

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE
UNIVERSITE ABOU-BEKR BELKAID – TLEMCCEN



FACULTE DE TECHNOLOGIE
DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE ET ELECTRONIQUE
LABORATOIRE DE TELECOMMUNICATIONS DE TLEMCCEN



THESE

Présentée pour obtenir le titre de
Docteur en Télécommunications

Par

ZITOUNI Ahmed

Thème

**Etude et conception d'antennes
ULB standards et à bandes rejetées**

Soutenu en Juin 2014 devant le jury composé de :

BENDIMERAD F. T.

Prof. à l'université de Tlemcen

Président

MAHDJOUR Z.

Prof. à l'Université de Sidi Bel-Abbès

Examineur

LASRI B.

Prof. à l'Université de Saida

Examineur

BOUKLI HACENE N.

Prof. à l'Université de Tlemcen

Directeur de thèse

A mes parents.

A ma femme.

A mes deux petites filles Nour El houda et Sarra.

A tous ceux que j'aime.

Et à ceux qu'on oublie.

REMERCIEMENTS

Tout d'abord, je remercie ALLAH, le tout puissant sans sa volonté rien n'est possible, qui m'a donné de l'aide, du courage et de la patience afin de réaliser ce travail.

En premier lieu, j'exprime mes sincères remerciements et ma profonde gratitude à mon directeur de thèse Monsieur BOUKLI HACENE Nouredine, Professeur à l'université de Tlemcen, pour son initiative dans ce domaine de recherche, pour toute l'aide et la patience. Ses conseils, ses remarques, ses directives scientifiques et pédagogiques, ses encouragements et son soutien qui m'ont été très utiles pour l'accomplissement réussi de ce travail. J'ai pu bénéficier de ses compétences scientifiques. Je le remercie pour toutes les connaissances qu'il m'a apportées.

J'exprime aussi mes sincères remerciements à Monsieur BENDIMERAD Fethi Tarik, Professeur à l'université de Tlemcen, qui m'a fait l'honneur et le plaisir de présider le jury de ma soutenance.

Mes remerciements les plus respectueux et mon profond respect s'adressent également à mes examinateurs Messieurs MAHDJOUB Zoubir, Professeur à l'Université de Sidi Bel-Abbès et LASRI Boumédiène, Professeur à l'Université de Saida, qui m'ont fait l'honneur et le plaisir d'examiner mon mémoire soigneusement, en y apportant leurs différentes observations rigoureuses.

Je remercie également toute l'équipe du département d'électronique de l'université de Chlef et en particulier Monsieur Kadai Abdellah.

Mes remerciements vont également à tous les membres du laboratoire de Télécommunication de Tlemcen LTT.

Enfin je tiens à remercier mes parents et ma famille pour ma réussite aujourd'hui à cette nouvelle épreuve. Je ne trouve pas les mots pour exprimer ma gratitude. Alors merci papa, maman pour votre éducation votre soutien, vos prières et votre aide par tous les moyens dont vous disposiez. Que Dieu me donne les moyens pour vous le rendre.

Je remercie vivement aussi ma femme pour son soutien et son encouragement durant les moments difficiles.

Enfin merci à tout ceux qui ont participé de près ou de loin à la réalisation de ce manuscrit.

RESUME

Les communications et en particulier les communications sans fil sont aujourd'hui dans la pleine croissance. Avec l'augmentation des besoins de débits élevés et de la raréfaction des bandes de fréquence disponibles, il est devenu essentiel de trouver les nouvelles solutions qui répondent à ces exigences. La technologie ultra large bande ULB (UWB) semble une solution très prometteuse. Dans le cadre de notre thèse, nous avons proposé en premier lieu une nouvelle antenne ultra large bande pour des applications ULB. L'antenne proposée se compose d'un patch microruban carrée à quatre coins tronqués et deux fentes croisées sur le patch, et d'un plan de masse partiel avec une fente rectangulaire. L'antenne proposée fonctionne sur une très large bande passante de 2.97- 29.48 GHz. Comme la gamme de fréquence pour les systèmes ULB cause des interférences aux systèmes de communications existants tels que le WiMAX, le WLAN, l'HIPERLAN/2, ..., des antennes ULB avec des caractéristiques à bandes rejetées sont exigées. D'où, en deuxième lieu de la thèse, nous avons proposé une nouvelle antenne ultra large bande à trois bandes filtrées pour des applications ULB. L'antenne proposée se compose d'un patch microruban carré à quatre coins tronqués imprimée au dessus d'un plan de masse partiel. Deux fentes en forme C insérées dans l'élément rayonnant et une fente de type CLLs introduite dans la jonction ligne d'alimentation patch pour achever la fonction à trois bande rejetées.

Les différentes simulations des performances des deux antennes sont réalisées à l'aide du logiciel de simulation électromagnétique Ansoft HFSS développé par Ansoft corporation et les résultats obtenus sont en bon accord avec les exigences demandées.

Mots clés : antenne microruban, antenne ultra large bande, ULB, plan de masse partiel, coins tronqués, fente en forme de croix, fente en forme C, fente de type CLLs (Capacitively-Loaded Loop), caractéristique à trois bandes rejetées.

ABSTRACT

The communications, in particular wireless communication, are today in full growth. With the increase in the needs of high data-rate and rarefaction for the available frequency bands, it became essential to find new solutions which satisfy these requirements. Technology UWB (Ultra Wide Band) seems a very promising solution. Within the framework of our thesis, firstly we proposed a new ultra-wideband antenna for UWB applications. The proposed antenna consists of a four corner-truncated square microstrip patch with two crossed slots on the patch, and a partial ground plane with a rectangular slit. As the frequency range for UWB systems causes interference to the existing wireless communication systems, such as the WiMAX, the WLAN, the HIPERLAN/2..., the UWB antennas with a band-notched characteristic are required. Thus, in second place of the thesis, we proposed a new ultra-wideband antenna with triple notched band for UWB applications. The proposed antenna consists of a four corner-truncated square microstrip patch printed on the top of a partial ground plan. Two C-shaped slots are embedded in the radiating patch, and a slot-type capacitively-loaded loop (CLLs) introduced at the junction of feed line and patch to achieve the band-notched function.

Various simulations of the performances of the two antennas are carried out using the electromagnetic simulation software Ansoft HFSS developed by Ansoft corporation and the results obtained are in concord with the required requirements.

Keywords: Microstrip Antenna, Ultra-Wideband Antenna, UWB, partial ground plane, truncated corners, Crossed slit, C-Shaped Slot, Capacitively-Loaded Loop (CLL), Three-Band Notched Characteristics.

الملخص

الاتصالات، والاتصالات اللاسلكية على وجه الخصوص، هي اليوم في نمو متزايد. مع الزيادة في الاحتياجات من معدل البيانات المرتفعة و خلخلة نطاقات التردد المتاحة، فإنه أصبح من الضروري إيجاد الحلول الجديدة التي تلبي جميع هذه المتطلبات. تكنولوجيا UWB تبدو حلا واعدا جدا . في إطار أطروحتنا، اقترحنا أولا هوائيا جديدا ذو النطاق الترددي فائق الاتساع لتطبيقات UWB. الهوائي المقترح يتكون من رقعة مشعة مربعة ذات أربعة اقتطاعات زاوية مع اثنين من الشقوق الضيقة على الرقعة المشعة ، و أساس مسطح جزئي مع شق ضيق. بما أن صف تردد أنظمة النطاق الترددي فائق الاتساع يؤدي إلى التداخل مع أنظمة الاتصالات اللاسلكية الحالية ، : مثل WiMAX ، و WLAN ، و HIPERLAN / 2 ، ... ، فهوائيات النطاق الترددي فائق الاتساع ذات الحز البارز ضرورية. وعليه، في المركز الثاني من الأطروحة، اقترحنا هوائيا جديدا ذو النطاق الترددي فائق الاتساع ثلاثي الحز البارز لتطبيقات النطاق الترددي فائق الاتساع. الهوائي المقترح يتكون من رقعة مشعة مربعة ذات أربعة اقتطاعات زاوية مطبوع على الجزء العلوي لأساس مسطح جزئي. اثنين من الشقوق الضيقة على شكل حرف C مدرجة في الرقعة المشعة، و شق ضيق نوع (CLLS) مدرجة عند تقاطع خط تغذية و الرقعة المشعة لتحقيق وظيفة ثلاثي الحز البارز. مختلف المحاكاة لأداء الهوائيات الاثنيتين أنجزت باستخدام برامج المحاكاة الكهرومغناطيسية HFSS المطور من قبل مؤسسة Ansoft والنتائج التي تم الحصول عليها تتوافق مع المتطلبات المطلوبة.

الكلمات الرئيسية: الهوائي الشريطي، الهوائي الشريطي ذو النطاق الترددي فائق الاتساع، النطاق الترددي فائق الاتساع، أساس مسطح جزئي، زوايا مبتورة، شق ضيق متقاطع، شق ضيق على شكل حرف C، شق ضيق نوع (CLL)، خصية ثلاثي الحز البارز.

TABLE DES MATIERES

REMERCIEMENTS	ii
RESUME	iii
LISTE DES FIGURES	vi
LISTE DES TABLEAUX	xv
LISTE DES ABREVIATIONS.....	xvii
INTRODUCTION GENERALE.....	1
 CHAPITRE I : LA TECHNOLOGIE ULTRA LARGE BANDE (ULB)	
I. HISTORIQUE ET DEFINITION	4
I.1 Historique.....	4
I.2 Définition	4
II. AVANTAGES DES ULB [I-3]	5
II.1 Aptitude de partager le spectre de fréquence.....	5
II.2 Grande capacité du canal.....	6
II.3 Capacité de fonctionner avec de faibles <i>SNR</i>	7
II.4 Faible probabilité d'interception et de détection.....	7
II.5 Immunité au brouillage	7
II.6 Performance élevée dans les canaux à trajets multiples.....	8
II.7 Propriétés de pénétration supérieure	9
II.8 Architecture simple d'émetteur/récepteur	9
II.9 Complexité réduite et faible coût	10
III. REGLEMENTATIONS DE L'ULB	10
III.1. Réglementation FCC aux USA.....	11
III.2. Réglementation en Europe	11
III.3. Réglementation en Asie	12
III.4. Union Internationale de Télécommunications.....	14

IV. LES NORMES DE L'ULB.....	14
IV.1 La norme IEEE.....	15
IV.2 Ecma International: Standard ISO/IEC.....	16
V. LES SYSTEMES ULTRA LARGE BANDE (ULB).....	16
V.1 Systèmes ULB multi bande (MB-OFDM)	18
V.2 Systèmes ULB impulsionnels (IR-ULB)	18
V.2.1 Modulation.....	19
V.2.2 Les formes d'impulsions	19
VII. APPLICATIONS DES ULTRAS LARGES BANDES	19
VII.1 Gestion de réseau Ad hoc sans fil	20
VII.2 Réseaux de capteurs sans file ULB	21
VII.3 RFID	22
VII.4 Électronique grand public et PC	22
VII.5 Localisation active.....	23
VII.6 Application médicale.....	24
VII.6.1 Dispositifs sans fil sans contact.....	24
VII.6.2 Radar ULB	24
VII.6.3 Télésurveillance continue	24
VII.6.4 Faible puissance.....	25
VII.6.5 Faible coût et maintenance.....	25
VIII. CONCLUSION.....	25
REFERENCES.....	27

CHAPITRE II : LES ANTENNES ULTRA LARGE BANDE : ETAT DE L'ART

I. INTRODUCTION.....	32
II. GENERALITES SUR LES ANTENNES.....	32

II.1 Définition de l'antenne.....	32
II.2 Paramètres importants d'antenne.....	33
II.2.1 Largeur de bande de fréquence	33
II.2.2 Largeur de bande d'impédance.....	34
II.2.3 Efficacité	35
II.2.4 Directivité et gain	35
II.2.5 La puissance efficace rayonnée isotropiquement.....	36
II.2.6 Diagramme de rayonnement	37
II.2.7 Polarisation	38
III. EXIGENCES POUR LES ANTENNES ULB.....	39
IV. CLASSIFICATION DES ANTENNES ULB.....	39
IV.1 Les antennes indépendantes de la fréquence.....	40
IV.1.1 Les antennes log-périodiques	40
IV.1.1.1 L'antenne log-périodique circulaire.....	41
IV.1.1.2 Antenne LPDA (Log Periodic Dipole Array).....	42
IV.1.1.3 L'antenne log-périodique trapézoïdale	44
IV.1.2 L'antenne sinueuse	44
IV.1.3 Les antennes équiangulaires	46
IV.1.3.1 Antenne à spirale logarithmique	46
IV.1.3.2 L'antenne spirale conique	49
IV.1.3.3 L'antenne spirale d'Archimède	50
IV.2 Les antennes élémentaires.....	52
IV.2.1 L'antenne biconique.....	52
IV.2.2 L'antenne discône	53
IV.2.3 L'antenne papillon	55
IV.2.4 Les monopôles plans	56
IV.2.4.1 Le monopôle circulaire.....	56

IV.2.4.2 Le monopôle triangulaire.....	57
IV.2.4.3 Le monopôle trapézoïdal	58
IV.2.4.4 Le monopôle papillon.....	59
IV.3 Les antennes à transition progressive	60
IV.4 Les antennes cornets.....	62
IV.5 Les antennes auto-complémentaires	63
IV.6 Antennes fractales ULB	64
IV.7 Antennes ULB à bande de fréquences rejetées	65
IV.7.1 Insertion de fentes.....	65
IV.7.2 Enlèvement de la structure résonnante à bande étroite.....	67
IV.7.3 Emploi de la structure fractale.....	68
IV.7.4 Emploi de l'algorithme d'optimisation	68
IV.7.5 Emploi de structures métamatériaux.....	68
IV.8. Antenne ULB active	69
IV.9 Antenne ULB à plusieurs bandes de fréquences rejetées	69
V. TECHNIQUE DE MINIATURISATION DES ANTENNES ULB PLANAIRES	70
V.1 Techniques de miniaturisation pour antennes à bande étroite.....	70
V.2 Techniques pour antennes Ultra large bande.....	72
VI. CONCLUSION.....	77
REFERENCES.....	79

CHAPITRE III : ETUDE ET CONCEPTION D'ANTENNES ULB

I. INTRODUCTION.....	88
II. CHOIX DE L'OUTIL DE SIMULATION	89
III. LIGNE D'ALIMENTATION.....	89
III.1 Les différents types de lignes de transmission	89
III.2 L'impédance caractéristique 50ohms.....	91

IV. ETUDE DE L'ANTENNE ULTRA LARGE BANDE.....	92
IV.1 Antenne de base.....	92
IV.2 Antenne imprimée à quatre coins tronqués.....	95
IV.3 Ajout d'une fente en forme de croix sur le patch.....	98
IV.4 Ajout d'une encoche dans le plan de masse.....	101
IV.5 Antenne avec fente en forme de croix sur l'élément rayonnant et encoche dans le plan de masse.....	104
V. ETUDE PARAMETRIQUE	108
V.1 Effet de la position de la fente en forme de croix.....	108
V.2 Effet des dimensions de l'encoche.....	113
V.3 Effet des dimensions des troncatures.....	119
V.4 Effet de la longueur du plan de masse.	128
V.5 Effet de la forme du plan de masse.....	131
V.6 Influence de l'épaisseur du substrat.....	134
VI. CONCLUSION	137
REFERENCES.....	139

CHAPITRE IV : ETUDE ET CONCEPTION D'ANTENNES ULB A TROIS BANDES REJETEES

I. INTRODUCTION.....	140
II. TECHNIQUES DE REALISATION DE LA FONCTION BANDE FILTREE.....	141
II.1 Insertion de fentes	141
II.2 Stub parasite.....	143
II.3 Ligne de transmission stop-bande.....	144
II.4 Techniques hybrides.....	144
III. ETUDE DE L'ANTENNE ULTRA LARGE BANDE A BANDES REJETEES.....	146
III.1 L'antenne de base	146
III.2 Insertion de la première fente en forme C.....	147

III.3 Insertion de la deuxième fente en forme C	155
III.4 Insertion d'une fente de type CLLs (capacitively-loaded loops)	164
III.5 L'antenne ULB tri-bande rejetées en utilisant deux fentes en forme C et une fente de type CLLs.....	172
IV. ETUDE PARAMETRIQUE DE L'ANTENNE ULB TRI-BANDE REJETEES.	177
IV.1 Influence de la position la première fente en forme C.....	177
IV.2 Influence de la largeur de la première fente en forme C.....	179
IV.3 Influence de la position de la deuxième fente en forme C.....	180
IV.4 Influence de la largeur de la deuxième fente en forme C	182
IV.5 Influence de la position de la fente de type CLLs.....	183
IV.6 Influence de la largeur de la fente de type CLLs.....	184
IV.7 Influence de la position des deux fentes en forme C.....	185
IV.8 Influence de la position des trois fentes.....	186
IV.9 Influence de l'épaisseur du substrat.....	188
IV.10 Influence des dimensions des troncatures.....	189
IV.11 Influence des dimensions et la forme du plan de masse.	194
V. CONCLUSION	197
REFERENCES.....	199
CONCLUSION GENERALE	203
PUBLICATIONS.....	206

LISTE DES FIGURES

Figure I.1: Coexistence des signaux ULB avec des signaux à bande étroite et à large bande dans le spectre RF.....	6
Figure I.2 : (a) Phénomène de trajets multiples dans des liens sans fil. (b) Effets de trajets multiples dans les signaux à bande étroite. (c) Effets de trajets multiples dans des impulsions ULB.	8
Figure I.3 : (a) architecture typique d'émetteur/récepteur à bande étroite. (b) exemple d'une architecture d'émetteur/récepteur ULB.....	10
Figure I. 4: Masques d'émission en intérieur et extérieurs de la FCC.	11
Figure I.5 : Masque spectral proposé par l'ECC.....	12
Figure I.6 : Masques spectral proposés en Asie.....	13
Figure I.7 : Attribution de fréquence pour l'ULB et d'autres systèmes existants sans fils.....	17
Figure I.8 : Spectre de fréquence de l'OFDM.....	18
Figure II.1 : Antenne comme dispositif de transition.....	33
Figure II.2: Diagramme de rayonnement. (a) Antenne directive, (b) Antenne omnidirectionnelle.....	38
Figure II.3 : Polarisation de l'onde électromagnétique.....	38
Figure II.4 : Structure d'antenne log-périodique.....	41
Figure II.5 : Géométrie de l'antenne dipôle log-périodique.....	42
Figure II.6 : Antenne log-périodique trapézoïdale.....	44
Figure II.7. : (a) Antenne sinueuse à quatre bras et, (b) Paramètres de l'antenne sinueuse.....	45
Figure II.8 : Courbes définissant la géométrie de l'antenne spirale logarithmique.....	47
Figure II.9 : L'antenne spirale logarithmique.....	47
Figure II.10 : L'antenne spirale logarithmique.....	48
Figure II.11 : Antenne spirale conique. (a) configuration, (b) vue de coté et de dessus, (c) exemple de réalisation.....	50
Figure II.12 : (a) Structure de l'antenne à spirale d'Archimède à deux brins, (b) Représentation pratique de l'antenne.....	51
Figure II.13 : Antenne spirale d'Archimède soutenue par cavité.....	52
Figure II.14 : (a) Géométrie de l'antenne biconique, (b) Exemple de réalisation pratique....	53
Figure II.15 : (a) Paramètre de l'antenne discône, (b) Exemple de réalisation pratique.....	54
Figure II.16 : Antenne papillon et ses paramètres.....	55
Figure II.17 : Exemple de réalisation pratique d'un monopôle circulaire (rayon 2.5 cm).....	56

Figure II.18 : Géométrie d'un monopole triangulaire.....	57
Figure II.19 : Illustration d'un monopole trapézoïdal.....	58
Figure II.20 : Illustration d'un monopole papillon.....	59
Figure II.21 : Différents profils d'antennes TSA.....	61
Figure II.22 : Vues de dessus et de dessous d'une antenne Vivaldi antipodale.....	62
Figure II.23 : Cornet ULB à lèvres.....	63
Figure II.24 : Exemple de réalisation	64
Figure II.25 : Exemple de réalisation	64
Figure II.26 : Antennes fractals ULB.....	65
Figure II.27 : Antennes ULB à fréquence rejetée par utilisation de fentes sur l'élément rayonnant.....	66
Figure II.28 : Antennes UWB à fréquence rejetée par utilisation de fentes sur le plan de masse.....	66
Figure II.29 : Antennes UWB à fréquence rejetée par utilisation de fentes sur la ligne d'alimentation.....	66
Figure II.30 : Antennes UWB à fréquence rejetée par utilisation de fentes à proximité de l'élément rayonnant.....	67
Figure II.31 : Combinaison d'un élément d'antenne ULB avec les structures résonnantes à bande étroite pour rejeter des bandes de fréquence.....	67
Figure II.32 : Antenne log-périodique à fente à fréquence rejetée.....	67
Figure II.33 : Antenne fractale ULB à fente à fréquence rejetée.....	68
Figure II.34 : Antenne fractale ULB à fréquence rejetée utilisant l'algorithme.....	68
Figure II.35. : Antennes ULB à fréquences rejetées utilisant la structure SRR.....	69
Figure II.36. : Antennes ULB actives.	69
Figure II.37 : Antennes ULB à double bandes rejetées avec des fentes.....	70
Figure II.38 : Antennes ULB à multibande de fréquences rejetées.....	70
Figure II.39 : Exemple de structure rayonnante de géométries différentes ayant un périmètre constant.....	73
Figure II.40 : Antenne papillon avec des charges résistives placés sur l'élément rayonnant...73	73
Figure II.41 : Évolution d'une antenne biconique aux antennes planaires.....	74
Figure II.42 : Exemple de transition avec encoche appliquée sur un monopole imprimé rectangulaire.....	74
Figure II.43 : Exemple de transition entre ligne de transmission et élément rayonnant.....	75
Figure II.44 : Repliement volumique du plan de masse et de l'élément rayonnant.....	75

Figure II.45 : Repliement en surfacique des plans de masse latéraux vers l'arrière pour un monopole imprimé 2D.....	75
Figure II.46 : (a) Géométrie de l'antenne, (b) Comparaison entre les résultats de simulation et de mesure.....	76
Figure II.47 : Les différentes étapes de miniaturisation de l'antenne.....	77
Figure III.1 : différents type de ligne de transmission; (a) ligne microruban, (b) ligne CPW, (c) ligne GCPW.....	90
Figure III.2 : Coefficients de réflexion et de transmission simulés de la ligne microruban 50ohms.....	92
Figure III.3 : Géométrie de l'antenne de base. (a) vue de dessus (b) vue de dessous.....	93
Figure III. 4: Coefficient de réflexion de l'antenne de base.....	94
Figure III. 5: Impédance d'entrée de l'antenne (a) Partie réelle (b) partie imaginaire.....	94
Figure III.6 : Géométrie de l'antenne étudiée. (a) vue de dessus (b) vue de dessous.....	95
Figure III.7 : Paramètres Z de l'antenne étudiée.....	96
Figure III.8 : Coefficient de réflexion de l'antenne étudiée.....	96
Figure III.9 : Distribution du courant surfacique sur l'élément rayonnant.....	97
Figure III.10 : Diagramme de rayonnement de l'antenne à quatre coins tronqués. (a) plan $\phi=0^\circ$, (b) plan $\theta=90^\circ$	98
Figure III.11 : Géométrie de l'antenne. (a) Vue de dessus (b) Vue de dessous.....	98
Figure III.12 : Paramètre Z de l'antenne avec fente.....	99
Figure III.13 : Coefficient de réflexion simulé de l'antenne avec fente.....	99
Figure III.14 : Distribution du courant surfacique sur l'élément rayonnant de l'antenne à fente.....	100
Figure III.15 : Diagramme de rayonnement de l'antenne avec fente. (a) plan $\phi=0^\circ$, (b) plan $\theta=90^\circ$	101
Figure III.16 : Géométrie de l'antenne. (a) vue de dessus (b) Vue de dessous.....	101
Figure III.17 : Coefficient de réflexion simulé de l'antenne avec encoche.....	102
Figure III.18 : Paramètres Z de l'antenne avec encoche.....	102
Figure III.19 : Distribution du courant surfacique sur le patch de l'antenne avec encoche dans le plan de masse.....	103
Figure III.20 : Diagramme de rayonnement de l'antenne avec encoche dans le plan de masse. (a) plan $\phi=0^\circ$, (b) plan $\theta=90^\circ$	104
Figure III.21 : Géométrie de l'antenne. (a) Vue de dessus (b) Vue de dessous.....	104

Figure III.22: Paramètres Z de l'antenne.....	105
Figure III.23: Coefficient de réflexion simulé de l'antenne.....	106
Figure III.24 : Distribution des courants surfaciques sur le patch.....	107
Figure III.25 : Diagramme de rayonnement de l'antenne. (a) plan $\phi=0^\circ$, (b) plan $\theta=90^\circ$	108
Figure III.26 : Variation de la position de la fente.....	109
Figure III.27 : Coefficient de réflexion simulé pour différentes valeurs de M_x	109
Figure III.28 : Diagramme de rayonnement de l'antenne dans le plan $\phi=0^\circ$ pour différentes valeurs de M_x . (a) $f=3.5$ GHz, (b) $f=9$ GHz, (c) $f=13.5$ GHz, (d) $f=16$ GHz, (e) $f=20$ GHz, (f) $f=28$ GHz.....	110
Figure III.29 : Diagramme de rayonnement dans le plan $\theta=90^\circ$ pour différentes valeurs de M_x . (a) $f=3.5$ GHz, (b) $f=9$ GHz, (c) $f=13.5$ GHz, (d) $f=16$ GHz, (e) $f=20$ GHz, (f) $f=28$ GHz.	111
Figure III.30 : Coefficient de réflexion simulé pour différentes valeurs de M_y	112
Figure III.31 : Diagramme de rayonnement dans le plan $\phi=0^\circ$ pour différentes valeurs de M_y . (a) $f=3.5$ GHz, (b) $f=9$ GHz, (c) $f=13.5$ GHz, (d) $f=16$ GHz, (e) $f=20$ GHz, (f) $f=28$ GHz...	112
Figure III.32 : Diagramme de rayonnement dans le plan $\theta=90^\circ$ pour différentes valeurs de M_y . (a) $f=3.5$ GHz, (b) $f=9$ GHz, (c) $f=13.5$ GHz, (d) $f=16$ GHz, (e) $f=20$ GHz, (f) $f=28$ GHz.....	113
Figure III.33 : Variation de la longueur de l'encoche L_{en}	113
Figure III.34 : Coefficient de réflexion simulé pour différentes valeurs de L_{en}	114
Figure III.35 : Diagramme de rayonnement de l'antenne dans le plan $\phi=0^\circ$ pour différentes valeurs de L_{en} . (a) $f=3.5$ GHz, (b) $f=9$ GHz, (c) $f=13.5$ GHz, (d) $f=16$ GHz, (e) $f=20$ GHz, (f) $f=28$ GHz.....	115
Figure III.36 : Diagramme de rayonnement de l'antenne dans le plan $\theta=90^\circ$ pour différentes valeurs de L_{en} . (a) $f=3.5$ GHz, (b) $f=9$ GHz, (c) $f=13.5$ GHz, (d) $f=16$ GHz, (e) $f=20$ GHz, (f) $f=28$ GHz.....	116
Figure III.37 Variation de la largeur de l'encoche W_{en}	116
Figure III.38 : Coefficient de réflexion simulé pour différentes valeurs de W_{en}	117
Figure III.39 : Diagramme de rayonnement dans le plan $\phi=0^\circ$ pour différentes valeurs de W_{en} . (a) $f=3.5$ GHz, (b) $f=9$ GHz, (c) $f=13.5$ GHz, (d) $f=16$ GHz, (e) $f=20$ GHz, (f) $f=28$ GHz.....	118

Figure III.40 : Diagramme de rayonnement dans le plan $\theta=90^\circ$ pour différentes valeurs de W_{en} . (a) $f=3.5$ GHz, (b) $f=9$ GHz, (c) $f=13.5$ GHz, (d) $f=16$ GHz, (e) $f=20$ GHz, (f) $f=28$ GHz.	118
Figure III.41 : Variation des dimensions de troncatures supérieures Tr_s	119
Figure III.42 : Coefficient de réflexion pour différentes valeurs de Tr_s	120
Figure III.43 : Diagramme de rayonnement dans le plan $\phi=0^\circ$ pour différentes valeurs de Tr_s . (a) $f=3.5$ GHz, (b) $f=9$ GHz, (c) $f=13.5$ GHz, (d) $f=16$ GHz, (e) $f=20$ GHz, (f) $f=28$ GHz.....	120
Figure III.44 : Diagramme de rayonnement de l'antenne dans le plan $\theta=90^\circ$ pour différentes valeurs de Tr_s . (a) $f=3.5$ GHz, (b) $f=9$ GHz, (c) $f=13.5$ GHz, (d) $f=16$ GHz, (e) $f=20$ GHz, (f) $f=28$ GHz.....	121
Figure III.45 : Variation des dimensions de troncatures inférieures Tr_i	122
Figure III.46 : Coefficient de réflexion pour différentes valeurs de Tr_i	123
Figure III.47 : Diagramme de rayonnement dans le plan $\phi=0^\circ$ pour différentes valeurs de Tr_i . (a) $f=3.5$ GHz, (b) $f=9$ GHz, (c) $f=13.5$ GHz, (d) $f=16$ GHz, (e) $f=20$ GHz, (f) $f=28$ GHz...124	124
Figure III.48 : Diagramme de rayonnement dans le plan $\theta=90^\circ$ pour différentes valeurs de Tr_i . (a) $f=3.5$ GHz, (b) $f=9$ GHz, (c) $f=13.5$ GHz, (d) $f=16$ GHz, (e) $f=20$ GHz, (f) $f=28$ GHz..125	125
Figure III.49 : Variation des dimensions des quatre troncatures Tr	125
Figure III.50 : Coefficient de réflexion pour différentes valeurs de Tr	126
Figure III.51 : Diagramme de rayonnement dans le plan $\phi=0^\circ$ pour différentes valeurs de L_G . (a) $f=3.5$ GHz, (b) $f=9$ GHz, (c) $f=13.5$ GHz, (d) $f=16$ GHz, (e) $f=20$ GHz, (f) $f=28$ GHz.....	127
Figure III.52 : Diagramme de rayonnement dans le plan $\theta=90^\circ$ pour différentes valeurs de L_G . (a) $f=3.5$ GHz, (b) $f=9$ GHz, (c) $f=13.5$ GHz, (d) $f=16$ GHz, (e) $f=20$ GHz, (f) $f=28$ GHz.....	128
Figure III.53 : Variation de la largeur du plan de masse L_G	128
Figure III.54 : Coefficient de réflexion pour différentes valeurs de L_G	130
Figure III.55 : Diagramme de rayonnement dans le plan $\phi=0^\circ$ pour différentes valeurs de L_G . (a) $f=3.5$ GHz, (b) $f=9$ GHz, (c) $f=13.5$ GHz, (d) $f=16$ GHz, (e) $f=20$ GHz, (f) $f=28$ GHz...130	130

Figure III.56 : Diagramme de rayonnement dans le plan $\theta=90^\circ$ pour différentes valeurs de L_G . (a) $f=3.5$ GHz, (b) $f=9$ GHz, (c) $f=13.5$ GHz, (d) $f=16$ GHz, (e) $f=20$ GHz, (f) $f=28$ GHz.....	131
Figure III.57 : Variation de la forme du plan de masse.....	132
Figure III.58 : Coefficient de réflexion pour différentes valeurs de Ar	133
Figure III.59 : Diagramme de rayonnement dans le plan $\phi=0^\circ$ pour différentes valeurs de Ar . (a) $f=3.5$ GHz, (b) $f=9$ GHz, (c) $f=13.5$ GHz, (d) $f=16$ GHz, (e) $f=20$ GHz, (f) $f=28$ GHz...	133
Figure III.60 : Diagramme de rayonnement dans le plan $\theta=90^\circ$ pour différentes valeurs de Ar . (a) $f=3.5$ GHz, (b) $f=9$ GHz, (c) $f=13.5$ GHz, (d) $f=16$ GHz, (e) $f=20$ GHz, (f) $f=28$ GHz.....	134
Figure III.61 : Variation de l'épaisseur du substrat, H_s	135
Figure III.62 : Coefficient de réflexion pour différentes valeurs de l'épaisseur du substrat H_s	135
Figure III.63 : Diagramme de rayonnement dans le plan $\phi=0^\circ$ pour différentes valeurs de H_s . (a) $f=3.5$ GHz, (b) $f=9$ GHz, (c) $f=13.5$ GHz, (d) $f=16$ GHz, (e) $f=20$ GHz, (f) $f=28$ GHz...	136
Figure III.64 : Diagramme de rayonnement dans le plan $\theta=90^\circ$ pour différentes valeurs de H_s . (a) $f=3.5$ GHz, (b) $f=9$ GHz, (c) $f=13.5$ GHz, (d) $f=16$ GHz, (e) $f=20$ GHz, (f) $f=28$ GHz.....	137
Figure IV.1 : Divers fente sur le patch ou le plan de masse pour réalisation de bande filtrée.....	142
Figure IV.2 : Divers fentes à structures périodiques pour réalisation de bande filtrée.....	142
Figure IV.3 : Conception de bande filtrée avec divers stubs.....	143
Figure IV.4 : Divers lignes de transmission stop-bande.....	144
Figure IV.5 : Techniques hybrides de la bande filtrée	145
Figure IV.6 : Géométrie de l'antenne étudiée. (a) vue de dessus (b) vue de dessous.....	146
Figure IV. 7: Coefficient de réflexion de l'antenne de base.....	147
Figure IV.8 : Paramètres Z de l'antenne de base.....	147
Figure IV.9 : Géométrie de l'antenne proposée.....	148
Figure IV.10 : Coefficient de réflexion de l'antenne proposée.....	148
Figure IV.11 : le VSWR de l'antenne proposée.....	149
Figure IV.12 : partie réel de l'impédance d'entrée de l'antenne proposée.....	149

Figure IV.13 : Diagrammes de rayonnement de l'antenne proposée (a) plan E et (b) plan H.....	150
Figure IV.14 : Coefficient de réflexion différents valeur de t_1	151
Figure IV.15 : Le VSWR pour différents valeur de t_1	151
Figure IV.16 : Partie réelle de l'impédance d'entrée pour différents valeur de t_1	152
Figure IV.17 : Variation de la position de la première fente en forme C.....	153
Figure IV.18 : Coefficient de réflexion pour différents valeur de PF_1	154
Figure IV.19 : Le VSWR pour différents valeur de PF_1	154
Figure IV.20 : La partie réelle de l'impédance d'entrée pour différents valeurs de PF_1	154
Figure IV.21 : Géométrie de l'antenne proposée.....	156
Figure IV.22 : Coefficient de réflexion de l'antenne proposée.....	156
Figure IV.23 : Le VSWR de l'antenne proposée.....	157
Figure IV.24 : partie réelle de l'impédance d'entrée de l'antenne proposée.....	158
Figure IV.25 : Diagrammes de rayonnement de l'antenne proposée (a) plan E et (b) plan H	158
Figure IV.26 : Effet de l'épaisseur t_2 sur le coefficient de réflexion.....	159
Figure IV.27 : Effet de l'épaisseur t_2 sur le VSWR de l'antenne.....	159
Figure IV.28 : Effet de l'épaisseur t_2 sur la partie réelle de l'impédance.....	161
Figure IV.29 : Variation de la position de la deuxième fente en forme C.....	161
Figure IV.30 : Effet de position de la fente PF_2 sur le coefficient de réflexion.....	162
Figure IV.31 : Effet de position de la fente PF_2 sur le VSWR.....	162
Figure IV.32 : Effet de position de la fente PF_2 sur la partie réelle de l'impédance.....	164
Figure IV.33 : Géométrie de l'antenne proposée. (a) vue de dessus, (b) CLLs.....	164
Figure IV.34 : Coefficient de réflexion de l'antenne proposée.....	165
Figure IV.35 : Le VSWR de l'antenne proposée.....	165
Figure IV.36 : Partie réelle de l'impédance d'entrée de l'antenne proposée.....	166
Figure IV.37 : Diagrammes de rayonnement de l'antenne proposée (a) plan E et (b) plan H	167
Figure IV.38 : Effet de l'épaisseur t_3 sur le coefficient de réflexion de l'antenne.....	168
Figure IV.39 : Effet de l'épaisseur t_3 sur le VSWR de l'antenne.....	168
Figure IV.40 : Effet de l'épaisseur t_3 sur la partie réel de l'impédance.....	168

Figure IV.41 : Variation de la position de la fente de type CLLs.....	170
Figure IV.42 : Effet de position de la fente PF_3 sur le coefficient de réflexion.....	170
Figure IV.43 : Effet de position de la fente PF_3 sur le VSWR.....	171
Figure IV.44 : Effet de position de la fente PF_3 sur la partie réelle de l'impédance.....	171
Figure IV.45 : Géométrie de l'antenne proposée : (a) Vue de dessus, (b) Vue de dessous, (c) CLLs.....	173
Figure IV.46 : Le coefficient de réflexion de l'antenne avec et sans les fentes en forme ∞ et la fente de type CLLs.....	174
Figure IV.47 : Le VSWR de l'antenne avec et sans les fentes en forme ∞ et la fente de type CLLs.....	174
Figure IV.48 : Partie réelle de l'impédance d'entrée de l'antenne avec et sans les fentes en forme ∞ et la fente de type CLLs.....	176
Figure IV.49 : Diagrammes de rayonnement de l'antenne ULB tri-bande rejetées (a) plan E et (b) plan H.....	177
Figure IV.50 : Influence de la position de la première fente sur le VSWR.....	178
Figure IV.51 : Influence de la largeur de la fente sur le VSWR de l'antenne.....	180
Figure IV.52 : Influence de la position de la deuxième fente sur le VSWR.....	181
Figure IV.53 : Influence de la largeur de la deuxième fente sur le VSWR.....	183
Figure IV.54 : Influence de la position de la fente de type CLLs sur le VSWR.....	184
Figure IV.55 : Influence de la largeur de la fente de type CLLs sur le VSWR.....	185
Figure IV.56 : Influence de la position des deux fentes en forme C sur le VSWR.....	186
Figure IV.57 : Influence de la position des trois fentes sur le VSWR.....	187
Figure IV.58 : Variation de l'épaisseur du substrat, H_s	188
Figure IV.59 : Influence de l'épaisseur du substrat sur le VSWR.....	189
Figure IV.60 : Variation des dimensions de tronçatures inférieures.....	189
Figure IV.61 : Influence du paramètre Tr_l sur le VSWR.....	190
Figure IV.62 : Variation des dimensions de tronçatures supérieures.....	191
Figure IV.63 : Influence du paramètre Tr_s sur le VSWR.....	192
Figure IV.64 : Variation des dimensions.....	192
Figure IV.65 : Influence du paramètre Tr sur le VSWR.....	193
Figure IV.66 : Variation de la largeur du plan de masse L_G	194
Figure IV.67 : Influence de la largeur du plan de masse sur le VSWR.....	195

Figure IV.68 : Variation de la forme du plan de masse.....	195
Figure IV.69 : Influence de l'arrondissement du plan de masse sur le VSWR.....	197

LISTE DES TABLEAUX

Tableau II.1 : Données de conception optimales pour l'antenne log-périodique.....	43
Tableau III.1 : Valeurs des paramètres fixés et calculés pour la ligne microruban.....	92
Tableau III.2 : Paramètres géométriques de l'antenne de base.....	93
Tableau III.3 : Paramètres de l'antenne avec fente en forme de croix sur l'élément rayonnant et encoche dans le plan de masse.....	105
Tableau III.4 : Valeurs des positions M_x et M_y	108
Tableau III.5 : Valeurs de la longueur de l'encoche.....	114
Tableau III.6 : Valeurs de la largeur de l'encoche.....	117
Tableau III.7 : Valeurs de Tr_s	119
Tableau III.8 : Différentes valeurs de simulation de Tr_l	122
Tableau III.9 : Variation de T_r	126
Tableau III.10 : Différentes valeurs de L_G	129
Tableau III.11 : Différentes valeurs de Ar	132
Tableau III.12 : Différentes valeurs de H_s	135
Tableau IV.1 : Paramètres géométriques de l'antenne de base.....	146
Tableau IV.2 : Valeurs de l'épaisseur t_1	151
Tableau IV.3 : Résultats d'analyse du coefficient de réflexion et le VSWR pour différentes valeurs de t_1	152
Tableau IV.4 : Valeurs de la position PF_1	153
Tableau IV.5 : Résultats d'analyse du coefficient de réflexion et le VSWR	155
Tableau IV.6 : Valeurs de l'épaisseur t_2	159
Tableau IV.7 : Résultats d'analyse du coefficient de réflexion et le VSWR pour différentes valeurs de t_2	160
Tableau IV.8 : Valeurs de PF_2	161
Tableau IV.9 : Résultats d'analyse du coefficient de réflexion et le VSWR	163
Tableau IV.10 : Valeurs de l'épaisseur t_3	167
Tableau IV.11 : Résultats d'analyse du coefficient de réflexion ainsi que le VSWR pour différents valeurs de t_3	169
Tableau IV.12 : Différentes valeurs de PF_3	170

Tableau IV.13 : Résultats d'analyse du coefficient de réflexion ainsi que le VSWR pour différents valeurs de PF_3	172
Tableau IV.14 : Paramètres des trois fentes.....	174
Tableau IV.15 : valeurs de la position de la fente PF_1	178
Tableau IV.16 : Différentes valeurs de t_1	179
Tableau IV.17 : Différentes positions de la deuxième fente PF_2	180
Tableau IV.18 : Largeurs de la deuxième fente t_2	182
Tableau IV.19 : Valeurs de la position de la fente notée PF_3	183
Tableau IV.20 : Différentes largeurs t_3	184
Tableau IV.21 : Différentes valeurs de la position PF_C	186
Tableau IV.22 : Les différentes valeurs de PF	187
Tableau IV.23 : Différents valeurs de H_s	188
Tableau IV.24 : Variation des dimensions des tronçatures inférieures Tr_i	190
Tableau IV.25 : Variation de Tr_s	191
Tableau IV.26 : Différentes valeurs de Tr	193
Tableau IV.27 : Variation de la largeur du plan masse L_G	194
Tableau IV.28 : Les différentes valeurs du paramètre Ar	196

LISTE DES ABREVIATIONS

ABW	Absolute Bandwidth
BLTSA	Broken Linearly Tapered Slot antenna
BW	Band Width
CELC	Complementary Electric-field-Coupled
CEPT	European Conference of Postal and Telecommunications
CLL	Capacitively-Loaded Loop
CPW	Coplanar Waveguide
CSRR	Complementary Split Ring Resonator
CWSA	Constant Width Slot Antenna
DAA	Detect And Avoid
DoD	U.S. Department of Defense
DSP	Densité Spectrale de Puissance
DS-UWB	Direct Sequence Ultra-Wideband
EBG	Electromagnetic Bandgap
ECC	European Communication Commission
ECMA	European Computer Manufacturers Association
EIRP	Effective Isotropic Radiated Power
ELC	Electric-field-Coupled
ETRI	Electronics and Telecommunications Research Institute
FBW	Fractional Bandwidth
FFC	Federal Communications Commission
GCPW	Grounded Coplanar Waveguide
GPR	Ground Penetrating Radar
HIPERLAN/2	High Performance Radio Local Area Network 2.0
IEC	International Electrotechnical Commission
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
ITU	International Telecommunications Union
ITU-R	International Telecommunications Union Radiocommunication Sector
LPDA	Log Periodic Dipole Array
LPI/D	Low Probability of Interception and Detection
LTCC	Low Temperature Co-fired Ceramic
LTSA	Linear Tapered Slot Antenna
MBOA	MultiBand OFDM Alliance
MB-OFDM	Multiband Orthogonal Frequency Division Multiplexing
MIC	Ministry of Internal Affairs & Communications
Ofcom	Office of Communications
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
PAL	Precise Asset Location
PCB	Printed Circuit Board
PG	Processing Gain
PHY	Physical Layer
R&O	Report and Order
RFID	Radio Frequency Identification
S-DMB	Satellite Digital Multimedia Broadcasting
SNR	Signal-to-Noise Ratio
SRR	Split Ring Resonator
TDOA	Time Difference Of Arrival
TGs	Task Groups

TSA	Tapered Slot Antenna
UFZ	UWB Friendly Zone
ULB	Ultra Large Bande
VSWR	Voltage Stationary Wave Ratio
WGs	Works Groups
WiMAX	Worldwide Interoperability for Microwave Access
WLAN	Wireless Local Area Network
WPAN	Wireless Personal Area Networks

INTRODUCTION GENERALE

INTRODUCTION GENERALE

Le domaine des télécommunications est en perpétuelle évolution. Ses axes d'investigation sont principalement motivés par un besoin grandissant en termes de débit de données mais restent freinés par un spectre des fréquences de plus en plus occupé. Dans ce contexte, l'utilisation de signaux ultra large bande pour transmettre l'information semble une alternative très prometteuse. Cette technologie basée originalement sur la modulation de très brèves impulsions permet l'émission de grands volumes de données tout en conservant une très faible densité spectrale de puissance. Son utilisation dans de nombreux laboratoires et industries, dans des domaines tels que le radar et la géolocalisation a permis en outre de valider sa faisabilité et d'acquérir des compétences et du savoir faire.

Deux facteurs essentiels ont alors considérablement accentué l'engouement que connaît aujourd'hui l'ultra large bande. Les avancées en électronique des dix dernières années ont tout d'abord formé un contexte technologique favorable à la réalisation de ces systèmes impulsionsnels, et ont permis d'envisager diverses techniques de codage de l'information. Mais c'est surtout la décision prise en 2002 par l'organisme de régulation des systèmes de communications des Etats-Unis, la Fédéral communication commission, d'autoriser l'utilisation sans licence aux U.S.A de la bande de fréquence de 3,1 à 10,6 GHz qui a donné un souffle supplémentaire aux activités de recherches et de développement. Cette localisation offre en sus l'avantage de la flexibilité car la réglementation n'impose pas de technique particulière de transmission à la différence des standards existants actuellement.

Dés lors, cette technologie de communication a nourri de grandes espérances qui ont conduit à l'implication des sociétés phares (Intel, Motorola,...st) comme à la création de nombreuses startup. L'ULB promet en effet d'atteindre des débits de plusieurs centaines de mégabits par seconde, tout en conservant une complexité et donc des couts limités. Sa nature impulsionsnelle et sa largeur de bande lui confèrent en outre une bonne résistance aux brouillages et aux trajets multiples, ce qui la rend très adaptée à une utilisation en intérieur. Réciproquement, sa faible densité spectrale de puissance lui permet de cohabiter en introduisant peu d'interférences aux systèmes environnants. Enfin, les possibilités de codage offertes autorisant un grand nombre d'utilisateurs en font un candidat idéal pour les réseaux sans fils personnels (WPAN). La technologie ULB semble donc avoir les moyens de révolutionner l'univers des télécommunications à courte portée.

Ainsi le premier chapitre de cette thèse est consacré à la représentation des principes fondamentaux de la technologie Ultra Large Bande. Après une histoire sur la naissance de

cette technologie ainsi que les différentes phases de son développement, du début confidentiel durant les années 80 et 90 jusqu'à l'enlèvement de la confidentialité vers 1994, sont présentés. On passe par la suite à la présentation des avantages de l'ULB; la réglementation et les normes de l'ULB sont aussi présentés. Par la suite on aborde les systèmes Ultra Large Bande. On termine ce chapitre par une exposition des divers types d'applications de l'Ultra Large Bande.

Dans le deuxième chapitre, on propose un panorama des antennes existantes ayant des caractéristiques d'adaptation sur de très larges bandes et certaines techniques permettant d'améliorer leurs performances. Les antennes indépendantes de la fréquence qui présentent la propriété d'être dimensionnées identiquement à toutes les fréquences seront d'abord présentées. Ensuite, les antennes élémentaires de forme élargie, les antennes directives, les antennes à transition progressive, les antennes cornets et les antennes fractales ULB, pour les applications ULB sont présentées. Par la suite, on aborde les antennes ULB permettant la rejection d'une bande de fréquence ou plusieurs bandes de fréquences afin de permettre la coexistence de l'ULB avec d'autres systèmes de communications sans fils existants actuellement. La dernière partie de ce chapitre est consacrée aux techniques de miniaturisation des antennes ULB permettant l'intégration de l'élément rayonnant dans un système donné.

Le troisième chapitre présente l'étude et la conception d'antennes ULB. En premier lieu, après une étude préliminaire de la ligne d'alimentation, on présente une nouvelle géométrie d'antenne ULB satisfaisant les spécifications demandés, obtenue à partir d'une antenne de base à la quelle on introduit certaines modifications sur l'élément rayonnant. Les différentes caractéristiques de l'antenne (coefficient de réflexion, courant surfacique et diagrammes de rayonnement) sont présentées et commentés. A la fin de ce chapitre, une étude paramétrique de l'antenne ULB est effectuée. L'effet de certains paramètres de l'antenne tel que : les dimensions des troncatures et de l'encoche et du plan de masse, la position de la fente en forme de croix, la forme du plan de masse et l'épaisseur du substrat sur les caractéristiques de l'antenne ULB est montré, afin de mieux analyser l'influence de ces paramètres géométriques sur les performances de l'antenne et en particulier sur le coefficient de réflexion (adaptation de l'antenne) et le diagramme de rayonnement.

Dans le quatrième et dernier chapitre, on s'intéresse à l'étude et la conception d'antennes ULB à trois bandes rejetées. Premièrement, on présente les différents techniques permettant la réalisation de la fonction bande filtrée. Ensuite, on présente l'étude de l'antenne ULB à trois bandes rejetées. On débute par l'étude de l'antenne de base, puis dans la première étape, une fente en forme C est introduite dans l'élément rayonnant afin de

Introduction générale

rejeter la bande WiMAX. On introduit la deuxième fente en forme C dans la deuxième étape, afin d'éviter les interférences entre l'antenne ULB et le système existant tel que les WLAN et HIPERLAN/2. Dans la troisième étape, un autre type de fente est utilisé pour atténuer les signaux d'interférences autour de 10.8 GHz ; ainsi dans cette partie, on introduit la troisième fente de type CLLs C, afin d'éviter ces interférences. Finalement on insère dans l'élément rayonnant les trois fentes citées précédemment (deux fente de forme C plus une fente de type CLLs), afin de réaliser le filtrage des trois bandes. Une étude paramétrique pour chaque fente est établie. Les différentes caractéristiques de l'antenne : coefficient de réflexion, le VSWR, partie réelle de l'impédance d'entrée et diagrammes de rayonnement sont présentés et commentés. Dans la deuxième partie de ce chapitre, une étude paramétrique de l'antenne ULB à trois bandes rejetées est accomplie. L'influence de la position et la largeur de chaque fente, de la position des deux fentes en forme C, de la position des trois fentes, de l'épaisseur du substrat, des dimensions des tronçatures et de la forme et des dimensions du plan de masse sur les performances de l'antenne ULB et en particulier sur les bandes de fréquences filtrées et l'adaptation de l'antenne sont étudiés, et les résultats obtenues répondent bien aux exigences demandées.

