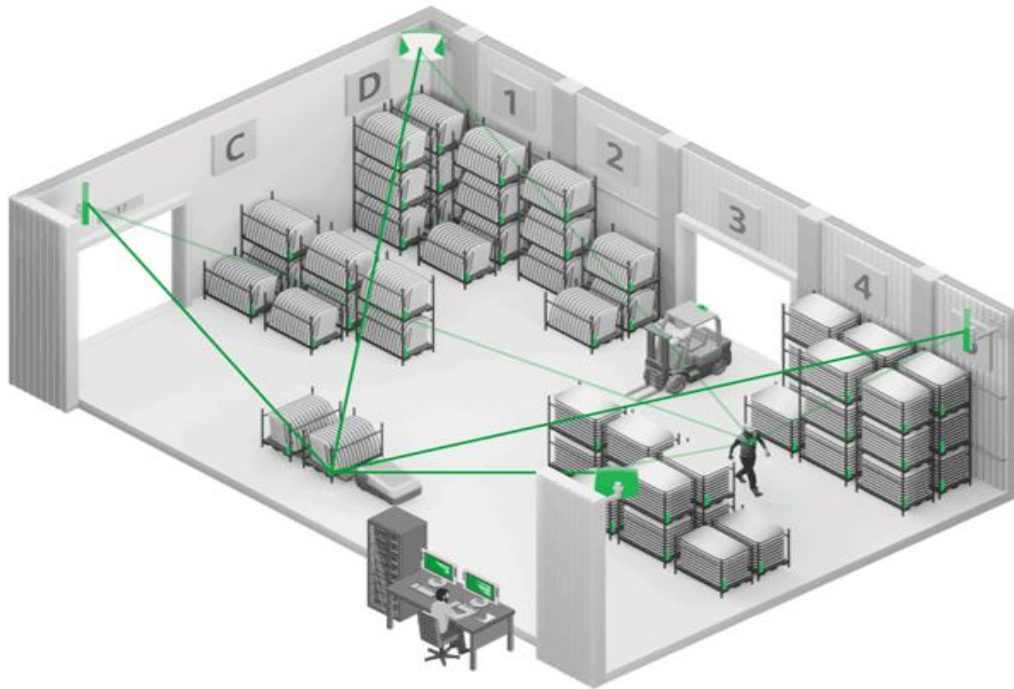


Figure I. 14. Systèmes de localisation par la technologie ULB.

La Figure I.14 présente une application potentielle de géolocalisation, le système pourrait suivre et fournir des informations de localisations précieuses en temps réel.

I.7 Antennes ULB

Au cours des dernières années, les communications ULB ont reçu beaucoup d'attention en raison de la grande bande passante, le débit très élevé, faible consommation d'énergie et faible coût. La recherche et le développement des communications ULB ont progressé rapidement aussi en raison des capacités de communications prometteuses de cette technologie, ainsi que de la reconnaissance de l'importance de la technologie ULB par la FCC et d'autres organismes de réglementation. L'antenne est l'étape majeure dans le développement de la technologie ULB pour les communications sans fils.

Cependant, en raison de l'énorme bande passante occupée par le système ULB, la conception d'une antenne ULB présente plus de défis et de difficultés par rapport aux antennes à bande étroite. L'antenne est un élément très important dans un système de télécommunication ULB pour rayonner les impulsions générées par l'émetteur sous forme des ondes électromagnétiques dans l'espace libre. Une antenne ULB peut être utilisée pour remplacer plusieurs antennes à bande étroite, ce qui peut réduire efficacement le nombre d'antennes dans un système.

I.7.1 Technique d'élargissement de la bande passante d'une antenne ULB

Plusieurs techniques ont été proposées pour élargir la bande (bande d'impédance) d'une antenne. Parmi ces techniques, l'augmentation de la bande en utilisant la technique de court-circuit (cette technique est basée sur l'ajout d'une charge résistive entre l'élément rayonnant et le plan de masse pour adapter l'antenne sur une bande de fréquence plus large et pour réduire les dimensions de l'antenne) [27]. L'augmentation de la bande par le décalage de l'alimentation (Cette technique montre que le décalage du point d'alimentation de l'antenne monopole augmente d'une manière significative la largeur de bande de cette antenne) [28]. L'augmentation de la bande par l'utilisation des encoches (On peut élargir la bande passante par la gravure des fentes dans l'antenne) [29-30]. L'augmentation de la bande par la technique de l'évasement symétrique [31]. Toutes ces méthodes ont un inconvénient commun qui est le problème de l'instabilité du diagramme de rayonnement. Ces techniques se basent sur l'ajout des modes supplémentaires à la structure, ces techniques sont des méthodes conventionnelles pour élargir la bande d'une antenne (Figure I.15).

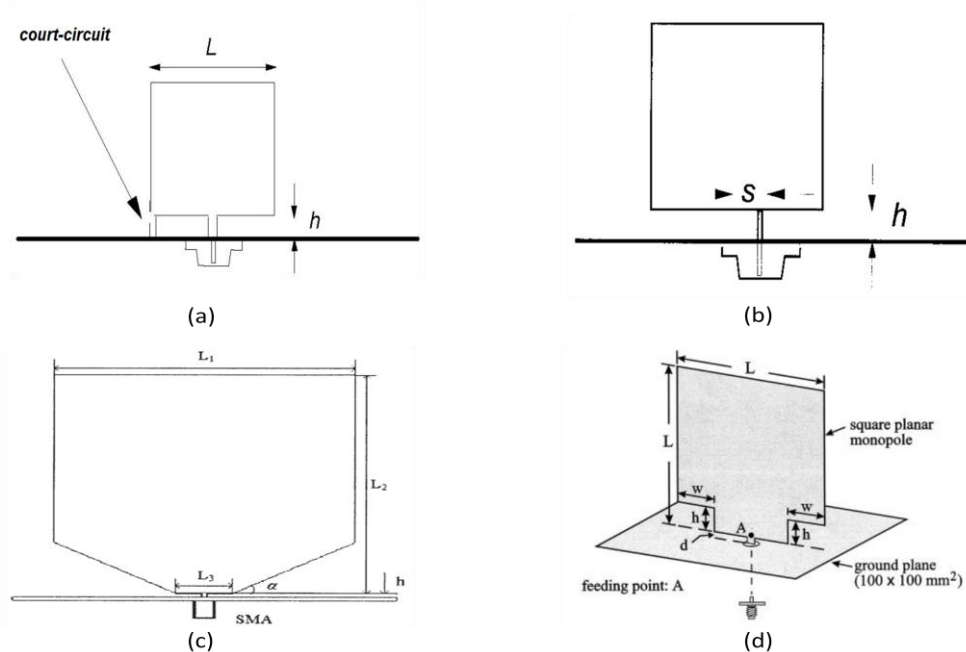


Figure I. 15. Techniques d'élargissement de la bande.

On peut définir la largeur de bande à partir de plusieurs paramètres, premièrement la largeur de bande en termes d'impédance d'entrée. L'adaptation de l'impédance d'entrée représente le transfert d'énergie entre la ligne de transmission et l'antenne. La largeur de bande d'impédance est définie en fonction de perte de routeur (les ondes réfléchies) qui signifie par les paramètres S (S_{11}) ou le Rapport d'Onde Stationnaire (ROS).

Deuxièmement la largeur de bande du diagramme de rayonnement, la définition de cette largeur de bande est basée sur l'un des paramètres du diagramme de rayonnement. Parmi ces paramètres, la direction du lobe principal et des lobes secondaires, la largeur de faisceau à 3 dB, la directivité, l'efficacité de rayonnement et le gain. Troisièmement la largeur de bande de polarisation, ce paramètre est basé sur le rapport axial (axial ratio), l'angle d'inclinaison et le sens de rotation pour définir la largeur de bande d'antenne par un niveau maximal de polarisation croisée (cross polarisation) ou un niveau de rapport axial donné [32] et [33].

D'autres méthodes et techniques ont été étudiées pour élargir la bande des antennes patches ou planaires. Les techniques les plus utilisées par les chercheurs dans la littérature sont :

- **La technique de ligne coplanaire CPW (coplanar waveguide) :** est utilisée au sens large pour réaliser des antennes ULB en raison de l'aptitude à élargir la bande de fréquence de l'antenne de manière remarquable [34].

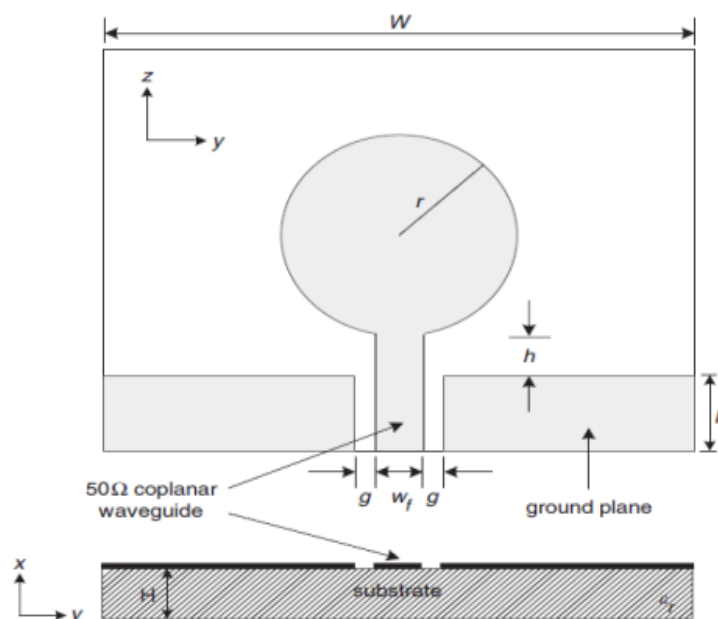


Figure I. 16. Exemples d'une antenne avec alimentation de ligne coplanaire(CPW).

- **Le changement de la forme ou les dimensions de plan de masse :** cette technique est simple et très utilisée pour la conception des antennes ULB. Dans cette technique on peut modifier les dimensions du plan de masse (demi-plan de masse) et peut aussi créer des défauts DGS (Defected Ground Structure) ou des encoches dans le bord supérieur de demi-plan de masse pour améliorer la bande passante de l'antenne [35].

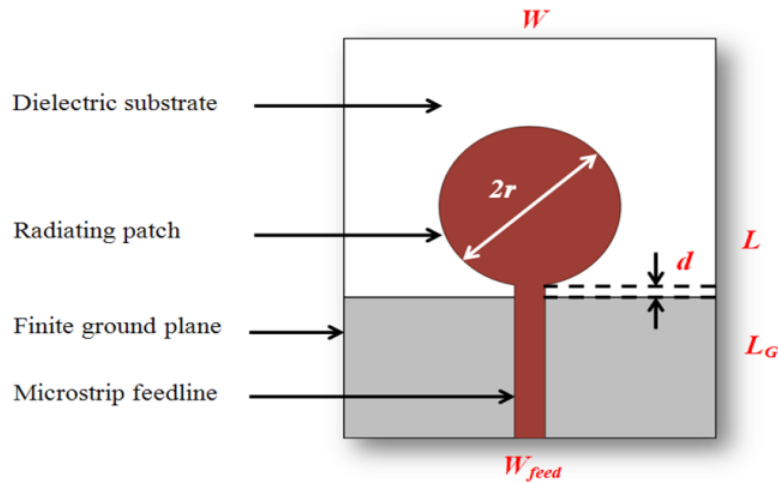


Figure I.17. Exemples d'une antenne ULB avec un demi-plan de masse.

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

$$LB = \frac{ROS-1}{Q\sqrt{ROS}} \quad (I. 8)$$

Avec LB est la largeur de bande, Q le facteur de qualité qui est le rapport de l'énergie stockée sur la puissance perdue et ROS le rapport d'onde stationnaire [36].

- **changement des paramétrées du substrat :** est une méthode simple et plus facile pour élargir la bande d'antenne. Cette méthode est basée sur l'utilisation des substrats épais et faire une variation sur le constant diélectrique ϵ_r (permittivité). Dans cette méthode, la largeur de bande augmente proportionnellement avec l'augmentation de la permittivité du substrat. Il y a une relation inversement proportionnelle entre la permittivité du substrat et la largeur de bande, si on augmente la permittivité de diélectrique la bande sera plus étroite [32].
- **l'effet de techniques d'alimentations et couplage par fente sur l'élargissement de la bande :** le type d'alimentation joue un rôle important pour obtenir une antenne à une bande large, donc le choix des méthodes d'alimentations peut contribuer à l'élargissement de la bande passante. La technique de couplage par fente ou la méthode d'ouverture couplée est utilisée dans les antennes multicouches large bande, cette méthode est efficace pour rendre la bande plus large.

I.7.2 Type d'antennes ULB

Dans cette partie, en essaye de voir les différents types d'antennes utilisées par la technologie ULB, il existe deux catégories d'antennes ULB. La première catégorie concerne les antennes conçues en 3D qui sont appelées les antennes ULB classiques. Ces antennes, généralement ont des tailles plus grandes comme les antennes cornet, antenne dipôle log-périodique, les antennes biconiques, et les antennes spirales. La deuxième catégorie concerne les antennes planaires, ce type d'antenne est caractérisé par une taille compacte et plus petite par rapport aux antennes ULB classique, les antennes planaires sont plus faciles à intégrer aux systèmes de communications modernes.

I.7.2.1 Antennes indépendantes de la fréquence

Les antennes indépendantes de la fréquence sont définies par ces dimensions angulaires et sont caractérisées par des angles géométriques pour former la structure d'antenne, ces types d'antennes ont été définis, introduits et développés par Rumsey [37] et Balanis [38], et leur principe est basé sur la multiplication de toutes les dimensions d'une structure rayonnante par un facteur α , seule la fréquence de fonctionnement serait augmentée par le même facteur α et les autres paramètres restent inchangé. Théoriquement, les antennes indépendantes de la fréquence présentent une bande de fréquence quasi-infinie. Ces antennes ont des performances invariantes (diagramme de rayonnement, impédance d'entrée et polarisation) sur une largeur de bande presque infinie (quasi-infinie). En pratique, les dimensions de l'antenne sont finies donc leur bande passante est finie. Le principe de base des antennes indépendantes de la fréquence permet un fonctionnement dans des largeurs de bande limitées uniquement par la possibilité de redimensionner la structure de l'antenne. Les antennes indépendantes de la fréquence sont divisées à deux catégories, les antennes spirales et les antennes log-périodiques.

I.7.2.1.1 Antennes spirales

L'antenne spirale est une antenne planaire sous forme filaire ou imprimée, elle est composée de deux brins enroulés dans des directions opposées. La bande de fréquence de cette antenne dépend de la longueur des brins et le rayon minimal et maximal de spirale. Trois types de spirales existent : spirale logarithmique, spirale Archimède et spirale conique [39].

I.7.2.1.1.1 Antennes spirales logarithmiques

L'antenne spirale logarithmique est une antenne indépendante de la fréquence, puisque l'espace entre les courbes qui définit les brins n'est pas constant et peut être défini par ses angles.

La forme générale d'équation d'antenne spirale en coordonnées polaires est sous la forme suivante :

$$\rho = Ke^{a\theta} \quad (\text{I. 9})$$

L'antenne spirale logarithmique peut être définie par les paramètres θ l'angle de rotation, L est la longueur de brins et a est le taux d'expansion. Pratiquement, l'antenne spirale logarithmique doit être constituée par deux spirales, chaque spirale régie par deux équations comme suit :

Pour la première spirale, on a :

$$\rho_1 = Ke^{a\theta}, \rho_2 = Ke^{a(\theta-\delta)} = K\rho_1 \quad (\text{I. 10})$$

Et pour la deuxième spirale, on a :

$$\rho_3 = Ke^{a(\theta-\pi)}, \rho_4 = Ke^{a(\theta-\pi-\delta)} = K\rho_3 \quad (\text{I. 11})$$

$$K = e^{-a\delta} = \frac{\rho_1}{\rho_2} = \frac{\rho_3}{\rho_4} < 1 \quad (\text{I. 12})$$

À partir de deux équations (I.9) et (I.10), on peut déduire la deuxième spirale par la rotation de la première spirale de 180° autour de l'axe de révolution, les équations de ρ_3 et ρ_4 en sont une démonstration.

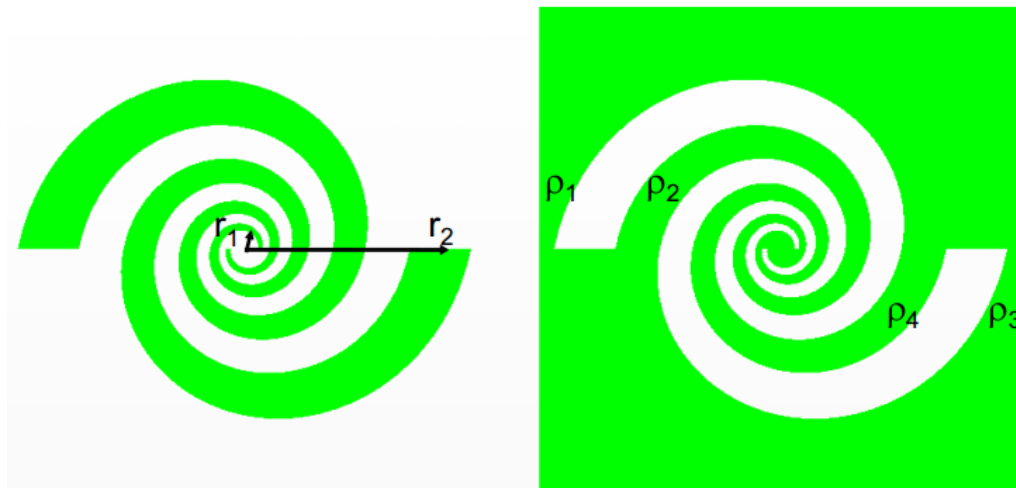


Figure I. 18. La géométrie d'une antenne spirale logarithmique.

Théoriquement l'antenne spirale logarithmique a une bande passante infinie, mais pratiquement les dimensions géométriques de l'antenne sont finies donc l'antenne couvre une bande passante limitée.

Les cercles de rayon r_1 et r_2 délimitent la taille de l'antenne pour limiter les fréquences supérieures et inférieures. Le rayon r_1 pour la fréquence supérieure, il doit être petit par rapport à la longueur d'onde de la fréquence supérieure de la bande d'opération de l'antenne spirale. Le rayon r_2 pour la fréquence inférieure, et il doit être grand par rapport à la longueur d'onde de la fréquence.

L'antenne spirale logarithmique est alimentée au milieu de la structure avec les deux brins métalliques soient en opposition de phase, un champ maximal est créé dans chaque direction d'antenne, un rayonnement bidirectionnel avec un gain de quatre dBi est obtenu par l'antenne spirale logarithmique [8] et [40].

I.7.2.1.1.2 Antennes spirales Archimède

L'antenne spirale Archimède a le même principe de construction de l'antenne spirale logarithmique sauf que l'espacement entre les courbes qui définit les brins est constant et n'est pas défini par les angles. La forme générale de l'équation d'antenne spirale d'Archimède en coordonnées polaires est sous la forme suivante :

$$\rho = a\phi + b \quad (\text{I. 13})$$

Avec ρ et ϕ les coordonnées polaires, a et b des constantes arbitraires.

On peut déduire le deuxième brin par la rotation du premier brin de 180° au tour de l'axe de révolution, le rayon r_1 définit la fréquence supérieure de la bande d'opération, il est petit par rapport à la longueur d'onde de la fréquence supérieure de l'antenne spirale Archimède. Le rayon r_2 définit aussi la fréquence inférieure et il est grand par rapport à la longueur d'onde de la fréquence. Due à la largeur constante des brins de l'antenne spirale d'Archimède, cette antenne est plus compacte et facile à étudier par rapport à l'antenne spirale logarithmique [40] [41] [42].

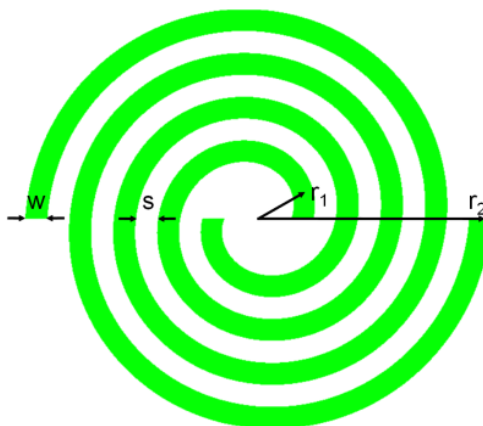


Figure I. 19. Géométrie d'une antenne spirale Archimède.

I.7.2.1.1.3 Antennes spirales coniques

Il existe un autre type d'antenne indépendante de la fréquence qui est l'antenne spirale conique. C'est une antenne spirale équiangulaire ou logarithmique 3D. Cette antenne a les mêmes caractéristiques que l'antenne logarithmique telle que la très large bande passante et la technique d'alimentation. Le cône diélectrique représente le support de la structure d'antenne spirale. Après l'impression de spirale au support diélectrique (cône) les équations de l'antenne spirale conique sera :

$$\rho = \rho_1 e^{b\phi} \quad b = \frac{\sin\theta_0}{\tan\alpha} \quad (\text{I. 14})$$

La hauteur et le nombre de tours de cône sont représentés par :

$$h = \frac{\rho_2}{\tan\alpha} \quad t = \frac{\ln(\frac{\rho_2}{\rho_1})\tan\alpha}{2\pi\sin\theta} \quad (\text{I. 15})$$

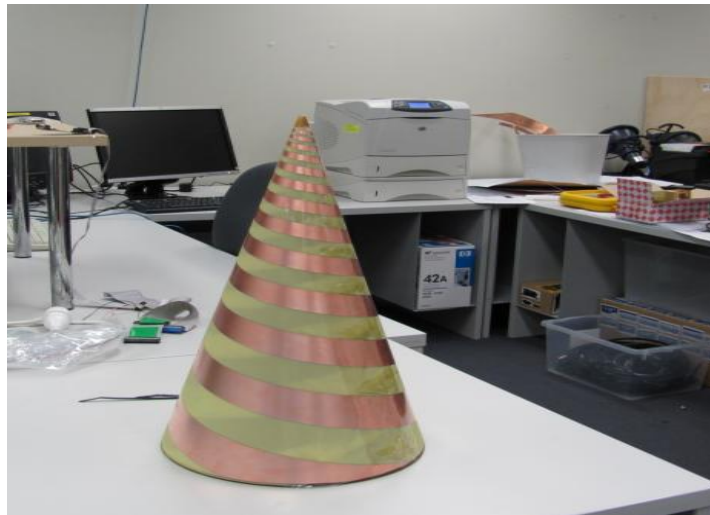


Figure I.20. Antennes spirales coniques.

Où ϕ est l'angle de rotation, α est l'angle d'enroulement, h est la hauteur du cône, t est le nombre de tours, θ_0 est l'angle du demi-cône, ρ_1 est le rayon du sommet et ρ_2 est le rayon de la base. Le rayonnement de cette antenne est unidirectionnel dans le sens de sommet donc c'est une antenne directive et sa polarisation est circulaire si le demi-angle de cône est inférieur de 60° sinon la polarisation sera elliptique et le demi-angle est dépassé 60° [8] [43].

I.7.2.1.2 Antennes log-périodiques

Les antennes log-périodique sont basées sur une loi logarithmique en fonction de la fréquence pour dimensionner des antennes avec des mêmes performances (adaptation et diagramme de rayonnement).

La géométrie d'une antenne log-périodique est auto-similaire, basée sur une cellule de base qui est répétée de sorte que chaque cellule soit supérieure à la précédente par un facteur τ . À partir de 1957, Raymond H. DuHamel et Isabell ont commencé à travailler sur les antennes log-périodiques [44-45]. Ce type d'antennes est caractérisé par des angles. Par conséquent, lorsque les dimensions dans la région rayonnante sont exprimées en longueurs d'onde, elles sont identiques à toutes les fréquences.

Ils existent plusieurs types d'antennes log-périodiques telle que l'antenne log-périodique circulaire, cette antenne est caractérisée par le rapport τ qui représente la périodicité des caractéristiques de l'antenne ($\tau = \frac{R_{n+1}}{R_n} = \frac{r_{n+1}}{r_n}$), le rapport X pour définir la largeur des dents ($X = \frac{r_n}{R_n}$), α et β définissent la longueur des dents, r_{min} et r_{max} sont les rayons minimums et maximums respectivement pour limite les extrémités de la structure. Tous les paramètres qui caractérisent l'antenne log-périodique circulaire sont illustrés dans la Figure I.21. (a).

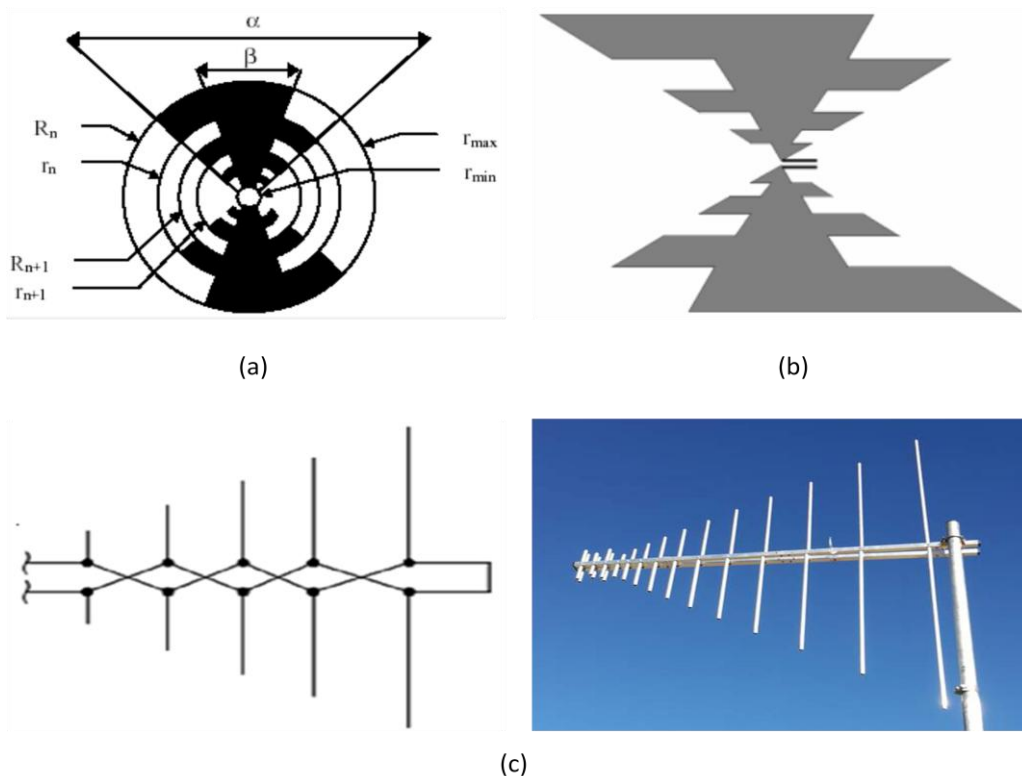


Figure I. 21. Antennes log-périodique : (a) log-périodique circulaire (b) log-périodique trapézoïdale et (c) dipôle log-périodique.

Un autre type d'antenne log-périodique est l'antenne log-périodique trapézoïdal, elle est identique à l'antenne log-périodique circulaire soit, du côté de dimensionnement ou du côté des performances (bande passante, rayonnement bidirectionnel et dispersion), cette antenne est plus facile à réaliser.

Un troisième type de ces antennes est l'antenne dipôle log-périodique, est plus utilisée dans le domaine de télécommunication grâce à ces performances. C'est une ensemble des dipôles de différentes longueurs, qui sont assemblée alternativement par une ligne de transmission centrale symétrique croisée pour éliminer le rayonnement arrière, cette antenne est caractérisée par le rapport de périodicité qui est un rapport entre deux longueurs successives de dipôle, la Figure I.21 représente les trois types d'antennes log-périodique [8], [14], [44] et [45].

I.7.2.2 Antennes directives

I.7.2.2.1 Antennes cornet

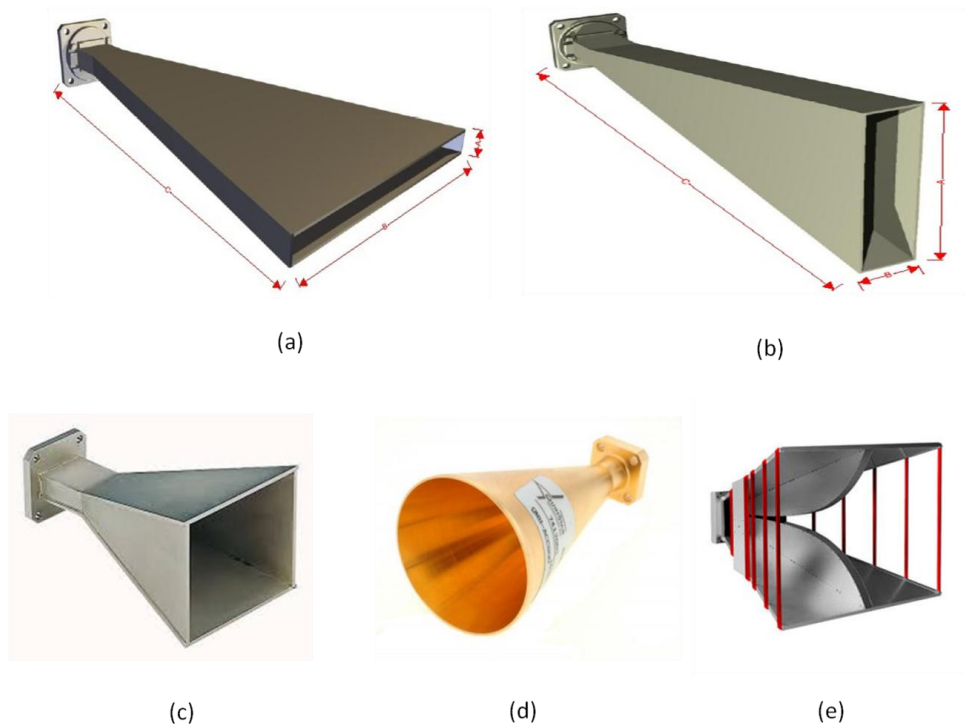


Figure I. 22. Différents types d'antennes cornet : (a) cornet sectoriel plan H, (b) cornet sectoriel plan E, (c) cornet pyramidal, (d) cornet conique, et (e) cornet nervuré.

L'antenne cornet a été inventée en 1890 par J. C. Bose. Le principe de fonctionnement est basé sur des ouvertures rayonnantes. Ces antennes se caractérisent par une transition douce et progressive entre une onde guidée et une onde rayonnée, donc c'est une zone de transition entre le guide et l'espace libre. Le principal avantage d'antennes cornet réside dans leurs comportements relativement directionnels à gain élevé et permettent une excellente adaptation entre le canal de transmission et l'aire libre. Les antennes cornet sont utiles pour la liaison point à point et autres applications. Dans lesquelles, les antennes cornets correspondantes couvrent des champs de vision limitées. L'inconvénient de cette antenne est le fait que le gain n'est pas stable sur la fréquence. Il a aussi une taille considérable.

D'autres inconvénients sont les réflexions produites à la fin et la diffraction sur les bords. Une technique typique pour réduire cet effet consiste à avoir des bords arrondis, ce qui atténue les lobes latéraux et donne un diagramme de rayonnement plus stable en fréquence. Les antennes cornets sont très populaires et possèdent de bonnes propriétés ULB. Plusieurs types d'antennes cornets existent, cornets pyramidaux, cornets sectoriels plan H, cornets sectoriels plan E, cornets nervurés et cornets coniques. La différence entre les trois premiers types est les dimensions de l'ouverture par rapport au guide d'onde, les dimensions de l'ouverture du cornet pyramidale sont plus grands à dimensions de guide d'onde, pour le cornet sectoriel plan H il garde la même largeur du guide et pour le cornet sectoriel plan E, il garde la même longueur du guide [46-47].

I.7.2.2.2 Antennes Vivaldi

C'est une antenne directive à transition progressive, cette transition est à partir d'une ligne de transmission ou guide d'onde imprimé. Il s'agit de la version planaire ou 2D d'une antenne cornet, cette antenne offre un gain élevé dans une structure simple et à faible coût. L'antenne Vivaldi a été introduite pour la première fois par Gibson en 1979 [48]. L'antenne Vivaldi est dimensionnée par une forme exponentielle proposée par Gibson :

$$Y = \pm Ae^{px} \quad (\text{I. 16})$$

Avec : Y est la demi-distance de séparation, A est un constant, x est le paramètre de longueur, P le taux d'ouverture du cône exponentiel qui détermine la largeur de faisceau.

Théoriquement, l'antenne Vivaldi offre une bande passante infinie, mais pratiquement, la bande est limitée par la taille de l'antenne [49].

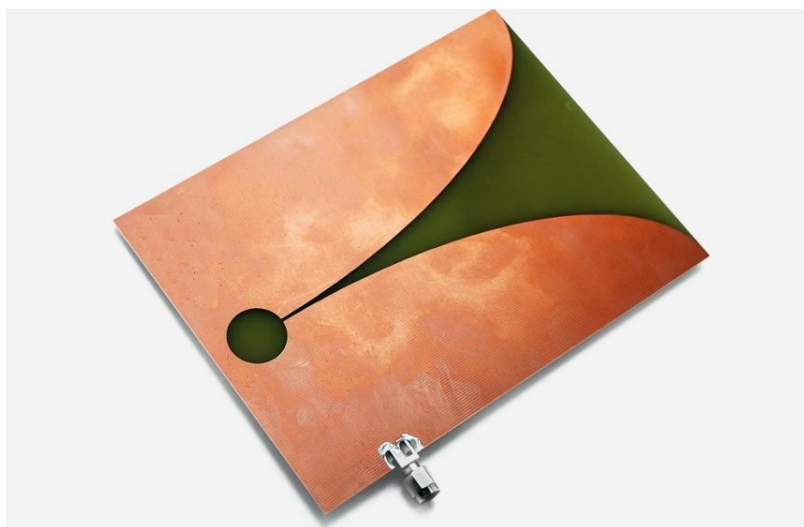
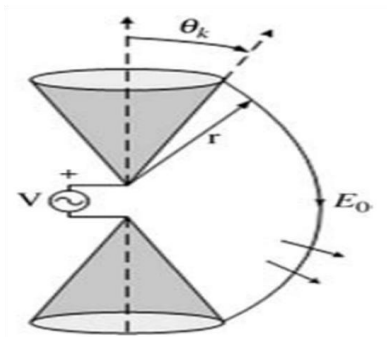


Figure I. 23. Antennes Vivaldi.

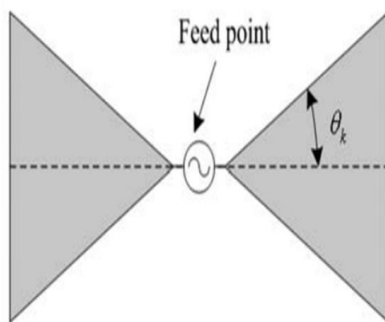
I.7.2.3 Antennes omnidirectionnelles

Les antennes omnidirectionnelles sont basées sur des structures offrant un diagramme de rayonnement qui partage la puissance rayonnée dans toutes les directions. Le doublet de Hertz (dipôle) et les monopoles, sont la base de l'évolution des antennes omnidirectionnelles. L'importance des antennes omnidirectionnelles est représenté par le besoin des applications modernes de forme spécifique de diagramme de rayonnement, telle que les applications ULB et les applications WLAN. Les antennes biconiques et les antennes monopoles sont les plus étudiées pour les antennes large bande.

I.7.2.3.1 Antennes biconiques



(a)



(b)



(c)

Figure I. 24. Différents types d'antennes biconiques: (a) antenne biconique 3D, (b) antenne biconique 2D, et (c) antenne discône.

L'antenne biconique a été inventée par Lodge dans les années 1890 et largement étudiée par Schelkunoff dans les années 1930. Il est composé de deux cônes métalliques opposés de même axe, ce concept est basé sur le fait qu'un dipôle construit à l'aide d'un fil épais pour obtenir une bande passante plus grande. L'utilisation de ce type d'antenne en système ULB est basée sur le fait qu'elle serait théoriquement capable de fournir une caractéristique indépendante de la fréquence si elle avait un dimensionnement infini.

Chaque cône peut être considéré comme une ligne de transmission égale à une impédance caractéristique Z_c chargée à leurs extrémités si leurs dimensions sont finies, cette charge implique une discontinuité d'impédance créant une impédance d'entrée complexe et des modes supérieurs. L'alimentation est située entre les extrémités des deux cônes, et l'impédance caractéristique de la ligne est donnée par l'expression suivante :

$$Z_c = 120 \ln(\cot \frac{\theta_k}{2}) \quad (\text{I. 17})$$

Avec Z_c l'impédance caractéristique d'antenne et θ_k est l'angle de cône. Dans ce cas, l'impédance caractéristique est égale à l'impédance d'entrée. Le diagramme de rayonnement des antennes biconiques est omnidirectionnel dans le plan horizontal (xoy), un gain maximal de quatre dBi et une polarisation linéaire.

Ils existe plusieurs types d'antennes biconiques telles que les antennes biconiques 2D (antenne papillon), ce type d'antenne est basé sur l'antenne biconique 3D, cette antenne est composée de deux plaques triangulaires opposées. Le point d'alimentation est situé entre eux, comme indiqué sur la Figure I. 24 (b).

L'antenne discône est un autre type de famille d'antennes biconiques (Figure I. 24 (c)), cette antenne est composée d'un cône et un plan de masse circulaire pour remplacer le deuxième cône, les caractéristiques de cette antenne sont les mêmes que l'antenne biconique, mais le gain est plus élevé par rapport à l'antenne biconique, cette augmentation due à l'effet du plan de masse circulaire. L'antenne est alimentée par un câble coaxial relié au sommet et la masse reliée au plan de masse circulaire [46], [50] et [51].

I.7.2.3.2 Antennes monopoles

A cause de la miniaturisation et le développement de système de communication sans fils et à l'augmentation de la fréquence d'opération, de nouveaux types d'antennes ULB omnidirectionnelles compatibles à l'évolution de ces systèmes de communications ont été développés au cours des dernières années. Deux types d'antennes monopoles existent, les antennes monopoles plans et les antennes monopoles imprimés. Les deux types sont développés à partir des principes des antennes ULB classiques, ce développement est basé sur plusieurs techniques en termes d'amélioration de la bande passante, d'amélioration du rayonnement omnidirectionnel et de réduction de taille, elles peuvent offrir des performances de bande passante et de rayonnement similaires à celles des antennes ULB classiques, mais avec des tailles plus réduites.

Le monopole plan circulaire (monopole 3D) est constitué d'un élément rayonnant sous forme circulaire ou elliptique et un plan de masse avec des dimensions supérieures à la

longueur d'onde de la fréquence la plus basse pour éviter la réflexion qui provient du plan de masse, cette antenne a été introduite par Honda en 1992 [52]. Les monopoles plans sont généralement alimentés à l'aide d'une sonde coaxiale. Les monopoles plans circulaires présentent des performances de bande passante beaucoup plus larges que ceux des autres antennes ULB classiques.

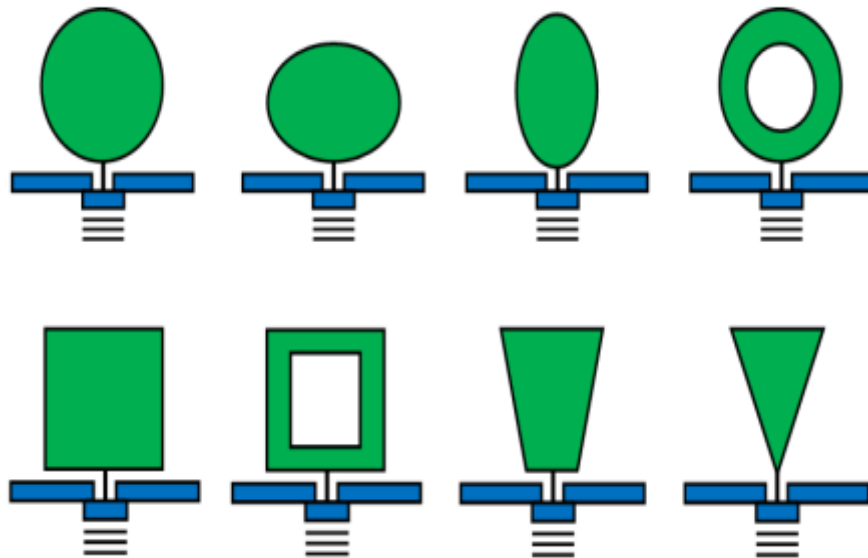


Figure I. 25. Différentes structures d'antennes monopoles plans (3D).

Il existe une autre forme de monopoles plans, le monopole triangulaire qui représente la forme bidimensionnelle de l'antenne conique, les dimensions et l'angle de sommet de l'antenne jouent un rôle très important pour effectuer de bonnes performances d'antenne, le diagramme de rayonnement est omnidirectionnel.

Le monopôle carré a des performances plus faible que le monopôle circulaire ou elliptique, la bande passante de monopole carré est limitée. La variation de la forme carrée a une forme trapézoïdale ou une forme papillon, qui cause une augmentation considérable de la bande passante de l'antenne monopole carrée.

Les antennes monopoles imprimés sont utilisées au sens large dans les communications modernes grâce à leurs performances et grâce à la simplicité et la facilité de l'intégration dans les systèmes. Le monopole imprimé est généralement composé d'un patch et d'un plan de masse. Les deux sont imprimés sur un substrat sur le même côté ou sur le côté opposé de substrat, ce type d'antenne est généralement alimenté par une ligne coplanaire ou par une ligne microstrip selon la position de plans de masse. Les caractéristiques principales des antennes monopoles imprimés sont : une bande passante très large, le diagramme de rayonnement est omnidirectionnel, les structures simples et faciles à fabriquer, la facilité d'intégrer les antennes dans les systèmes en raison de leur petite taille. Plusieurs formes

d'antennes ont été proposées durant les dernières années, les antennes avec un élément rayonnant rectangulaire et circulaire sont les plus étudiés par les chercheurs et sont les plus simples. D'autres antennes imprimées tels que le monopôle hexagonal, monopole avec un élément rayonnant sous forme U, le monopole circulaire avec un plan de masse trapézoïdale ou arrondi, ainsi que autres structures.

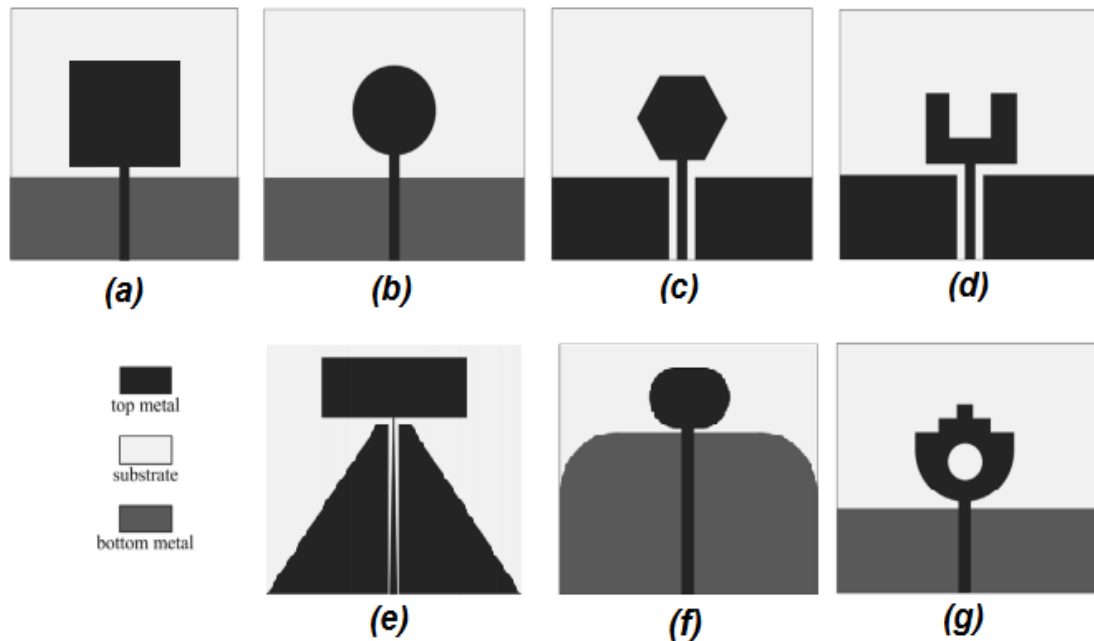


Figure I. 26. Différentes structures d'antennes monopoles imprimées (2D) : (a) rectangulaire (b) circulaire (c) (d) forme U (e) plan de masse trapézoïdale (f) plan de masse arrondi (g) circulaire avec des steps.

La Figure I. 26 représente différentes structures d'antennes monopoles par deux techniques d'alimentation, par ligne microstrip et par ligne coplanaire (CPW). Les dimensions de ses structures d'antennes peuvent être utilisées pour contrôler la fréquence de résonance et pour élargir la bande passante d'antennes [53-55].

I.8 Conclusion

Le but de ce chapitre est de fournir des informations de base sur la technologie ULB. Ce chapitre est divisé en trois parties essentielles, un bref historique sur la technologie ULB, une généralité sur cette technologie a été discutée. Dans cette partie, les mécanismes, les propriétés, les caractéristiques et les avantages de cette technologie ont été présentés. Dans la troisième partie, une classification des antennes ULB conventionnelles a été présentée pour construire une base solide sur les antennes ULB, pour réaliser et développer des antennes ultra large bande modernes.

I.9 Références bibliographiques

- [1] Report, "Revision of Part 15 of the Commission's Rules Regarding Ultra-Wideband Transmission Systems," Federal Communications Commission. Washington, 2002.
- [2] J. Malik, A. Patnaik, and M.V. Kartikeyan. "Compact Antennas for High Data Rate Communication Ultra-wideband (UWB) and Multiple-InputMultiple-Output (MIMO) Technology" Springer Topics in Signal Processing, Vol. 14, pp. 06-07, 2018.
- [3] T. W. Barrett. "History of ultra wideband (UWB) radar & communications: Pioneers and innovators" In *Proceedings of Progress in Electromagnetics Symposium 2000 (PIERS2000)*, 2000.
- [4] C. L. Bennett and G. F. Ross. "Time-domain electromagnetics and its applications" *Proceedings of the IEEE*, Vol. 66, pp. 299–318, 1978.
- [5] G. F. Ross. "Transmission and reception system for generating and receiving base-band duration pulse signals without distortion for short base-band pulse communication system", *US Patent 3,728,632*, 1973.
- [6] M. Ghavami, L. B. Michael, R. Kohno. "Ultra Wideband Signals and Systems in Communication Engineering" John Wiley & Sons Ltd, pp. 04-05-122, 2007.
- [7] J. Liang "Antenna Study and Design for Ultra Wideband Communication Applications" thèses, University of London United Kingdom, pp. 17-18-26-148, 2006.
- [8] L. Babour "étude et conception d'antennes ultra large bande miniaturisées en impulsionnel" thèses, *institut polytechnique de Grenoble*, pp. 05, 2009.
- [9] H. Kikuchi. "UWB arrives in Japan". *Nikkei Electronics*, pp. 95–122, 2003.
- [10] M. gopikrishna "investigations on the radiation characteristics of planar printed UWB antennas with modified ground planes" thèses, Cochin university of science and technology, pp. 07-08, 2010.
- [11] R. J.H. "An Introduction to Ultra Wideband Communicaiton Systems" Prentice Hall, 2005.
- [12] A. Batra, *et al.* "Multi-band OFDM Physical Layer Proposal, IEEE 802.15-03/267r5," 2003.
- [13] A. Batra, *et al.*, "Design of a multiband OFDM system for realistic UWB channel environments," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 52, pp. 2123-2138, 2004.
- [14] N. Fortino, "conception et caracterisation d'antennes imprimées pour systemes ultra-large-band impulsionnelles" thèses, université Nice sophia antipolis, 2006.
- [15] L. Ming "Compact Planar Ultra-wideband Antennas for Ground Penetrating Radar" thèses, Northeastern University Boston, 2013.
- [16] A. Zitouni, "étude et conception d'antennes ULB standards et à bandes rejetées " thèses, universite abou-bekr belkaid – tlemcen, 2013.
- [17] D. Barras, F. Ellinger, H. Jackel "A comparision between ultra-wideband and narrow band Transeivers" TR Labs/IEEE Wireless 2002, Calgary, 2002.
- [18] A.G. Yarovoy, L.P; Lighthart, "UWB radars: recent technological advances and applications", *IEEE radar conference*, pp. 43-48, 2007.
- [19] 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, 1998.
- [20] L. Ya. Immoreev, S.V Samkov, "Ultra wideband radar for remote detection and measurement of parameters of the moving objects on small range", *IEEE Second*

- International Workshop Ultrawideband and Ultrashort Impulse Signals*, pp. 214-216, 2004.
- [21] F. Thiel, M. Helbig, U. Schwarz, C. Geyer, G. Rimkus, W. A. Kaiser, I. Hilger, M. Hein, J. Sachs, and F. Seifert, "Implementation of ultra-wideband sensors for biomedical applications", *frequenz*, Vol 63, pp. 221-224, 2009.
- [22] F. Thiel, O. Kosch, and F. Seifert, "Ultra-Wideband Sensors for Improved Magnetic Resonance Imaging, Cardiovascular Monitoring and Tumour Diagnostics" *Sensors*, pp. 10779-10802, 2010.
- [23] F. Thiel, M. Hein, U. Schwarz, J. Sachs, and F. Seifert. "Combining magnetic resonance imaging and ultrawideband radar: A new concept for multimodal biomedical imaging" *Rev. Sci. Instrum*, Vol 80, pp. 1-10, 2009.
- [24] O. B. Daho. "Radar ULB pour la vision à travers les murs mise au point d'une chaîne de traitement de l'information d'un radar imageur" thèses, université de la rochelle, 2014.
- [25] D. Porcino, W. Hirt, "Ultra-wideband radio technology: potential and challenges ahead" *IEEE communications magazine*, Vol.41, issue 7, pp. 66-74, 2003.
- [26] W. Yuanfan. "Design of Band-Notched Characteristics for Compact UWB Monopole Antennas" thèses, The University of Hong Kong, pp. 18-19, 2012.
- [27] M. J. Ammann, L. E. Doyle, "Small Planar Monopole covers Multiband BRANs" *European Microwave Conference*, pp. 1-4, 2000.
- [28] M. J. Ammann and Zhi Ning Chen, "An Asymmetrical feed arrangement for improved impedance bandwidth of planar monopole antennas" *Microwave and Optical technology letters*, Vol. 40, No. 2, pp. 156-158, 2004.
- [29] Saou-Wen Su, Kin-Lu Wong, Chia-Lun Tang, "Ultra wideband square planar monopole antenna for IEEE 802.16a operation in the 2-11 GHz band" *Microwave and Optical technology letters*, Vol. 45, No. 2, pp. 124-126, 2005.
- [30] Jianming Qiu, Zhengwei Du, Jianhua Lu, and Ke Gong, "A case study to improve the impedance bandwidth of a planar monopole" *Microwave and Optical technology letters*, Vol. 42, No. 6, pp. 463-466, September 2004
- [31] M. A. Peyrot-Solis, H. Jardon-Aguilar, "Ultra wideband planar monopole antenna for operation in the 3-20 GHz band" *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, pp. 97- 100, June 2005.
- [32] R. Yahya, "l'étude et la réalisation des antennes ultra large bande à double polarisation", thèses, Université du Québec INRS- ÉMT, pp. 26-28, 2011.
- [33] A. Kamil, " CONCEPTION D'UNE ANTENNE PATCH ULTRA-LARGE BANDE (3.1 GHz-10.6 GHz) " thèses, Université du Québec INRS- ÉMT, pp. 26-28, 2011.
- [34] J. Liang, L.Guo, C.C. Chiau, X. Chen. "CPW-fed circular disc monopole antenna for UWB applications" *IEEE International Workshop on Antenna Technology: Small Antennas and Novel Metamaterials*, pp. 505-508, 2005.
- [35] J. Liang, C.C. Chiau, X. Chen, C.G. Parini. "Study of a printed circular disc monopole antenna for UWB systems", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* , Vol 53, pp. 3500-3504, 2005.
- [36] Z. N. Chen, and M. Y. W. Chia, "Broadband planar antenna, Design and applications" *John Wiley & Sons Ltd*, 243p, 2006.
- [37] V. Rumsey. "Frequency independent antennas," in *IRE International Convention Record*, pp. 114-118, 1957.
- [38] C. A. Balanis, "Antenna Theory Analysis and Design, 3rd edition" *John Wiley & Sons, Inc.*, 2005.

- [39] J. D Dyson. "The equiangular spiral antennas" *IRE on antennas and propagation*, pp. 181-187, 1959.
- [40] M. GRELIER. "Miniaturisation des antennes large bande a l'aide de matériaux artificiels" thèses, Ecole Doctorale d'Informatique, Télécommunications et Electronique de Paris, Jan 2011.
- [41] J. Kaiser. "The Archimedean two-wire spiral antennas", *IEEE transactions on antennas and propagation* , Vol.8, issue 3, pp. 312-323, 1960.
- [42] J. Dyson, R. Bawer, P. Mayes, and J. Wolfe, "A note on the difference between equiangular and archimedes spiral antennas (correspondence)" *IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 9, pp. 203-205, 1961.
- [43] J. D Dyson, "The characteristics and design of the conical log-spiral antenna" *IEEE transactions on antennas and propagation*, Vol.13, pp. 488-499, 1965.
- [44] R.H DuHamel and DE Isabell, "Broadband Logarithmically periodic antenna structure" *IRE International Convention Record*, Vol. 5, Part 1, pp 119–128, 1957.
- [45] DE Isabell. "Log periodic dipole Arrays" *IRE transactions on antennas and propagation*, Vol.8, pp. 260-267, 1960.
- [46] D. Valderas, J. I. Sancho, D. Puente, C. Ling, and X. Chen. "ULTRAWIDEBAND ANTENNAS design and applications", Imperial College Press, pp.194, 2011.
- [47] G. M. Galvan-Tejada, M. A. Peyrot-Solis, and H. J. Aguilar. "Ultra Wideband Antennas Design, Methodologies, and Performance" taylorfrancis, pp. 295, 2015.
- [48] P. J. Gibson. "The Vivaldi Aerial," Proceedings 9th European Microwave Conference, Brighton, UK, pp. 101-105, 1979.
- [49] Y. Xu, J. Wang, L. Ge, X. Wang, and W. Wu "design of a notched-band vivaldi antenna with high selectivity" *ieee antennas and wireless propagation letters*, vol. 17, no. 1, pp. 62-65, 2018.
- [50] C.A Balanis. "Antenna Theory analysis and design", Second Edition, Chapter 2, Wiley.
- [51] 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.
- [52] S. Honda, M. Ito, , H. Seki, and Y. Jingo, "A disc manspole with 1:8 impedance bandwidth and omnidirectional radiation pattern" Proceedings of the International symposium of Antennas Propagation, Japan, pp. 1145–1148, 1992.
- [53] X. L. Liang, "Ultra-Wideband Antenna and Design", chapter 7, INTECH Open Access Publisher, pp. 131-152, 2012.
- [54] Agrawall NP, Kumar G, and Ray KP. "Wide-band Planar Monopole Antennas" *Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 46(2), 294-295, 1998.
- [55] Wang W, Zhong SS and Liang XL. "A broadband CPW-fed arrow-like printed antenna" *IEEE Antennas and Propagation International Symposium (Digest)*, Monterey, CA, 2004.

Chapitre 2

*Généralités et état de l'art des
antennes ULB Compactes*

II.1 Introduction

Les antennes sont des dispositifs utilisés pour diffuser la puissance rayonnée (le champ électromagnétique) dans l'espace libre ou pour capter cette puissance pour transmettre les informations dans un système de télécommunication. L'antenne est un élément très important dans un système de communication sans fils. Dans un système ULB, l'antenne ULB doit avoir une largeur de bande extrêmement grande (3.1 GHz à 10.6 GHz) et un gain relativement constant et stable dans la largeur de bande ULB, ces caractéristiques uniques ont rendu les antennes ULB différentes des antennes à bande étroite conventionnelles. Les antennes ULB sont des composants clés du système ULB, et ont fait l'objet de nombreuses recherches qui ont été effectuées ces dernières années. Avec la popularité croissante des systèmes ULB, la conception des antennes ULB a considérablement progressé [1].

Les antennes ULB gagnent une importance et deviennent très attractives dans les systèmes de communication sans fil modernes et futurs, principalement pour deux raisons ; tout d'abord, la demande croissante de débit de transmission sans fils et des propriétés ULB telles que le débit de données élevé, faible consommation d'énergie et coût bas. Deuxièmement, le dispositif portable sans fils nécessite désormais une antenne exploitée à différentes fréquences pour diverses fonctions de transmission sans fils et les bandes de fonctionnements augmentent de plus en plus, ce qui peut poser des problèmes de conception d'antenne. Une antenne ULB peut être utilisée pour remplacer plusieurs antennes à bande étroite, ce qui peut réduire efficacement le nombre d'antennes [2].

Les appareils sans fils devenant de plus en plus compacts, des efforts croissants ont été déployés pour miniaturiser les antennes ULB, ce qui constitue un nouveau défi pour les concepteurs d'antennes. La mise en œuvre d'un système ULB est confrontée à de nombreux défis, dont l'un consiste à développer une antenne appropriée [3]. Afin de répondre aux exigences de miniaturisation des équipements de communications portables, les chercheurs se sont récemment intéressés aux antennes à micro-ruban compactes.

II.2 Généralités sur les antennes micro-ruban (microstrip)

Les antennes micro-ruban sont utilisées dans plusieurs domaines tels que les communications sans fils, pour répondre aux exigences de ces applications. Grâce à ces hautes performances, les antennes micro-ruban sont conformes aux surfaces planes et non-planes, simples et peu coûteuses à fabriquer à l'aide de la technologie moderne des circuits imprimés, robustes sur le plan mécanique lorsqu'elles sont montées sur des surfaces rigides, et compatibles avec les conceptions MMIC (Monolithic Microwave Integrated Circuit) [3].

De plus, en ajoutant des charges entre le patch et le plan de masse, telles que les diodes varactor. Il est possible de concevoir des éléments adaptatifs à fréquence de résonance, impédance, polarisation et motifs variables. Les principaux inconvénients opérationnels des antennes à micro-ruban sont : faible rendement, faible puissance, facteur de qualité élevée, faible polarisation, bande passante très étroite et des ondes de surface sont introduit dans le substrat [4].

II.2.1 Principe de fonctionnement d'une antenne

Généralement l'antenne fonctionne comme antenne émettrice ou antenne réceptrice, Par ailleurs, elle fonctionne comme une antenne émettrice réceptrice. Dans le cas où l'antenne émettrice, son rôle est de transformer la puissance électromagnétique guidée, qui est générée par l'émetteur en une puissance rayonnée, dans ce cas, l'antenne est un transducteur. Dans le cas où la puissance rayonnée peut-être captée par une antenne de réception, l'antenne se comporte comme un capteur (un transformateur de puissance rayonnée en puissance électromagnétique guidée). Dans le troisième cas, l'antenne peut être utilisée en réception ou en émission avec les mêmes caractéristiques de rayonnement et d'adaptation. On dit que son fonctionnement est réciproque (théorème de réciprocité). Ce théorème considère les réponses d'un système linéaire à deux excitations différentes et démontre une réciprocité entre les réponses [5].

II.2.2 Caractéristiques d'une antenne planaire

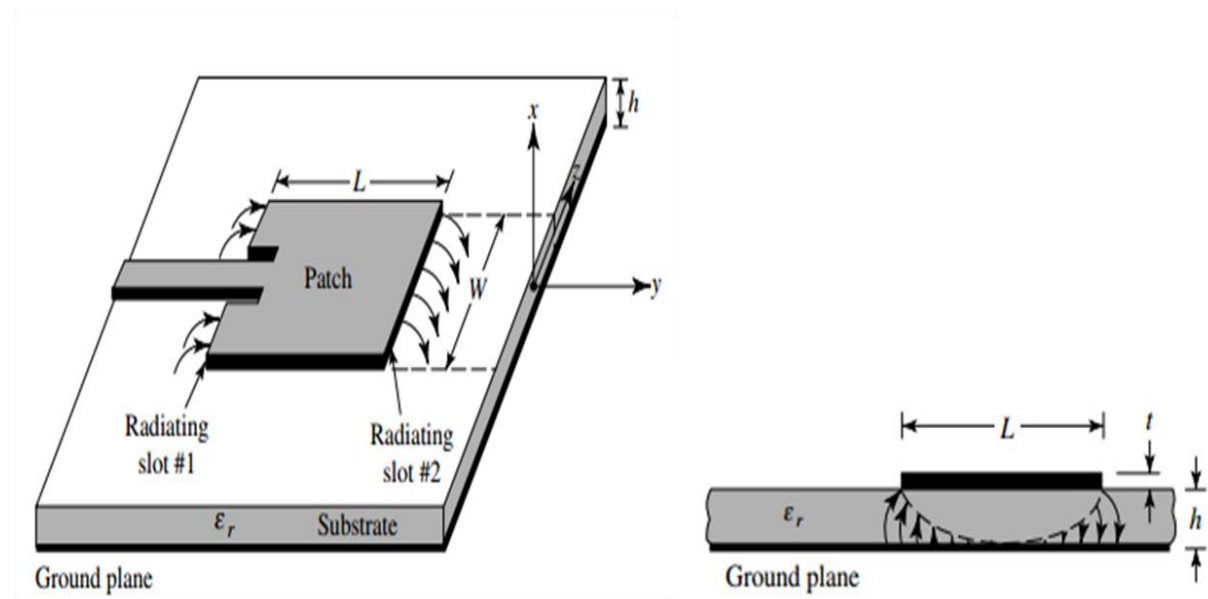


Figure II.1. Structures d'antennes patch.

L'idée d'une antenne à micro-ruban peut être attribuée en 1953 [6] et à un brevet déposé en 1955 [7]. Une antenne à micro-ruban consiste une bande métallique très mince appelé patch placé au-dessus et un plan de masse placé au-dessous, les deux éléments sont séparés par un diélectrique (substrat), le substrat est caractérisé par une épaisseur h et une constante diélectrique ϵ_r . Le patch divise en deux parties essentielles, un élément rayonnant avec des formes rectangulaires, circulaires, trapézoïdales et etc, et une ligne d'alimentation avec des dimensions compatibles pour adapter l'antenne a une impédance de 50Ω . Figure II. 1 illustre les dimensions d'une antenne patch rectangulaire [8].

Les antennes sont caractérisées par plusieurs paramètres tels que les caractéristiques de rayonnement et les caractéristiques d'adaptations. Ces caractéristiques sont essentiellement liées à la forme du rayonnement dans l'espace et ont un rôle très important pour connaître comment l'antenne fonctionne. Les équations de Maxwell contiennent pratiquement toutes les informations concernant les caractéristiques de champ électromagnétique. Les caractéristiques des antennes utiles pour le dimensionnement des systèmes d'émission et de réception seront définies dans la suite.

II.2.2.1 Techniques d'alimentation

Ils existe plusieurs configurations qui peuvent être utilisées pour alimenter les antennes micro-ruban, parmi les configurations les plus populaires l'excitation par ligne coaxiale, par ligne micro-ruban, par fente et par proximité.

- **Alimentation par une ligne coaxiale**

Une antenne patch peut être alimentée par une sonde coaxiale de 50Ω située derrière le plan de masse, où le conducteur extérieur de la sonde coaxiale est soudé au plan de masse et le conducteur central pénètre à travers le substrat et le patch, puis est soudé au sommet du patch. L'emplacement de la sonde doit être situé à un point de 50Ω du patch pour obtenir une meilleure adaptation d'impédance [9].

- **Alimentation par ligne micro-ruban**

L'alimentation par ligne micro-ruban est facile à fabriquer, simple à contrôler la position d'insertion et plutôt simple à modéliser. Elle est placée sur le même plan que l'élément rayonnant. Cette disposition présente un inconvénient si la ligne rayonne. Cette technique est très utilisée et présente un grand avantage de la simplicité de réalisation. Pour améliorer l'adaptation entre la ligne micro-ruban et l'antenne, il est courant de réaliser des encoches dont la taille est calculée afin d'obtenir une meilleure adaptation [10].

- **Alimentation par proximité**

Cette technique est basée sur l'intégration d'une ligne micro-ruban entre deux substrats et l'élément rayonnant est sur le substrat supérieur. La ligne micro-ruban placée en parallèle et très proche au bord de patch est utilisée pour alimenter le patch par couplage de proximité. Cette technique est utilisée pour éviter le contact direct entre l'alimentation et l'élément rayonnant, pour éliminer les faux rayonnements d'alimentation et pour obtenir une grande bande passante. La difficulté de fabrication est l'inconvénient principal de cette technique [11].

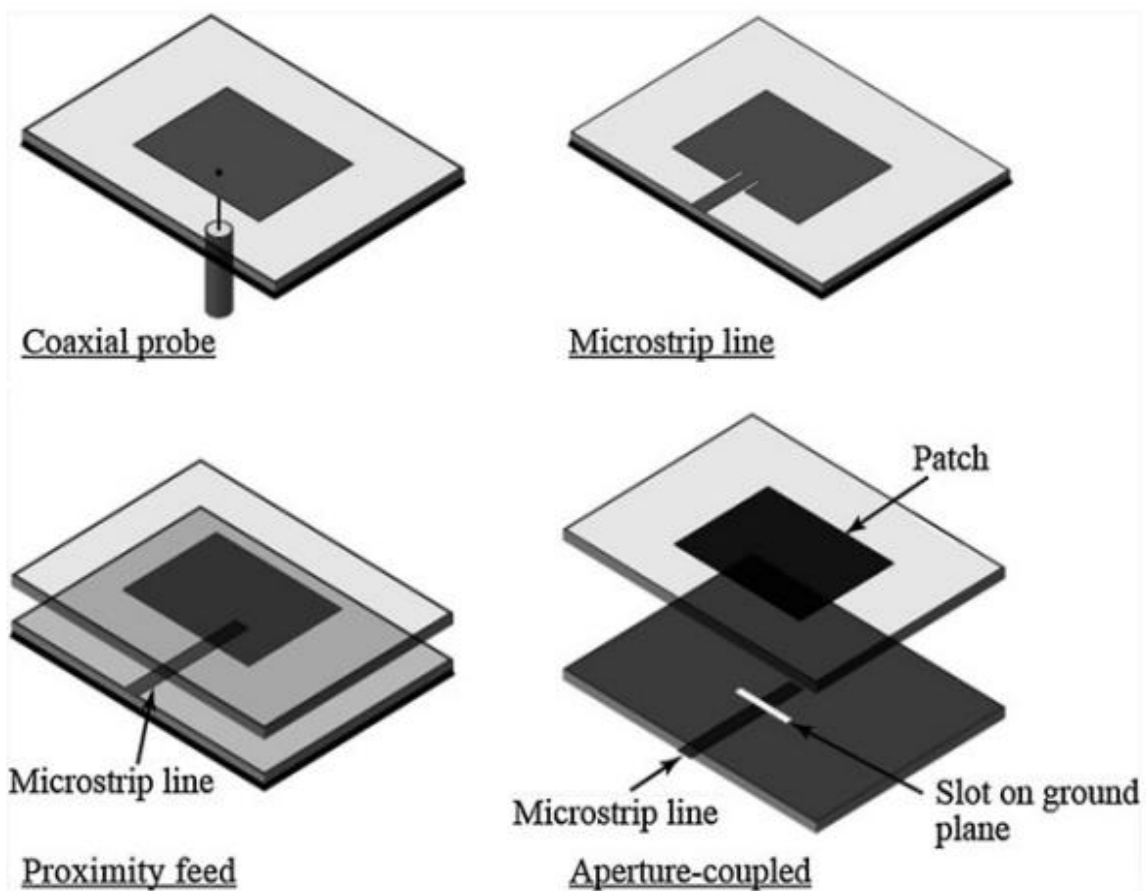


Figure II.2. Techniques d'alimentation d'antennes patch.

- **Alimentation par fente**

L'alimentation par fente consiste en deux substrats séparés par un plan de masse. Sur la face inférieure du deuxième substrat une ligne d'alimentation micro-ruban a été intégrée pour coupler le patch à partir d'une fente située sur le plan de masse séparant les deux substrats. La Figure II.2 présente les quatre techniques d'alimentations mentionnées ci-dessus [12].

II.2.2.2 caractéristiques d'adaptation

- Coefficient de réflexion

Après la résolution des équations de propagation (équations de télégraphiste) dans une ligne de transmission citée dans [13] et [14], le coefficient de réflexion est défini par le rapport d'amplitude d'une onde réfléchie à une onde incidente à la réception dans un point quelconque de la longueur de la ligne micro-ruban. La relation de coefficient de réflexion est définie par les équations suivantes :

$$\Gamma(x) = \frac{V_r}{V_i} e^{-2\delta x} \quad (\text{II. 1})$$

À la réception, la valeur de x est nulle donc le coefficient de réflexion sera :

$$\Gamma_r = \frac{Z_l - Z_c}{Z_l + Z_c} \quad (\text{II. 2})$$

Avec : Γ_r le coefficient de réflexion, V_r l'amplitude de l'onde réfléchie, V_i l'amplitude de l'onde incidente, Z_c est l'impédance caractéristique de la ligne, Z_l est l'impédance de charge à la réception et δ est la constante de propagation. Les amplitudes V_r et V_i sont des quantités complexes. Deux cas particulièrement intéressants pour étudier la réflexion dans une ligne de transmission:

- ✓ Le premier cas si $Z_l = Z_c$, la valeur de $\Gamma_r = 0$, dans ce cas il n'y a pas de réflexion en considère alors une onde progressive
- ✓ Le deuxième cas si $Z_l = 0$, $\Gamma_r = -1$ et $Z_l = \infty$, $\Gamma_r = 1$, c'est-à-dire ($|\Gamma_r| = 1$). une réflexion totale de l'onde incidente, dans ce cas en établie un régime d'onde stationnaire pure sur la ligne.

L'impédance caractéristique de la ligne micro-ruban peut être calculée à partir de la solution de l'équation de propagation qui est le rapport de la tension de l'onde réfléchie sur le courant de l'onde réfléchie, ou le rapport de la tension l'onde incidente sur le courant de l'onde incidente.

$$Z_c = \frac{V_i}{I_i} = \frac{V_r}{I_r} \quad (\text{II. 3})$$

On peut calculer l'impédance caractéristique du linge micro-ruban d'une autre façon en basant sur les caractéristiques du substrat et les dimensions de la ligne. L'impédance de la ligne micro-ruban est définie par le type de substrat utilisé (ϵ_r), l'épaisseur de ce substrat (h), et la largeur de la ligne micro-ruban (W) par l'équation suivante [13] :

$$Z_c = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \ln \left(\frac{8h}{W} + \frac{W}{4h} \right) \quad (\text{II. 4})$$

Pour $W/h \leq 1$

$$Z_c = \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{eff}} \left[\frac{W}{h} + 1.393 + 0.667 \ln \left(\frac{W}{h} + 1.444 \right) \right]} \quad (\text{II. 5})$$

Pour $W/h \geq 1$

Avec :

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{12h}{W}}} \quad (\text{II. 6})$$

- **Rapport d'onde stationnaire**

L'onde stationnaire est produite quand l'impédance d'antenne (impédance de charge) est différente de l'impédance caractéristique de la ligne, donc il y a une désadaptation d'impédance.

La puissance de l'onde qui se propage vers l'antenne (la charge) est partiellement réfléchie, dans ce cas un phénomène d'interférence se produit entre l'onde incidente et l'onde réfléchie qui est l'onde stationnaire.

Dans le cas où l'onde incidente et l'onde réfléchie sont en phase l'amplitude résultante est donc maximale (V_{max}), si l'onde incidente et l'onde réfléchie sont en opposition de phase l'amplitude résultante est minimale (V_{min}). Le rapport d'onde stationnaire (ROS) est un rapport entre la tension V_{max} et V_{min} :

$$ROS = \frac{V_{max}}{V_{min}} \quad (\text{II. 7})$$

Avec :

$$V_{max} = V_i + V_r \quad (\text{II. 8})$$

$$V_{min} = V_i - V_r \quad (\text{II. 9})$$

La relation entre le coefficient de réflexion et le rapport d'onde stationnaire est défini par:

$$ROS = \frac{1 + |\Gamma_r|}{1 - |\Gamma_r|} \quad (\text{II. 10})$$

Deux cas particuliers pour le rapport d'onde stationnaire :

- ✓ Le premier cas si $Z_l = Z_c$, la valeur de $ROS = 1$, une charge adaptée.
- ✓ Le deuxième cas si $Z_l = 0$ (court-circuit), $\Gamma_r = -1$ et $Z_l = \infty$ (circuit ouvert), $ROS = \infty$ [14].

II.2.2.3 Caractéristiques de rayonnement

II.2.2.3.1 Diagramme de rayonnement

C'est la représentation graphique des propriétés de rayonnement d'une antenne en fonction des coordonnées de l'espace. Dans la plupart des cas, le diagramme de rayonnement est déterminé dans la région de champ lointain et il est représenté avec des coordonnées directionnelles.

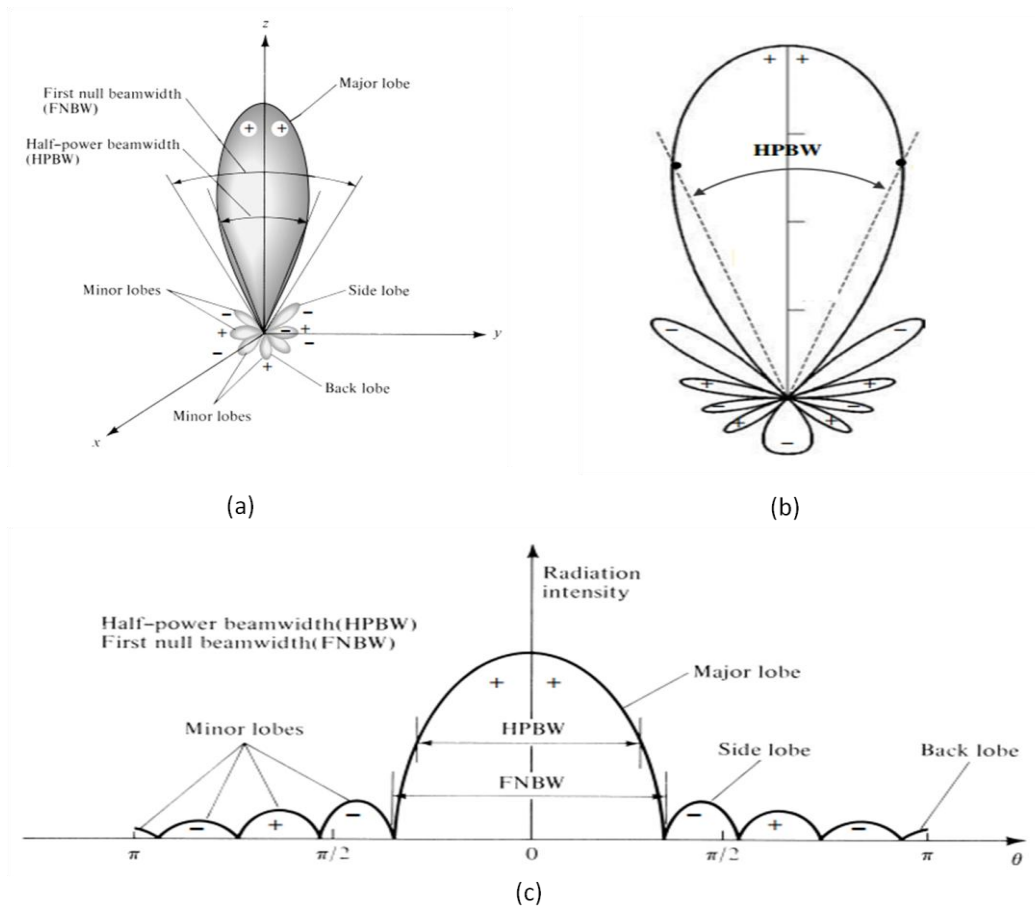


Figure II.3. Diagramme de rayonnement : (a) en coordonnées sphériques, (b) en coordonnées polaires, (c) en coordonnées cartésiennes.

Le diagramme de rayonnement est représenté dans deux plans perpendiculaires, le plan E définit le champ électrique et le plan H définit les champs magnétiques. Le diagramme de rayonnement peut être représenté en coordonnées sphériques (représentation en 3D pour montrer la direction de rayonnement), en coordonnées polaires et en coordonnées cartésiennes. Le diagramme est normalisé par rapport à leur valeur maximale et représenté à l'échelle logarithmique pour montrer les valeurs très basses. La Figure II. 3 représente le diagramme de rayonnement et leurs caractéristiques dans les coordonnées sphériques, polaires et cartésiennes [8].

A partir de la figure II. 3, on note que le diagramme de rayonnement est divisé en plusieurs parties qui sont appelées les lobes, un lobe principal qui est défini entre deux minimums de chaque côté, il contient le maximum de puissance dans la direction de rayonnement, les lobes secondaires sont divisées en lobes latéraux et lobes arrières, généralement ces lobes représentent le rayonnement dans des directions non souhaitées, donc ils devraient être minimisés. La demi-puissance de rayonnement (Half Power Beam Widht) se trouve dans l'échelle logarithmique à -3 dB par rapport à la valeur maximale de diagramme.

II.2.2.3.2 Gain, directivité et efficacité d'une antenne

Le gain est le rapport de la densité de puissance rayonnée dans une direction à la densité de puissance qui serait rayonnée par une antenne isotrope sans pertes, le gain est l'énergie focalisée par une antenne. L'équation de gain est exprimée comme :

$$G(\theta, \varphi) = \frac{4\pi U(\theta, \varphi)}{P_{in}} \quad (\text{II. 11})$$

L'efficacité d'antenne est le rendement de cette antenne, le niveau de l'efficacité est lié aux pertes dans les éléments rayonnants dans le matériel diélectrique et les pertes de réflexion sur les bornes d'entrée.

L'efficacité de rayonnement est déterminée par le rapport de la puissance rayonnée P_{rad} , à la puissance d'entrée P_{in} aux bornes d'antenne.

$$E_{rad} = \frac{P_{rad}}{P_{in}} \quad (\text{II. 12})$$

L'efficacité de réflexion, est directement liée au coefficient de réflexion. Elle est définie par :

$$E_{ref} = (1 - |\Gamma_r|^2) \quad (\text{II. 13})$$

La directivité dans une direction est le rapport entre la puissance rayonnée (valeur de la fonction caractéristique de rayonnement) dans cette direction à la puissance que rayonnerait une antenne isotrope (sa valeur moyenne dans tout l'espace).

$$D(\theta, \varphi) = \frac{4\pi U(\theta, \varphi)}{P_{rad}} \quad (\text{II. 14})$$

A partir des équations (a) (b) (c) on peut déduire :

$$G(\theta, \varphi) = E_{rad} \times D(\theta, \varphi) \quad (\text{II. 15})$$

Donc, le gain d'antenne est lié à la directivité linéairement par l'efficacité de rayonnement de l'antenne [5], [10].

II.2.2.3.3 Polarisation

La polarisation est un paramètre essentiel pour étudier les antennes, elle joue un rôle dans la qualité de transmission. La polarisation d'antenne indique la direction du vecteur du champ E par rapport au sol, d'une autre façon, c'est l'orientation de phaseur du champ électrique généré par une antenne. Il existe trois types de polarisation, la polarisation linéaire (soit verticale ou horizontale), la polarisation elliptique et la polarisation circulaire. Si la polarisation de l'antenne de réception n'est pas accordée sur la polarisation de l'antenne d'émission, la puissance reçue ne sera pas maximale.

Les caractéristiques de polarisation d'une antenne peuvent être représentées par son diagramme de polarisation ou par la distribution spatiale des polarisations d'un vecteur de champ rayonné par une antenne prise sur sa sphère de rayonnement à chaque point de la sphère de rayonnement. La polarisation est généralement résolue en une paire de polarisations orthogonales, la co-polarisation et la cross-polarisation. La co-polarisation représente la polarisation que l'antenne est destinée à émettre tandis que la polarisation croisée représente la polarisation orthogonale à une polarisation spécifiée (co-polarisation).

- **Polarisation linéaire**

La polarisation linéaire est la plus simple à étudier par rapport aux autres types de polarisations. Si le vecteur qui décrit le champ électrique en un point de l'espace en fonction du temps est toujours dirigé le long d'une ligne droite à chaque instant, c'est-à-dire le champ électromagnétique reste le même au cours de la propagation. Si le champ électrique est parallèle au sol, la polarisation est horizontale et si le champ électrique est perpendiculaire au sol on parle de polarisation verticale.

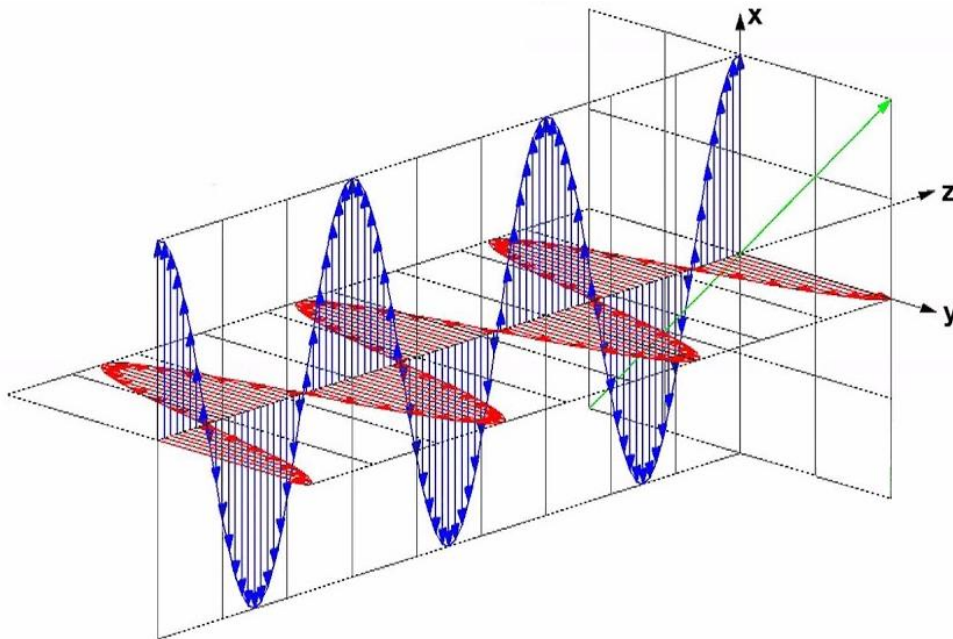


Figure II.4. Polarisation linéaire.

- **Polarisation circulaire**

C'est une polarisation circulaire en un point donné de l'espace si le vecteur du champ électrique ou magnétique en ce point trace un cercle en fonction du temps (les ondes électromagnétiques se propagent de manière à ce que leur amplitude soit constante, mais qu'elles tournent dans le temps).

Pour une polarisation circulaire, les ondes électromagnétiques sont transmises sur les plans horizontal et vertical avec un déphasage de 90° qui a une forme de tire-bouchon en rotation (corkscrew-shaped). L'avantage fondamental des antennes à polarisation circulaire réside dans la forme de tire-bouchon (corkscrew) qui permet un bon chevauchement, un autre avantage des antennes à polarisation circulaire est leur capacité à rejeter les signaux à trajets multiples. Les antennes à polarisation circulaire sont divisées aux deux catégories selon le sens de rotation, des antennes à polarisation circulaire à gauche (LHCP) et à polarisation circulaire à droite (RHCP). Ceci indique simplement la direction de l'onde électromagnétique qui est émise par l'antenne. L'antenne à polarisation circulaire à gauche n'est pas compatible avec l'antenne à polarisation circulaire à droite. Par conséquent, si on utilise des antennes à polarisation circulaire, on doit s'assurer que l'émetteur et le récepteur possèdent des antennes à polarisation circulaire à gauche ou à droite.

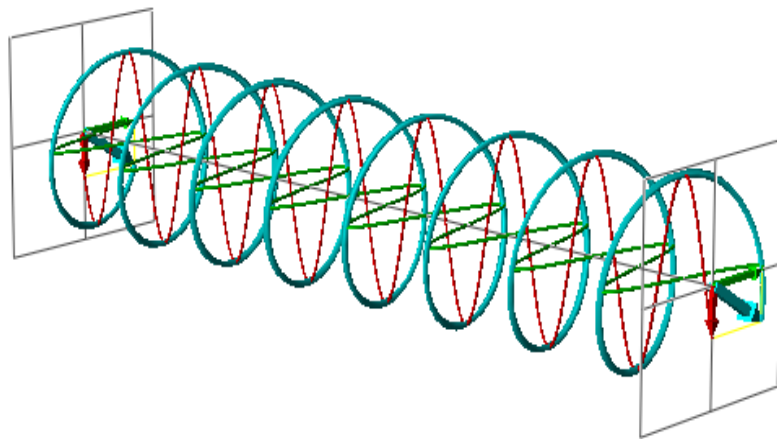


Figure II.5. Polarisation circulaire.

- **Polarisation elliptique**

La polarisation elliptique est le terme le plus général de la polarisation. Par définition la polarisation est le lieu tracé par l'extrémité du vecteur de champ variant dans le temps à un point d'observation déterminé. Une onde électromagnétique dans le temps est polarisée elliptiquement si la pointe du vecteur de champ électrique ou magnétique trace un lieu elliptique dans l'espace. Le vecteur de champ est polarisé de manière elliptique droite si le vecteur de champ tourne dans le sens des aiguilles d'une montre et polarisé de manière elliptique gauche si le vecteur de champ de l'ellipse tourne dans le sens inverse des aiguilles d'une montre. En plus du sens de rotation, les ondes polarisées elliptiquement sont également spécifiées par leur rapport axial.

Le rapport axial est défini comme le rapport entre le grand demi-axe et le petit demi-axe de l'ellipse de polarisation. Ce rapport est défini par :

$$AR = \frac{\text{major axis}}{\text{minor axis}} = \frac{OA}{OB} \quad (\text{II. 16})$$

où :

$$OA = \sqrt{\frac{1}{2} [E_x^2 + E_y^2 + \sqrt{E_x^4 + E_y^4 + 2E_x^2 E_y^2 \cos(2\Delta\phi)}]} \quad (\text{II. 17})$$

$$OB = \sqrt{\frac{1}{2} [E_x^2 + E_y^2 - \sqrt{E_x^4 + E_y^4 + 2E_x^2 E_y^2 \cos(2\Delta\phi)}]} \quad (\text{II. 18})$$

$$\tau = \frac{1}{2} \arctan\left(\frac{2E_x E_y}{E_x^2 - E_y^2} \cos(\Delta\phi)\right) \pm \frac{\pi}{2} \quad (\text{II. 19})$$

Où $\Delta\phi$ est la différence de temps entre les deux axe et τ représente l'inclinaison de l'ellipse par rapport au l'axe Y.

Il existe deux cas particulières de la polarisation elliptique :

- ✓ Si $OA=OB$ le rapport axial égal a 1. Dans ce cas, la polarisation est circulaire.
- ✓ Si $OB=0$ le rapport axial égal a l'infinie, et dans ce cas la polarisation est linéaire.

Le rapport axial est varié entre $1 \leq |AR| \leq \infty$ et la valeur de AR en dB est définie par :

$$AR_{\text{dB}} = 20 \log_{10}(AR_{\text{linéaire}}) \quad (\text{II. 20})$$

Lorsque le rapport axial est inférieur à 3 dB l'antenne fournit une polarisation circulaire [8], [10] et [15]. La forme et les paramètres de l'ellipse sont représentés dans la Figure II. 6.

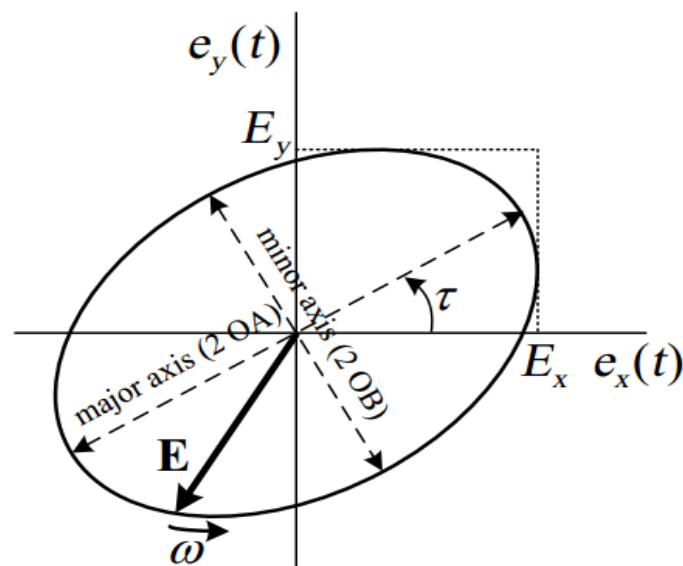


Figure II.6. Paramètres de l'ellipse [16].

II.3 Antennes compactes et miniaturisation

Les applications des systèmes de communication mobiles nécessitent des antennes à taille plus petite afin de répondre aux exigences de miniaturisation des équipements de communication sans-fils, les chercheurs sont intéressés par les antennes compactes. Les antennes à double bande de fréquence et à large bande, les antennes à polarisation circulaire et les antennes à un gain amélioré ont été proposées par les chercheurs dans la littérature. Ainsi, la réduction de la taille et l'amélioration de la bande passante deviennent des considérations de conceptions majeures pour les applications pratiques des antennes à micro-ruban. La miniaturisation est la réduction de la taille et les dimensions d'une antenne avec la conservation de toutes les caractéristiques de rayonnements et de réflexions d'antenne référence.