La thèse est terminée par une conclusion générale et des perspectives sur les travaux entonnés.

CHAPITRE I

La technologie Ultra Large Bande (ULB)

I. HISTORIQUE ET DEFINITION

I.1 Historique

Les communications Ultra large bande (ULB) sont différentes des autres techniques de communication parce qu'elles utilisent des impulsions RF extrêmement étroites pour communiquer entre les émetteurs et les récepteurs. L'utilisation d'impulsions à courte-durée comme module pour les communications produit directement une largeur de bande très grande et offre plusieurs avantages, tels que le grand débit, la sécurité, la robustesse au brouillage et la coexistence avec des services radio habituels.

Les communications ULB ne sont pas une nouvelle technologie; en fait, elles ont été utilisées la première fois par Guglielmo Marconi en 1901. Cependant, l'avantage d'une grande largeur de bande et la possibilité de mettre en œuvre des systèmes à utilisateurs multiples offerts par des impulsions électromagnétiques n'ont été jamais considérés à ce moment-là [I-1].

Approximativement cinquante ans après Marconi, que la transmission à base d'impulsions trouve sa place dans des applications militaires telles que les radars d'impulsions. A la fin des années 60, il y a eu des inventeurs de communications ULB modernes aux Etats-Unis comme Henning Harmuth de l'université catholique d'Amérique et Gerald Ross et K. W. Robins de Sperry Rand Corporation [I-2]. Des années 60 aux années 90, cette technologie a été limitée aux militaires et aux applications de département de la défense (DoD) des États-Unis, dans le cadre des programmes secrets tels que les communications fortement sécurisées. Cependant, l'avancement récent dans la micro-informatique et le changement rapide vers la technologie semi-conducteur a préparé l'ULB pour des applications commerciales [I-3].

Au fur et à mesure que l'intérêt pour la commercialisation de l'ULB a augmenté ces dernières années, les réalisateurs des systèmes ULB ont commencé à pousser la FCC (Federal Communications Commission) pour accorder l'usage commercial de l'ULB. En février 2002, la FCC a accordé le premier ordre et rapport (R&O) pour l'usage commercial de la technologie ULB sous des limites strictes d'émission de puissance pour différents dispositifs [I-4].

I.2 Définition

La définition de l'Ultra large bande donnée par la FCC en février 2002 est la suivante : Un signal est dit ultra large bande si

La technologie Ultra Large Bande (ULB)

- Sa bande passante est au minimum de 500 MHz (à -10 dB)
- Sa bande passante relative est supérieure à 0.2:

$$BP_{relative} = 2 \cdot \frac{f_H - f_L}{f_H + f_L} > 0.2 \quad (I.1)$$

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

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

II. AVANTAGES DES ULB [I-3]

La nature des impulsions de courte-durée utilisées dans la technologie ULB offre plusieurs avantages par rapport aux systèmes de communications à bande étroite. Les principaux avantages apportés par l'ULB aux communications sans fil sont :

II.1 Aptitude de partager le spectre de fréquence

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

Certains systèmes de modulation produisent des lignes spectrales discrètes indésirables dans leur DSP, ce qui peut augmenter la possibilité d'interférence à d'autres systèmes et augmente la vulnérabilité du système ULB d'interférer à d'autres services radio. La figure I.1 illustre l'idée générale de la coexistence de l'ULB avec des technologies à bande étroite et large bande [I-5].

La technologie Ultra Large Bande (ULB)

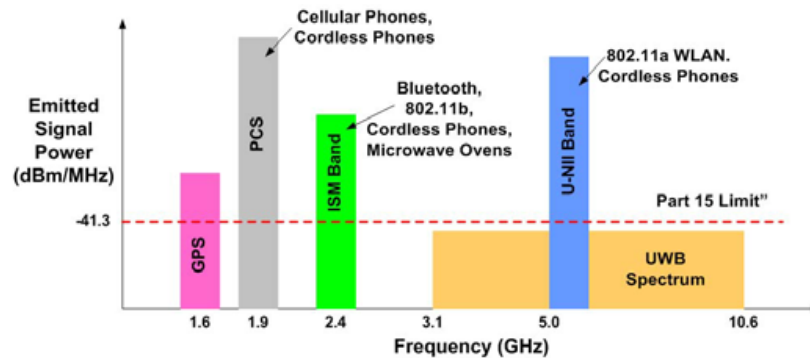


Figure I.1: Coexistence des signaux ULB avec des signaux à bande étroite et à large bande dans le spectre RF

II.2 Grande capacité du canal

Un des principaux avantages de la grande largeur de bande pour les impulsions ULB est l'amélioration de la capacité du canal ou le débit. Celle-ci est définie comme étant la quantité de données maximales qui peuvent être transmises par seconde à travers un canal de transmission. La grande capacité du canal des systèmes de communication ULB est obtenue par la formule de capacité de Hartley-Shannon :

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

Où C représente la capacité maximale du canal, B est la largeur de bande, et SNR est le rapport signal à bruit.

Comme le montre l'équation I.2, la capacité du canal C augmente linéairement avec la largeur de bande B . Par conséquent, puisqu'il ya plusieurs gigahertz de largeur de bande disponible pour les signaux ULB, un débit de gigabits par seconde (Gbps) peut être attendu.

Cependant, en raison de la limitation de puissance de la FCC actuelle sur les transmissions ULB, un débit si élevé est disponible seulement pour les courtes portées, jusqu'à 10 mètres. Ce qui fait des systèmes ULB des candidats parfaits pour des applications sans fil à courte portée et à grands débits telles que les réseaux personnels sans fil (WPAN). La compensation entre la portée et le débit rend la technologie ULB idéale pour une grande variété d'applications dans les secteurs militaires, civils et commerciaux.

II.3 Capacité de fonctionner avec de faibles *SNR*

L'expression de Hartley-Shannon pour la capacité maximum (équation I.2) indique également que la capacité de canal croît seulement logarithmiquement avec le rapport signal à bruit (*SNR*).

Par conséquent, les systèmes de communications ULB sont capables de travailler dans des canaux de transmission bruités avec faibles *SNR* et offrent toujours une grande capacité de canal en raison de leur grande largeur de bande (*BW*).

II.4 Faible probabilité d'interception et de détection

En raison de leur faible puissance moyenne transmise, les systèmes de communications ULB ont une immunité à la détection et à l'interception. Avec une telle puissance de transmission, le récepteur doit être très près de l'émetteur (environ 1 mètre) pour pouvoir détecter l'information transmise. De plus, les impulsions UWB sont modulées avec des codes uniques pour chaque paire d'émetteur/récepteur.

La modulation des impulsions très étroites ajoute plus de sécurité à la transmission ULB, parce que détecter des impulsions picosecondes sans savoir quand elles arriveront est quasiment impossible. Par conséquent, les systèmes ULB permettent une grande protection, faible probabilité d'interception et de détection (LPI/D) de la communication qui est un besoin critique des applications militaires.

II.5 Immunité au brouillage

Contrairement au spectre à bande étroite, le spectre de l'ULB couvre une grande gamme de fréquence à plusieurs gigahertz et offre un gain de traitement (processing gain, *PG*) élevé pour les signaux ULB. Le gain de traitement *PG* est une mesure de la résistance d'un système par radio au brouillage et est défini comme le rapport de la largeur de bande RF à la largeur de bande de l'information d'un signal:

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

La diversité de fréquence due au gain de traitement élevé, rend les signaux ULB relativement résistants au brouillage prévu et non prévu, parce que aucun brouilleur ne peut

brouiller chaque fréquence dans le spectre UWB immédiatement. Par conséquent, si certaines fréquences sont brouillées, il y a toujours une grande gamme de fréquences qui demeure intacte.

Cependant, cette résistance au brouillage est uniquement par rapport aux systèmes à bande étroite et à large bande. Par conséquent, les performances d'un système de communications ULB peut encore être dégradée, selon son système de modulation, par une forte interférence à bande étroite des émetteurs traditionnels coexistant dans la bande de fréquence du récepteur ULB [I-4, I-6, I-7].

II.6 Performance élevée dans les canaux à trajets multiples

Le phénomène de trajets multiples est inévitable dans des canaux de transmissions sans fil. Il est provoqué par des réflexions multiples du signal transmis sur diverses surfaces telles que des bâtiments, des arbres et des personnes. La figure I.2 représente le phénomène de trajets multiples dans les signaux à bande étroite et ULB.

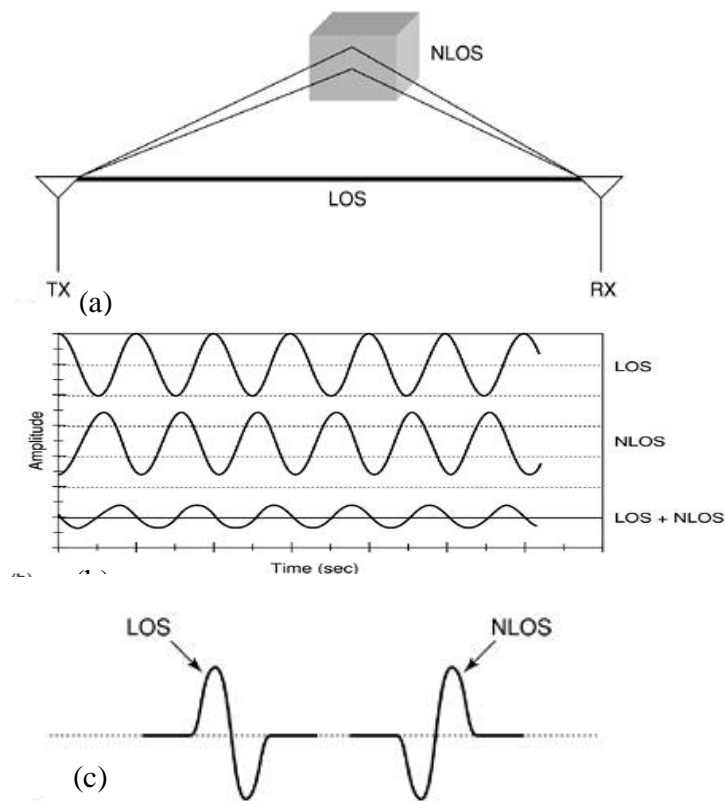


Figure I.2 : (a) Phénomène de trajets multiples dans des liens sans fil. (b) Effets de trajets multiples dans les signaux à bande étroite. (c) Effets de trajets multiples dans des impulsions ULB.

La technologie Ultra Large Bande (ULB)

Comme le montre la figure I.2, l'effet de trajets multiples reste grave pour les signaux à bande étroite. Il peut causer la dégradation du signal jusqu'à 40dB dus à l'addition des d'ondes de trajet directe et de trajets multiples qui sont en opposition de phase. D' autre part, la durée très courte des impulsions ULB les rend moins sensibles à l'effet de trajets multiples. Puisque dans la plupart des cas, la durée de transmission d'une impulsion ULB est de l'ordre de nanoseconde ou moins, l'impulsion réfléchiée a une fenêtre d'observation très étroite pour heurter avec l'impulsion à trajet direct et provoque la direction du signal.

II.7 Propriétés de pénétration supérieure

À la différence de la technologie à bande étroite, les systèmes ULB peuvent pénétrer de façon efficace dans différents matériaux. Les basses fréquences incluses dans la large gamme du spectre de fréquence de l'ULB ont des longueurs d'onde relativement grande, ce qui permet aux signaux ULB de pénétrer dans de variété de matériaux, y compris des murs. Cette propriété rend la technologie ULB viable pour des communications à travers les murs et des radars à pénétration au sol (Ground Penetrating radar GPR).

II.8 Architecture simple d'émetteur/récepteur

La transmission ULB est sans porteuse, signifiant que les données ne sont pas modulées avec une forme d'onde continue avec une fréquence porteuse spécifique, comme pour la technologie à bande étroite et à large bande. La transmission sans porteuse exige moins de composants RF que la transmission à fil porteur. Pour cette raison l'architecture des émetteurs/récepteurs ULB est plus simple et aussi de faible coût. La figure I.3 représente les schémas fonctionnels d'un émetteur/récepteur typique à bande étroite et ULB.

La transmission d'impulsions faible puissance élimine le besoin d'amplificateur de puissance dans les émetteurs de l'ULB. En outre, puisque la transmission ULB est sans porteuse, les mélangeurs et les oscillateurs locaux ne sont pas utilisés pour ramener la fréquence porteuse à la bande de fréquence exigée; par conséquent il n'y a pas besoin d'étage de récupération de la porteuse à la fin du récepteur. Cette simplicité rend possible l'implémentation des émetteurs/récepteurs ULB en technologie CMOS, ce qui traduit par des facteurs de forme petits et des coûts de production faibles.

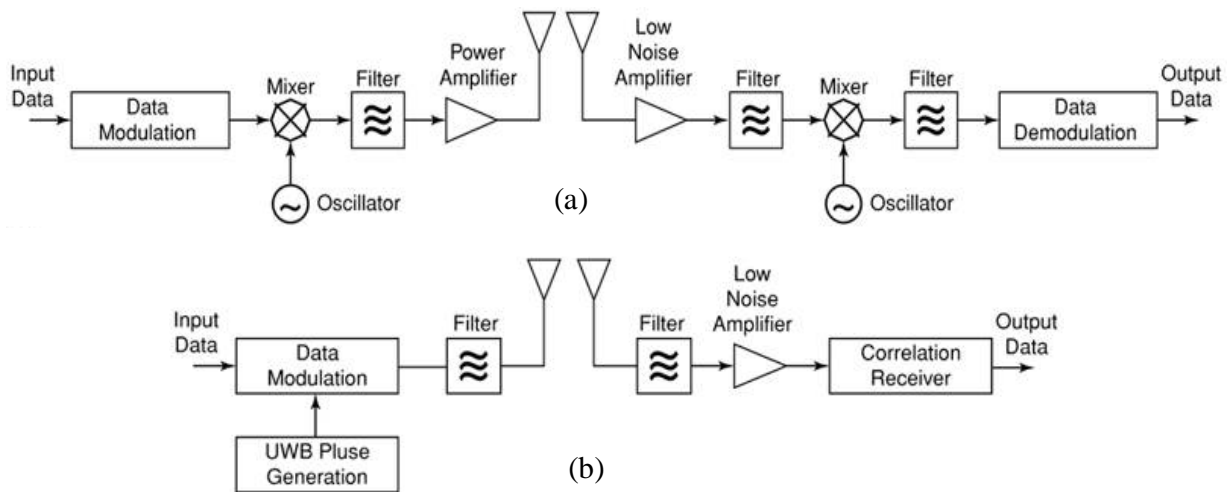


Figure I.3 : (a) architecture typique d'émetteur/récepteur à bande étroite. (b) exemple d'une architecture d'émetteur/récepteur ULB.

II.9 Complexité réduite et faible coût [I-8]

Le système ULB basé sur des impulsions radio se caractérise par un faible coût et une complexité relative qui résulte essentiellement de la nature de bande de base du signal transmis. L'ULB ne module ou démodule des formes complexes d'ondes porteuses, ainsi il n'exige pas des composants tels que des mélangeurs, des filtres, des amplificateurs et des oscillateurs locaux. Toutes ces simplifications se traduisent par une réduction du coût des systèmes de communication ULB.

III. REGLEMENTATIONS DE L'ULB

Une telle technologie a ses propres propriétés et contraintes imposés par la physique aussi bien que par des réglementations. Les régulateurs définissent la manière dont les technologies actionnent afin de rendre la coexistence plus harmonieuse et assurer également la sûreté publique.

La réglementation est une question très importante, puisque les systèmes ULB fonctionnent sur un spectre de fréquence ultra large, ce qui peut se chevaucher avec les systèmes sans fil existant tels que le WLAN IEEE 802.11 et le système de positionnement global.

III.1. Réglementation FCC aux USA

Au niveau national, les Etats-Unis étaient le premier pays qui a autorisé l'usage commercial pour LUB. En février 2002, la FCC a exigé que la transmission radio ULB puisse fonctionner légalement dans la gamme de 3.1 à 10.6 GHz [I-4], avec une densité spectrale de puissance (PSD) satisfaisant un masque spectral spécifique assigné par la FCC. En général, le masque spectral relié avec le règlement ULB de la FCC a été conçu pour empêcher l'interférence d'autres utilisateurs de spectre causée par des systèmes ULB.

Les niveaux de puissance réglés par la FCC sont extrêmement bas (EIRP=-41.3 dBm/MHz), pour des communications sans fil, qui permet à la technologie ULB de recouvrir avec des services existants (tels que le GPS et le WLAN) [I-4, I-9]. La figure I.4 représente le spectre d'émission exigé par la FCC pour les systèmes d'émissions opérant en intérieur et en extérieur.

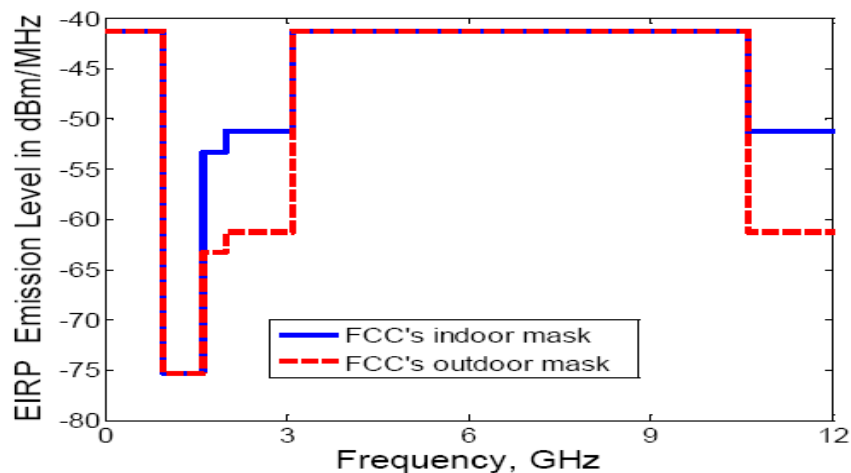


Figure I. 4: Masques d'émission en intérieur et extérieurs de la FCC.

III.2. Réglementation en Europe

En Europe, le Comité électronique de communications (ECC) de la conférence des postes et des télécommunications européennes (CEPT) a accompli le projet de rapport sur l'exigence de protection des systèmes de communication radio des applications ULB [I-10].

Contrairement à la FCC, ce rapport a proposé deux sous-bandes, une basse bande basse de 3.1 à 4.8 GHz et une bande haute de 6 à 8.5 GHz, respectivement. La limite d'émission dans la bande haute est -41.3 dBm/MHz.

La technologie Ultra Large Bande (ULB)

Au UK, l'organisme de normalisation, appelé le bureau des communications (Ofcom), a ouvert une consultation sur les sujets de l'ULB en janvier 2005. Ofcom voit l'ULB comme une technologie positive qui, si elle est correctement réglée peut apporter la croissance économique au UK.

En août 2007, Ofcom a finalement accordé l'utilisation de la technologie sans fil ultra large bande sans permis pour l'utilisation au UK. Jusqu' à 31 décembre 2010, la bande 4.2 à 4.8 GHz est assignée à l'ULB sans des techniques de réduction exigées et les limites autorisées de transmission sont -41.3 dBm/MHz ; après 31 décembre 2010, cette bande sera assignée à l'ULB avec des techniques de réduction exigées. Un niveau d'émission de -70 dBm/MHz sera autorisé [I-11, I-12]

Afin d'assurer la coexistence avec d'autres systèmes qui peuvent résider dans la bande basse, la proposition de l'ECC inclut la condition DAA (Detect and Avoid) qui est une technique de réduction d'interférence [I-13]. Le niveau d'émission est -41.3 dBm/MHz dans la bande de fréquence de 3.1 à 4.2 GHz si le mécanisme de protection DAA est disponible. Le masque proposé par l'ECC vis-à-vis du masque de la FCC est représenté à la figure I.5

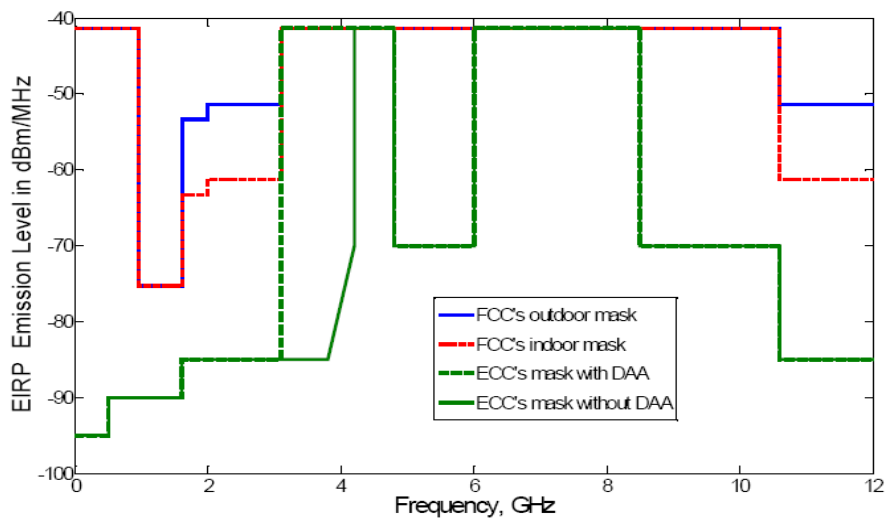


Figure I.5 : Masque spectral proposé par l'ECC [I-13].

III.3. Réglementation en Asie

Au Japon, l'organisme de normalisation de l'ULB s'appelle le ministère des affaires et des communications internes (MIC). Pour les dispositifs d'intérieur, le masque japonais de rayonnement de l'ULB a deux bandes; de 3.4 à 4.8 GHz et de 7.25 à 10.25 GHz. pour réduire

La technologie Ultra Large Bande (ULB)

l'interférence avec d'autres systèmes radio. La bande 3.4 à 4.8 GHz, doit utiliser une technologie appelée la DAA (Detect and Avoid) [I-14], pour s'assurer de la coexistence avec des systèmes qui peuvent apparaître et de nouveaux services tels que les systèmes 4G. Par contre pour la bande 7.25 à 10.25 GHz cette technologie n'est pas exigée. Des mesures provisoires sont prises à ce jour pour permettre l'utilisation de la bande 4.2 à 4.8 GHz sans technologie de réduction d'interférence. La densité spectrale de puissance est limitée à -41.3 dBm/MHz [I-15] ou inférieur sur les deux bandes, semblable au masque de la FCC.

En Corée, l'institut de recherche de l'électronique et de télécommunications (ETRI) a proposé un masque d'émission beaucoup plus bas que le masque spectral de la FCC. Le niveau coréen d'émission est -66.5 dBm/MHz, qui est inférieur à environ 25 dB de la limite de la FCC [I-15, I-16].

À Singapour, la zone amicale de l'ULB (UFZ) établie, permet l'essai et l'épreuve de la technologie ULB par des réalisateurs. Le masque d'émission dans la gamme de fréquence de 2.2 à 10.6 GHz est -35 dBm/MHz, qui est plus haut de 6 dB que la limite FCC [I-15, I-17]. Les propositions ULB dans le Japon, la Corée et au Singapour vis-à-vis de la FCC sont montrées sur la figure I.6 [I-13].

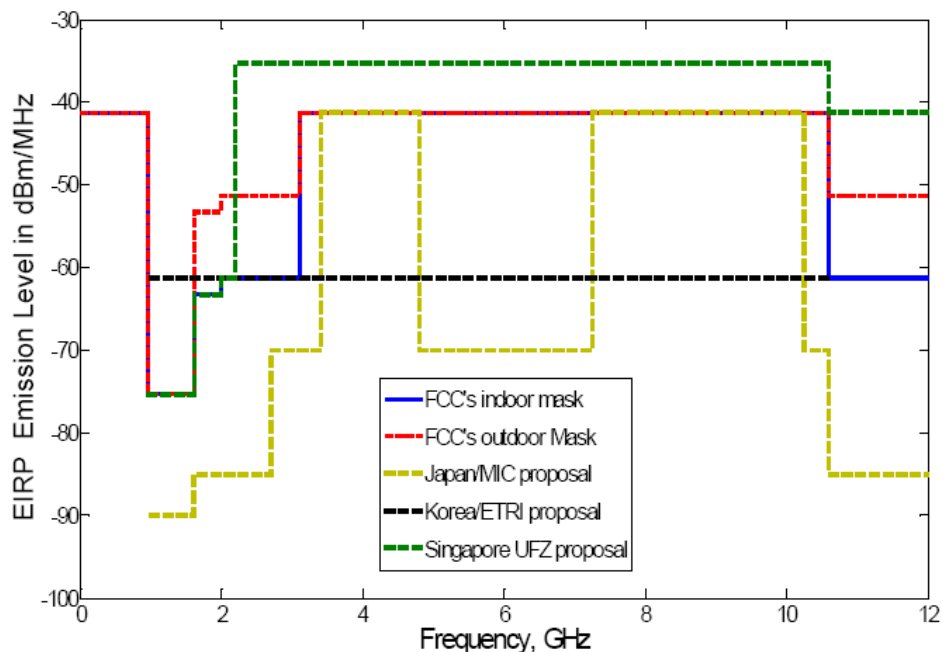


Figure I.6 : Masques spectraux proposés en Asie [I-10].

III.4. Union Internationale de Télécommunications

L'union internationale de télécommunication secteur radiocommunication (ITU-R) [I-18] publie en 2006 des séries de recommandations concernant l'ULB, en identifiant des approches non licenciés comme plus adaptées pour les communications ULB.

Les séries de recommandations fournissent des conseils aux administrations sur l'introduction des dispositifs de communication ULB. Les recommandations publiées sont:

- **SM.1754: Techniques de mesures des transmissions ULB.** Recommande des techniques de mesure des signaux ULB dans le domaine fréquentiel et dans le domaine temporel.
- **SM.1755: Caractéristiques de la technologie ULB.** Fournit les conditions et les définitions employées en technologie ULB et l'information sur les caractéristiques techniques et opérationnelles de l'ULB.
- **SM.1756: Cadre pour l'introduction des dispositifs en utilisant la technologie ULB.** Fournit des conseils aux administrations lors de l'introduction des dispositifs utilisant l'ULB. Il considère les issues à tenir compte afin de protéger tous les services de radiocommunication d'interférence. Recommande le déploiement des communications ULB de courte portée sous un régime de licence général et fournit des informations sur les masques d'émission adoptés par les administrations appropriées.
- **M.1757: Impact des dispositifs utilisant la technologie ULB sur des systèmes fonctionnant dans des services de radiocommunications.** Inclut une compilation des études et des résultats qui peuvent être considérés afin d'évaluer l'impact des dispositifs ULB sur les radiocommunications existantes. Il décrit des méthodologies déterministes et statistiques utilisées dans l'analyse d'interférence.

IV. LES NORMES DE L'ULB

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

Différentes normes existent pour différentes sorte de technologies et de processus. Ces normes sont définies pour fournir des méthodes techniques uniformes, des processus, et la

La technologie Ultra Large Bande (ULB)

compréhension. Elles permettent l'interopérabilité à plusieurs fournisseurs et permettent aux produits concurrentiels de différents fournisseurs de se lancer rapidement.

La conformité aux normes permet aux différents fabricants de créer les produits qui sont compatibles ou interchangeables entre eux [I-18].

Spécialement dans les systèmes de communication sans fil, les normes fournissent l'interopérabilité et les interfaces pour des composants et les produits des différents fournisseurs, ainsi les produits peuvent coexister et travailler entre eux sans aucun problème [I-19].

IV.1 La norme IEEE

Dans le domaine de l'ULB, l'IEEE est active dans la création des normes. Dans la norme IEEE 802, les activités de standardisation de l'ULB s'initient dans les groupes de travail de IEEE 802.15 (works groups, WGs) pour le WPAN. L'IEEE 802.15.3a (TG3a) et l'IEEE 802.15.4a (TG4a) sont deux groupes de tâche (Task Groups, TGs) qui développent leurs normes basées sur la technologie ULB. Le TG4a est concentré sur le taux alternatif inférieur de la couche physique des WPAN. Les exigences techniques pour le TG4a incluent le faible coût, le faible débit, la basse complexité et la basse consommation d'énergie. Le TG3a est pointue sur le développement de la couche physique alternative de taux élevé pour WPAN. Le groupe vise le développement des normes de couche physique (PHY) pour supporter un débit entre 110 - 450 Mbps sur des petites gammes (<10m) [I-19, I-20]. Il y a deux propositions compétitives pour le TG3a : la séquence directe UWB (DS-UWB) et le multiplexage de Division de fréquence orthogonal multibande (MB-OFDM). La proposition DS-UWB est l'approche conventionnelle de la radio impulsionnelle de la communication ULB, c.-à-d. elle utilise des courtes impulsions qui occupent une seule bande de plusieurs gigahertz pour la transmission. Cette proposition est principalement soutenue par Freescale et Motorola et ses partisans ont établi leur propre groupe, à savoir le forum de l'ULB [I-21]. La proposition MB-OFDM est supportée par alliance OFDM multi-bande (MBOA) qui a fusionnée avec l'alliance WiMedia en mars 2005 et appelée alliance WiMedia [I-22]. MB-OFDM combine l'approche multibande ainsi que les techniques de multiplexage orthogonales de division de fréquence (OFDM).

La tentative de normalisation de la PHY ULB a échoué dans l'IEEE dû au contraste entre les propositions supportées par l'alliance WiMedia et le forum ULB, Après environ trois ans de discussions sur des questions de technologie et de processus. Dues aux différentes techniques de

base de modulation de PHY, la proposition radio de l'un ou de l'autre ne peut communiquer avec les autres, ainsi les deux radios ne peuvent pas coexister. Finalement, TG3a a décidé de congédier le groupe en 2006 et a décidé de laisser l'issue de PHY au marché [I-19]. Alliance WiMedia ont annoncé, en mars 2009 qu'ils remettraient tout le développement de spécification actuel et futur de sa version ULB au groupe d'intérêt du Bluetooth, au groupe promoteur de l'USB sans fil et au forum d'implantation de l'USB [I-23].

IV.2 Ecma International: Standard ISO/IEC

La Commission Internationale d'Electrotechnique (IEC) a approuvé dans 2007 deux spécifications de standard international ISO/IEC pour l'ULB à débit élevé. Ces deux standards sont basés sur des spécifications publiés par l'association européenne des constructeurs d'ordinateurs (Ecma international) en 2005 (ECMA 368 et ECMA 369) [I-24]. Ces normes s'associent à la technologie ULB utilisant la MB-OFDM. Les normes ISO/IEC sont:

- **ISO/IEC 26907:2007. Technologie de l'information -télécommunications et échange de l'information entre les systèmes- norme UWB PHY et MAC à haut débit.** Spécifie la sous-couche MAC distribuée et la couche physique pour les réseaux sans fil. PHY et MAC spécifiés dans cette norme sont compatibles aux communications à haut débit entre un ensemble divers de mobiles et des dispositifs électroniques fixes (basé sur la norme d'ECMA 368).
- **ISO/IEC 26908:2007. Technologie de l'information - interface de MAC-PHY pour ISO/IEC 26907.** Spécifie l'interface MAC-PHY pour les émetteurs récepteur sans fils à haut débits ULB (basé sur norme ECMA-369).

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

V. LES SYSTEMES ULTRA LARGE BANDE (ULB)

La saturation du spectre de fréquence, la faible consommation de puissance, des débits élevés etc. sont certaines des raisons pour lesquelles l'intérêt de Ultra large bande a été accru au cours des dernières années. L'Ultra large bande (ULB), en comparaison à des systèmes conventionnels ou à bande étroite, emploie une grande largeur de bande pour transmettre l'information. La puissance utilisée sur la bande entière est beaucoup plus petite que la puissance

La technologie Ultra Large Bande (ULB)

employée par les systèmes à bande étroite, comme montré sur la figure I.7. Par conséquent aucune interférence ou presque n'est produite, car le niveau de puissance transmis est presque au niveau de bruit des systèmes en utilisant le même spectre, permettant ainsi de partager le spectre et l'espace avec d'autres technologies établies.

La Commission Fédérale de Communications (FCC) a défini dans un premier temps le sujet ULB comme tout système ayant une largeur de bande au moins de 500 MHz ou une largeur de bande fractionnelle supérieur à 20% [I-25]. La largeur de bande relative est définie par :

$$BW = 2 \frac{f_H - f_L}{f_H + f_L} \quad (I.4)$$

Où f_H et f_L sont respectivement les fréquences supérieur et inférieur de fonctionnement ; ces fréquences sont défini à -10 dB.

En 2002 la FCC autorise la bande de fréquence entre 3,1 et 10,6 GHz pour la transmission Ultra large bande non licenciée. La puissance rayonnée isotrope efficace (EIRP) devrait être inférieure à -41,3 dBm à l'intérieur de la bande de fréquence [I-4].

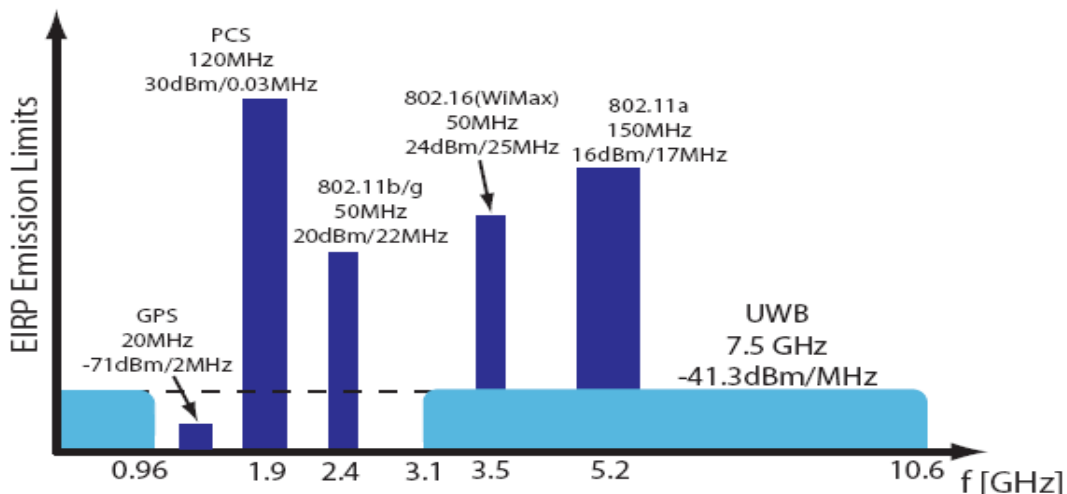


Figure I.7 : Attribution de fréquence pour l'ULB et d'autres systèmes existants sans fils.

Deux approches différentes ont été étudiées par l'industrie et les chercheurs académiques, pour découvrir la bande ultra large. La première approche consiste à utiliser plusieurs sous-bandes ; la seconde approche consiste à envoyer des impulsions très courtes ayant la largeur de bande désirée.

V.1 Systèmes ULB multi bande (MB-OFDM)

L'OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) multi band (MB-OFDM) consiste à diviser le spectre en 14 bandes, chacune avec une largeur de bande de 528 MHz. Les 12 premières bandes sont alors groupées dans quatre groupes de bande se composant de trois bandes. Les deux dernières bandes sont groupées dans un cinquième groupe de bande. Un sixième groupe de bande est également défini dans le spectre des quatre premiers, conformément à l'utilisation dans les régulateurs de normalisation internationale [I-22, I-26].

La Figure I.8, montre l'attribution de fréquence des bandes et des groupes de bande. Pour transmettre l'information, OFDM distribue les données sur un grand nombre de porteurs qui sont espacés par des fréquences précises. Cette méthode avait été largement étudiée et elle a été mise en œuvre par plusieurs compagnies.

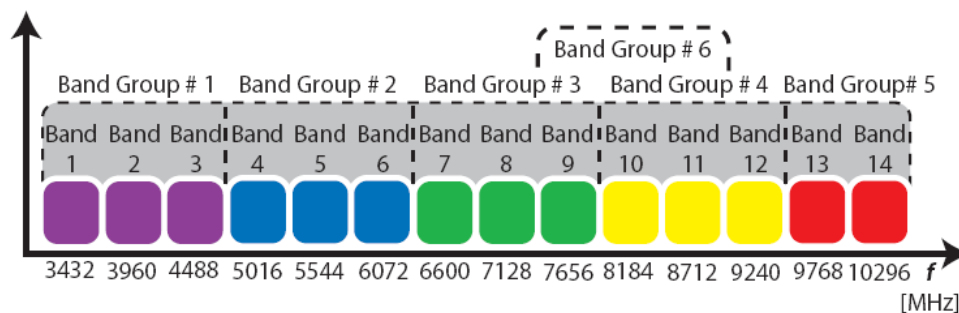


Figure I.8 : Spectre de fréquence de l'OFDM

V.2 Systèmes ULB impulsionnels (IR-ULB)

Le large spectre de l'ULB, peut être couvert en utilisant des impulsions très courtes en temps. Ce type d'ULB s'appelle Impulse Radio UWB (IR-UWB) [I-27] et consiste à envoyer des impulsions ou un groupe d'impulsions représentant un bit du signal codé. Afin de couvrir les spécifications exigées par la FCC, les impulsions devraient être au moins 2 ns de large ($BW = 500$ MHz) et de faibles amplitudes (puissance transmise faible).

Cette approche est peut-être moins intéressante pour l'industrie, mais elle est très intéressante pour les chercheurs universitaires ou aux centres de recherche.

Sa dépendance dans le temps favorise la recherche dans ce domaine, prolongeant ainsi sa complexité d'analyse et de mise en œuvre.

La technologie Ultra Large Bande (ULB)

La technologie ULB impulsionnelle utilise des impulsions de très courte durée. Cette durée est inversement proportionnelle à la bande passante de fréquence. Ces impulsions brèves sont répétées avec une période de quelques dizaines de nanosecondes. Ces signaux peuvent être modulés et émis sous forme de train d'impulsions.

V.2.1 Modulation

Dans un signal ULB, l'information peut être codée dans diverses méthodes. Les systèmes de modulation de signal les plus populaires pour les systèmes ULB incluent la modulation par amplitude de l'impulsion (PAM), la modulation par position de l'impulsion (PPM), la modulation par déplacement de phase à deux états, et ainsi de suite.

V.2.2 Les formes d'impulsions

La technologie de radar a une grande expérience dans les impulsions ULB [I-28, I-29] générant des impulsions de puissance élevée de l'ordre de kV. Les formes d'onde ULB de faible puissance sont des sujets importants d'étude du point de vue de l'antenne ou de l'approche de générateur. En premier temps, la recherche est basée sur une impulsion optimale à transmettre sans déformation, par la suite elle se base sur la technologie de faible puissance qui peut produire de telles impulsions.

Ils existent différents types d'impulsions qui peuvent couvrir la bande ULB [I-30] avec le masque de spectre de la FCC. Les formes d'impulsion les plus utilisées sont les signaux gaussiens, et ceux à base d'une porteuse

VII. APPLICATIONS DES ULTRAS LARGES BANDES [I-15]

Les caractéristiques principales d'ULB, c.-à-d., largeur de bande extrêmement grande, basse puissance, communication courte portée à débit élevée, robustesse contre le fading, immunité aux trajets multiples, possibilités d'accès multiples, émetteurs récepteurs à prix réduit et positionnement précis, motivent plusieurs applications de cette technologie. Jusqu'à présent, la technologie UWB a été principalement appliquée aux appareils militaires (particulièrement le radar) [I-31]. Les applications sont généralement classifiées en six groupes à savoir

- Gestion de réseau Ad hoc,
- Réseaux de capteurs sans fil,
- Identification radio fréquence ou RFID,

- Electronique grand public,
- Localisation,
- Applications médicales.

VII.1 Gestion de réseau Ad hoc sans fil

Une des applications prometteuses de la technologie d'ULB est dans les réseaux Ad hoc sans fil.

Les principaux avantages des réseaux Ad hoc sans fils par rapport aux réseaux de communications traditionnels sont [I-32]:

- Déploiement facile car aucune infrastructure n'est nécessaire,
- Une meilleure mobilité et flexibilité puisque les réseaux Ad hoc sans fil peuvent être établis ou démolis dans un temps très court,
- Puissance transmise faible pour le nœud mobile en raison des multi-hop et en conséquence des faibles émissions radio,
- Réutilisation de fréquence plus élevée permet d'assurer une capacité plus élevée,
- Possibilité au-delà de la visibilité directe aux hautes fréquences en raison du support multi-hop,
- Plus économique puisqu'elles éliminent le coût de l'infrastructure fixe et réduisent la consommation de puissance des nœuds mobiles.

Pour la communication entre les nœuds, différentes technologies radio peuvent être employées. Par exemple pour les réseaux sans fil WPAN avec une couverture jusqu'à 20 m, la technologie Bluetooth ou ULB est suggérée. Pour les réseaux locaux sans fil WLAN avec une couverture d'environ 100 m, on trouve l'OFDM ou la CDMA (802.11-a, g et b, respectivement). Et pour les réseaux WMAN avec une couverture de plusieurs kilomètres, l'OFDM en association avec la TDMA, et l'OFDM peuvent être utilisés.

La résolution temporelle fine de cette technologie et les possibilités de localisation précises, transmission à faible puissance aussi bien que la robustesse contre le fading, rendent l'ULB une technologie radio idéale pour les réseaux Ad hoc sans fil. Les possibilités de la technologie d'ULB de localiser un nœud avec précision peuvent être employées dans le cheminement afin de maximiser le débit [I-33, I-34]. Par l'attribution optimale des ressources radio, telles que le débit de transmission et la puissance, le débit des réseaux Ad hoc sans fil

ULB peut être maximisé [I-35]. De nouvelles stratégies de choix pour le réseau ad hoc basé sur l'ULB sont rapportées dans la littérature [I-36] où des fonctions de coût dépendant de la puissance sont définies et minimisée conduisant à des performances élevée du réseau et à une faible puissance émise.

VII.2 Réseaux de capteurs sans file ULB

Les réseaux de capteurs sans fil se composent de nœuds de capteur individuel distribué sur un secteur donné. Les capteurs sont utilisés pour surveiller quelques phénomènes physiques dans l'environnement (tel que la température, l'humidité, la position, la vitesse, le mouvement, etc.). La propriété unique des réseaux de capteurs est l'effort collectif des nœuds de capteur pour le traitement de l'information du signal. L'ULB peut être une technologie remarquable pour les réseaux de capteurs sans fil en raison de ses dispositifs de petits taille et faible puissance qui combinent la sensation d'endroit et les possibilités de communication sans fil. Les émetteurs récepteurs et les antennes ULB peuvent être très petits, faible puissance et à prix réduit. Par conséquent, il y a des espérances que la gestion de réseau de capteurs sans fil pourrait probablement être un marché grand public pour l'ULB [I-3].

Une application possible des réseaux de capteurs sans fil ULB est l'application de l'ULB dans la configuration des routes intelligentes. Le réseau se compose d'un grand nombre de capteurs ULB placés à environ chaque dix mètres le long des deux côtés de la route, formant un réseau de capteurs dense et distribué. Le but sera de réaliser des routes intelligentes en exploitant la technologie ULB pour accomplir de façon coopérative et sans fil des tâches multifonctionnelles : communication véhicule à véhicule, communication route à véhicule et vice versa aussi bien que l'avertissement précoce des situations de trafic potentiellement dangereuses, détermination d'endroit et cheminement des véhicules [I-37- I-40].

Par exemple aux intersections de route les feux de circulation intelligents pourraient décider lors des situations particulières du trafic par un réseau Ad hoc instantanément formé parmi tous les véhicules (intelligents) présent à ce moment dans ce point d'intersection, au lieu du fonctionnement purement par la synchronisation. Ceci et d'autres issues sont actuellement étudiés avec un grand intérêt, comme le montre la recherche croissante sur les réseaux Ad hoc véhiculaires, avec beaucoup de recherches, de développements [I-41-I-43] et d'efforts d'étalonnage [I-44, I-45].

VII.3 RFID

L'identification radio fréquence (RFID) est une technologie d'identification automatique, semblable au système code barre. L'avantage de RFID est qu'il n'exige pas le fonctionnement en visibilité direct. La portée de lecture de RFID est plus grande que le système code barre. Les lecteurs RFID peuvent communiquer simultanément avec des étiquettes multiples RFID et pour cette raison le lecteur RFID peut capturer le contenu entier de l'expédition pendant qu'il est chargé dans un entrepôt. En outre, les étiquettes RFID peuvent stocker plus de données que les codes à barres [I-46]. Les questions clés pour la technologie RFID sont d'assurer la connectivité aux étiquettes, déterminer la position précise et d'être sûr de communiquer le statut du capteur si nécessaire [I-47]. Puisque l'ULB peut fournir de bonne connectivité aussi bien que la possibilité d'une identification précise de position elle est une meilleure perspective pour des applications RFID. Les étiquettes RFID ULB et leurs lecteurs peuvent être petits et de faible coût.

Les principaux défis du système RFID sont les soucis et la sécurité d'intimité. Les réalisations actuelles de FRID à bande étroite se basent sur la cryptographie numérique qui est motivée le besoin d'intimité. En conséquence, ceci augmente le temps global de traitement, la consommation de puissance et la surface de silicium de l'étiquette RFID. En utilisant la technologie ULB, le signal RFID peut être étalé sur le spectre rendant le système RFID plus sécurisé. Ainsi, on s'attend à ce que le système RFID ULB soit utile dans les environnements non favorisant pour l'utilisation du système FRID à bande étroite. L'application du système RFID ULB dans des environnements d'hôpital a été récemment rapportée [I-48]. Le système permet à des hôpitaux de poursuivre le statut et l'endroit exact des patients, du personnel et de l'équipement essentiel.

VII.4 Électronique grand public et PC

Une autre application de la technologie ULB est dans le secteur de l'électronique grand public et les PC, grâce à la communication à courte portée et à haut débit. Cette caractéristique est extrêmement importante pour le marché d'électronique grand public tel que les lecteurs DVD, les appareils photo numérique, les lecteurs MP3, la TV numérique, etc. Les applications incluent la transmission de données sans fil à grande vitesse entre les DVD et les TV HD et les périphériques de PC. Cette technologie élimine le besoin de câbles entre les dispositifs d'électronique grand public, et augmente par la suite la liberté et le mouvement d'utilisation.

La technologie Ultra Large Bande (ULB)

De plus la transmission sans fil, l'ULB par câble est un autre secteur où cette technologie peut être appliquée. La technologie ULB peut être fournie avec des câbles [I-17]. Ceci pourrait doubler de façon efficace la largeur de bande disponible pour les systèmes de télévisions par câble [I-49]. Comme le câble coaxial est un environnement protégé, les restrictions de la FCC ne s'appliqueront pas et il y a une plus grande manœuvrabilité concernant le spectre de transmission ULB.

En outre, l'ULB par câble n'interfère pas avec la télévision, l'internet haut débit, la voix ou d'autres services déjà fournis par l'infrastructure de télévision par câble [I-17]. Les premiers résultats montrent des débits d'environ 2 Gbps pour une longueur de 50 à 70 m de câble coaxial. L'ULB peut remplacer l'infrastructure existante, avec des débits de quelques Gbps sans interférer avec des connections qui existent actuellement [I-3].

De plus, quand des détecteurs ULB sont intégrés avec l'électronique grand public, la technologie résultante peut engendrer de nouveaux dispositifs domestiques qui peuvent aider à la réalisation de la vision des maisons et des bureaux intelligents.

VII.5 Localisation active

L'ULB offre la communication et l'identification de l'endroit en une seule technologie. La mesure précise d'endroit et son utilisation pour une gestion active est une application importante de la technologie ULB et sera un bon marché dans les prochaines années.

Les possibilités de localisations peuvent également être employées pour localiser les personnes, les articles en stock et les robots se déplaçant dans des environnements intérieurs.

Le développement et l'essai de la localisation active et précise (precise asset location, PAL) ULB est signalé dans [I-50, I-51]. Le système PAL emploie les possibilités de localisation ULB de la technologie ULB basées sur la technique TDOA. Une précision de quelques pieds a été obtenue, dans des environnements ouverts de cargaison avec des conteneurs [I-50]. Les essais sur PAL montrent que le système fonctionne bien dans les espaces ouverts et les cargaisons partiellement chargés. À la différence des systèmes à bande étroite RFID, l'ULB semble pénétrer de grandes fissures entre les conteneurs en maintenant la possibilité de localisation pendant les tests de blocages [I-50].

VII.6 Application médicale

Les signaux ULB peuvent pénétrer à travers le corps humain, les murs, la terre, la neige, la boue, et beaucoup d'applications intéressantes de l'ULB peuvent être envisagées dans le domaine de la médecine. Les hôpitaux, plateaux opératoires, soin domestique, les services de réanimations, la pédiatrie clinique, opérations de sauvetages (pour rechercher le battement de cœur sous des ruines, ou le sol, ou la neige) sont certains domaines d'application potentiels [I-52, I-53]. Parmi les motivations importantes de l'utilisation du radar ULB et les communications sans fil dans le domaine de la médecine sont :

VII.6.1 Dispositifs sans fil sans contact

Les plateaux opératoires doivent maintenir un environnement stérile pour écarter l'infection. Un problème habituel est quand des instruments non stériles doivent être utilisés (pour par exemple allumer la lumière ou l'utilisation d'un stylo pour documenter des démarches) pendant une opération. L'utilisation des équipements et des technologies sans contact est donc de plus grande importance. L'ULB peut bien contribuer à ce besoin. Ils peuvent aisément être adaptés aux besoins de construire des équipements sans contacts sans fil, pour concevoir des plateaux opératoires intelligents où les commandes peuvent être sans fil pour accomplir des tâches bien spécifiques.

VII.6.2 Radar ULB

Les impulsions électromagnétiques ULB peuvent pénétrées à travers le corps humain et par conséquent elles peuvent être employées pour la formation d'image médicale. Le corps et le tissu de masse différente ont des indices de réflexions différents. Les signaux ULB étant des impulsions de courte durée, peuvent facilement exploiter la différence dans des indices de réflexion pour donner une image plus claire des organes, y compris des mouvements. Plusieurs organes peuvent être sondés par l'ULB tels que : les cordes vocales, les vaisseaux sanguins, les intestins, le cœur, les poumons, la poitrine, la vessie et le fœtus.

VII.6.3 Télésurveillance continue

L'ULB peut être une technologie appropriée pour la télésurveillance des patients et peut remplacer les ultrasons. Des patients peuvent être surveillés à distance et d'une façon non envahissante pendant de longues périodes sans interruption. Un exemple typique serait le soin à

La technologie Ultra Large Bande (ULB)

distance, sans contact et de façon continue de la mère et de son enfant. L'applicabilité de l'ULB pour les systèmes RFID est adaptée à l'environnement médical pour poursuivre le statut et l'endroit exact des patients, le personnel et l'équipement essentiel. De plus, la technologie ULB peut être intégrée avec des capteurs pour surveiller la fréquence des battements, tension artérielle, la température, signes de vie et peut transmettre leurs données sans fil. Ceci sera plus confortable aux patients aussi bien que le personnel médical par rapport aux capteurs à câble conventionnelles.

VII.6.4 Faible puissance

Les dispositifs ULB fonctionnent à très faible puissance. Le niveau de puissance transmise ULB est très faible et les études [I-54, I-55] signalent qu'ils sont convenables pour les humains. Par conséquent, la technologie peut être employée pour surveiller des patients pendant de longues périodes avec une batterie de faible puissance sans aucun effet secondaire nocif.