II.3.1 Géométries des antennes compactes et techniques de miniaturisation

Il existe plusieurs techniques pour réduire la taille d'une antenne micro-ruban ou pour rendre l'antenne plus compacte.

II.3.1.1 Paramètres du substrat

La variation des paramètres du substrat joue un rôle très important pour minimiser la taille des antennes micro-ruban, la technique est plus connue dans le domaine de miniaturisation des antennes, cette technique base sur deux paramètres, l'épaisseur de substrat h et la constante diélectrique (permittivité ϵ_r).

Il y a une relation entre la fréquence de résonance de l'antenne et la permittivité relative ϵ_r avec :

$$f = \frac{c}{2L\sqrt{\epsilon_r}} \quad (\text{II. 21})$$

Où C est la vitesse de la lumière et L la longueur de patch.

Un exemple d'une antenne patch à polarisation circulaire fonctionne avec une fréquence opérationnelle dans 1.575 GHz pour les applications GPS, une comparaison entre deux antennes, une antenne référence et une antenne qui a des dimensions réduites, l'antenne référence utilise un substrat de $\epsilon_r = 3$ et $h = 1.524$ mm, la longueur d'antenne patch est $L = 54.4$ mm. Deuxième antenne utilise un substrat de $\epsilon_r = 28.2$, $h = 4.75$ mm et la longueur de patch est 16.4 mm. Si on compare les deux antennes, on remarque que l'antenne proposée sera minimisée et garde la même fréquence de résonance que l'antenne référence dans 1.575 GHz [17].

II.3.1.2 Utilisation de court circuit

Il est également connu l'utilisation de court-circuit pour réduire la taille d'antenne micro-ruban. Cette technique peut réduire de moitié la longueur physique de l'antenne et garde la fréquence de résonance fixe.

Il existe plusieurs types de court-circuit tel que la broche de court-circuit (shorting-pin), la plaque de court-circuit (shorting-plate) et le mure de court-circuit (shorting-wall) comme le montre dans la Figure II. 7 [18].

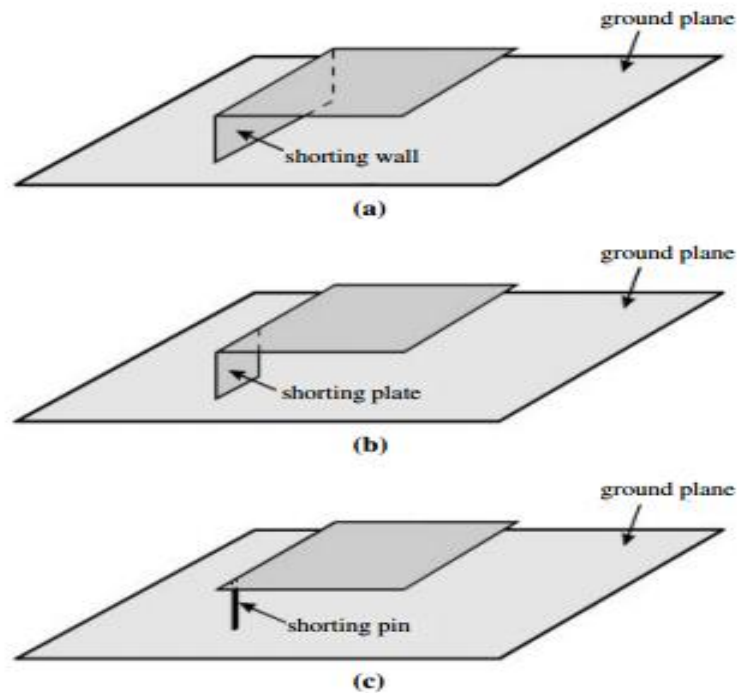


Figure II. 7. Géométrie d'une antenne patch avec : (a) mure de court circuit (shorting-wall), (b) plaque de court circuit (shorting-plate) et (c) broche de court circuit (shorting-pin).

II.3.1.3 Créations des fentes et encoches dans le patch et le plan de masse

Cette méthode est basée sur l'intégration des fentes (slots) ou des encoches (Notch) pour faire des méandres sur la trajectoire de courant dans la surface de patch alimenté pour obtenir une fréquence de résonance réduite. Cette méthode est très efficace pour obtenir une réduction importante de la taille de l'antenne à une fréquence de fonctionnement fixe. La Figure II.8 (a) présente une antenne patch avec des fentes rectangulaires gravées sur l'élément rayonnant pour allonger la distribution du courant et Figure II.8 (b) qui représente une antenne patch avec deux encoches triangulaire pour rendre le chemin de courant plus long. La Figure II.8 (c) illustre une autre conception intéressante d'une antenne micro-ruban compacte. Pour cette antenne, les fentes sont intégrées dans le plan de masse de l'antenne pour réduire le facteur de qualité et pour élargir la bande passante de l'antenne [19].

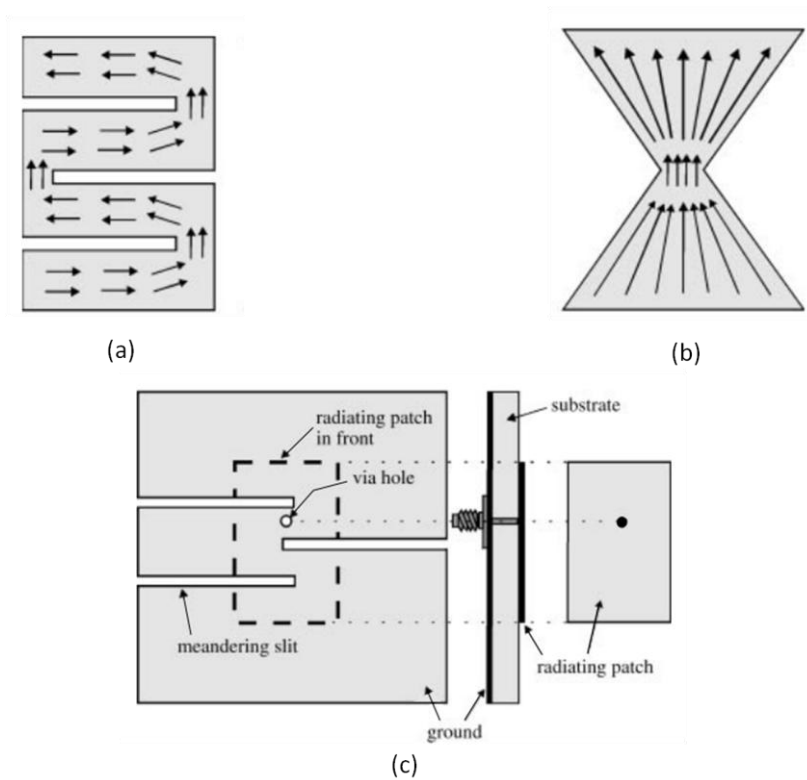


Figure II. 8. Géométrie d'une antenne patch compact avec : (a) fentes dans l'élément rayonnant, (b) encoche dans le patch et (c) fentes dans le plan de masse.

II.3.1.4 Allongements de la trajectoire du courant distribué dans le patch

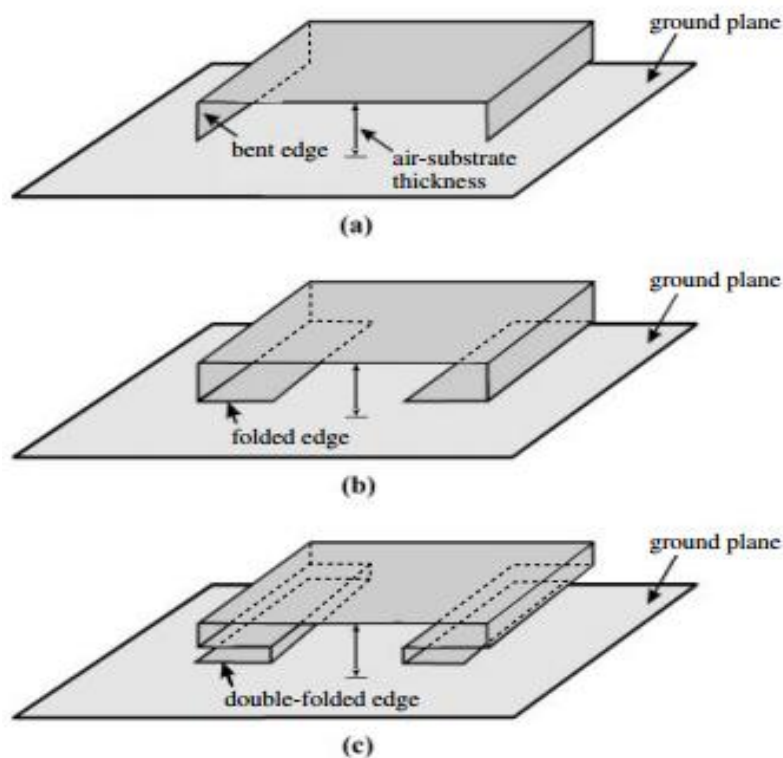


Figure II. 9. Géométrie d'une antenne patch compact : (a) forme U (U-shaped patch), (b) patch plié (folded patch) et (c) patch double plié (double folded patch).

La technique d'allongement du trajet de courant dans un patch alimenté est basée sur une structure micro-ruban coplanaire ou monocouche. Cette technique peut être obtenue en utilisant un patch de forme U (U-shaped patch), un patch plié (folded patch) ou un patch double plié (double folded patch). Les trois formes sont illustrées dans la Figure II. 9.

En raison de la flexion des trajets de courant à la surface du patch, la fréquence de résonance est réduite fortement par rapport à une antenne patch simple (monocouche) avec la même surface de projection, cette technique de pliage présente un bon niveau de polarisation croisée pour les fréquences situées dans la bande passante [17] [20].

II.3.2 Autres techniques de miniaturisation

Il existe plusieurs techniques de miniaturisation pour réduire les tailles des antennes micro-ruban, parmi ces techniques, la création des défauts périodiques ou non-périodiques dans le plan de masse pour modifier la distribution du courant dans le plan de masse pour réduire la fréquence de résonance, cette technique est appelée DGS (Defected Ground Structure). Le DGS est une méthode efficace pour réduire la taille d'une antenne, diminuer le champ de polarisation croisée et minimiser le couplage mutuel dans les réseaux d'antennes [21]. Une autre technique de miniaturisation, est l'intégration des éléments localisés tels que les diodes PIN, diodes varicaps (varactors), switch électromécanique (RF-MEMS) etc. [22-24]. Cette technique est basée sur l'intégration des éléments actifs ou passifs entre les pistes conductrices pour réaliser la reconfiguration ou pour décaler la fréquence de résonance d'antenne vers le haut ou vers le bas et pour réduire la taille d'antenne.

Le fractal est une technique de fragmentation basée sur des outils et des formes mathématiques utilisée pour la conception des antennes. Cette technique est utilisée pour augmenter la bande passante et la longueur électrique de l'antenne pour rendre la fréquence de résonance plus basse [25]. Une autre technique de miniaturisation est basée sur les matériaux pour réduire la taille d'antenne, ces matériaux soient naturels ou artificiels. Les matériaux naturels disponibles dans la nature regroupe les matériaux diélectriques (à permittivité très élevée) ou magnétique (à perméabilité élevée). Dans ce cadre il existe plusieurs matériaux à permittivité élevé comme le BST (titanate de baryum-strontium) [26].

II.4 Etat de l'art des antennes ULB compactes

Les travaux de recherche en cours, portent sur les antennes ULB omnidirectionnelles, car tous les efforts visent à améliorer le secteur des communications sans fils. Principalement les appareils mobiles nécessitant des diagrammes de rayonnements omnidirectionnels.

Dans cette partie, on va essayer de classer les différents types d'antennes micro-ruban sous forme compacte et opérationnelles dans la bande ULB (3.1 GHz - 10.6 GHz). Il existe plusieurs types d'antenne ULB compacte, chaque type d'antenne est classifié selon les caractéristiques et les propriétés géométriques. Le domaine d'application et d'utilisation de ce type d'antenne joue un rôle important dans cette classification.

II.4.1 Antennes monopoles compactes ULB

Le monopole planaire (ultra large bande et compacte) présente plusieurs caractéristiques intéressantes. Une petite antenne monopole ultra-large bande est proposée dans la référence [27], cette antenne se compose d'un élément rayonnant circulaire et un demi-plan de masse. La conception peut être modifiée en introduisant un raccord en forme de L dans le plan de masse, une alimentation conique pour une meilleure adaptation d'impédance et deux fentes sont gravés dans le plan de masse.

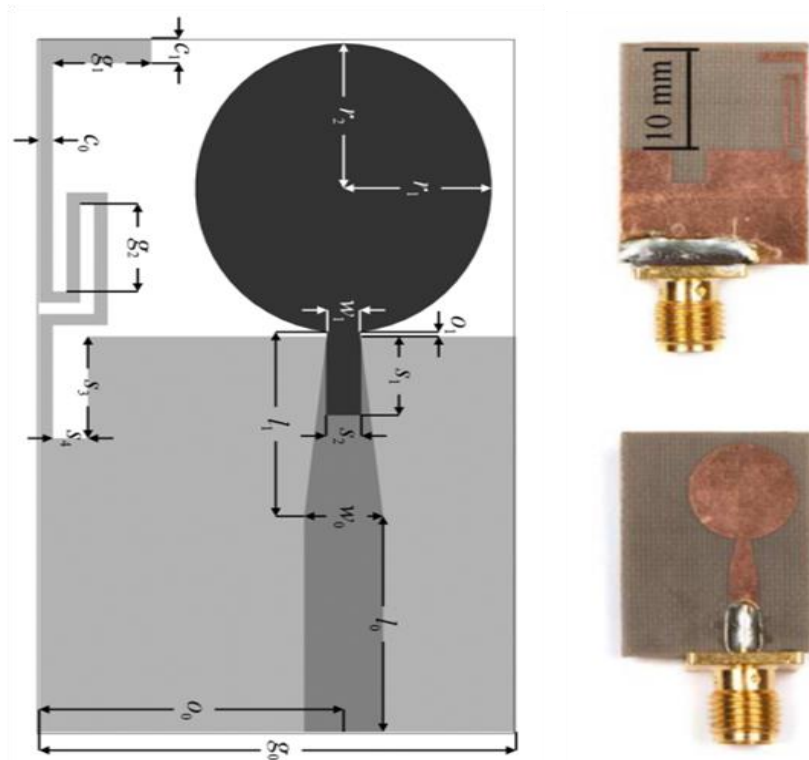


Figure II. 10. Géométrie d'une antenne monopole planaire compact Ultra Large Bande (patch circulaire).

La forme compacte de l'antenne est obtenue au moyen d'une ligne de méandres pour allonger le trajet du courant. La modification introduite du plan de masse et le réglage simultané de tous les paramètres de la géométrie grâce à une optimisation efficace ont conduit à une taille très compacte (15.8 mm × 22 mm). La validation expérimentale confirme l'exactitude de l'approche de conception [27].

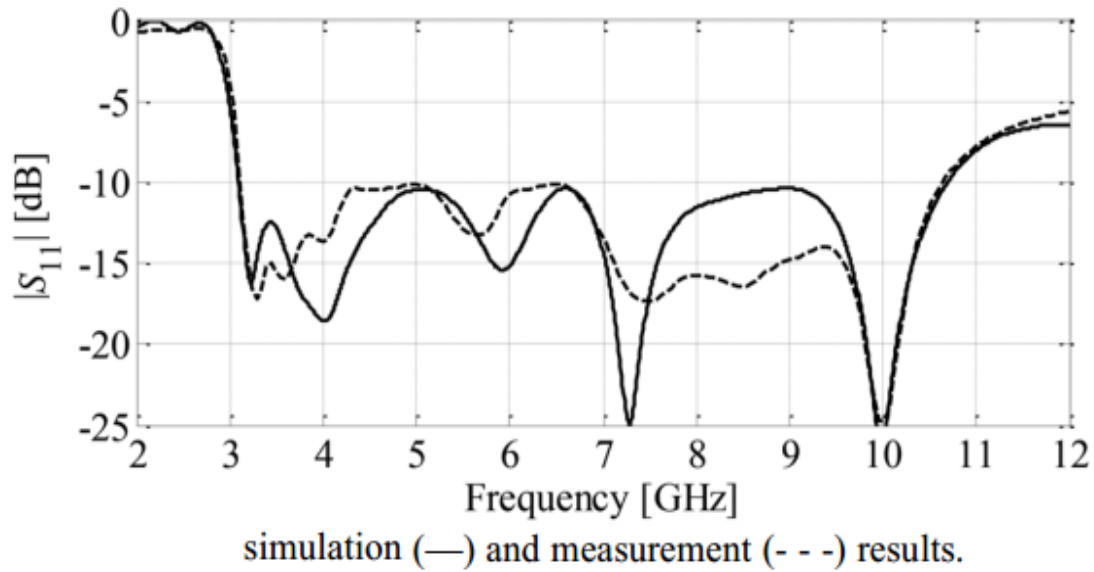


Figure II.11. Paramètres S de l'antenne monopole planaire compact Ultra Large Bande (patch circulaire).

Un autre prototype d'antenne monopole planaire très compacte ULB proposé par [28]. Cette antenne a une taille très petite 11 mm × 16 mm et une très large bande couvre l'intervalle entre 3.9 GHz et 21.4 GHz. Cette antenne est composée par l'intégration de plusieurs paires d'encoches dans un patch rectangulaire en escaliers. Ces encoches sont utilisées pour stabiliser le diagramme de rayonnement dans le plan H et pour élargir la bande passante.

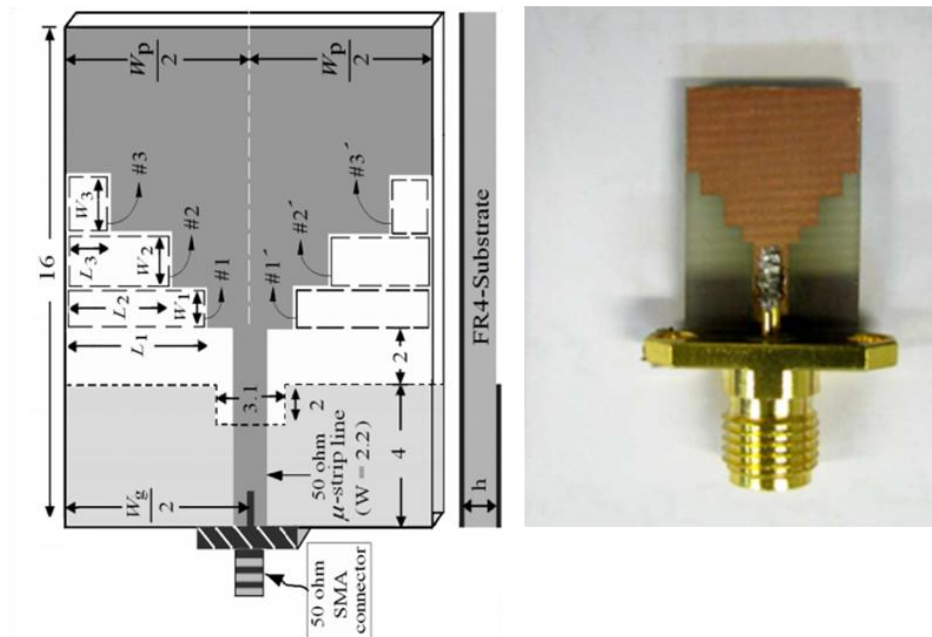


Figure II. 12. Géométrie d'une antenne monopole planaire compact Ultra Large Bande (patch avec des encoches).

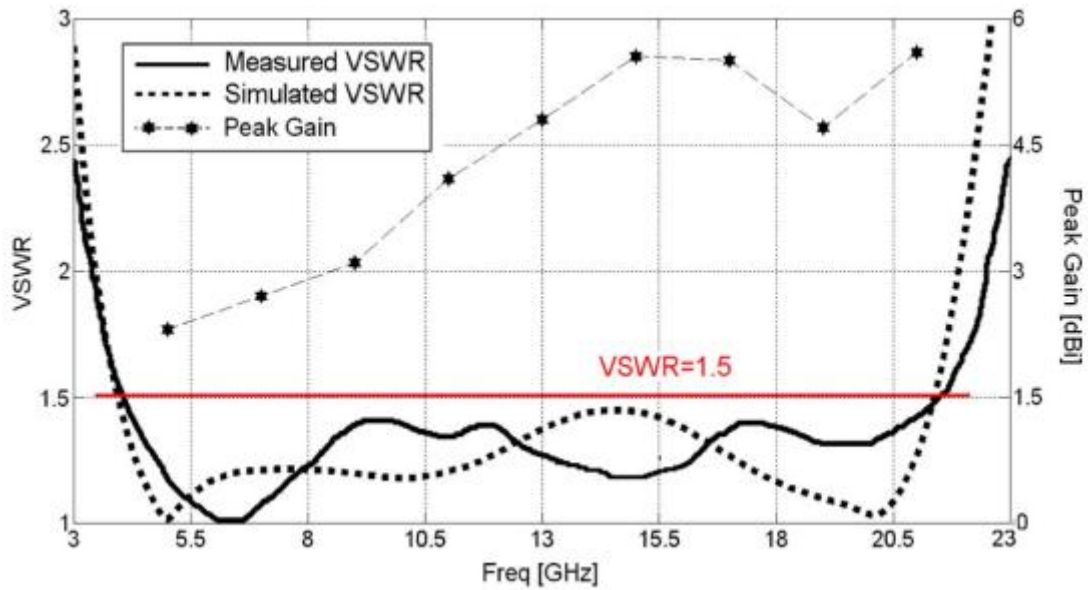


Figure II.13. Rapport d'onde stationnaire (VSWR) de l'antenne monopole planaire compact Ultra Large Bande (patch avec des encoches) [28].

II.4.2 Antennes compactes ULB avec une ligne coplanaire

Les antennes monopole avec la technique d'alimentation par la ligne coplanaire (CPW) sont devenues très importantes pour les applications ULB, notamment en raison d'une moindre dispersion, simple à réaliser leur circuit et elle est facile à intégrer avec des dispositifs actifs ou des circuits intégrés. Une antenne monopole circulaire alimentée par une ligne coplanaire (CPW), cette antenne est présentée dans [29].

Le couplage électromagnétique du SRR (Split Ring Resonator) avec le CPW crée la rejection de fréquence. Figure II.14 présente une antenne ULB avec une fréquence rejetée par une paire de SRR. Ces SRR sont placés symétriquement et au-dessous de l'antenne [29].

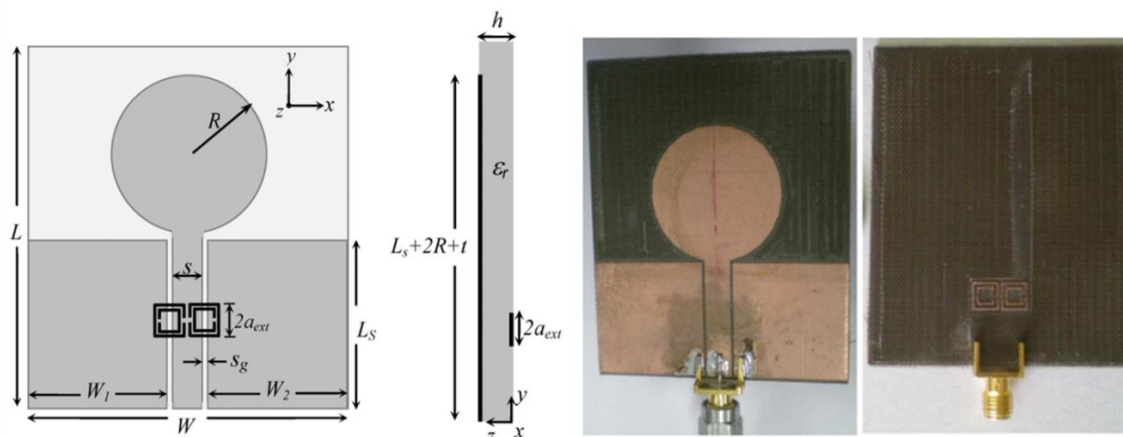


Figure II.14. Géométrie et photographie d'antenne compact ULB (CPW-UWB antenna) avec SRR pour la rejection des bandes.

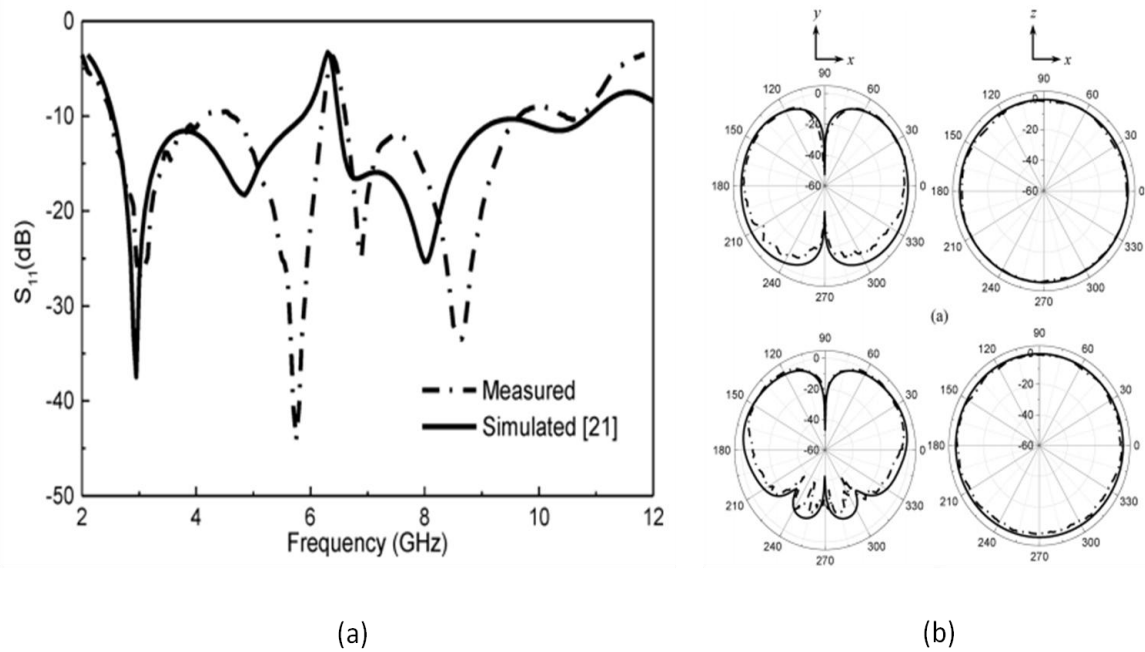


Figure II.15. Résultats concernant l'antenne compacte Ultra Large Bande (CPW-UWB antenna) : (a) les paramètres S et (b) diagramme de rayonnement.

Les résultats obtenus dans la Figure II.15 (a) montre que l'antenne monopole compacte alimentée par la ligne coplanaire (CPW) a la caractéristique d'élargissement de la bande de fréquence d'antenne de manière remarquable et montre aussi le rôle des SRR intégrés dans l'antenne pour créer l'encoche de la bande de fréquence désirée (Notched-Band). Le diagramme de rayonnement de cette antenne est omnidirectionnel dans le plan H et bidirectionnel dans le plan E.

II.4.3 Antennes fractales ULB

Les fractales sont des géométries mathématiques avec une technique itérative donnant des caractéristiques similaires. Il y a plusieurs structures mathématiques qui sont des fractales par exemple, les triangles de Sierpinski, le fractale de Von Koch, le fractale de Hilbert et le fractale de Mandelbrot et autre. Les termes fractals ont été inventés par Mandelbrot [30]. Les fractales ont des propriétés uniques qui peuvent être attrayantes pour les concepteurs d'antennes, leur capacité de remplissage d'espace permet la miniaturisation des antennes.

Plusieurs travaux ont été réalisés dans le domaine des antennes fractales ultra large bande pour réduire la taille des antennes et pour élargir la bande passante d'antenne. L'antenne fractale ultra-large bande hexagonale utilisant la géométrie Koch pour l'amélioration de la bande passante est un travail réalisé par [31]. Le but de ce travail est l'amélioration et l'obtention d'une bande ULB basée sur la technique fractale (fractale de Koch).

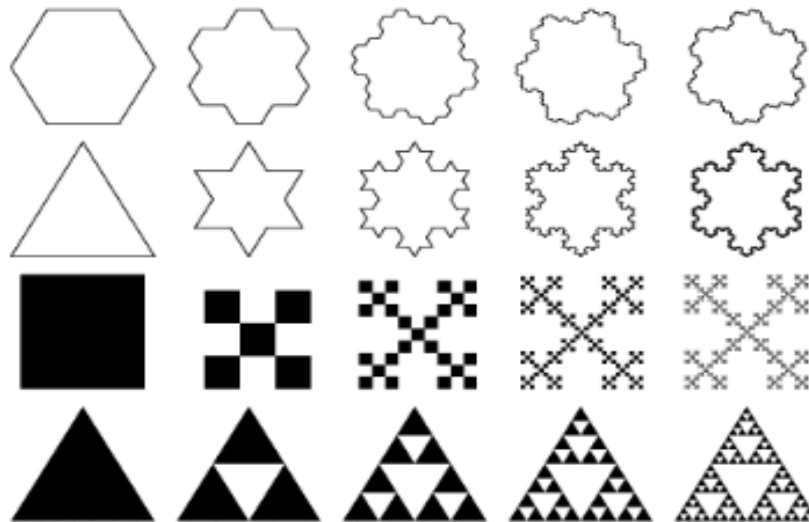


Figure II. 16. Géométries fractals.

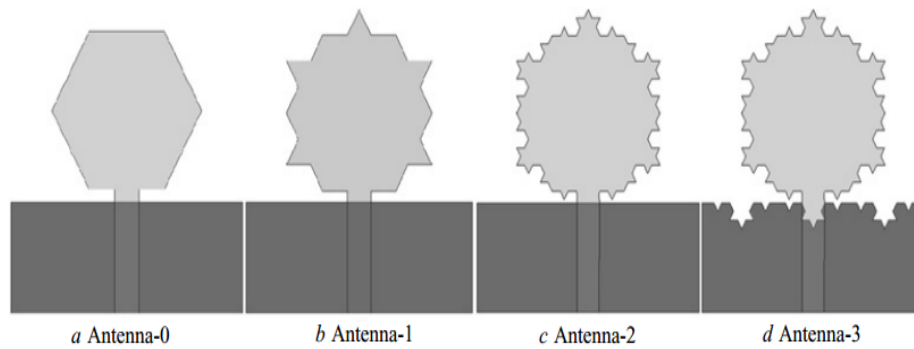


Figure II. 17. Géométries fractals (fractale de koch).

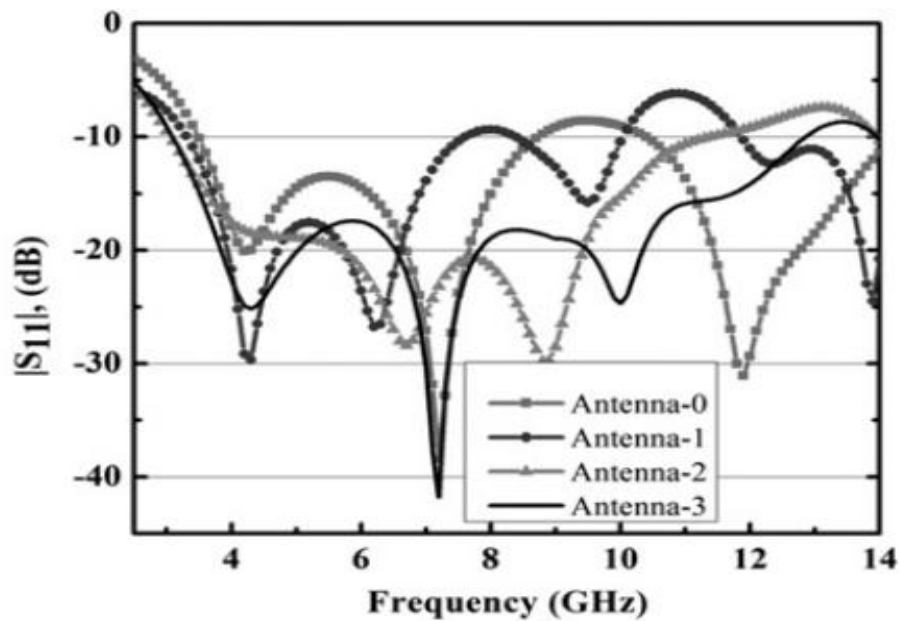


Figure II.18. Résultats du paramètres S de l'évolution antenne pour obtenir une bande ULB par le fractale de koch.

L'antenne proposée est générée par la combinaison de fractale de Koch et la géométrie hexagonale. La procédure récursive pour la génération de la géométrie fractale de Koch est présentée dans la Figure II. 17. Dans cette conception, la géométrie Koch est appliquée sur les bords du monopôle hexagonal ainsi que sur le plan de masse. L'application de la géométrie Koch, offre des phénomènes de miniaturisation et à large bande dans la conception d'antennes. Les résultats de simulation des paramètres S sont illustrés dans la Figure II. 18.

II.4.4 Les antennes à fentes ULB

Une antenne à fente est constituée par une surface métallique, généralement un plan plat, avec un trou ou une fente découpée. La fente émet des ondes électromagnétiques de la même manière qu'une simple antenne dipôle. La forme et la taille de la fente, ainsi que la fréquence de résonance, déterminent la distribution du courant et le diagramme de rayonnement. Ses diagrammes de rayonnements sont à peu près omnidirectionnels.

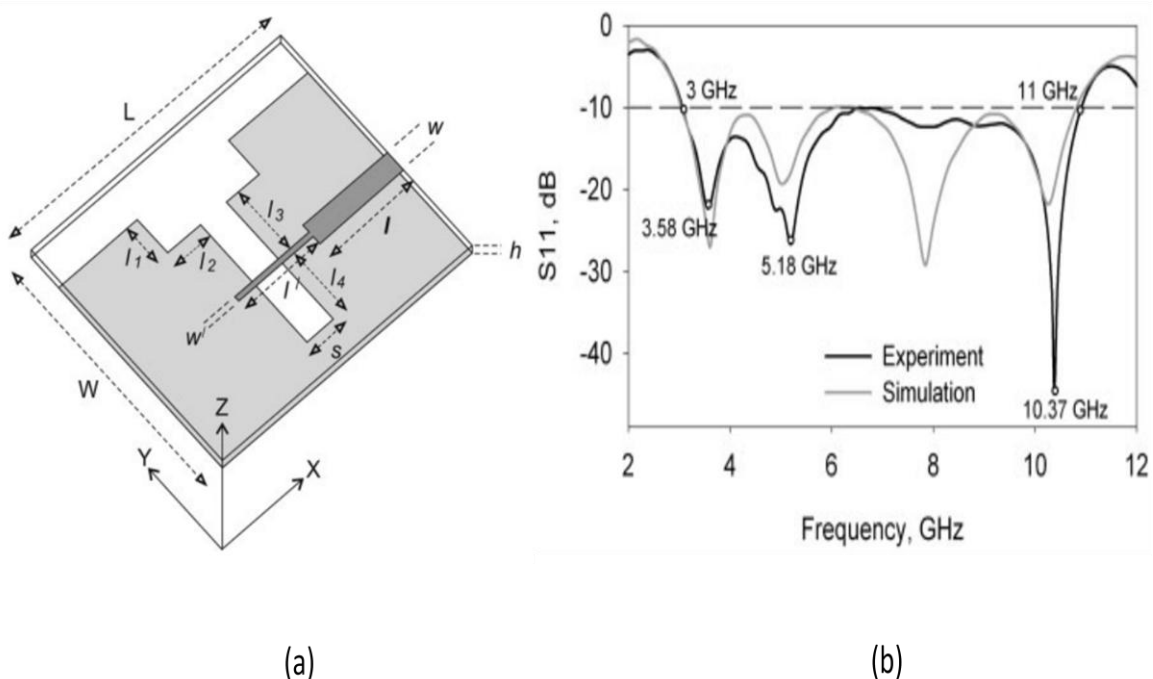


Figure II.19. Antenne à fente pour les applications ULB : (a) la géométrie d'antenne (b) les résultats des paramètres S.

Les principaux avantages d'une antenne à fentes sont sa taille, sa simplicité de conception et sa robustesse. Les antennes à fentes ont l'avantage de pouvoir produire des diagrammes de rayonnement bidirectionnel avec une largeur de bande plus grande [32]. Figure II. 19 et Figure II. 20 présentent deux prototypes d'antennes à fente ultra large bande, sont réalisées par [33] et [34] respectivement. Les résultats de simulations et les résultats expérimentaux présentent l'efficacité et les avantages des antennes à fentes.

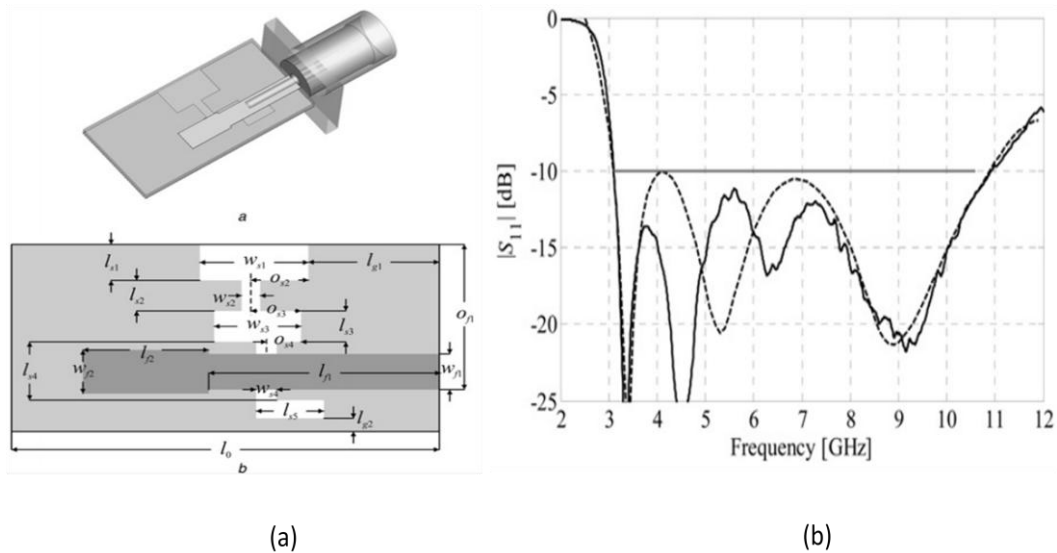


Figure II. 20. Conception d'une antenne à fente ULB compacte : (a) la géométrie d'antenne (b) les résultats des paramètres S.

II.4.5 Antennes ULB avec polarisation circulaire

La polarisation circulaire est l'un des types de polarisation couramment utilisés dans les systèmes de communications sans fils actuels, car elle offre une meilleure mobilité et une meilleure pénétration que la polarisation linéaire, ce qui limite l'orientation de l'antenne de réception par rapport à celle de l'émetteur. L'antenne à polarisation circulaire peut avoir de nombreux types et structures différentes, le principe de base étant de rayonner deux composantes de champs orthogonaux d'amplitudes égales, mais en quadrature de phase.

Les antennes à fentes avec alimentation coplanaire (CPW) sont largement utilisées dans de nombreuses applications militaires et commerciales en raison de leurs caractéristiques attrayantes telles que la largeur de bande passante, la couche métallique unique, le faible encombrement et l'intégration facile avec des périphériques actifs ou MMIC. Le prototype au-dessous illustré dans la Figure II.21 présente une antenne à fente à large bande polarisation circulaire (CPSSA) [35].

Ce prototype consiste à un plan de masse carré, deux bandes en forme de L inversé, une fente a été coupée et retirée de la ligne d'alimentation et un tronçon vertical a été intégré à la structure d'alimentation. Les deux caractéristiques principales de cette conception et l'amélioration de la largeur de bande d'impédance et l'autre pour élargir la bande passante de rapport axial (ARBW). Figure II. 22 indique la comparaison entre les mesures et les résultats de simulation pour le prototype d'antenne dans la Figure II. 22. Une plage de fréquences couvre la bande ULB et un rapport axial (ARBW) à moins de 3 dB couvre le tiers de la bande d'opérations.

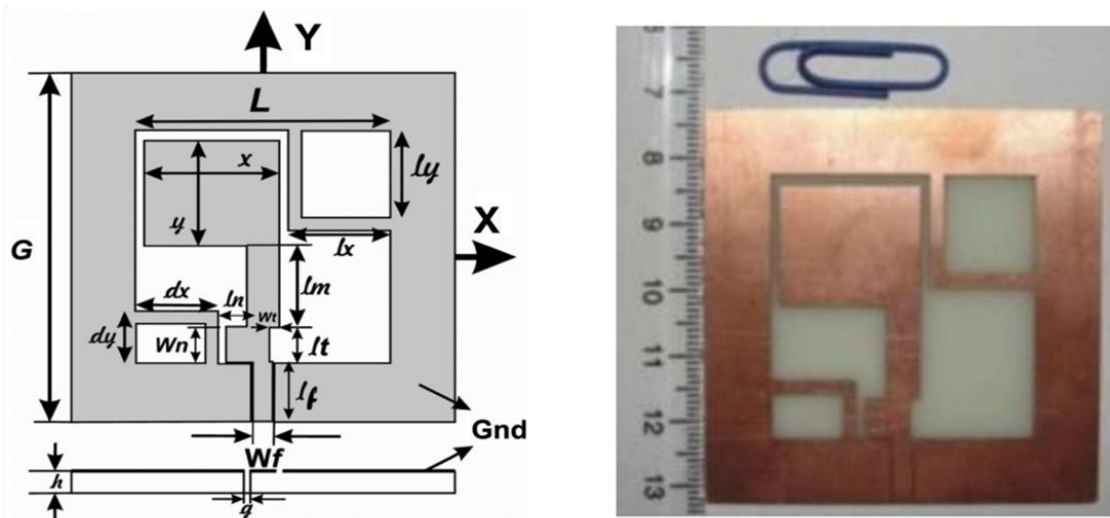


Figure II. 21. Géométrie et photographie d'antenne à fente ULB (CPW-feed slot antenna) avec une polarisation circulaire large bande.

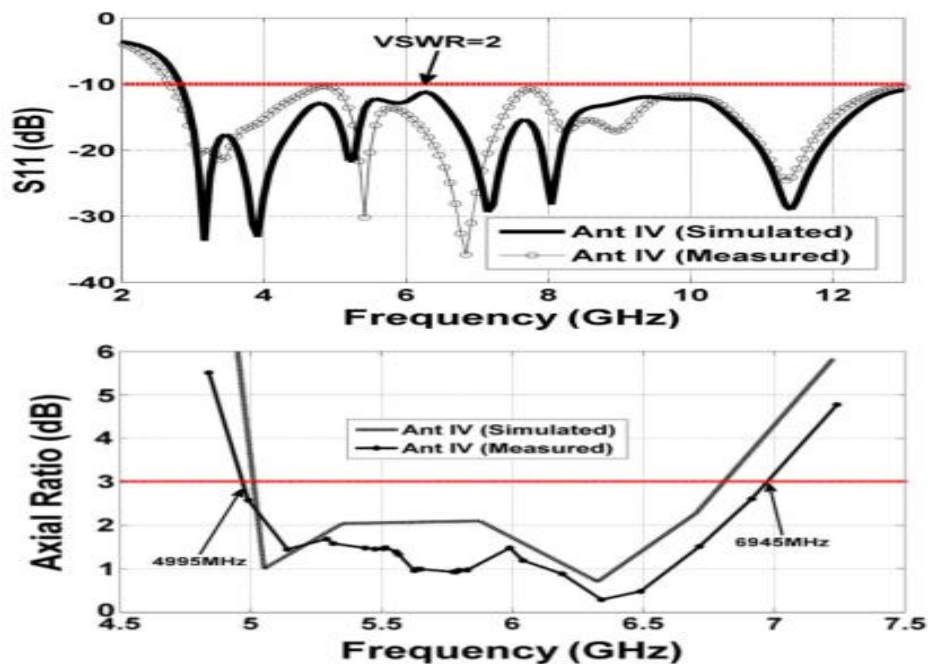


Figure II. 22. Comparaison entre les résultats de simulation et les mesures de prototype d'antenne.

II.4.6 Antennes ULB reconfigurables

La reconfigurabilité est le changement dynamique de fonctionnement d'une antenne soit dans la fréquence, le diagramme de rayonnement ou dans la polarisation. Le changement se fait avec des techniques et mécanismes de commutation par l'utilisation des diodes PIN, des Switchs électromécaniques (RF-MEMS), des diodes varicap et des Switchs optiques, ou par l'intégration des matériaux tels que les ferrites et les cristaux liquides.