VII.6.5 Faible coût et maintenance

Une attraction importante des appareils ULB est qu'ils peuvent être construits à partir des étages de dispositifs électroniques. Moins chère, facile à employer et facile à produire en échelle, les produits médicaux ULB peuvent aisément être adaptés à n'importe quel besoin.

VIII. CONCLUSION

Le fait que la technologie ULB a été depuis de nombreuses années et a été employée pour une grande variété d'applications est une forte évidence de la viabilité et de la flexibilité de la technologie. La simplicité des structures d'émetteur et récepteur, fait de l'ULB une technologie potentiellement puissante pour les communications à faible coûts et à complexité réduite. Les caractéristiques physiques du signal supportent également les possibilités de localisation et de cheminement de l'ULB beaucoup plus que les technologies à bande étroite existantes.

Les restrictions rigoureuses sur la puissance transmise (inférieurs à 0.5mW maximum) ont sensiblement limité le domaine d'applications des ULB aux applications à débit élevé et de courte portée ou à faible débit et de longue portée. Le grand potentiel de l'ULB est de permettre la transition flexible entre ces deux extrémités sans besoin de modifications considérables de l'émetteur/récepteur.

La technologie Ultra Large Bande (ULB)

Tandis que l'ULB est toujours le sujet de débat important, il n'y a aucun doute que la technologie est capable d'achever des débits très élevés et est une alternative viable pour la technologie existante pour WPAN; les communications courte portée et de débit élevé; les applications multimédia et le remplacement de câbles. Une grande partie de la discussion actuelle se concentre sur quel couche(s) PHY à adopter, développement d'une norme et les problèmes de la coexistence et d'interférence.

REFERENCES

- [I-1] **A. Vorobyov**, “*Planar elliptically shaped dipole antenna for UWB Impulse Radio*,” Specialist (Master of Sciences) in Applied Electromagnetic radio physics and electronics Karazin Kharkiv National University, Oekraïne, 2008.
- [I-2] **R. Fontana**, “*A Brief History of UWB Communications*,” online article, <http://www.multispectral.com/history.html>
- [I-3] **F. Nekoogar**, “*Ultra-Wideband Communications: Fundamentals and Applications*,” Prentice Hall, August 31, 2005.
- [I-4] **FCC**, *Revision of part 15 of the commission’s rules regarding Ultra Wide Band transmission systems*, First report and order, and Docket 98-153, FCC 02-03, adopted/released, 14 February / 22 April 2002.
- [I-5] **C.-C. Chong; F. Watanabe and H. Inamura**, “*Potential of UWB Technology for the Next Generation Wireless Communications*,” 2006 IEEE Ninth International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications, pp. 422-429, 2006.
- [I-6] **T. W. Barrett**, “*History of Ultra Wideband (UWB) Radar & Communications: Pioneers and Innovators*,” in Proceedings of Progress in Electromagnetics Symposium 2000, Cambridge, Mass., July 2000.
- [I-7] **C. L. Bennett and G. F. Ross**, “*Time-Domain Electromagnetics and Its Applications*,” in Proceedings of the IEEE 66, 1978, pp. 229-318.
- [I-8] **J. Liang**, “*Antenna Study and Design for Ultra Wideband Communication Applications*,” PhD thesis, July 2006.
- [I-9] **A. Safarian and P. Heydari**, “*Silicon-Based RF Front-Ends for Ultra Wideband Radios*,” Springer, 2008
- [I-10] **Electronic Communications Committee (ECC) Report 64**, “*The protection requirements of radiocommunications systems below 10.6GHz from generic UWB applications*,” February 2005.
- [I-11] **M. Ghavami; L. B. Michael and R. Kohno**, “*Ultra Wideband – signals and systems in communication engineering*,” John Wiley & Sons, Ltd, 2nd ed., 2007
- [I-12] “*Decision to make The Wireless Telegraphy (Ultra-Wideband Equipment) (Exemption) Regulations 2007*,” <http://www.ofcom.org.uk>.

- [I-13] **William Webb**, “*Ultra Wideband-The Final Few Regulatory Processes*,” 2006 IET Seminar on Ultra Wideband Systems, Technologies and Applications, London, U. K. April, 2006.
- [I-14] “*Detect and Avoid Technology- for Ultra Wideband (UWB) Spectrum Usage*,” Wisair White Paper, <http://www.wisair.com>.
- [I-15] **H. Nikookar** and **R. Prasad**, “*Introduction to Ultra Wideband for Wireless Communications*,” Springer, 2009.
- [I-16] **Y. Rahayu; T. Rahman; R. Ngah** and **P. Hall**, “*Ultra Wideband Technology and Its Applications*,” International Conference on Wireless and Optical Communications Networks (WOCN 2008), Surabaya, Indonesia, 5-7 May, 2008.
- [I-17] **K. Siwiak** and **D. McKeown**, “*Ultra-Wideband Radio Technology*,” John Wiley & Sons, Ltd., 2004.
- [I-18] *ITU Radiocommunication Sector (ITU-R)*. [Online]. Available: <http://www.itu.int/ITU-R/index.asp?category=information&mlink=rhome&lang=en>
- [I-19] **S. Jogi** and **M. Choudhary**, “*Ultra Wideband Demystified–Technologies, Applications, and System Design Considerations*,” River Publishers, 2009.
- [I-20] **R. Aiello** and **A. Batra**, “*Ultra Wideband Systems-Technologies and Applications*,” Elsevier Inc., 2006.
- [I-21] *UWB Forum*, <http://www.uwbforum.org>.
- [I-22] *WiMedia Alliance*, <http://www.wimedia.org>.
- [I-23] “*WiMedia folds: hands UWB spec to Bluetooth, USB groups*,” WiMedia Alliance, <http://www.wimedia.org>.
- [I-24] *Standards ECMA 368-369, ECMA international Std.*, December 2008. [Online]. Available: <http://www.ecma-international.org/publications/standards/Ecma-368.htm>.
- [I-25] **B. Allen; M. Dohler; E. E. Okon; W. Q. Malik; A. K. Brown** and **J. D. Edwards**, “*Introductions to UWB Signals and Systems*,” in *Ultra-wideband Antennas and Propagation for Communication Radar and Imaging*, Chichester, John Wiley & Sons Ltd, 2007, p. 5.
- [I-26] **A. Batra; J. Balakrishnan; G. R. Aiello; J. R. Foerster** and **A. Dabak**, “*Design of a Multiband OFDM system for Realistic UWB Channel Environments*,” IEEE Transaction on Microwave theory and Techniques, vol. 52 No. 9, pp. 2123-2138, 2004.

- [I-27] **M. Z. Win** and **R. A. Scholtz**, “*Impulse radio: how it works*,” IEEE Communication Lett., vol. 2, no. 2, pp. 36-38, Feb. 1998.
- [I-28] **F. J. Agee; C. E. Baum; W. D. Prather; J. M. Lehr; J. P. O’Loughlin; J. W. Burger; J. S. H. Schoenberg; D. W. Scholfield; R. J. Torres; J. P. Hull** and **J. A. Gaudet**, “*Ultra wideband transmitter research*,” IEEE Trans. Plasma Sci., vol. 26, no. 3, pp. 860-873, Jun. 1998.
- [I-29] **W. D. Prather; C. E. Baum; J. M. Lehr; J. P. O’Loughlin; S. Tyo; J. S. H. Schoenberg; R. J. Torres; T. C. Tran; D. W. Scholfield; J. Gaudet** and **J. W. Burger**, “*Ultra-wideband source and antenna research*,” IEEE Trans. Plasma Sci., vol. 28, no. 5, pp. 1624-1630, Oct. 2000.
- [I-30] **X. Chen** and **S. Kiaei**, “*Monocycle shapes for ultra wideband system*,” in Proc. IEEE International Symposium on Circuits and Systems ISCAS 2002, vol. 1, May 26-29, 2002, pp. I-597-I-600.
- [I-31] **D. Taylor**, “*Ultra Wideband Radar Technology*,” CRC Press, 2001.
- [I-32] **R. Hekmat**, “*Fundamental properties of wireless mobile ad hoc networks*,” Ph.D. Dissertation, Delft University of Technology, 2005.
- [I-33] **X. An et al.**, “*Novel location-aided routing scheme for UWB ad hoc networks*,” Proc. IEEE International Symposium. Communication, Information Technology, 2005, pp. 634-637.
- [I-34] **L. D. Nardis et al.**, “*A position based routing strategy for UWB networks*,” Proc. IEEE Conf. UWBST 2003, pp. 200-204.
- [I-35] **C. Zou** and **Z. Haas**, “*Optimal resource allocation for UWB wireless ad hoc networks*,” Proc. IEEE PIMRC 2005, pp. 452-456.
- [I-36] **L. D. Nardis et al.**, “*UWB Ad hoc networks*,” Proc. IEEE UWBST2002 Conference, pp. 219-223.
- [I-37] **S. Gezici et al.**, “*Localization via Ultra-Wideband Radios—A look at positioning aspects of future sensor networks*,” IEEE Signal Processing Magazine, vol. 2, no. 4, July 2005.
- [I-38] **R. Szweczyk**, “*UWB: Technology and implications for sensor networks*,” Presentation, NEST Meeting 08/27/2004, available at: <http://www.cs.berkeley.edu/~binetude/NEST/aug27.htm>.

- [I-39] **H. Veenstra et al.**, “15-27 GHz Pseudo-Noise UWB transmitter for short-range automotive radar in a production SiGe technology,” Proceedings of ESSCIRC, Grenoble, France, 2005.
- [I-40] **J. C. Adams et al.**, “Ultra-wideband for navigation and navigation,” IEEE Proceedings Aerospace Conference, 2001, vol. 2, 10-17 March 2001.
- [I-41] “The Network-On-Wheels project,” available online: <http://www.network-on-wheels.de/>
- [I-42] “The PReVENT project,” available online: <http://www.prevent-ip.org/>
- [I-43] **A. Arora et al.**, “A line in the sand: A wireless sensor network for target detection, classification and tracking,” Computer Networks, vol. 46, no. 5, Dec. 2004.
- [I-44] “IEEE 802.11p Task Group,” available online: <http://grouper.ieee.org/groups/scc32/dsrc/index.html> <http://ewh.ieee.org/soc/vts/>
- [I-45] “Workshop on Intelligent Transportation,” available online: <http://wit.tu-harburg.de/>
- [I-46] **R. Weinstein**, “RFID: A technical overview and its application to enterprise,” IEEE IT Pro., May–June 2005, pp. 27-33.
- [I-47] **F. Dowla**, “Long-range Ultra-wideband radio frequency identification,” online document: www-eng.llnl.gov/pdfs/dist_sys_sensors-8.pdf
- [I-48] **J. Collins**, “Hospitals get Ultra-wideband RFID,” RFID Journal, online document: <http://www.rfidjournal.com/article/articleview/1088/1/1/>
- [I-49] Online document: <http://www.pulselink.net/>
- [I-50] **R. J. Fontana** and **S.J. Gunderson**, “Ultra wideband precision asset location system,” IEEE Conference UWBST, 2002, pp. 147-150.
- [I-51] **R. J. Fontana et al.**, “Commercialization of an UWB precision asset location system,” IEEE Conference UWBST, 2003, pp. 369-373.
- [I-52] **Staderini**, “UWB Radars in Medicine,” available online: http://www.roke.co.uk/download/papers/uwb_research_at_rmr_uwb2003.pdf
- [I-53] **R. Natalia**, “Ultra Wide Band (UWB) and Health Applications,” IREAN Research Workshop, Virginia Tech, 2005.
- [I-54] **J. H. Merritt; J.L. Gel** and **W.D. Hurt**, “Considerations for human exposure standards for fast-rise-time high-peak-power electromagnetic pulses,” Aviation, Space, and Environmental Medicine, vol. 66, no. 6 pp. 586-589, June 1995.

- [I-55] **J. R. Jauchem; R.L. Seaman; H.M. Lehnert; S.P.Mathur; K.L. Ryan; M.R. Frei and W. D. Hurt**, “*Ultra-wideband electromagnetic pulses: Lack of effects on heart rate and blood pressure during two-minute exposures of rats,*” *Bioelectromagnetics*, vol. 19, no. 5, pp. 330-333, 1998.

CHAPITRE II

Les antennes Ultra Large Bande : Etat de l'art

I. INTRODUCTION

Le déploiement commercial répandu des systèmes ultra large bande (ULB) a renouvelé l'intérêt au sujet des antennes ultra large bande. Les niveaux de puissance autorisés par la FCC signifient que chaque dB compte dans un système ULB autant ou peut être encore plus que dans un système à bande étroite standard [II-1]. Ainsi, une antenne ULB efficace est une partie critique de la conception globale du système ULB.

Une antenne peut être décrite comme un capteur qui convertit l'énergie électromagnétique guidée dans une ligne de transmission en énergie électromagnétique rayonnée [II-1]. En général, cette définition se tient pour les antennes à bande étroite et large bande, mais une définition plus spécifique pour une antenne ultra large bande (ULB) est un élément rayonnant dont les caractéristiques désirés restent inchangeables sur une large bande de fréquence de fonctionnement. Ces caractéristiques incluent la largeur de bande d'impédance, le diagramme de rayonnement et la stabilité de centre de phase. Ce type d'antenne exige une bonne transition d'adaptation à l'espace pour éviter la réflexion d'énergie [II-2]. Une caractéristique remarquable d'une antenne ULB est qu'elle a une capacité non-dispersive pour éviter davantage la compensation d'impulsion [II-2]. En ce qui concerne l'éclateur à étincelle rapporté dans la littérature ouverte, qui était une forme primitive de transmission d'impulsion radio, elle est considéré comme le premier système de communication ultra large bande [II-3, II-4], mais malheureusement, certaines conceptions importantes d'antenne ULB ont été oubliés et redécouverts par la suite pour des applications modernes.

II. GENERALITES SUR LES ANTENNES

II.1 Définition de l'antenne

Les antennes sont une partie essentielle de n'importe quel système sans fil. Selon la définition standard d'IEEE des termes pour des antennes, une antenne est définie comme moyen de rayonner ou recevoir les ondes radio [II-5]. En d'autres termes, une antenne de transmission est un dispositif qui prend les signaux d'une ligne de transmission, les convertit en ondes électromagnétiques et puis les transmettre dans l'espace libre, comme représenté sur la figure II.1; ou en fonctionnant en mode de réception, l'antenne rassemble les ondes électromagnétiques incidentes et les convertit de nouveau en signaux électriques.

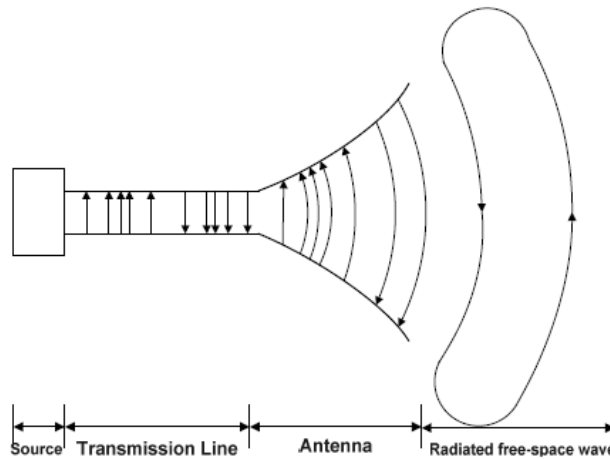


Figure II.1 : Antenne comme dispositif de transition

Une antenne est habituellement exigée dans un système sans fil avancé, pour optimiser ou accentuer l'énergie de rayonnement dans certaines directions et pour la supprimer dans d'autres à certaines fréquences. Ainsi l'antenne doit également servir de directionnel en plus de dispositif de transition. Elle doit prendre diverses formes, pour répondre à l'exigence particulière. En conséquence, une antenne peut être un morceau de fil conducteur, une ouverture, un patch, un réflecteur, une lentille, un ensemble d'éléments (réseau) et ainsi de suite. Une bonne conception de l'antenne peut assouplir les conditions de système et améliorer la performance globale du système.

II.2 Paramètres importants d'antenne

Pour décrire la performance d'une antenne, les définitions de divers paramètres sont nécessaires. Dans la pratique, il y a plusieurs paramètres d'antenne généralement utilisés, parmi lesquels on peut citer la largeur de bande de fréquence, diagramme de rayonnement, directivité, gain, impédance d'entrée, ...

II.2.1 Largeur de bande de fréquence

La largeur de bande de fréquence ou bandwidth (BW) est la gamme des fréquences dans lesquelles la performance de l'antenne, en ce qui concerne certaines caractéristiques, se conforme à une norme indiquée. La largeur de bande peut être considérée comme la gamme des fréquences, de chaque côté de la fréquence centrale, où les caractéristiques d'antenne sont dans une valeur acceptable de ceux à la fréquence centrale. D'une façon générale, dans des communications sans fil, l'antenne est exigée pour fournir une perte de retour inférieur à -10dB sur sa largeur de bande de fréquence.

La largeur de bande de fréquence d'une antenne peut être exprimée soit par la largeur absolue de bande ou absolute bandwidth (ABW) ou largeur de bande partielle ou fractional bandwidth (FBW). Si f_H et f_L indiquent la borne supérieure et la borne inférieure de la largeur de bande d'antenne, respectivement; alors la ABW est définie comme la différence des deux bornes et la FBW est définie comme le pourcentage de la différence de fréquence sur la fréquence centrale, comme donné dans l'équation II.1 et II.2, respectivement.

$$ABW = f_H - f_L \quad (\text{II.1})$$

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

La largeur de bande, pour les antennes larges bande peut également être exprimée, comme le rapport de la fréquence la plus haute à celle la plus basse, où la performance de l'antenne est acceptable, comme donné à l'équation II.3.

$$BW = f_H / f_L \quad (\text{II.3})$$

II.2.2 Largeur de bande d'impédance

La norme de l'institut d'électricité et d'électronique d'ingénieur **[II-6]** définit la largeur de bande d'une antenne comme « la gamme des fréquences dans lesquelles la performance de l'antenne, en ce qui concerne certaines caractéristiques, se conforme à une norme spécifique ». Généralement la largeur de bande est caractérisée par largeur de bande d'impédance.

La largeur de bande d'impédance indique la largeur de bande pour laquelle l'antenne est suffisamment adaptée à sa ligne de transmission d'entrée tel que 10% ou moins du signal incident est perdu dû aux réflexions. Les mesures de largeur de bande d'impédance incluent la caractérisation du taux d'ondes stationnaire ou voltage stationary wave ratio ($VSWR$) et les pertes de retour dans toute la bande d'intérêt.

L'adaptation d'impédance a été particulièrement difficile à réaliser dans les antennes ULB, puisque son impédance doit demeurer constante sur une gamme étendue de fréquences. Une bonne adaptation peut être réalisée avec une meilleur conception et en utilisant des mécanismes appropriés, tels que le chargement résistif **[II-5]**. Une bonne adaptation d'impédance est indiquée par une perte de retour supérieure à 10dB.

Le $VSWR$ est une mesure de désadaptation d'impédance entre la ligne de transmission et sa charge. Plus le $VSWR$ est grand, plus la désadaptation est grande. Le $VSWR$ minimal qui correspond à une parfaite adaptation d'impédance est l'unité **[II-5]**. La valeur typique désirée

de VSWR pour indiquer une bonne adaptation d'impédance est 2.0 ou moins. La plupart des équipements radio est construit pour une impédance de 50 ohms.

II.2.3 Efficacité

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

$$e_r = (1 - |\Gamma|^2) \quad (\text{II.4})$$

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

$$e_{rad} = \frac{P_{rad}}{P_{in}} \quad (\text{II.5})$$

L'efficacité de réflexion et l'efficacité de rayonnement sont prises en considération pour définir l'efficacité totale de l'antenne. Celle-ci est simplement le produit de l'efficacité de rayonnement et de l'efficacité de réflexion. Les valeurs raisonnables pour l'efficacité totale d'antenne sont dans l'intervalle 60-90%, quoique plusieurs antennes commerciales réalisent seulement 50-60%, dû aux matériaux diélectriques avec perte peu coûteux tels que FR4 [II-5].

II.2.4 Directivité et gain

La directivité D est utilisée pour décrire les propriétés directionnelles du diagramme de rayonnement de l'antenne. Elle est définie par le rapport de l'intensité du rayonnement U dans une direction donnée de l'antenne sur celle d'une source isotrope. Pour une source isotrope, l'intensité de rayonnement U_0 est égale à la puissance totale rayonnée P_{rad} divisée par 4π . Ainsi la directivité peut être donnée par:

$$D = \frac{U}{U_0} = \frac{4\pi U}{P_{rad}} \quad (\text{II.6})$$

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

$$D_0 = \frac{U_{\max}}{U_0} = \frac{4\pi U_{\max}}{P_{rad}} \quad (\text{II.7})$$

Le gain d'antenne G est linéairement lié à la directivité par l'efficacité de rayonnement de l'antenne e_{rad} . Selon [II-5], le gain absolu d'antenne est " le rapport de l'intensité, dans une direction donnée, à l'intensité de rayonnement qui serait obtenue si la puissance admise par l'antenne étaient rayonnées de façon isotropique." Le gain d'antenne est défini par:

$$G = e_{rad} D = \frac{4\pi U}{P_{in}} \quad (\text{II.8})$$

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

$$G = e_{rad} D_0 \quad (\text{II.9})$$

Une antenne avec un gain faible tend à être omnidirectionnelle, alors qu'une antenne avec un gain élevé tend à être plus directive et rayonne une grande partie de sa puissance dans certaines directions.

Le gain maximal d'une antenne est particulièrement important pour des applications ULB puisque les organismes de normalisation de chaque pays tendent de limiter les niveaux de puissance des émetteurs ULB pour éviter l'interférence avec des services de bande étroite opérant dans les mêmes bandes.

II.2.5 La puissance efficace rayonnée isotropiquement [II-7]

La puissance efficace rayonnée isotropiquement ou effective isotropically radiated power (EIRP) d'un émetteur (y compris l'antenne) est la puissance apparente transmise vers la direction du gain maximum de l'antenne, si on suppose que l'antenne est isotrope. Ainsi l'EIRP est donné par le produit du gain maximal de l'antenne et la puissance de l'émetteur (en réalité, l'antenne réelle ne rayonnera pas isotropiquement et ainsi EIRP est juste une mesure théorique d'énergie). Le régulateur limitera l'EIRP pour une bande particulière de spectre, parce qu'il donne une bonne indication de la possibilité d'interférence aux services pour des fréquences semblables. [II-8]

Puisque l'EIRP de l'émetteur est directement proportionnel au gain maximal de l'antenne, des mesures doivent être prises pour assurer ce gain. Ainsi il est souhaitable qu'une antenne ULB ait un rendement élevé mais un gain maximal relativement bas. Ceci suggère le besoin d'un diagramme de rayonnement omnidirectionnel du champ lointain approprié.

II.2.6 Diagramme de rayonnement

Un des descripteurs les plus communs d'une antenne est son diagramme de rayonnement. Le diagramme de rayonnement peut facilement indiquer une application pour laquelle une antenne sera utilisée.

Le diagramme de rayonnement ou le diagramme d'antenne est une représentation graphique des propriétés de rayonnement (champ lointain) d'une antenne, en fonction des coordonnées de l'espace.

Généralement, le diagramme décrit les valeurs de champ (puissance) normalisées par rapport aux valeurs maximum. Il est déterminé dans la région de champ lointain où la distribution (angulaire) spatiale de la puissance rayonnée est indépendante de la distance.

Pour une antenne polarisée linéairement, sa performance est souvent décrite en termes de son diagramme dans les plans principaux E et H. Le plan E est le plan contenant le vecteur du champ électrique et la direction de rayonnement maximum tandis que le plan H est le plan contenant le vecteur de champ magnétique et la direction du rayonnement maximum [II-5].

Pour la plupart des applications pratiques, quelques tracés du diagramme en fonction de θ pour certaines valeurs particulières de la fréquence, plus quelques tracés en fonction de la fréquence pour certaines valeurs particulières de ϕ fourniront la majeure partie d'information utile nécessaire, où θ et ϕ sont les deux axes en coordonnée sphérique.

Il y a trois diagrammes de rayonnement communs qui sont employés pour décrire la propriété de rayonnement d'une antenne:

- a) **Isotrope** : une antenne théorique sans perte ayant un rayonnement identique dans toutes les directions. Elle est seulement applicable pour une antenne idéale et est souvent prise comme référence pour exprimer les propriétés de directivité des antennes réelles.
- b) **Directionnel** : une antenne ayant la propriété de rayonner ou de recevoir les ondes électromagnétiques plus efficacement dans certaines directions que dans d'autres. C'est généralement applicable à une antenne où sa directivité maximale est sensiblement plus grande que celle d'un dipôle demi-onde.
- c) **Omnidirectionnel** : une antenne ayant un diagramme essentiellement non directionnel.

Les diagrammes de rayonnement sont normalisés par rapport à une antenne isotrope, donc les valeurs de la directivité et du gain sont données en dBi . Des diagrammes de rayonnement idéals d'une antenne directionnelle et d'une antenne omnidirectionnelle sont

montrés dans la figure II.2(a) et figure II.2(b), respectivement. Chacune des lignes représente une fréquence différente à laquelle le diagramme a été calculé.

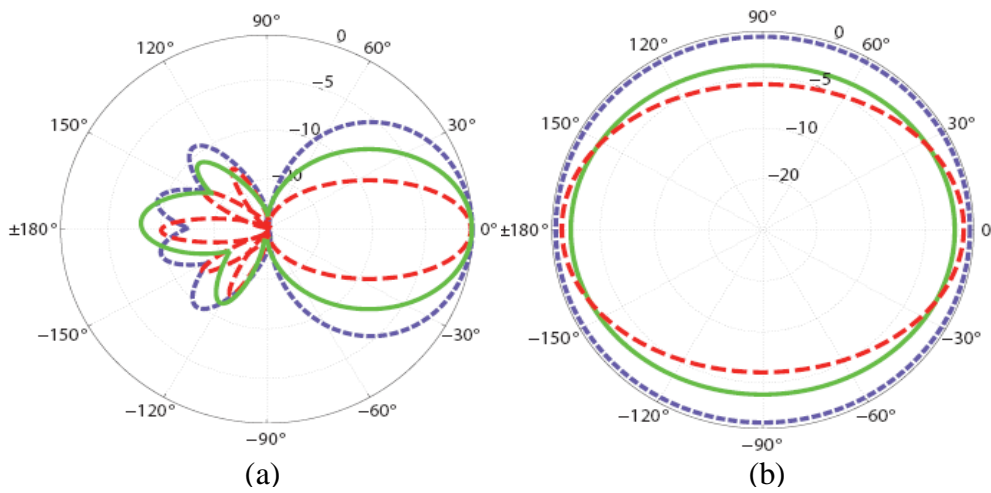


Figure II.2: Diagramme de rayonnement.

(a) Antenne directive, (b) Antenne omnidirectionnelle. [II-9]

II.2.7 Polarisation

La polarisation d'une antenne dans une direction donnée est définie comme la polarisation de l'onde transmise ou rayonnée par cette antenne. Celle-ci est définie comme la polarisation de l'onde localement plane qui est utilisée pour représenter l'onde rayonnée à ce point. À n'importe quel point du champ lointain d'une antenne, l'onde rayonnée peut être représentée par une onde plane dont l'intensité du champ électrique est la même que celle de l'onde et dont la direction de propagation est la direction principale de l'antenne. [II-5]

Une polarisation peut être linéaire, circulaire ou elliptique, comme représenté sur la figure II.3.

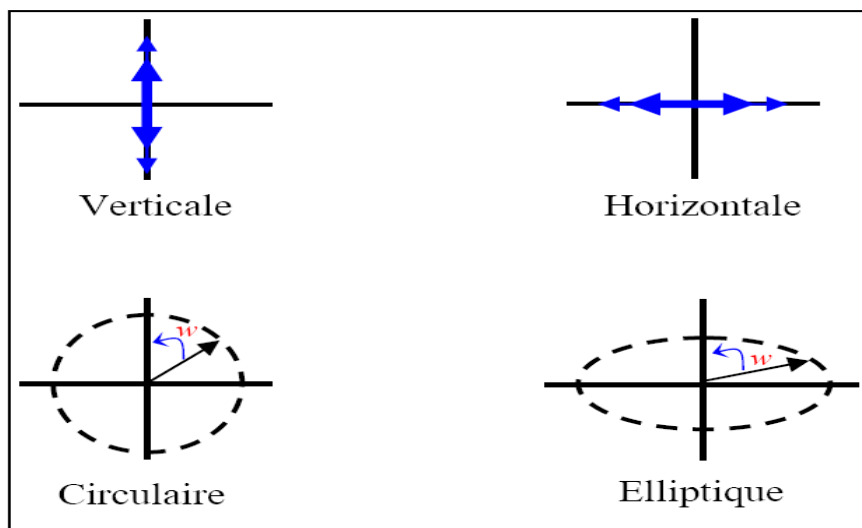


Figure II.3 : Polarisation de l'onde électromagnétique

III. EXIGENCES POUR LES ANTENNES ULB

De même que dans le cas des systèmes de communication sans fil conventionnels, une antenne joue également un rôle crucial dans les systèmes ULB. Cependant, il y a plus de défis en concevant une antenne ULB qu'à bande étroite [II-10].

Tout d'abord, ce qui distingue une antenne ULB des autres antennes est sa largeur de bande de fréquence ultra large. Selon la définition FCC, une antenne ULB convenable devrait pouvoir rapporter une largeur de bande absolue non inférieure à 500MHz ou une largeur de bande partielle au moins de 0.2.

Deuxièmement, la performance d'une antenne ULB doit être constante sur toute la bande de fonctionnement. Dans le meilleur des cas, les diagrammes de rayonnement de l'antenne, les gains et l'adaptation d'impédance devraient être stables sur la bande entière. Parfois, on exige également que l'antenne ULB fournisse la caractéristique stop-bande pour coexister avec d'autres dispositifs et services à bande étroite occupant la même bande de fonctionnement [II-11, II-12].

Troisièmement, les propriétés directionnelles ou omnidirectionnelles de rayonnement sont nécessaires selon l'utilisation pratique. Les diagrammes omnidirectionnels sont normalement souhaitables dans les systèmes mobiles et portatifs. Pour les systèmes de radar et d'autres systèmes directionnels où un gain élevé est désiré, des caractéristiques de rayonnement directionnelles sont préférées.

Quatrièmement, une antenne appropriée doit être assez petite pour être compatible à l'unité ULB particulièrement dans des dispositifs mobiles et portatifs. Il est également très souhaitable que l'antenne présente un profil réduit et la compatibilité d'intégration avec les cartes de circuit imprimé (printed circuit board, PCB)

Finalement, une bonne conception d'antenne ULB devrait être optimale pour le fonctionnement du système global. Par exemple, l'antenne devrait être conçue telle que le dispositif global (antenne et circuit RF avant l'antenne) est conforme au masque obligatoire d'émission de puissance donné par la FCC ou d'autres organismes de normalisation

IV. CLASSIFICATION DES ANTENNES ULB

Dans cette partie, on va présenter les différents types d'antennes ULB qui sont couramment utilisées. Ces antennes ont été classées selon certaines propriétés: particularités géométriques ou spécificité du diagramme de rayonnement (antenne omnidirectionnelle ou

directive). Toutes ces antennes possèdent des caractéristiques d'adaptation sur de très larges bandes de fréquences.

IV.1 Les antennes indépendantes de la fréquence

Les antennes indépendantes de la fréquence ont été définies par Rumsley et Dyson en 1957 [II-13]. Ces antennes sont caractérisées par les angles géométriques formant la structure de l'antenne, leurs caractéristiques en termes de diagramme de rayonnement et d'impédance d'entrée restent virtuellement inchangées sur une bande de fréquence quasiment infinie. En effet, il est connu que si l'on multiplie toutes les dimensions de l'antenne par un facteur α , l'ensemble de ses performances restent inchangées, seule la fréquence de fonctionnement augmente du même facteur α .

L'antenne est constituée seulement d'éléments qui peuvent être déduits les uns des autres par une simple homothétie, ainsi l'antenne est définie uniquement par des angles, et conserve les mêmes performances (impédance d'entrée, rayonnement, etc..) pour n'importe quelle fréquence de fonctionnement. Théoriquement, ces antennes présentent une bande passante infinie, cependant, en pratique puisque les dimensions de l'antenne sont finies, leur bande passante est finie. Certains critères intéressants pour ces antennes sont bien décrits dans Balanis [II-5]. Les antennes dont la distribution des courants le long de la structure ne décroît pas en amplitude en s'éloignant du point d'alimentation ne font pas partie de ces antennes. Or, dans une structure idéalement infinie, le courant décroît avec la distance parcourue en se propageant sur l'antenne. Ainsi, lorsque les courants deviennent négligeables, la structure tronquée peut être considérée comme étant infinie. La fréquence la plus basse de la bande passante de l'antenne sera définie par cette troncature. Les antennes équiangulaires introduites par Rumsey [II-13] et Dyson (fin des années 1950) satisfont ces conditions, tandis qu'une antenne biconique par exemple qui est décrite simplement par des angles, ne fait pas partie de ces antennes. Ces antennes peuvent être divisées en deux catégories :

- ❖ les antennes log-périodiques;
- ❖ les antennes équiangulaires.

IV.1.1 Les antennes log-périodiques

Les antennes log-périodique ont été présentées par DuHamel et Isbell [II-14, II-15]. Les propriétés de celles-ci changent périodiquement avec le logarithme de la fréquence. Elles englobent trois principes de base de conception. Le premier est le concept de "l'angle" qui est une approche de conception où la géométrie de la structure d'antenne est décrite

complètement par des angles plutôt que des longueurs tel qu'une antenne biconique infinie. Le deuxième principe se sert du fait que l'impédance d'entrée d'une antenne identique à son complément est indépendante de la fréquence. Ces deux principes sont présentés bien dans la référence (Frequency independent antenna, Rumsey, 1957). Le troisième principe est utilisé pour concevoir une antenne telle que ses propriétés électriques se répètent périodiquement avec le logarithme de la fréquence. [II-16]

IV.1.1.1 L'antenne log-périodique circulaire

La structure de l'antenne log-périodique est montrée dans la figure II.4.

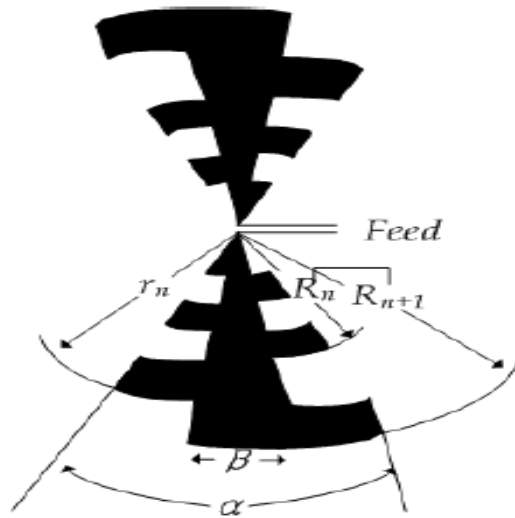


Figure II.4 : Structure d'antenne log-périodique

Les fentes sont bornées par les rayons R_n , r_n et l'angle β . Les rayons R_{n-1} , R_n , R_{n+1} , ... forment une suite géométrique des terme où le rapport géométrique est défini par :

$$\tau = \frac{R_n}{R_{n+1}} \tag{II.10}$$

Les rayons r_{n-1} , r_n , r_{n+1} , ... forment une suite semblable ayant le même rapport géométrique. La largeur de la fente est définie par :

$$\sigma = \frac{r_n}{R_n} \tag{II.11}$$

Il à été remarqué que les structures infinies de ce type ont la propriété que, les champs à une fréquence (f) seront répétés à toutes autres fréquences données par $\tau n f$ (indépendamment d'un changement d'échelle) où n peut prendre n'importe quelle valeur. Une fois tracées sur une échelle logarithmique, ces fréquences sont équidistantes avec une période de $\ln \tau$; d'où le nom de structures log-périodiques. A ce moment-là, le rapport géométrique

de l'équation II.10 définit la période de l'opération. Par exemple, si deux fréquences f_1 et f_2 ($f_1 < f_2$) sont séparé d'une période, elles sont liées au rapport géométrique par [II-16] :

$$\tau = \frac{f_1}{f_2} \quad (\text{II.12})$$

Le diagramme de rayonnement de cette antenne est bidirectionnel, nul dans le plan de l'antenne avec des maxima dans le plan normal à cette dernière. Le gain maximal est de 4dB. Elle présente une faible directivité vu son angle d'ouverture à -3dB voisinant les 60/70°. La polarisation est linéaire et l'ouverture est la même dans les deux plans E et H. Cet angle est directement lié au rapport de périodicité τ . La symétrie centrale de la structure imprimée nécessite un symétriseur complétant le circuit d'alimentation [II-17].

IV.1.1.2 Antenne LPDA (Log Periodic Dipole Array)

La structure d'antenne log-périodique la plus reconnu est les réseaux de dipôles log-périodiques (LPDA) qui est présentée par Isbell [II-15] comme représenté sur la figure II.5 et amélioré en utilisant des techniques montrées dans les références [II-18-II-21].

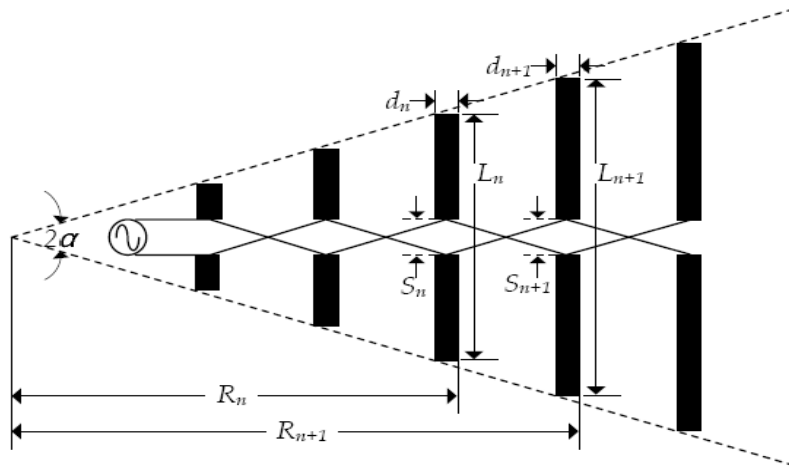


Figure II.5 : Géométrie de l'antenne dipôle log-périodique

L'antenne se compose de plusieurs dipôles de longueurs différentes. Ils sont réalisables et maintenus sur une grande largeur de bande en ajoutant plus d'éléments d'antenne dipôle. La performance d'un LPDA est fonction du nombre d'éléments aussi bien que la longueur d'élément, l'espacement et le diamètre. Les longueurs et les espacements d'éléments d'antenne ont des facteurs de proportionnalité donnés par le facteur d'échelle [II-16].

$$\tau = \frac{R_n}{R_{n+1}} = \frac{L_n}{L_{n+1}} \frac{s_n}{s_{n+1}} \frac{d_n}{d_{n+1}} < 1 \quad (\text{II.13})$$

El le facteur d'espacement

$$\sigma = \frac{R_{n+1} - R_n}{2L_n} = \frac{1 - \tau}{4} \cos \alpha \quad (\text{II.14})$$

Les limites de fréquence de la bande de fonctionnement sont approximativement déterminées par les fréquences auxquelles les dipôles les plus longs et les plus courts sont des résonateurs demi-onde,

$$L_1 \cong \frac{\lambda_{\max}}{2} \text{ et } L_N \cong \frac{\lambda_{\min}}{2} \quad (\text{II.15})$$

où λ_{\max} et λ_{\min} sont les longueurs d'onde correspondant aux limites inférieure et supérieure de la fréquence. Aux basses fréquences, les plus grands éléments d'antenne sont activés. Lorsque la fréquence augmente, la région active se déplace vers les éléments les plus courts. Quand un élément a approximativement une demi-onde de longueur, il résonne. Le nombre de dipôles peut être obtenu en utilisant la relation suivante:

$$N = 1 + \frac{\log(L_1 / L_N)}{\log(1/\tau)} \quad (\text{II.16})$$

Il y a seulement trois variables indépendantes pour un LPDA. Ces trois paramètres, qui peuvent être choisis à partir de la directivité, la longueur de l'antenne, de l'angle de sommet et de la fréquence supérieure et inférieure, devraient être inclus avec les caractéristiques de conception. Des données de conception optimales sont données au tableau 1, qui peut aider à la conception d'antenne [II-16].

Directivité (dBi)	Facteur d'échelle (τ)	Facteur d'espacement (σ)	Facteur d'échelle (α)
7	0.782	0.138	21.55
7.5	0.824	0.146	16.77
8	0.865	0.157	12.13
8.5	0.892	0.165	9.29
9	0.918	0.169	6.91
9.5	0.935	0.174	5.33
10	0.943	0.179	4.55
10.5	0.957	0.182	3.38
11	0.964	0.183	2.79

Tableau I.1 : Données de conception optimales pour l'antenne log-périodique.

IV.1.1.3 L'antenne log-périodique trapézoïdale

L'antenne log-périodique trapézoïdale est une antenne log-périodique circulaire pour laquelle tous les bords (extrémités de l'antenne, en forme de "dents") présentent un profil plat (figure II.6). C'est également une géométrie plus facile à réaliser, en particulier pour la version linéaire, dont les performances sont identiques à ceux de la version circulaire : la largeur de bande (plusieurs octaves), calcul des dimensions, rayonnement toujours bidirectionnel avec une polarisation linéaire et la directivité varie en fonction du rapport de périodicité de la structure. Finalement, son alimentation est également symétrique



Figure II.6 : Antenne log-périodique trapézoïdale

IV.1.2 L'antenne sinueuse

Bien que les antennes spirales logarithmiques ont des caractéristiques ultra large bande, au début des années 80, certains chercheurs ont étudié une géométrie d'antenne compacte à double polarisation. En 1982, R. H. Duhamel a inventé l'antenne sinueuse, qui produit une double polarisation linéaire duelle et une large bande dans une géométrie compacte à profil réduit [II-22]. La géométrie de l'antenne sinueuse multi-arc est plus compliquée que l'antenne spirale logarithmique. Le concept de configuration sinueuse est une structure auto-complémentaire qui mène à une impédance d'entrée indépendante de fréquence.

Les courbes de la figure II.7 montrent que la forme de base d'une courbe sinueuse, avec une rotation, peut être employée pour définir un bras d'une antenne sinueuse. R. C. Johnson [II-23] présente une équation approximative pour calculer la fréquence basse de fonctionnement :

$$2r(\alpha_p + \delta) \approx \frac{\lambda}{2} \quad (\text{II.17})$$

où les angles sont exprimés en radians. La fréquence basse, f_L est donc limitée par le rayon externe de l'antenne R_1 ou $\lambda_L = 4R_1(\alpha_1 + \delta)$. La limite de la fréquence supérieure est

typiquement liée à la conception du point d'alimentation. Une équation empirique avec une approximation acceptable est présentée par [II-24] et [II-22] pour calculer la fréquence haute, f_H :

$$2R_p(\alpha_p + \delta) \approx \frac{\lambda_H}{2} \quad (\text{II.18})$$

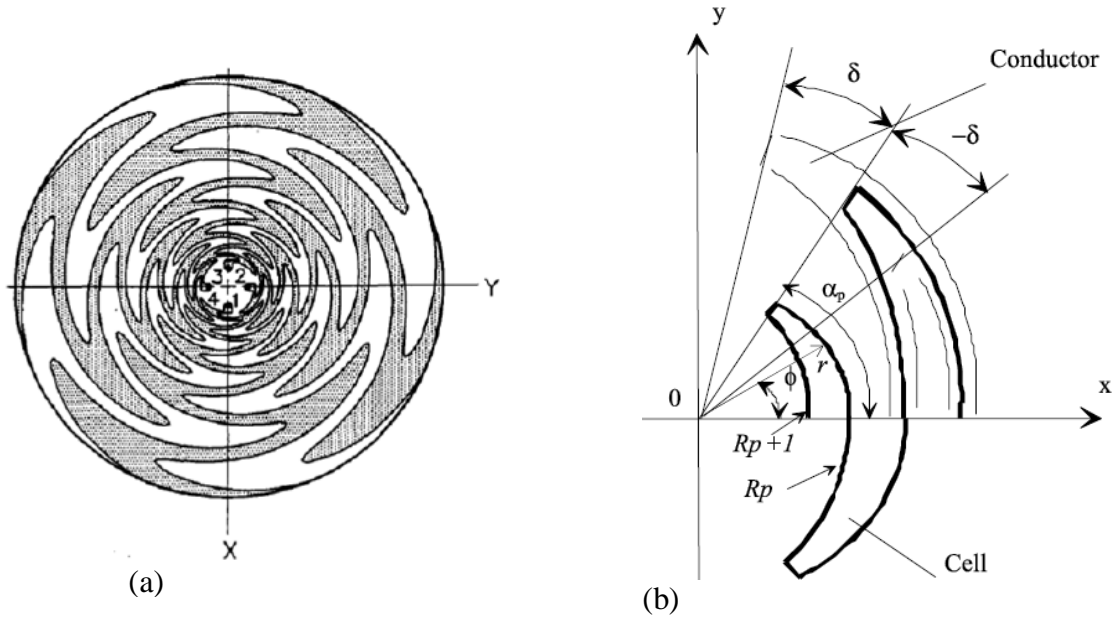


Figure II.7 : (a) Antenne sinueuse à quatre bras [II-24],
(b) Paramètres de l'antenne sinueuse

L'antenne est généralement imprimée sur un substrat de faible permittivité. Elle est habituellement située au dessus d'une cavité constituée du circuit d'alimentation et d'un absorbant supprimant le rayonnement arrière de l'antenne.

La largeur de bande globale peut être augmentée en augmentant R_l et/ou en diminuant R_p .

Le diagramme de rayonnement, sans cavité, est bidirectionnel et symétrique par rapport au plan de la structure, nul dans ce plan et avec des maxima dans le plan normal. L'ouverture à -3dB dans les plans E et H varie entre 60 et 100°. Typiquement le gain est de 5dB. La polarisation est linéaire. Compte tenu de l'auto-complémentarité de l'antenne, son impédance d'entrée est indépendante de la fréquence mais elle reste élevée, voisinant les 60π Ohms. On note que la réalisation d'un transformateur d'impédance très large bande permettant le passage des 50 Ohms ordinaire vers 60π Ohms est une tâche compliquée.

IV.1.3 Les antennes équiangulaires

IV.1.3.1 Antenne à spirale logarithmique

La conception des antennes spirales équiangulaires ou logarithmiques est basée sur un principe fondamental simple. Si toutes les dimensions d'une antenne parfaitement conductrice (dans l'espace libre) sont changées dans une proportion linéaire avec un changement de la longueur d'onde, la performance de l'antenne est inchangée excepte le changement d'échelle dans toutes les mesures de longueur. Ainsi, comme Rumsey [II-13] a précisé, si la géométrie d'une antenne peut être définie uniquement par des angles, cette antenne est alors indépendante de la fréquence. De plus, pour chaque fréquence, seule une certaine partie de l'antenne correspondant à une longueur d'onde participe au rayonnement, ce qui atténue fortement les courants au-delà de cette partie. Son équation en coordonnées polaires (ρ, θ) peut s'écrire sous la forme [II-25]:

$$\rho(\theta) = ke^{(a\theta)} \quad (\text{II.19})$$

où k le rayon vecteur à l'origine ($\theta = 0$) et a le coefficient réglant l'expansion de la spirale.

L'équation précédente met en avant l'homothétie qui existe à une rotation près : si une portion P_0 rayonne à une fréquence f_0 , alors pour une fréquence $f_1 < f_0$, il y aura une portion plus longue P_1 de longueur homothétique f_0 / f_1 par rapport à P_0 . Cette portion P_1 rayonne à f_1 exactement comme P_0 rayonne à f_0 . Cette propriété est caractéristique des antennes indépendantes de la fréquence.

Il faut qu'en chaque point, la largeur de la partie rayonnante reste proportionnelle à la longueur du brin, afin d'obtenir une impédance constante et indépendante de la fréquence. Ceci implique une augmentation de la largeur des bras en fonction de la longueur et donc de l'éloignement du point d'alimentation situé au centre de la structure. De plus, l'antenne doit être auto complémentaire (principe de Babinet). Dans ce but l'antenne n'est pas constituée par un simple fil mais formée par une bande limitée par deux spirales, d'équations respectives [II-25] :

$$\rho_1 = ke^{a\theta} \quad (\text{II.20})$$

$$\rho_2 = ke^{a(\theta-\delta)} = K\rho_1 \quad (\text{II.21})$$

$$\text{Où } K = \frac{\rho_2}{\rho_1} = e^{-a\delta} < 1$$

La largeur angulaire entre les deux courbes est définie par δ , indépendamment de ρ . Les courbes représentant les deux équations précédentes sont montrées dans la figure II.8.

Généralement, la spirale est formée par deux spirales imbriquées, ayant un même centre, ce qui donne une symétrie à la structure. Ainsi le bras de la spirale est complété par un bras en spirale symétrique d'équations respectives [II-25]:

$$\rho_3 = ke^{a(\theta-\pi)} \quad (\text{II.22})$$

$$\rho_4 = ke^{a(\theta-\pi-\delta)} \quad (\text{II.23})$$

Alors, on aboutit à deux structures, représentées sur la figure II.9. La première est constituée de deux bras conducteurs (figure II.9a). Cette antenne peut être réalisée en imprimant les bras métallisés sur un substrat. La deuxième est coupée dans une feuille de métal (figure II.9b), elle peut être considérée comme une antenne à fentes ou comme une antenne métallique suivant la largeur de la partie qui a été enlevée. Si $\delta > 90^\circ$, l'aérien se comporte alors comme une antenne à fente. Elle peut aussi avoir une forme conformée (figure II.10) [II-26].

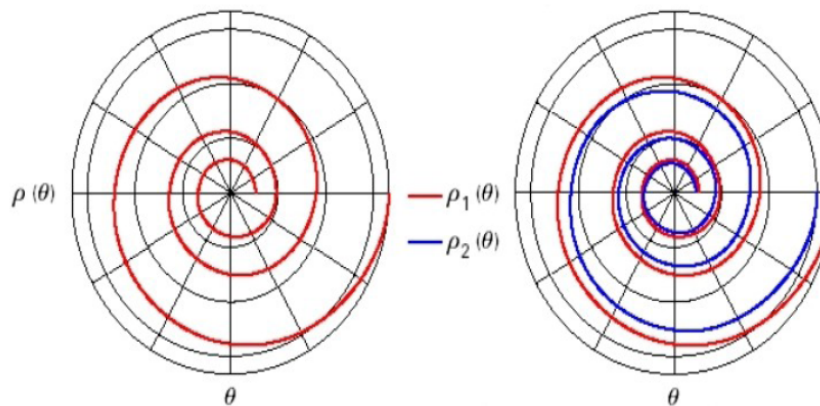


Figure II.8 : Courbes définissant la géométrie de l'antenne spirale logarithmique.