Les antennes reconfigurables sont appliquées dans plusieurs domaines et pour plusieurs applications, par exemple les antennes ULB, les antennes MIMO (multiple-input multiple-output), les antennes multi-bandes, les antennes fractales et la radio cognitive. Pour les applications ULB, la reconfigurabilité est utilisée pour contrôler le fonctionnement des fréquences rejetées dans la bande ULB, comme le montre dans la Figure II. 23 et Figure II. 24 [36]. Ces figures représentent une antenne ULB compacte avec deux bandes de fréquences rejetées contrôlables par des diodes PIN.

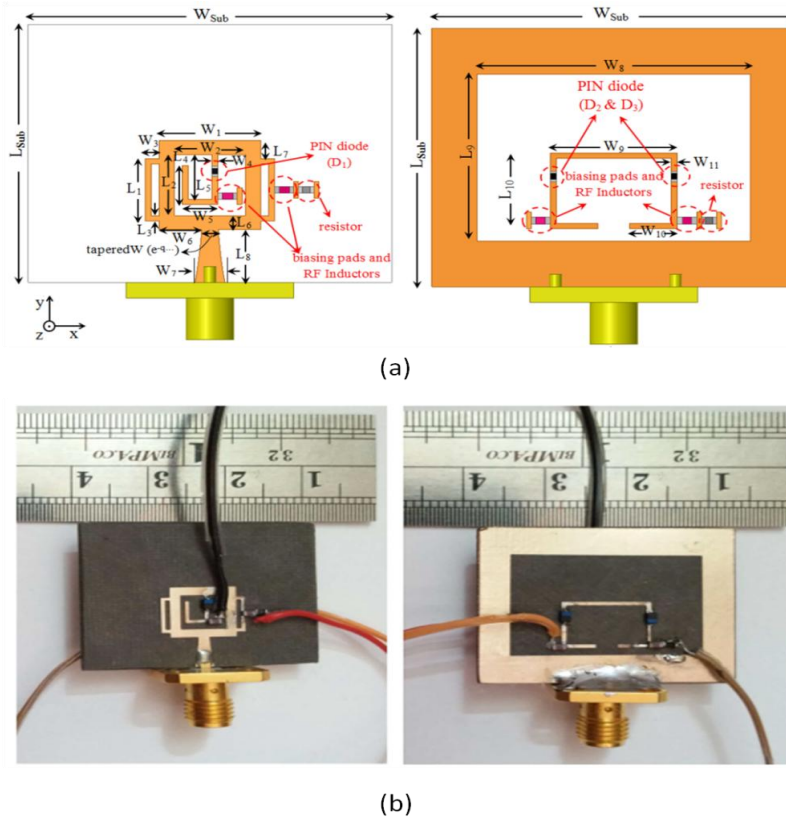


Figure II.23. Géométrie et photographie d'antenne ULB avec des bandes rejetées reconfigurables.

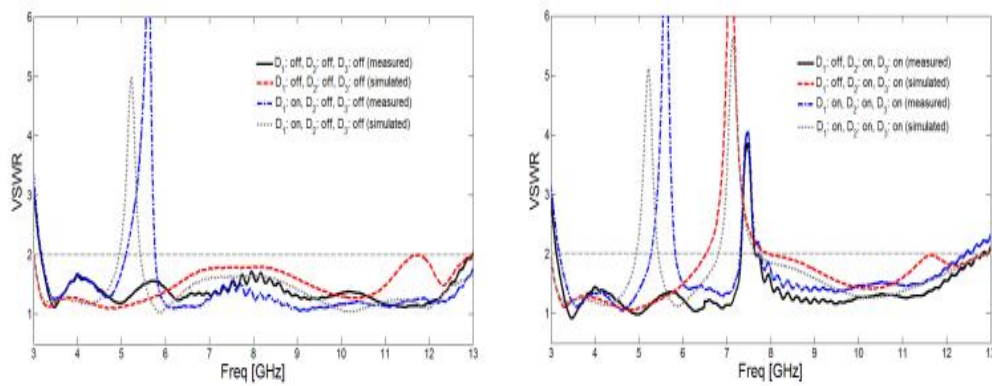


Figure II.24. Comparaison entre les résultats de simulation et les mesures de la position des diodes.

Une antenne ULB à fente compacte reconfigurable pour les applications radio cognitive est illustrée dans la Figure II. 25 [37]. Le principe de fonctionnement de cette antenne est basé sur l'intégration des fentes sous forme des escaliers, ces fentes sont-raccordées entre elles par des diodes PIN. L'antenne proposée fonctionne selon deux modes (selon la position des diodes ON/OFF): le mode ULB et le mode de communication pour différentes applications à bande étroite ou large bande.

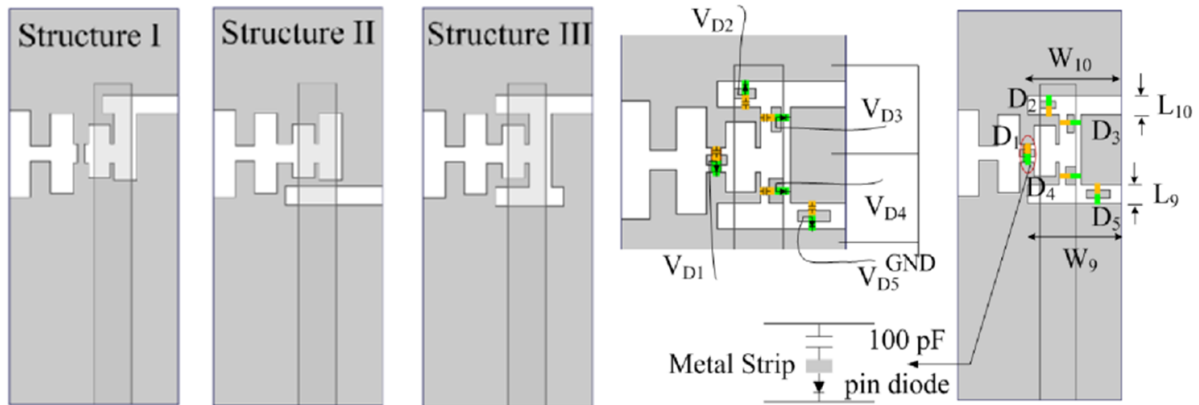


Figure II. 25. Antenne à fente compacte ULB reconfigurable.

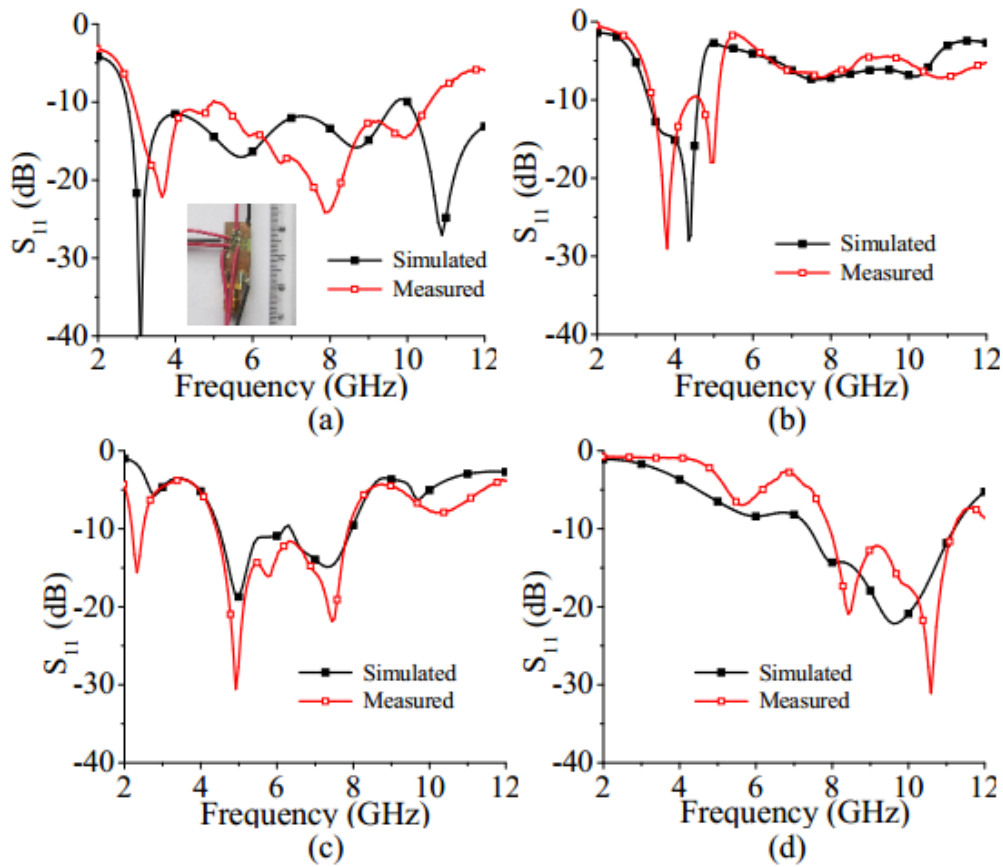


Figure II.26. Comparaison entre les résultats de simulation et les mesures des prototypes dans la figure II.25.

Figure II. 26 présente les résultats de coefficients de réflexion simulés et mesurés de différents cas de commutation de diodes PIN. Différents états de commutation des diodes PIN couvrent les différentes bandes de communication sans fils. Structure-I (Figure II. 26 (b)) peut être utilisé pour la communication dans la bande WiMAX (3,3 GHz - 3,8 GHz), alors que la Structure-II (Figure II. 26 (c)) est destinée à la communication WLAN (5,15 GHz - 5,85 GHz), la Structure-III (Figure II. 26 (d)) convient à la bande X (8 GHz - 11 GHz) et la combinaison entre les trois structures (Figure II. 26 (a)) donnent la bande ULB (3.1 GHz - 10.6 GHz).

II.4.7 Antennes ULB avec des métamatériaux

Les métamatériaux sont des structures électromagnétiques artificielles avec des propriétés qui n'existent pas dans la nature (matériaux à permittivité ou perméabilité négatives). Les métamatériaux sont utilisées dans les antennes pour minimiser et réduire la taille d'antenne, élargir la bande passante, réduire le couplage entre les antennes (antenne MIMO et réseau d'antenne) et amélioration du gain d'antenne [38]. La Figure II. 27 (a) présente une antenne micro-ruban compacte à base de métamatériaux pour les applications ULB [39]. L'antenne est constituée à deux couches de métamatériaux sur l'élément rayonnant et sur le plan de masse. Une antenne compacte utilise des structures de métamatériaux pour les applications ULB est présentée dans la Figure II. 27 (b) [40]. Cette antenne est composée de quatre cellules unitaires de métamatériaux et trois fentes rectangulaires sur le plan de masse, cette antenne est alimentée par une ligne micro-ruban.

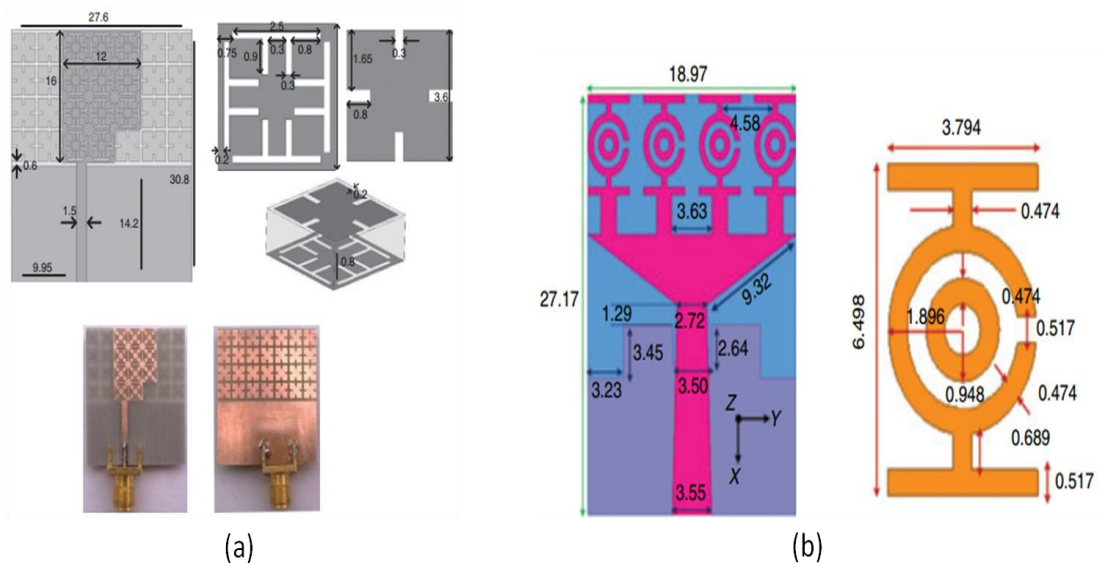


Figure II.27. Antennes ULB compacte avec les metamatériaux (a) référence [39] (b) référence [40].

II.5 Conclusion

Dans ce chapitre, une généralité sur les antennes micro-ruban compactes et un état de l'art des antennes ULB ainsi que les caractéristiques des antennes ULB compactes, ont été présentées. On a commencé par décrire le concept théorique des antennes micro-ruban compactes, dans cette partie de ce chapitre la géométrie des antennes micro-ruban et les techniques d'alimentation été illustré pour comprendre le principe de fonctionnement de ces antennes, qui sont la base de ce travail. Les caractéristiques d'adaptations et les caractéristiques de rayonnement sont présentées pour montrer les avantages des antennes micro-ruban par rapport à autres types d'antennes. Dans ce chapitre, on a présenté aussi les géométries des antennes compactes et les techniques de miniaturisation pour réduire la taille d'antenne micro-ruban ULB. L'état de l'art a été effectué pour étudier plusieurs travaux pertinents liés à la conception des antennes ULB compactes. Dans cette partie, plusieurs travaux qui montrent les différentes techniques utilisées dans les antennes ULB compactes sont présentés et discutés.

II.6 Références bibliographiques

- [1] W. Yuanfan. "Design of Band-Notched Characteristics for Compact UWB Monopole Antennas", thèses, The University of Hong Kong, pp. 18-19, 2012.
- [2] X. L. Liang. "Ultra-Wideband Antenna and Design", chapter 7, INTECH Open Access Publisher, pp. 128-152, 2012.
- [3] Nasimuddin. "Microstrip Antennas", InTech, Croatia, 2011.
- [4] J-M. Laheurte. "Compact Antennas for Wireless Communications and Terminals", John Wiley & Sons, Inc., USA, 2011.
- [5] O. Picon, and coll. "Les Antennes théorie, conception et application" Dunod, Paris, 2009.
- [6] G. A. Deschamps, "Microstrip Microwave Antennas" Presented at the Third USAF Symposium on Antennas, 1953.
- [7] H. Gutton and G. Baissinot, "Flat Aerial for Ultra High Frequencies," French Patent No. 703 113, 1955.
- [8] C. A. Balanis. "Antenna Theory Analysis and Design, 3rd edition" John Wiley & Sons, Inc., 2005.
- [9] J. X. Zheng, and D. C. Chang. "End-correction network of a coaxial probe for microstrip patch antennas" *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, Vol. 39, No. 1, pp. 115-118, 1991.
- [10] C. A. Balanis. "MODERN ANTENNA HANDBOOK", JOHN WILEY & SONS, INC., Canada, 2008.
- [11] Y. X. Guo, K. M. Luk, and K. F. Lee, "L-probe proximity-fed short-circuited patch antenna," *Electron. Lett.* 35, 2069–2070, Nov. 25, 1999.
- [12] F. Crog and D. M. Pozar. "Millimeter wave design of wideband aperture coupled stacked microstrip antennas", *IEEE Trans. Antennas Propag.*, Vol. 39, pp. 1770–1776, 1991.
- [13] D. M. Pozar, "Microwave Engineering", John Wiley & Sons, Inc., 2011.

- [14] P. F. Combes, "Micro-onde, ligne, guide et cavité", Dunod, Toulouse, 1995.
- [15] L. Zhang, "Wideband Circularly Polarized Elements and Arrays for Wireless Systems", theses, University of Kent, 2017.
- [16] http://www.ece.mcmaster.ca/faculty/nikolova/antenna_dload/current_lectures/L05_Polar.pdf
- [17] K-L. WONG. "Compact and Broadband Microstrip Antennas" JOHN WILEY & SONS, INC., New York, 2002.
- [18] K. L. Wong, C. L. Tang, and H. T. Chen, "A compact meandered circular microstrip antenna with a shorting pin" *Microwave Opt. Technol. Lett.* Vol.15, 147–149, 1997.
- [19] C. K. Wu, K. L. Wong, and W. S. Chen, "Slot-coupled meandered microstrip antenna for compact dual-frequency operation" *Electron. Lett.* Vol. 34, 1047–1048, 1998.
- [20] J. George, M. Deepukumar, C. K. Aanandan, P. Mohanan, and K. G. Nair. "New compact microstrip antenna," *Electron. Lett.* Vol. 32, 508–509, 1996.
- [21] L. H. Weng, Y. C. Guo, X. W. Shi, and X. Q. Chen. "An overview on defected ground structure," *Progress In Electromagnetics Research B*, Vol. 7, 173–189, 2008.
- [22] MP. BorhaniRezaei, A. Valizade. "Design of a reconfigurable miniaturized microstrip Antenna for switchable multiband systems" *IEEE Antennas Wireless Propag Lett.* Vol. 15, pp. 822–825, 2015.
- [23] Muhammad U. Khan, Rifaqat Hussain, Mohammad S. Sharawi. "A Compact Reconfigurable and Miniaturized Patch Antenna" 4th Asia-Pacific Conference on Antennas and Propagation (APCAP), pp. 140-141, 2015.
- [24] Hany A. Atallah, Adel B. Abdel-Rahman, Kuniaki Yoshitomi, Ramesh K. Pokharel. "Design of miniaturized reconfigurable slot antenna using varactor diodes for cognitive radio systems" 4th International Japan-Egypt Conference on Electronics, Communications and Computers (JEC-ECC), pp. 63-66, Cairo, Egypt, 31 May-2 June. 2016.
- [25] H. Oraizi, and S. Hedayati. "Miniaturized UWB Monopole Microstrip Antenna Design by the Combination of Giuseppe Peano and Sierpinski Carpet Fractals", *IEEE ANTENNAS AND WIRELESS PROPAGATION LETTERS*, VOL. 10, pp. 67-70, 2011.
- [26] F. Chetouah, N. Bouzit, I. Messaoudene, S. Aidel, M. Belazzoug, B. Hammache, "Miniaturized rectangular dielectric resonator antenna for WCS standards", 12th International Conference on Innovations in Information Technology (IIT), pp. 1-4, 28-30 Nov. 2016, Al-Ain, United Arab Emirates.
- [27] A. Bekasiewicz and S. Koziel, "Structure and Computationally Efficient Simulation-Driven Design of Compact UWB Monopole Antenna", *IEEE ANTENNAS AND WIRELESS PROPAGATION LETTERS*, VOL. 14, pp. 1282-1285, 2015.
- [28] R. Zaker, and A. Abdipour, "A Very Compact Ultrawideband Printed Omnidirectional Monopole Antenna", *IEEE ANTENNAS AND WIRELESS PROPAGATION LETTERS*, VOL. 09, pp. 471-473, 2010.
- [29] Siddiqui, J.Y., Saha, C., Antar, Y.M.M. "Compact SRR loaded UWB circular monopole antenna with frequency Notch characteristics" *IEEE Trans. Antennas Propag.*, 2014, **62**, (8), pp. 4015-4020
- [30] S. Joseph, "design and analysis of compact cpw-fed multiband antennas incorporating uwb applications", thésés, Cochin university of science and technology, kochi, 2016.
- [31] S. Tripathi, A. Mohan, S. Yadav, "Hexagonal fractal ultra-wideband antenna using Koch geometry with bandwidth enhancement", *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, Vol. 8, Iss. 15, pp. 1445–1450, 2014.

- [32] M. F. Adaramola, E. B. Balogun, “Performance Analysis of Stepped-Slot Antenna for Wireless Aeronautical Communication Services”, *Computer Engineering and Intelligent Systems*, Vol.7, No.4, pp. 12-25, 2016.
- [33] M. Gopikrishna, D. D. Krishna, C. K. Aanandan, P. Mohanan, and K. Vasudevan. “DESIGN OF A MICROSTIP FED STEP SLOT ANTENNA FOR UWB COMMUNICATION”, *Microwave Opt. Technol. Lett.*, Vol. 51, No. 4, 2009.
- [34] A. Bekasiewicz, S. Koziel. “Structure and EM-driven design of novel compact UWB slot antenna”, *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, Vol. 11, Iss. 2, pp. 219–223, 2017.
- [35] J. Pourahmadazar, Ch. Ghobadi, J. Nourinia, N. Felegari, and H. Shirzad. “Broadband CPW-Fed Circularly Polarized Square Slot Antenna with Inverted-L Strips for UWB Applications” *IEEE ANTENNAS AND WIRELESS PROPAGATION LETTERS*, VOL. 10, pp. 369-372, 2011.
- [36] H. Oraizi, and N. V. Shahmirzadi. “Frequency- and time-domain analysis of a novel UWB reconfigurable microstrip slot antenna with switchable notched bands”, *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, Vol. 11, pp. 1127-1132, 2017.
- [37] Srivastava, G., Mohan, A., Chakrabarty, A. “Compact Reconfigurable UWB slot antenna for cognitive radio applications” *IEEE Antennas Wireless Propag Lett.*, vol.16, pp. 1139-1142, 2016.
- [38] R. Yahya, A. Nakamura, M. Itami, and T. A. Denidni, “A novel UWB FSS-based Polarization Diversity Antenna” *IEEE ANTENNAS AND WIRELESS PROPAGATION LETTERS*, VOL. 16, pp. 2525-2528, 2017.
- [39] G.K. Pandey, H.S. Singh, P.K. Bharti and M.K. Meshram. “Metamaterial-based UWB antenna”, *Electronics letters*, Vol. 50, No. 18, pp. 1266–1268, 2014.
- [40] M.M. Islam, M.T. Islam, M. Samsuzzaman, and M.R.I. Faruque. “Compact metamaterial antenna for UWB applications”, *Electronics letters*, Vol. 51, No. 16, pp. 1222–1224, 2015.

Chapitre 3

*Etude et développement des antennes
monopoles compactes ULB avec des
caractéristiques de rejection des
bandes*

III.1 Introduction

Les systèmes Ultra Large Bande (ULB) possèdent une bande de fréquences opérationnelles entre 3,1 GHz et 10,6 GHz, autorisée par la FCC (Federal Communications Commission). Cette bande est utilisée pour des applications commerciales. Les antennes monopoles ULB se caractérisent par leur petite taille et leur faible coût. Plusieurs techniques ont été utilisées pour créer une bande ULB telle que les antennes à demi-plan de masse, les antennes avec une ligne d'alimentation coplanaire (CPW) ou les antennes à fentes.

Plusieurs systèmes à bande étroite ont été proposés dans la littérature telle que le WiMAX (wireless interoperability for microwave access) à bande de fréquences (3,2 GHz - 3,8 GHz), la bande-C pour les communications par satellites (3,7 GHz - 4,2 GHz) [1], les réseaux locaux WLAN (wireless local area network) dans la bande de fréquence (5,15 GHz - 5,85 GHz) [2] et la bande-X (7.25 GHz - 8.395 GHz) [3], ont produit et ont créé des problèmes avec les systèmes ULB. Parmi lesquels, le problème des interférences électromagnétiques (EMI) [4]. Ces interférences peuvent être éliminées à l'aide de filtres traditionnels (filtres Radio-Fréquence). Les filtres traditionnels sont mis en œuvre en utilisant des éléments localisés, ce qui augmente le coût et la complexité du système et nécessitent plus d'espace lorsqu'ils sont intégrés à d'autres circuits à micro-ondes [5].

Ce chapitre se concentre pour l'étude et le développement des antennes ultra large bande compactes avec les caractéristiques des bandes rejetées par la création des diverses formes des fentes gravées; par exemple la forme C, la forme U ou la forme rectangulaire ; dans l'élément rayonnant, dans le plan de masse et dans la ligne de transmission, pour réduire ou éliminer l'effet des interférences électromagnétiques des autres systèmes a bande étroite.

Le chapitre est divisé en plusieurs parties essentielles. La première partie est un bref état de l'art sur les antennes ULB avec des bandes rejetées et les différentes techniques de réjection des bandes utilisées dans les littératures. La deuxième partie est le concept théorique de la technique de réjection des bandes et les interférences électromagnétiques. La troisième partie est le choix des simulateurs, comparaison entre les résultats de chaque simulateur et une description de la conception des antennes proposées (géométries, fabrications et mesures). Dans la dernière partie, une étude paramétrique et une présentation des résultats de travaux réalisés seront effectuées.

III.2 Evolution de la conception d'antennes ULB à bande rejetée

III.2.1 Concept de filtrage (Notched-Band) dans les antennes ULB

Pour résoudre le problème d'interférences dans les systèmes de communications ULB, il est nécessaire de filtrer les bandes qui se chevauchent. La méthode traditionnelle suivie pour supprimer ces interférences potentielles, consiste à connecter l'antenne à l'aide de filtres coupe-bande à bande étroite [6]. La réponse spectrale du filtre coupe-bande indique qu'il laisse passer la plage de fréquences ULB, sauf à deux fréquences (f_1 et f_2). Ainsi, ces deux fréquences sont découpées dans la réponse spectrale du système ULB.

Un résonateur est un dispositif ou un système qui présente un comportement de résonance, c'est-à-dire qu'il oscille à certaines fréquences naturelles, appelées fréquences de résonance, avec une amplitude supérieure à celle d'autres fréquences. Les résonateurs sont utilisés pour générer des bandes de fréquences spécifiques ou pour sélectionner des signaux à des fréquences spécifiques. Les résonateurs hyperfréquences sont utilisés dans diverses applications, notamment les filtres, les oscillateurs, les fréquencemètres et les amplificateurs accordés [7].

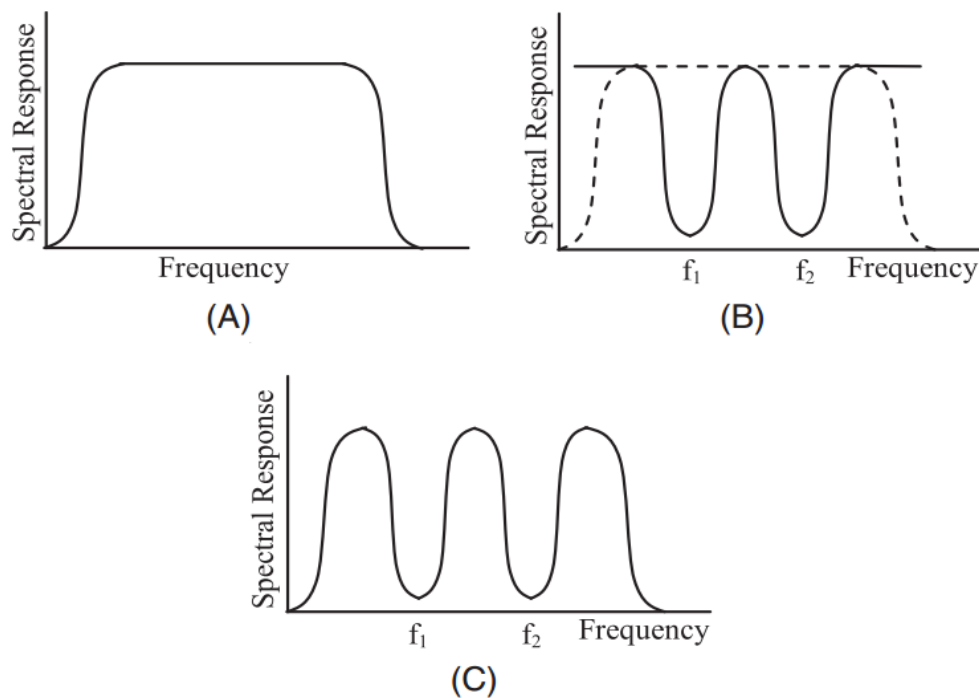


Figure III. 1. Développement d'un système de rejection de fréquence utilisant des filtres coupe-bande : (A) antenne ULB, (B) filtre coupe-bande et (C) Système ULB entaillé [8].

Les différentes caractéristiques observées de l'ajout des résonateurs sont : premièrement, l'adaptation d'impédance se dégrade en installant la configuration résonante,

deuxièmement, la distribution du courant sur l'antenne est modifiée du fait de l'ajout d'une structure résonante, ce qui peut entraîner l'annulation du rayonnement dans la zone de champ lointain. Figure III.1 présente le développement d'un système de réjection de fréquence utilisant des filtres coupe-bande en termes de réponse spectrale, la section A représente l'antenne ULB, section B est le filtre coupe-bande et la section C est le système ULB avec les bandes rejetées [8].

III.2.2 Techniques proposées pour générer la rejection de bande

Une antenne ULB à bandes rejetée est une combinaison d'une antenne ULB et d'un certain type de structure résonante pour éliminer les interférences indésirables. Plusieurs techniques ont été proposées pour réaliser des structures résonantes présentant des caractéristiques de filtrage.

- La première technique est la géométrie des fentes, est l'une des techniques courantes permettant de développer les performances de la réjection des bandes. Cette technique consiste à graver des fentes dans la structure d'antenne, soit dans l'élément rayonnant, dans le plan de masse ou dans la ligne de transmission, ce qui modifie la distribution de courant. Le premier travail réalisé dans ce domaine est le brevet de Schantz en 2003, une antenne ULB ayant la caractéristique de filtrage en découpant des formes triangulaires dans l'élément rayonnant de l'antenne ULB [9]. Après ce brevet, plusieurs formes ont été proposées pour créer les caractéristiques de filtrage [10], [11], [12]. Certaines configurations des fentes gravées dans le plan de masse sont également proposées pour produire des encoches pour filtrer diverses bandes de fréquences [13].
- La deuxième technique est basée sur les éléments parasites, l'une des approches populaires pour développer la propriété de filtrage, cette technique consiste à intégrer des éléments parasites de géométries différentes, soit dans l'élément rayonnant, soit dans le plan de masse [14] [15].
- La troisième technique est l'intégration des stubs juste à côté de l'élément rayonnant [16].
- Les SRR (Split Ring Resonator) sont des résonateurs à anneaux de formes circulaires elliptiques ou rectangulaires, qui sont utilisés pour produire les caractéristiques de filtrage dans la bande d'antennes ULB. Un SRR consiste en une paire d'anneaux avec des ouvertures opposées aux extrémités. La longueur et la largeur des anneaux sont utilisées pour déterminer la fréquence rejetée et la largeur

de bande, respectivement. En raison de leurs petites tailles, les SRR sont utilisés pour générer plusieurs caractéristiques à bande filtrée pour les antennes ULB [3], [5]. il y a un autre type de résonateur, le résonateur électrique ERR (Electrical Ring Resonator) ce type de résonateurs a les mêmes caractéristiques de filtrage que les SRR. L'ERR fournit une bande étroite à la fréquence de résonance en fonction des dimensions de la structure résonnante [17].

- Les antennes reconfigurables sont largement souhaitables pour améliorer les performances des systèmes ULB. Ces antennes sont capables de fournir des performances de filtrage de bande commutables. Cependant, lorsqu'elles rencontrent un signal d'interférence, ces antennes génèrent une fonction de filtrage de bande en modifiant leur configuration, ce qui élimine ensuite les interférences avec le système coexistant. La reconfiguration des structures d'antennes peuvent être réalisées en utilisant différents types de commutateurs RF tels que des diodes PIN, des Switch RFMEMS et des transistors à effet de champ à semi-conducteurs métalliques (MESFET) [18-19].

III.2.3 Etude théorique de technique de rejection des bandes

Il existe plusieurs formes des résonateurs utilisées dans la littérature pour réaliser une bande rejetée dans les antennes ULB, telles que les résonateurs en forme de C, les résonateurs en forme de U, les résonateurs rectangulaires et les SRR. Le centre de fréquence de la bande rejetée dépend de la longueur de résonateur lorsque cette dernière décale le centre de fréquence de la bande rejetée. L'équation suivante montre comment calculer le centre de fréquence rejetée à partir de la longueur de résonateur qui est égal à demie-longueur d'onde pour les résonateurs circulaires ou elliptique [3] et égal au quart d'onde pour un résonateur rectangulaire [1] et [20]:

$$f_{notch} = \frac{c}{4L\sqrt{\varepsilon_{eff}}} \quad (\text{III. 1})$$

$$\varepsilon_{eff} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} \quad (\text{III. 2})$$

Avec C est la vitesse de la lumière, ε_{eff} est le constant diélectrique effectif, ε_r le constant diélectrique relatif et L est la longueur de résonateurs ou la fente.

III.3 Antenne ULB compacte hexagonale

III.3.1 Conception de base d'une antenne ULB

La conception de base d'antenne monopole ULB est illustrée dans la Figure III. 3. L'antenne proposée est conçue sur un substrat de type FR4 avec les dimensions $W_s \times W_L \times H$ ($30 \text{ mm} \times 30 \text{ mm} \times 0,8 \text{ mm}$) et le constant diélectrique est $\epsilon_r = 4.4$, la tangente de perte ($\tan \delta = 0,002$). L'antenne proposée consiste en un élément rayonnant hexagonal alimenté par une ligne de transmission à micro-ruban. Le plan de masse est partiellement imprimé dans le côté arrière du substrat. La ligne d'alimentation micro-ruban est fixée pour la valeur de $W = 1,8 \text{ mm}$ et de $L = 12,34 \text{ mm}$ pour obtenir l'impédance caractéristique 50Ω . Le plan de masse a des dimensions $W_s \times W_G$ ($30 \text{ mm} \times 12 \text{ mm}$) et une encoche de forme carrée sur le bord supérieur, permet d'améliorer la bande passante de l'antenne. L'élément rayonnant a une forme hexagonale avec une coupe en haut de l'élément rayonnant.

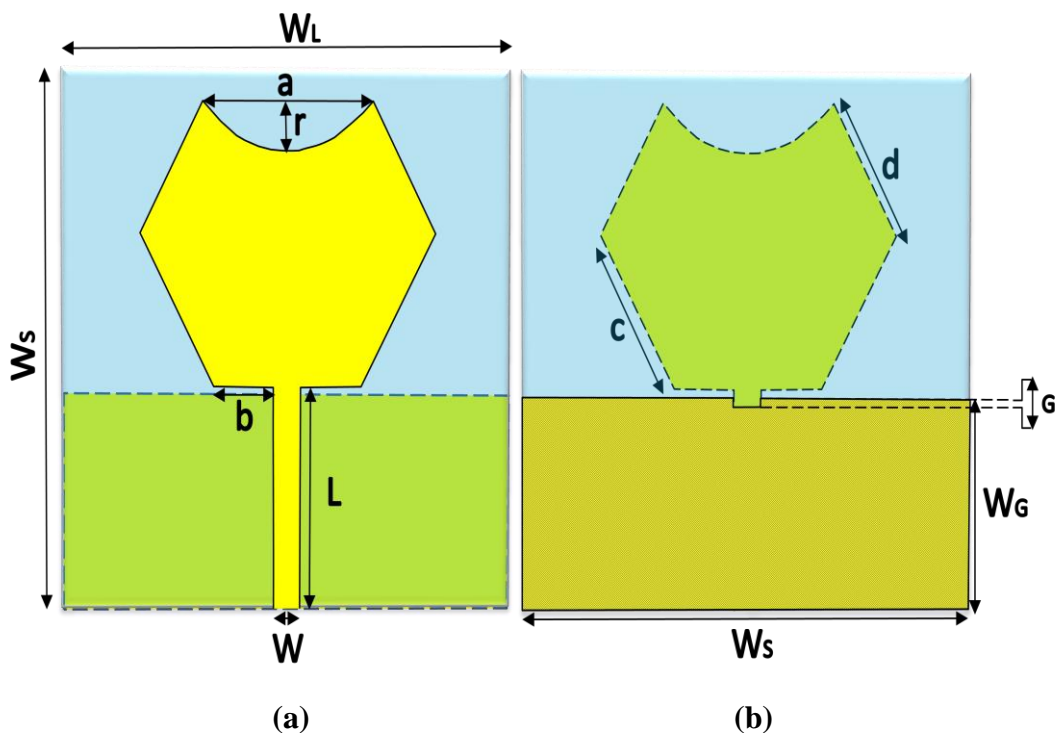


Figure III. 2. Géométrie d'antenne compacte hexagonale : (a) face supérieure, (b) face inférieure.

Les principaux paramètres de l'antenne ULB sont illustrés dans le Tableau III. 1. La Figure III. 3 montre le coefficient de réflexion de l'antenne proposée simulée avec HFSS (High Frequency Structure Simulator). Sur cette courbe, on remarque que l'antenne a une large bande passante comprise entre 3,1 GHz et 11,21 GHz avec un coefficient de réflexion inférieur à -10 dB.

Tableau III. 1. Paramètres d'antenne ULB compacte hexagonale.

Paramètres	Valeurs (mm)	Paramètres	Valeurs (mm)
A	11,5	R	2,84
B	4,1	L	12,87
C	8,7	W_S	30
D	10	W_L	30
W	1,8	W_G	12
G	0,4	H	0.8

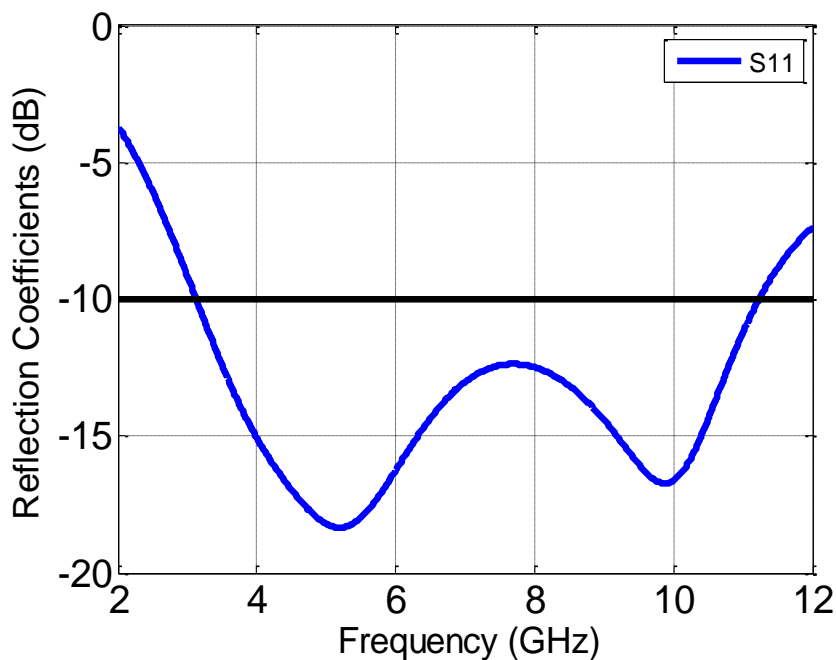


Figure III. 3. Coefficient de réflexion d'antenne ULB compacte hexagonale.

III.3.2 Effet du plan de masse pour obtenir une bande ULB

Le choix des dimensions de plan de masse joue un rôle très important pour réaliser une largeur de bande couvre la bande ULB. La technique du demi-plan de masse est utilisée dans un sens large par les chercheurs, pour obtenir une large bande passante. Le choix du demi-plan de masse pour la simplicité de réalisation, et la possibilité d'obtenir de bons résultats dans le domaine d'élargissement de la bande passante d'antenne. Une étude paramétrique sur les dimensions du plan de masse est présentée dans la Figure III. 4. Dans cette figure, on remarque qu'il y a une grande influence ou un effet sur la bande d'antenne si on varie le paramètre W_G (la largeur de plan de masse). Si le plan de masse est complet ($W_G = 30$ mm), deux bandes étroites sont observées, dans ce cas l'antenne représente un patch simple. Lorsqu'en minimise W_G la bande passante est élargie considérablement jusque à $W_G = 12$ mm

dans cette valeur la largeur de bande est maximal (3.1 GHz -11.21) et elle couvre la bande ULB.

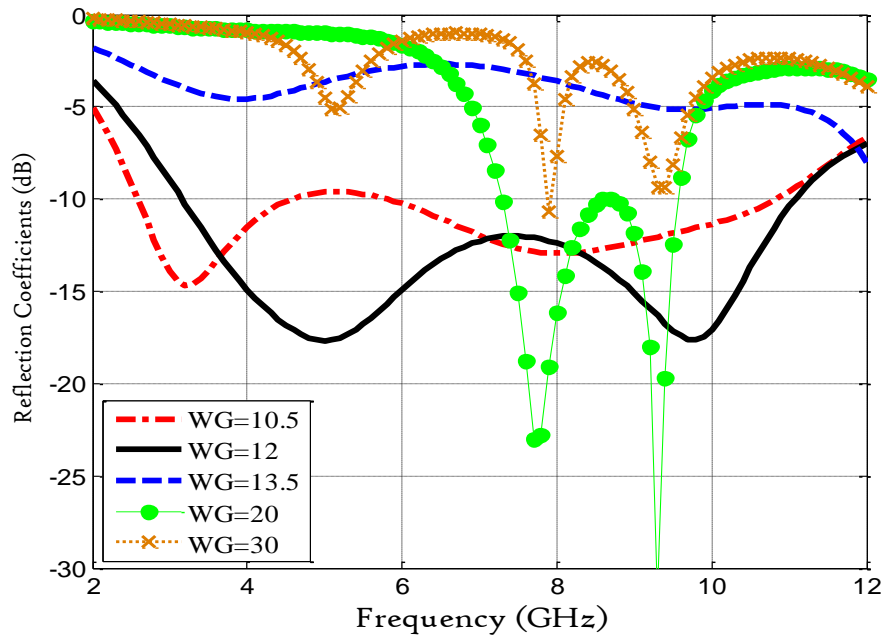


Figure III. 4. Effet de dimension de plan de masse sur la bande d'antenne ULB compacte hexagonale.

III.4 Conception d'antennes ULB compactes avec des caractéristiques de bande rejetée

III.4.1 Antenne ULB compacte avec trois bandes rejetées

Dans cette section, on a proposé un travail de simulation pour la réalisation d'une antenne ULB à des petites dimensions (antenne compacte) avec des fentes gravées sur l'élément rayonnant dans le but de rejeter certaines bandes de fréquences. On a aussi intégré dans ces fentes des diodes PIN pour contrôler le fonctionnement de ces fentes. Les résultats de simulation de cette antenne ont été présentés dans une conférence internationale (IEEE 12th International Conference on Innovations in Information Technology (iit'16)) [21].

III.4.1.1 Etapes à suivre pour réaliser l'antenne avec trois bandes rejetées

Dans ce travail, deux formes des fentes sont utilisées pour réaliser une antenne compacte ULB avec trois bandes rejetées. Deux fentes en forme C et une fente rectangulaire (fente quarte d'onde ouverte). L'intégration de ces fentes est passée par trois étapes. Les étapes et les dimensions des fentes sont indiquées dans la Figure III. 5. La première étape (case 1) est présentée dans la figure III.5 (a), une fente de forme C est gravé sur l'élément

rayonnant pour éliminer la bande de fréquences 3,19 GHz à 3,56 GHz avec un centre de fréquences de 3,4 GHz dans la bande WiMAX (3,2 GHz – 3,6 GHz).

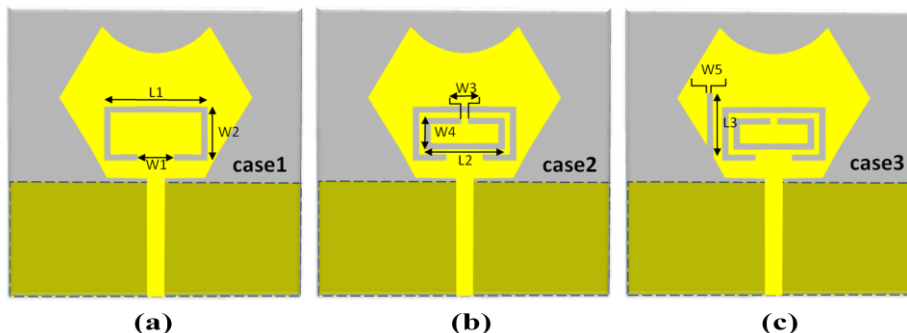


Figure III. 5. Etapes pour intégrer les fentes dans l'élément rayonnant : (a) case1 (b) case2 (c) case 3.

La deuxième fente (S2) de forme C est placée dans le patch avec des dimensions plus petites par rapport à la première fente, cette fente est intégrée pour rejeter la bande de fréquences comprise entre 4,92 GHz et 6,16 GHz pour l'application WLAN (5,15 GHz – 5,85 GHz). Cette étape (case 2) est présentée dans la Figure III. 5 (b). La dernière fente S3 est sous forme rectangulaire comme le montrer dans la Figure III. 5 (c). La fente (S3) est conçue pour rejeter la bande de fréquences 6,92 GHz à 8,1 GHz du spectre de communication de la bande-X (7.25 GHz - 8.39 GHz). Les dimensions des trois fentes sont illustrées dans le Tableau III. 2. Figure III.6 représente la variation du rapport d'ondes stationnaires (VSWR) par rapport à la fréquence pour les trois conceptions d'antenne illustrées dans la Figure III. 5.