(a)



(b)

Figure II.9 : L'antenne spirale logarithmique

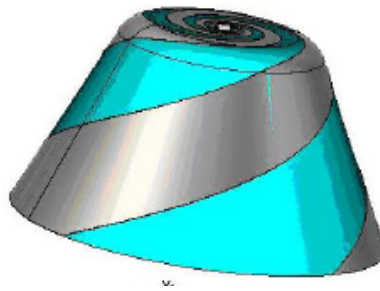


Figure II.10 : L'antenne spirale logarithmique

Il faut noter que la structure de l'antenne pourrait être complètement définie par l'angle, δ , qui détermine la largeur de bras, et les constantes a et k , qui commandent respectivement le taux d'expansion de la spirale et la taille de la région terminale.

L'antenne est alimentée au milieu de la structure de telle sorte que les deux conducteurs soient en opposition de phase; Ainsi des doublets seront produits tout au long de la structure ce qui va engendrer des champs maximaux dans les directions normales au plan de l'antenne, et l'antenne logarithmique fournira ainsi une polarisation circulaire. Pour des fréquences où la longueur des conducteurs est très petite par rapport à la longueur d'onde, la polarisation est linéaire.

Par ailleurs, les parties de la spirale qui vont participer au rayonnement sont éloignées de plus en plus de l'alimentation et donc du centre de l'antenne si la fréquence devient de plus en plus basse, et inversement, plus la fréquence est élevée, plus les parties participant au rayonnement se trouvent rapprochées du centre de l'antenne. Ce principe de fonctionnement confère à ce type d'antenne un comportement relativement dispersif.

La bande passante de cette antenne est théoriquement infinie. Mais cette bande peut atteindre quelque octaves, et elle limitée seulement par la longueur de bras et la précision de la construction du point d'alimentation. La limitation de la bande à haute fréquence est fixée par l'écartement des points d'alimentation des brins qui doit être faible par rapport à la plus petite longueur d'onde, typiquement inférieur à $\lambda/8$. Tandis que la basse fréquence est déterminée par la longueur maximale des brins.

Dans certains cas, l'antenne est utilisée avec une cavité afin d'éviter le rayonnement arrière de l'antenne. Ce type de structure est utilisé pour un radar de pénétration de sol à saut de fréquence [II-27], où l'antenne ne détecte que les réflexions provenant du rayonnement avant ; ce qui diminue l'efficacité de rayonnement par la moitié, le rayonnement arrière étant totalement absorbé par la cavité.

Enfin, l'excitation de cette antenne symétrique se fait à l'aide d'un connecteur SMA et d'un symétriseur qui joue le rôle d'un adaptateur d'impédance. Le choix du symétriseur et sa conception est importante, car le niveau des pertes qu'il rajoute influe directement sur les performances de l'antenne, et sur la limitation de la bande passante.

L'impédance d'entrée d'une antenne spirale logarithmique varie de 75 à 100 Ohms selon la largeur des brins et la nature du substrat utilisé.

IV.1.3.2 L'antenne spirale conique

La version à 3D de l'antenne spirale logarithmique est l'antenne spirale conique [II-28]. Les spirales formant l'antenne sont imprimées sur un substrat diélectrique qui a une forme conique. Le principe de fonctionnement équiangulaire est le même, et l'antenne est dimensionnée sur une très large bande de fréquence.

L'antenne spirale conique est régie par un ensemble d'équations [II-29]:

$$\rho_1(\phi) = \rho_1 e^{(a \sin \theta_0) \phi} = \rho_1 e^{b \phi} \quad (\text{II.24})$$

$$\rho_2(\phi) = \rho_2 e^{(a \sin \theta_0) \phi} = \rho_1 e^{(a \sin \theta_0)(\phi - \delta)} = \rho_1 e^{b(\phi - \delta)} \quad (\text{II.25})$$

Où b est défini par :

$$b = \frac{\sin \theta_0}{\tan \alpha} \quad (\text{II.26})$$

Avec θ_0 demi d'angle du cône, α angle d'enroulement, et δ la largeur angulaire des bras. ρ_1 est le rayon vecteur de l'origine à la troncation de la spirale à la région du sommet.

L'antenne peut être constituée soit d'une seule spirale, d'où la nécessité de l'utiliser conjointement avec un plan de masse, soit de deux bras de même centre imbriqués et excités en opposition de phase. Dans ce cas la structure de l'antenne devient symétrique. Les équations du second bras de la structure symétrique peuvent être déduites des équations II.24 et II.25 mais décalés de 180°.

La configuration de l'antenne spirale conique ainsi qu'un exemple de réalisation de cette antenne est représenté dans la figure II.11.

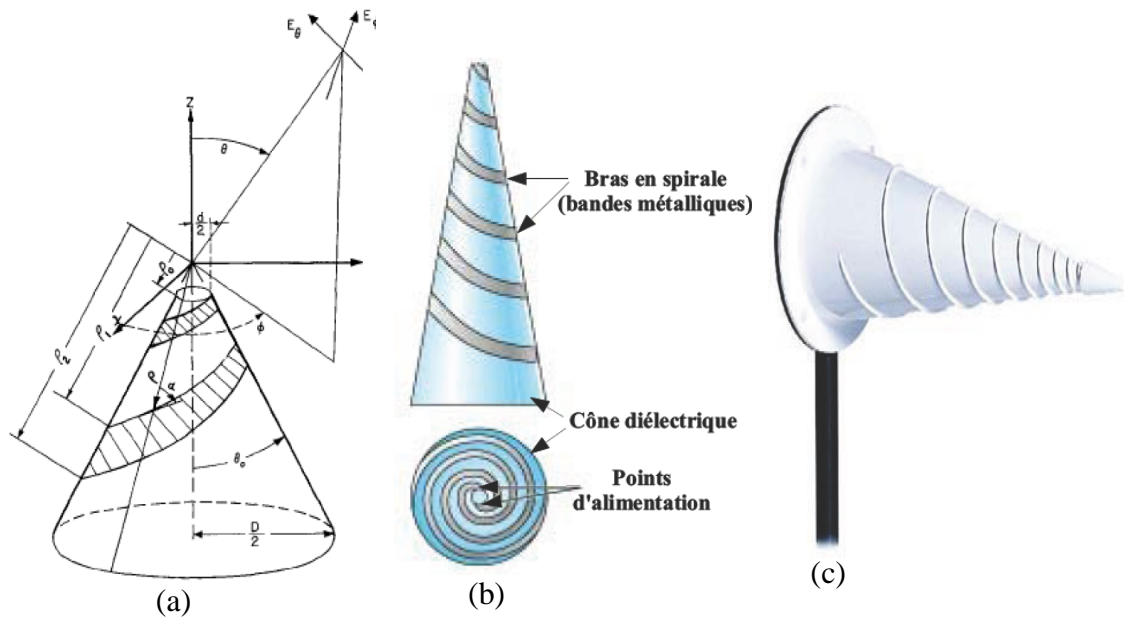


Figure II.11 : Antenne spirale conique. (a) Configuration, (b) Vue de côté et de dessus, (c) exemple de réalisation.

Le rayonnement est unidirectionnel dans la direction suivant le sommet du cône. Sa valeur maximale est selon cet axe. Le rayonnement arrière augmente lorsque l'angle d'ouverture du cône est supérieur à 30° [II-30]. Le champ rayonné est toujours à polarisation circulaire sur la quasi-totalité de la bande passante, pour un demi angle de cône inférieure à 60° , au delà la polarisation devient elliptique.

La largeur de bande passante est limitée uniquement par les dimensions des rayons extrêmes de la spirale. De même que pour la structure plane, à chaque fréquence, seule la partie des bras dont la distance par rapport au point d'alimentation équivaut à une longueur d'onde devient une région active. Ainsi le centre de phase de l'antenne change de position pour chaque fréquence. Lorsque la fréquence à rayonner diminue, le centre de phase se déplace fortement le long de l'axe du cône et se rapproche de sa base. On n'obtient donc pas de très bonnes performances en gain et en niveau de lobes secondaires, mais il y a des cas où la largeur de bande de fonctionnement est l'impératif majeur [II-31].

IV.1.3.3 L'antenne spirale d'Archimède

L'antenne spirale d'Archimède est un autre type d'antennes indépendantes de la fréquence. Elle est formée de deux spirales emboîtées et est régie par les expressions suivantes [II-32] :

$$\begin{aligned} \rho &= \rho_0 + a\varphi & \text{(II.27)} \\ \varphi &= t + k\pi \end{aligned}$$

où est ρ_0 le rayon vecteur à l'origine, a est le coefficient exprimant l'expansion de la spirale.

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

La figure II.12a montre la structure de l'antenne spirale d'Archimède à deux brins, une représentation pratique et montré à la figure II.12b.

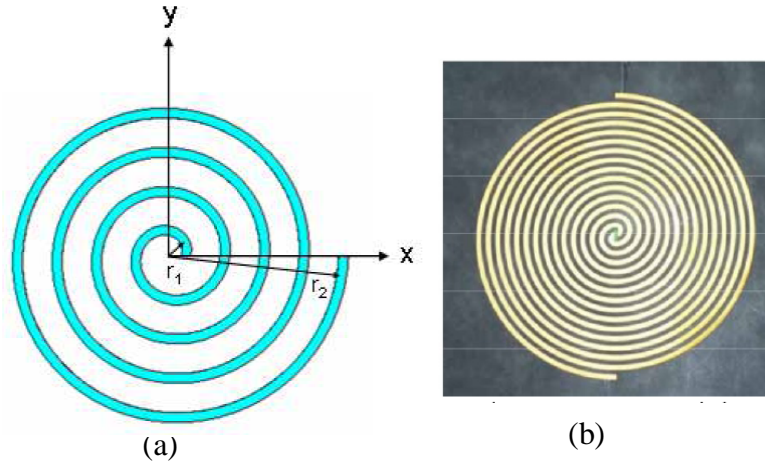


Figure II.12 : (a) Structure de l'antenne à spirale d'Archimède à deux brins, (b) Représentation pratique de l'antenne.

Il est clair d'après l'équation II.39, que cette antenne ne peut être définie que par des angles et donc s'écarte légèrement de la définition des antennes indépendantes de la fréquence. Ce type d'antenne est plus attractif que les antennes à spirale logarithmique, car l'étalement linéaire des bras de la spirale permet de faire plus de tours par unité de surface que l'antenne logarithmique.

La zone de rayonnement d'une antenne spirale d'Archimède à deux brins se trouve sur un cercle de diamètre λ / π . Lorsque le diamètre de l'antenne est inférieur à λ / π , le gain est faible. En effet, tant que le diamètre est inférieur à λ / π , les courants sur les deux brins rayonnants ne sont pas en phase, le rayonnement est donc faible. Un diamètre trop petit entraîne également une hausse du taux d'ondes stationnaires, et une hausse du taux d'ellipticité. Il ya apparition d'un courant réfléchi qui se propage de l'extrémité de l'antenne vers la zone d'alimentation, qui est dû à l'amplitude importante du courant à l'extrémité de la spirale. Cependant, un diamètre trop grand entraîne une distorsion des diagrammes due à l'excitation de modes d'ordre supérieur de rayonnement [II-33].

Les spécificités de ce type d'antenne sont similaires à celles des types d'antennes à spirales vues précédemment. Son diagramme de rayonnement est bidirectionnel, sa polarisation est circulaire et sa bande passante est de plusieurs octaves et est limitée par les rayons externes de la spirale.

Dans la pratique, l'antenne à spirale d'Archimède est soutenue par une cavité afin de réaliser un faisceau unidirectionnel. La cavité est également chargée avec un matériau absorbant puisque la cavité présente un comportement résonnant changeant ainsi la nature indépendante de la fréquence de l'antenne spirale d'Archimède [II-34]. La figure II.13 montre un type commercial d'une antenne en spirale.



Figure II.13 : Antenne spirale d'Archimède
soutenue par cavité.

IV.2 Les antennes élémentaires

IV.2.1 L'antenne biconique

L'antenne biconique a été inventée par Lodge en 1890 et intensivement étudiée par Schelkunoff dans les années 30. Elle se compose de deux cônes métalliques opposés (figure II.14). L'alimentation est située entre les bouts des cônes. Son utilisation dans ULB est basée sur le fait qu'elle serait théoriquement capable de fournir une impédance indépendante de la fréquence si elle était de longueur infinie [II-35].

Elle peut être analysée comme si la ligne de transmission biconique de l'antenne était étendue jusqu'à l'infini. L'antenne biconique infinie agit comme un guide pour une onde sphérique. On peut montrer qu'il n'existe qu'un seul mode TEM pour une antenne biconique infinie.

La tension entre deux points symétriques sur chaque cône à une distance r de l'origine est donnée par [II-5] :

$$V(r) = 2\eta H_0 e^{-jkr} \ln\left(\cot\frac{\theta_k}{2}\right) \quad (\text{II.28})$$

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

$$I(r) = 2\pi H_0 e^{-jkr} \quad (\text{II.29})$$

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

$$Z_{in} = Z_0 = 120 \ln \left(\cot \frac{\theta_k}{2} \right) \quad (\text{II.30})$$

où θ_k est l'angle du cône, comme le montre la figure.2.14, et Z_0 est l'impédance caractéristique de l'antenne ce qui est dans ce cas-ci égale à l'impédance d'entrée. L'impédance d'entrée est purement réelle dans le cas d'une antenne biconique infinie.

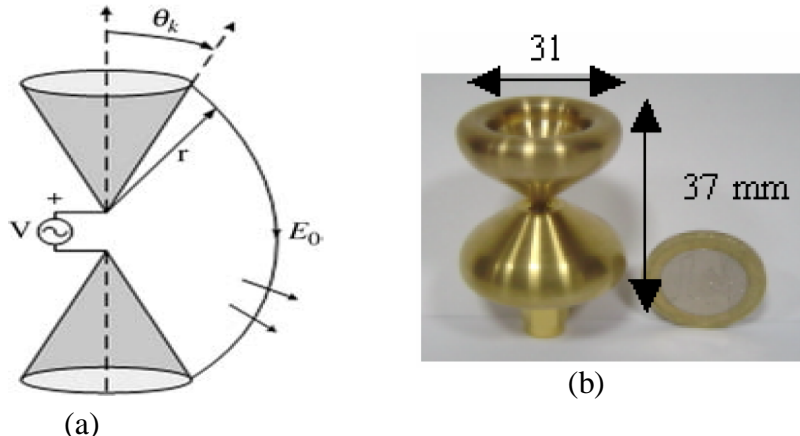


Figure II.14 : (a) Géométrie de l'antenne biconique,
(b) Exemple de réalisation pratique.

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

Le diagramme de rayonnement est omnidirectionnel, perpendiculaire à l'axe des cônes et nul le long de cet axe. La polarisation est linéaire et un gain maximum typique pour ce type d'antenne est de 4 dB.

IV.2.2 L'antenne discône

L'antenne discône est une antenne biconique pour laquelle un des cônes est remplacé par un plan de masse infini ou de dimensions pouvant être considérés comme telles comparés à la longueur d'onde de la fréquence la plus basse. Ce plan de masse est généralement de

forme circulaire ce qui entraîne que toute la structure de l'antenne se compose d'un disque et d'un cône.

La figure II.15a montre la géométrie de l'antenne discône ; un exemple de réalisation pratique de cette antenne est donné à la figure II.15b.

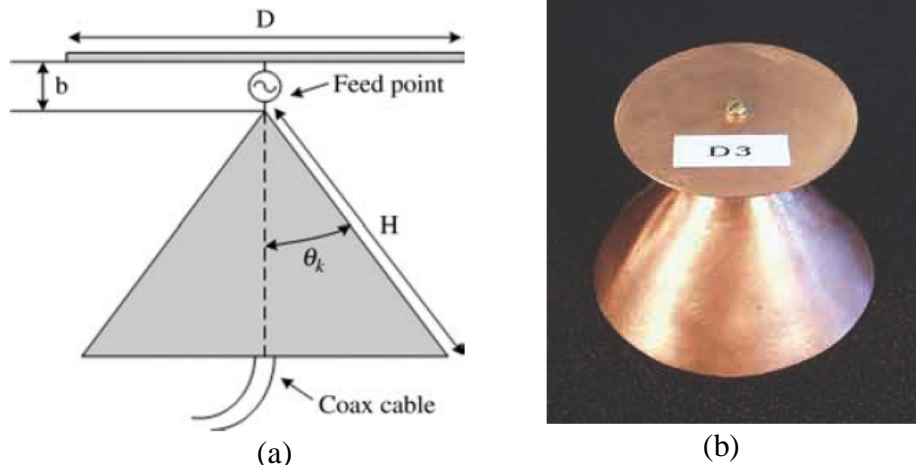


Figure II.15 : (a) Paramètre de l'antenne discône,
(b) Exemple de réalisation pratique

L'antenne conserve une partie des caractéristiques de l'antenne biconique, mais le remplacement du deuxième cône par un plan de masse lui donne quelques caractéristiques intéressantes, son impédance d'entrée sera divisée par deux par rapport à son dipôle équivalent, c'est-à-dire l'antenne biconique.

Les paramètres gouvernant la structure sont la dimension du plan de masse D et l'espacement entre le plan de masse et le cône b . Les dimensions du plan de masse doivent être optimisées car celui-ci influe à la fois sur la bande passante mais également sur le rayonnement de l'antenne [II-36]. Un autre facteur important jouant sur la largeur de bande est l'écart existant entre le plan de masse et le disque qui doit être optimisé.

L'alimentation de l'antenne est effectuée par un câble coaxial dont l'âme centrale est reliée directement au sommet du cône et la masse est reliée au plan de masse circulaire. Pour réaliser cette excitation, le sommet du cône est tronqué. Le rayon du plateau ainsi formé influe fortement sur la bande passante haute qui est inversement proportionnelle à ce rayon [II-37].

Si tous ces paramètres sont fixés de façon adéquate, l'antenne présente de bonnes performances en terme de largeur de bande, qui peut être supérieur à 150%. Elle est limitée par la hauteur des cônes (environ $\lambda/4$ à la fréquence la plus basse), et la troncature du sommet qui réduit la bande passante à hautes fréquences [II-38].

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

IV.2.3 L'antenne papillon

L'antenne papillon est une version planaire de l'antenne biconique finie et est une configuration beaucoup plus simple. Il s'agit donc d'une structure symétrique, bien qu'en comparaison avec l'antenne biconique infinie, son impédance d'entrée est légèrement plus sensible à la fréquence. Mais les principaux avantages de cette antenne sont la légèreté, la réalisation peu coûteuse pour sa simplicité géométrique et avec un faible encombrement, tout en conservant des caractéristiques idéales.

Il découle que, la largeur de bande de l'antenne papillon est plus faible que celle de l'antenne biconique, parce que les courants extérieurs sont principalement concentrés sur les bords de l'élément imprimé et ainsi la largeur de bande d'antenne est limitée [II-39]. La bande passante peut tout de même atteindre des valeurs supérieures à 100% malgré la moins bonne adaptation.

Cette antenne est définie par deux principaux paramètres et un troisième, déduit très facilement dans le cas d'une structure totalement symétrique (figure II.16):

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

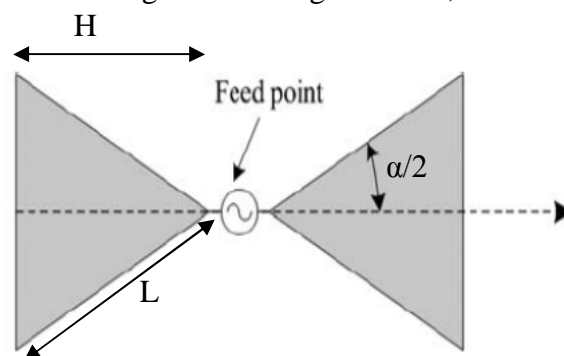


Figure II.16 : Antenne papillon et ses paramètres

La stabilité de l'impédance et le diagramme de rayonnement ainsi que la largeur de bande peuvent être améliorées en appliquant une charge résistive et capacitive en bout ou le long de la structure [II-40] et différentes technologies d'alimentation [II-41]. D'autres

solutions plus innovantes ont été proposées avec succès en [II-42] en chargeant capacitivement l'antenne par des fentes.

Cette antenne a un rayonnement de type dipôle, omnidirectionnel dans le plan perpendiculaire à celui de l'antenne avec des gains compris entre 0 et 3dB.

L'impédance d'entrée d'une telle antenne reste cependant de l'ordre de 80 Ω ou plus, d'où la nécessité d'utiliser un adaptateur d'impédance.

IV.2.4 Les monopôles plans

IV.2.4.1 Le monopôle circulaire

Cette antenne est constituée d'un élément rayonnant en forme de disque plat monté perpendiculairement sur un plan de masse. Les dimensions du plan de masse doivent être au moins égales à une longueur d'onde à la fréquence la plus basse de la bande passante de l'antenne pour éviter les réflexions. Des performances adéquates peuvent également être obtenues avec un plan de masse de dimensions inférieures à une demi-longueur d'onde à la fréquence la plus basse [II-43]. L'écartement entre l'élément rayonnant et le plan de masse est un paramètre qui influe directement sur la largeur de bande de l'antenne. La figure II.17 montre un exemple de réalisation d'une antenne monopôle circulaire.

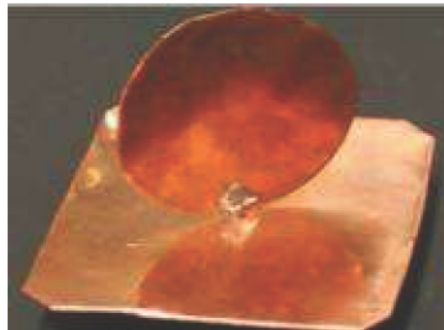


Figure II.17 : Exemple de réalisation pratique d'un monopôle circulaire (rayon 2.5 cm).

L'élément rayonnant peut être de forme elliptique, mais un trop fort rapport d'ellipticité influe sur la bande passante, notamment si la plus grande dimension se trouve parallèle au plan de masse [II-44]. Dans le cas où la grande dimension est perpendiculaire au plan de masse, la bande passante diminue, mais présente tout de même un avantage puisque la limite basse d'adaptation (équation (II.31)) diminue. Il est montré en [II-44] que cette fréquence peut être calculée de la même façon que pour un monopôle cylindrique, soit:

$$f = 30 * 0.24(l + r) \quad (\text{II.31})$$

Où f en GHz, l la hauteur du monopôle et r son rayon équivalent en cm. Ce rayon est calculé tel que la surface de l'ellipse soit égale à celle d'un cylindre :

$$2\pi rl = \pi ab \quad (\text{II.32})$$

Avec a et b sont respectivement le rayon minimal et maximal de l'ellipse.

Ces formules impliquent un encombrement théorique pour l'élément rayonnant légèrement inférieur à $\lambda/4$ en hauteur à la fréquence la plus basse.

Le rayonnement est quasi-omnidirectionnel en azimut sur toute la bande de fréquence, mais privilégie le demi-plan contenant le disque en élévation à mesure que la fréquence augmente. Des valeurs de gains de plus de 4 dB peuvent être observées dans certaines directions.

La bande passante est de l'ordre de 160 %.avec de meilleures performances. Aussi, son impédance d'entrée est d'environ 50Ω sur toute la bande passante, facilitant ainsi son intégration avec les circuits d'alimentation sans utilisation d'un adaptateur d'impédance.

IV.2.4.2 Le monopôle triangulaire

La version planaire de l'antenne conique est le monopôle triangulaire, elle est constituée d'un élément rayonnant en forme de triangle plat monté sur un plan de masse. Une étude comparative en termes d'adaptation et de rayonnement de ce type d'antennes a été menée par Brown et Woodward [II-45], et propose quelques différences entre la structure plane et son équivalent à 3 dimensions.

La figure II.18 présente la géométrie de l'antenne monopôle triangulaire. L'augmentation de l'angle au sommet α , diminue effectivement son impédance d'entrée, mais celle-ci reste tout de même bien plus élevée (de l'ordre de 50 % pour $\alpha=90^\circ$) que pour l'antenne conique correspondante. Ces variations limitent la bande passante qui ne pourra être supérieur à celle d'une antenne biconique, mais des valeurs de l'ordre de 120 % peuvent être atteintes.

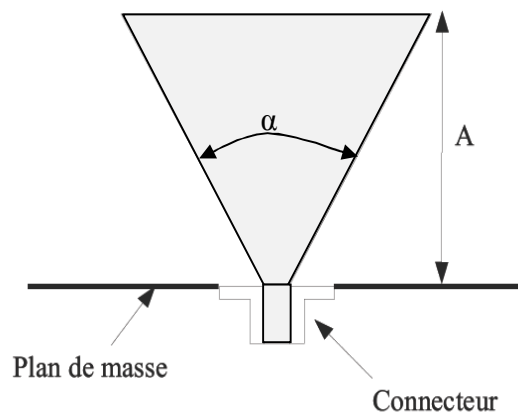


Figure II.18 : Géométrie d'un monopôle triangulaire

Une autre influence de l'angle au sommet α est étudiée en [II-45]. En effet, plus on augmente l'angle α , plus la fréquence basse d'adaptation de l'antenne diminue, et ce phénomène s'accroît pour de fortes valeurs de α . Ainsi, l'augmentation de cet angle présente deux intérêts : diminuer l'impédance d'entrée et aussi diminuer l'encombrement en hauteur A de l'élément rayonnant qui peut être inférieur à $\lambda/6$ pour des valeurs de α supérieures à 90° . Cependant, sa hauteur oblique restera équivalente à un quart de longueur d'onde.

Le diagramme de rayonnement de cette antenne est à peu près omnidirectionnel dans le plan azimutal, même si l'absence de symétrie de révolution amène quelques variations dans ce plan par rapport au monopôle conique. Ce phénomène sera plus important si l'angle au sommet est important. En élévation, les directions dans le demi-espace contenant le triangle rayonnant sont privilégiées. A hautes fréquences, ce comportement est sensible, lorsque l'antenne est électriquement plus grande.

Quelques modifications sur les monopôles triangulaires ont été étudiées et testées. En particulier, le triangle inversé présente des performances intéressantes en termes de bande passante. L'écartement entre le triangle et le plan de masse doit être pris en compte, car ce paramètre influence fortement sur le comportement de l'antenne. Une optimisation de cette structure à l'aide d'algorithmes génétiques a été présentée en [II-46]. L'antenne présentée possède une bande passante supérieure à 80 %.

IV.2.4.3 Le monopôle trapézoïdal

Le monopôle trapézoïdal est une variation d'un monopôle carré dont le rapport des largeurs L_2 et L_1 est supérieur à 1. En effet, le monopôle carré a une bande assez limitée [II-44] (de l'ordre d'une octave) soit une bande passante de 66 %. La géométrie de l'antenne monopôle trapézoïdal est montrée à la figure II.19.

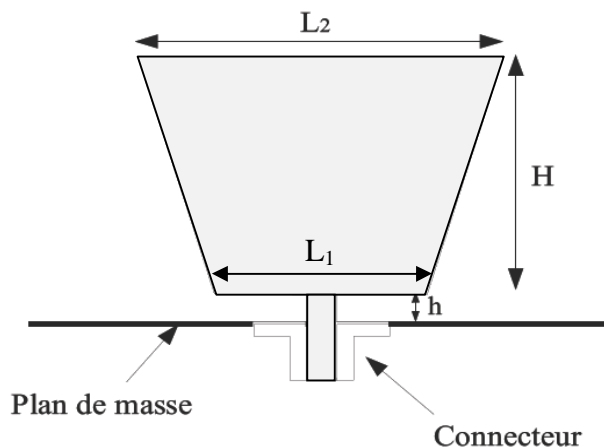


Figure II.19 : Illustration d'un monopôle trapézoïdal

Les meilleurs résultats en terme de largeur de bande sont obtenus pour des valeurs de $L_1 = \frac{3}{4}L_2$ où une bande passante relative supérieure à 80 % est obtenue en alimentant la structure par un câble coaxial d'impédance caractéristique de 50Ω . Cependant, pour des valeurs trop faibles de L_1 , l'impédance d'entrée de l'antenne augmente assez fortement [II-46].

Pour les structures possédant la plus large bande passante, la hauteur H du trapèze en fonction de la fréquence d'adaptation la plus basse est de l'ordre de $\lambda / 5$. A mesure que L_1 est diminuée, l'encombrement H en hauteur diminue (jusqu'à $\lambda / 6$) puisque les longueurs des cotés du trapèze augmentent, rallongeant ainsi les longueurs électriques de l'antenne. Une nouvelle formule pour dimensionner l'antenne en fonction de sa limite basse d'adaptation est donnée en [II-47].

La base du trapèze peut être évasée afin d'optimiser la stabilité d'impédance et la largeur de bande de l'antenne. On se rapproche alors d'un monopôle triangulaire.

Enfin, afin de ne pas dégrader les performances de l'antenne en terme de bande passante ou de rayonnement, les dimensions du plan de masse doivent être suffisantes

IV.2.4.4 Le monopôle papillon

Le monopôle papillon est également une variation du monopôle carré, où l'élément rayonnant est pincé à mi-hauteur ce qui diminue la largeur L_2 par rapport au côté du carré L_1 constant, donnant alors la forme du papillon et permettant ainsi d'augmenter la bande passante. Une telle structure est présentée à la figure II.20.

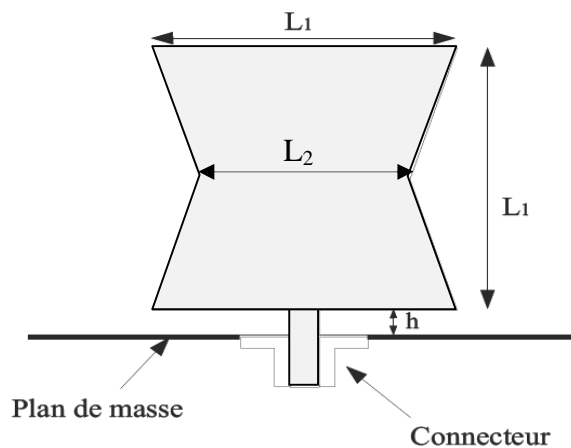


Figure II.20 : Illustration d'un monopole papillon

Il a été montré que lorsque L_2 est trop faible, en conservant toutes les autres dimensions constantes, la largeur de bande diminue fortement. Ainsi, c'est pour des valeurs de L_2 proches de L_1 que les meilleurs résultats sont obtenus (valeur optimale $L_2/L_1 = 0.8$), où une bande passante de 75 % est obtenue en alimentant l'antenne par un câble coaxial d'impédance caractéristique de 50Ω . En effet, il est connu que la largeur de bande d'un monopôle augmente avec sa surface. Cependant, il y a une forte dépendance de la fréquence basse d'adaptation au périmètre du monopôle, en effet, elle diminue à mesure que le périmètre du papillon augmente. Une nouvelle formulation de cette fréquence basse est proposée en fonction des dimensions de l'antenne [II-48].

Enfin, il faut noter que l'écartement entre le monopôle et le plan de masse est très important en terme de bande passante. En effet, plus cet écart est important, plus la bande passante est large, quelle que soit la valeur de L_2 choisie.

IV.3 Les antennes à transition progressive

Les antennes à transition progressive ont été proposées la première fois par Gibson vers la fin des années 70 [II-49], bien qu'un élément semblable a été proposé plusieurs années avant [II-50]. L'antenne à transition progressive (TSA) est une classe d'antenne à onde progressive connue sous le nom d'antennes à onde de surface. Ce sont des antennes à deux dimensions présentant une transition à partir d'une ligne ou d'un guide d'onde imprimé. Elles sont généralement constituées par une ligne de fente s'élargissant suivant un profil donné jusqu'à la discontinuité finale.

L'onde électromagnétique se déplace le long des transitions de métallisation de plus en plus séparés jusqu'à ce que la séparation soit telle que l'onde se détache de la structure d'antenne et rayonne dans l'espace libre de l'extrémité du substrat.

Le profil de ces ouvertures peut prendre différentes formes: profil linéaire (antennes LTSA), profil constant (antennes CWSA), profil linéaire par morceau (BLTSA) ou encore profil exponentiel ou antenne Vivaldi. Les différents profils des antennes TSA sont décrits dans la figure II.21. Les profils des ouvertures sont souvent choisis en fonction des spécifications de rayonnement ou de la complexité dictées par le cahier des charges de l'antenne.

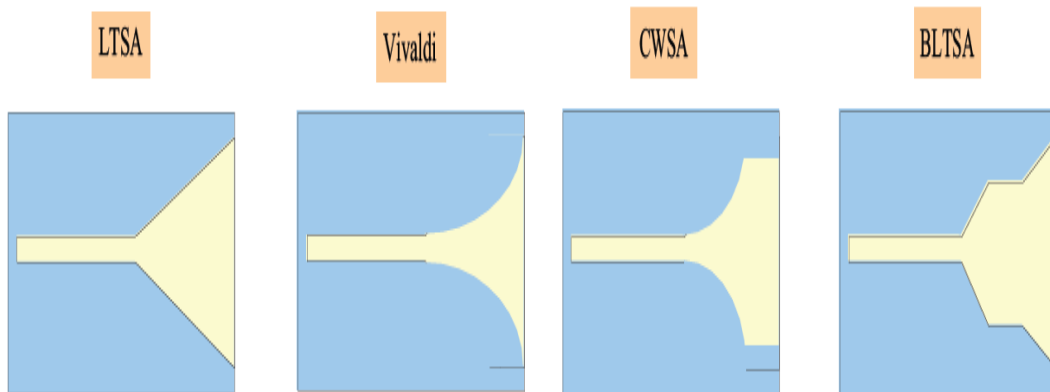


Figure II.21 : Différents profils d'antennes TSA.

L'alimentation de ces antennes est généralement réalisée par une ligne à fente qui s'évase progressivement. Au niveau de la fente étroite et dans le substrat de permittivité diélectrique supérieure à celle de l'air, la propagation des ondes EM reste enfermée au niveau de la ligne. Alors l'antenne se comporte comme une ligne de transmission efficace. En élargissant la fente, puis en l'ouvrant à son extrémité, celle-ci aura le comportement d'un élément rayonnant qui rayonne par cette ouverture un champ électrique parallèle au plan du substrat.

D'autres types d'alimentation sont également utilisés pour les antennes TSA. En effet, dans le cas où l'antenne est imprimée sur les deux faces du substrat, les lignes d'alimentation sont alors symétriques de type microruban ce qui permet la connexion à un connecteur coaxial [II-51]. Le côté de la ligne d'alimentation microruban qui forme le plan de masse se rétrécit rapidement et forme une section à paire de rubans permettant la transition et la symétrisation de la structure. La fente évasée formée par les deux métallisations forme alors la partie rayonnante. Ces antennes sont appelées Vivaldi antipodale [II-51]; dont une réalisation pratique est montrée à la figure II.22 [II-52].

Une autre possibilité d'alimentation est la réalisation d'une antenne TSA à partir d'une ligne triplaque [II-53]. La ligne microruban et son prolongement sont enfermés entre deux substrats comportant chacun un plan de masse de forme identique. Ainsi la pureté de polarisation est améliorée en symétrisant le champ électrique dans la fente, en le ramenant dans le plan du substrat.

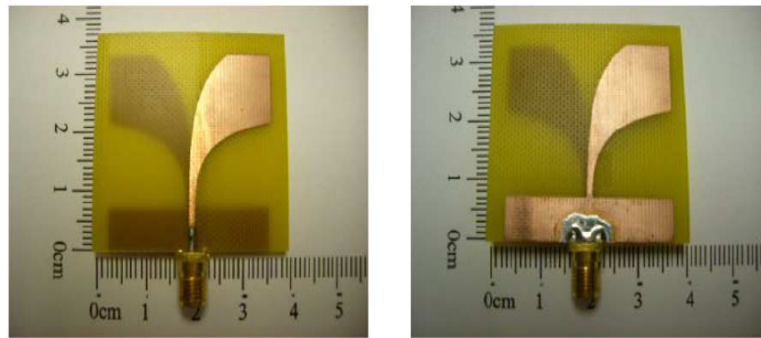


Figure II.22 : Vues de dessus et de dessous d'une antenne Vivaldi antipodale.

Les antennes TSA ont un rayonnement unidirectionnel dans le plan du substrat et un faible niveau de polarisation croisée. Les gains de ce type d'antenne peuvent atteindre les 7 à 10 dB selon le type de profil et leur directivité augmente avec la fréquence. Elles ont une très bonne adaptation sur de très larges bandes de fréquences allant de 125% à 170% pour les versions avec des excroissances métalliques (maximisation de la bande passante).

Les antennes TSA sont des structures très performantes, leur intérêt réside dans l'utilisation de la technologie imprimée facilitant la conception et la réalisation, et l'absence de dimensions résonnantes. Elles ont un comportement temporel très peu dispersif, ce qui les font de candidates idéales pour les applications de radar de surface, de l'imagerie microonde, de CEM ou en météorologie. Elles peuvent également être utilisées comme source primaire pour les réflecteurs large bande.

IV.4 Les antennes cornets

L'antenne cornet est un concentrateur d'énergie électromagnétique dans une direction particulière [II-54, II-55]. Ces antennes sont couramment utilisées pour des mesures de diagramme de rayonnement ou encore dans le cadre d'applications GPR. Ces antennes sont constituées de guides d'onde rectangulaires ou circulaires intrinsèquement large bande et d'une transition pour l'adaptation d'impédance. La bande passante est relativement large (50-180%).

Plusieurs études ont été réalisées pour différents types d'antennes cornets [II-5]. L'optimisation de ce type d'antennes a toujours porté principalement sur la qualité du rayonnement plutôt que sur la largeur de bande passante.

Les antennes cornets se divisent en deux grandes familles : les cornets à parois lisses qui comportent : cornet sectoral dans le plan E, cornet sectoral dans le plan H, cornet pyramidal, cornet conique et les cornets rainurés qui comportent : cornet à lèvres (ridged

horn) (figure II.23), cornet corugué (corrugated horn) [II-56]. Le champ rayonné, dans le cas des cornets à parois lisses est la combinaison en amplitude et en phase du champ rayonné par l'ouverture et des champs diffractés par les extrémités de l'antenne si les dimensions de l'ouverture ne sont pas suffisantes. Par contre, les cornets rainurés permettent de travailler avec des champs nuls à la périphérie des ouvertures rayonnantes grâce à leurs surfaces coruguées, ce qui permet d'éliminer les effets des diffractions parasites et de diminuer l'ouverture du lobe principal de rayonnement.

En plus, Les antennes cornets présentent une grande pureté de polarisation, de même que le centre de phase varie peu avec la fréquence.



Figure II.23 : Cornet ULB à lèvres

Ces antennes sont des structures à 3 dimensions, à fort encombrement puisque généralement leurs dimensions sont supérieures à une longueur d'onde à la fréquence la plus basse, ce qui conduit à un poids important qui empêche leur intégration dans un système de communication. Leurs coûts de fabrication est par conséquent très important comparés à une antenne imprimée. Ainsi elles ne sont pas adaptées aux applications en communications impulsionnelle du fait de leur grande directivité et leur difficulté d'intégration.

IV.5 Les antennes auto-complémentaires

L'antenne auto-complémentaire (SCA), proposée la première fois par Mushiake [II-57, II-58], est obtenue quand une antenne et son complément sont identiques. Théoriquement, une antenne auto-complémentaire a une impédance d'entrée constante de $188,5\Omega$ indépendante de la fréquence de source et de la géométrie d'antenne.

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

Certaines recherches ont été consacrées à la conception et à l'analyse de l'antenne SCA. Dans [II-59] une antenne SCA constituée par un monopole et une fente a été proposée et étudiée. Dans [II-60], c'était le cas d'une antenne imprimée en spirale auto-complémentaire imprimée. Malgré toutes les perspectives impressionnantes promises par ces antennes SCA, un réseau d'adaptation est exigé pour transformer l'impédance d'entrée de $188,5\Omega$ à 50Ω . Ceci a limité la largeur de bande de ce type d'antenne. Par exemple, dans [II-61] une antenne imprimée quasi auto-complémentaire large bande a été étudiée, l'excitation est effectuée par une mini ligne coaxiale de 50Ω , afin d'éviter le circuit d'adaptation encombrant. Cependant, la largeur de bande de cette antenne est seulement proportionnée pour le fonctionnement dans la bande WLAN 5,2-5,8GHz WLAN mais pas pour des applications ULB.

Deux exemples d'antennes auto-complémentaires pour des applications ULB sont détaillés dans [II-62] et [II-63]. Les figures II.24 et II.25 présentent des exemples de réalisation de ce type d'antennes.

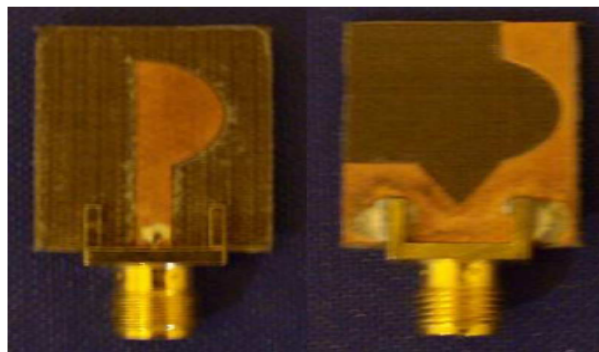


Figure II.24 : Exemple de réalisation dans [II-62]



Figure II.25 : Exemple de réalisation dans [II-63]

IV.6 Antennes fractales ULB [II-16]

Plusieurs études, ont été faites sur les antennes fractales parce qu'elles possèdent non seulement une taille réduite, un poids léger et une forme mince pour les dispositifs portatifs

qui ont une limitation rigoureuse de l'espace, mais également une large bande et de bons diagrammes de rayonnement. La figure II.26 montre deux antennes fractales pour des applications ULB [II-64, II-65]. Le premier a employé un patch circulaire avec une fente triangulaire, qui s'appelle antenne fractal couronne circulaire microruban. Le dernier a choisi un patch pentagonal pour la conception initiale et par la suite, il a répété l'itération de Pentagasket Khock (PGK). Ces antennes ont les propriétés exigées pour les systèmes de communication ULB.

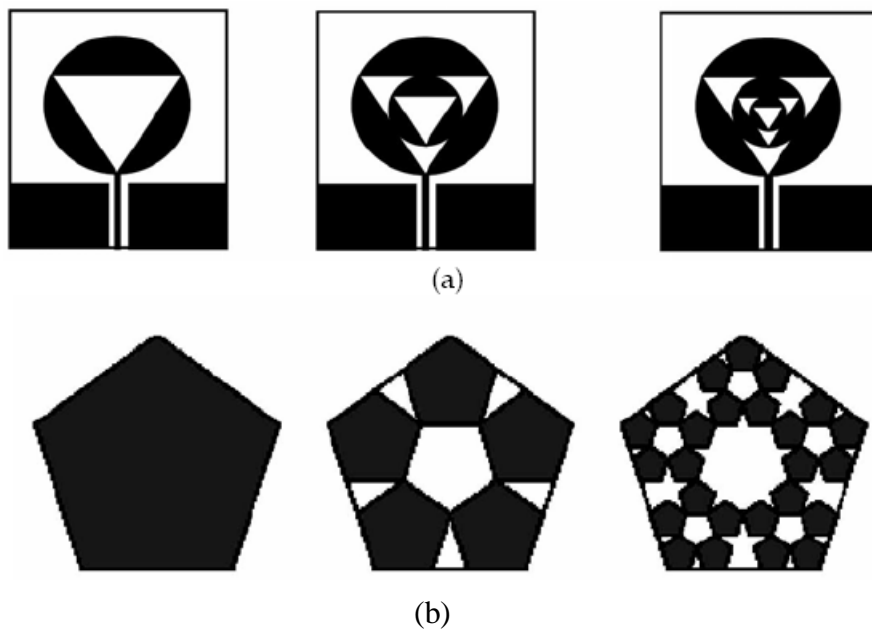


Figure II.26 : Antennes fractals ULB

IV.7 Antennes ULB à bande de fréquences rejetées [II-16]

Les systèmes ULB doivent partager leurs bandes de fréquence avec les systèmes existants tels que WLAN, WiMAX et ainsi de suite en raison de leurs caractéristiques larges bandes. Ainsi il est nécessaire d'éviter l'interférence avec les systèmes de communication voisins. Dans ce cas, il est possible de concevoir des antennes ULB avec une caractéristique à bande rejetée pour faciliter le rejet du signal à bande étroite. Dans ce qui suit, on va présenter beaucoup de méthodes pour couper et contrôler certaines bandes de fréquence telles qu'insérer des fentes, enlever la structure résonnante à bande étroite, employer la structure fractale, employer l'algorithme d'optimisation et employer les structures métamatériau.

IV.7.1 Insertion de fentes

La méthode d'insertion des fentes, est la méthode la plus connue pour obtenir une bande de fréquence rejetée dans l'antenne ULB. Diverses antennes ULB à fréquences rejetées,

étudiées par plusieurs chercheurs, peuvent être classifiées selon la localisation de la fente telle que l'élément rayonnant, le plan de masse, la ligne d'alimentation et la proximité de l'élément rayonnant comme représentées sur les figures II.27 à II.30. Les antennes ULB sur la figure II.34 ont une fente sur divers éléments rayonnant [II-66-II-69]. Dans ce cas-ci, la fréquence rejetée est déterminée par la longueur totale de la fente qui est environ $\lambda/2$. La figure II.28 montre une antenne ULB ayant des fentes en L et en U sur le plan de masse [II-70-II-72]. Dans ce cas-ci, les longueurs des fentes ont des longueurs $\lambda/2$ ou $\lambda/4$. Les fentes peuvent également être insérées sur la ligne d'alimentation. Pour l'antenne ULB sur la figure II.29 la fonction de bande rejetée est obtenue en insérant la fente sur la ligne d'alimentation CPW [II-73]. De même, il est possible d'insérer des fentes à proximité de l'élément rayonnant comme représenté sur la figure II.30 [II-74-II-76].

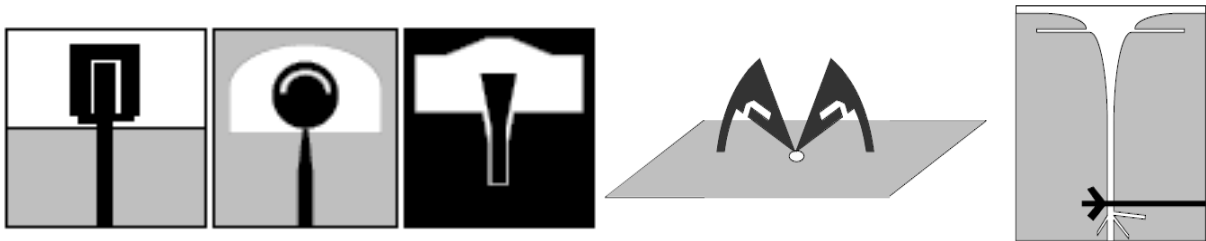


Figure II.27 : Antennes ULB à fréquence rejetée par utilisation de fentes sur l'élément rayonnant

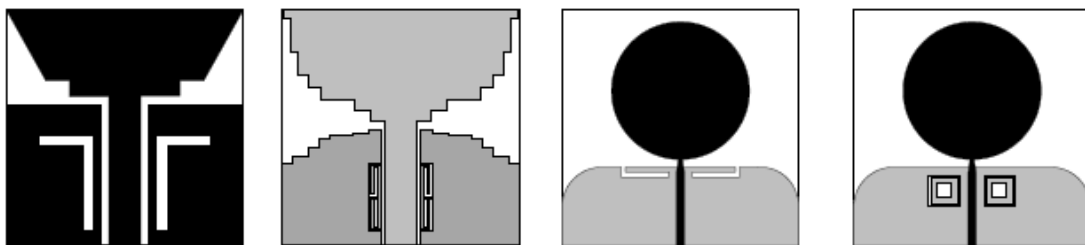


Figure II.28 : Antennes UWB à fréquence rejetée par utilisation de fentes sur le plan de masse

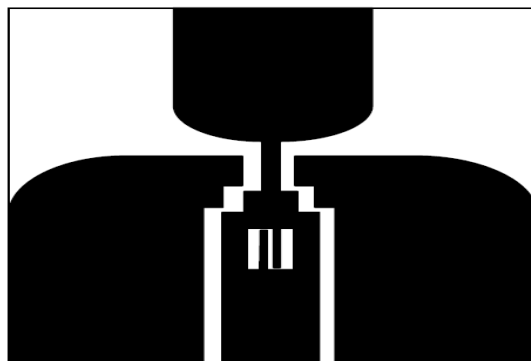


Figure II.29 : Antennes UWB à fréquence rejetée par utilisation de fentes sur la ligne d'alimentation



Figure II.30 : Antennes UWB à fréquence rejetée par utilisation de fentes à proximité de l'élément rayonnant

IV.7.2 Enlèvement de la structure résonnante à bande étroite

Hans Gregory Schantz et al. [II-77] ont présenté cette technique, comme représentée sur la figure II.31, en insérant la structure résonnante à bande étroite sur l'élément de l'antenne ULB pour rejeter les bandes de fréquence spécifiques. En faisant ainsi, ils ont pu réaliser l'antenne ULB à fréquence rejetée. Shih-Yuan Chen [II-78] a inséré deux fentes verticales dans l'antenne log-périodique à fente pour enlever la structure résonnante à bande étroite comme représenté sur la figure II.32.

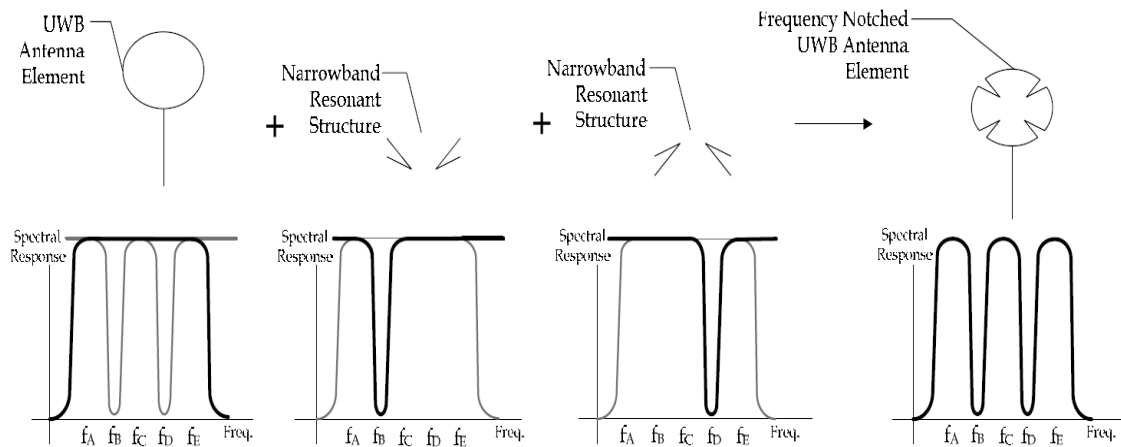


Figure II.31 : Combinaison d'un élément d'antenne ULB avec les structures résonnantes à bande étroite pour rejeter des bandes de fréquence



Figure II.32 : Antenne log-périodique à fente à fréquence rejetée

IV.7.3 Emploi de la structure fractale

W. J. Lui [II-79] utilise la structure fractale pour réaliser la réduction de la taille et la caractéristique de fréquence rejetée dans l'antenne ULB. La figure II.33 montre deux types d'antennes fractales ULB à fente à fréquence rejetée [II-79].