Tableau III.2. Paramètres d'antenne ULB compacte avec trois bandes rejetées

Paramètres	Valeurs (mm)	Paramètres	Valeurs (mm)
L_1	10,8	W_2	5,8
L_2	8,4	W_3	0,6
L_3	6,91	W_4	3,4
W_1	3,8	W_5	0,7

La Figure III. 7 montre la distribution du courant d'antenne aux quatre fréquences, à une fréquence opérationnelle 6.6 GHz et aux trois fréquences de bande rejetées 3,4 GHz, 5,6 GHz et 7,5 GHz respectivement, afin de montrer l'influence des fentes dans l'élément rayonnant. La Figure III. 7 (a) montre le courant de surface à la fréquence opérationnelle de 6,6 GHz. une distribution uniforme est observée dans cette figure, mais sur les Figures III. 7 (b), (c) et (d), on peut observer que la distribution du courant est concentrée à l'extrémité de chaque fente, ce qui indique que ces fentes sont responsables du rejet des trois bandes de fréquences.

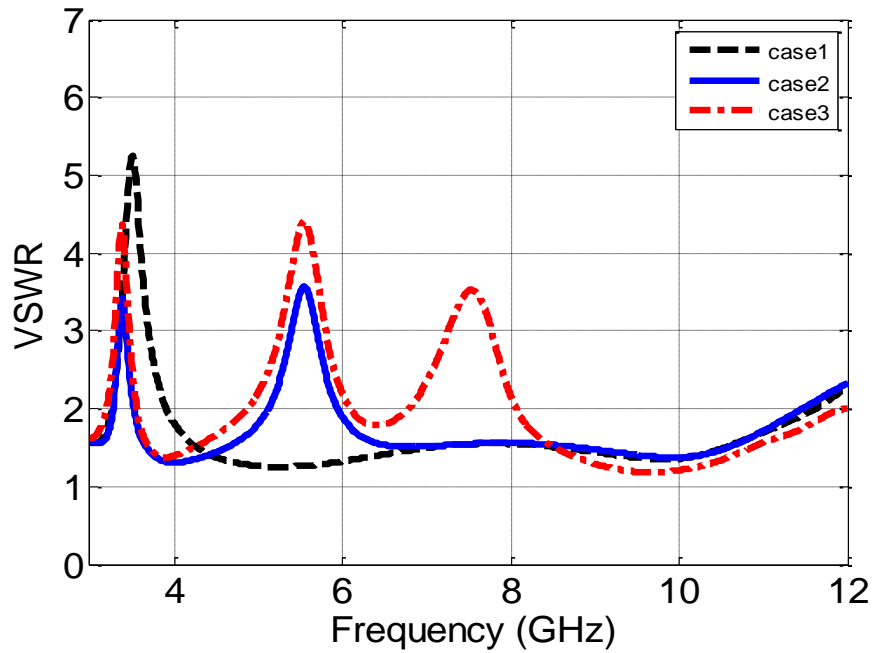


Figure III. 6. Rapport d'onde stationnaire (VSWR) des trois étapes pour intégrer les fentes dans l'élément rayonnant.

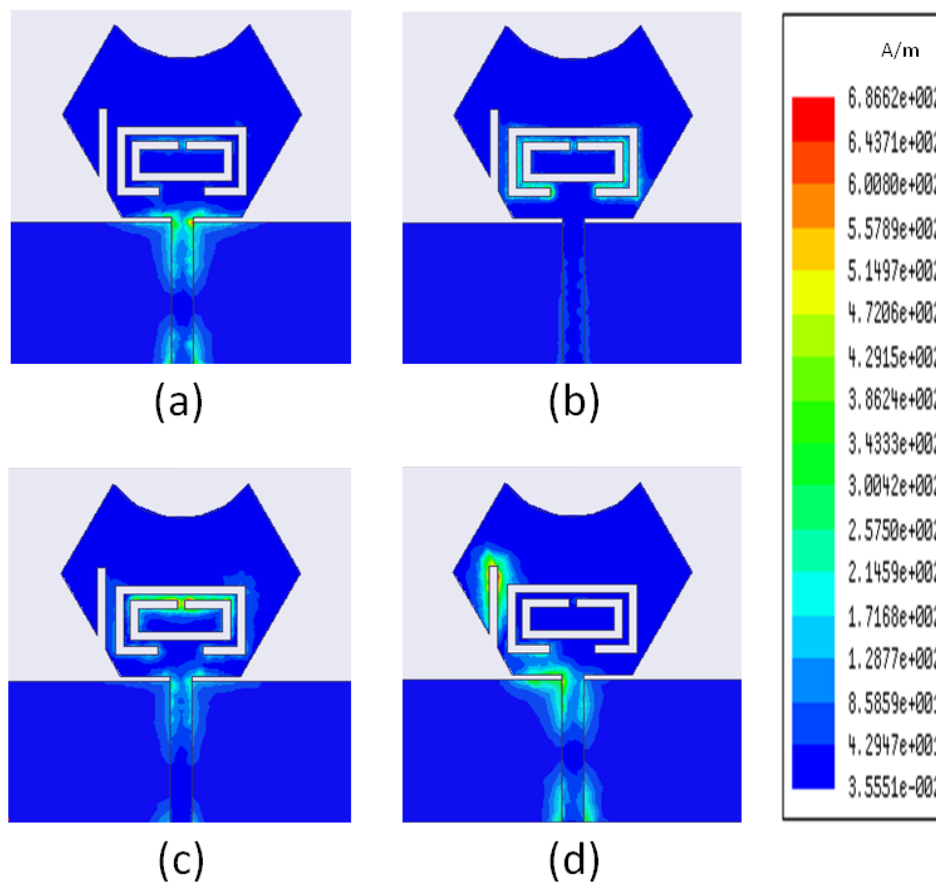


Figure III. 7. Distribution du courant sur la structure d'antenne proposée dans : (a) 6,6 GHz, (b) 3,4 GHz, (c) 5,6 GHz, (d) 7,5 GHz.

III.4.1.2 Bandes rejetées reconfigurables

Pour créer la reconfigurabilité dans les bandes filtrées, trois diodes PIN sont intégrées dans les fentes gravées, comme le montre la Figure III. 8 (a). Les diodes D1 et D2 sont positionnées dans le milieu des fentes S1 et S2 respectivement. La troisième diode D3 est placée à l'extrémité de la fente S3. Lorsque les diodes sont placées sur la position OFF, les bandes de fréquence sont rejetées. Cependant, l'effet des fentes est éliminé lorsque les diodes sont commutées à l'état ON. Les diodes PIN utilisées dans ce travail ont été modélisées selon deux cas (ON/OFF). Pour l'état ON, un circuit RL en série est utilisé, tandis que l'état OFF est modélisé, en utilisant le circuit RC parallèle / série avec l'élément L (Bobine) [22]. La Figure III. 8 (b) et (c) illustre le modèle RLC de la diode PIN dans l'état ON et OFF. Les valeurs optimales des différents éléments localisés R, L et C sont résumées dans le Tableau III.3.

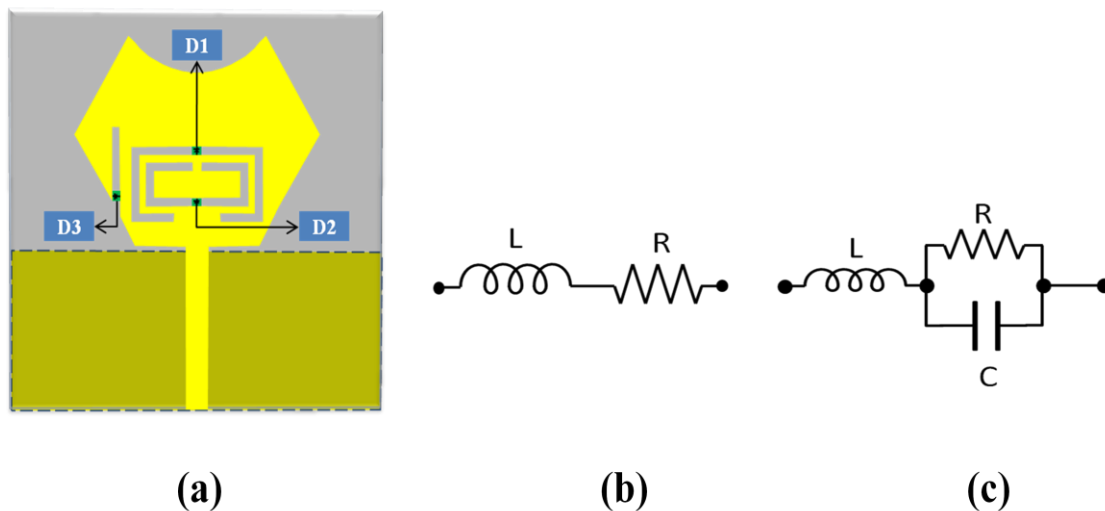


Figure III. 8. Structure finale de l'antenne proposé : (a) l'emplacement des diodes dans l'antenne proposé (b), circuit équivalent de la diode (ON) (c) circuit équivalent de la diode (OFF) [22].

Tableau III. 3. Eléments de diode PIN.

Paramètre	R	L	C
Position ON	0.1 Ω	0.45 pH	\times
Position OFF	30 k Ω	0.45 pH	0.1 pF

En intégrant trois diodes (D1, D2 et D3), huit cas de combinaison peuvent être réalisés. Les quatre premiers cas sont présentés dans la Figure III. 9 et les autres quatre cas sont présentés dans la Figure III. 10. La Figure III. 9 montre le VSWR simulé dans quatre cas. Le premier cas a été réalisé en mettant toutes les diodes à la position OFF; on observe que les

trois bandes de fréquences sont rejetées. Dans le deuxième cas, toutes les diodes sont commutées à la position ON, on note que l'antenne fournit une largeur de bande d'impédance (pour un VSWR inférieur à 2) entre 3 GHz et 11,2 GHz qui couvre le spectre ULB. Dans le troisième cas, D1 et D2 sont mis à l'état OFF et D3 à l'état ON. On constate que les deux bandes de fréquences 3,4 GHz et 5,5 GHz sont rejetées. Le dernier cas de cette figure concerne la mise de l'état de blocage de la diode D3 et l'activation des autres diodes. On peut constater que la seule bande filtrée est la bande-X.

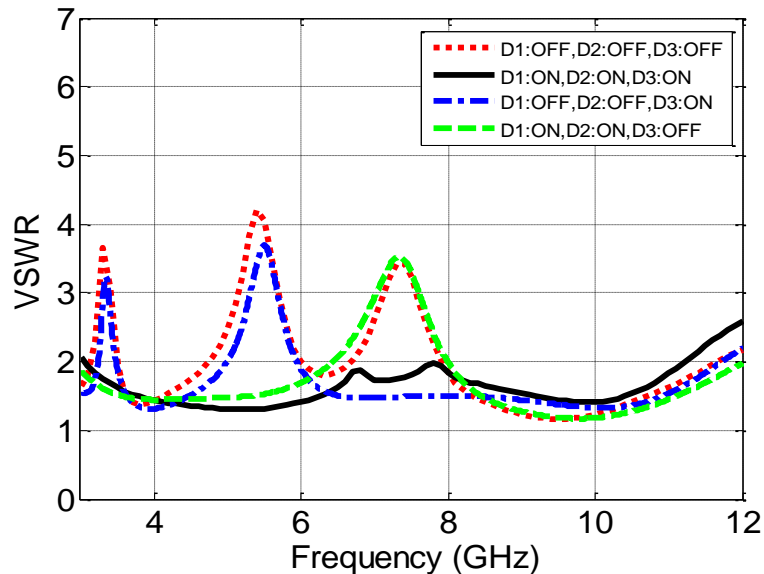


Figure III. 9. Rapport d'onde stationnaire (VSWR) d'antenne compacte ULB avec des bandes rejetées reconfigurables (partie1).

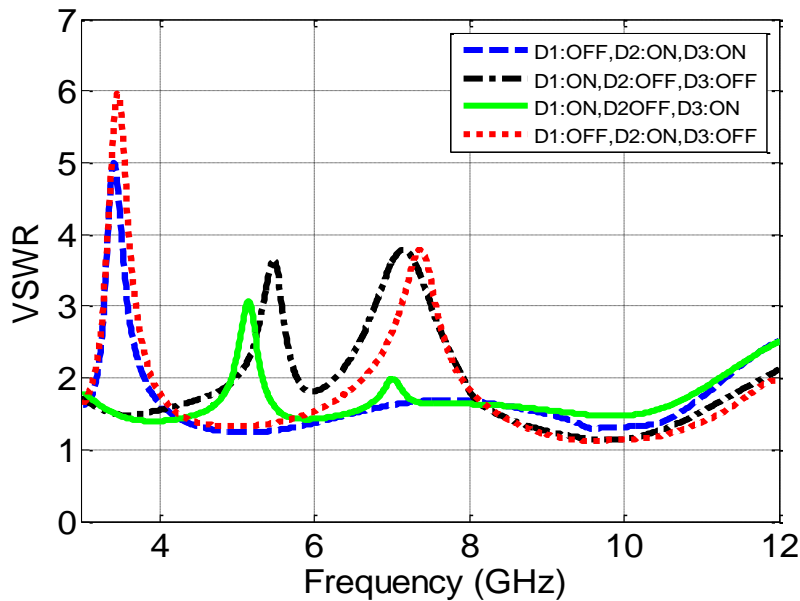


Figure III. 10. Rapport d'onde stationnaire (VSWR) d'antenne compacte ULB avec des bandes rejetées reconfigurables (partie2).

La Figure III. 10 présente les quatre cas restants. On remarque que la bande de fréquence comprise entre 3,19 GHz et 3,79 est rejetée lorsque la diode D1 est désactivée, et que D2 et D3 sont activées. Dans le cas contraire (D1 est activé et D2, D3 sont désactivées), les bandes de fréquences 5.5 GHz et 7.2 GHz sont rejetées. La bande de fréquence (WLAN) est rejetée dans le cas où la deuxième diode D2 est désactivée, et que les autres diodes sont directement polarisées. Dans le dernier cas, deux bandes de fréquences (WiMAX et X-band) sont filtrées en commutant les diodes D1 et D3 à la position OFF. Les huit cas sont rapportés dans le Tableau III. 4.

Tableau III. 4. Bandes rejetées avec Les cas de la position des diodes PIN.

Position de diode			Bandes rejetées
D1	D2	D3	
OFF	OFF	OFF	WiMAX, WLAN, and X-band
ON	ON	ON	/
OFF	OFF	ON	WiMAX and WLAN
ON	ON	OFF	X-band
OFF	ON	ON	WiMAX
ON	OFF	OFF	WLAN and X-band
ON	OFF	ON	WLAN
OFF	ON	OFF	WiMAX and X-band

III.4.1.3 Résultats et discussions

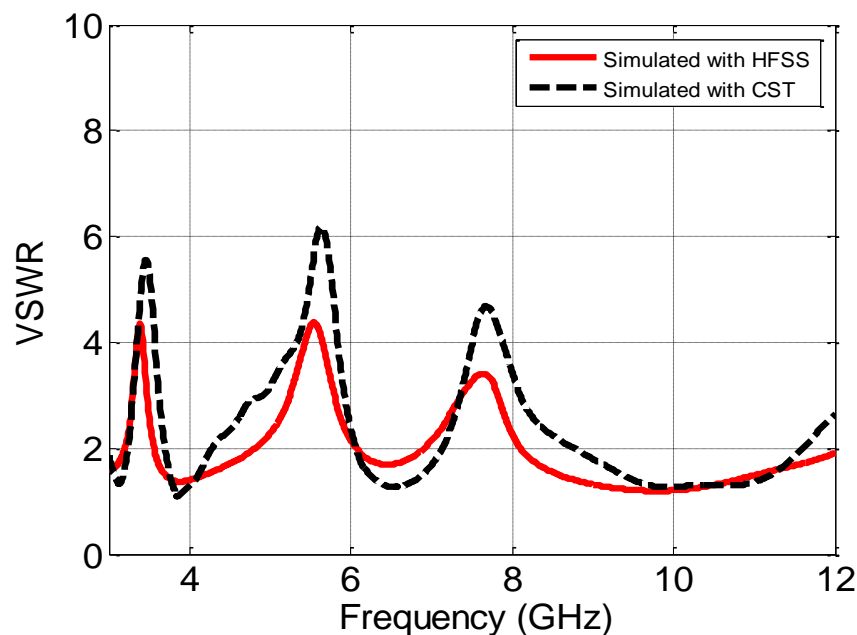


Figure III. 11. Comparaisons entre les résultats de simulation de VSWR par HFSS et CST d'antenne proposé.

Tableau III. 5. Comparaison entr HFSS et CST de resultat de VSWR.

Simulateurs	Band passante (GHz)	NB1 (GHz)	NB2 (GHz)	NB3 (GHz)
HFSS	2.8-11.7	3.19-3.56	4.92 6.16	6.92-8.1
CST	2.97-11.62	3.20-3.59	4.5-6.16	7.1-8.4

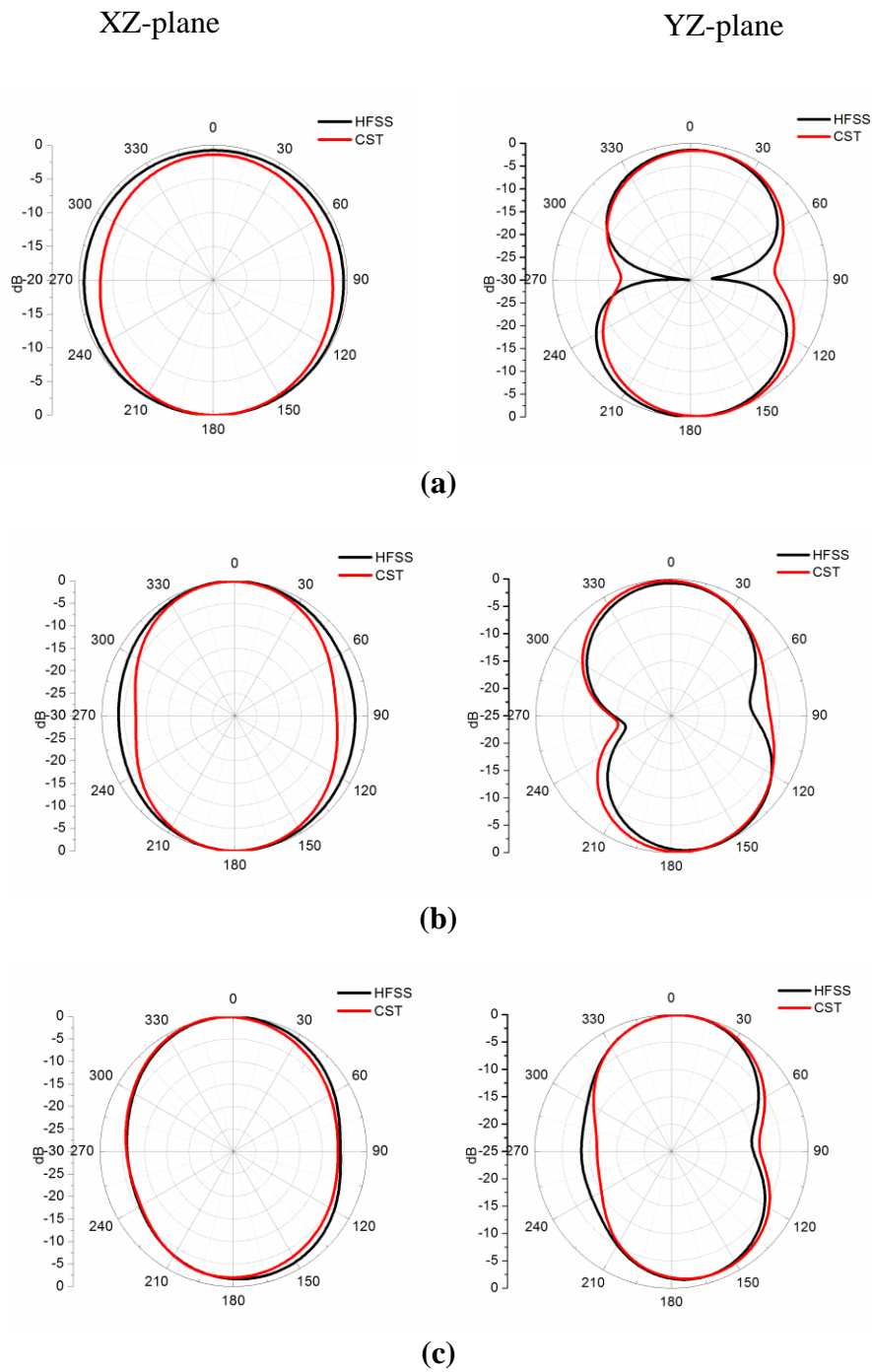


Figure III. 12. Comparaisons entre les résultats de simulation du diagramme de rayonnement par HFSS et CST d'antenne proposé dans : (a) 4GHz, (b) 6.5GHz et (7GHz).

Deux simulateurs sont utilisés pour simuler cette antenne, HFSS (High Frequency Structural Simulator) et CST (Computer Simulation Technology), pour valider et confirmer les résultats de cette antenne. La Figure III. 11 illustre le rapport d'onde stationnaire (VSWR) simulé par HFSS et CST. L'antenne filtre trois bandes de fréquences à 3,4 GHz, 5,6 GHz et 7,5 GHz. La comparaison entre les résultats de deux simulateurs HFSS et CST est présentée dans le Tableau III. 5. On observe qu'il y a un arrangement entre les résultats de deux simulateurs dans la première bande rejetée (NB1), un petit décalage est observé entre les deux bandes restantes (NB2 et NB3) pour le HFSS et CST.

Les diagrammes de rayonnement de l'antenne compacte ULB avec trois bandes rejetées dans des fréquences opérationnelles 4 GHz, 6.5 GHz et 7 GHz sont décrits dans la Figure III.12. On peut voir que l'antenne ULB proposée fournit un diagramme bidirectionnel dans le plan YZ et un diagramme omnidirectionnel dans le plan XZ. Les résultats numériques obtenus à partir des simulateurs HFSS et CST montrent un très bon accord.

III.4.2 Antenne ULB compacte avec cinq bandes rejetées

Dans cette partie, nous proposons une antenne monopole compacte avec cinq bandes rejetées couvrant la bande ULB entre 3,1 GHz et 10,6 GHz. Cette antenne a une taille compacte de 30 mm x 30 mm. Les étapes de la réalisation de cette antenne sont effectuées à l'aide de deux simulateurs CST et HFSS. Cette antenne rejette des bandes de fréquences spécifiques telles que Wimax, WLAN, bande-C et bande-X, en utilisant trois fentes de forme C avec des différentes dimensions, une fente rectangulaire et une fente de forme U, respectivement [23].

III.4.2.1 Dimensions et paramètres des antennes ULB avec cinq bandes rejetées

La géométrie d'antenne ULB est illustrée dans la Figure III. 13. L'antenne proposée est conçue sur un substrat FR4 avec une permittivité $\epsilon_r = 4,4$, une épaisseur substrat $h = 0,8$ mm, une tangente de perte ($\tan \delta = 0,002$) et une taille de $W_S \times W_L (30 \text{ mm} \times 30 \text{ mm})$ qui représente une géométrie d'antenne compacte. Un patch sous forme hexagonale alimenté par une ligne de transmission micro-ruban, est imprimé sur la face supérieure du substrat. La ligne d'alimentation micro-ruban est fixée à $W = 1,8$ mm de largeur et $L = 12,34$ mm de longueur pour obtenir l'impédance caractéristique 50Ω . Les dimensions de plan de masse sont : $W_G \times W_G (30 \text{ mm} \times 12 \text{ mm})$, il est partiellement imprimé sur le côté arrière du substrat. Une forme carrée est entaillée sur le bord supérieur ($G = 0,4$ mm) pour améliorer la bande passante de

l'antenne. Les dimensions optimales de l'antenne proposée sont: $a = 11,5$ mm, $b = 4,1$ mm, $c = 10$ mm, $d = 8,7$ mm, $r = 2,84$ mm.

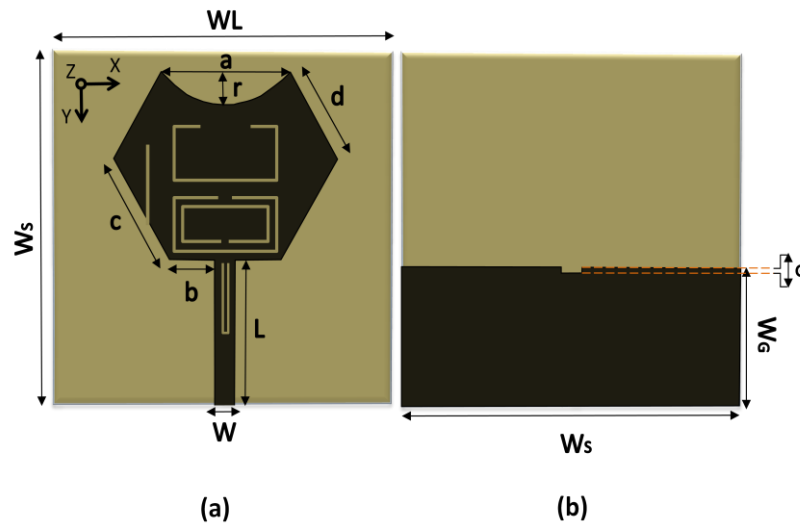


Figure III. 13. Géométrie d'antenne compact ULB avec cinq bande rejeté : (a) face supérieure, (b) face inférieure.

III.4.2.2 Intégration des fentes dans l'antenne

Trois fentes de forme C, une fente rectangulaire et une fente de forme U sont intégrées dans le patch afin de réaliser l'opération de filtrage. Les fentes de forme C ont des dimensions différentes pour rejeter diverses bandes de fréquences, la première fente de forme C est utilisée pour découper la bande WiMAX (3,2 GHz - 3,6 GHz), la deuxième fente en forme de C est utilisée pour éliminer la bande-C comprise entre 3,8 GHz et 4,2 GHz et la troisième fente de forme C est utilisé pour rejeter la bande WLAN (5,15 GHz – 5,85 GHz). La bande-C (5,725 GHz - 7,075 GHz) est rejetée par intégrer la fente rectangulaire et la bande-X (8,025 GHz - 8,4 GHz) est filtrée par intégrer la fente de forme U.

La Figure III. 14 représente la configuration d'antenne ULB compacte avec cinq bandes rejetées. Six configurations sont indiquées dans cette figure, une antenne référence sans fentes et l'intégration de chaque fente dans chaque configuration. Le premier cas, dans la Figure III. 14 (a) représente l'antenne référence. Pour la première fente en forme C (S1 dans la figure III. 14 (b)), on choisit les dimensions $L1 = 10$ mm, $W1 = 5$ mm et $g1 = 1$ mm, pour cocher la bande de 3,21 GHz à 3,53 GHz (WiMAX). La deuxième fente en forme C (S2 dans la figure III. 14 (c)) a les mêmes dimensions que la fente S1, sauf dans l'ouverture de la fente où la distance entre elles est différente. La valeur choisit est $g2 = 4,4$ mm pour éliminer la bande de fréquences comprise entre 3,85 GHz et 4,5 GHz. La troisième fente S3 de forme C (Figure III.14 (d)) est utilisée pour rejeter la bande de fréquences 5,05 GHz à 5,75 GHz (WLAN) avec

le centre de fréquences 5,38 GHz. les dimensions de cette fente sont : la longueur $L_2 = 8$ mm, la largeur $W_2 = 3$ mm et l'ouverture $g_3 = 0.4$ mm. La bande de fréquences 6,39 GHz à 7,36 GHz pour les applications par satellite (C-band) est éliminée par la fente rectangulaire S4, cette fente a les dimensions $L_3 = 6,8$ mm et $W_3 = 0,35$ mm. Cette fente est illustrée dans la Figure III. 14 (e). La fente S5 de forme U dans la Figure III. 14 (f), est gravée dans la ligne d'alimentation micro-ruban pour rejeter la bande de fréquence comprise entre 8,08 GHz et 8,44 GHz, les dimensions de cette fente sont : $L_4 = 5,6$ mm, $W_4 = 0,6$ mm et $W_u = 0.2$ mm.

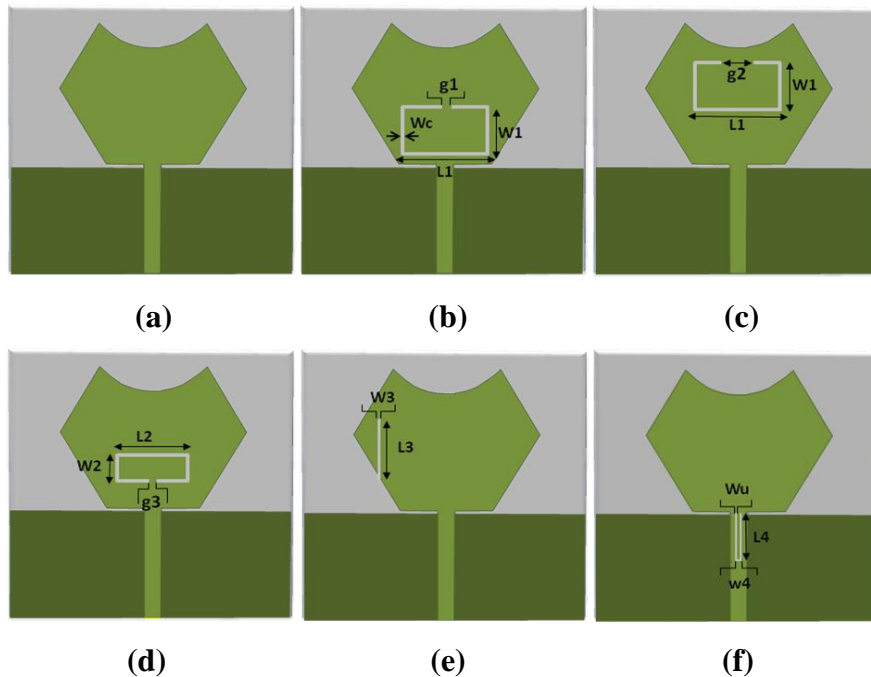


Figure III. 14. Dimensions et Intégration des fentes dans l'antenne : (a) antenne référence, (b) fente 1, (c) fente 2, (d) fente 3, (e) fente 4, (f) fente 5.

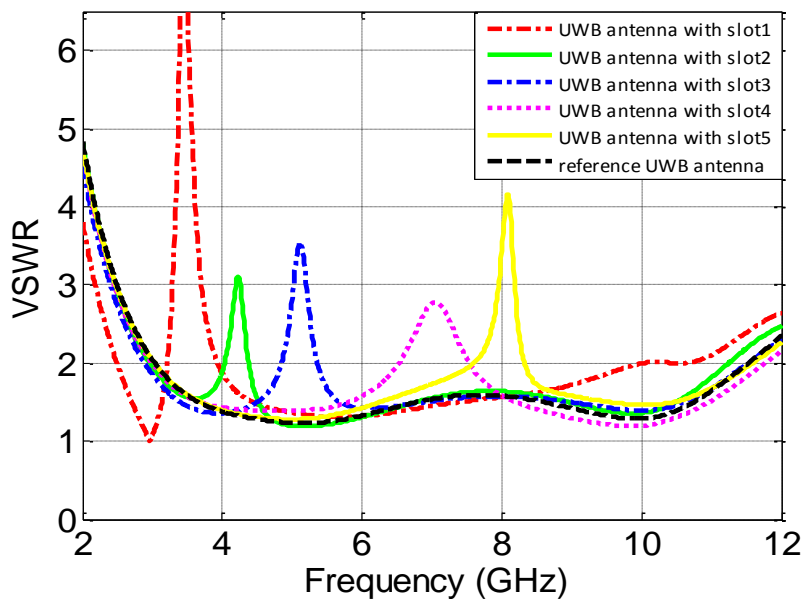


Figure III. 15. Variation de rapport d'onde stationnaire de six cas de la figure III.14.

Figure III. 15 montre la variation de VSWR (rapport d'onde stationnaire) de chaque fente pour les six cas présentés dans la Figure III. 14. Dans le premier cas, l'antenne référence a une largeur de bande de 2,5 à 11,58 GHz avec un VSWR inférieur à deux, et il est observé que chaque fente est responsable de rejet une bande de fréquence.

III.4.2.3 Resultats et discussions

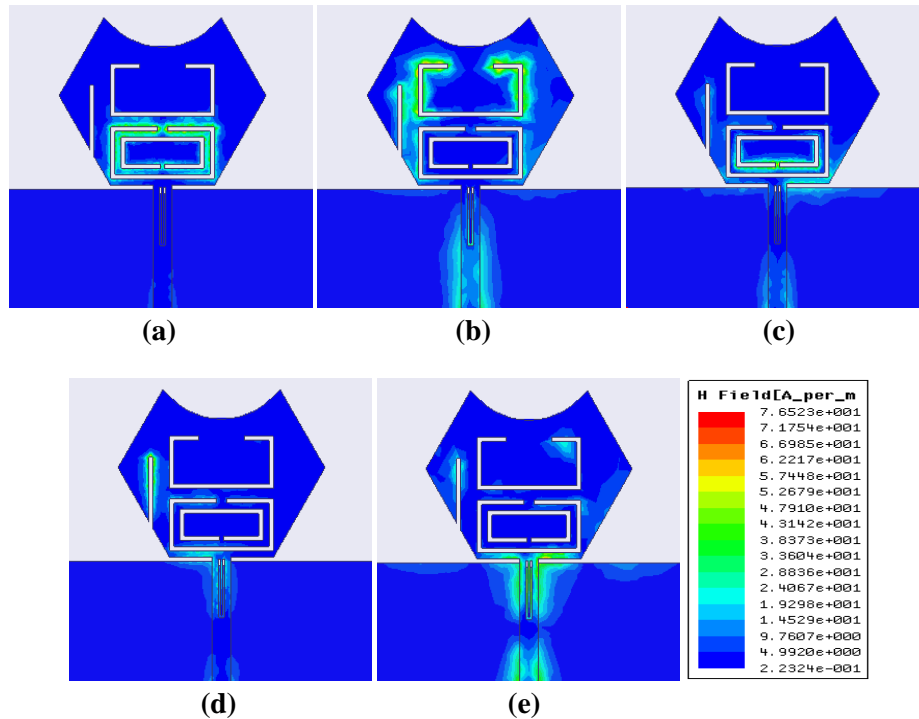


Figure III. 16. Distribution du courant d'antenne proposée : (a) 3.3 GHz, (b) 4 GHz, (c) 5.4 GHz, (d) 7 GHz, et (e) 8.25 GHz.

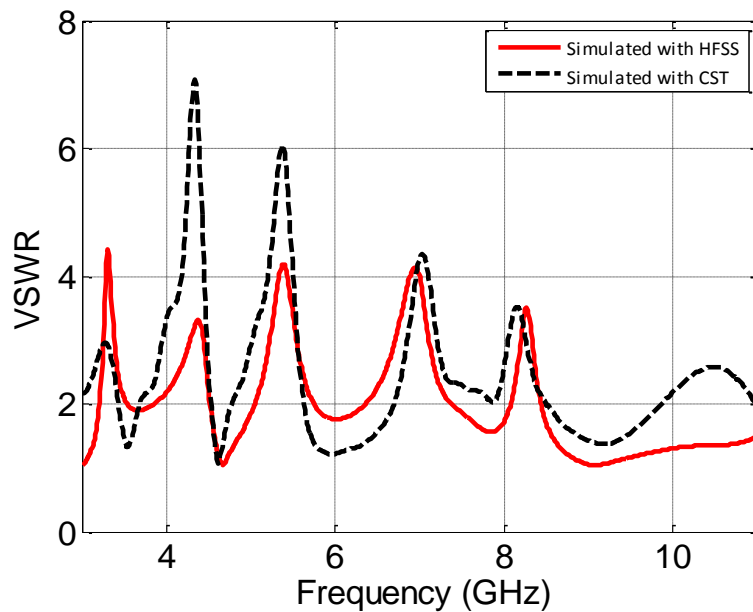


Figure III. 17. Comparaison entre HFSS et CST de résultats de simulation de VSWR d'antenne compacte ULB avec Cinque bandes rejetées.

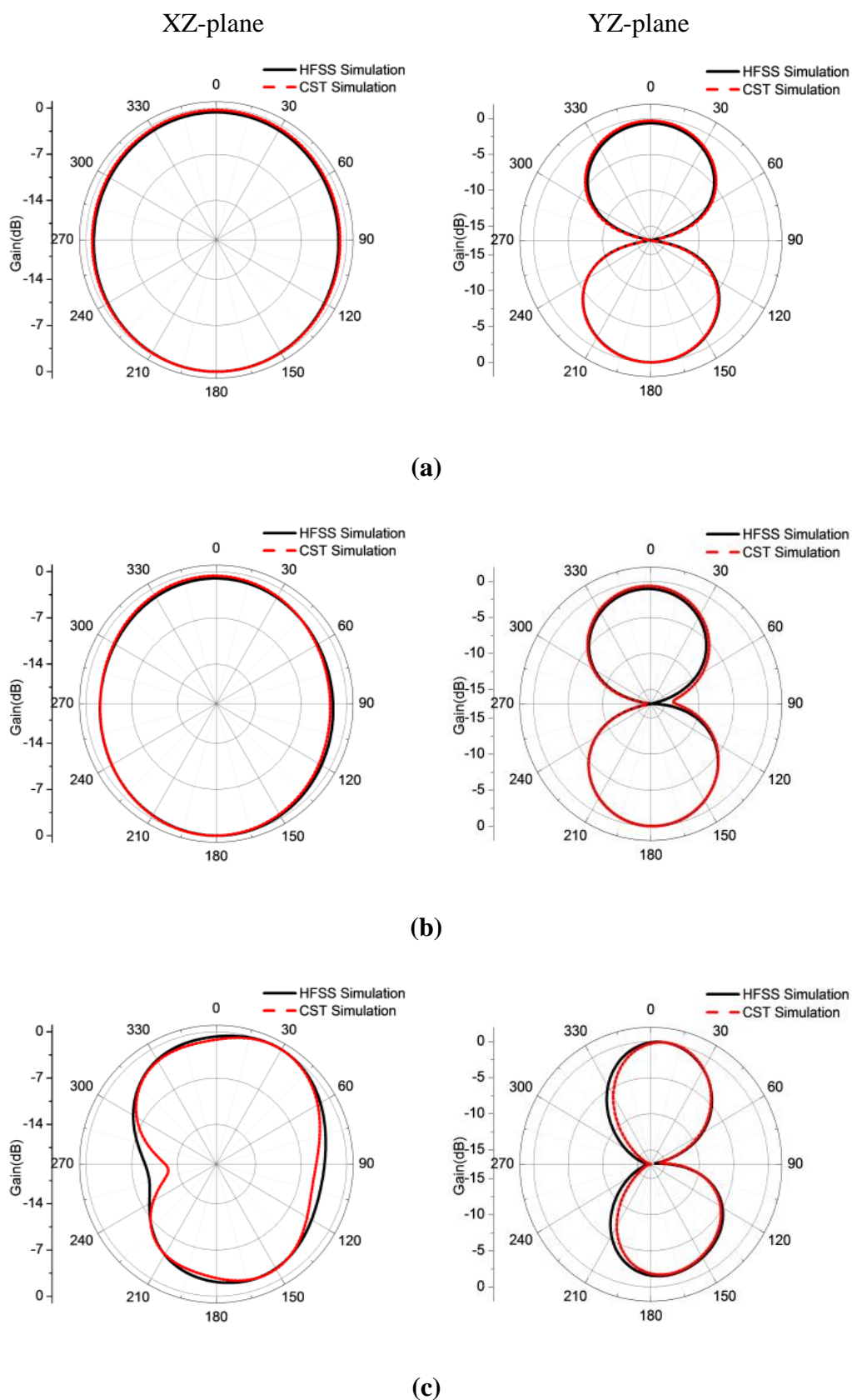


Figure III.18. Diagramme de rayonnement d'antenne proposé avec HFSS et CST à : (a) 3GHz, (b) 4.8 GHz et (c) 9 GHz.

La distribution du courant de l'antenne proposée au niveau de patch à cinq fréquences (3,3 GHz, 4 GHz, 5,4 GHz, 7 GHz et 8,25 GHz) est présentée dans la Figure III. 16, pour illustrer l'effet des fentes gravé sur le patch pour obtenir des bandes filtrées. On peut observer que la distribution du courant n'est pas uniforme dans toutes les fréquences rejeter, mais il y a une grande quantité de courant est concentrée près des bords de chaque fente aux cinq fréquences centrales, donc ces fentes sont responsables de la réjection de ces bandes de fréquences.

La Figure III. 17 représente les résultats de simulation de VSWR d'antenne proposée par les deux simulateurs HFSS et CST. Cinq bandes de fréquences comprises entre 2,5 GHz et 11,58 GHz (ULB) sont rejetées par cinq fentes aux centres des fréquences suivantes: le pic de VSWR = 4,53 ($f_c = 3,31$ GHz), le pic de VSWR = 3,33 ($f_c = 4,2$ GHz), le pic de VSWR = 4,23 ($f_c = 5,38$ GHz), le pic de VSWR = 4,15 ($f_c = 6,95$ GHz) et le pic de VSWR = 3,8 ($f_c = 8,25$ GHz). La Figure III. 18 montre les résultats de simulations de diagrammes de rayonnement d'antenne ULB compacte avec cinq bandes filtrées aux trois fréquences opérationnelles, 3 GHz, 4,8 GHz et 9 GHz, respectivement. On peut observer que l'antenne proposée présente un diagramme de rayonnement omnidirectionnel dans le plan XZ et un diagramme de rayonnement bidirectionnel dans le plan YZ. On peut conclure que les résultats de simulation obtenus à l'aide des deux simulateurs (HFSS et CST) montrent un bon accord.

III.5 Réalisation et fabrication d'une antenne ULB compacte avec trois fentes de forme C pour les caractéristiques de bande rejetée

Dans cette partie on présente un travail sur une antenne ULB (ultra-large bande) compacte avec trois fentes de forme C pour les caractéristiques de la bande rejetée. L'antenne proposée couvre une largeur de bande comprise entre 2,95 GHz et 12 GHz. trois fentes de forme C sont intégrées dans l'élément rayonnant pour éliminer trois bandes de fréquences, WiMax (3.2-3.8 GHz), bande-C (3.7 GHz - 4.2 GHz) et WLAN (5.15GHz - 5.85 GHz). Cette antenne a une taille compacte avec les dimensions 30 mm × 30 mm.

III.5.1 Techniques de fabrication et de mesures

La fabrication des prototypes d'antennes été effectuée au niveau de deux laboratoires, le laboratoire RF de l'INRS (Institut National de la Recherche Scientifique) et le laboratoire d'Ecole Polytechnique au niveau de l'Université de Montréal à Montréal, Canada. Toutes les mesures des prototypes fabriqués ont été effectuées au niveau de laboratoire RF (Radio Frequency) à l'INRS.

III.5.1.1 Fabrication

La fabrication des prototypes d'antennes est passée par plusieurs étapes, les structures d'antennes conçues ont été exportées sous forme de fichiers d'usinage au format Gerber, on exporte la face supérieure et la face inférieure de la structure d'antenne simulé par CST ou HFSS sous forme Gerber file. Ces fichiers ont été entrés dans la machine LPKF ProtoLaser S pour spécifier quelles zones de la surface de cuivre devait être enlevée. Le détail de la configuration de fabrication est illustré dans la Figure III. 19 et Figure III. 20 [24-25].



Figure III. 19. Photographie de la machine LPKF ProtoLaser S et LPKF ProtoMat C60.

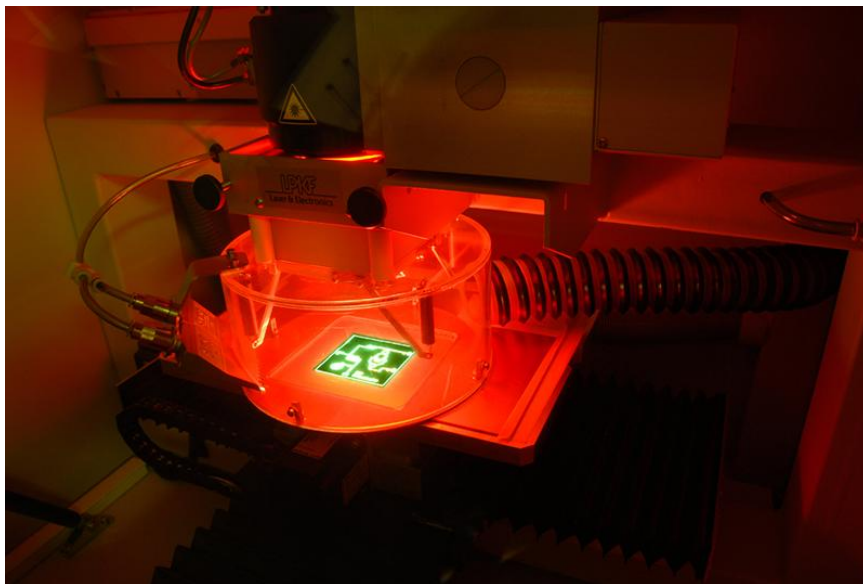


Figure III. 20. Photographie de la fabrication de circuit par la machine LPKF protoLaser S.

Le faisceau laser se déplace ou guider dans une direction diagonale ou vertical pour faire les processus d'élimination du cuivre indésirable. La machine LPKF protoMat C60 est responsable de découper le substrat pour finaliser la fabrication de prototype.

III.5.1.2 Mesure de paramètres S par l'analyseur de réseau Agilent 8722ES

Pour mesurer les paramètres S des prototypes d'antennes fabriquées, en utilisant l'analyseur de réseaux vectoriel. Les mesures de paramètres S ont été effectuées à l'aide d'un analyseur de réseaux vectoriel (Agilent 8722ES) au niveau du laboratoire de l'INRS. L'analyseur de réseaux vectoriel ou le VNA (Vector Network Analyzer) est un équipement ou un instrument de mesure dans le domaine temporel et fréquentiel, pour mesurer les paramètres S (amplitude et phase) d'une charge ou d'un quadripôle. Le VNA caractérise les dispositifs actifs et passifs haute fréquence, dans leur mode de fonctionnement linéaire en mesurant les paramètres de leur réseau appelés paramètres S en fonction de la fréquence. L'analyseur de réseau vectoriel (Agilent 8722ES) est caractérisé par une Gamme de fréquence de 50 MHz à 40 GHz, deux ports, une plage Dynamique 100 dB, un lecteur disquette intégré pour sauvegarder les données et une Interface RS-232 [26].

Pour faire des mesures précises des paramètres S, il doit faire un étalonnage exact pour éliminer les erreurs systématiques au système. Ce type de calibrage couvre l'ensemble des méthodes qui nécessitent la définition et la connaissance parfaites des paramètres des étalons utilisés (court-circuit, circuit-ouvert et la charge a 50 Ω) [27]. La photographie de l'analyseur de réseaux Agilent 8722ES et le kit de calibrage sont présentés dans la Figure III.21.



Figure III. 21. Photographie de l'analyseur de réseaux Agilent 8722ES et le kit de calibrage.

III.5.1.3 Mesure de diagramme de rayonnement dans la chambre anéchoïque

Les mesures de diagramme de rayonnement ont été effectuées dans une chambre anéchoïque dans le laboratoire RF à l'INRS (Figure III. 22), également appelée chambre morte. Elle permet de faire des mesures de rayonnement dans un environnement contrôlé sans réflexion. Un matériel absorbant est fixé sur toutes les surfaces de la chambre sous la forme de points qui absorbent non seulement le son, mais elle assure aussi à ce que le rayonnement électromagnétique ne se reflète pas. Le but de faire des mesures dans cette chambre pour ne pas laisser les appareils interférer avec les antennes testées. Par ailleurs, il est également très important que l'antenne soit à l'abri de toutes interruptions d'extérieur. La chambre anéchoïque est caractérisée par un émetteur qui contient l'antenne référence, dans notre cas l'antenne référence est une antenne cornet fonctionne d'une bande très large entre 1 GHz et 18 GHz avec un VSWR inférieur à deux, un gain varié entre 4 dB et 15 dB avec une polarisation linéaire, le récepteur contient l'antenne de test. L'émetteur et le récepteur sont séparés par une distance pour assurer les conditions de champs lointains. La chambre anéchoïque est reliée à un analyseur de réseaux pour présenter les résultats.

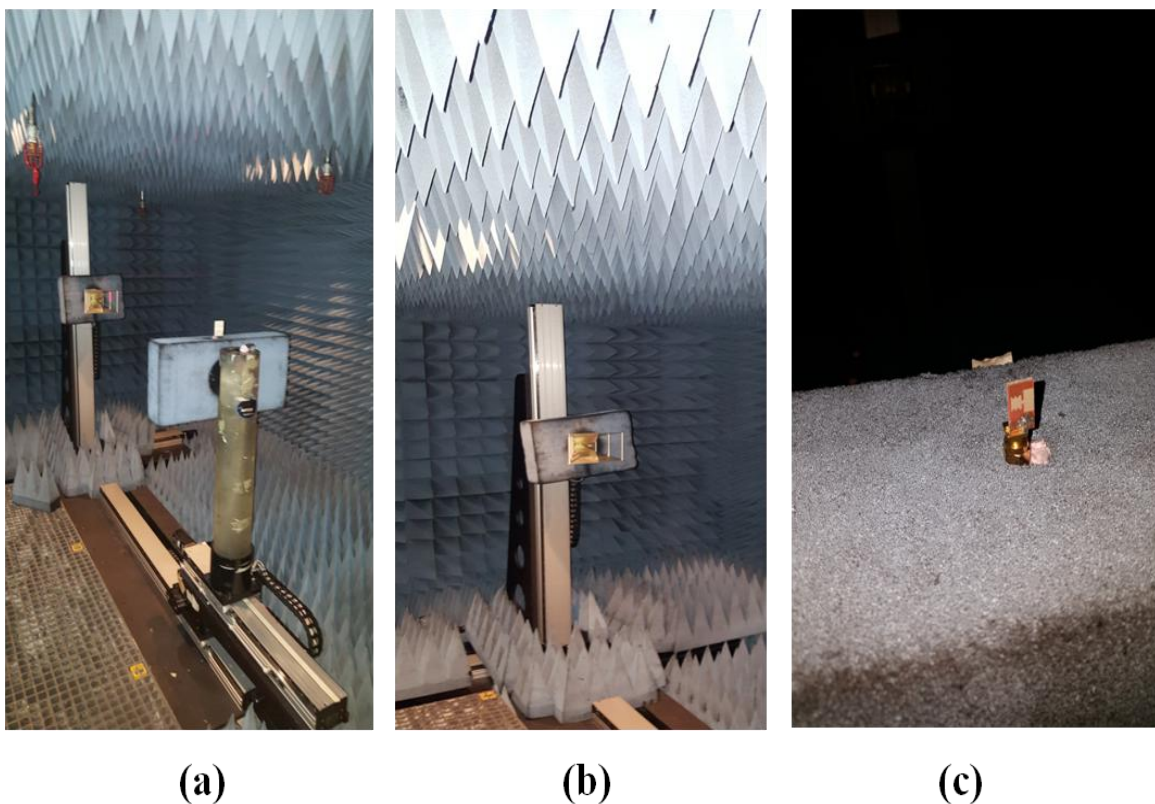


Figure III. 22. Photographie de chambre anéchoïque : (a) vue à l'intérieur (b) antenne émettrice (cornet) (c) antenne réceptrice (antenne sous test).

III.5.2 Géométrie de l'antenne proposée

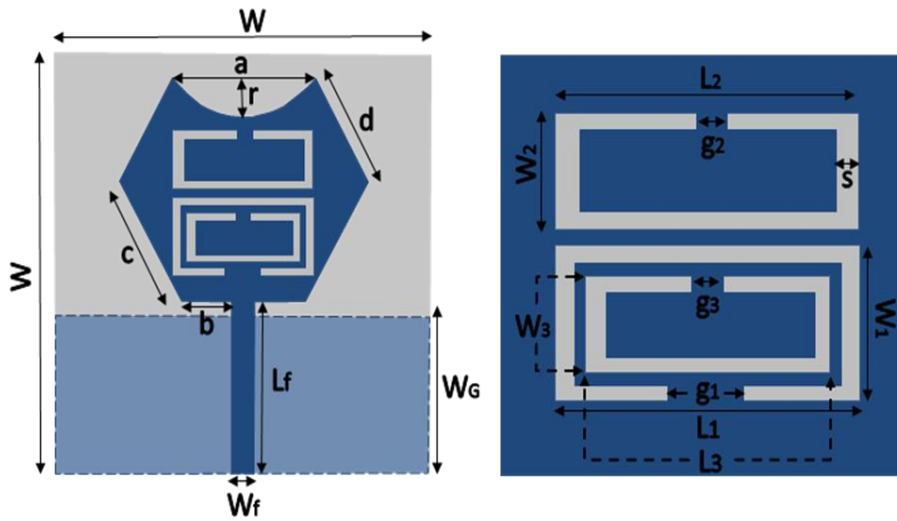


Figure III. 23. Géométrie de l'antenne ULB compacte avec trois fentes de forme de C.

Tableau III. 6. Paramètres d'antenne proposée.

Paramètres	Valeurs (mm)	Paramètres	Valeurs (mm)
W	30	$L_1 = L_2$	10.8
W_f	1.8	W_1	5.8
L_f	12.34	g_1	2.4
W_G	10.5	W_2	4
R	2.84	$g_2 = g_3$	0.6
A	11.3	L_3	8.4
B	4.1	W_3	3.4
C	10	S	0.7
D	8.7	--	--

La géométrie de l'antenne ULB compacte avec trois fentes de formes C est illustrée dans la Figure III. 23 [28]. L'antenne est fabriquée par l'utilisation d'un substrat Rogers RO4350B avec $\epsilon_r = 3,66$ et $h = 1,524$ mm. L'antenne a une taille de 30×30 mm², l'élément rayonnant est conçu avec une forme hexagonale alimentée par une ligne micro-ruban de 50 Ω , la ligne d'alimentation est fixée à $W_f = 1,8$ mm et $L = 12,34$ mm. Le plan de masse est imprimé à la face inférieure du substrat avec $W = 30$ mm et $W_G = 10,5$ mm. Les dimensions de l'antenne sont optimisées par HFSS et représentées dans le Tableau III. 6.

III.5.3 Evolution de la structure d'antenne proposée

L'antenne proposée est caractérisée par une très large bande passante avec trois bandes rejetées. Les quatre étapes pour réaliser l'antenne sont illustrées dans la Figure III. 24. Le premier cas de la Figure III. 24 (a) montre l'antenne référence sans fentes, le deuxième cas de la Figure III. 24 (b) présente l'antenne avec une fente de forme C (slot3), la fente a les dimensions suivantes : $L_3 = 8,4$ mm, $W_3 = 3,4$ mm et $g_3 = 0,6$ mm. Dans le troisième cas (Figure III. 24 (C)), deux fentes en forme C avec des tailles différentes sont intégrées dans le patch, les dimensions de la deuxième fente (Slot2) sont : $L_2 = 10,8$ mm, $W_3 = 4$ mm, $g_3 = 0,6$ mm. La conception finale de l'antenne proposée est illustrée dans la Figure III. 24 (d). Trois fentes en forme C avec différentes tailles, sont intégrées pour éliminer trois bandes de fréquences. Pour la troisième fente (Slot1), les dimensions sont : $L_1=10,8$ mm, $W_1=5,8$ mm et $g_1=2,4$ mm.

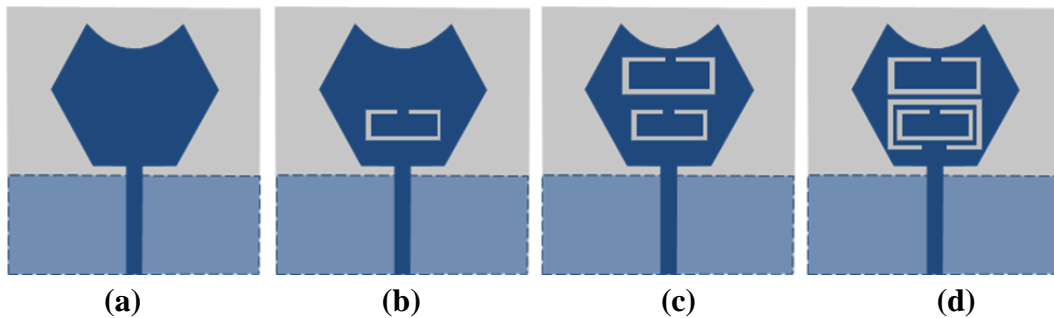


Figure III. 24. Intégration des fentes dans l'élément rayonnant : (a) Antenne 1 (b) Antenne 2 (c) Antenne 3 (d) Antenne 4.

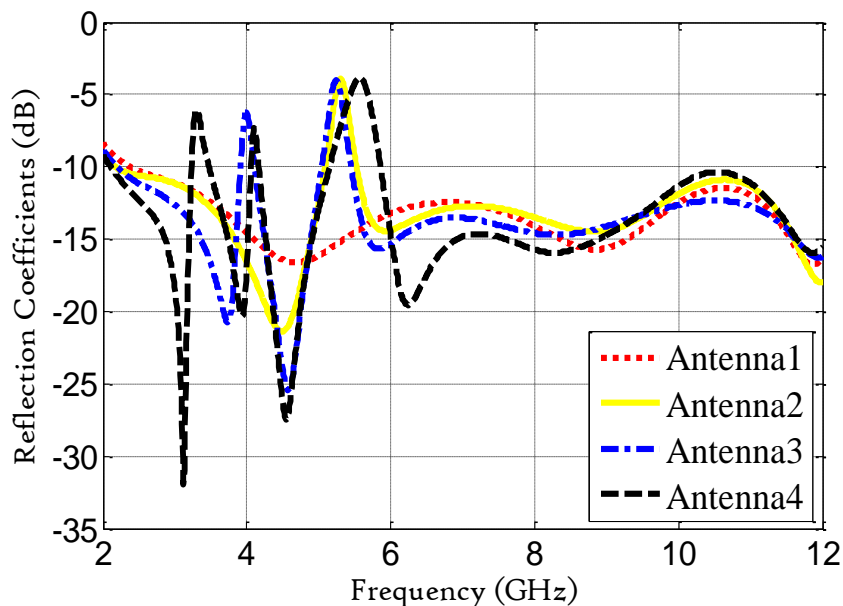


Figure III.25. Résultats de simulation de l'intégration des fentes dans l'élément rayonnant : (a) Antenne 1 (b) Antenne 2 (c) Antenne 3 (d) Antenne 4.

Les résultats de simulation des quatre cas sont présentés dans la Figure III. 25. Pour Antenna1, une largeur de bande ULB (2,38 GHz à plus de 12 GHz) avec $S_{11} < -10$ dB. Antenna2 présente le coefficient de réflexion de l'antenne proposée avec une bande rejetée dans la bande de fréquence des applications WLAN. Pour l'Antenna3, deux bandes de fréquences sont rejetées par deux fentes de forme C. Le dernier cas présente l'Antenna4 sur la Figure III. 25, où trois bandes de fréquences, WiMax, bande-C et WLAN, sont éliminées par trois fentes de forme C avec différentes tailles.

III.5.4 Etudes paramétriques

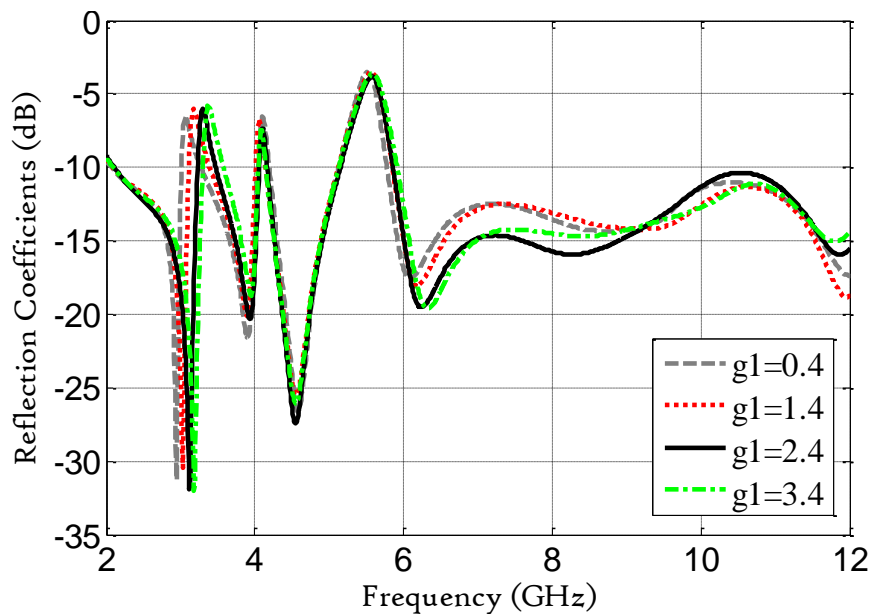


Figure III. 26. Etude paramétrique sur l'effet de g_1 .

Dans cette partie, une étude paramétrique est effectuée pour illustrer la relation entre la longueur de la fente et la bande de fréquence rejetée, en modifiant la valeur du paramètre g_1 . La Figure III. 26 présente l'effet de la variation de la valeur de l'ouverture du Slot1. Quatre valeurs de g_1 sont choisies, $g_1 = 0,4 ; 1,4 ; 2,4$ et $3,4$. On observe que lorsque la valeur de g_1 est modifiée, le centre de fréquence de la bande rejetée est décalé. Par conséquent, à partir des résultats de Figure III. 25 et Figure III. 26, on peut conclure que chaque fente est responsable de l'élimination d'une bande de fréquence et la longueur de cette fente à une relation avec la bande rejetée.

III.5.5 Discussions et comparaison entre les mesures et les résultats de simulation

L'antenne ULB proposée avec trois fentes de forme C a été fabriquée sur un substrat Rogers RO4350B avec une constante diélectrique $\epsilon_r = 3,66$. Les résultats de simulation sont

obtenus par HFSS et les mesures de paramètres S sont effectuées à l'aide d'un analyseur de réseaux (Agilent 8722ES). La photographie du prototype fabriqué est montrée dans la Figure III. 27.

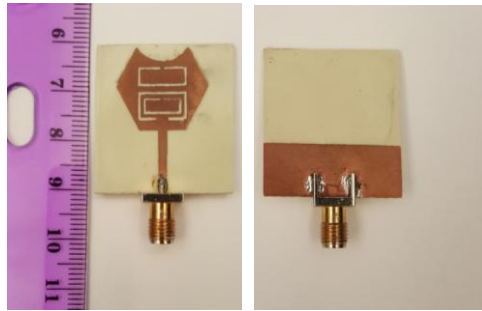


Figure III. 27. Photographies de prototype d'antenne fabriqué.

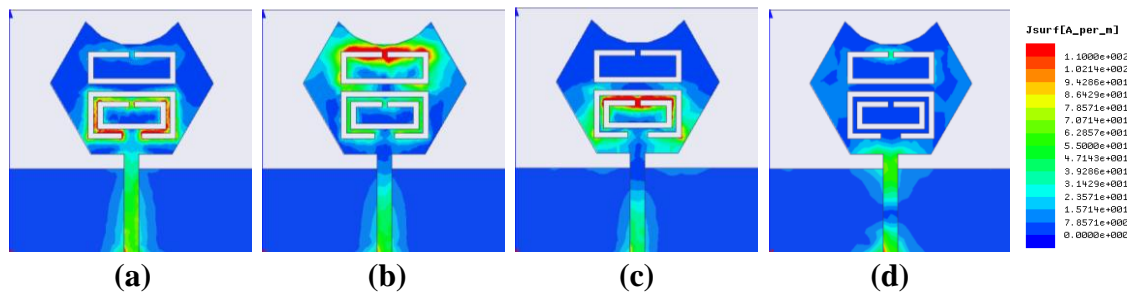


Figure III. 28. Distribution du courant de l'antenne proposée dans le patch à : (a) 3,3 GHz, (b) 4,1 GHz, (c) 5,5 GHz et (d) 8 GHz.

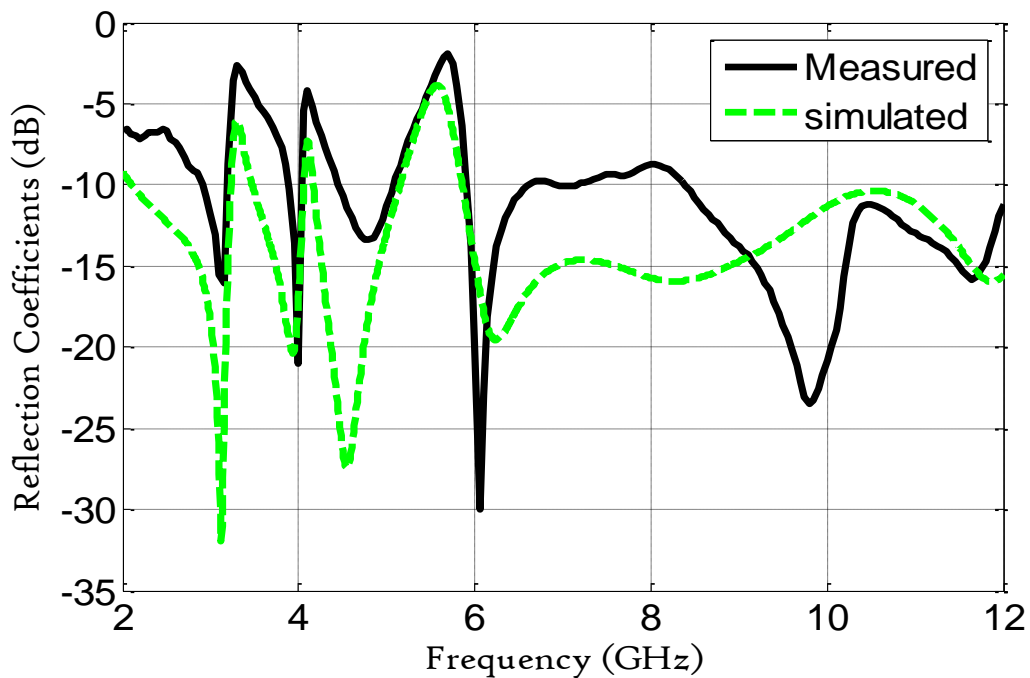


Figure III. 29. Résultats de simulation et les mesures de coefficient de reflexion d'antenne proposé.

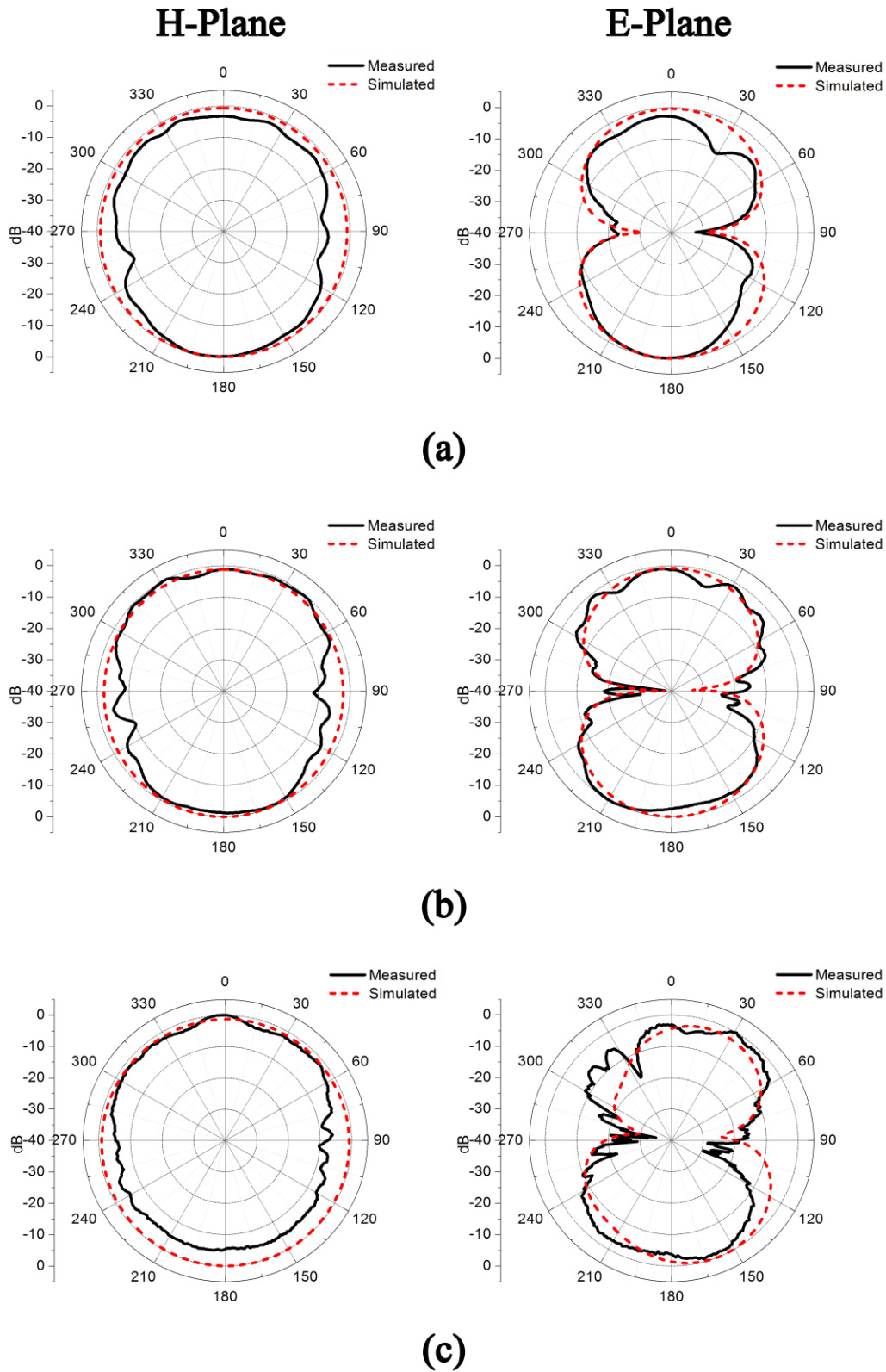


Figure III. 30. Diagramme de rayonnement simulé et mesuré de l'antenne ULB compacte avec trois bande rejetées dans le plan H et le plan E à : (a) 3 GHz, (b) 4 GHz et (c) 6 GHz.

La Figure III.28 illustre la distribution du courant de l'antenne proposée à trois fréquences de bandes rejetées (3,3 GHz, 4,1 GHz et 5,5 GHz) et dans une fréquence opérationnelle à 8 GHz. Le courant est concentré à l'extrémité de chaque fente dans les fréquences suivantes: 3,3 GHz (pour Slot1), 4,1 GHz (pour Slot2) et 5,5 GHz (pour Slot3), de sorte que chaque fente est responsable de filtrer une de ces fréquences. Une distribution uniforme du courant est observée à 8 GHz (fréquence opérationnelle) dans la Figure III. 28 (c).

La Figure III. 29 présente une comparaison entre les résultats de simulation et les mesures de paramètres S de l'antenne proposée avec trois bandes rejetées. L'antenne couvre une largeur de bande comprise entre 2,95 GHz et 12 GHz pour les mesures et entre 2,38 GHz à plus de 12 GHz pour les simulations. Dans l'intervalle de la bande ULB, les trois bandes de fréquences rejetées sont : WiMAX (3,2 GHz à 3,85 GHz) avec le centre de fréquence est à 3,3 GHz, la bande-C (4,05 GHz à 4,45 GHz) avec le centre de fréquence à 4,1 GHz et WLAN (5.1 GHz à 5.9GHz) avec le centre de fréquence de 5.7 GHz. Un bon accord entre les résultats de simulations et les mesures en termes de coefficient de réflexion.

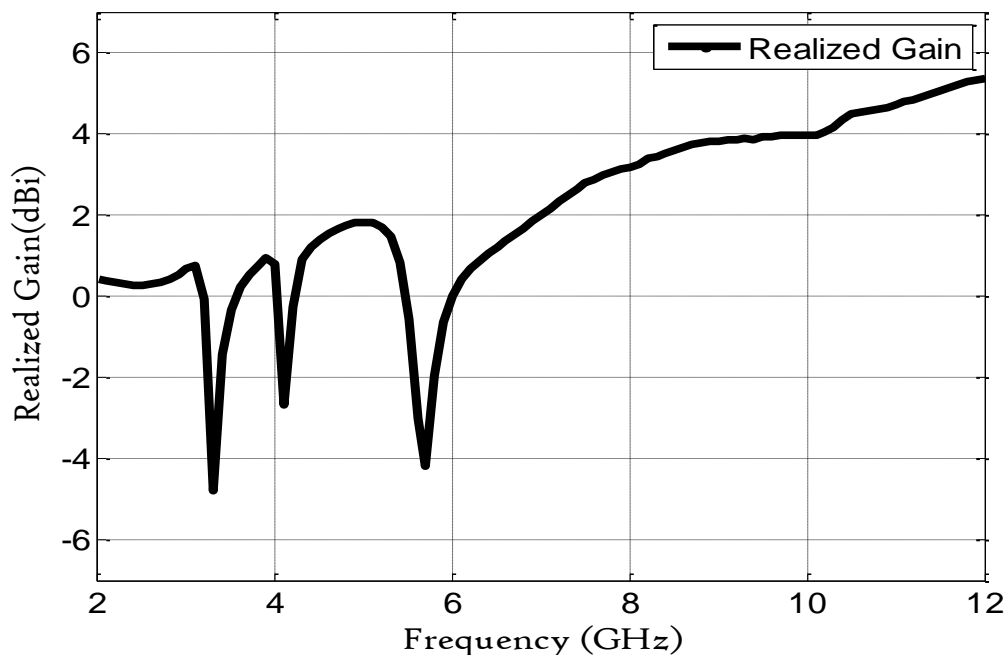


Figure III. 31. Gain simulé de l'antenne ULB compacte avec trois bandes rejetées.

La Figure III. 30 montre la comparaison entre les diagrammes de rayonnement simulés et mesurés dans les plans H et E à trois fréquences opérationnelles. On peut voir que l'antenne a un diagramme de rayonnement omnidirectionnel dans le plan H et un diagramme de rayonnement bidirectionnel dans le plan E. Les résultats de simulation et les mesures montrent un accord acceptable. La Figure III. 31 illustre le gain simulé de l'antenne proposée.

Un gain stable et positif est situé à la plage ULB avec un gain maximal de 5,37 dBi est observé, sauf dans les bandes de fréquences rejetées où le gain a une valeur négative, ce résultat montre le rôle des fentes intégrés dans le patch. Les résultats de simulation et les mesures prouvent l'existence de l'opération de la bande rejetée (Notched-Band).

Le Tableau III. 7 présente une comparaison des performances entre l'antenne proposée et d'autres travaux déjà réalisés. Cette comparaison est basée sur la taille d'antenne, la largeur de bande opérationnelle et le nombre de bandes rejetées. À partir du Tableau III. 7, on peut observer que l'antenne proposée a une petite taille par rapport aux autres travaux. L'antenne proposée offre une largeur de bande d'impédance acceptable par rapport aux autres antennes et un nombre de bande rejetée similaire aux autres travaux.

Tableau III. 7. Comparaison entre des performance de l'antenne proposée avec d'autres travaux.

Antenne	dimension (mm)	taille (mm ²)	Bande d'opération (GHz)	Nombre de bandes rejetées
Réf [3]	35×35	1225	2.2-11.7	3
Réf [5]	50×50	2500	3.1-10.6	2
Réf [10]	42×24	1008	3.1-11	3
Réf [11]	33×32	1056	3.1-10.6	2
Réf [13]	38.31×34.52	1322.46	2.58-11.62	3
Réf [14]	50×50	2500	2.5-12	3
Ant proposée [28]	30 ×30	900	2.95-12	3

III.6 Conclusion

Dans ce chapitre, trois travaux avec des différentes configurations sont présentés. Les antennes sont basées sur la même structure de base (antenne monopôle ULB compacte sous forme hexagonale). Dans le premier travail, une antenne ULB monopole compacte avec trois bandes de fréquences rejetées reconfigurables est présentée. Trois fentes sont gravées pour rejeter trois bandes de fréquences, comprenant les fréquences suivantes : 3,4 GHz (WiMAX), 5,6 GHz (WLAN) et 7,5 GHz (bande X). Trois diodes PIN sont utilisées pour contrôler les bandes rejetées, l'effet des fentes est négligeable, lorsque les diodes sont allumées. Dans le deuxième travail, une antenne ULB compacte avec cinq bandes filtrées est proposée. Cinq formes différentes de fentes gravées dans le patch rayonnant et dans la ligne d'alimentation. Trois fentes en forme C pour filtrer la bande WiMAX (3,21 GHz à 3,53 GHz), la bande-C

(3,85 GHz à 4,5 GHz) et la bande WLAN (5,05 GHz à 5,75 GHz), une fente rectangulaire et une fente de forme U sont respectivement utilisées pour rejeter la bande-C (6,39 GHz à 7,36 GHz) et la bande-X (8,08 GHz à 8,44 GHz). Les deux simulateurs, HFSS et CST sont utilisés pour réaliser les résultats de simulation de ces deux antennes. Dans le troisième travail, une antenne ULB compacte avec trois fentes de forme C est présentée. Trois fentes de forme C intégrées dans l'élément rayonnant pour créer des bandes rejetées pour trois bandes de fréquences, WiMAX (3.2-3.85 GHz), bande-C (4.05-4.45 GHz) et WLAN (5.1-5.9 GHz). L'antenne a une taille compacte et une largeur de bande couvrant la bande ULB (2,95 GHz à 12 GHz). Un bon accord entre les résultats mesurés et les résultats de simulation.

Dans ce chapitre, nous avons présenté un bref état de l'art sur les antennes avec des bandes rejetées, une étude sur un modèle de base d'une antenne monopole ULB ont été effectués. Dans la phase finale les résultats de simulation et les mesures sont présentés en termes de coefficient de réflexion et de diagramme de rayonnement. L'antenne ULB à bande rejetée est une solution pour supprimer les interférences générées par les autres systèmes à bande étroite.

III.7 Références bibliographiques

- [1] M. C. Tang, H. Wang, T. Deng, and R. W. Ziolkowski. "Compact planar Ultrawideband antennas with continuously tunable, independent Band- Notched filters", *IEEE Trans. Antennas Propag.*, Vol. 64, no. 8, pp. 3292-3301, 2016.
- [2] D. T. Nguyen, D. H. Lee, and H. C. Park. "Very Compact Printed Triple Band-Notched UWB Antenna With Quarter-Wavelength Slots" *IEEE Antennas And Wireless Propagation Letters*, Vol. 11, pp. 411-414, 2012.
- [3] D. Sarkar, K. V. Srivastava, K. Saurav. "Compact Microstrip-Fed Triple Band-Notched UWB Monopole Antenna" *IEEE Antennas And Wireless Propagation Letters*, Vol. 13, pp. 396-399, 2014.
- [4] S. Chen, and Q. Chu. "A Reconfigurable Dual Notched-Band UWB Antenna" *IEEE 4th Asia-Pacific Conference on Antennas and Propagation*, pp. 103-104, 2015.
- [5] J. Y. Siddiqui, C. Saha, and Y. M. M. Antar. "Compact dual-SRR-loaded UWB monopole antenna with dual frequency and wideband Notch characteristics" *IEEE Antennas Wireless Propag Lett.*, Vol. 14, pp. 100-103, 2015.
- [6] A. astranj, "Optimization of a printed UWB antenna: application of the invasive weed optimization algorithm in antenna design", *IEEE Antennas Propagat Magazine*, Vol. 59, pp. 48-57, 2017.
- [7] W. Yuanfan, "Design of Band-Notched Characteristics for Compact UWB Monopole Antennas", theses, The University of Hong Kong, pp. 18-19, 2012.
- [8] P. P. Shome, T. Khan, R.H. Laskar, "A state-of-art review on band-notch characteristics in UWB antennas", *Int J RF Microw Comput Aided Eng*, pp. 1-16, 2018.
- [9] H. G. Schantz and G. P. Wolenc, "Ultra wideband antenna having frequency selectivity," U.S. Patent 0090436, 2003.

- [10] M. Elhabchi, M. N. Srifi, and R. Touahni. "A Tri-Band-Notched UWB Planar Monopole Antenna Using DGS and Semi Arc-Shaped Slot for WiMAX/WLAN/X-band Rejection" *Progress In Electromagnetics Research Lett.*, Vol. 70, pp. 7-14, 2017.
- [11] J. Zhang, P. Cao, Y. Huang, R. Alrawashdeh and X. Zhu. "Compact planar Ultra-Widband antenna with quintuple Band-Notched characteristics" *IET Microw. Antennas Propag.*, Vol. 9, Iss. 3, pp. 206–216, 2015.
- [12] A. Souhail, K. S. Alimgeer, A. Iftikhar, B. Ijaz, K. W. Kim, and W. Mohyuddin. "Dual notched band UWB antenna with improved notch characteristics" *Wiley Microwave Opt. Technol. Lett.*, Vol. 60, pp. 925-930, 2018.
- [13] S. Kundu, and S. K. Jana. "Leaf-shaped CPW-feed UWB antenna with triple notched bands for ground penetrating radar applicatioos" *Wiley Microwave Opt. Technol. Lett.*, Vol. 60, pp. 930-936, 2018.
- [14] A. S. Ali-Zayed, M. A. Al-Bagli, and V. A. Shameena. "Design and Analysis of a Band-Notched Staircase Ultra-WideBand" *Progress In Electromagnetics Research Lett.*, Vol. 75, pp. 121-130, 2017.
- [15] A. M. Abbosh and M. E. Bialkowski. "Design of UWB Planar Band-Notched Antenna Using Parasitic Elements," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, Vol. 57, pp. 796-799, 2009.
- [16] K. H. Kim, *et al.* "Band-notched UWB planar monopole antenna with two parasitic patches," *Electronics Letters*, Vol. 41, pp. 783-785, 2005.
- [17] I.B. Vendik, A. Rusakov, K. Kanjanasit, J. Hong, and D. Filonov. "Ultra-Widband(UWB) planar antenna with singl-, dual-, and triple-Band Notched characteristics based on electric ring resonator" *IEEE Antennas Wireless Propag Lett.*, Vol. 16, pp. 1597-1600, 2017.
- [18] S. Rakibe, A. Jangam, and S. V. Khobragade. "Reconfigurable Fractal Tree Antenna for multi-frequency Applications using PIN Diode" *International Journal of Engineering Research & Technology*, Vol. 3, pp. 1392-1395, 2014.
- [19] B. Badamchi, J. Nourinia, C. Ghodabi, and A. V. Shahmirzadi. "Design of Compact Reconfigurable Ultra-Widband slot antenna with switchable single/dual Band Notch functions" *IET Microw. Antennas Propag.*, Vol. 8, Iss. 8, pp. 541–548, 2014.
- [20] M. Islam, M.T. Islam, M. Samsuzzaman, and M. R. Faruque. "Five Band-Notched Ultrawideband (UWB) antenna loaded with c-shaped slots" *Wiley Microwave Opt. Technol. Lett.*, Vol. 57, pp. 1470-1474, 2015.
- [21] B. Hammache, A. Messai, I. Messaoudene, M. A. Meriche, M. Belazzoug, and F. Chetouah " Reconfigurable Triple Notched-Band Ultra Wideband Antenna", *IEEE 12th International Conference on Innovations in Information Technology (iit'16)*, 28-29 November 2016 Al Ain, UAE.
- [22] W. E. Jr. Doherty and R. D. Joos. "The Pin Diode Circuit Designers Handbook," *Microsemi Corp.-Watertown*. 580 Pleasnt Street, Watertown, 1998.
- [23] B. Hammache, A. Messai, I. Messaoudene, M. A. Meriche, M. Belazzoug, and Y. Braham Chaouche " A Compact Ultra Wideband Monopole Antenna with Five Rejected-Bands ", *7th Seminar on Detection Systems: Architectures And Technolgies (DAT'2017)*, 20-22 February 2017 Alger, Algeria.
- [24] I. Messaoudene, "modelisation et realisation de nouvelles antennes dielectriques larges bandes pour les communications sans fil", thésés, Université Constantine 1, 2014.
- [25] L. N. Morales, "A multi-agent payload management approach for femtosatellite applications", these, universitat politècnica de catalunya, 2011.
- [26] <http://www.livingston.fr>

- [27] M. Bahouche, “Etude et Traçabilité du calibrage Line - Attenuator - Reflect”, pour les mesures sous pointes à l’aide d’un analyseur de réseau vectoriel”, these, école nationale supérieure des télécommunications paris, 2010.
- [28] B. Hammache, A. Messai, I. Messaoudene, and T. A. Denidni. “A compact ultra-wideband antenna with three C-shaped slots for notched band characteristics”, *Microw Opt Technol Lett*, Volume. 61, pp. 275–279, 2019.

Chapitre 4

*Conception d'antennes à fentes
compactes pour des applications ULB*

IV.1 Introduction

Les structures d'antennes très compactes (Small antennas) ont une grande importance pour le développement de diverses applications telles que les dispositifs de téléphone portable et l'internet des objets [1]. Cependant, pour la conception des antennes ULB, la miniaturisation pose un grand problème pour les applications modernes, comme la dégradation du niveau de réflexion aux basses fréquences, dégradation du niveau de gain et de l'efficacité du rayonnement [2]. Diverses techniques ont été proposées dans la littérature pour résoudre le problème créé ; parmi ces techniques, la réduction du plan de masse [3] [4] et [5]. Une antenne à fente est un exemple de technique permettant d'obtenir une très petite taille et une large bande passante. Cette technique est basée sur la création ou l'intégration d'une fente élémentaire ou d'un ensemble des fentes sous forme d'escalier dans le plan de masse [6 - 7].

Dans ce chapitre, on propose deux structures d'antennes ultra large bande pour deux applications et avec deux techniques différentes. La première antenne est une antenne à fente très compacte, cette antenne est caractérisée par une taille très réduite, une bande passante très large et la caractéristique de la réjection des bandes étroites, pour éliminer l'effet des interférences électromagnétiques. La deuxième antenne, est une structure d'antenne à fente alimentée par une ligne coplanaire pour obtenir une grande bande passante et une polarisation circulaire large bande.

IV.2 Antenne à fente ULB très compacte avec les caractéristiques de bande rejetée

IV.2.1 Géométrie de l'antenne proposée

La conception de l'antenne à fente ULB compacte avec trois fentes de forme L est illustrée dans la Figure IV. 1 [8]. Cette antenne est conçue pour éliminer trois bandes de fréquences dans le spectre ULB. L'antenne proposée a une très petite taille par rapport aux travaux précédents, avec des dimensions de 20,25 mm × 8 mm × 1,27 mm. Le substrat utilisé pour fabriquer cette antenne est RT / duroïde 6006 avec $\epsilon_r = 6,15$ (constant diélectrique) et $h = 1,27$ mm. Une ligne micro-ruban de longueur $L_f = 14,75$ mm et d'une largeur $W_f = 1,8$ mm, est utilisée pour alimenter l'antenne et pour réaliser une impédance de 50 Ω . Les dimensions optimisées de l'antenne simulée avec HFSS, sont illustrées dans le Tableau IV. 1.

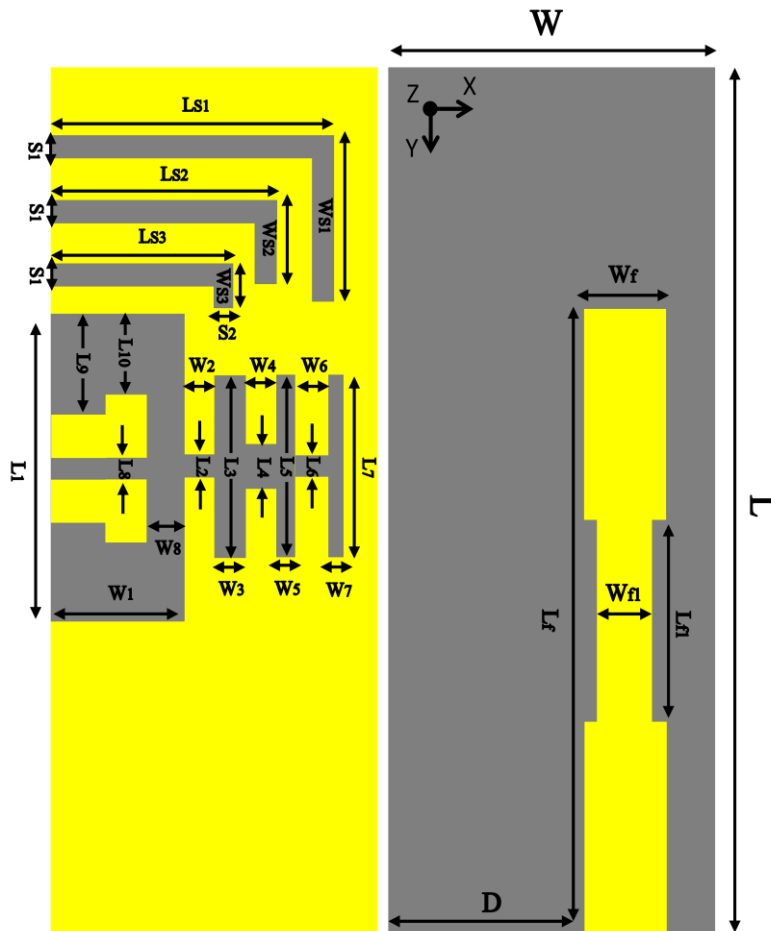


Figure IV. 1. Géométrie de l'antenne proposée.