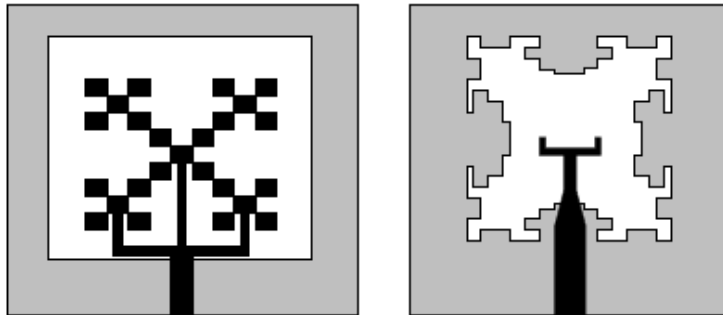


Figure II.33 : Antenne fractale ULB à fente à fréquence rejetée

IV.7.4 Emploi de l'algorithme d'optimisation

Les méthodes courantes employées pour la conception d'antenne ULB à bande rejetée ont le besoin de prévoir la structure de l'antenne ULB conçue. Ainsi la conception dépend considérablement de l'expérience du concepteur. Mais on peut concevoir l'antenne ULB à fréquence rejetée en employant l'algorithme d'optimisation. M. Ding et al. [II-80] réalisent ces antennes en employant l'algorithme génétique (GA) comme représenté sur la figure II.34 [II-80]. Comme on peut le constater, la structure de l'antenne n'a pas de forme spécifique ; mais elle satisfait la bonne performance exigée pour les systèmes de communication ULB.

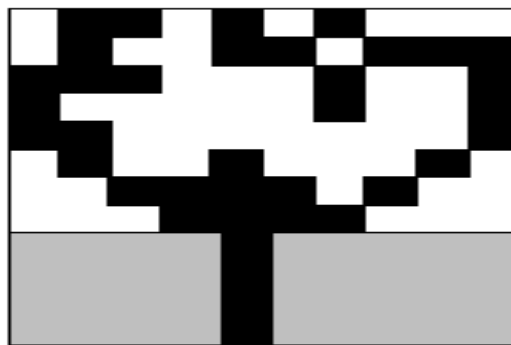


Figure II.34 : Antenne fractale ULB à fréquence rejetée utilisant l'algorithme génétique

IV.7.5 Emploi de structures métamatériaux

L'utilisation des structures métamatériaux, SRR (split ring resonator) ou CSRR (complementary split-ring resonator), permet également de stopper certaines bandes de fréquence due à leurs propriétés non ordinaires. Quand les ondes électromagnétiques se propagent sur les SRR le long de la direction x , la polarisation de champ électrique est

gardée le long de l'axe y gardé et la polarisation du champ magnétique est gardée le long de l'axe z . En raison de cette propriété, ces structures réfléchissent parfaitement les ondes EM. Cheolbok Kim et al. et J. Kim et al. [II-81, II-82] ont inséré la structure SRR sur l'élément rayonnant et la ligne d'alimentation CPW pour obtenir la fonction stop bande dans l'antenne ULB. Cette méthode est présentée sur la figure II.35 [II-81, II-82].

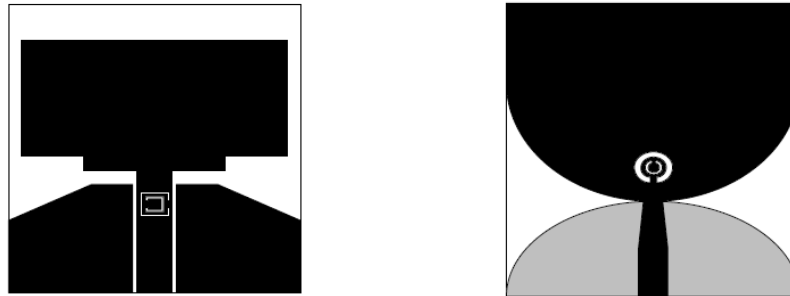


Figure II.35. : Antennes ULB à fréquences rejetées utilisant la structure SRR

IV.8. Antenne ULB active

Basées sur les techniques précédentes pour rejeter une bande de fréquence, des antennes ULB actives avec un comportement stop bande commutable ou réglable sont conçus en employant des diodes PIN ou des diodes varicap comme représenté sur la figure II.36 [II-83, II-84]. La figure II.36a représente une antenne à bande rejeté commutable en plaçant la diode à l'état on ou off. Dans la figure II.36b la fréquence rejetée est commandé par le changement de la valeur de la capacité de la diode varicap.

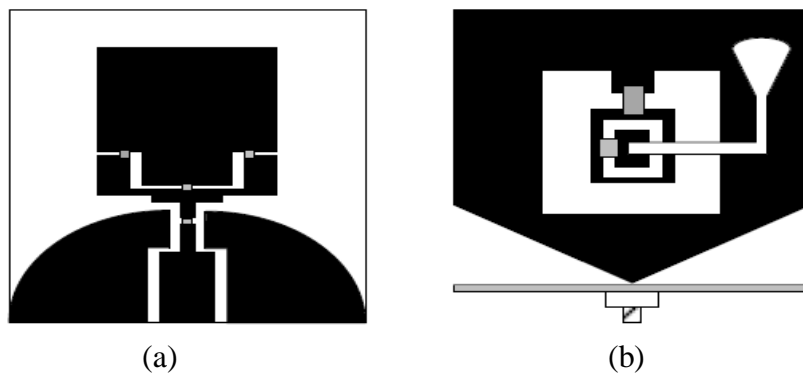


Figure II.36. : Antennes ULB actives

IV.9 Antenne ULB à plusieurs bandes de fréquences rejetées

Actuellement, il existe plusieurs services sans fil, WLAN (2.4-5.8 GHz), WiMAX (3.3-3.7 GHz), la bande C (3.7-4.2 GHz), HIPERLAN (5.1-5.3 GHz). Par conséquent, les antennes ULB doivent également stopper une large bande ou des bandes multiples pour éviter d'interférer avec eux. Les figures II.37 [II-85] et II.38 [II-86- II-90] montrent des structures d'antennes ULB à multibande rejetées. Wang-Sang Lee et al. [II-91] ont présenté des

antennes ULB à double bandes rejetées en insérant plusieurs fentes sur l'élément rayonnant de plusieurs façons comme représenté sur la figure II.37. La figure II.38 (a) a une caractéristique stop bande large bande avec une fonction double bandes rejetées en insérant des fentes sur le patch et la ligne d'alimentation. Dans la figure II.38 (b), la caractéristique à double bandes rejetée est obtenue avec l'insertion d'une fente sur l'élément rayonnant et une fente en forme U près de l'élément rayonnant. D'autres antennes ULB sur les figures II.38 (c), (d) et (e) ont eu la fonction multibande rejetées en employant plusieurs techniques telles l'emploi de structures métamatériau, résonateur à saut d'impédance échelonnée (SIR), filtre stop bande de type L et branches L sur l'élément rayonnant.

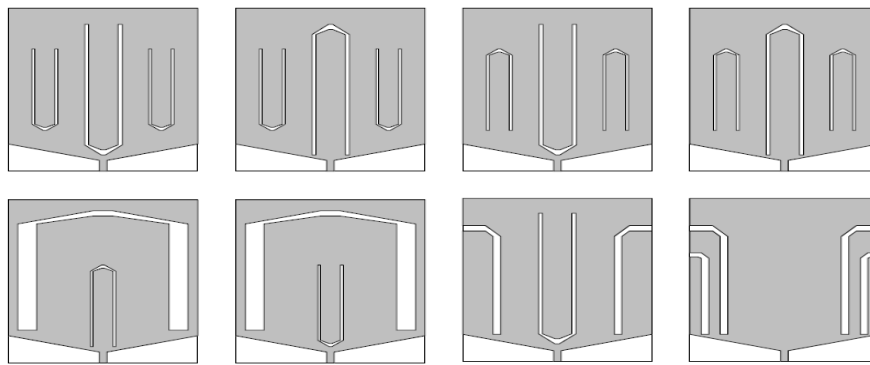


Figure II.37 : Antennes ULB à double bandes rejetées avec des fentes

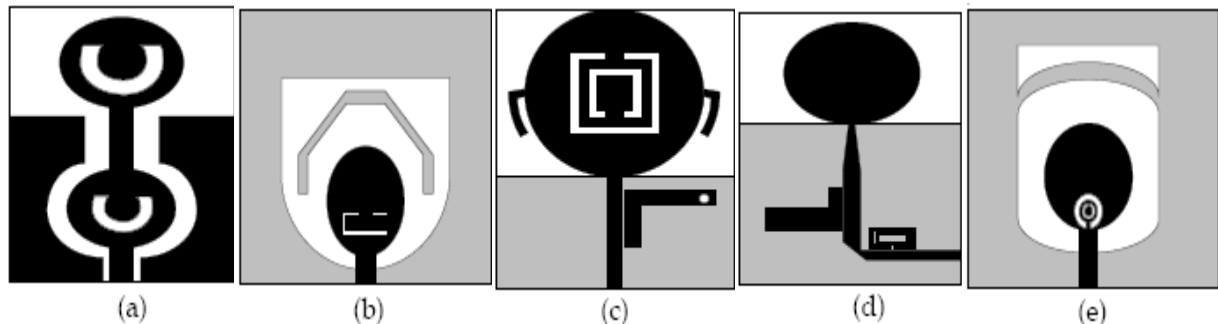


Figure II.38 : Antennes ULB à multibande de fréquences rejetées

V. TECHNIQUE DE MINIATURISATION DES ANTENNES ULB PLANAIRES

V.1 Techniques de miniaturisation pour antennes à bande étroite

Un compromis à trouver et à faire de la part du concepteur est nécessaire pour la miniaturisation et l'intégration de l'élément rayonnant dans un système. Ce compromis est exigé par les dimensions minimales de l'antenne que l'on désire réaliser et les performances recherchées en termes d'adaptation, de gain, de rayonnement, ainsi que de forme et compatibles au cahier de charges prédéfini. Ces paramètres et le cahier de charges varient

selon les applications visées par cette antenne. Il est clair que plus l'antenne est petite, plus les performances de cette dernière sont dégradées. Une antenne est dite électriquement petite si elle est contenue dans le volume d'une sphère d'un rayon $r = \lambda / (2\pi)$. Ainsi, l'efficacité de l'antenne devient un critère essentiel pour ses performances.

Plusieurs techniques sont employées pour réduire la taille des antennes :

- ❖ le substrat : le substrat et ses caractéristiques jouent un rôle important dans la miniaturisation. Plus la constante diélectrique du substrat sur lequel est imprimé l'antenne est élevée, mieux c'est pour la miniaturisation du patch et de son accès. Mais, une constante diélectrique élevée entraîne indirectement d'importantes pertes dans les matériaux et détériore ainsi la bande passante [II-92]. Le facteur de miniaturisation théorique est $\sqrt{(\epsilon_r + 1) / 2}$. Le facteur de qualité de l'antenne va augmenter puisque les pertes sont cruciales et entraîner une diminution de la bande passante.
- ❖ Les nouveaux matériaux : ces nouveaux matériaux sont connus sous différents noms tels que magnétiques (composites) et électriques (ferroélectriques, piézoélectriques) à constantes élevées. Il existe aussi les métamatériaux. Ce sont des matériaux aux propriétés physiques conçus et qui ne sont pas disponibles naturellement avec une permittivité et / ou une perméabilité relative négative. La technique d'utilisation consiste à placer sous l'élément rayonnant un support de cette matière [II-93, II-94]. Une autre technique consiste à fabriquer un matériau de surface à haute impédance qui se comporte comme un conducteur magnétique artificiel. Les ondes émises par l'antenne seront réfléchies sans être déphasées, tout en permettant de poser l'antenne très près du conducteur artificiel et de concevoir ainsi une antenne directive à faible épaisseur [II-95].
- ❖ Changement du plan de masse : le plan de masse de l'antenne représente généralement l'encombrement principal, de ce fait différentes études ont été menées pour minimiser les dimensions du plan de masse. Les techniques de miniaturisation sont volumiques ou géométriques. Géométriquement, l'insertion de méandres sur un plan de masse rallonge physiquement le trajet des courants, ce qui, permet pour la même structure de diminuer la fréquence basse de la bande passante. Mais, des effets capacitifs souvent indésirables seront créés, du fait que la géométrie d'un méandre met face à face deux portions métalliques [II-96].
- ❖ Utilisation de composants micro/électroniques : ces éléments sont soit selfiques ou capacitifs. Une capacité positionnée en bout d'un élément rayonnant permet

d'augmenter artificiellement la longueur électrique de l'antenne et donc de diminuer la fréquence de résonance. Cette capacité peut être réalisée par exemple avec une descente verticale de l'élément vers le plan de masse [II-97]. Cet élément peut être un élément discret tel une faible résistance rajoutée afin de remplacer un court-circuit [II-98].

- ❖ Insertion de courts-circuits entre éléments rayonnants et plan de masse: c'est le principe de l'antenne PIFA [II-99] : la distribution du champ électrique du premier mode résonant de la cavité formée par un pavé et le plan de masse présente un nul au milieu de la longueur résonante. En plaçant un mur électrique parfait à cet endroit, la distribution du champ électrique n'est pas altérée. Ainsi, il en résulte une antenne ayant une longueur physique $\lambda_g / 4$ dite antenne quart d'onde.
- ❖ Combinaison de toutes ces techniques afin d'obtenir un encombrement minimal de l'élément rayonnant.

Puisque l'antenne doit coexister dans un même système avec différents composants, alors il est intéressant de tirer profit de l'environnement de l'antenne déjà existant pour la miniaturisation, en y intégrant généralement le plan de masse.

V.2 Techniques pour antennes Ultra large bande

Les techniques présentées ci dessus ne sont pas applicable pour la miniaturisation des antennes ULB, du fait de la large bande de fréquence qu'il faut couvrir. Par exemple, un méandre bien calculé et proprement placé pourrait améliorer, mais son effet de miniaturisation sera sur quelques MHz aux voisinages d'une fréquence centrale, alors que ce concept ne peut être conservé pour toutes les fréquences dans le cas d'une large bande. Ainsi en ULB, la technique consiste à abaisser la fréquence basse en essayant de maintenir une bonne adaptation sur toute la bande de fréquence. Enfin, il est démontré que la limite de McLean reste valable dans le domaine de l'ULB alors que celle de Chu-Harrington est non valable [II-1]. Pour cela les techniques de miniaturisation suivies et adaptées à l'ULB sont les suivantes [II-38]:

- ❖ Le substrat (métamatériaux) : cette technique est également applicable à l'ULB, de même ici les pertes sont importantes ce qui réduit le rendement de l'antenne [II-100]. De nouveau substrat sont utilisés tel la céramique plus connu sous l'acronyme LTCC (Low Temperature Co-fired Ceramic)

- ❖ Le périmètre : c'est la dernière région sur l'antenne parcourue par les courants avant de se propager dans l'air. Les ondes électromagnétiques sont générées par la différence de potentiel entre les bordures constituant le périmètre de l'élément et celles formant les plans de masse. Ces distributions sur le périmètre sont à la base du comportement de l'onde qui va se propager. La technique consiste à réduire la surface (encombrement) tout en gardant un même périmètre constant. Néanmoins, les performances de l'antenne en termes de rayonnement dépendent de la forme de l'élément et ne sont pas constants même si le périmètre est constant. Ainsi, dans ce cas la miniaturisation se fait au détriment de la stabilité de rayonnement de l'antenne.

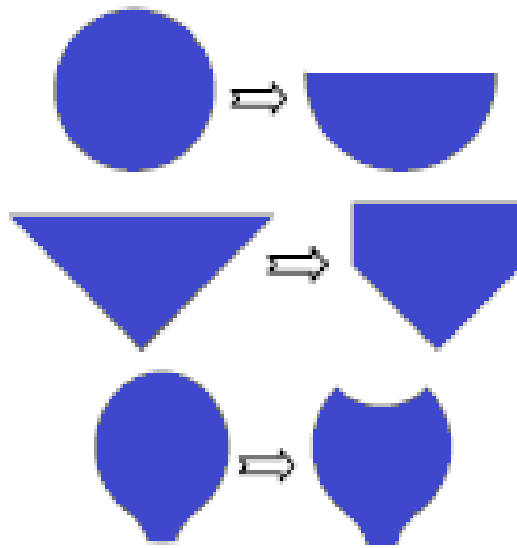


Figure II.39 : Exemple de structure rayonnante de géométries différentes ayant un périmètre constant.

- ❖ Utilisation de charge discrète : cette technique consistant à insérer des composants électroniques sur la structure de l'antenne (capacité, résistances, ...). Du fait que les pertes augmentent et qui deviennent un problème, cette méthode n'est pas très intéressante.

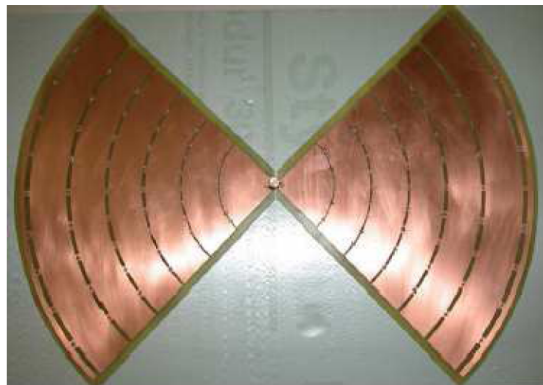


Figure II.40 : Antenne papillon avec des charges résistives placés sur l'élément rayonnant

- ❖ Équivalence 3D–2D : cette technique consiste à supprimer une dimension. Le principe de cette technique est le passage d'un dipôle $\lambda/2$ à un monopole $\lambda/4$ sur un plan de masse. Ce plan de masse sera intégré dans le type d'alimentation utilisée (coplanaire, ground coplanaire,...).

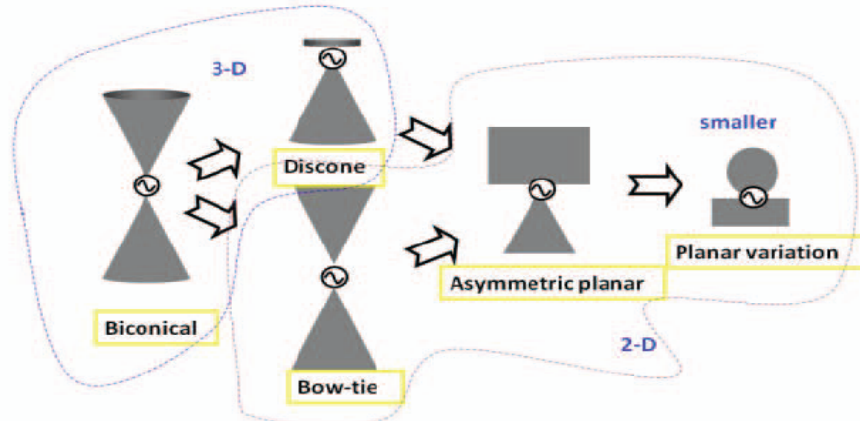


Figure II.41 : Évolution d'une antenne biconique aux antennes planaires [II-101].

- ❖ Transition antenne / ligne : cette technique consiste à modifier la transition de passage de la ligne d'alimentation à l'élément rayonnant (figures II.42 et II.43). Il s'agit aussi de réduire l'encombrement de l'antenne suivant une dimension longitudinale [II-102], et plus précisément dans l'axe de l'étalement du patch [II-103]. Des encoches peuvent être découpées au niveau des plans de masse latéraux (alimentation en coplanaire), ou dans le plan de masse inférieur (alimentation de type ground coplanaire). Il est possible de combiner les deux cas.

Plusieurs études paramétriques sur cette transition, qui est essentiellement définie par des découpes de formes différentes sont réalisées afin de trouver la meilleure adaptation possible, puisque ces découpes jouent souvent un rôle essentiel pour l'adaptation de l'élément [II-104].

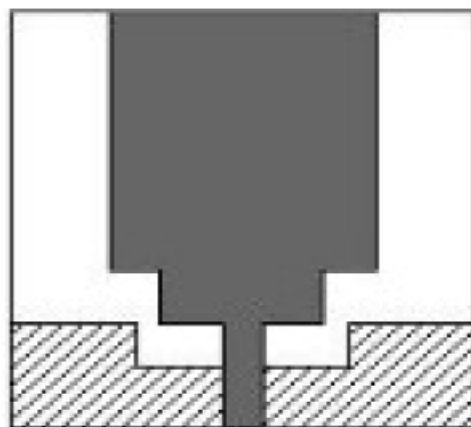


Figure II.42 : Exemple de transition avec encoche appliquée sur un monopole imprimé rectangulaire

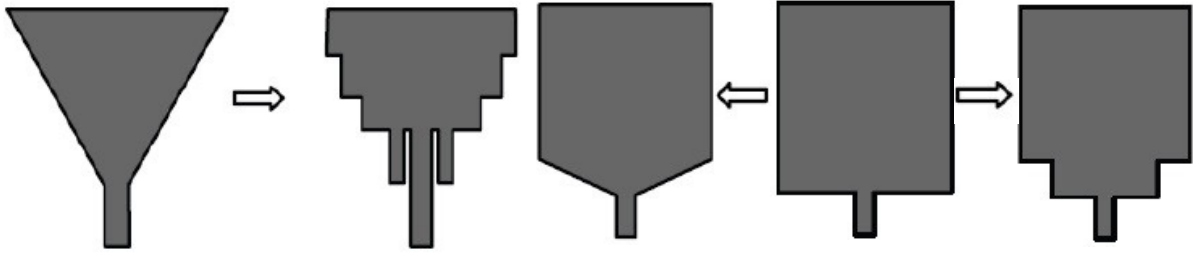


Figure II.43 : Exemple de transition entre ligne de transmission et élément rayonnant

- ❖ L'effet de repliement : il y a deux façons de réaliser ce repliement, la première consiste à replier le plan de masse et la deuxième à replier l'élément rayonnant (figures II.44 et II.45). Mais des effets capacitifs sont créés dans les deux cas, du fait que deux plans métalliques se retrouvent face à face et séparés par un diélectrique ; ainsi les performances et la bonne adaptation sont dégradés [II-105, II-106]. Une autre possibilité est le repliement en surface, dans ce cas là, le plan de masse sera replié [II-107].

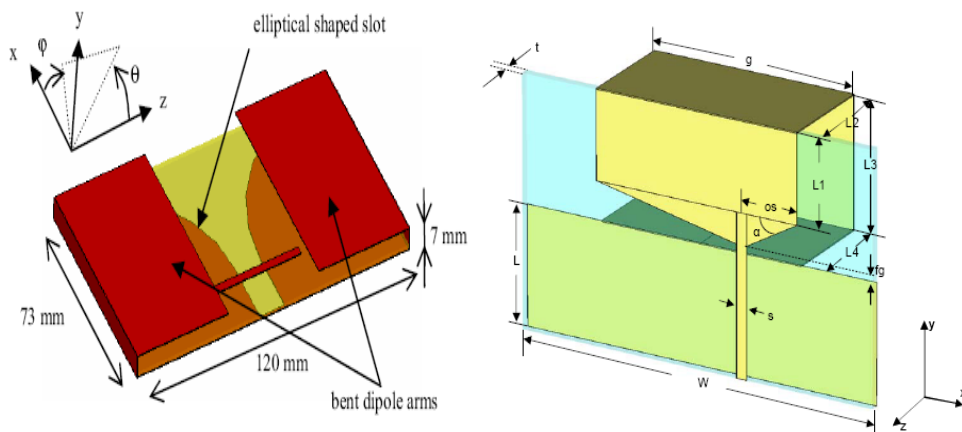


Figure II.44 : Repliement volumique du plan de masse et de l'élément rayonnant [II-0106, II-107].



Figure II.45 : Repliement en surfacique des plans de masse latéraux vers l'arrière pour un monopole imprimé 2D [II-107]

- ❖ Optimisation du trajet des courants: cette méthode est basée sur le principe de rallongement des trajets des courants qui correspondent aux fréquences basses d'adaptation de la bande passante. L'adaptation en basse fréquence est meilleure pour la structure qui est de plus en plus grande. Cependant, afin de miniaturiser la structure, elle est modifiée de telle sorte que les parcours des courants seront rallongés, tout en conservant un encombrement constant de la structure.

Une étude de miniaturisation d'antenne ULB est réalisée par Zhi Ning Chen [II-101, II-108]. Dans cette étude, l'antenne est de dimension 25mm × 25mm et est constitué d'un élément rayonnant carré imprimé sur un substrat de type R04003 ($\epsilon_r = 3.38$) et d'épaisseur 1.52mm. L'élément rayonnant est alimenté par une ligne microruban de manière symétrique (figure II.46(a)). Les résultats de simulation et de mesure sont illustrés dans la figure II.46(b).

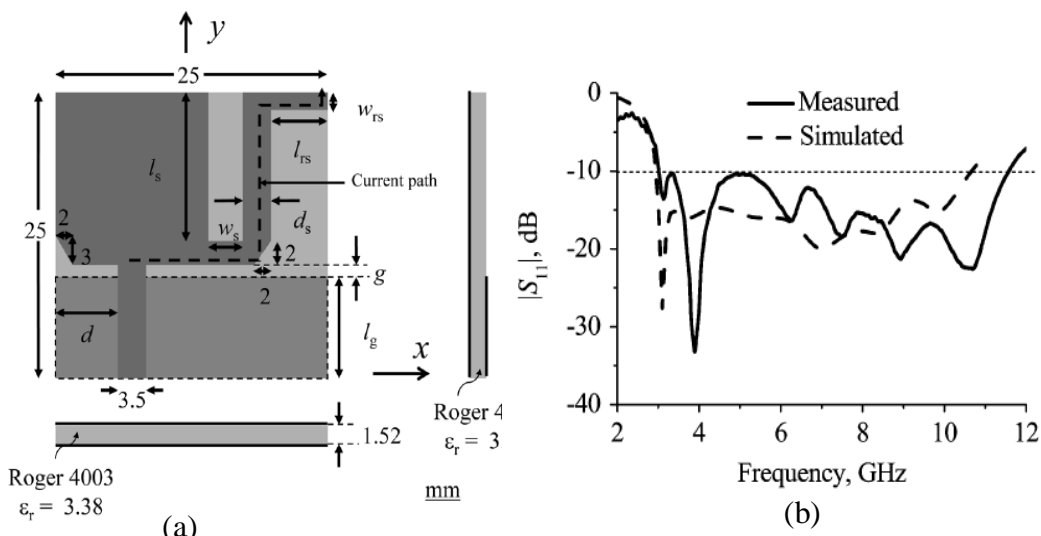


Figure II.46 : (a) Géométrie de l'antenne, (b) Comparaison entre les résultats de simulation et de mesure.

La figure II.47 illustre les différentes étapes de miniaturisation de l'antenne par utilisation d'entailles dans le patch. La fréquence de résonance basse est 3.7GHz. Par le décalage du point d'alimentation à gauche, le chemin effectif du courant augmente de sorte que la fréquence de résonance basse décale à 3.4GHz où la taille de l'antenne puisse être réduite par 8% si elle fonctionne toujours à la fréquence de 3.7GHz. La fréquence de résonance basse est encore réduite à 3.1GHz lorsque la partie droite de l'élément rayonnant est entaillé pour augmenter le chemin effectif du courant. L'introduction d'une autre entaille sur l'élément rayonnant, diminue la fréquence de résonance basse à 2.6GHz. Comparée à la conception originale, la fréquence de résonance basse a été réduite par 30%.

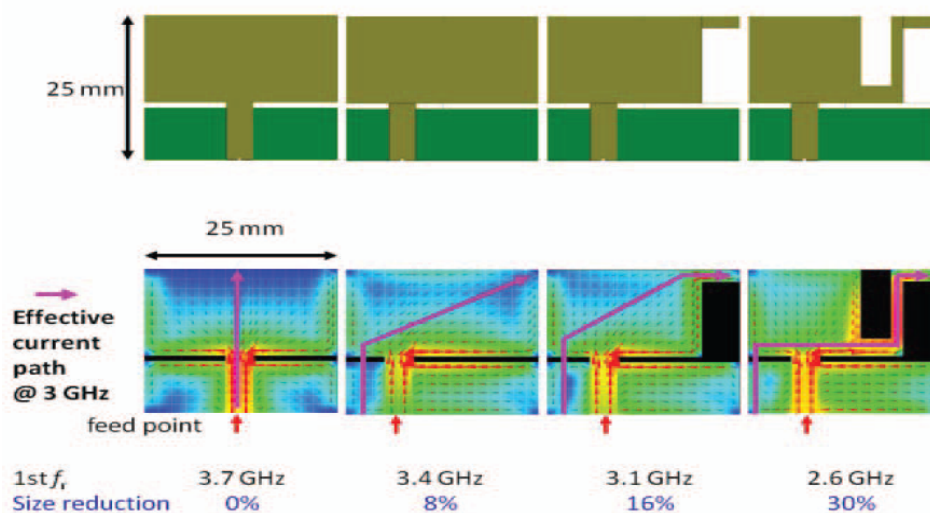


Figure II.47 : Les différentes étapes de miniaturisation de l'antenne [II-101]

VI. CONCLUSION

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

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

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

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

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

d'alimentation pour adapter graduellement l'impédance de l'espace libre. Les extrémités de ces antennes sont également optimisées pour rayonner efficacement ces ondes guidées.

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

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

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

Finalement les différentes techniques permettant la miniaturisation des antennes ULB sont présentées.

REFERENCES

- [II-1] **H. G. Schantz**; “*Introduction to ultra-wideband antennas*,” Ultra Wideband Systems and Technologies, 2003 IEEE Conference on Ultra Wideband Systems and Technologies, 16-19 Nov. 2003, pp. 1-9.
- [II-2] **M. A. Peyrot-Solis; G.M. Galvan-Tejada; and H. Jardon-Aguilar**, “*State of the Art in Ultra-Wideband Antennas*,” 2nd International Conference on Electrical and Electronics Engineering (ICEEE) and XI Conference on Electrical Engineering (CIE 2005)
- [II-3] **H. G. Schantz**, “*A Brief History of UWB Antennas*,” Aerospace and Electronic Systems Magazine, IEEE, Volume 19, Issue 4, April 2004, pp.22-26.
- [II-4] **K. Siwiak; P. Withington and S. Phelan**, “*Ultra-Wideband Radio: The Emergence of an Important New Technology*,” Vehicular Technology Conference, 2001. VTC 2001 Spring. IEEE VTS 53rd, Volume 2, pp.1169-1172.
- [II-5] **C. A. Balanis**, “*Antenna Theory: Analysis and Design*,” third edition, John Wiley Sons, Hoboken, New Jersey, Etats-Unis, 2005.
- [II-6] *Antenna Standards Committee of the IEEE Antennas and Propagation Society*. IEEE Standard Definitions of Terms for Antennas. IEEE std. 145-1993. New York: The Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc.1993. John Wiley & Sons, INC, 2005.
- [II-7] **D. Kearney** “*Small Antenna Options for Ultra-Wideband (UWB) Applications*,” Master’s Thesis Dublin, Dublin Institute of Technology, 2009.
- [II-8] **C. Holland**, “*Europe Approves UWB Regulations*,” EE Times Europe, May 3rd 2007
- [II-9] **Gabriela Quintero Díaz DE León**, “*Analysis and Design of Ultra-Wideband Antennas in the Spectral and Temporal Domains*,” Thèse de Doctorat, Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne, Juin 2010
- [II-10] **K. Y. Yazdandoost and R. Kohno**, “*Ultra wideband antenna*,” IEEE Communication Magazine, vol. 42, No. 6, 2004, pp. S29-S32.
- [II-11] **W. Choi; K. Chung; J. Jung and J. Choi**, “*Compact ultra-wideband printed antenna with band-rejection characteristic*,” Electronics Letters, vol.41, No. 18, pp. 990-991, Sep. 2005.
- [II-12] **Kin-Lu Wong, Yun-Wen Chi, Chih-Ming Su and Fa-Shian Chang**, “*Band-notched ultra-wideband circular-disc monopole antenna with an arc-shaped slot*,” Microwave and Optical Technology Letters, vol. 45, No. 3, May 5 2005, pp. 188-191.

- [II-13] **V.H Ramsey**, “*Frequency independent antennas*,” IRE International Convention Record Vol. 5, pp. 114-118, March 1957.
- [II-14] **R. H. DuHamel** and **D. E. Isbell**, “*Broadband logarithmically periodic antenna structures*,” Proceedings of IRE National Convention Record, Vol. 5, pp. 119-128, Institute of Radio Engineers, New York, 1957.
- [II-15] **D. E. Isbell**, “*Log periodic dipole arrays*,” IRE Transaction Antenna and Propagations, Vol. 8, No. 3, pp. 260-267, 1960
- [II-16] <http://www.intechopen.com/books/microwave-and-millimeter-wave-technologies-modern-uwband-antennas-and-equipment/ultra-wideband-antenna>
- [II-17] **Ali CHAMI**, “*Miniaturisation et intégration d’antennes imprimées pour systèmes communicants ULB pulsés*,” Thèse de Doctorat Université de Nice-Sophia Antipolis. Novembre 2011
- [II-18] **R. L. Carrel**, “*Analysis and design of the log-periodic dipole antenna*,” Ph.D. Dissertation, Elec. Eng. Dept., University of Illinois, University microfilms, Inc, Ann Arbor, MI 1961.
- [II-19] **G. DeVito** and **G. B. Stracca**, “*Comments on the design of log-periodic dipole antennas*,” IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 21, No. 3, pp. 303-308, 1973.
- [II-20] **G. DeVito** and **G. B. Stracca**, “*Further comments on the design of log-periodic dipole antennas*,” IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 22, No. 5, pp. 714-718, 1974
- [II-21] **P. C. Butson** and **G. T. Thomson**, “*A note on the calculation of the gain of log-periodic dipole antennas*,” IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 14, No. 1, pp.105-106, 1976.
- [II-22] **R. H. Duhamel**, “*Dual Polarized Sinuous Antennas*,” U.S. Patent 4,658,262, April 14, 1987.
- [II-23] **M. Ghavami**; **L.B. Michael** and **R. Kohno**, “*Ultra Wideband Signals and Systems in Communication Engineering*,” John Wiley & Sons, England, 2004
- [II-24] **R. C. Johnson**, “*Antenna Engineering Handbook*,” Third Ed., McGraw Hill, 1993.
- [II-25] **J.D. Dyson**, “*The equiangular spiral antenna*,” IRE Transactions on Antennas and Propagation, vol. AP-7, pp. 181-187, April 1959.
- [II-26] **Song Lizhong**, “*Performance simulation of a conformal equiangular spiral antenna on the circular truncated cone*,” 2010 6th International Conference on Wireless

Communications Networking and Mobile Computing (WiCOM), Chengdu City, China 23-25 September 2010, pp. 874-878.

- [II-27] **J. Thaysen; K. B. Jakobsen and J. Zppel-Hansen**, “A Logarithmic Spiral Antenna for 0.4 to 3.8 GHz,” Applied Microwave and Wireless, pp. 32-45, Feb. 2001
- [II-28] **J. D. Dyson**, “The characteristics and design of the conical log-spiral antenna,” IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol.13, issue 4, pp. 488-499, July 1965.
- [II-29] **Nicolas Fortino**, “Conception et caractérisation d’antennes imprimées pour systèmes Ultra Large Bande impulsions,” Thèse de Docteur en Sciences, Université de Nice-Sophia Antipolis février 2006.
- [II-30] **J. D. Dyson**, “The unidirectional equiangular spiral antenna,” IRE Transaction on Antennas and Propagation, vol. AP-7, pp. 329–334, 1959.
- [II-31] **A. Belarbi**, “Les Antennes Indépendantes de la Fréquence,” Rapport d’oral probatoire au Conservatoire National de Arts et Métiers, sept. 2003.
- [II-32] **J. Kaiser**, “The Archimedean two-wire spiral antennas,” IEEE transactions on antennas and propagation, Vol.8, issue 3, pp. 312-323, May 1960.
- [II-33] **Ludovic Schreider**, “Antennes à très large bande passante et de très faible épaisseur -Application à l’intégration d’antennes dans des structures de porteurs dans la bande 100MHz-1GHz,” Thèse de Doctorat avril 2006
- [II-34] **W. L. Stutzman and G.A. Thiele**, “Antenna theory and design 2nd edition,” John Wiley & Sons, New York, 1998.
- [II-35] **D. Valderas; J. I. Sancho; D. Puente; C. Ling and X. Chen**, “Ultra Wideband Antennas Design and Applications,” Imperial College Press.
- [II-36] **G. Liu, C. A. Grimes**, “Spherical-Coordinate FDTD Analysis of Conical Antennas Mounted Above Finite Ground Planes,” Microwave and Optical Technology letters, Vol. 23, N° 2, Oct. 1999.
- [II-37] **J. Kim and S. O. Park**, “Novel Ultra-Wideband Discone Antenna,” Microwave and Optical Technology letters, Vol. 42, N° 2, July. 2004.
- [II-38] **Xavier Begaud**, “Ultra Wide Band Antennas,” ISTE Ltd and John Wiley & Sons, 2011
- [II-39] **C. E. Smith; C. M. Butler and K. R. Umashankar**, “Characteristics of a Wire Biconical Antenna,” Microwave J., pp. 37-40, September 1979.
- [II-40] **G. Kumar and K. Ray**, “Broadband Microstrip Antennas,” Artech House, 2003.

- [II-41] **K. Kiminami, A. Hirata and T. Shiozawa**, “*Planar Bow-tie Antenna Embedded in Circular Aperture within Conductive Frame*,” IEEE Antennas and Wireless Propagations. Letters, vol. 5, pp. 399-401, 2006.
- [II-42] **A. G. Yarovoy and R. Pugliese**, “*optimization of Bow-tie-like Antennas for UWB Impulse Radio*,” In Proceedings of URSI EMST, 2004.
- [II-43] **J. Powell and A. P. Chandrakasan**, “*Spiral Slot Patch Antenna and Circular Disc monopole for Ultra Wideband Communication*,” IEEE 2004 International Symposium on Antennas and Propagation, August 2004.
- [II-44] **N. P. Agrawall, G. Kumar and K. P. Ray**, “*Wide-Band Planar monopole Antennas*,” IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 46, N°2, Feb. 1998.
- [II-45] **G. H. Brown and O. M. Woodward**, “*Experimentally Determined Radiation Characteristics of Conical and Triangular Antennas*,” RCA review, pp425-452, Dec. 1952.
- [II-46] [45] **A. Kerkhoff, R. Rogers and H. Ling**, “*The Use of the Genetic Algorithm Approach in the Design of Ultra-Wideband Antennas*,” IEEE Radio and Wireless Conference (RAWCON), Boston, Aug. 2001.
- [II-47] **Z. N. Chen, and Y. W. M. Chia**, “*Impedance Characteristics of Trapezoidal Planar monopole Antennas*,” Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 27, N°2, Oct. 2000.
- [II-48] **Z. N. Chen**, “*Impedance Characteristics of Planar Bow-tie Like monopole Antennas*,” IEE Electronics Letters, Vol. 36, N°13, Jun. 2000.
- [II-49] **P. J. Gibson**, “*The Vivaldi aerial*,” in Proc. 9th European Microwave Conf., pp. 101-105, Brighton, U.K., June 1979.
- [II-50] **L. R. Lewis; M. Fassett and J. Hunt**, “*A Broadband Stripline Array Element*,” in IEEE AP-S Int. Symp. Dig., pp. 335-337, 1974.
- [II-51] **J. A. N. Noranha; T. Bielawan; C. R. Anderson; D. G. Sweeny; S. Licul and W. A. Davis**, “*Designing antennas for UWB systems*,” Microwaves and RF, pp. 53-61, June 2003.
- [II-52] **Aaron Zachary Hood; Tutku Karacolak and Erdem Topsakal**, “*A Small Antipodal Vivaldi Antenna for Ultrawide-band Applications*,” IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, Vol. 7, 2008
- [II-53] **E. Guillanton**, “*Etude d'un système d'imagerie multistatique-multifréquence pour la reconstruction d'objets enfouis*,” Thèse de doctorat, décembre 2000.
- [II-54] **E. N. Lindenblad**, “*Wide band antenna, US Patent 2,239,724*,” 1941.

- [II-55] **M. Kazin**, “*Electromagnetic horn radiator, US Patent 2,398,095,*” 1946.
- [II-56] **J. Teniente, R. Gonzalo and C. del-Rio**, “*Ultra Wide Band Corrugated Gaussian Profiled Horn Antenna Design,*” IEEE Microwave and Wireless Components Letters, Vol. 12, N°1, Jan. 2002.
- [II-57] **Y. Mushiake**, “*Self-complementary antennas,*” IEEE Antennas Propagation. Mag., 1992, 34, (6), pp. 23–29
- [II-58] **Y. Mushiake**, “*A report on Japanese development of antennas: from the Yagi-Uda antenna to self-complementary antennas,*” IEEE Antennas Propagation. Mag., 2004, 46, (4), pp. 47-60.
- [II-59] **P. Xu, K. Fujimoto and S. Lin**, “*Performance of quasi self complementary antenna using a monopole and a slot,*” 2002 IEEE Antennas and Propagation Society Int. Symposium., San Antonio, TX, USA, June 2002.
- [II-60] **F. Kuroki, H. Ohta, M. Yamaguchi, and E. Suematsu**, “*Wall-hanging type of self-complementary spiral patch antenna for indoor reception of digital terrestrial broadcasting,*” IEEE MTT-S Int. Microwave. Symposium Dig., 2006, pp. 194–197
- [II-61] **K. Wong; T. Wu; S. Su and J. Lai**, “*Broadband printed quasi-self complementary antenna for 5.2/5.8 GHz WLAN operation,*” Microwave. Optical Technology Letters, 2003, 39, (6), pp. 495–496
- [II-62] **Lu Guo; Sheng Wang; Xiaodong Chen and Clive Parini**, “*Miniaturised Antennas for UWB Communications,*” EuCAP 2009, Berlin, Allemagne, 2009, p.3774 - 3778
- [II-63] **Lu Guo; Sheng Wang; Xiaodong; Chen and Clive Parini**, “*A Printed Miniature Antenna for UWB Applications,*” Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI), 2010 IEEE.
- [II-64] **M. Naghshvarian-Jahromi and A. Falahati**, “*Classic Miniature Fractal Monopole Antennae for UWB Applications; Modification of The Feeding Structures of Fractal Antenna for Improving Performances,*” 3rd International Conference on Information and Communication Technologies: From Theory to Applications, 2008, pp.1-4, Damascus, Syria, 7-11 April 2008
- [II-65] **M. Ding; R. Jin; J. Geng; Q. Wu and W. Wang**, “*Design of a CPW-fed ultra wideband Crown Circular Fractal Antenna,*” Proceedings of IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium 2006, pp.2049-2052, Albuquerque, NM, USA, 9-14 July 2006, Institute of Electrical and Electronics Engineers, NY

- [II-66] **T. Dissanayake** and **K. P. Esselle**, “*Prediction of the notch frequency of slot loaded printed UWB antennas,*” IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 55, No. 11, pp.3320-3325, 2007
- [II-67] **Y. Yau; B. Huang** and **Z. Feng**, “*A novel ultra-wideband microstrip-line fed wide-slot antenna having frequency band notch function,*” Proceedings of International Conference on Microwave and Millimeter wave Technology 2007, pp.1-4, ISBN: 1-4244-1049-5, Guilin, China, 19-22 April. 2007, Institute of Electrical and Electronics Engineers, NY
- [II-68] **C. B. Kim; J. S. Lim; J. S. Jang; Y. H. Jung; H. S. Lee** and **M. S. Lee**, “*Design of the wideband notched compact UWB antenna,*” International Journal of Applied Electromagnetics and Mechanics, Vol. 28, No. 1, pp.101-110, 2008.
- [II-69] **I. J. Yoon; H. Kim; H. K. Yoon; T. J. Yoon** and **Y. H. Kim**, “*Ultra-wideband tapered slot antenna with band cut off characteristic,*” Electronics Letters, Vol. 41, No.11, pp. 629-630, 2005.
- [II-70] **E. Pancera; D. Modotto; A. Locatelli; F.M. Pigozzo** and **C. De Angelis**, “*Novel design of UWB antenna with band-notch capability,*” Proceedings of Wireless Technologies, 2007 European Conference on, pp.48-50, Munich, Germany, 8-10 Oct. 2007.
- [II-71] **Y. Lu; H.-J. Lam** and **J. Bornemann**, “*Coplanar Printed Circuit antenna with band rejection elements for ultra wideband filtenna applications*”, Proceedings of Antennas and Propagation Society International symposium 2008, pp.1-4, San Diego, USA, 5-11 July 2008, Piscataway, NJ.
- [II-72] **Y. D. Dong; W. Hong; Z. Q. Kuai** and **J. X. Chen**, “*Analysis of planar ultra wideband antennas with on-ground slot band-notched structures,*” IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 57, No. 7, pp.3320-3325, 2009.
- [II-73] **S. W. Qu; J.-L. Li** and **Q. Xue**, “*A band-notched ultra wideband printed monopole antenna,*” IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, Vol. 5, No.1, pp. 495-498, 2006.
- [II-74] **Y. Kim** and **D. H. Kwon**, “*CPW-fed planar ultra wideband antenna having a frequency band notch function,*” Electronics Letters, Vol. 40, No. 7, pp. 403-405, 2004.
- [II-75] **M. Gopikrishna; D. D. Krishna** and **C. K. Aanandan**, “*Band notched semi-elliptic slot antenna for UWB systems,*” Proceedings of Microwave Conference, EuMC 2008. 38th European, pp.889-892, Amsterdam, Netherlands, 27-31 Oct. 2008.

- [II-76] **G. M. Zhang; J. S. Honh and S. Z. Wang**, “*Two novel band-notched UWB slot antennas fed by microstrip line,*” Progress In Electromagnetics Research, PIER 78, pp. 209-218, 2008.
- [II-77] **H. G. Schantz; G. Wolynec; E.M. III. Myszka**, “*Frequency notched UWB antennas,*” Ultra Wideband Systems and Technologies, 2003 IEEE Conference on, pp. 214-218, 16-19 Nov. 2003.
- [II-78] **S. Y. Chen; P. H. Wang and P. Hsu**, “*Uniplanar log-periodic slot antenna fed by a CPW for UWB applications,*” IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 5, no. 1, pp. 256-259, 2006.
- [II-79] **W. J. Lui; C. H. Cheng; Y. Cheng and H. Zhu**, “*Frequency notched ultra-wideband microstrip slot antenna with fractal tuning stub,*” Electronics Letters, Vol. 41, No. 6, pp. 294-296, 2005.
- [II-80] **M. Ding; R. Jin; J. Geng; Q. Wu and G. Yang**, “*Auto-design of band-notched UWB antennas using mixed model of 2D GA and FDTD,*” Electronics Letters, Vol. 44, No. 4, pp. 257-258, 2008.
- [II-81] **C. Kim; J. Jang; Y. Jung; H. Lee; J. Kim; S. Park and M. S. Lee**, “*Design of a frequency notched UWB antenna using a slot-type SRR,*” International Journal of Electronics and Communication, AEÜ 63 , pp.1087–1093, 2009.
- [II-82] **J. Kim; C. S. Cho and J. W. Lee**, “*5.2 GHz notched ultra-wideband antenna using slot-type SRR,*” Electronics Letters, Vol. 42, No. 6, pp. 315-316, 2006.
- [II-83] **S.-J. Kim; J.-W. Baik and Y.-S. Kim**, “*A CPW-fed UWB monopole antenna with switchable notch-band,*” Proceedings of IEEE Antennas and Propagation Society International symposium 2007, pp.4641-4644, Honolulu, Hawaii, 9-15 June 2007, Institute of Electrical and Electronics Engineers, NY.
- [II-84] **E. Antonino-Daviu; M. Cabedo-Fabre’s; M. Ferrando-Bataller and A. Vila-Jimenez**, “*Active UWB antenna with tuneable band notched behaviour,*” Electronics Letters, Vol. 43, No.18, pp.257-258, 2007.
- [II-85] **W.-S. Lee; D.-Z. Kim; K.-J. Kim and J.-W. Yu** , “*Wideband planar monopole antennas with dual band-notched characteristics,*” IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 54, No. 6, pp. 2800-2806, 2006.
- [II-86] **C.-M. Lee; T.-C. Yo; C.-H. Luo; W.-S. Chenh; C.-H. Tu and Y.-Z. Juang**, “*Ultra-wideband printed disk monopole antenna with dual band notched functions,*” Proceedings of IEEE Wireless and Microwave Technology Conference, 2006, pp.1-4, Florida, USA, 4-5 Dec. 2006.

- [II-87] **H. J. Zhou; B. H. Sun; Q. Z. Liu and J. Y. Deng**, “*Implementation and investigation of U shaped aperture UWB antenna with dual band-notched characteristics,*” *Electronics Letters*, Vol. 44, No. 24, pp. 1387-1388, 2008.
- [II-88] **X. C. Yin; C. L. Ruan; C. Y. Ding and J. H. Chu**, “*A compact ultra-wideband microstrip antenna with multiple notches,*” *Progress In Electromagnetics Research*, PIER 84, pp. 321-332, 2008.
- [II-89] **Y. Zhang; W. Hong; Z.-Q. Kuai and J.-Y. Zhou**, “*A compact multiple band notched UWB antenna by loading SIR and SRR on the feed line,*” *Proceedings of International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology 2008*, pp.198-201, Nanjing, China, 21-24 April 2008.
- [II-90] **J. Y. Deng; Y. Z. Yin; X. S. Ren and Q. Z. Liu**, “*Study on a dual-band notched aperture UWB antenna using resonant strip and CSRR,*” *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, Vol. 23, No. 5-6, pp. 627-634, 2009.
- [II-91] **W. S. Lee; D. Z. Kim; K. J. Kim and J. W. Yu**, “*Wideband planar monopole antennas with dual band-notched characteristics,*” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 54, pp. 2800–2806, Jun. 2006.
- [II-92] **Y-P. Zhang; T. K-C. LO and Y-M. Hwang**, “*A Dielectric-Loaded Miniature Antenna for Microcellular and Personal Communications,*” *Proceedings IEEE, AP-Symposium*, 1995, pp. 1152-1155.
- [II-93] **R. C. Hansen and M. Burke**, “*Antennas with magneto-dielectrics,*” *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 26, N°2, 2000, pp. 75-78.
- [II-94] **S. A. Tretyakov and M. Ermutlu**, “*Modeling of Patch Antennas Partially Loaded with Dispersive Backward-Wave Materials,*” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, Vol. 4, 2005, pp. 206-269.
- [II-95] **A. Thior; A.-C. Lepage and X. Begaud**, “*Low profile Directive and Ultra Wideband Antenna on a high Impedance Surface,*” *EuCAP 2009, Berlin, Allemagne*, 2009.
- [II-96] **G. Kossiavas; and A. Papiernik**, “*The C-Patch: A Small Microstrip Element,*” *IEE Electronics Letters*, Vol. 25, N°4, 16th February 1989, pp. 253-254.
- [II-97] **P. Ciaisi; R. Staraj; G. Kossiavas and C. Luxey**, “*Design of an Internal Quad-Band Antenna for Mobile Phones,*” *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, Vol. 14, N° 4, April 2004, pp. 148-150.
- [II-98] **K. L. Wong**, “*Compact and broadband microstrip antennas,*” Ed. Wiley, 2002 (ISBN : 0471417173).

- [II-99] **K. Hirisawa** and **M. Haneishi**, “*Analysis, Design and Measurement of small and Low-Profile Antennas*,” Ed. Artech House, 2002, ISBN: 0-89006-486-5, Chapter 5, (2002).
- [II-100] **B. A. Kramer; M. Lee** and **C.-C. Chen**, “Design and Performance of an Ultra Wideband Ceramic-Loaded Slot Spiral,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 53, N° 7, pp. 2193-2199, July 2005.
- [II-101] **Z. N. Chen**, “Miniaturization of Ultra-wideband Antennas,” *Proceedings of the Asia-Pacific Microwave Conference 2011*.
- [II-102] **M. Mohammadirad; N. Komjani** and **M. Yazdi**, “*Design and Implementation of a New UWB Microstrip Antenna*,” 14th International Symposium on Antenna and Applied Electromagnetics [ANTEM] and the American Electromagnetics Conference [AMEREM], 2010.
- [II-103] **S. Tourette; N. Fortino; J.-Y. Dauvignac** and **G. Kossiavas**, “*Compact UWB Printed Antennas for Low Frequency Applications Matched to different transmission lines*,” *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 49, N° 6, June 2007, p. 1282-1287.
- [II-104] **M. A. Peyrot-Solis; G. M. Galvan-Tejada** and **H. Jardon-Aguilar**, “*A Novel Planar UWB Monopole Antenna Formed on a Printed Circuit Board*,” *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol.48, N°.5, May 2006, p.933-935.
- [II-105] **F. Demeestere; C. Delaveaud; J. Keignart** and **S. Bories**, “*Compact Dipole for Low frequency Band UWB Applications*,” *EuCAP*, Nice, 6-10 November 2006.
- [II-106] **G. Ruvio** and **M. J. Ammann**, “*A Compact Wide-band Shorted Folded Antenna*,” *IWAT Metaterial Antennas*, March 2006.
- [II-107] **N. Fortino; J.-Y. Dauvignac, G. Kossiavas** and **R. Staraj**, “*Design Optimization of ULB Printed Antenna for Omnidirectional Pulse Radiation*,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 56, N° 7, p. 1875-1881, July 2008.
- [II-108] **Z. N. Chen; S. P. See Terence** and **Q. Xianming**, “*Small Printed Ultra wideband Antenna with Reduced Ground Plane effect*,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol.55, N°2, February 2007.

CHAPITRE III

Étude et conception d'antennes ULB

I. INTRODUCTION

Les communications, en particulier les communications sans fil sont aujourd'hui dans la pleine croissance. Avec l'augmentation des besoins de débits élevés et de la raréfaction des bandes de fréquence disponibles, il est devenu essentiel de trouver les nouvelles solutions qui répondent à ces exigences. La technologie ultra large bande (ULB) semble une solution très prometteuse.

Puisque les antennes sont les composantes clés de n'importe quel système sans fil ULB, il est essentiel qu'elles aient les performances ultra large bande, en particulier en ce qui concerne la largeur de bande ($VSWR < 2$), un rayonnement omnidirectionnel et une bonne efficacité de rayonnement dans toute cette bande.

Aujourd'hui l'état d'art des antennes ULB se focalise sur les antennes microrubans à fentes et les antennes planaires monopole avec différentes techniques d'adaptation pour améliorer la largeur de bande sans perdre de ses propriétés du diagramme de rayonnement.

Dans ce chapitre, nous proposons une nouvelle antenne ultra large bande pour des applications ULB. L'antenne proposée se compose d'un patch microruban carrée à quatre coins tronqués et deux fentes croisées sur le patch, et un plan de masse partiel avec une fente rectangulaire alimentée par ligne microruban. La simulation est effectuée à l'aide du logiciel de simulation électromagnétique Ansoft HFSS développé par Ansoft corporation.

Nous présentons tout d'abord la ligne d'alimentation et ses différents types utilisés pour alimenter une antenne microruban

Après l'étude de la ligne d'alimentation, nous nous focaliserons sur la structure d'antenne ULB. En premier lieu on présente l'antenne de base à partir de laquelle nous avons conçu notre antenne ULB. La conception est faite par introduction de certaines modifications sur la structure de l'antenne de base, en particulier sur la forme de l'élément rayonnant et par rajout de fentes sur le patch et sur le plan de masse. Les différentes caractéristiques de l'antenne (coefficient de réflexion, courant surfacique et diagrammes de rayonnement) seront présentés et commentés.

Par la suite, une étude paramétrique de l'antenne ULB est réalisée, afin de mieux analyser l'influence de différents paramètres de l'antenne (paramètres géométriques) sur les performances de l'antenne et en particulier sur le coefficient de réflexion (adaptation de l'antenne) et le diagramme de rayonnement.

II. CHOIX DE L'OUTIL DE SIMULATION

Le logiciel de simulation choisi pour réaliser ce travail est le logiciel de simulation électromagnétique 3D HFSS d'Ansoft. A la différence des autres logiciel de simulation comme ADS, les plans de masse peuvent être finis et limités. HFSS (High Frequency Structure Simulator) est un simulateur électromagnétique 3D puissant et efficace basé sur la méthode des éléments finis. Celle-ci consiste à diviser l'espace en cellules élémentaires (tétraèdres) pour présenter le champ à partir d'une fonction locale.

Pour le choix du maillage, on a opté pour la méthode « fast ». Ce choix est fonction des temps de calcul et des ressources informatiques disponibles et suffisantes pour réaliser notre travail.

III. LIGNE D'ALIMENTATION

Le choix de la ligne d'alimentation est basé sur le fait que cette ligne doit avoir une impédance caractéristique de 50 ohms, adapté sur une très large bande de fréquence en particulier la bande FFC. Les trois types de ligne de transmission les plus couramment utilisées pour alimenter une antenne imprimée sont la ligne microruban, la ligne coplanaire (CPW) et la ligne coplanaire avec plan de masse (GCPW).

Le choix du type du substrat influe directement sur l'impédance caractéristique de la ligne de transmission, en particulier sa permittivité relative et son épaisseur.

L'adaptation de l'antenne est très sensible à la transition entre l'élément rayonnant et la ligne de transmission.

III.1 Les différents types de lignes de transmission

Les trois types de ligne de transmission sont présentés à la figure III.1. Les paramètres caractérisant ces lignes sont :

- La longueur de la ligne, L
- La largeur de la ligne, W
- Le gap (espacement) entre la ligne et les plans de masse latéraux, G
- L'épaisseur de la métallisation utilisée, t
- L'épaisseur du substrat utilisé, H
- Permittivité relative du substrat utilisé, ε_r

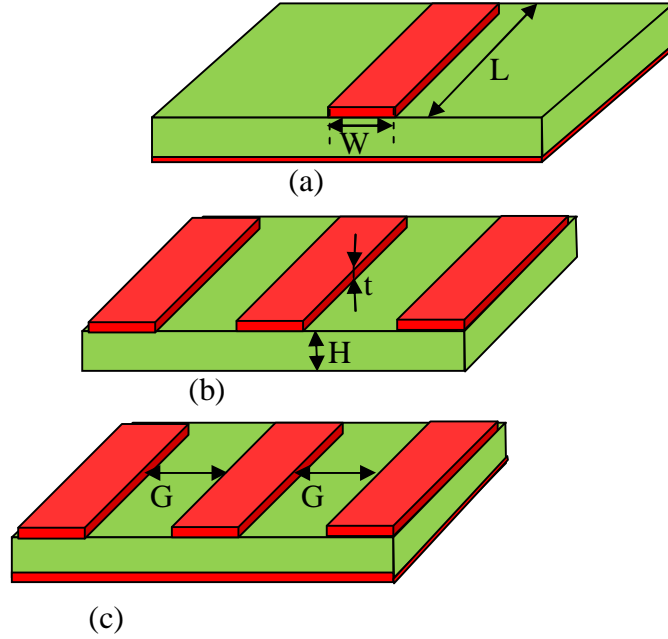


Figure III.1 : différents type de ligne de transmission;
 (a) ligne microruban, (b) ligne CPW, (c) ligne GCPW.

L'impédance caractéristique de la ligne microruban dépend de la largeur de ligne, de la hauteur et de la permittivité du substrat suivant l'équation suivante [III-1]:

$$Z_0 = \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \ln \left(\frac{8H}{W} + \frac{W}{4H} \right) & W / H < 1 \\ \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{eff}} \left[W / H + 1.393 + 0.667 \ln(W / H + 1.444) \right]} & W / H > 1 \end{cases} \quad (III.1)$$

Et

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12H / W}} \quad (III.2)$$

Où ϵ_{eff} est la permittivité effective.

Pour la ligne coplanaire l'impédance caractéristique est donnée par l'équation suivante [III-2], avec la supposition que l'épaisseur de métallisation $t \approx 0$

$$Z_0 = \frac{30\pi}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \frac{K'(k_1)}{K(k_1)} \quad (III.3)$$

$K(k)$ est la fonction elliptique complète de première espèce et $K'(k)$ est son complément,

$K'(k) = K(k')$, où $k'^2 = 1 - k^2$

La fonction elliptique complète de première espèce $K(k)$ est approximé par, [III-3] :

$$\frac{K(k)}{K(k')} = \begin{cases} \frac{\pi}{\ln\left(2 \frac{1+\sqrt{k'}}{1-\sqrt{k'}}\right)} & 0 \leq k \leq \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \frac{1}{\pi \ln\left(2 \frac{1+\sqrt{k'}}{1-\sqrt{k'}}\right)} & \frac{1}{\sqrt{2}} \leq k \leq 1 \end{cases} \quad (\text{III.4})$$

$$\varepsilon_{eff} = 1 + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \frac{K(k_2)}{K'(k_2)} \frac{K'(k_1)}{K(k_1)} \quad (\text{III.5})$$

$$k_1 = \frac{W}{b} \quad (\text{III.6})$$

$$k_2 = \frac{\sinh\left(\frac{\pi a_t}{4H}\right)}{\sinh\left(\frac{\pi b_t}{4H}\right)} \quad (\text{III.7})$$

$$a_t = W + \frac{1.25t}{\pi} \left[1 + \ln\left(\frac{4\pi W}{t}\right) \right] \quad (\text{III.8})$$

$$b_t = b - \frac{1.25t}{\pi} \left[1 + \ln\left(\frac{4\pi W}{t}\right) \right] \quad (\text{III.9})$$

$$b = W + 2G$$

Le paramètre b doit être choisi inférieur à $\lambda / 2$ afin d'éviter la propagation des modes d'ordre supérieurs.

III.2 L'impédance caractéristique 50ohms

Une étape essentielle pour l'alimentation de l'antenne par une ligne de transmission est d'adapter celle-ci à une impédance caractéristique de 50 ohms. Cette impédance dépend principalement des paramètres géométriques de la ligne W , H et G , et aussi de la constante diélectrique du substrat ε_r . L'épaisseur de la métallisation est un paramètre non modifiable fixé par la technologie de fabrication. D'autre part, l'impédance caractéristique de la ligne est indépendante de la longueur de la ligne.

Dans le cadre de notre travail on a choisi la ligne microruban. Certains paramètres de la ligne (ε_r et H) ont été choisis après une recherche bibliographique à travers certains travaux réalisés sur les antennes imprimées ultra large bande.

La largeur de ligne, W a été calculée grâce au logiciel AWR Design Environment [III-4]. Les valeurs des paramètres fixés et calculés pour la ligne microruban sont données dans le tableau suivant:

paramètres	W	H	ϵ_r (FR4_epoxy)	t
Valeur	3 mm	1.6 mm	4.4	0.0 mm

Tableau III.1 : Valeurs des paramètres fixés et calculés pour la ligne microruban

Cette ligne à été simulé avec le logiciel HFSS [III-5]. La figure III.2 représente le coefficient de réflexion et de transmission de la ligne microruban 50 ohms. Un coefficient de réflexion inférieur à -26dB est obtenu dans la bande [2, 13.5GHz] avec un coefficient de transmission supérieur à -1dB dans la même bande de fréquence.

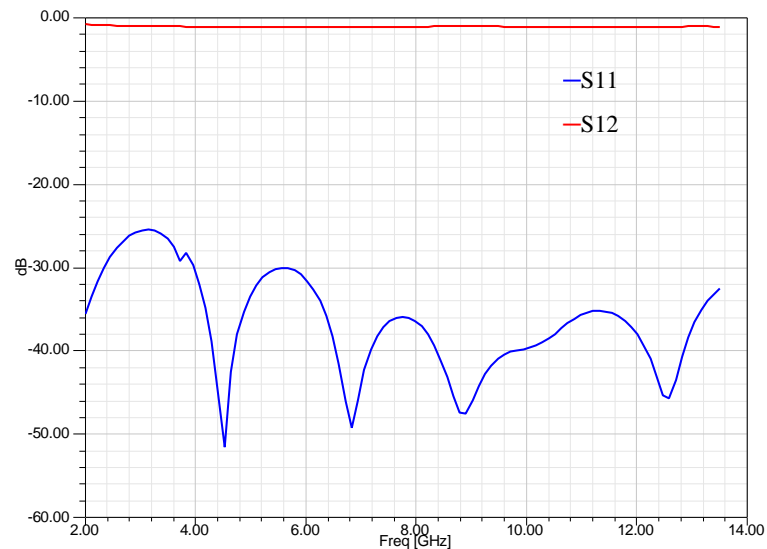


Figure III.2 : Coefficients de réflexion et de transmission simulés de la ligne microruban 50 ohms

IV. ETUDE DE L'ANTENNE ULTRA LARGE BANDE

IV.1 Antenne de base

Dans un premier temps, on a choisi une antenne imprimée de forme carrée alimentée par ligne microruban. La géométrie de cette antenne est donnée à la figure III.3. L'antenne est constituée d'un patch rectangulaire, imprimé sur la face de dessus d'un substrat de type FR4 de permittivité relative $\epsilon_r = 4.4$, de tangente de perte $\tan \delta = 0.02$ et d'épaisseur $H = 1.6\text{mm}$. Le plan de masse est un plan partiel imprimé sur la surface de dessous du substrat. Le patch est alimenté au centre par une ligne microruban.

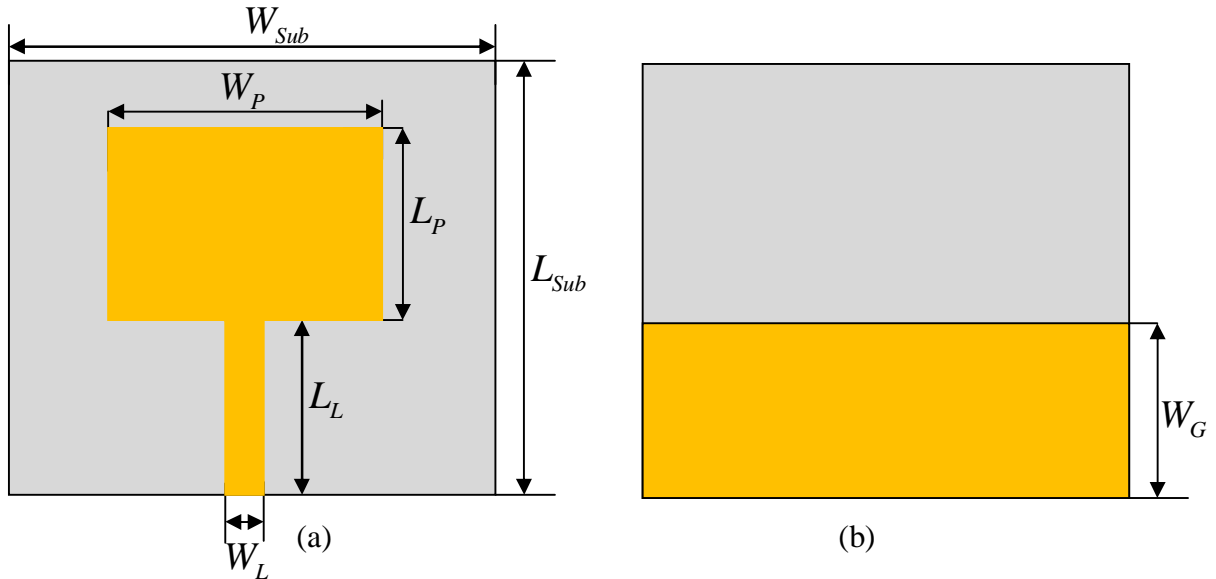


Figure III.3 : Géométrie de l'antenne de base. (a) vue de dessus (b) vue de dessous.

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

Paramètres	W_{Sub}	L_{Sub}	W_G	W_P	L_P	H	W_L	L_L
Valeurs (mm)	30	35	11.5	20	20	1.6	3	12

Tableau III.2 : Paramètres géométriques de l'antenne de base

Les fréquences de résonance d'un patch carré en utilisant le modèle de cavité résonnante sont données par [III-6] :

$$f_{mn} = k_{mn} \frac{c}{2\pi\sqrt{\epsilon_r}} \quad (\text{III.10})$$

Où le nombre d'onde du mode m, n est donné par :

$$k_{mn}^2 = \left(\frac{m\pi}{L}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{W}\right)^2 \quad (\text{III.11})$$

Pour le mode dominant de fonctionnement, la fréquence de résonance devient alors :

$$f = \frac{c}{2L\sqrt{\epsilon_r}} \quad (\text{III.12})$$

Avec $m, n = 0, 1, 2, \dots$ et L et W sont respectivement la longueur et la largeur du patch.

L'équation (II.10) est basée sur l'hypothèse qu'un mur magnétique parfait est présent au bord de l'élément de rayonnement et qu'aucuns champs de bords ne sont présents. Les champs de bords peuvent être pris en compte en employant des formules empiriques pour la longueur effective [III-7].

$$L_e = L + H / 2 \quad (\text{III.13})$$

$$W_e = W + H / 2 \quad (\text{III.14})$$

Une formule plus précise pour la fréquence de résonance est donnée dans [III-8] qui utilise la permittivité diélectrique effective.

$$f_{r1} = f_{r0} \frac{\epsilon_r}{\sqrt{\epsilon_e(L)\epsilon_e(W)}} \frac{1}{1 + \Delta} \quad (\text{III.15})$$

où

$$\Delta = \frac{h}{L} \left[0.882 + \frac{0.164(\epsilon_r - 1)}{\epsilon_r^2} + \frac{\epsilon_r + 1}{\pi\epsilon_r} \{0.758 + \ln(L/H + 1.88)\} \right] \quad (\text{III.16})$$

et la permittivité diélectrique effective est donnée par :

$$\epsilon_e(\alpha) = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[1 + \frac{10H}{\alpha} \right]^{-1/2} \quad (\text{III.17})$$

avec f_{r0} est la fréquence de résonance déterminée à partir de l'équation (III.10) et α est la longueur L ou la largeur W .

Les résultats de simulation du coefficient de réflexion de l'antenne ainsi que la partie réelle et imaginaire de son impédance d'entrée sont représentés respectivement dans les figures III.4 et III.5

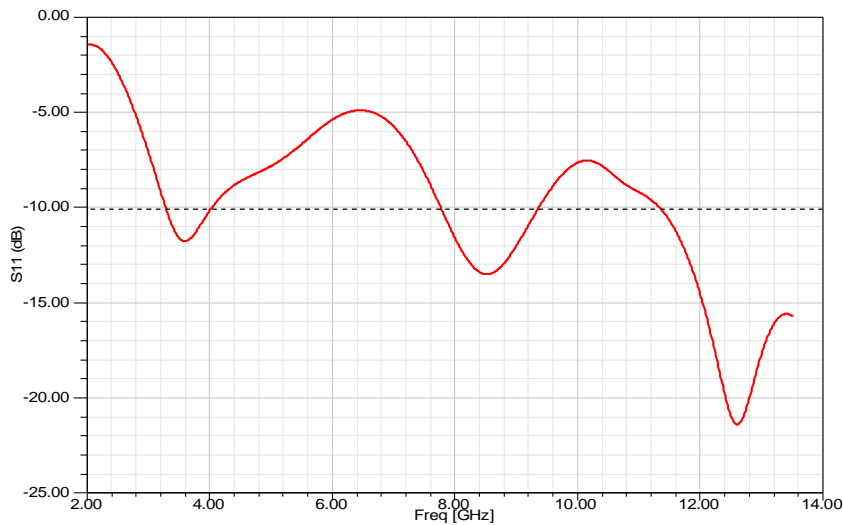


Figure III. 4: Coefficient de réflexion de l'antenne de base.

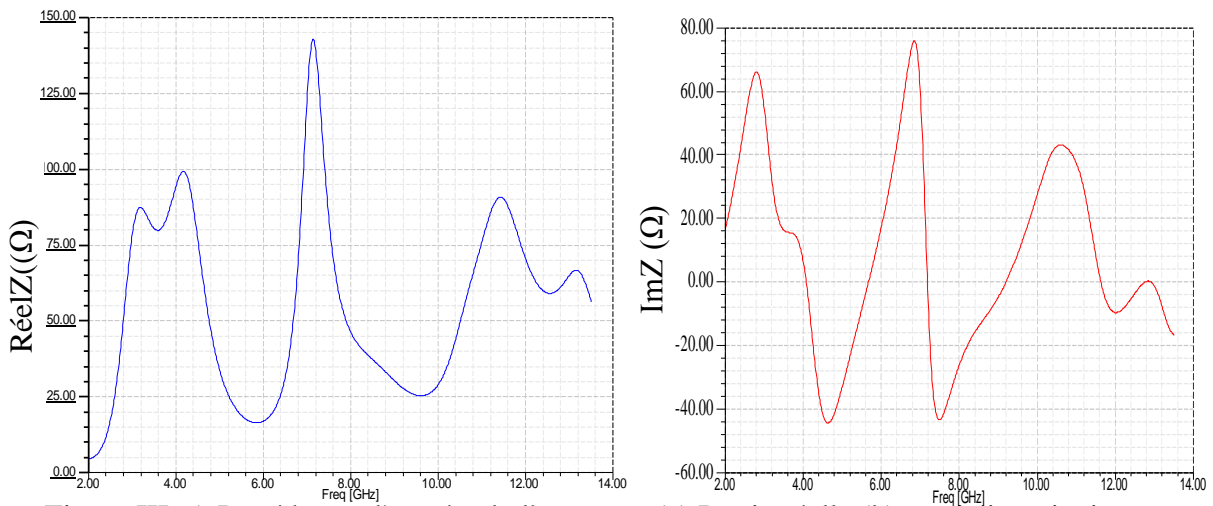


Figure III. 5: Impédance d'entrée de l'antenne (a) Partie réelle (b) partie imaginaire.

Le module coefficient de réflexion de cette antenne est supérieur à -10dB pour les fréquences inférieurs à 3.28 GHz et dans la bande [4.03, 7.76 GHz] et dans la bande [9.36, 11.3 GHz], mais dans la bande [3.28, 4.03 GHz] et la [7.76, 9.36 GHz] et les fréquences supérieurs à 11.3 GHz, le module coefficient de réflexion est inférieur à -10dB. Ainsi cette antenne n'est pas bien adaptée dans la bande de fréquence étudiée.

Pour la partie réelle de l'impédance d'entrée de l'antenne, elle varie entre 25 ohms et plus de 140 ohms et sa partie imaginaire varie entre -40j et +76j dans la bande d'étude [2, 13.5 GHz]. On constate que l'antenne présente une mauvaise adaptation dans cette bande de fréquence, sauf pour les fréquences supérieures à 11.2 GHz.

IV.2 Antenne imprimée à quatre coins tronqués

Dans cette partie, pour améliorer l'adaptation de l'antenne et pour avoir une antenne ultra large bande, on a effectué des modifications sur l'antenne de base précédente. Les quatre coins de l'élément rayonnant ont été tronqués, en effectuant une coupe de chanfrein afin de concevoir une antenne ULB. La géométrie de l'antenne obtenue est montrée dans la figure III.6. Les paramètres géométriques ainsi que le substrat restent les mêmes que pour l'antenne de base. Les paramètres des coins tronqués sont : $W_{Tron} = 7mm$, $L_{Tron} = 7mm$.

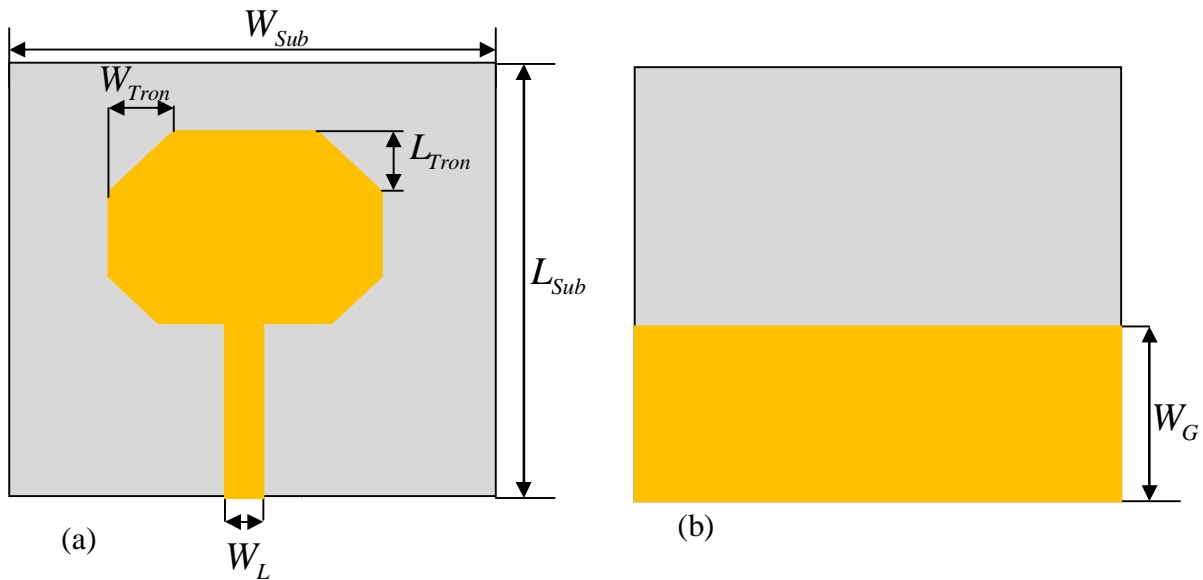


Figure III.6 : Géométrie de l'antenne étudiée. (a) vue de dessus (b) vue de dessous.

La partie réelle et imaginaire de l'antenne et le module du coefficient de réflexion sont représentés respectivement en figures III.7 et III.8.

Les résultats obtenus montrent que La partie réelle de l'impédance d'entrée affiche un pic de 78 Ohms à la première résonance, est une valeur maximale de 92 ohms à la fréquence de 24.55 GHz. La partie imaginaire oscille entre +j40 et -j40 dans la bande [3, 29.5 GHz].

L'antenne présente une bonne adaptation dans la bande [3, 29.5 GHz], avec un coefficient de réflexion de -10dB, sauf dans les bandes [6.9, 9.7GHz] et [15.15, 17.16 GHz], où le coefficient de réflexion est légèrement supérieur à -10dB. Un coefficient de réflexion minimal de -62.8dB à la fréquence de 3.5 GHz est obtenu pour cette antenne. On constate aussi que cette antenne présente une meilleure adaptation par rapport à l'antenne de base dans la même bande de fréquence.

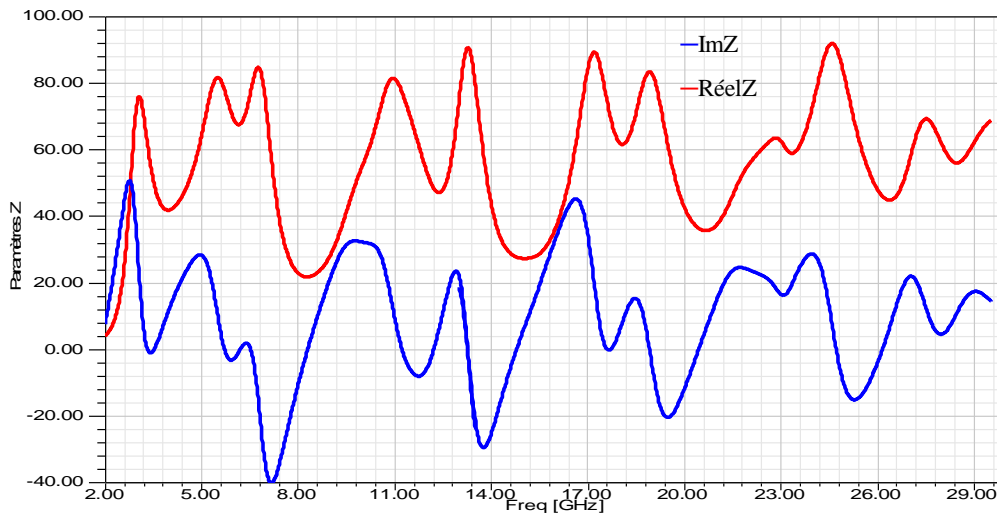


Figure III.7 : Paramètres Z de l'antenne étudiée

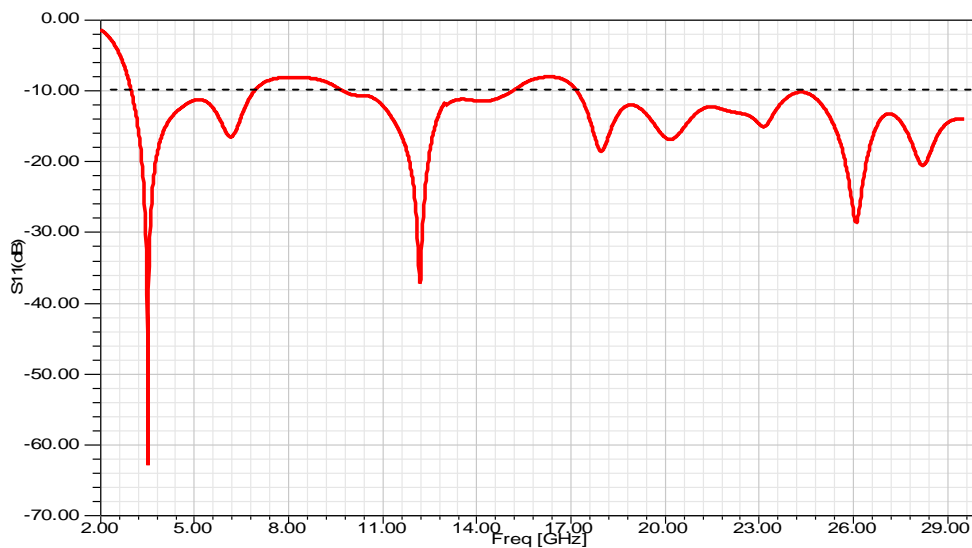


Figure III.8 : Coefficient de réflexion de l'antenne étudiée

La distribution des courants surfaciques sur le patch rayonnant est donnée en figure III.9.

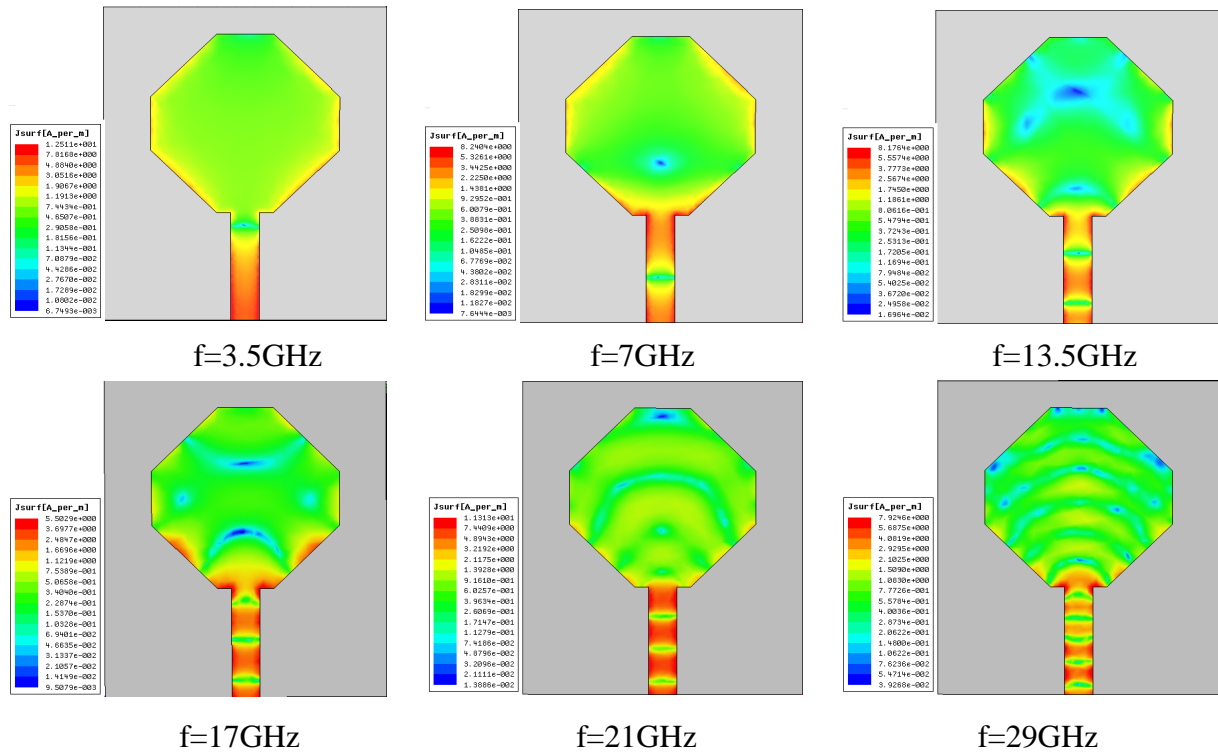


Figure III.9 : Distribution du courant surfacique sur l'élément rayonnant

On peut constater que la distribution des courants surfaciques est très importante aux bords de la ligne d'alimentation pour des fréquences basse, et lorsque la fréquence augmente, cette distribution devient de plus en plus importante sur les bords du patch ainsi que sur la transition ligne-patch.

Le diagramme de rayonnement de l'antenne dans le plan $\phi = 0^\circ$ (figure III.10) est omnidirectionnel pour les fréquences basses, mais plus la fréquence augmente plus on constate une dégradation de cette omnidirectionnalité. Le gain maximal varie avec la fréquence, une valeur maximale supérieure à 2dB est obtenue pour $f=3.5$ GHz. Dans le plan $\theta = 90^\circ$, le diagramme de rayonnement est quasi omnidirectionnel et le gain varie peut avec la fréquence, la valeur maximale du gain est de 2dB.

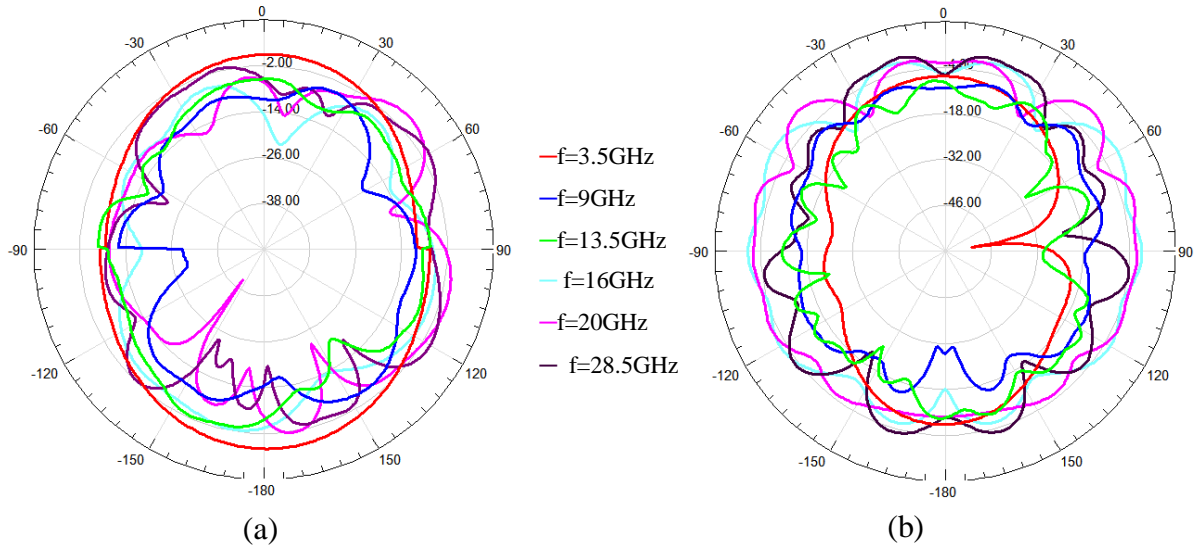


Figure III.10 : Diagramme de rayonnement de l'antenne à quatre coins tronqués. (a) plan $\phi=0^\circ$, (b) plan $\theta=90^\circ$

IV.3 Ajout d'une fente en forme de croix sur le patch

Dans cette partie et afin d'apporter des améliorations sur les caractéristiques de l'antenne et précisément sur l'adaptation de l'antenne, on a ajouté une fente en forme de croix sur l'élément rayonnant. Cette fente sera positionnée au milieu du patch (figure III.11). Les dimensions de cette fente sont : $W_f = 0.5mm$, $L_f = 4mm$, les autres paramètres de l'antenne restent inchangés.

Les résultats de simulation montrent que la partie réelle de l'impédance d'entrée de l'antenne oscille autour de 50 ohms, avec un maximum de 95.4 ohms à la fréquence de 24.5 GHz et un minimum de 22.5 ohms à la fréquence de 8.2 GHz (figure III.12). Pour la partie imaginaire, elle oscille entre les valeurs $+j46$ et $-j40.8$.

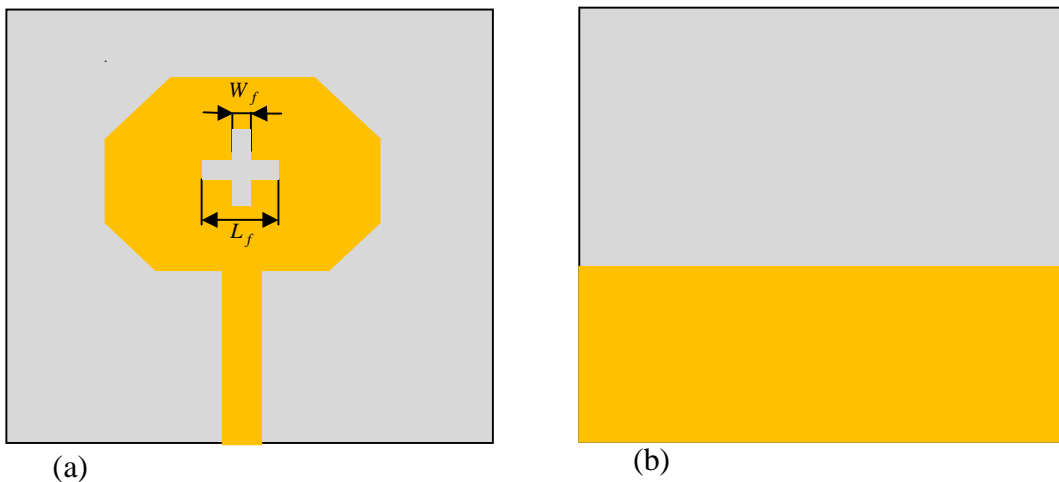


Figure III.11 : Géométrie de l'antenne. (a) Vue de dessus (b) Vue de dessous.

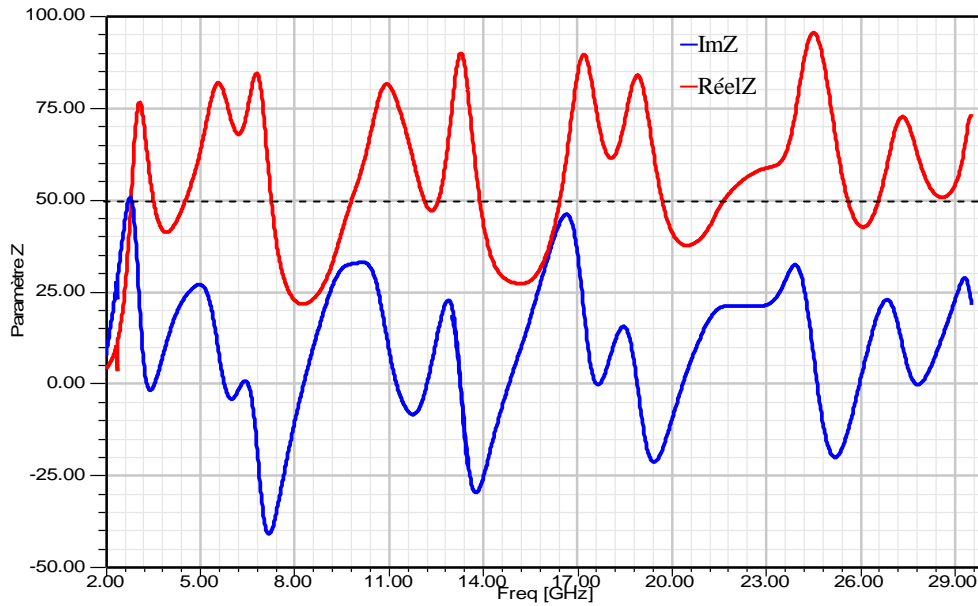


Figure III.12 : Paramètre Z de l'antenne avec fente

Pour le coefficient de réflexion de l'antenne avec fente en forme de croix (figure III.13), les résultats de simulation montrent que l'ajout d'une fente sur l'élément rayonnant améliore légèrement l'adaptation de l'antenne, en particulier pour les fréquences hautes d'adaptations. Mais la modification remarquable sera au niveau de la première fréquence de résonance, où on a obtenu une valeur de -42.8 dB au lieu de -62.8 dB pour l'antenne sans fente.

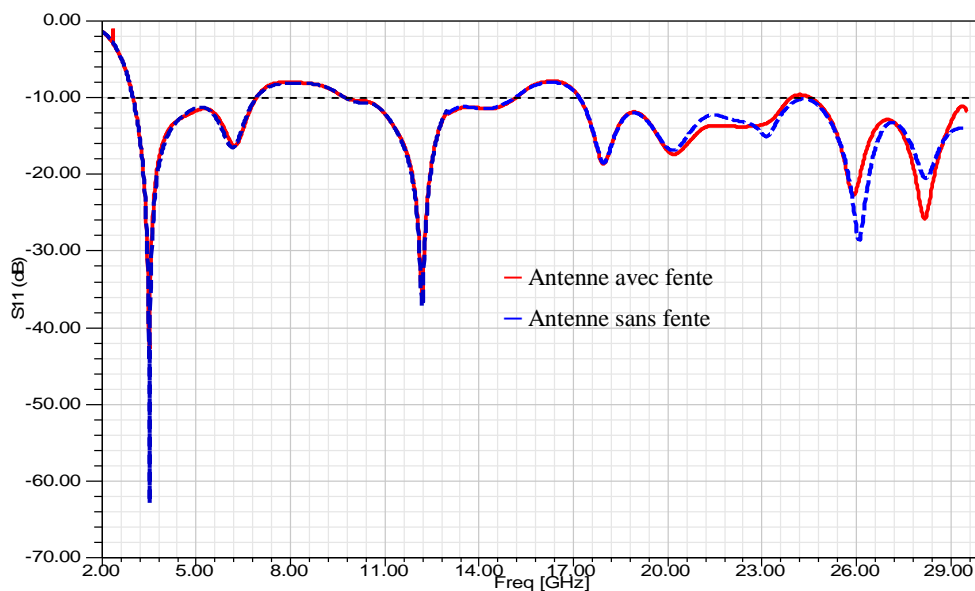


Figure III.13 : Coefficient de réflexion simulé de l'antenne avec fente

Une visualisation de la distribution des courants surfaciques sur l'élément rayonnant est donnée à la figure III.14.

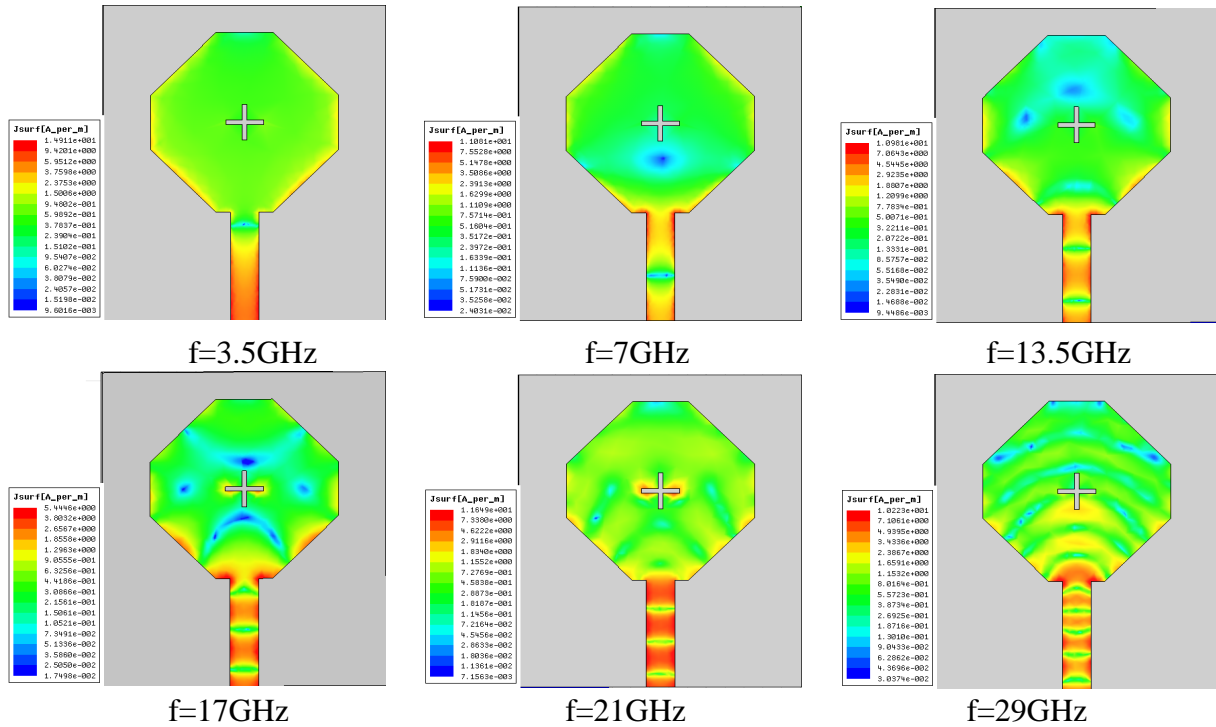


Figure III.14 : Distribution du courant surfacique sur l'élément rayonnant de l'antenne à fente

On peut observer que pour les fréquences basses, la distribution des courants surfaciques est principalement concentrée sur la ligne d'alimentation et les bords inférieurs du patch. Par contre, lorsque la fréquence augmente la distribution des courants surfaciques augmente au niveau du patch et particulièrement sur la moitié inférieure de l'élément rayonnant. De plus, on constate que la distribution autour de la fente augmente si la fréquence d'adaptation de l'antenne augmente.

Le diagramme de rayonnement dans le plan $\phi = 0^\circ$ pour $f=3.5\text{ GHz}$ est quasi omnidirectionnel, alors que dans le plan $\theta = 90^\circ$ pour $f=3.5\text{ GHz}$ le diagramme de rayonnement est bidirectionnel, et ressemble à celui d'un dipôle dans le plan vertical (figure III.15). Par contre lorsque la fréquence augmente le diagramme subit une déformation considérable. La valeur maximale du gain de l'antenne est de 0dB dans le plan $\phi = 0^\circ$ et 2dB dans le plan $\theta = 90^\circ$.

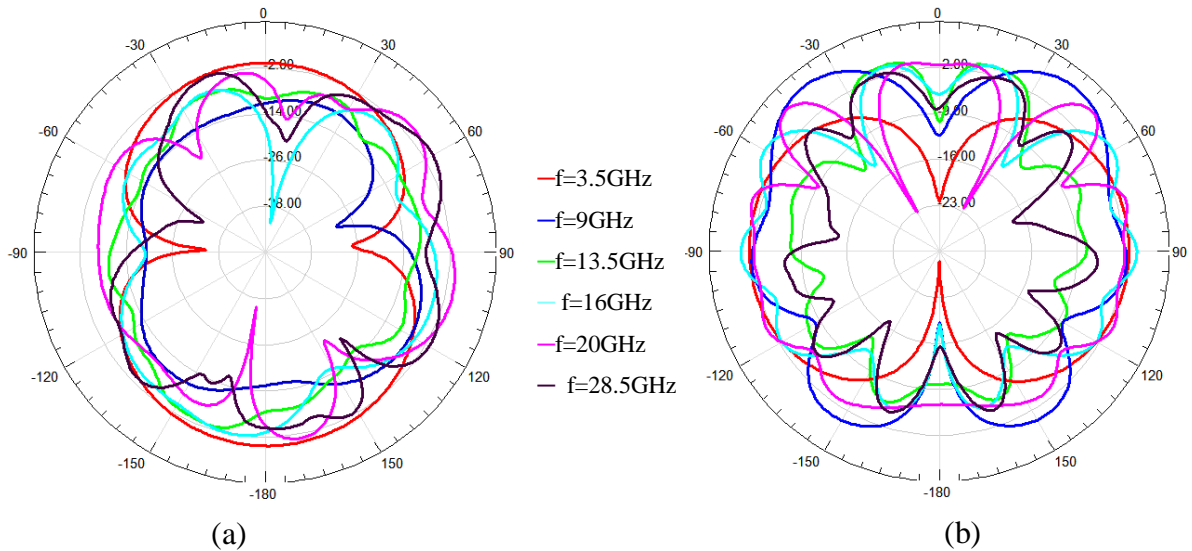


Figure III.15 : Diagramme de rayonnement de l'antenne avec fente.

(a) plan $\phi=0^\circ$, (b) plan $\theta=90^\circ$

IV.4 Ajout d'une encoche dans le plan de masse

Afin d'améliorer l'adaptation de notre antenne, on réalise dans l'antenne étudiée précédemment une encoche au niveau du plan de masse ; les autres paramètres de l'antenne restent les mêmes. La figure III.16 donne la géométrie de l'antenne. Les dimensions de l'encoche sont : $W_{enc} = 3mm$, $L_{enc} = 2mm$.