Tableau IV. 1. Paramètres d'antenne proposée.

paramètre	taille (mm)	Paramètre	taille (mm)	Paramètre	taille (mm)
L	20.25	L ₈	0.55	W ₈	1
W	8	W ₂	0.7	L ₉	2.4
L _f	14.75	L ₃	4.25	L ₁₀	1.9
W _f	2	L ₅	4.25	L _{S1}	7
L _{fl}	4.75	L ⁷	4.25	L _{S2}	5.6
W _{fl}	1.2	W ₃	0.8	L _{S3}	4.5
D	4.8	W ₆	0.8	W _{S1}	3.95
L ₁	7.25	L ₄	1.05	W _{S2}	2
W ₁	3.3	W ₄	0.7	W _{S3}	1.1
L ₂	0.55	W ₅	0.5	S ₁	0.6
L ₆	0.55	W ₇	0.3	S ₂	0.5

IV.2.2 Structure de base de l'antenne à fente ULB

L'antenne à fente ULB est conçue par la gravure d'une fente sous forme d'escalier dans le plan de masse. Cette forme est utilisée pour réduire la taille de l'antenne et pour obtenir une caractéristique de résonance ultra large bande. Cette méthode de réduction de taille est basée sur l'intégration de diverses configurations des fentes dans le plan de masse. À partir de ce processus, le courant prend un chemin plus long autour des fentes pour atteindre le bord opposé. Ce trajet plus long permet de réduire la taille de l'antenne ou la fréquence de résonance. Il existe une relation entre la fréquence de résonance et la distribution de courant. Il est nécessaire d'allonger le courant pour diminuer la fréquence de résonance et pour réduire la taille de l'antenne. La fente sous forme d'escaliers est conçue à partir d'un ensemble des fentes élémentaires, chaque fente élémentaire à une fréquence de résonance le regroupement de ces fentes élémentaires donne une grande bande passante. Les dimensions de la fente sous forme d'escaliers sont choisies par l'ajustement des dimensions des fentes élémentaires. On optimise tous les paramètres pour obtenir une plage ULB.

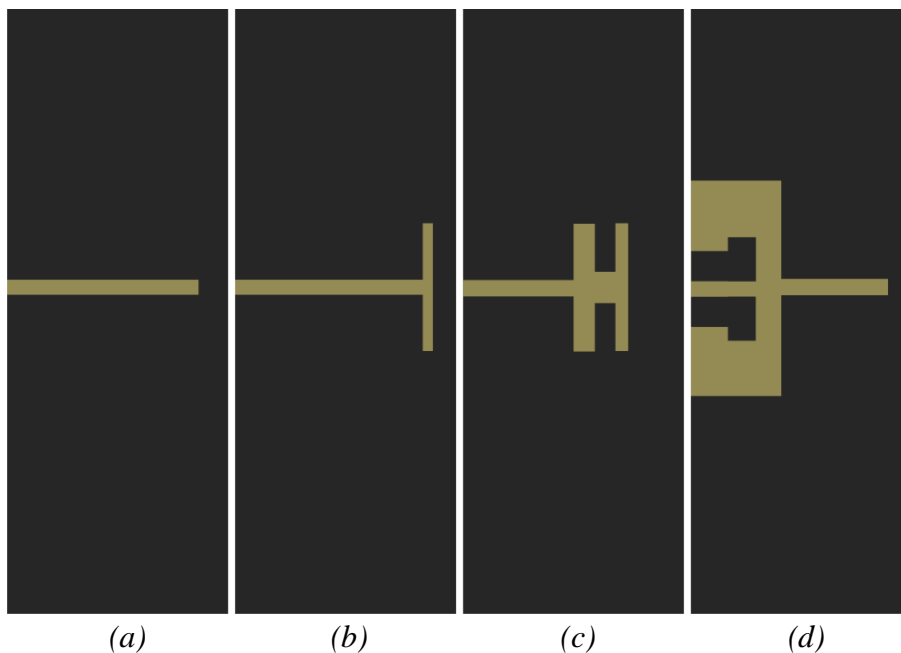


Figure IV. 2. Différent structures des fentes élémentaires : (a) structure 1, (b) structure 2, (c) structure 3 et (d) structure 4.

La Figure IV. 2 présente les différentes structures de fentes élémentaires intégrées dans l'antenne pour illustrer comment créer une bande ULB. La première structure est une fente rectangulaire (Figure IV. 2 (a)), qui a une fréquence de résonance d'environ 5,8 GHz. La deuxième fente élémentaire est une fente de forme T (Figure IV. 2 (b)) avec une fréquence de résonance de 3,1 GHz. Une fente en forme de double T est observée sur la Figure IV. 2 (c), qui présente la troisième fente élémentaire avec une fréquence de résonance à 3,5 GHz. La

quatrième structure est une fente ouverte (Figure IV. 2 (d)), qui résonne à 8,5 GHz. Tous les résultats des fréquences de résonance pour chaque fente élémentaire sont illustrés dans la Figure IV. 3.

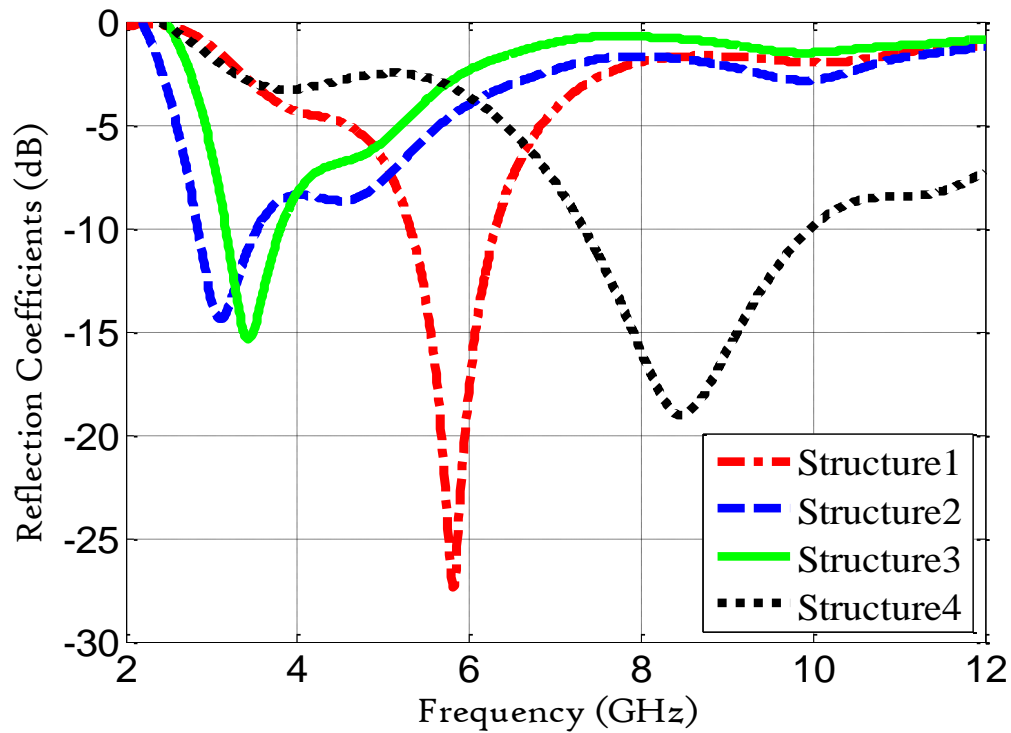


Figure IV. 3. Coefficient de réflexion des fentes élémentaires dans la figure. IV.2.



Figure IV. 4. Structure finale d'antenne ULB a fente : (a) face inferieure (b) face supérieure.

La structure finale de l'antenne à fente ULB est présentée dans la Figure IV. 4. La bande ULB est obtenue par la gravure d'une fente sous forme d'escalier dans le plan de masse de l'antenne proposée. La fente sous forme d'escalier est divisée en plusieurs fentes rayonnantes, chaque fente ayant une fréquence de résonance (point correspondant) à 3,1 GHz, 3.5 GHz, 5,8 GHz et 8,5 GHz respectivement. La fréquence de résonance a une relation avec la longueur de fente, qui est égale à quart de longueur d'onde ($\lambda_g/4$) de cette fente. Le regroupement des points de correspondances crée une bande de fréquence couvre la largeur de bande ULB. Pour l'antenne proposée, la plage de fréquences est entre 2,98 GHz et 10,86 GHz, comme indiquer dans la Figure IV. 5.

IV.2.3 Effet de la position et des dimensions de la ligne sur l'adaptation de l'antenne

L'antenne proposée est alimentée en utilisant une ligne à micro-ruban avec une découpe au milieu de la ligne, cette ligne est imprimée dans la face supérieure du substrat. Les dimensions L_{f1} et W_{f1} permettent d'améliorer l'adaptation de l'antenne pour obtenir une largeur de bande ULB. La position de la ligne d'alimentation a une influence très importante sur l'adaptation d'antenne et sur la fréquence de résonance, selon l'étude paramétrique présentée dans la Figure. IV. 5. La meilleure position de la ligne est choisie à $D = 4,8$. La Figure IV.6 présente la différence entre la ligne micro-ruban sans L_{f1} , W_{f1} et avec L_{f1} , W_{f1} . Avant de créer le défaut dans la ligne, la bande passante est comprise entre 3,04 GHz et 10,38 GHz, et le S_{11} est supérieur à -10 dB dans la bande (5,25 GHz à 8,15 GHz). Après la modification de la ligne, on obtient une bande ULB entre 2,98 GHz et 10,88 GHz ; donc, l'adaptation de l'antenne est améliorée. Le paramètre W_f (largeur de la ligne) est d'abord choisi pour obtenir une adaptation d'impédance de 50 Ω . L'impédance caractéristique de la ligne micro-ruban est définie par plusieurs paramètres, le type de substrat utilisé ϵ_r , l'épaisseur de substrat h , l'épaisseur de métallisation t , et sa largeur W_f . La largeur de la ligne micro-ruban peut être calculée à partir de l'équation d'impédance caractéristique donnée par [9] comme suit :

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \ln \left(\frac{8d}{W_f} + \frac{W_f}{4d} \right) \quad (IV. 1)$$

Pour $W_f/d \leq 1$

$$Z_0 = \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{eff}} \left[\frac{W_f}{d} + 1.393 + 0.667 \ln \left(\frac{W_f}{d} + 1.444 \right) \right]} \quad (IV. 2)$$

Pour $W_f/d \geq 1$

Où

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{12d}{W_f}}} \quad (IV. 3)$$

La longueur de la ligne L_f est choisie pour maximiser le couplage souhaité entre la ligne micro-ruban et la fente étagée.

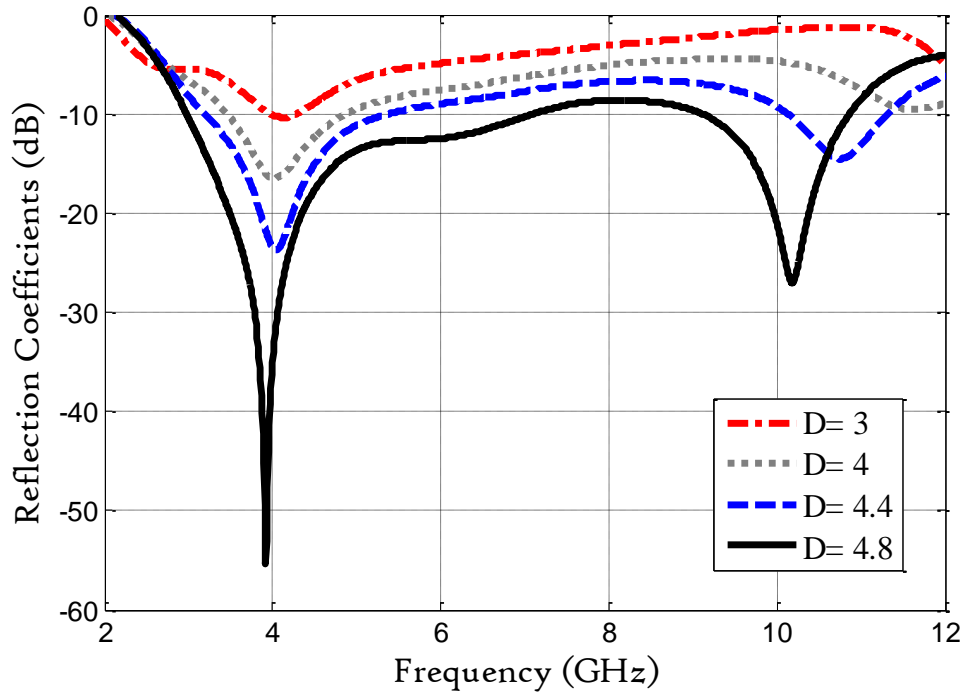


Figure IV. 5. Etude paramétrique sur la position de la ligne d'alimentation d'antenne ULB à fente (coefficient de réflexion).

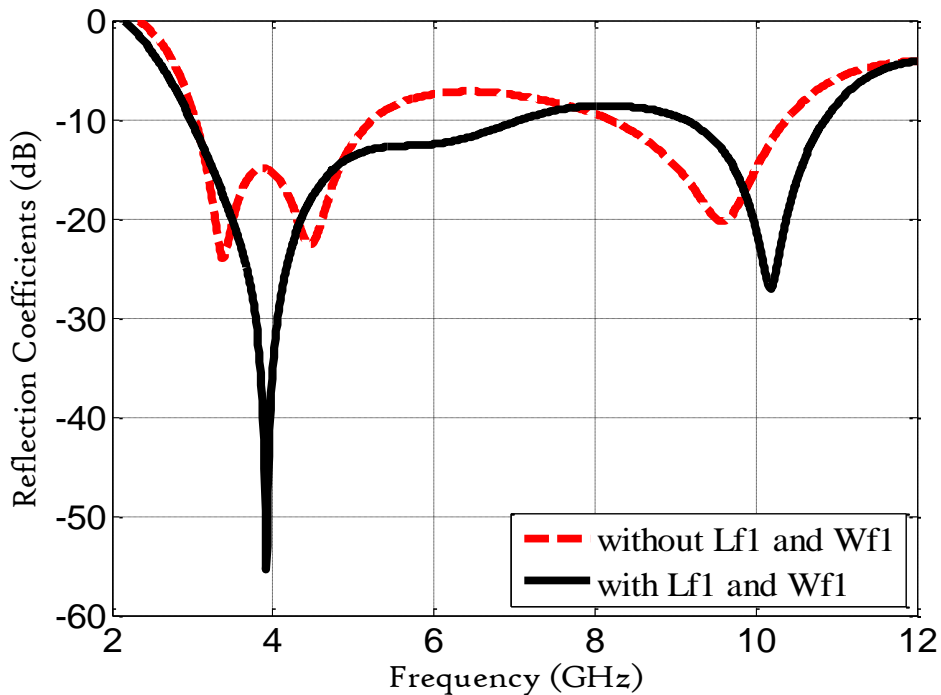


Figure IV. 6. Comparaison des coefficients de réflexion d'antenne proposé sans L_{f1} , W_{f1} et avec L_{f1} , W_{f1} .

IV.2.4 Caractéristiques des fentes de formes L intégrées dans l'antenne proposée

Il existe plusieurs formes des fentes utilisées dans la littérature pour réaliser une bande rejetée dans les antennes ULB, telles que les fentes de forme C, les fentes de forme U, les fentes rectangulaires, etc. Dans ce travail, la fente de forme L est utilisée. La fente de forme L est la forme proportionnelle pour faire le nombre maximal des fentes dans la zone très compacte de cette antenne. La fente de forme L est la plus appropriée pour réaliser trois bandes rejetées. En intégrant trois fentes de forme L (L_{Slot1} , L_{Slot2} et L_{Slot3}) dans le plan de masse de l'antenne proposée. Ces fentes ont des dimensions différentes pour éliminer trois bandes de fréquences (bande-C, WLAN et bande-X). Le centre de fréquence de la bande rejetée dépend de la longueur de fente lorsque la variation de cette longueur, décale le centre de fréquence de la bande rejetée vers les bas ou vers les haut. Cette relation est utilisée et rapportée dans [10, 11] par les équations suivantes :

$$f_{notch} = \frac{C}{4L_{slot}\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (IV. 4)$$

$$\epsilon_{eff} = \frac{(\epsilon_r + 1)}{2} \quad (IV. 5)$$

Les longueurs de trois fentes de forme L sont données par:

$$L_{slot1} = L_{s1} + W_{s1} - S_1 \quad (IV. 6)$$

$$L_{slot2} = L_{s2} + W_{s2} - S_1 \quad (IV. 7)$$

$$L_{slot3} = L_{s3} + W_{s3} - \frac{(S_1 + S_2)}{2} \quad (IV. 8)$$

Avec C est la vitesse de la lumière, ϵ_{eff} est le constant diélectrique effectif et ϵ_r est le constant diélectrique relatif. Les équations (1), (2), (3), (4) et (5) réalisent et calculent approximativement le centre de fréquence ou la longueur de la fente, ainsi que la longueur de chaque fente (L_{Slot1} , L_{Slot2} et L_{Slot3}) égale a quart de longueur d'onde.

Les quatre étapes pour réaliser l'antenne à fente ULB avec trois bandes rejetées sont illustrées dans la Figure IV. 7. Antenne-1 dans la Figure IV. 7 (a), est une antenne ULB avec une fente sous forme d'escalier intégrée dans le plan de masse, qui couvre une largeur de bande comprise entre 2,98 GHz et 10,86 GHz. Dans le deuxième cas dans la Figure IV. 7 (b), la première fente de forme L est gravée dans le plan de masse avec les dimensions $LS3 = 4,5$

mm, $WS3 = 1,1$ mm, $S1 = 0,6$ mm, et $S2 = 0,5$ mm, pour éliminer le centre de fréquences de 7,5 GHz pour l'application de bande-X (7.25 GHz - 7.75GHz). La deuxième fente est intégrée dans le plan de masse juste à côté de la première avec la même forme (fente de forme L) mais avec des dimensions différentes pour réaliser la deuxième bande rejetée comme indiquer sur la Figure IV. 7 (c). La bande de fréquence WLAN (5.15 GHz - 5.825 GHz) où son centre de fréquence est de 5.55 GHz, est rejetée par la deuxième fente de forme L avec les dimensions suivants : $LS2 = 5,6$ mm, $WS2 = 2$ mm, $S1 = 0,6$ mm. Dans la structure finale, illustrée dans la Figure IV.7 (d), trois fentes de forme L sont gravées dans le plan de masse pour éliminer trois bandes de fréquences. La troisième fente de forme L, avec les dimensions $LS1 = 7$ mm, $WS1 = 3,95$ mm, $S1 = 0,6$ mm, permet d'obtenir une réjection dans la bande-C (3,7 GHz - 4,2 GHz). Les quatre cas sont simulés à l'aide du logiciel Ansoft-HFSS.

Les résultats de simulation de rapport d'onde stationnaire (VSWR) pour les différents cas de la Figure IV.7 sont illustrés dans la Figure IV.8. Antenna-1 présente l'antenne référence sans bandes rejetées, cette antenne fournit une largeur de bande ULB avec le VSWR inférieur à 2. Antenne-4 est la conception finale de l'antenne proposée avec trois bandes rejetées, où les bandes de fréquences rejetées contiennent un VSWR supérieur à 2. En bande-C, le VSWR est égal à 4,2 au centre de la fréquence 3,9 GHz, le VSWR = 6 au centre de fréquence 5,55 GHz dans la bande WLAN et le VSWR = 8 au centre de fréquence 7,5 GHz pour la bande-X.

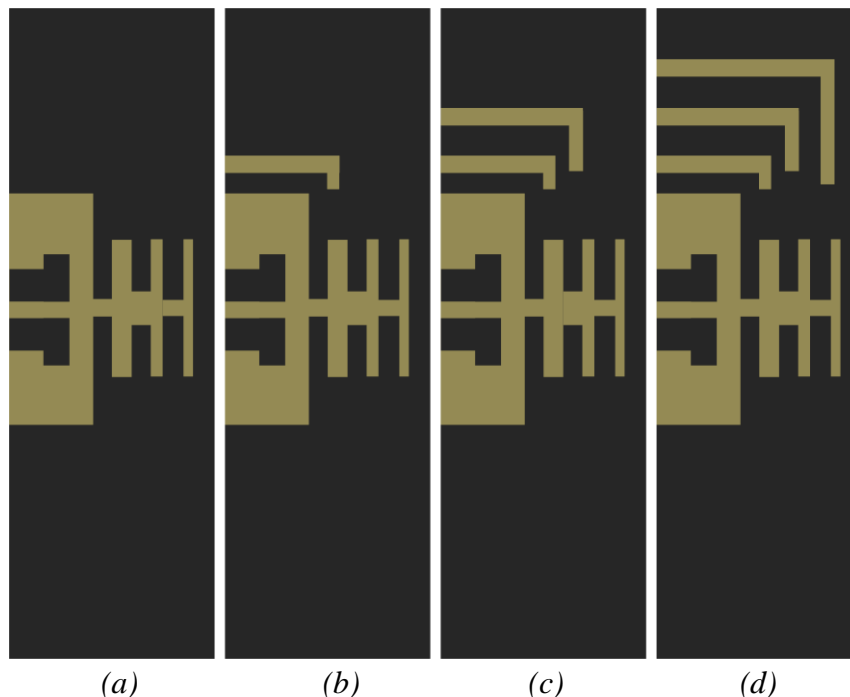


Figure IV. 7. Différents cas d'intégration des fentes dans le plan de masse d'antenne à fente ULB: (a) Antenne-1, (b) Antenne-2, (c) Antenne-3, et (d) Antenne-4.

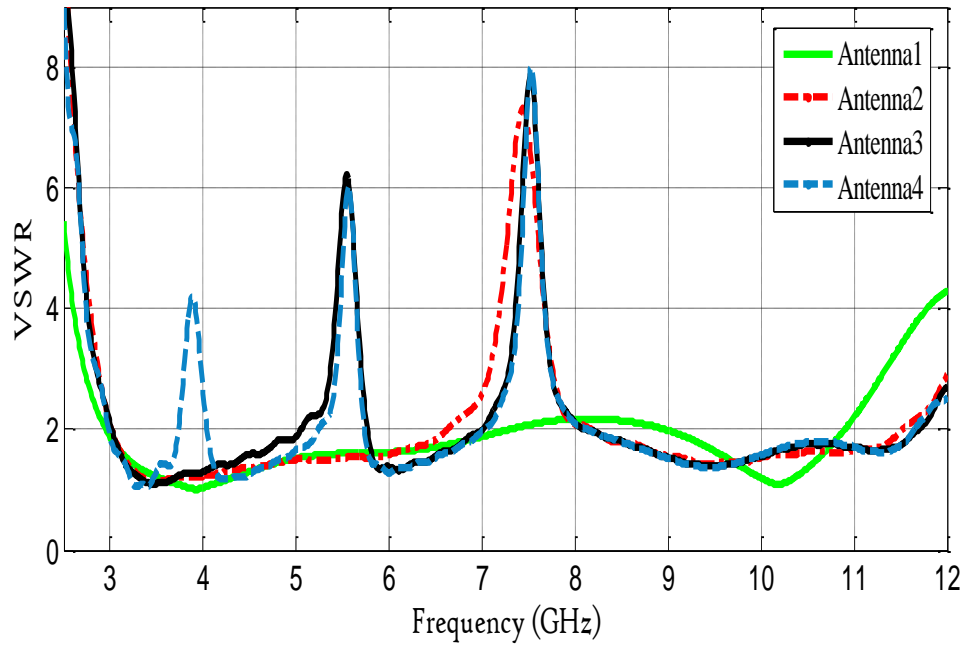


Figure IV. 8. Rapport d'onde stationnaire de différents quatre cas de l'intégration des fentes dans l'antenne proposée (Figure.IV.7).

IV.2.5 Etude paramétrique

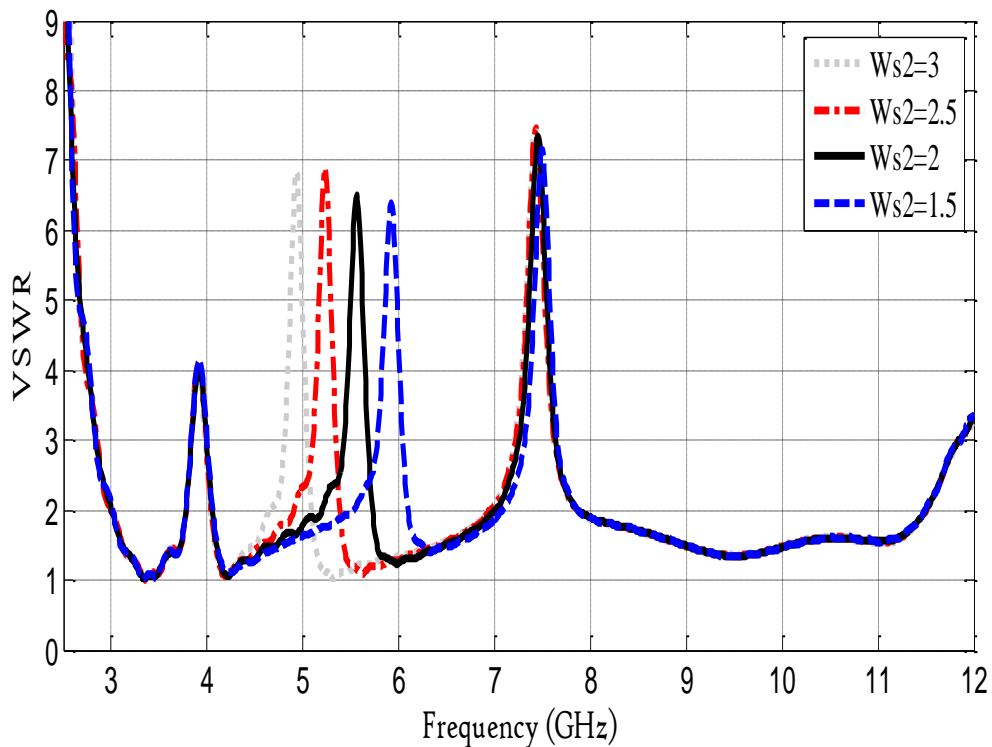


Figure IV. 9. Résultats de simulation de VSWR de l'antenne proposée avec des différentes valeurs de W_{s2} .

Une étude paramétrique a été réalisée sur l'un des trois fentes pour valider les résultats théoriques et les résultats de simulation. Cette étude est basée sur la variation de la longueur

de fente L_{Slot2} , la fréquence théorique est calculée pour chaque changement de cette longueur, pour comparer la fréquence simulée et la fréquence théorique rejetée par la fente L_{Slot2} . Le centre de fréquence peut être calculé à partir des équations (1) et (4). Le paramètre W_{s2} varie dans quatre valeurs différentes ($W_{s2} = 1,5, 2, 2,5$ et 3 mm). Le Tableau IV. 2 illustre les résultats obtenus. On peut voir que les résultats théoriques et les résultats de simulation sont approximativement égaux. Figure IV. 9 présente les résultats de simulation de rapport d'onde stationnaire d'antenne à fente ULB avec différentes valeurs de W_{s2} . On peut conclure que le contrôle du centre de fréquence de la bande rejetée peut être effectué par l'ajustement de la longueur de la fente L_{Slot2} , le centre de fréquence de la bande rejetée étant décalé vers les fréquences les plus hautes lorsque W_{s2} est réduit. La longueur de la fente de forme L permet de contrôler le centre de fréquence de la bande rejetée en modifiant la longueur de la fente L_{Slot2} .

Tableau IV. 2. Comparaison entre les résultats de simulation et théorique de la fréquence rejetée de fente L_{Slot2} .

W_{s2} (mm)	L_{Slot2} (mm)	Fréquence Théorique (GHz)	Fréquence Simulé (GHz)
1.5	6.5	6.102	5.919
2	7	5.666	5.559
2.5	7.5	5.288	5.230
3	8	4.958	4.929

IV.2.6 Circuit équivalent des fentes de formes L intégrées dans l'antenne proposée

Les résonateurs hyperfréquences sont utilisés dans diverses applications, notamment les filtres et les oscillateurs. Dans la théorie des circuits, il existe deux catégories de résonateurs, le résonateur à base de circuit RLC série et le résonateur à base de circuit RLC parallèle. L'impédance d'entrée est calculée à partir de la résolution de l'équation du circuit utilisé (circuit parallèle ou circuit série), car chaque mode de résonance peut être représenté par un circuit RLC série ou un circuit RLC parallèle [9].

Pour l'antenne proposée, trois bandes rejetées (NB) sont réalisées en insérant trois résonateurs contiennent trois circuits RLC (série ou parallèle). L'impédance d'entrée de l'antenne proposée est représentée dans la Figure IV.10. Trois bandes de fréquence (bandes rejetées) sont observées, dans la première bande NB1 ($f_1 = 3,9$ GHz), l'impédance est

similaire au circuit RLC en série, où l'impédance est presque nulle, la résistance a un minimum et la réactance est environ de zéro. Dans la deuxième bande NB2 ($f_2 = 5,6$ GHz), on observe que l'impédance est similaire à un circuit RLC parallèle. La résistance à un pic autour de 126Ω et la réactance est approximativement nulle. L'impédance dans la troisième bande NB3 ($f_3 = 7,6$ GHz), est similaire au circuit RLC série avec une réactance presque nulle et la résistance a un minimum. Figure IV. 11 présente le circuit équivalent de l'antenne proposée. L'impédance Z_a est le modèle de circuit équivalent de l'antenne référence (antenne ULB sans bandes rejetées NB), R_i ($i = 1, 2, 3$) est la résistance, L_i ($i = 1, 2, 3$) est l'inductance et C_i ($i = 1, 2, 3$) est la capacité de circuit. L'impédance Z_a est connectée en parallèle avec les trois résonateurs qui représentent les trois bandes rejetées (NB). La largeur de bande BW et le facteur de qualité Q_0 des résonateurs RLC sont nécessaires pour déterminer les valeurs des composants (R_i , L_i et C_i). Pour les résonateurs séries RLC, la bande passante (BW) est la plage où la partie réelle de l'impédance qui est égale ou inférieure à la $\sqrt{2}$ multiplier par la valeur minimale de la résistance ($R_{min} \cdot \sqrt{2}$). Pour les résonateurs RLC parallèles, la largeur de bande (BW) est la plage où la partie réelle de l'impédance qui est égale ou supérieure à $1/\sqrt{2}$ multiplier par la valeur maximale de la résistance ($R_{max}/\sqrt{2}$). Les relations entre la bande passante, le facteur de qualité et les valeurs des composants des résonateurs aux fréquences rejetées sont déterminées dans [9] [12]:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (IV. 9)$$

$$Q_0 = \frac{f_0}{BW} \quad (IV. 10)$$

Pour le résonateur en circuit RLC série:

$$Q_0 = \frac{1}{2\pi f_0 RC} \quad (IV. 11)$$

Pour le résonateur en circuit RLC parallèle:

$$Q_0 = 2\pi f_0 RC \quad (IV. 12)$$

Avec f_0 est la fréquence de résonance de la bande rejetée, Q_0 le facteur de qualité, BW est la largeur de bande, R est la résistance, L est l'inductance et C est le condensateur. Les valeurs de circuit équivalentes (R_i , L_i et C_i) sont calculées à partir des équations précédentes (6, 7, 8 et 9) à la fréquence de résonance pour chaque bande rejetée. Les valeurs de circuit équivalentes sont présentées dans le Tableau IV. 3.

Tableau IV. 3. Valeurs des circuits équivalents.

Circuit	BW(MHz)	Q_0	$R(\Omega)$	L (nH)	C (pF)
Premier bande rejetée NB1	62.6	62.3	6.63	16.82	0.099
deuxième bande rejetée NB2	154	36.35	126.8	0.1	8.22
troisième bande rejetée NB3	150	50.65	4.9	4.9	0.091

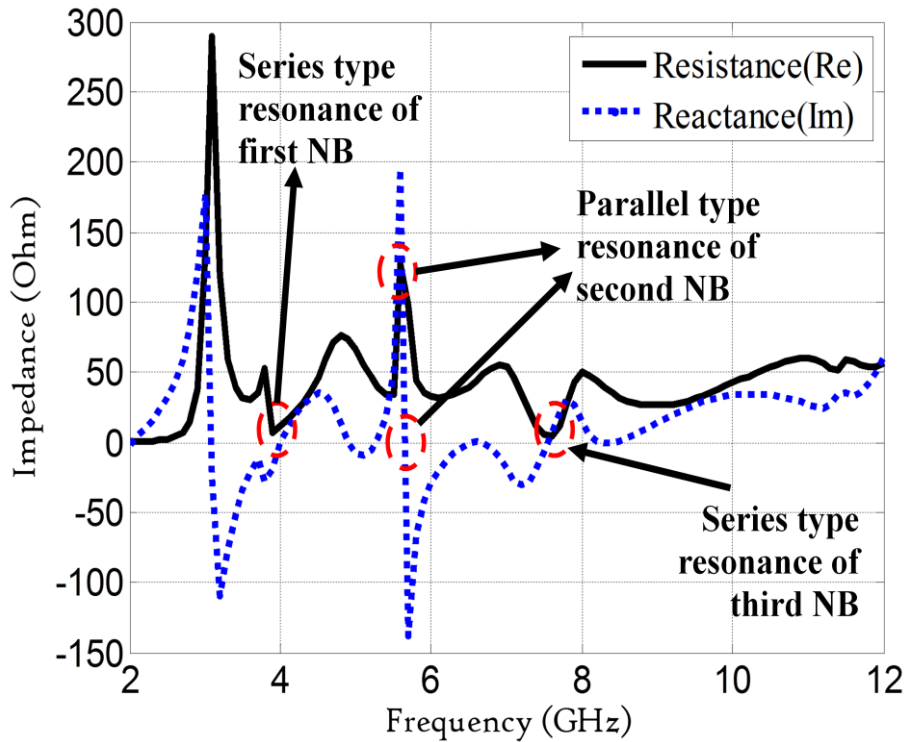


Figure IV. 10. Impédance d'entrée de l'antenne proposée.

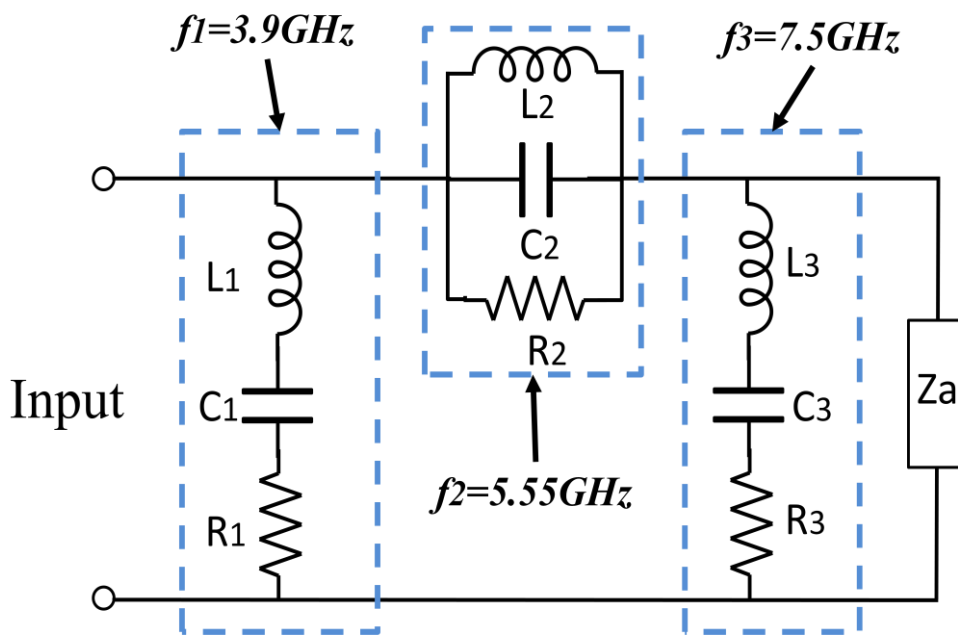


Figure IV. 11. Circuit équivalent de l'antenne proposée.

IV.2.7 Résultats et discussions

L'antenne à fente ULB proposée avec trois bandes rejetées a été fabriquée sur un substrat Rogers RT / duroid 6006 avec un constant diélectrique $\epsilon_r = 6,15$. La photographie de prototype fabriqué est montrée dans la Figure IV. 12. Les mesures des paramètres S ont été effectuées à l'aide d'un analyseur de réseaux (Agilent 8722ES) et les résultats de simulation ont été obtenus par le simulateur Ansoft-HFSS dans le laboratoire RF de l'INRS (Institut national de la recherche scientifique).

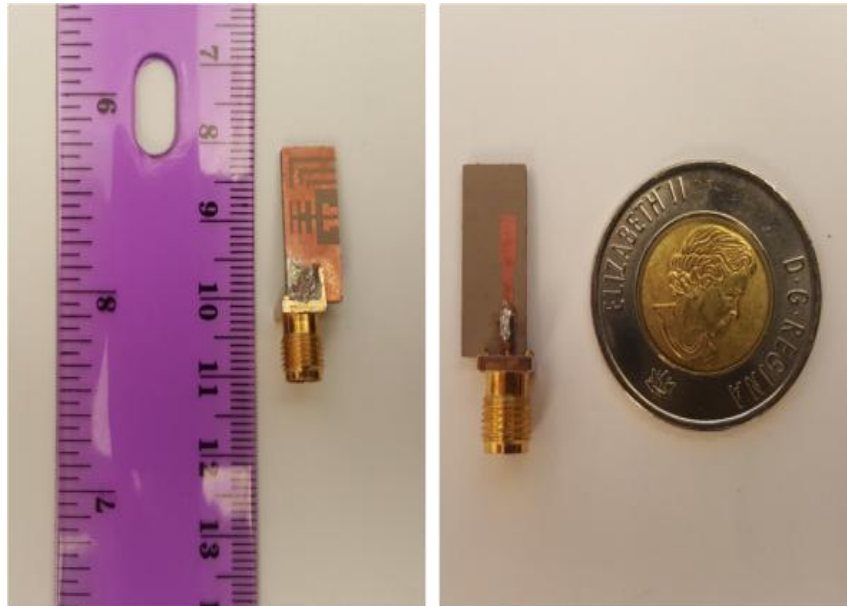


Figure IV. 12. Photographie de prototype fabriqué.

IV.2.7.1 Rapport d'onde stationnaire

La comparaison entre les résultats de simulations (HFSS) et les mesures de rapport d'onde stationnaire est présentée dans la Figure IV. 13. Pour les mesures, il est constaté que la largeur de bande d'impédance est comprise entre 2,65 GHz et 11,05 GHz, avec un VSWR inférieur à 2. Dans cette largeur de bande, trois bandes de fréquences sont rejetées, bande-C (3,65 GHz - 4,15 GHz), WLAN (5,2 GHz - 6 GHz) et bande-X (6,95 GHz - 7,7 GHz), lorsque le VSWR est supérieur à 2. Un bon accord est observé entre les résultats de simulations et les mesures, une exception dans la troisième bande rejetée (bande-X) où la bande mesurée est décalée de 0,4 GHz par rapport à la bande simulée. Cependant, elle couvre la bande de fréquence souhaitée. L'antenne proposée a une très petite taille, de sorte que la fabrication de cette antenne nécessite beaucoup de précision pour obtenir un bon accord entre les résultats mesurés et simulés. D'autre part, la différence entre les résultats simulés et mesurés est acceptable. Cette différence est due à la présence des erreurs inévitables et habituelles dans les

processus de fabrication et de mesures. Cette variation pourrait également être causée par la tolérance de fabrication, les pertes de matière et le connecteur SMA. De plus, la soudure du connecteur a une grande influence sur les mesures des antennes miniaturisées. Cependant, ces pertes restent acceptables, car le VSWR mesuré est supérieur à deux. La comparaison entre les résultats mesurés et simulés est résumée dans le Tableau IV. 4.

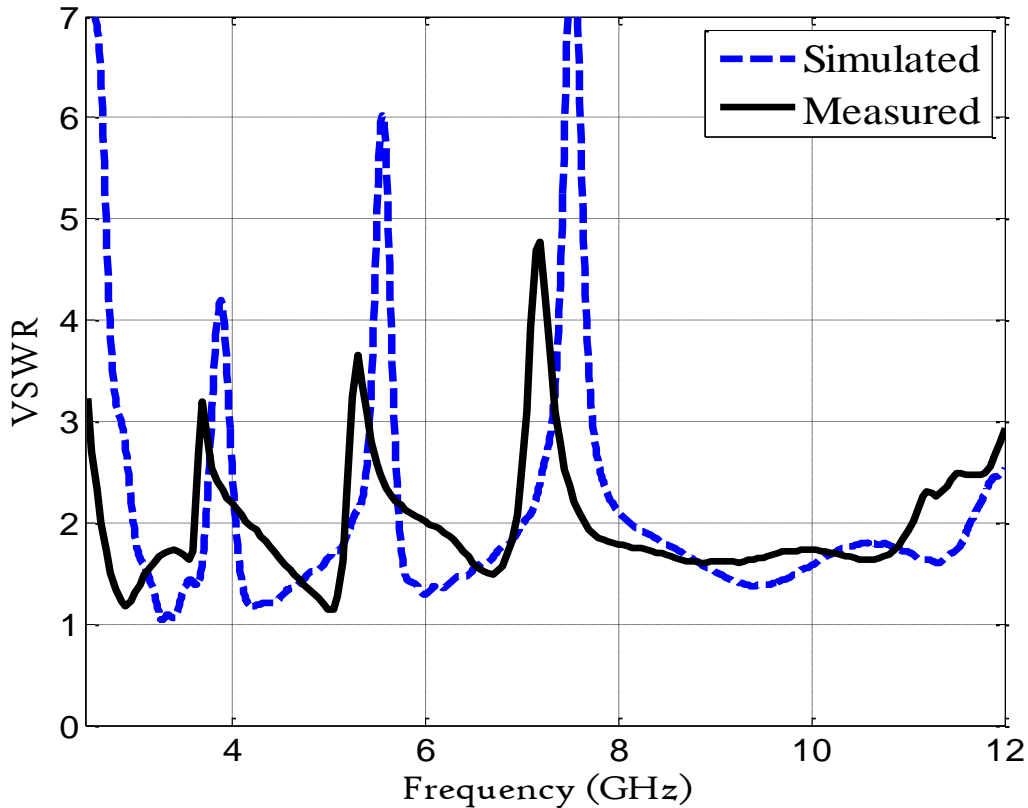


Figure IV. 13. Comparaison entre les résultats simulé et mesuré de rapport d'onde stationnaire d'antenne proposé

Tableau IV. 4. Comparaison des résultats de simulation et les mesures des fréquences rejetées.

	Bande d'opération (GHz)	Bande simulée (GHz)	Bande mesurée (GHz)
Bande ULB	3.1-10.6	2.98-11.65	2.65-11.05
bande-C	3.7-4.2	3.73-4.05	3.65-4.15
WLAN	5.15-5.825	5.23-5.74	5.2-6
bande-X	7.25-7.75	7-8.1	6.95-7.7

IV.2.7.2 Distributions du courant

Figure IV. 14 montre la distribution du courant de l'antenne à fente ULB sur le plan de masse aux trois centres de fréquences rejetées (3,9 GHz, 5,55 GHz et 7,5 GHz). On peut observer que la distribution du courant est concentrée à l'extrémité de la fente L_{Slot1} pour la

fréquence 3,9 GHz (la Figure IV. 14 (a)) et à l'extrémité de deux autres fentes L_{slot2} et L_{slot3} pour les fréquences 5,55 GHz et 7,5 GHz (Figure IV. 14 (b) et Figure IV. 14 (c)). Les résultats de distribution du courant prouvent que les trois fentes de forme L gravées dans le plan de masse sont responsables sur le filtrage des bandes de fréquences souhaitées.

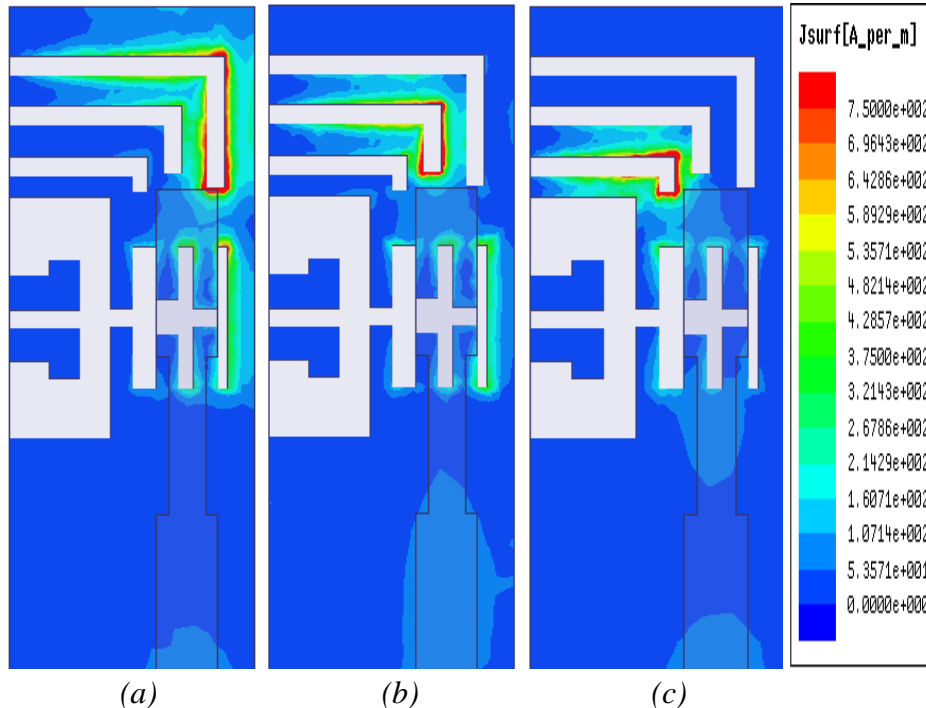


Figure IV. 14 : Distribution du courant d'antenne proposée : (a) 3,9 GHz, (b) 5,55 GHz et (c) 7,5GHz.

IV.2.7.3 Diagramme de rayonnement

Figure IV. 15. illustre la comparaison entre les résultats de simulation et les mesures de diagramme de rayonnement normalisé de l'antenne proposée à trois fréquences opérationnelles de 3,5 GHz, 4,5 GHz et 9 GHz, dans les plans H (plan XZ) et E (plan YZ). Le diagramme de rayonnement est quasi-omnidirectionnel dans le plan H (plan XZ) pour toutes les fréquences, avec une certaine déformation est produit par l'effet de mesure et l'asymétrie de l'antenne. Dans le plan E (plan YZ), le diagramme de rayonnement est bidirectionnel aux fréquences (3,5 GHz et 4,5 GHz) et une certaine déformation est observée dans la troisième fréquence à 9 GHz, cette déformation est causée par l'effet de la présence de modes de fonctionnement d'ordre supérieur dans les hautes fréquences. Par ailleurs la tolérance de fabrication et le processus de fabrication, pourraient affecter les résultats mesurés. Notamment les erreurs de mesure, l'effet des câbles d'alimentation et le support de fixation de l'antenne, pourrait produire une différence non négligeable entre les résultats simulés et les résultats mesurés du diagramme de rayonnement.

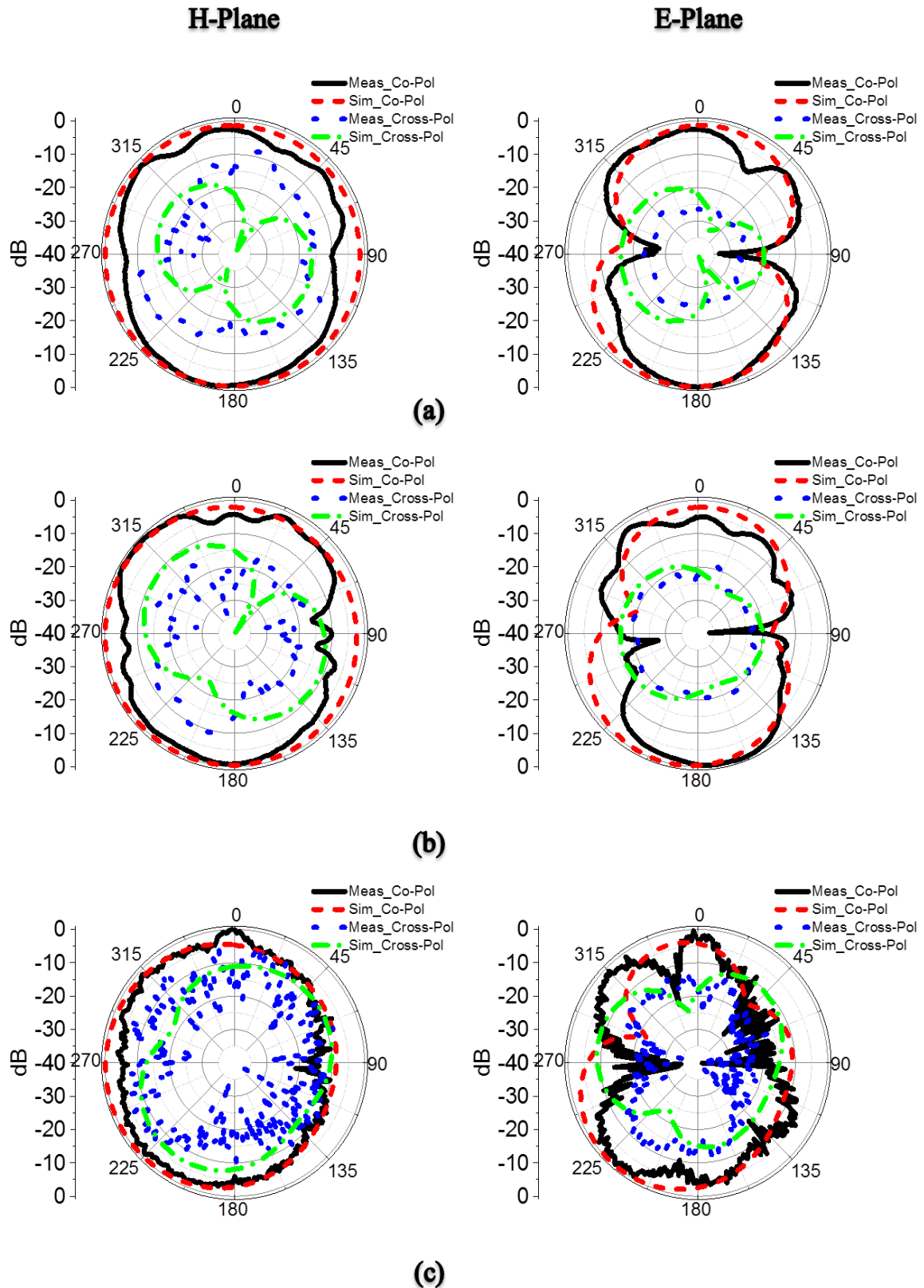


Figure IV.15. Diagramme de rayonnement simulé et mesuré de l'antenne proposé dans le plan H et le plan E à : (a) 3.5 GHz, (b) 4.5 GHz et (c) 9 GHz.

IV.2.7.4 Gain et efficacité

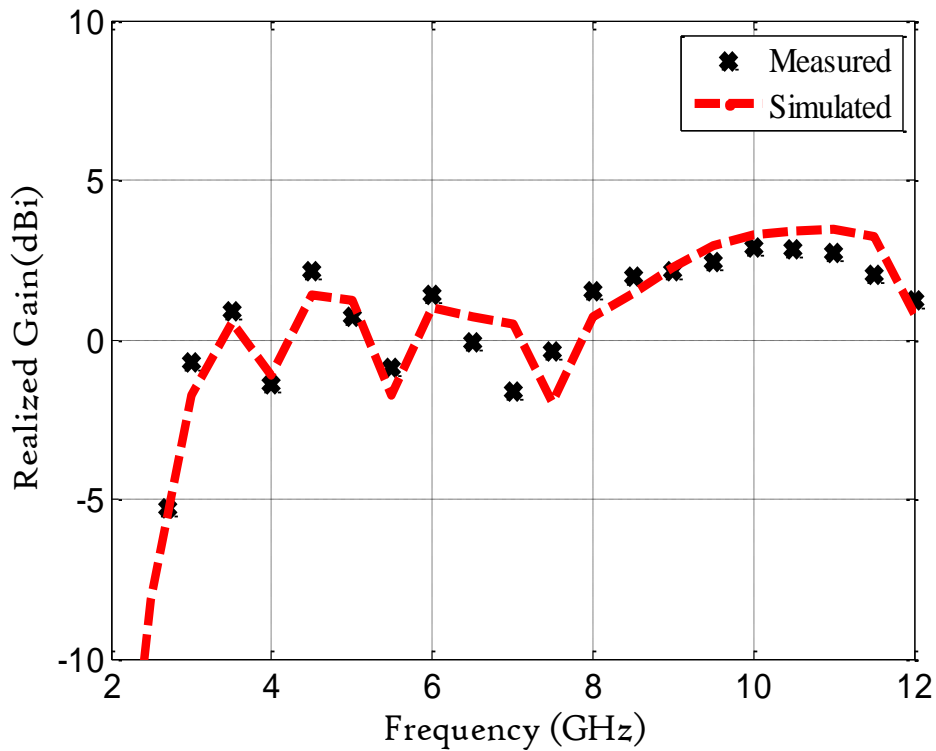


Figure IV. 16. Gain simulé et mesuré de l'antenne proposée.

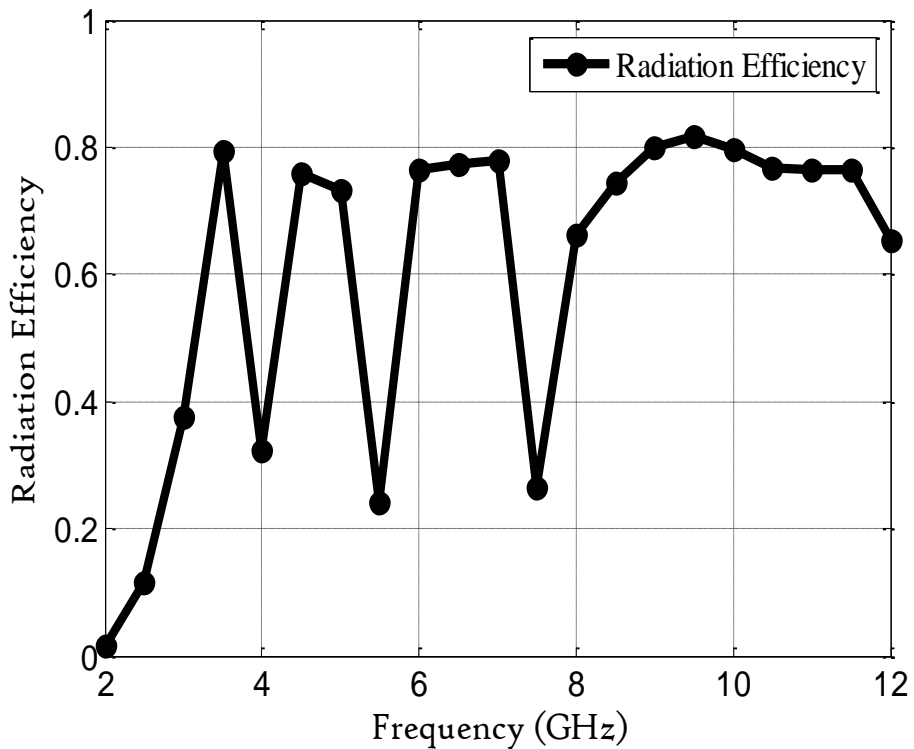


Figure IV. 17. Efficacité de rayonnement de l'antenne proposé.

La comparaison entre le gain mesuré et le gain simulé est illustrées dans la Figure IV. 16. À partir de cette figure, on peut voir que la courbe simulée est bien suivie par la courbe

mesurée, sauf dans la troisième bande rejetée, une petite différence a été observée. On peut montrer que le gain mesuré et simulé est presque stable à la plage de fréquence ULB avec un gain maximal de 3,35 dBi pour la courbe simulée et de 2,88 dBi pour la courbe mesurée à la fréquence 10 GHz. La valeur positive du gain est supprimée dans les trois bandes rejetées. Les résultats du gain prouvent la validité de la bande rejetée de l'antenne proposée. L'efficacité du rayonnement de l'antenne proposée est présentée dans la Figure IV. 17. On observe que l'antenne présente une efficacité de rayonnement stable d'environ 0,8 dans la bande de fréquences ULB sauf dans les bandes rejetées, l'efficacité de rayonnement est diminuée à environ de 0,3 pour la première bande rejetée et à environ de 0,2 pour les deux autres bandes rejetées. Les résultats de l'efficacité du rayonnement montrent que l'antenne proposée a une caractéristique de réjection de bande acceptable.

IV.2.7.5 Comparaison entre le travail proposé et d'autres travaux

Tableau IV. 5. Comparaison de l'antenne proposée et d'autres travaux.

Antenne	dimensions (mm)	taille (mm²)	Bande d'opération (GHz)	Largeur Bande Fractionnel (%)	Nombre de bandes rejetées
[1]	17.9×9.01	161	3.1-10.6	109.4	-
[5]	18.5×9.45	175	3.1-12	117.8	-
[6]	21×9	189	2.8-11.4	121.1	-
[11]	22×8.5	187	3.2-10.6	108.6	1
[13]	20×20	400	2.5-10.6	123.6	2
[14]	15×15	225	2.6-plus de 23	>160	2
[15]	28×16	448	3.1-10.6	109.4	2
[16]	20×20	400	2.7-12.4	128.4	3
[17]	28×14.5	406	3.1-11.45	114.7	-
[18]	27×20	540	2.9-11.52	119.5	2
[19]	28×28.5	798	2.86-11	117.4	3
Ant proposée [8]	20.25×8	162	2.65-11.05	122.6	3

Le Tableau IV. 5 présente la comparaison des performances entre l'antenne proposée [8] avec d'autres travaux rapportés récemment dans la littérature [1], [5], [6], [11], [13], [14], [15], [16], [17], [18] et [19]. La comparaison est basée sur la taille, la largeur de bande et le nombre de bandes rejetées par les antennes. Ce tableau permet de conclure que l'antenne proposée a une taille plus compacte, une largeur de bande d'impédance plus large et un plus grand nombre de bandes rejetées par rapport aux autres antennes à fentes ULB compactes.

IV.3 Antenne à fente ULB alimentée par une ligne coplanaire avec une polarisation circulaire large bande

Les antennes ULB ont une grande différence par rapport à des antennes conventionnelles, telles que la grande largeur de bande et le gain constant sur toute la bande. Les antennes alimentées par une ligne coplanaire (CPW) sont largement utilisées dans les applications commerciales et militaires. Parmi les caractéristiques de ces antennes, une seule couche métallique, large bande considérable et simple à fabriquer [20].

La polarisation circulaire est largement utilisée dans les systèmes de communications sans fils, car elle permet une bonne mobilité et une bonne pénétration par rapport à la polarisation linéaire [21]. Le principe de fonctionnement fondamental pour créer une polarisation circulaire consiste à générer des composantes de champ avec un rayonnement orthogonal, des amplitudes égales, des oppositions de phases (quadrature de phase) et un rapport axial inférieur à 3 dB [22]. L'antenne carrée avec une ligne coplanaire (CPW square slot antenna) peut offrir une large bande passante et un large rapport axial inférieur à 3 dB, selon différentes techniques [23]. Parmi ces techniques : l'intégration d'une bande métallique de forme T ou intégrer deux bandes L inversées dans le plan de masse [24] et [25].

IV.3.1 Géométrie de l'antenne proposée

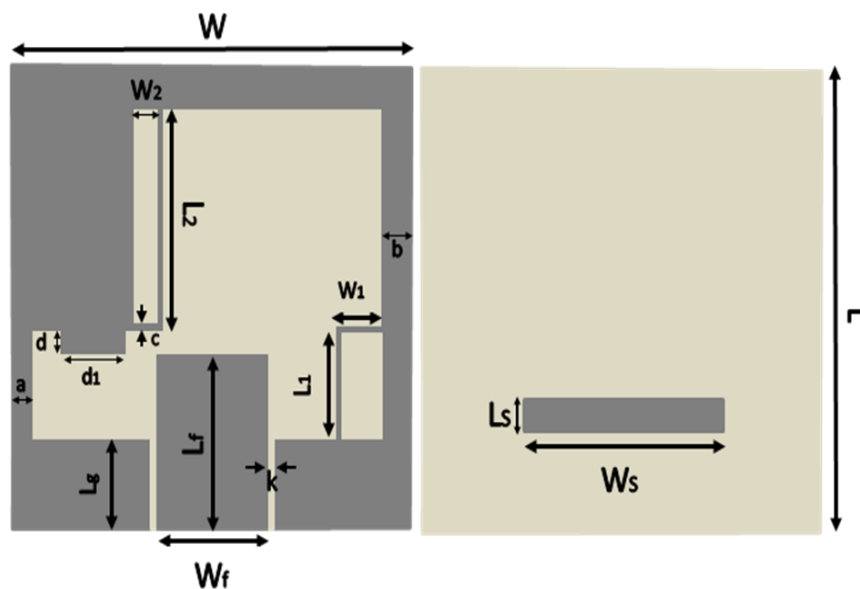


Figure IV. 18. Géométrie d'antenne proposée.

La Figure IV.18 présente la conception et la géométrie de l'antenne compacte ULB alimentée par ligne coplanaire avec polarisation circulaire [26]. L'antenne est conçue en utilisant un substrat RO4350B avec une épaisseur de 0,76 mm. Cette antenne a une très petite

taille $W \times L$ (15 mm \times 15 mm). L'antenne contient une ligne d'alimentation CPW rectangulaire avec une largeur $W_f = 4$ mm, une longueur $L_f = 6,2$ mm, un plan de masse intégré dans la face supérieure, ce plan de masse est réalisé par la combinaison d'un rectangle et deux bandes métalliques de forme L inversées. Toutes les dimensions de l'antenne proposée sont illustrées dans le Tableau IV. 6.

Tableau IV. 6. Dimension de l'antenne proposée.

Paramètres	Valeurs (mm)	Paramètres	Valeurs (mm)
W	15	L	15
Wf	4	Lf	6.2
W1	1.9	L1	3,9
W2	1	L2	6,85
Ws	0.8	Ls	7
A	0.6	Lg	2.6
B	1.4	D	0.95
C	0.3	d1	2.4
K	0.15		

IV.3.2 Etapes pour réaliser l'antenne proposée

La Figure IV. 19 illustre les cinq étapes de l'étude paramétrique pour obtenir une antenne à fente ULB alimenté par une ligne coplanaire avec polarisation circulaire. L'antenne 1 dans la Figure IV. 19 (a), contient un plan de masse et une ligne d'alimentation rectangulaire. Pour l'antenne 1, une résonance dans le centre de fréquences compris entre 5,05 GHz et 10,26 GHz avec $S_{11} \leq -10$ dB. L'Antenne 2 dans la Figure IV. 19 (b), contient un plan de masse avec des bandes métalliques de forme L inversées et une ligne d'alimentation rectangulaire. Pour la Figure IV. 19 (c) (d), on ajoute une bande rectangulaire dans le plan de masse, la polarisation circulaire est créée pour l'antenne 3 (Figure IV. 19 (c)) et l'antenne 4 (Figure IV. 19 (d)), avec une largeur de bande de rapport axial inférieur à 3 dB. L'antenne proposée est présenté dans la Figure IV. 19 (e), elle comporte une ligne d'alimentation rectangulaire, des bandes de forme L inversées, des bandes rectangulaires attachées au plan de masse et une bande métallique rectangulaire dans face inférieure pour obtenir une largeur de bande ULB et une large bande de rapport axial (ARBW).

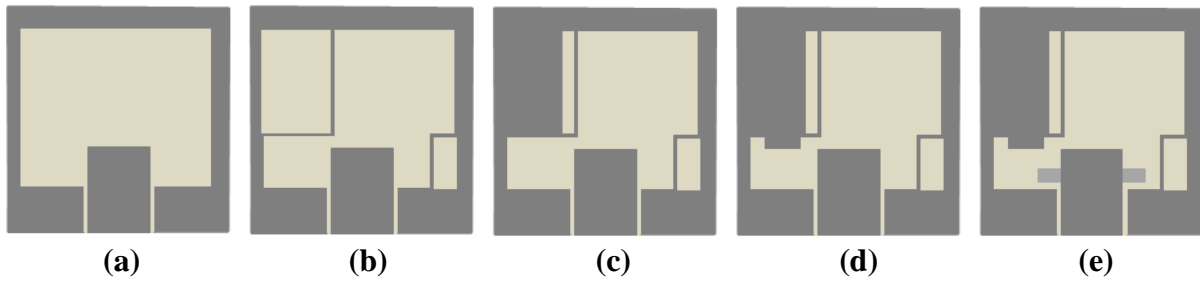


Figure IV. 19. Les cinq étapes pour obtenir la polarisation circulaire dans l'antenne proposée.

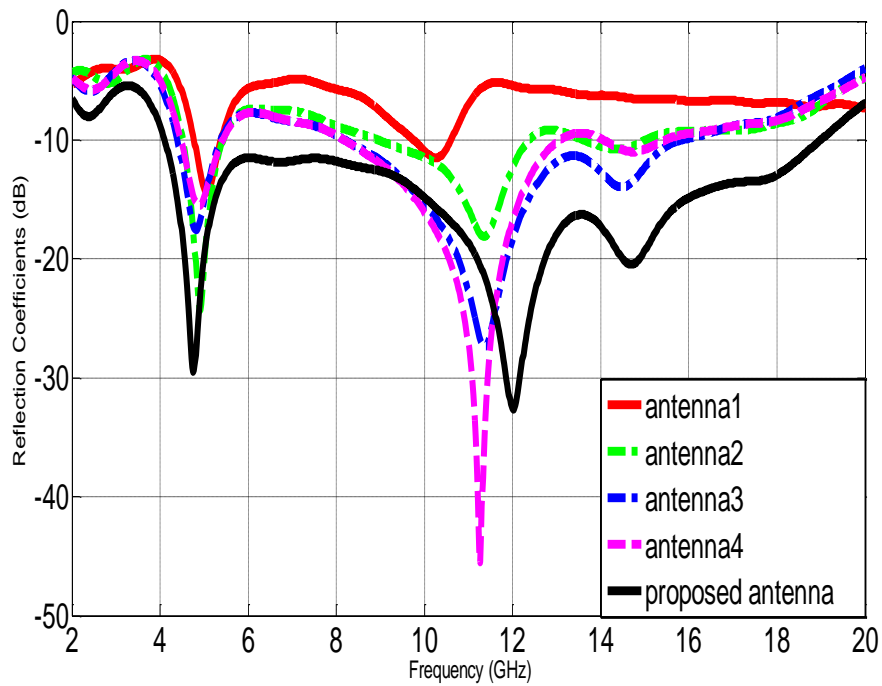


Figure IV. 20. Paramètres S des cinq étapes de la figure.IV.19.

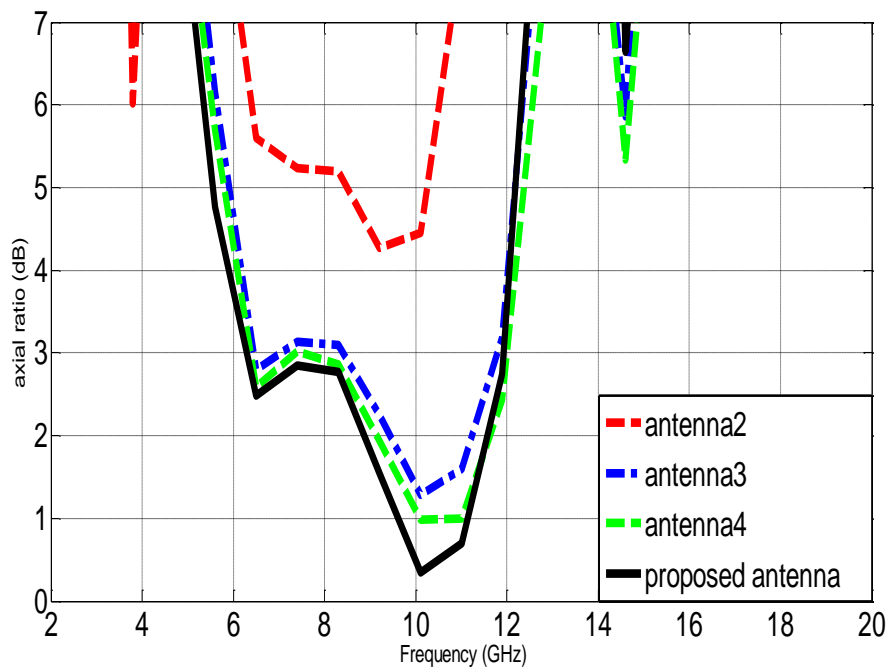


Figure IV.21. Rapport axiale de quatre dernières étapes de la figure.IV.19.

Les résultats de simulation des paramètres S des cinq étapes sont présentés dans la Figure IV. 20. Pour l'antenne proposée, une largeur de bande de 14,9 GHz (4,1 GHz -19 GHz) pour $S_{11} \leq -10$ dB est obtenue. Une large bande ARBW (Axial Ratio Band-Widht) est observée dans la Figure IV. 21 où l'ARBW entre 6,3 GHz et 11,95 GHz est inférieur à 3 dB. L'ARBW couvre la bande-C (6,425 GHz - 6,725 GHz et 6,725 GHz - 7,025 GHz) et la bande-X (7,25 GHz - 8,395 GHz et de 8,0 GHz - 12 GHz), les bandes L inversées et les bandes rectangulaires sont intégrées dans le plan de masse pour créer un ARBW. Les résultats de simulation sont obtenus en utilisant le simulateur CST.

IV.3.3 Résultats et discussions

Le gain de l'antenne proposée est illustré dans la Figure IV. 22, où la valeur maximale est située au centre de fréquence de la bande passante de rapport axiale ARWB. On observe que l'antenne proposée a un gain positif et presque stable dans la bande opérationnelle. La Figure IV. 23 présente les caractéristiques de rayonnement de la polarisation circulaire droit RHCP (Right Hand Circular Polarization) et la polarisation circulaire gauche LHCP (Left Hand Circular Polarization) de l'antenne proposée, en $\phi = 0^\circ$ et $\phi = 90^\circ$ dans la fréquence 8 GHz et 11 GHz respectivement. Pour $Z < 0$, le diagramme de rayonnement est réalisé une polarisation RHCP, et le diagramme de rayonnement réalise une polarisation LHCP pour $Z > 0$. Le Tableau IV. 6 illustre la comparaison de la largeur de bande, la largeur de bande de rapport axiale et la taille entre l'antenne proposée et certains autres travaux. Il est clairement noté que l'antenne proposée a une plus grande largeur de bande de polarisation circulaire que les autres travaux. L'antenne proposée a une petite taille par rapport à les autres travaux cités dans le tableau IV. 7.

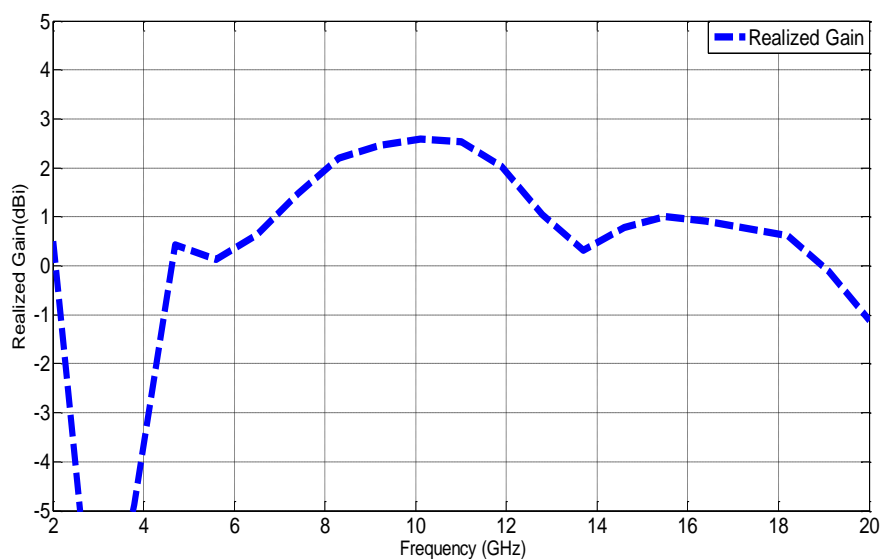


Figure IV. 22. Le gain simulé de l'antenne a fente ULB alimenté par ligne coplanaire.

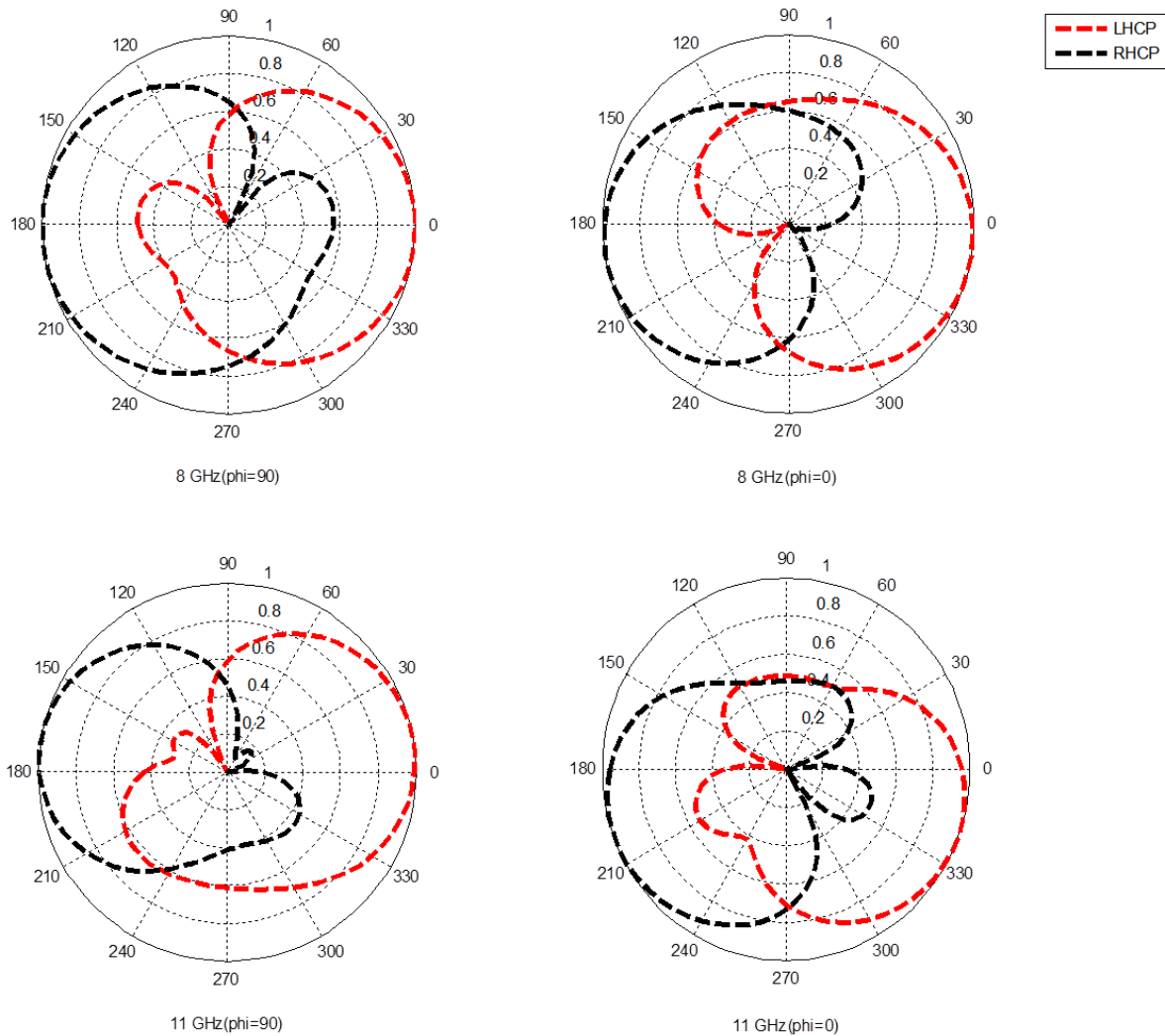


Figure IV. 23. Diagramme de polarisation droit et gauche de l'antenne proposée dans 8GHz et 11GHz

Tableau IV. 7. Comparaison des performances d'antenne proposée et d'autres travaux.

Référence	Bande passante (GHz)	Rapport Axiale (GHz)	taille (mm ²)
[20]	2.67-13	4.9-6.9	60×60
[21]	2.76-14.82	4.27-6.13	25×25
[22]	2.9- 11.2	5.3-6.7	25×25
[23]	3.5 - 9.25	4.6 - 6.9	25×25
[24]	2.95-14	3.729-7.1	20×20
Ant proposée [26]	4.1-19	6.3-11.95	15×15

IV.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons proposé deux types d'antennes à fente ultra large bande compactes. La première structure est une antenne à fente ULB compacte avec trois bandes rejetées. L'antenne proposée est alimentée par une ligne micro-ruban, cette antenne a une très petite taille de $162 \text{ mm}^2 (20,25 \text{ mm} \times 8 \text{ mm})$ par rapport aux autres antennes. Trois fentes de forme L sont intégrées dans le plan de masse pour rejeter trois bandes de fréquences, en bande-C (3.7 GHz - 4.2 GHz), WLAN (5.15 GHz - 5.825 GHz) et en bande-X (7.25 GHz - 7.75 GHz). Le but de cette opération est pour éliminer l'effet des interférences électromagnétiques (EMI) entre le système ULB et certaines bandes étroites de diverses applications. Les résultats de distribution de courant et de gain prouvent que les trois fentes de forme L gravées dans le plan de masse sont responsables du filtrage des bandes de fréquence souhaitées. Les résultats de simulation ont montré un bon accord avec les mesures et sont comparés en termes de rapport d'onde stationnaire, diagramme de rayonnement et en termes de gain. La deuxième structure est une antenne à fente compacte alimentée par une ligne coplanaire (CPW) pour réaliser la CP (polarisation circulaire). Cette antenne a une très petite taille de $15 \times 15 \times 0,76 \text{ mm}^3$, cette antenne couvre une bande passante de 14,9 GHz entre (4,1 GHz - 19 GHz) où S_{11} est inférieur à -10 dB et la bande de rapport axial (ARBW) de 5,65 GHz entre (6,3 GHz - 11,95 GHz) avec $AR < 3 \text{ dB}$.

IV.5 Références bibliographiques

- [1] A. Bekasiewicz, and S. Koziel. "Structure and design optimisation of compact UWB slot antenna" *Electron. Lett.*, Vol. 52, no. 9, pp. 681–682, 2016.
- [2] A. Bekasiewicz, and S. Koziel. "Structure and EM-driven design of novel compact UWB slot antenna" *IET Microw. Antennas Propag.*, Vol. 11, Iss. 2, pp. 219–223, 2017.
- [3] L. Liu, S. W. Cheung, and T. I. Yuk. "Compact MIMO antenna for portable UWB applications with Band-Notched characteristic" *IEEE Trans. Antennas Propag.*, Vol. 63, no. 5, pp. 1917-1924, 2015.
- [4] M. Gulam Nabi Alsath, and M. Kanagasabai. "Compact UWB monopole antenna for automotive communications" *IEEE Trans. Antennas Propag.*, Vol. 63, no. 9, pp. 4204-4208, 2015.
- [5] A. Bekasiewicz, and S. Koziel. "Compact UWB monopole antenna for internet of things applications" *Electron. Lett.*, Vol. 52, no. 7, pp. 492–494, 2016.
- [6] G. Srivastava, A. Mohan, and A. Chakrabarty. "Compact Reconfigurable UWB slot antenna for cognitive radio applications" *IEEE Antennas Wireless Propag Lett.*, Vol. 16, pp. 1139-1142, 2016.
- [7] G. Srivastava, and A. Mohan. "Compact MIMO slot antenna for UWB applications" *IEEE Antennas Wireless Propag Lett.*, Vol. 15, pp. 1057-1060, 2015.

- [8] B. Hammache, A. Messai, I. Messaoudene, and T. A. Denidni “ Compact ultra-wideband slot antenna with three notched-band characteristics”, *Int J RF Microw Comput Aided Eng.* 2020. e22146.
- [9] D. M. Pozar, “*Microwave Engineering*”, John Wiley & Sons, Inc., 2011.
- [10] M-C. Tang, H. Wang, T. Deng, and R. W. Ziolkowski. “Compact planar Ultrawideband antennas with continuously tunable, independent Band- Notched filters” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, Vol. 64, no. 8, pp. 3292-3301, 2016.
- [11] Q-X. Chu, and C-X. Mao. “A Compact Notched Band UWB slot antenna with sharp selectivity controllable bandwidth” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, Vol. 61, no. 8, pp. 3961-3966, 2013.
- [12] T. Li, H.Q. Zhai, C. Zhu, L. Li, C.H.Liang, and Y.F.Han. “Design and analysis of compact printed dual band-notched ultrawideband (UWB) antenna” *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, Vol. 27, No. 5, pp. 560–571, 2013.
- [13] B. Badamchi, J. Nourinia, C. Ghodabi, and A. V. Shahmirzadi. “Design of Compact Reconfigurable Ultra-Widband slot antenna with switchable single/dual Band Notch functions” *IET Microw. Antennas Propag.*, Vol. 8, Iss. 8, pp. 541–548, 2014.
- [14] S. R. Emadian, and J. Ahmadi-Shokouh. “Very small dual Band-Notched rectangular slot antenna with enhanced impedance bandwidth” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, Vol. 63, no. 10, pp. 4529-4534, 2015.
- [15] Y.P. Zhang, and C. M. Li. “Desing of small dual Band-Notched UWB slot antenna” *Electron. Lett.*, Vol. 51, no. 22, pp. 1727–1728, 2015.
- [16] S. R. Emadian, and J. Ahmadi-Shokou. “Study on frequency and time domain properties of novel triple band notched UWB antenna in indoor propagation channel” *Int J RF Microw Comput Aided Eng*, Vol. 28, 2015.
- [17] C. Y. D.Sim, W. T. Chung, and C. H. Lee. “Compact Slot Antenna for UWB Applications” *IEEE Antennas Wireless Propag Lett.*, Vol. 9, pp. 63-66, 2010.
- [18] P. Gao, L. Xiong, J. Dai, S. He, and Y. Zheng. “Compact Printed Wide-Slot UWB Antenna with 3.5/5.5 GHz Dual Band-Notched Characteristics” *IEEE Antennas Wireless Propag Lett.*, Vol. 12, pp. 983-986, 2013.
- [19] F. Zhu, S. Gao, A. T.Ho, R. A. Abd-Alhameed, C. H. See, T. W. C. Brown, J. Li, and J. Xu. “Multiple Band-Notched UWB Antenna with Band-Rejected Elements Integrated in the Feed Line” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, Vol. 61, no. 8, pp. 3952-3960, 2013.
- [20] J. Pourahmadazar, Ch. Ghobadi, J. Nourinia, N. Felegari, and H. Shirzad, “Broadband CPW-Fed Circularly Polarized Square Slot Antenna With Inverted-L Strips for UWB Applications” *IEEE ANTENNAS AND WIRELESS PROPAGATION LETTERS*, VOL. 10, , pp. 369-372, 2011.
- [21] M. Shokri, V. Rafii, S. Karamzadeh, Z. Amiri and B. Virdee, “Miniaturised ultra-wideband circularly polarised antenna with modified ground plan” *ELECTRONICS LETTERS*, Vol. 50, pp. 1786–1788, 2014.
- [22] J. Pourahmadazar and S. Mohammadi, “Compact circularly-polarised slot antenna for UWB applications” *ELECTRONICS LETTERS*, Vol. 47, 2011.
- [23] M. Sani Ellis, Z. Zhao, J. Wu, X. Ding, Z. Nie, and Q-H. Liu “A Novel Simple and Compact Microstrip-Fed Circularly PolarizedWide Slot AntennaWithWide Axial Ratio Bandwidth for C-Band Applications” *IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION*, VOL. 64, pp. 1552–1555, 2016.

- [24] S. Karamzadeh, V. Rafii, M. Kartal and H. Saygin, "Compact UWB CP square slot antenna with two corners connected by a strip line" *ELECTRONICS LETTERS*, Vol. 52, pp. 10-12, 2016.
- [25] P. Sadeghi, J. Nourinia and C. Ghobadi, "Square slot antenna with two spiral slots loaded for broadband circular polarisation" *ELECTRONICS LETTERS*, Vol. 52, pp. 787-788, 2016.
- [26] B. Hammache, A. Messai, M. A. Meriche, and I. Messaoudene "A Compact Ultra Wideband CPW-Fed Circular Polarized Slot Antenna", *International Journal of Systems Applications, Engineering & Development*, volume. 11, pp. 202–205, 2017.

Conclusion générale

L'objectif de cette thèse était l'étude, la conception et le développement d'antennes ultra large bande compactes. Ce travail est constitué deux axes principaux, la réalisation et la fabrication des antennes compactes avec des tailles réduites, ces antennes sont utilisées dans les applications ULB et les communications sans fils.

Au début, nous avons présenté les informations de base de la technologie ULB telles que l'historique sur la technologie ULB, la discussion sur les généralités de cette technologie. Dans cette partie aussi, nous avons cité les mécanismes, les propriétés, les caractéristiques et les avantages de la technologie ULB. Dans le même contexte, une classification des antennes ultra large bande conventionnelles a été présentée, pour établir une base solide sur les antennes ULB.

Dans la partie suivante, nous avons commencé par l'étude de concept théorique des antennes micro-ruban compactes pour avoir la géométrie de ces antennes, les techniques d'alimentation, les caractéristiques d'adaptations et les caractéristiques de rayonnement, pour comprendre le principe de fonctionnement des antennes micro-ruban, qui sont la base de notre travail. Les techniques de miniaturisation sont présentées pour comprendre comment réduire la taille d'antenne ULB. Un état de l'art a été montré la classification et le développement des structures d'antennes ULB planaires compactes.

Dans le reste de notre thèse, nous avons détaillé les deux axes de ce travail par une étude expérimentale à nos structures d'antennes compactes. Dans le premier axe, nous avons présenté l'évolution de la conception d'une antenne micro-ruban compacte sous forme hexagonale pour les applications ULB, dans cette étude nous avons réalisé trois structures d'antennes planaires micro-ruban compactes. La première structure est une antenne ULB monopole compact avec trois bandes de fréquences rejetées reconfigurables. Trois fentes sont gravées pour rejeter trois bandes de fréquences, trois diodes PIN sont utilisées pour contrôler les bandes rejetées. La deuxième structure est une antenne ULB compacte avec cinq bandes filtrées. Cinq formes différentes de fentes sont gravées dans le patch rayonnant et dans la ligne d'alimentation. Les deux simulateurs HFSS et CST sont utilisés pour réaliser la simulation de ces deux antennes. Dans le troisième travail, une antenne ULB compacte avec trois fentes de forme C est présentée. Trois fentes de forme C sont intégrées dans l'élément rayonnant pour créer des bandes rejetées dans trois fréquences. Cette dernière structure d'antenne était fabriquée pour comparer les résultats de simulations et les mesures. Nous

Conclusion générale

avons obtenu un bon accord entre les mesures et les résultats de simulations en termes de coefficient de réflexion et diagramme de rayonnement.

Dans le deuxième axe de ce travail, nous avons construit deux types d'antennes à fentes ultra large bande compactes. La première structure est une antenne à fentes ULB compacte avec trois bandes rejetées. L'antenne proposée est alimentée par une ligne micro-ruban, cette antenne a une taille très compacte avec des dimensions de $20,25 \text{ mm} \times 8 \text{ mm}$ (162 mm^2). Trois fentes de forme L sont intégrées dans le plan de masse, pour éliminer l'effet des interférences électromagnétiques (EMI) de trois bandes de fréquences dans l'intervalle des applications ULB (3.1 GHz - 10.6 GHz). Les résultats de simulation ont montré un bon accord avec les mesures. La deuxième structure est une antenne à fentes compacte alimentée par une ligne coplanaire pour réaliser la polarisation circulaire. Cette antenne a des dimensions très compactes. Cette antenne couvrit une bande passante de 14,9 GHz, entre (4,1 GHz - 19 GHz) et un rapport axial entre (6,3 GHz - 11,95 GHz).

La fabrication des prototypes des antennes a été effectuée au niveau de deux laboratoires, le laboratoire RF de l'INRS et le laboratoire d'Ecole Polytechnique au niveau de l'Université de Montréal à Montréal, Canada. Toutes les mesures des prototypes fabriquées ont été effectuées au niveau de laboratoire RF (Radio Frequency) à l'INRS. Pour les mesures des paramètres S, on utilisant un analyseur de réseau Agilent 8722ES et pour le diagramme de rayonnement et le gain, on utilisant une chambre anéchoïque.

Des nombreux axes de recherche dans le domaine des antennes ULB compact restent à explorer. Concernant les futurs travaux, nous sommes impatients de réaliser plusieurs projets et comme meilleur perspectives :

- L'amélioration des performances des antennes ultra large bande compactes à partir de l'utilisation des structures périodiques (FSS), des métamatériaux et des métasurfaces.
- Conception des antennes MIMO compactes pour les applications ULB.
- La miniaturisation des antennes transparentes ULB basées sur les Films conducteurs transparents ou les verres conducteurs.

Annexe A