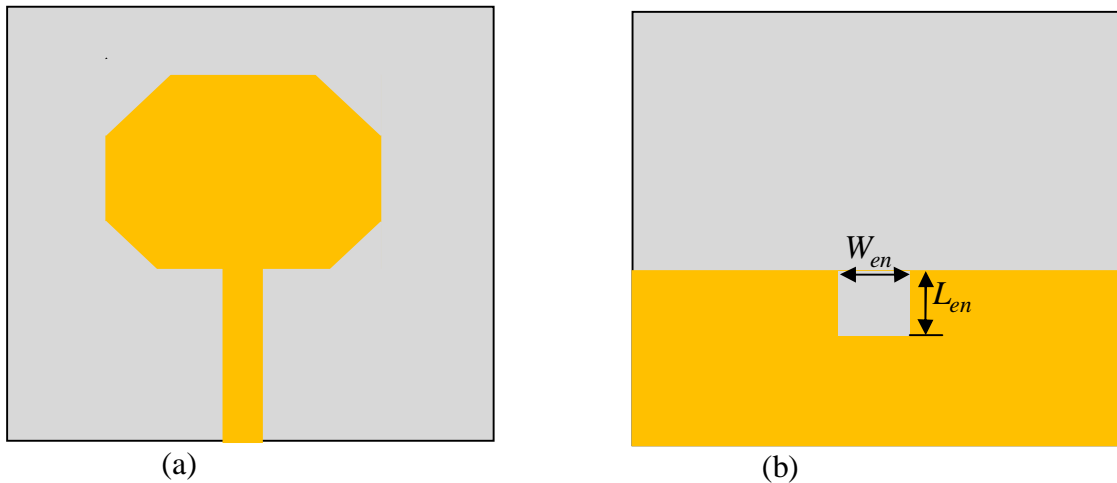


Figure III.16 : Géométrie de l'antenne. (a) vue de dessus (b) vue de dessous.

Cette antenne présente un coefficient de réflexion de -10dB sur toute la bande de fréquences [2.98, 29.46 GHz] (figure III.17). L'influence de l'encoche se voit clairement dans l'amélioration de l'adaptation. Cependant, comparé à l'antenne sans encoche, dont le coefficient de réflexion est supérieur à -10dB dans certaines bandes de fréquences, cette antenne présente une meilleure adaptation. Mais dans ce cas, la fréquence haute d'adaptation diminue légèrement par rapport au cas sans encoche. Un coefficient de réflexion maximal de -

41.5dB à la fréquence de 14.5 GHz est obtenu. La bande passante obtenue pour un coefficient de réflexion de -10dB est de 2.984 à 29.466 GHz.

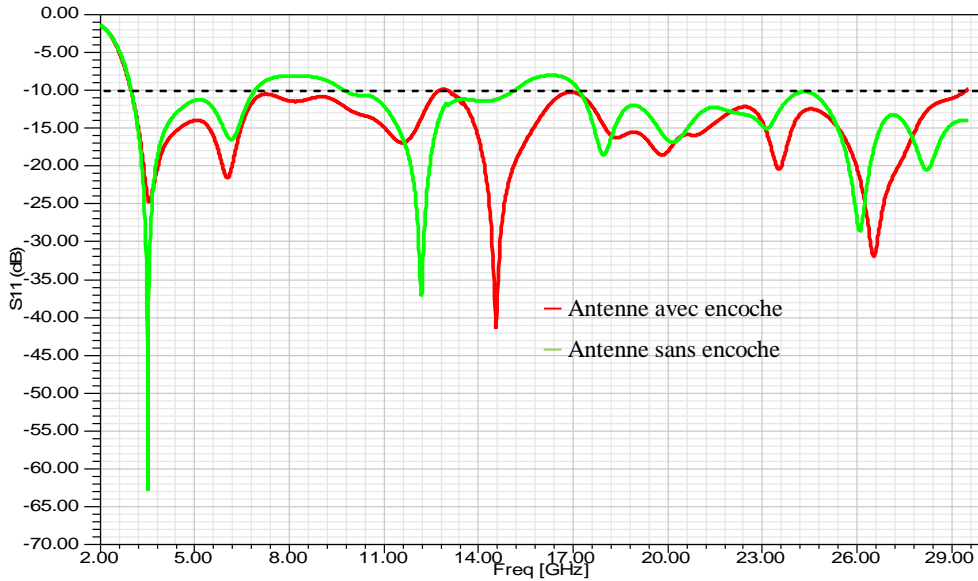


Figure III.17 : Coefficient de réflexion simulé de l'antenne avec encoche

Pour que la partie réelle de l'impédance d'entrée de l'antenne, celle-ci varie autour de 50 ohms, avec une valeur maximale de 93.2 ohms à la fréquence de 17.06 GHz. La partie imaginaire varie entre +j32 et -j32 dans la bande d'adaptation de l'antenne (figure III.18).

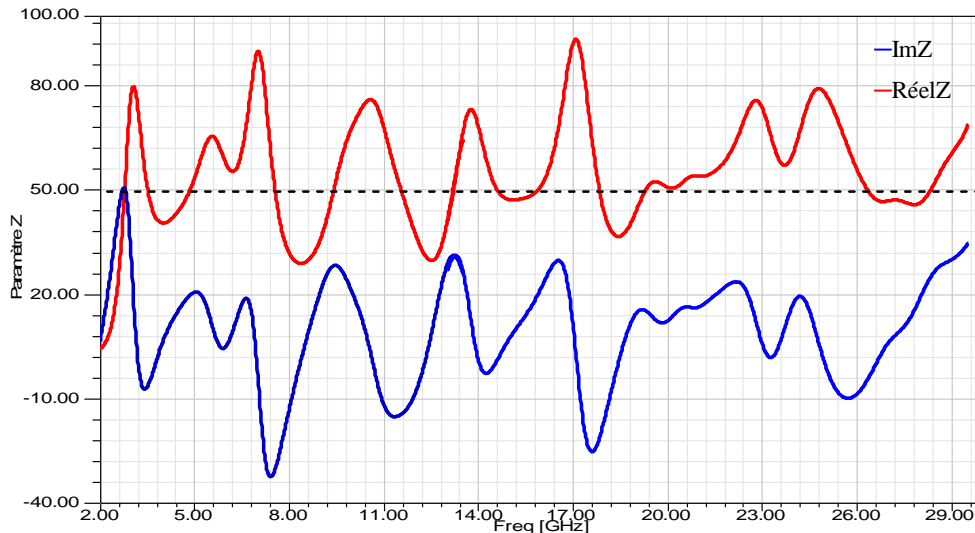


Figure III.18 : Paramètres Z de l'antenne avec encoche

La distribution des courants surfaciques (figure III.19) montre que pour les fréquences basses d'adaptation, la totalité des courants surfaciques sont centrés sur la ligne d'alimentation et les bords de l'élément rayonnant. Lorsque la fréquence augmente, on observe que la distribution des courants surfaciques augmente au niveau de la partie inférieure

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

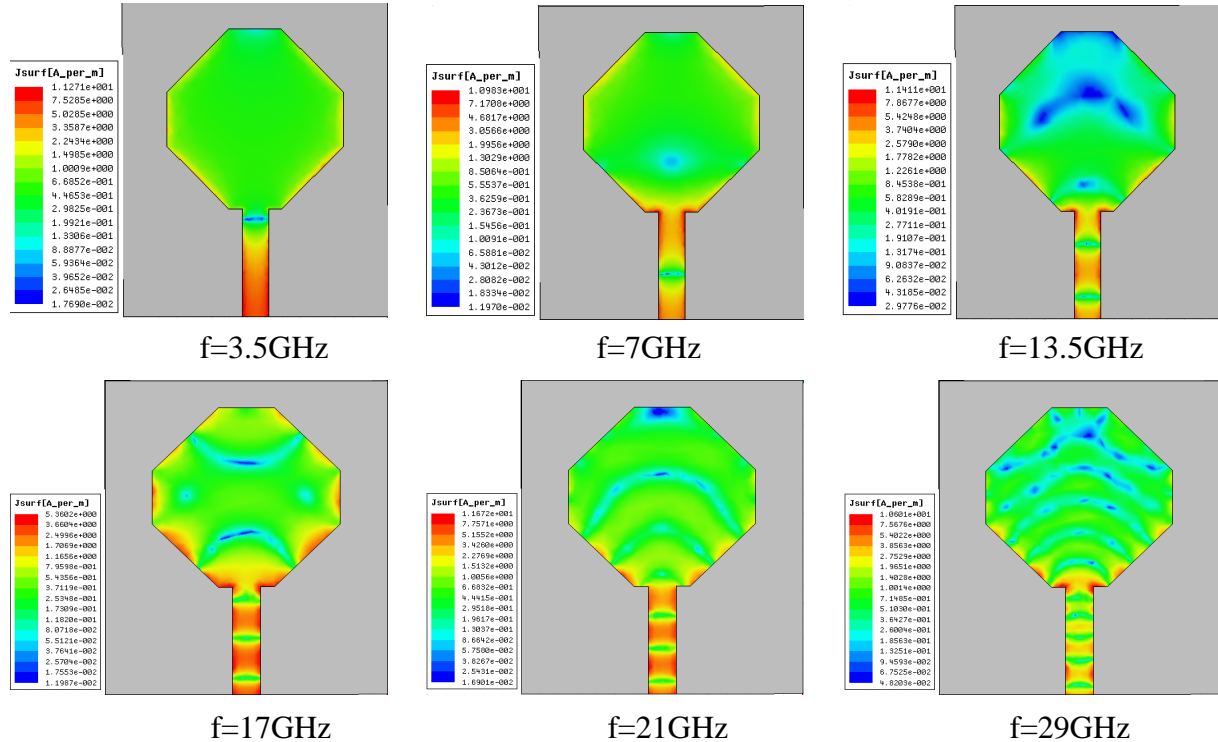


Figure III.19 : Distribution du courant surfacique sur le patch de l'antenne avec encoche dans le plan de masse.

Les digrammes de rayonnement de l'antenne pour certaines fréquences sont donnés à la figure III.20. Le rayonnement de l'antenne est quasi omnidirectionnel dans le plan $\phi = 0^\circ$ pour la fréquence 3.5GHz, par contre lorsque la fréquence augmente le diagramme dans le plan $\phi = 0^\circ$ n'est plus omnidirectionnel et subit une grande déformation. Le gain maximal dans ce plan est d'environ 1dB. Dans le plan $\theta = 90^\circ$, le digramme de rayonnement est celui d'un dipôle dans le plan vertical pour la fréquence de 3.5GHz, mais pour des fréquences supérieures, on observe des déformations avec l'apparition des lobes secondaires. Le gain dans le plan $\theta = 90^\circ$ est environ 2dB. Les déformations observées pour le digramme de rayonnement de l'antenne dans le plan $\theta = 90^\circ$ sont plus importantes que ceux observées dans le plan $\phi = 0^\circ$.

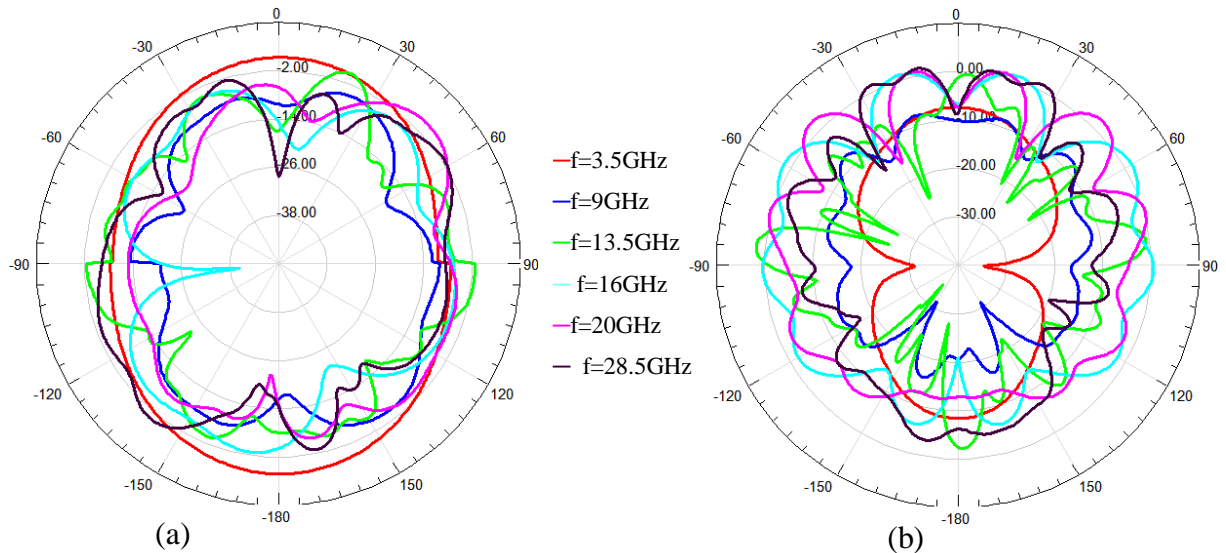


Figure III.20 : Diagramme de rayonnement de l'antenne avec encoche dans le plan de masse. (a) plan $\phi=0^\circ$, (b) plan $\theta=90^\circ$

IV.5 Antenne avec fente en forme de croix sur l'élément rayonnant et encoche dans le plan de masse

Après avoir vu l'influence des modifications apportée sur l'antenne de base, et afin d'améliorer ses caractéristique et principalement son adaptation ainsi que l'obtention d'un fonctionnement ultra large bande ; on présente dans cette partie notre antenne complète avec toutes les modifications faites précédemment. La figure III.21 donne la géométrie de l'antenne. Le substrat utilisé est de type de type FR4 de permittivité relative $\epsilon_r = 4.4$ et de tangente de perte $\tan \delta = 0.02$

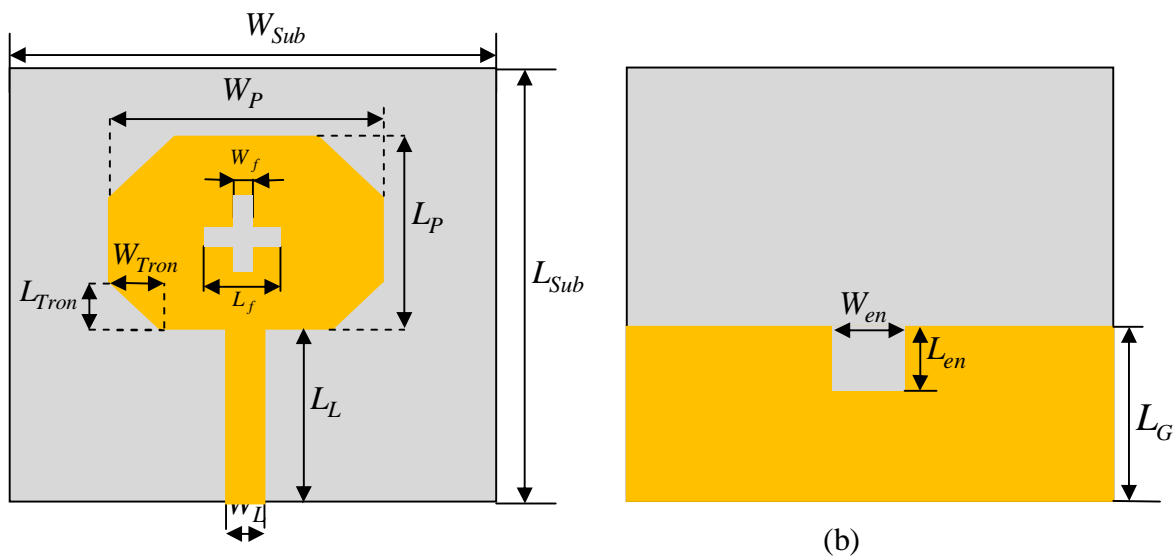


Figure III.21 : Géométrie de l'antenne. (a) vue de dessus (b) vue de dessous.

Les paramètres de l'antenne sont donnés au tableau suivant :

Paramètres	W_{Sub}	L_{Sub}	H	L_G	W_P	L_P	W_L	L_L	W_{Tron}	L_{Tron}	W_{en}	L_{en}	W_f	L_f
Valeurs (mm)	30	35	1.6	11.5	20	20	3	12	7	7	3	2	0.5	4

Tableau III.3 : Paramètres de l'antenne avec fente en forme de croix sur l'élément rayonnant et encoche dans le plan de masse.

Les résultats de simulation obtenus (figure III.22), montrent que la partie réelle de l'impédance d'entrée de l'antenne varie autour de 50 ohms dans la bande d'adaptation de l'antenne avec un maximum de 94.2 ohms à la fréquence 17 GHz et un minimum de 28.6 ohms à la fréquence 8.36 GHz. Pour la partie imaginaire de l'impédance d'entrée, on obtient une variation entre +j32.7 et -j31.7 dans la bande passante de l'antenne.

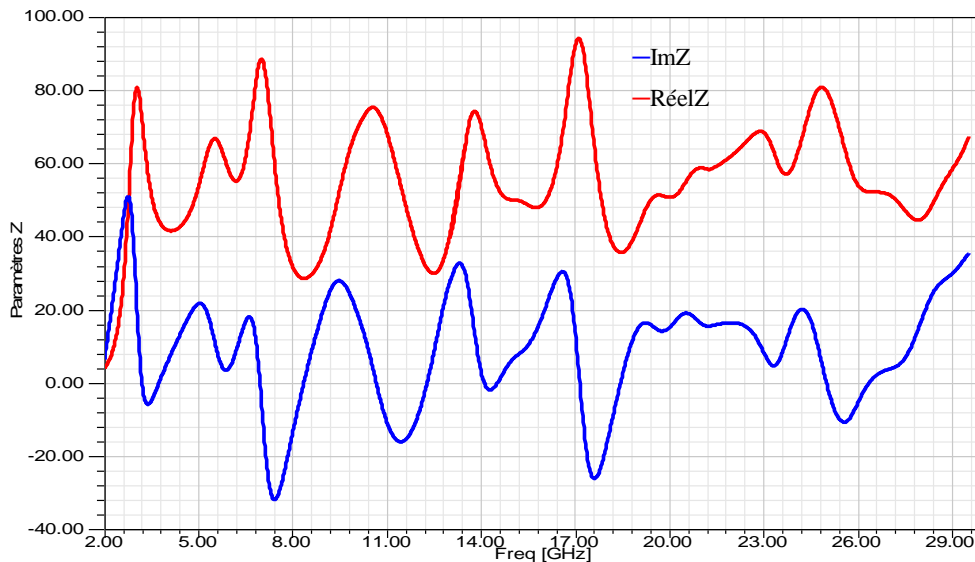


Figure III.22: Paramètres Z de l'antenne.

Les résultats de simulations du coefficient de réflexion de l'antenne (figure III.23), montrent que l'antenne couvre une bande passante allant de 2.978-29.432 GHz pour un $|S_{11}| < -10dB$ soit une bande passante de 163.25%. Une valeur minimale du coefficient de réflexion de -33dB à la fréquence de 26.3 GHz est obtenue pour l'antenne complète. La comparaison des différents coefficients de réflexions pour chaque antenne montre que, les tronçures effectuées sur l'élément rayonnant permettent l'amélioration de l'adaptation de l'antenne, mais avec un coefficient de réflexion $|S_{11}| > -10dB$ dans certaines bandes de fréquences. La valeur maximale obtenue est de -62.8 dB. Cependant, l'ajout de la fente en forme de croix dans le patch modifie légèrement l'adaptation de l'antenne et principalement

pour les fréquences hautes, mais dans ce cas on obtient une valeur maximale de -42.8dB pour le coefficient de réflexion. Par contre l'ajout d'une encoche améliore de façon considérable l'adaptation de l'antenne où le coefficient de réflexion sera inférieur à -10 dB sur toute la bande de fréquence allant de 2.984-29.43GHz. Mais, on observe une diminution de la fréquence haute d'adaptation par rapport à l'antenne à quatre coins tronqués et à l'antenne à fente en forme de croix.

La distribution des courants surfaciques (figure III.24) est principalement centrée sur la ligne d'alimentation, pour les fréquences basse d'adaptation. Cette distribution augmente au niveau du patch et précisément aux bords et à la jonction patch-ligne, lorsque la fréquence de fonctionnement de l'antenne augmente. Une distribution minimale près de la fente à la fréquence de 7 GHz est observée. Cependant, des zones de distribution minimale de courants surfaciques sont aussi observées lorsque la fréquence augmente.

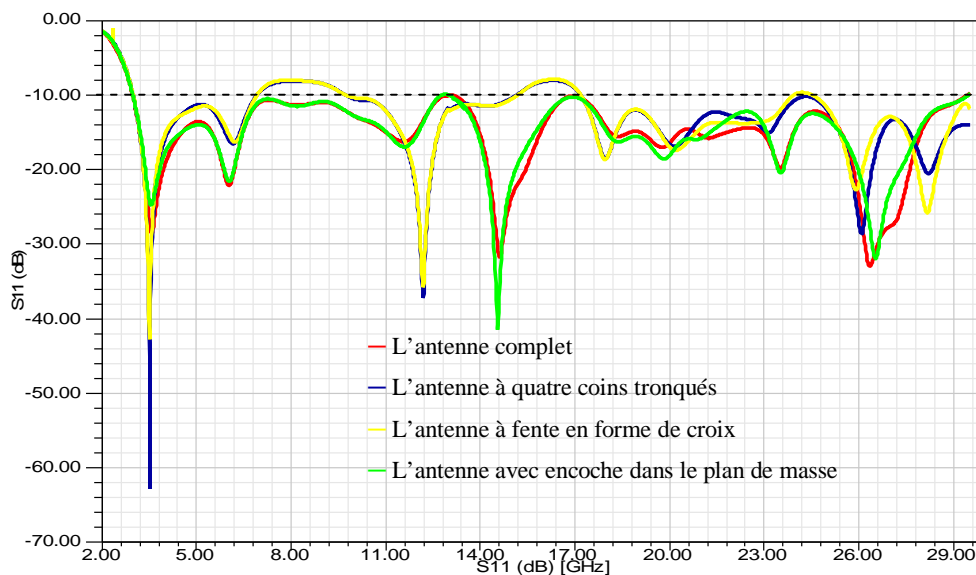


Figure III.23: Coefficient de réflexion simulé de l'antenne.

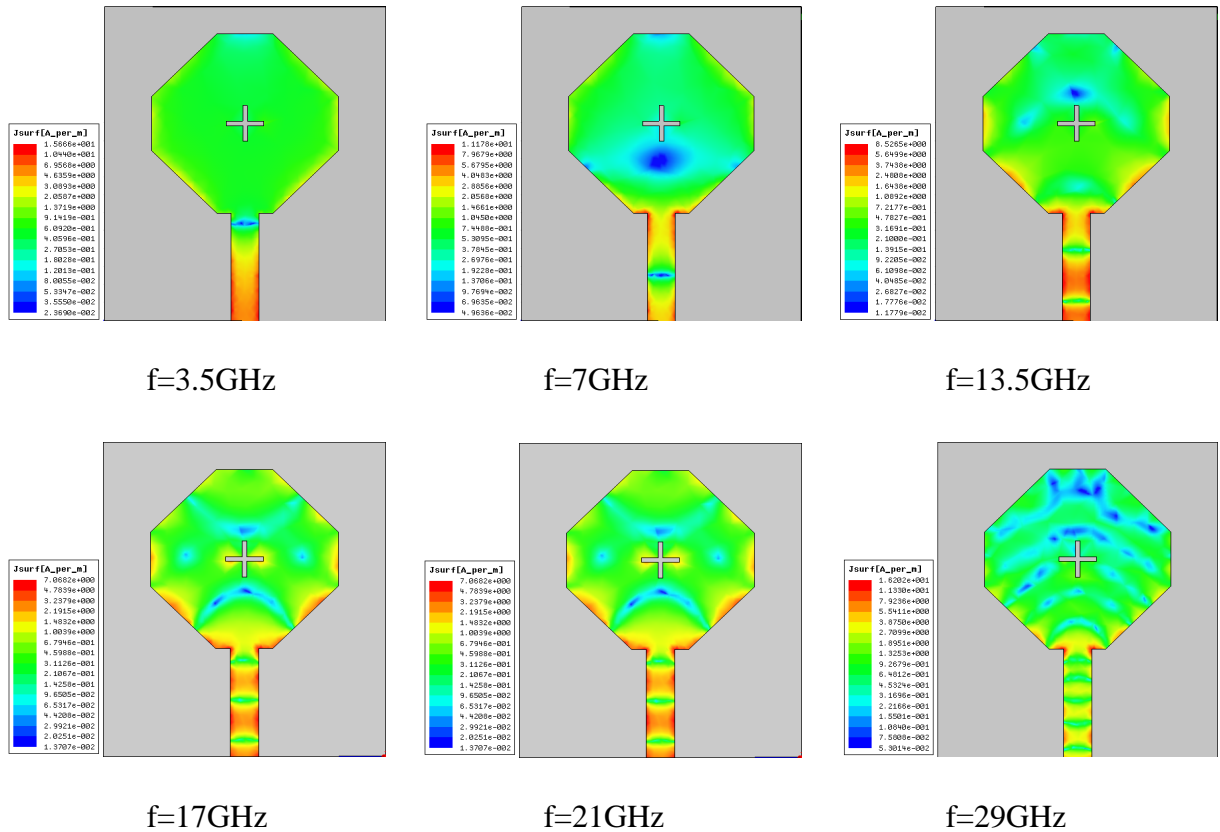


Figure III.24 : Distribution des courants surfaciques sur le patch

La figure III.25 illustre les diagrammes de rayonnement de l'antenne pour certaines fréquences de fonctionnement de l'antenne. Dans le plan $\phi = 0^\circ$, le diagramme de l'antenne est quasi omnidirectionnel à la fréquence 3.5 GHz. Cependant, le diagramme de rayonnement subit une déformation remarquable, avec l'apparition des lobes secondaires, lorsque la fréquence augmente et ainsi le diagramme n'est plus omnidirectionnel. La déformation du diagramme de rayonnement sera plus importante pour les fréquences hautes d'adaptation de l'antenne.

Par ailleurs, le diagramme de rayonnement de l'antenne dans le plan $\theta = 90^\circ$ est celui d'un dipôle dans le plan vertical, à la fréquence 3.5GHz. Pareillement, lorsque la fréquence augmente, le diagramme de rayonnement de l'antenne dans ce plan subit des déformations, avec l'apparition des lobes secondaires.

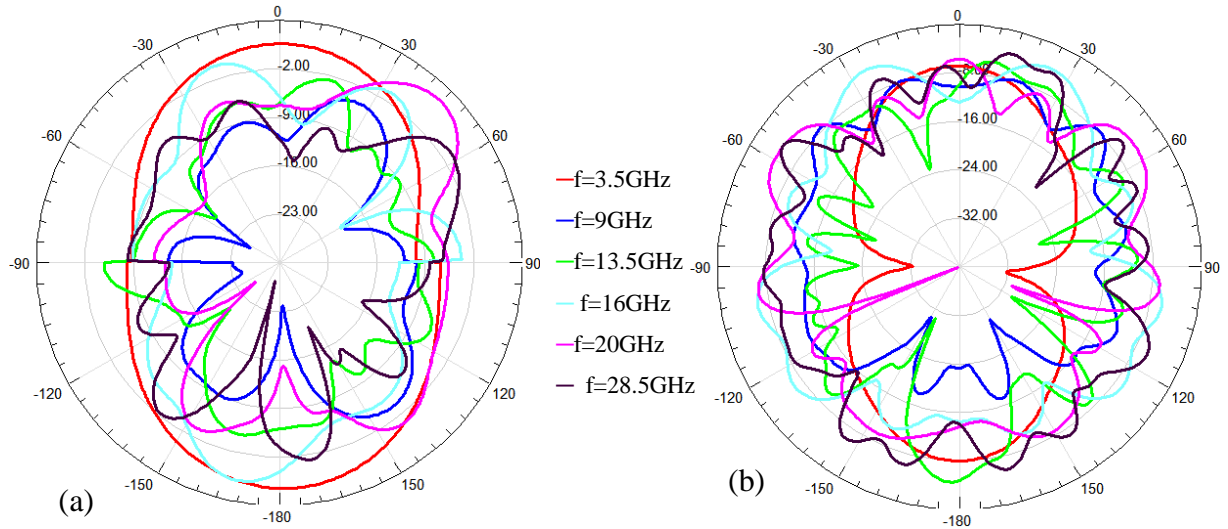


Figure III.25 : Diagramme de rayonnement de l'antenne. (a) plan $\phi=0^\circ$, (b) plan $\theta=90^\circ$

V. ETUDE PARAMETRIQUE

Nous étudierons ici l'influence des différents paramètres géométriques sur le coefficient de réflexion de l'antenne. Pour cela certains paramètres géométriques de l'antenne seront modifiés, afin de voir leurs influences sur les performances de l'antenne, notamment en termes d'adaptation sur une large bande de fréquences. L'étude est effectuée sur l'antenne du paragraphe III.4.4.

V.1 Effet de la position de la fente en forme de croix

Dans cette partie, nous allons étudier l'influence de la position de la fente en forme de croix sur les caractéristiques de l'antenne, et principalement sur le coefficient de réflexion et le diagramme de rayonnement. En premier lieu, on varie la position de la fente par rapport à sa position initiale dans le patch suivant l'axe OX et puis suivant l'axe OY comme le montre la figure III.26. La variation de la position de la fente suivant OX sera notée par M_x et suivant OY par M_y . Les valeurs des positions M_x et M_y sont données dans le tableau suivant

Paramètres	M_{x1}	M_{x2}	M_{x3}	M_{x4}	M_{x5}	M_{y1}	M_{y2}	M_{y3}	M_{y4}	M_{y5}
Valeurs en (mm)	-5	-2	0	2	5	-4	-2	0	2	5

Tableau III.4 : Valeurs des positions M_x et M_y

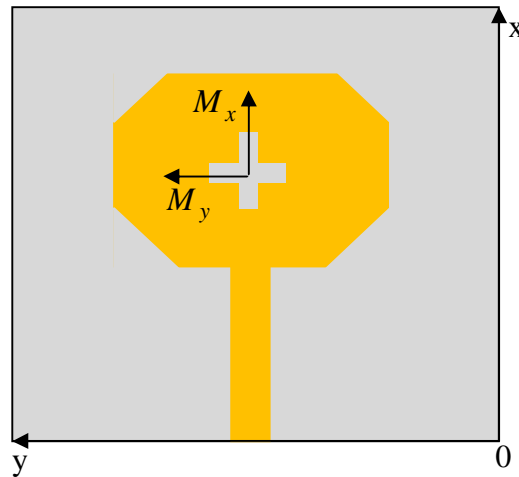


Figure III.26 : Variation de la position de la fente

Les figures III.27, III.28 et III.29 représente respectivement, le coefficient de réflexion et le diagramme de rayonnement dans les deux principaux plans $\phi = 0^\circ$ et $\theta = 90^\circ$ pour différentes valeurs de Mx .

Lorsqu'on change la position de la fente suivant l'axe OX, Mx , on constate que, le coefficient de réflexion est quasiment inchangeable pour les fréquences inférieures jusqu'à 14 GHz, alors que pour des fréquences supérieures, on observe une modification du coefficient de réflexion, où on obtient une amélioration de l'adaptation de l'antenne dans cette bande de fréquence. On obtient un $|S_{11}| = -36.7dB$ à la fréquence de 14.5 GHz pour $Mx4$. La fréquence basse d'adaptation augmente légèrement avec la variation de Mx ; la fréquence haute d'adaptation change aussi.

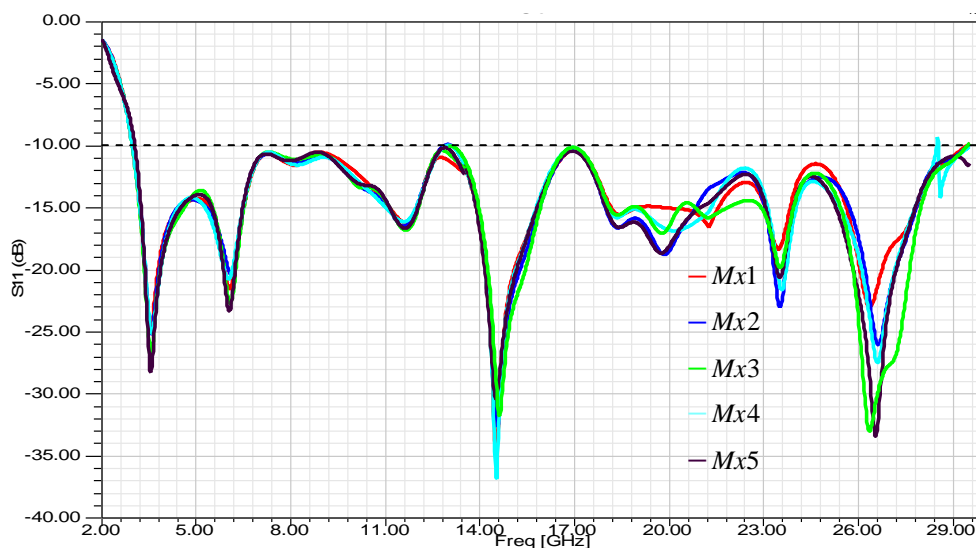


Figure III.27 : Coefficient de réflexion simulé pour différentes valeurs de Mx

Le diagramme de rayonnement de l'antenne dans le plan $\phi = 0^\circ$ reste quasiment inchangeable à la fréquence $f=3.5$ GHz, lorsque la position Mx change. Lorsque la fréquence augmente, on constate une légère modification du diagramme de rayonnement avec la variation de Mx dans ce plan. Pour la fréquence de 13.5 GHz cette modification sera plus visible. Cependant pour les fréquences hautes d'adaptation on observe que, la modification du diagramme de rayonnement dans la plan $\phi = 0^\circ$ augmente avec l'augmentation de Mx .

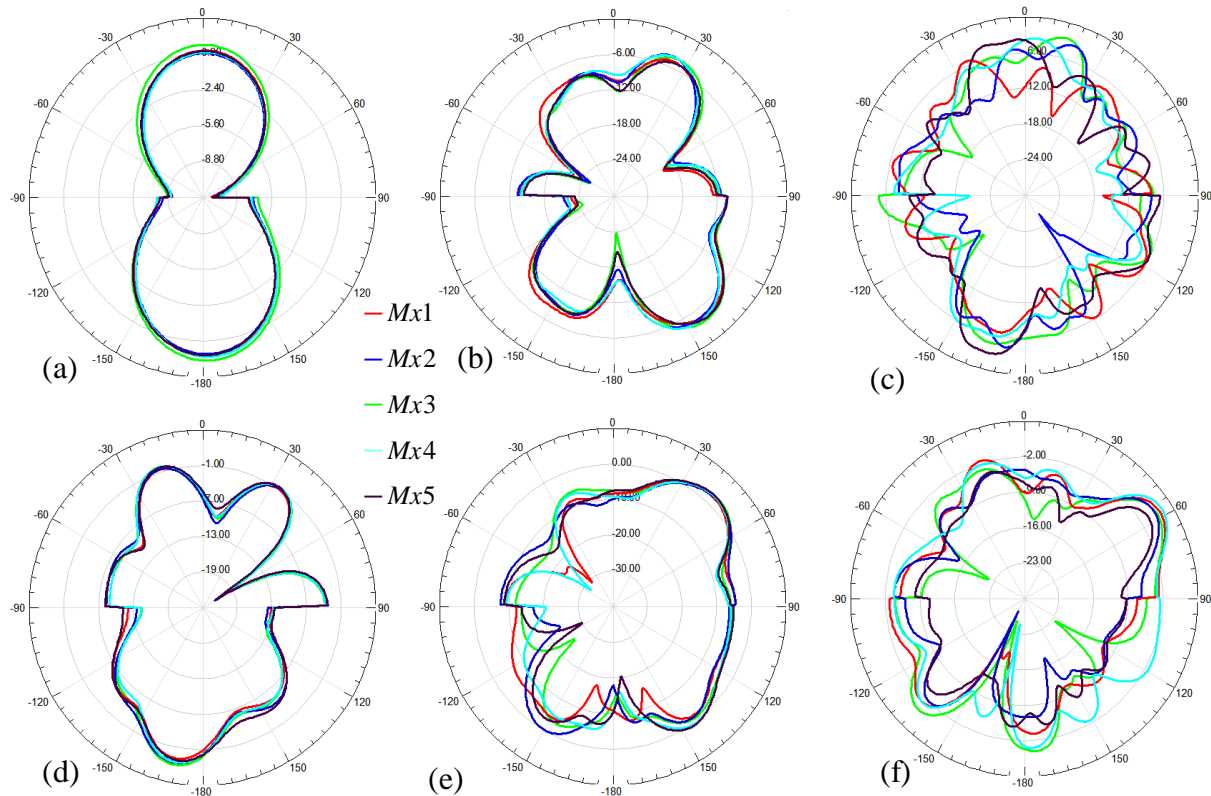


Figure III.28 : Diagramme de rayonnement de l'antenne dans le plan $\phi=0^\circ$ pour différentes valeurs de Mx .

(a) $f=3.5$ GHz, (b) $f=9$ GHz, (c) $f=13.5$ GHz, (d) $f=16$ GHz, (e) $f=20$ GHz, (f) $f=28$

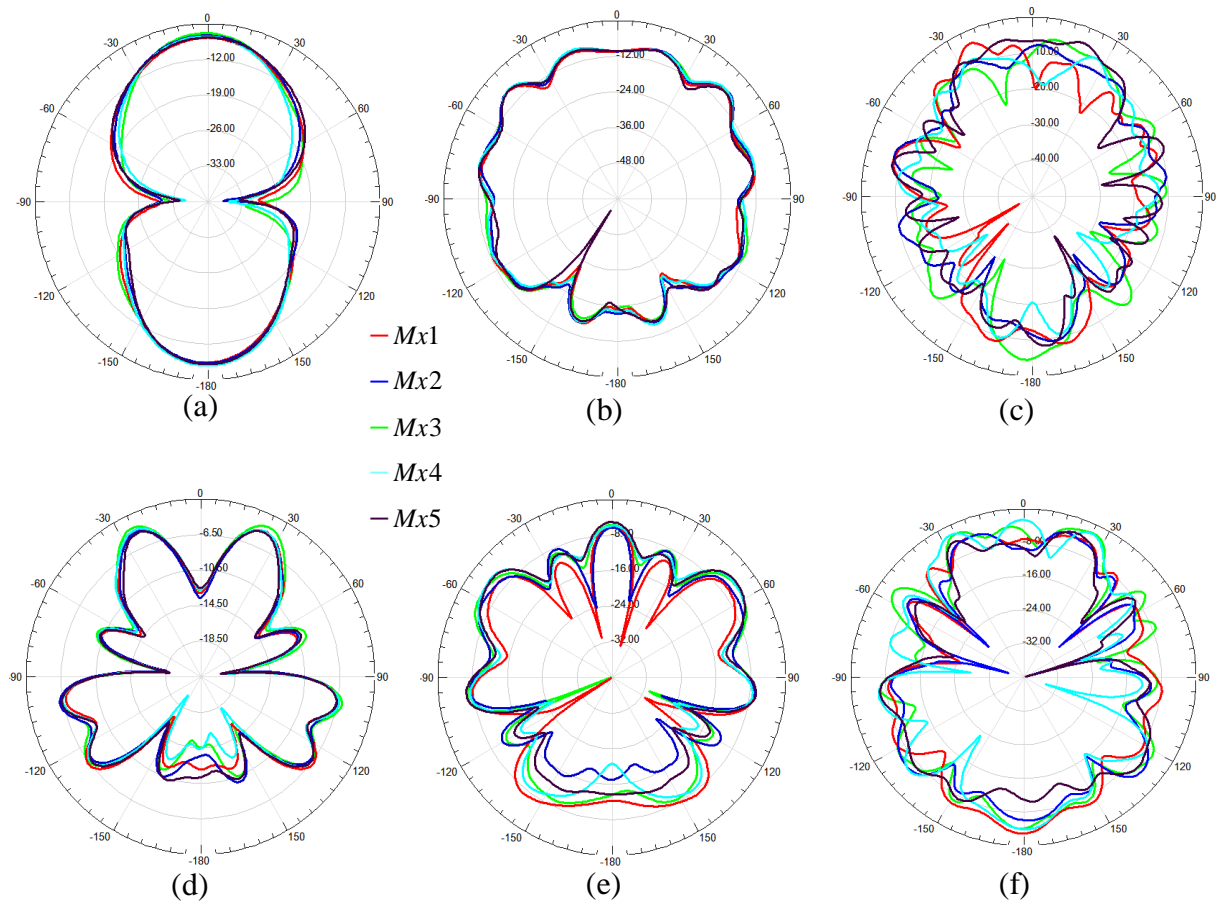


Figure III.29 : Diagramme de rayonnement dans le plan $\theta=90^\circ$ pour différentes valeurs de M_x .

(a) $f=3.5$ GHz, (b) $f=9$ GHz, (c) $f=13.5$ GHz, (d) $f=16$ GHz, (e) $f=20$ GHz, (f) $f=28$ GHz

Les résultats obtenus pour le coefficient de réflexion et le diagramme de rayonnement pour différentes valeurs de M_y , sont montrés dans les figures III.30, III.31 et III.32 respectivement.

Pour le coefficient de réflexion on peut remarquer que, l'adaptation de l'antenne sera légèrement modifiée lorsque M_y varie. La fréquence haute d'adaptation diminue légèrement lorsque la position de la fente change par rapport à sa position initiale (M_y3), alors que la fréquence basse d'adaptation ne change pas. De plus, on obtient un coefficient de réflexion maximal de -54.2 dB à la fréquence de 26.4 GHz pour la position M_y2 .

Dans les deux principaux plans $\phi=0^\circ$ ou $\theta=90^\circ$, le diagramme de rayonnement reste quasiment invariant pour les fréquences basses d'adaptation de l'antenne, lorsqu'on varie la position de la fente selon l'axe OY. Cependant la modification sera plus importante pour la fréquence de 13.5 GHz. Pour les fréquences hautes, le changement constaté du

digramme de rayonnement dans le plan $\theta = 90^\circ$ est plus remarquable que celui observé dans le plan $\phi = 0^\circ$.

La variation de la position de la fente dans les deux directions, M_x , M_y , provoque une légère modification du coefficient de réflexion, ainsi que le diagramme de rayonnement, quoi que le changement de ce dernier soit plus visible que celui du coefficient de réflexion.

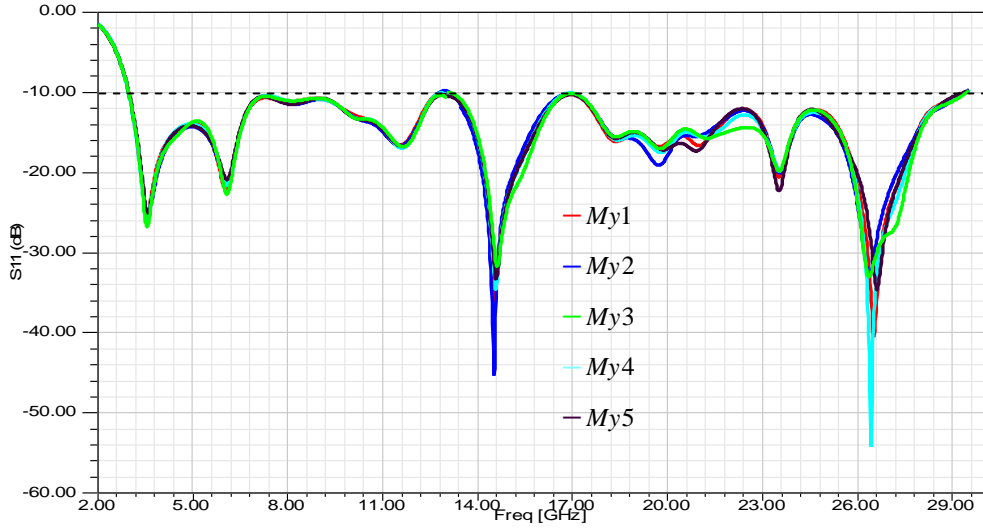


Figure III.30 : Coefficient de réflexion simulé pour différentes valeurs de M_y

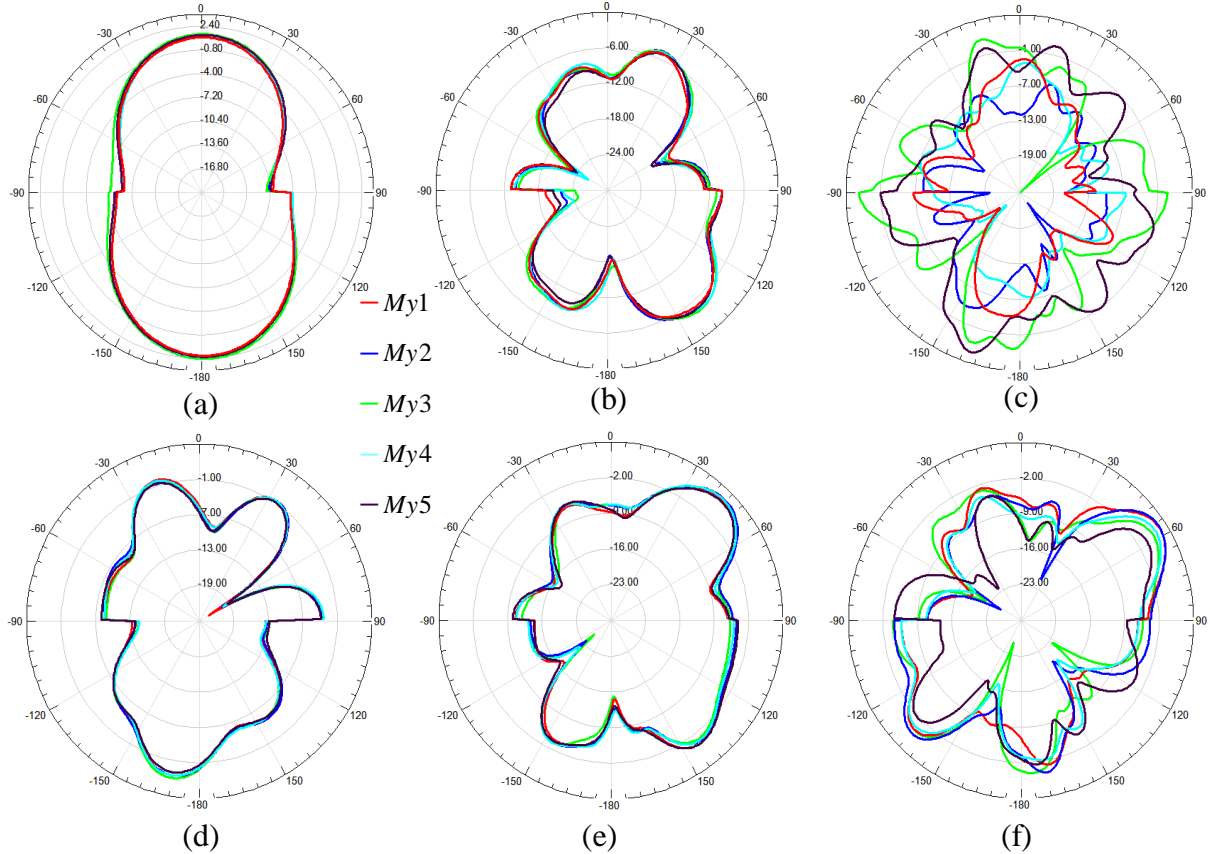


Figure III.31 : Diagramme de rayonnement dans le plan $\phi=0^\circ$ pour différentes valeurs de M_y .

(a) $f=3.5$ GHz, (b) $f=9$ GHz, (c) $f=13.5$ GHz, (d) $f=16$ GHz, (e) $f=20$ GHz, (f) $f=28$ GHz

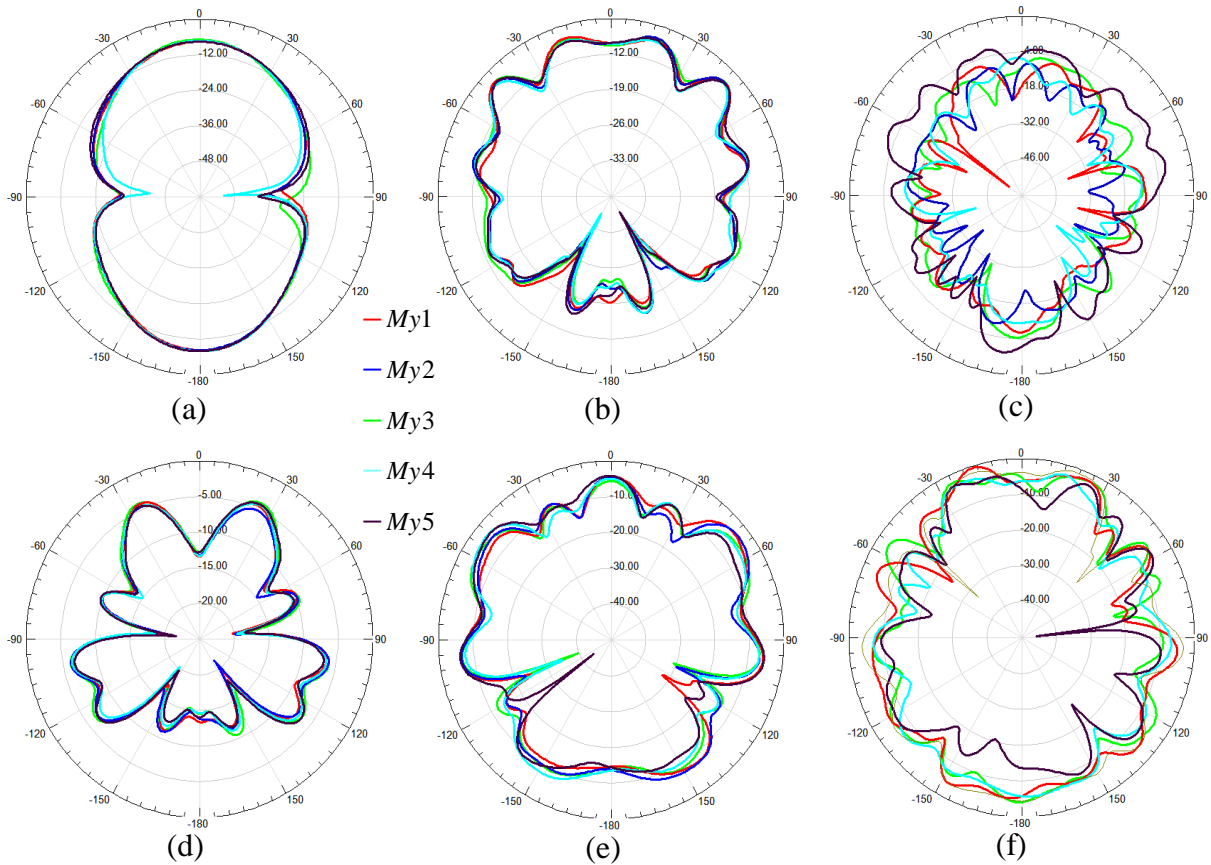


Figure III.32 : Diagramme de rayonnement dans le plan $\theta=90^\circ$ pour différentes valeurs de M_y .

(a) $f=3.5$ GHz, (b) $f=9$ GHz, (c) $f=13.5$ GHz, (d) $f=16$ GHz, (e) $f=20$ GHz, (f) $f=28$ GHz

V.2 Effet des dimensions de l'encoche

Afin d'étudier l'influence des dimensions de l'encoche sur les caractéristiques de l'antenne et en particulier le coefficient de réflexion et le diagramme de rayonnement, on va varier la longueur et la largeur de l'encoche noté L_{en} et W_{en} respectivement. En premier lieu on varie la longueur de l'encoche (figure III.33).

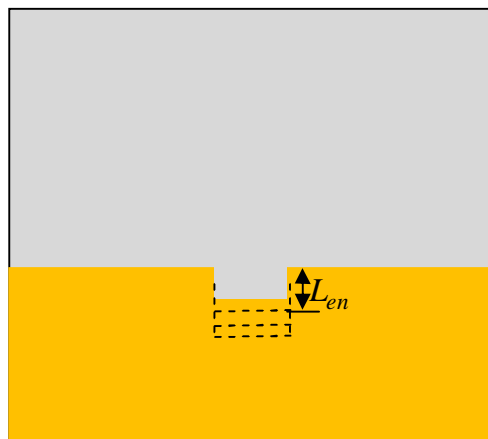


Figure III.33 : Variation de la longueur de l'encoche L_{en}

Les valeurs de la longueur de l'encoche sont données dans le tableau suivant :

Paramètres	L_{en1}	L_{en2}	L_{en3}	L_{en4}	L_{en5}
Valeurs en (mm)	0.5	1.5	2	3	3.5

Tableau III.5 : Valeurs de la longueur de l'encoche

L'influence de la longueur de l'encoche sur l'adaptation de l'antenne varie selon la fréquence (figure III.34). L'adaptation s'améliore dans presque la totalité de la bande passante lorsqu'on augmente la longueur L_{en} . Une adaptation sur la totalité de la bande passante avec un coefficient de réflexion inférieur à -10dB est obtenue pour L_{en3} . Mais l'adaptation de l'antenne se détériore lorsque la longueur de l'encoche devienne supérieur à L_{en3} . La fréquence haute d'adaptation varie avec la variation de L_{en} , alors que la fréquence basse d'adaptation est quasiment constante, lorsque L_{en} varie.

Les diagrammes de rayonnement simulés dans les principaux plan, pour certaines valeurs de L_{en} , sont montrés aux figures III.35 et III.36. Lorsque L_{en} augmente, on observe dans le plan $\phi = 0^\circ$ que la variation du digramme de rayonnement est très petite, pour des fréquences basses d'adaptation de l'antenne. Par contre lorsque la fréquence augmente, le diagramme de rayonnement subit une modification notable ; en particulier pour les fréquences 13.5 GHz, 20 GHz et 28 GHz.

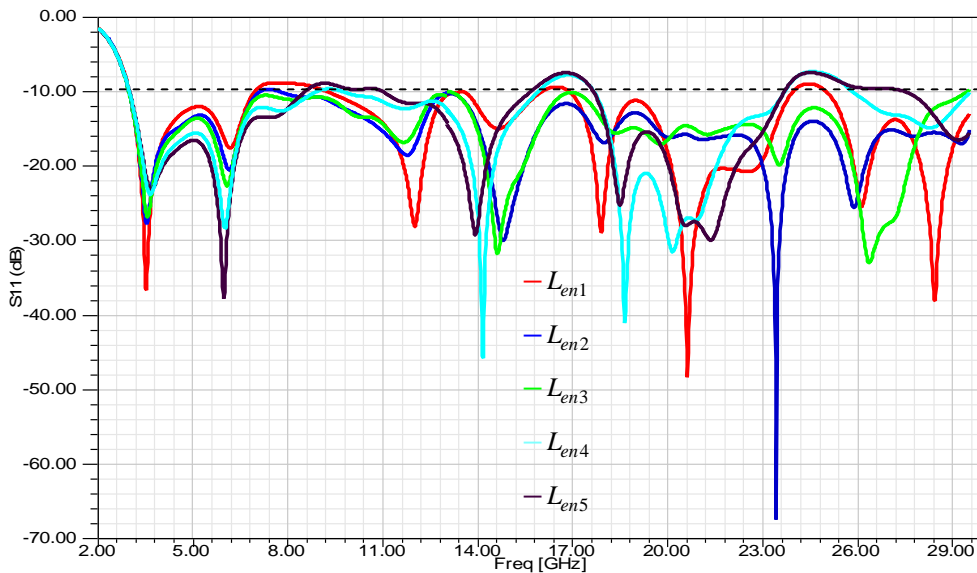


Figure III.34 : Coefficient de réflexion simulé pour différentes valeurs de L_{en}

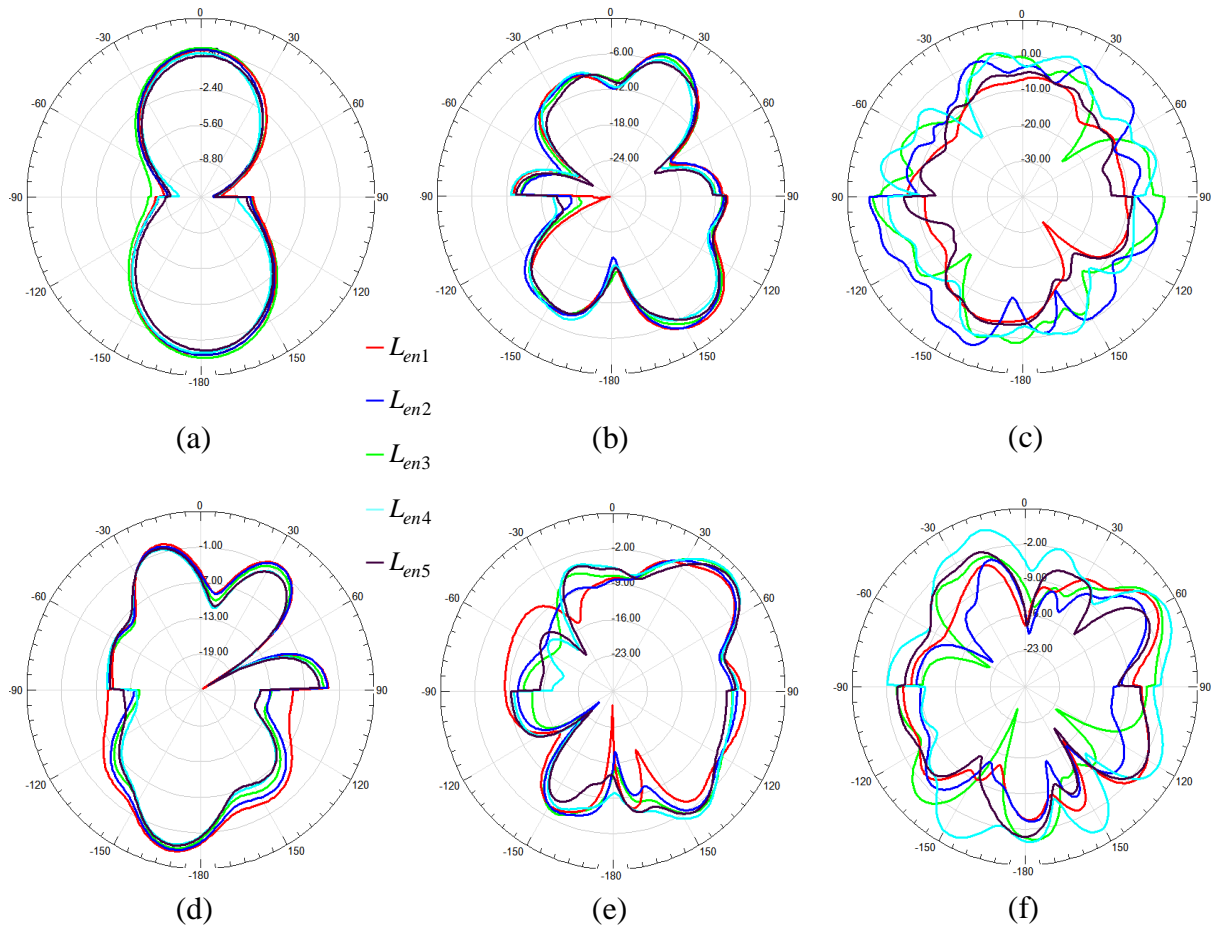


Figure III.35 : Diagramme de rayonnement de l'antenne dans le plan $\phi=0^\circ$ pour différentes valeurs de L_{en} .

(a) $f=3.5$ GHz, (b) $f=9$ GHz, (c) $f=13.5$ GHz, (d) $f=16$ GHz, (e) $f=20$ GHz, (f) $f=28$ GHz

Dans le plan $\theta = 90^\circ$, le diagramme de rayonnement est aussi invariant pour les fréquences basses de fonctionnement de l'antenne. Mais le changement dans le diagramme de rayonnement dans ce plan est remarqué à partir de la fréquence de 13.5 GHz.

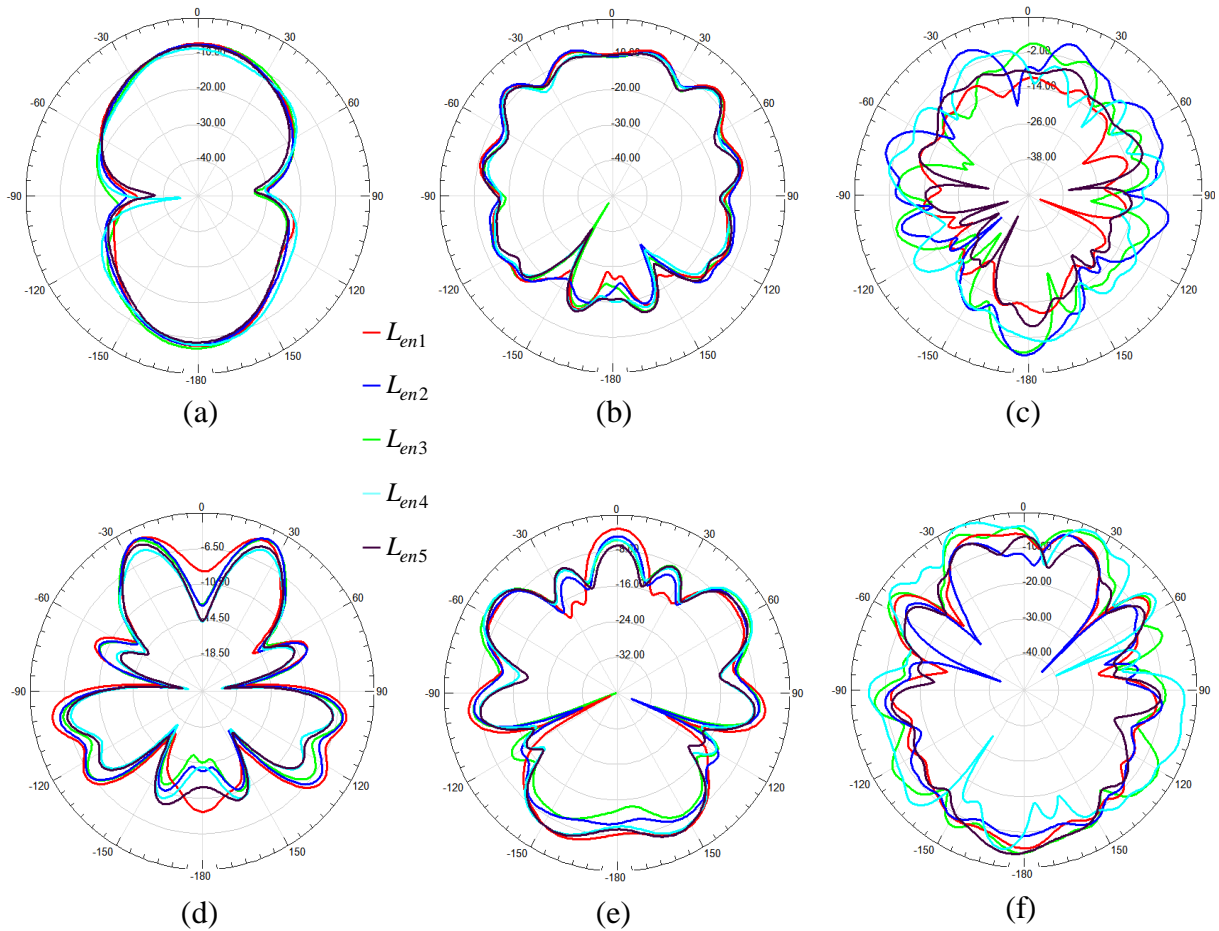


Figure III.36 : Diagramme de rayonnement de l'antenne dans le plan $\theta=90^\circ$ pour différentes valeurs de L_{en} .

(a) $f=3.5$ GHz, (b) $f=9$ GHz, (c) $f=13.5$ GHz, (d) $f=16$ GHz, (e) $f=20$ GHz, (f) $f=28$ GHz

Dans cette deuxième partie, on étudie l'influence de la variation de la largeur de l'encoche (figure III.37) sur les performances de l'antenne (coefficient de réflexion, diagrammes de rayonnement).

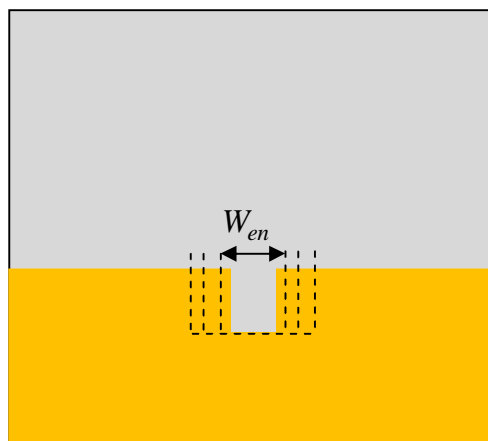


Figure III.37 Variation de la largeur de l'encoche W_{en}

Les valeurs de la largeur de l'encoche sont données dans le tableau suivant :

Paramètres	W_{en1}	W_{en2}	W_{en3}	W_{en4}	W_{en5}
Valeurs en (mm)	0.5	1.5	2	3	3.5

Tableau III.6 : Valeurs de la largeur de l'encoche

Les résultats de simulation du coefficient de réflexion (figure III.38) montrent que, l'adaptation de l'antenne s'améliore avec l'augmentation de largeur de l'encoche, W_{en} . Mais lorsque W_{en} devient supérieure à W_{en4} , l'adaptation se dégrade.

La fréquence haute d'adaptation diminue légèrement avec l'augmentation de W_{en} , par contre la fréquence basse d'adaptation reste quasiment invariante.

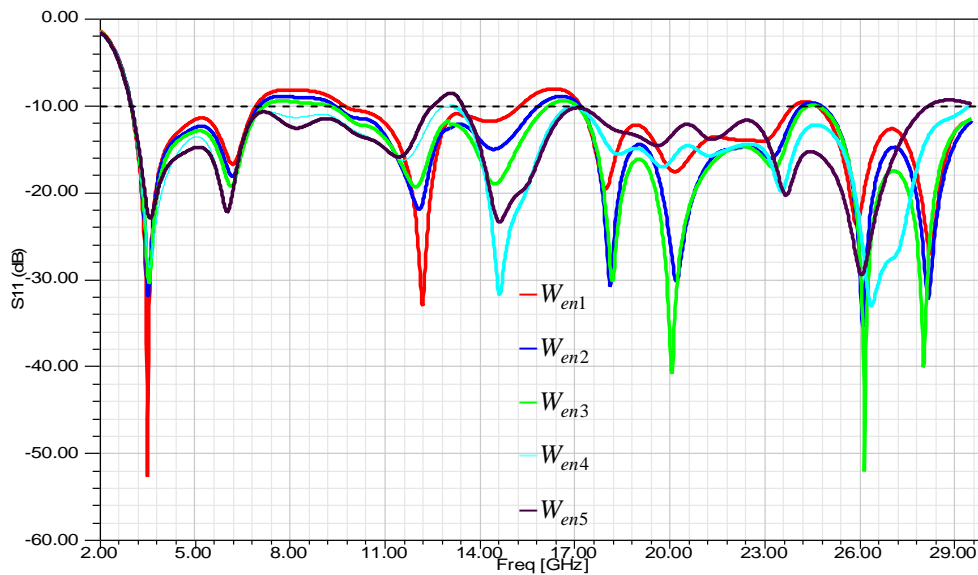


Figure III.38 : Coefficient de réflexion simulé pour différentes valeurs de W_{en}

Les diagrammes de rayonnement de l'antenne pour différentes valeurs de W_{en} , sont représentés aux figures III.39 et III.40. Le diagramme de rayonnement dans le plan $\phi = 0^\circ$, pour les fréquences basses d'adaptation est quasiment invariant, lorsque la largeur de l'encoche augmente. Cependant lorsque la fréquence augmente, on peut remarquer une modification du diagramme de rayonnement avec la variation de W_{en} , et en particulier pour les fréquences 13.5GHz, 20GHz et 28 GHz.

Dans le plan $\theta = 90^\circ$, on peut observer une légère modification du diagramme de rayonnement pour les fréquences basses d'adaptation, lorsque W_{en} varie. Par contre, cette modification sera plus importante, lorsque la fréquence augmente.

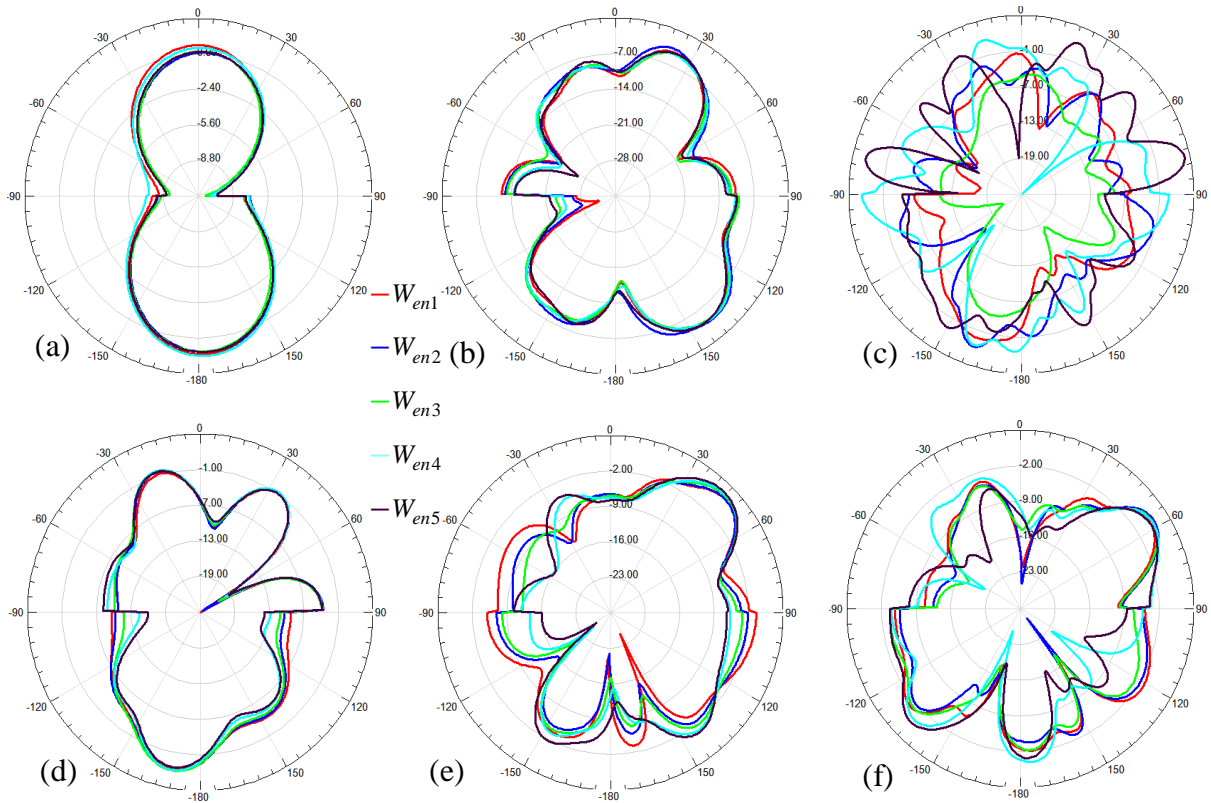


Figure III.39 : Diagramme de rayonnement dans le plan $\phi=0^\circ$ pour différentes valeurs de W_{en} .

(a) $f=3.5$ GHz, (b) $f=9$ GHz, (c) $f=13.5$ GHz, (d) $f=16$ GHz, (e) $f=20$ GHz, (f) $f=28$ GHz

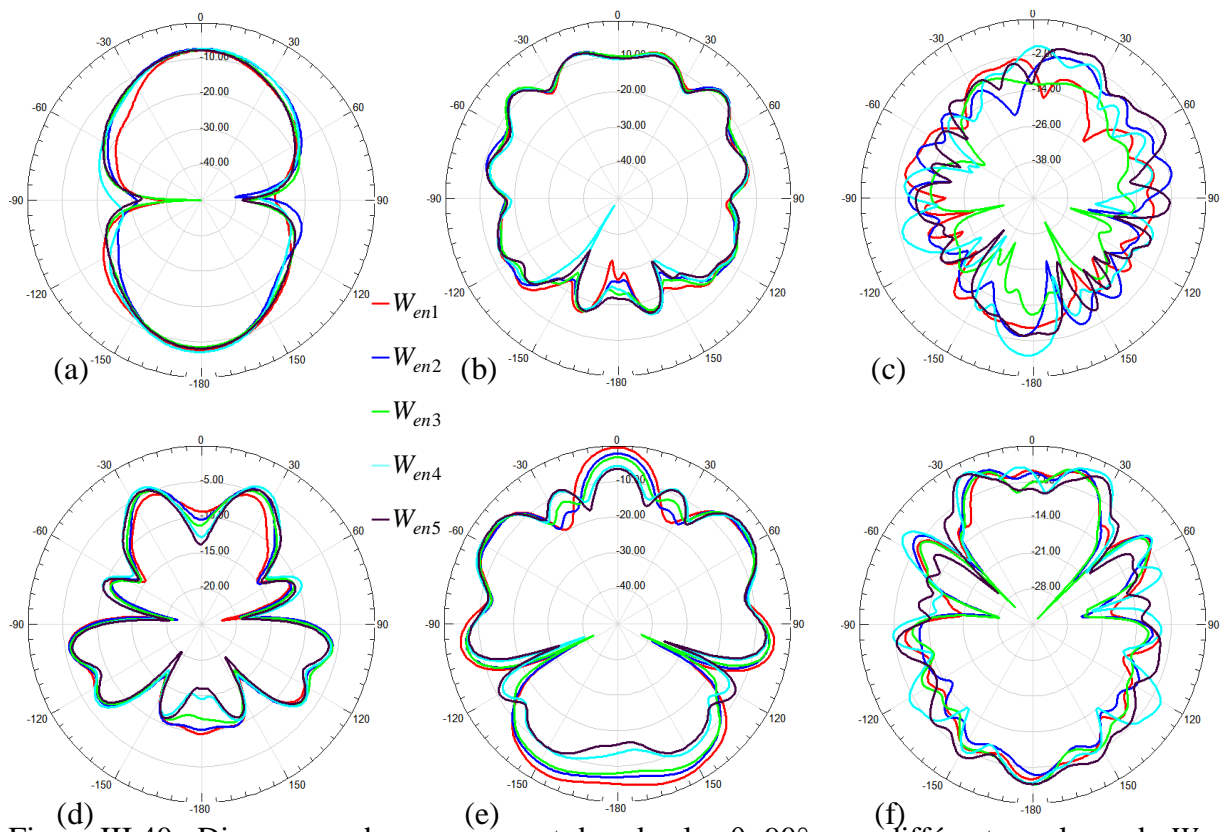


Figure III.40 : Diagramme de rayonnement dans le plan $\theta=90^\circ$ pour différentes valeurs de W_{en} .

(a) $f=3.5$ GHz, (b) $f=9$ GHz, (c) $f=13.5$ GHz, (d) $f=16$ GHz, (e) $f=20$ GHz, (f) $f=28$ GHz

V.3 Effet des dimensions des troncatures

Dans cette partie d'étude, seules les dimensions des quatre troncatures seront changées. Les autres paramètres de l'antenne restent fixes. En premier lieu on varie les dimensions des deux troncatures supérieures de l'élément rayonnant. La largeur et la longueur des troncatures sont variées de la même valeur (figure III.41), on note cette variation par Tr_s .

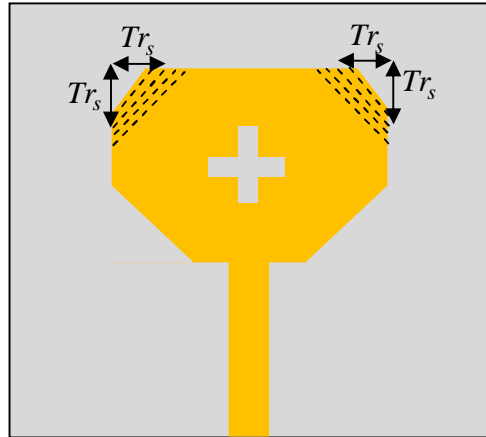


Figure III.41 : Variation des dimensions de troncatures supérieures Tr_s .

Les valeurs de Tr_s sont données dans le tableau suivant :

Paramètres	Tr_{s1}	Tr_{s2}	Tr_{s3}	Tr_{s4}	Tr_{s5}	Tr_{s6}
Valeurs en (mm)	0.2	2.5	3.5	4.5	6	7

Tableau III.7 : Valeurs de Tr_s

Le coefficient de réflexion de l'antenne ainsi que les diagrammes de rayonnement dans les deux principaux plans pour différentes valeurs des dimensions des troncatures supérieures Tr_s sont représentées aux figures III.42, III.43 et III.44 respectivement.

Pour le coefficient de réflexion on remarque que lorsqu'on augmente les dimensions de troncatures supérieures, le coefficient de réflexion est presque invariant dans la bande [2.81 6.8 GHz], alors que pour les fréquences supérieures à 6.8GHz on constate une modification du coefficient de réflexion, où l'adaptation de l'antenne s'améliore sur la totalité de la bande passante de l'antenne lorsque les dimensions des troncatures supérieures augmentent. On constate aussi que, les fréquences de résonances restent généralement invariantes lorsque Tr_s augmente. On peut remarquer que la fréquence basse d'adaptation augmente légèrement avec l'augmentation de Tr_s . Pour la fréquence haute d'adaptation elle est restée constante pour les valeurs de Tr_s inférieures où égales à Tr_{s4} , mais elle augmente légèrement pour Tr_{s5} et Tr_{s6}

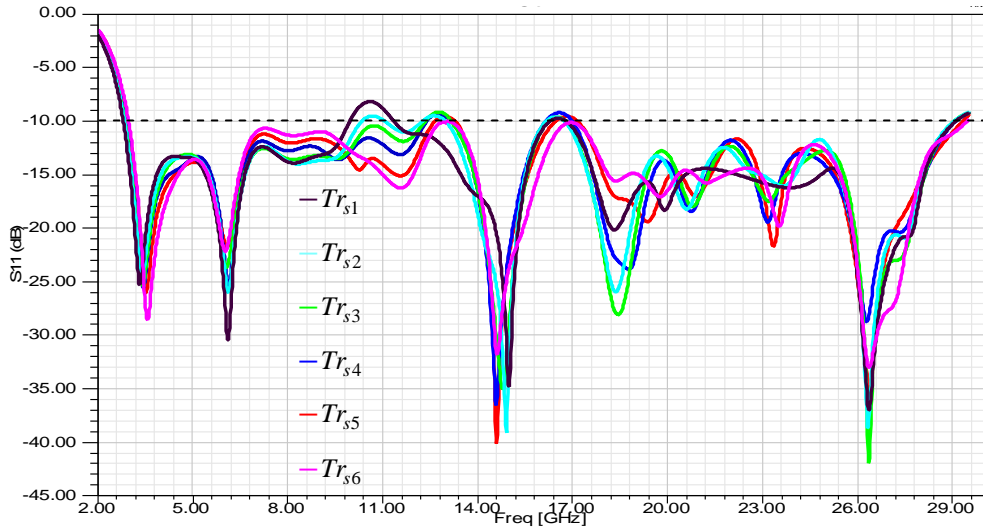


Figure III.42 : Coefficient de réflexion pour différentes valeurs de Tr_s

Le diagramme de rayonnement dans le plan $\phi = 0^\circ$ montre que, pour la fréquence 3.5 GHz le diagramme est invariant avec la variation de Tr_s et ressemble à celui d'un dipôle dans le plan vertical. Cependant pour les fréquences supérieures, le diagramme subit une certaine modification. Cette modification est plus au moins importante pour la fréquence 13.5 GHz. On observe aussi que le gain change aussi avec le changement de Tr_s .

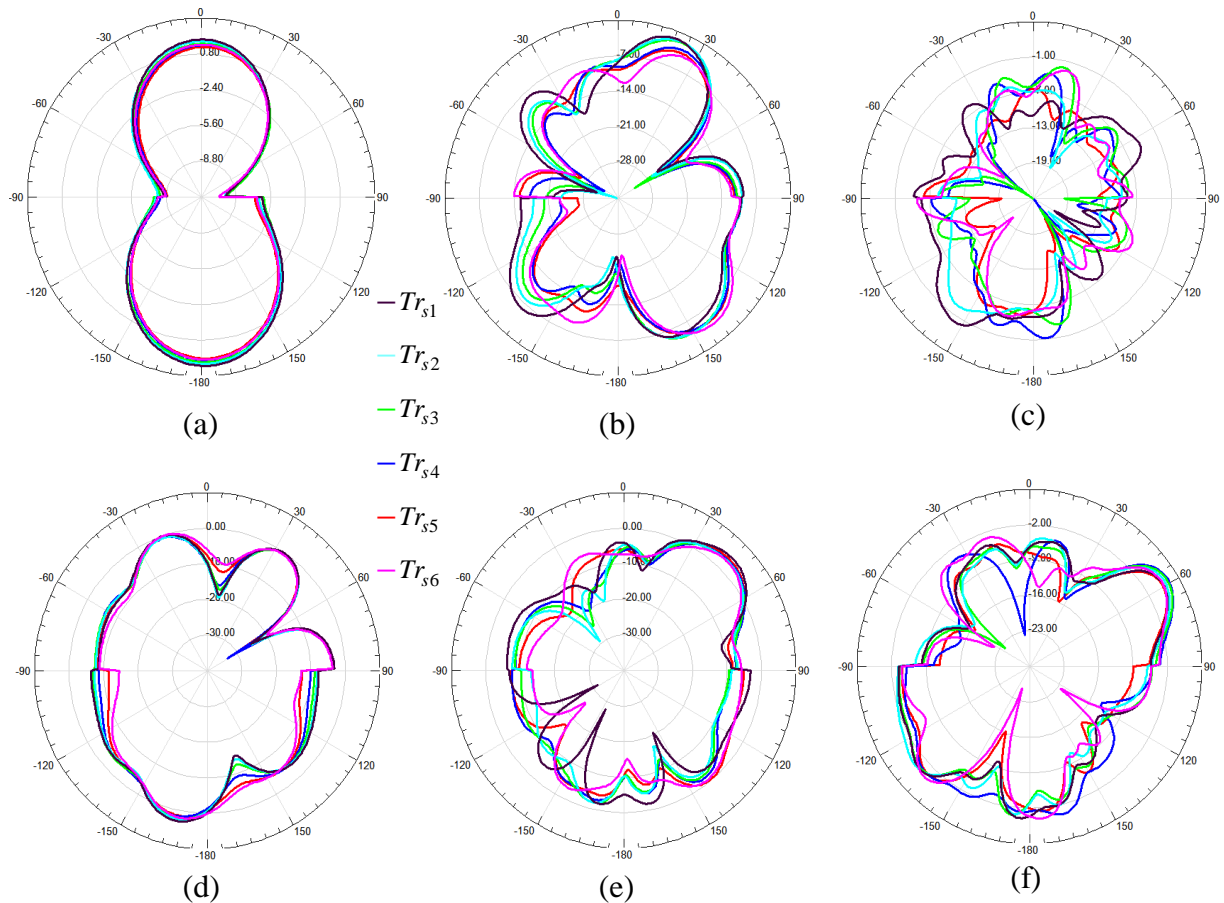


Figure III.43 : Diagramme de rayonnement dans le plan $\phi=0^\circ$ pour différentes valeurs de Tr_s .

(a) f=3.5 GHz, (b) f=9 GHz, (c) f=13.5 GHz, (d) f=16 GHz, (e) f=20 GHz, (f) f=28 GHz

Dans le plan $\theta = 90^\circ$, on remarque que lorsque Tr_s varie le diagramme de rayonnement est quasiment invariant pour la fréquence 3.5 GHz. Mais lorsque la fréquence augmente, le diagramme subit une modification remarquable lorsque Tr_s varie. Le gain de l'antenne est approximativement fixe et invariant avec la variation des dimensions des troncutures Tr_s .

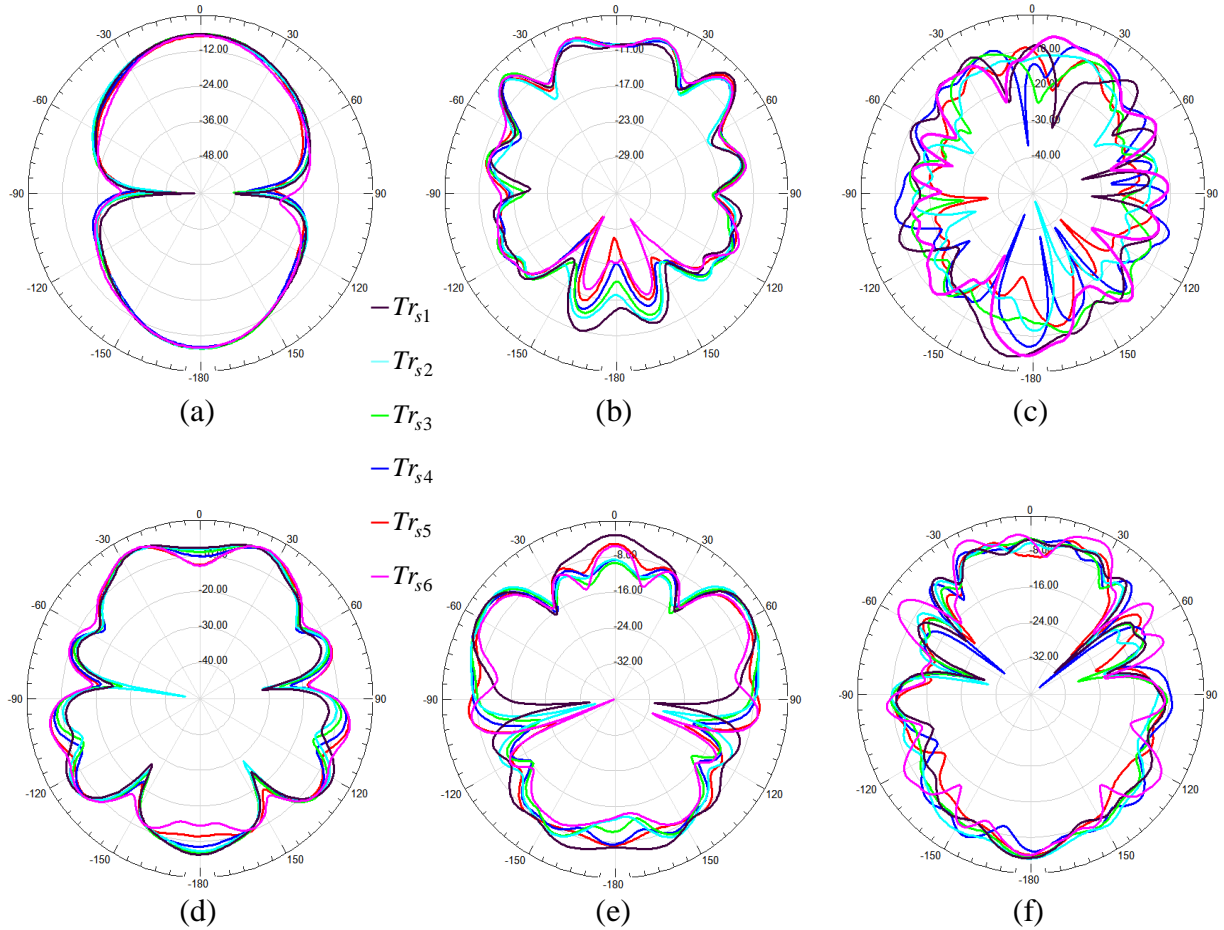


Figure III.44 : Diagramme de rayonnement de l'antenne dans le plan $\theta=90^\circ$ pour différentes valeurs de Tr_s .

(a) $f=3.5$ GHz, (b) $f=9$ GHz, (c) $f=13.5$ GHz, (d) $f=16$ GHz, (e) $f=20$ GHz, (f) $f=28$ GHz

Dans cette deuxième partie, on va modifier les dimensions des deux troncutures inférieures de l'élément rayonnant. La longueur et de largeur des troncutures sont variés de la même valeur ; on note cette variation par Tr_l (figure III.45), les autres paramètres de l'antenne restent fixes.

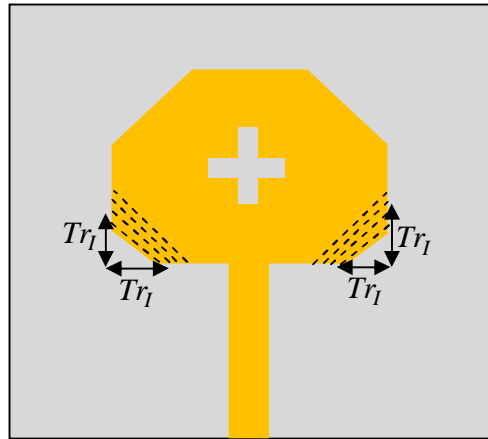


Figure III.45 : Variation des dimensions de troncutures inférieures Tr_l .

Les différentes valeurs de simulation de Tr_l sont données dans le tableau suivant :

Paramètres	Tr_{l1}	Tr_{l2}	Tr_{l3}	Tr_{l4}	Tr_{l5}	Tr_{l6}
Valeurs en (mm)	0.2	2.5	3.5	4.5	6	7

Tableau III.8 : Différentes valeurs de simulation de Tr_l

Les résultats de simulation du coefficient de réflexion pour différentes valeurs Tr_l sont représentés à la figure III.46. Ces résultats montrent que, lorsqu'on augmente les dimensions des troncutures inférieures Tr_l l'adaptation de l'antenne s'améliore et principalement dans la bande [2.9, 7.7 GHz], mais elle se dégrade dans d'autres bandes et en particulier dans la bande [11.6, 13.4 GHz] sauf pour Tr_{l6} où elle s'améliore à nouveau. Un coefficient de réflexion minimal de -58 dB à la fréquence de 10.39 GHz est obtenu pour Tr_{l3} . La meilleure adaptation est obtenue pour Tr_{l6} . La fréquence basse d'adaptation diminue lorsque Tr_l augmente, alors que la fréquence haute d'adaptation augmente, puis elle diminue légèrement puis elle augmente à nouveau. La première et la dernière fréquence de résonances sont pratiquement fixes lorsqu'on varie les dimensions des troncutures inférieures, mais les autres fréquences de résonances ainsi que leur nombre varient avec la variation de Tr_l .

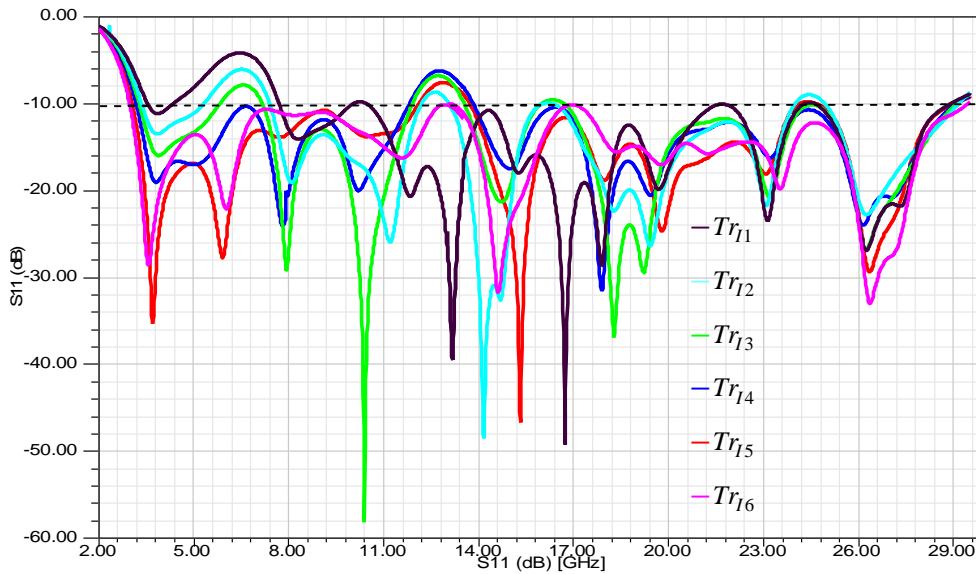


Figure III.46 : Coefficient de réflexion pour différentes valeurs de Tr_l

Les résultats de simulation des diagrammes de rayonnement sont illustrés aux figures III.47 et III.48. On constate que dans le plan $\phi = 0^\circ$ pour la fréquence de 3.5 GHz le diagramme se modifie lorsqu'on augmente Tr_l le diagramme ressemble à celui d'un dipôle avec la diminution du gain de l'antenne de -1dB à environ -3dB lorsque Tr_l augmente. Lorsque la fréquence augmente, le diagramme de rayonnement se modifie avec la modification des dimensions des tronçatures inférieures Tr_l où la dégradation de la directivité du diagramme de rayonnement augmente de plus en plus avec l'augmentation de Tr_l . La grande modification du diagramme de rayonnement est constaté pour les fréquences de 13.5 GHz et 28 GHz.

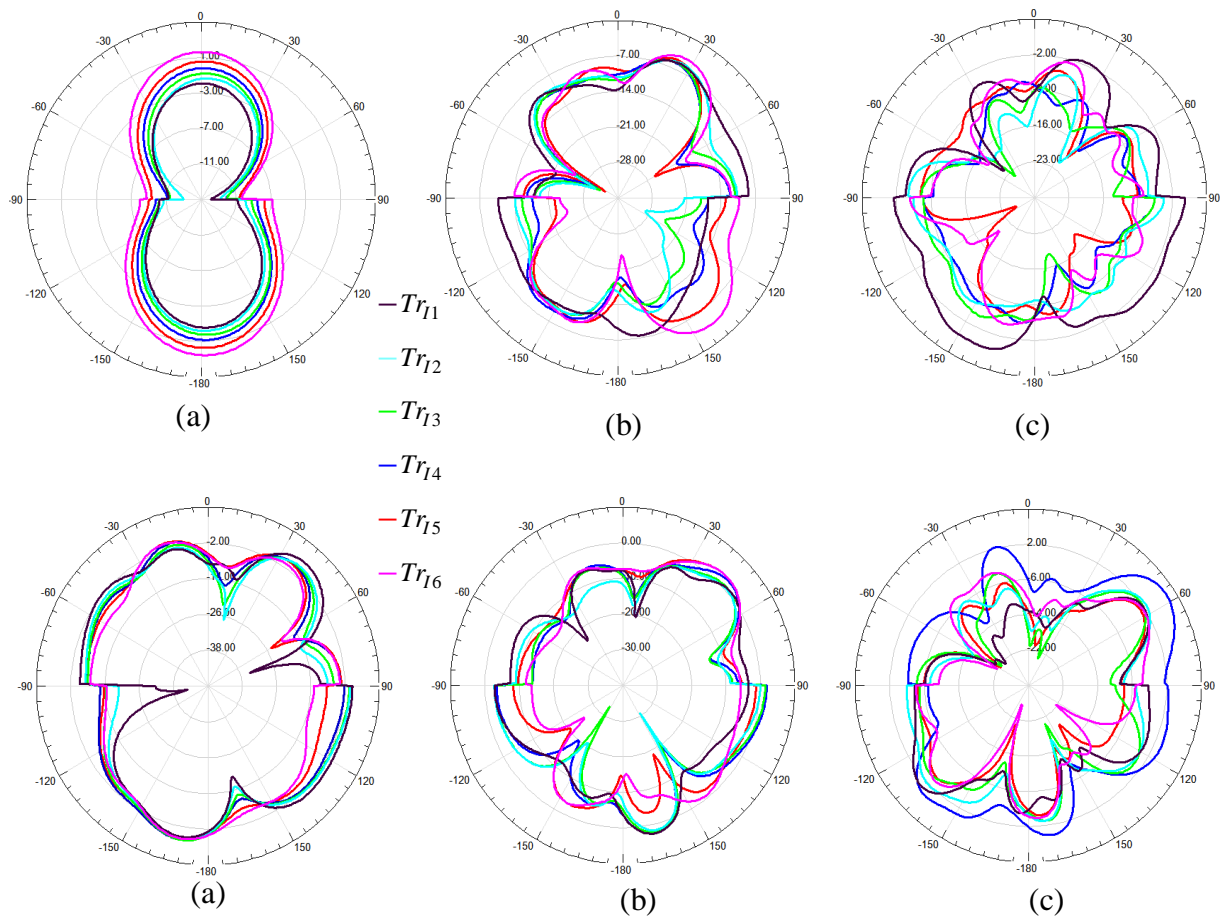


Figure III.47 : Diagramme de rayonnement dans le plan $\phi=0^\circ$ pour différentes valeurs de Tr_i .

(a) $f=3.5$ GHz, (b) $f=9$ GHz, (c) $f=13.5$ GHz, (d) $f=16$ GHz, (e) $f=20$ GHz, (f) $f=28$ GHz

Dans le plan $\theta = 90^\circ$, pour la fréquence de 3.5 GHz le diagramme de rayonnement est pratiquement inchangé avec le changement des dimensions des tronçures inférieures, mais lorsque la fréquence augmente, on peut constater certaines modifications du diagramme de rayonnement. Cette modification est plus au moins importante pour la fréquence de 28 GHz. On observe aussi que le gain de l'antenne varie avec Tr_i .

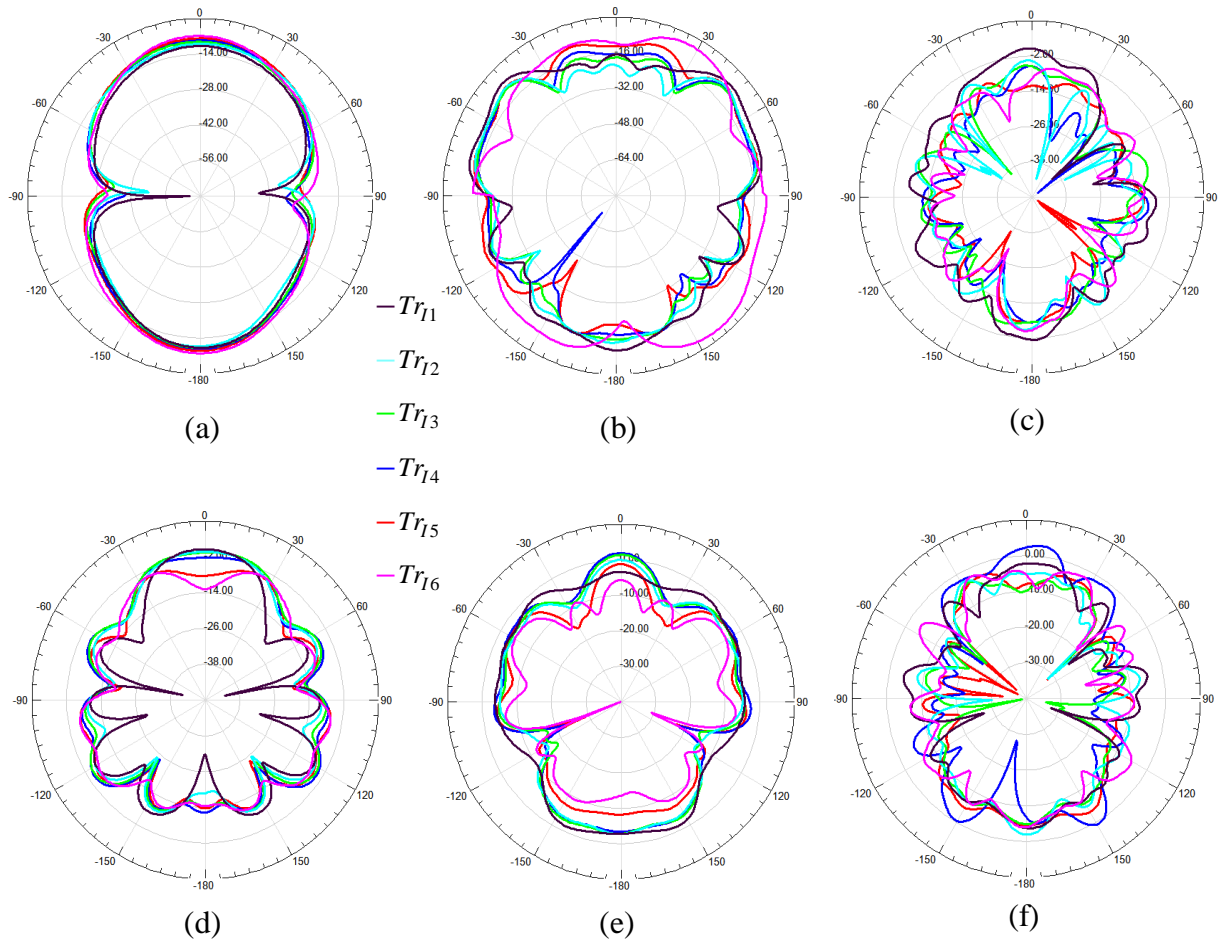


Figure III.48 : Diagramme de rayonnement dans le plan $\theta=90^\circ$ pour différentes valeurs de Tr_i .

(a) $f=3.5$ GHz, (b) $f=9$ GHz, (c) $f=13.5$ GHz, (d) $f=16$ GHz, (e) $f=20$ GHz, (f) $f=28$ GHz

Dans cette dernière partie, on varie simultanément les dimensions des quatre troncatures avec la même valeur. La variation des dimensions des troncatures sera notée par Tr (figure III.49).

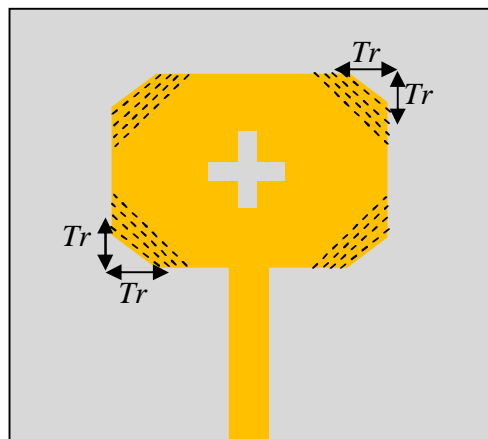


Figure III.49 : Variation des dimensions des quatre troncatures Tr .

La variation de Tr est selon le tableau suivant :

Paramètres	Tr_1	Tr_2	Tr_3	Tr_4	Tr_5	Tr_6
Valeurs en (mm)	1	2	3	4.5	6	7

Tableau III.9 : Variation de Tr

La figure III.50 représente les résultats de simulation du coefficient de réflexion lorsqu'on varie Tr . On remarque que l'adaptation s'améliore de plus en plus lorsque Tr augmente et en particulier pour les fréquences basses (de 2.97 GHz jusqu'à environ 7.78 GHz). Cependant l'adaptation se dégrade dans certaines bandes de fréquences et en particulier dans la bande [11.6, 14 GHz]. Une meilleure adaptation est obtenue pour Tr_6 où l'antenne est totalement adaptée sur toute la bande passante de l'antenne (2.978-29.432GHz) avec un coefficient de réflexion inférieur à -10dB. Un coefficient de réflexion minimal de -55.67dB à 13.97 GHz est obtenu pour Tr_1 . La fréquence basse d'adaptation se déplace vers les fréquences inférieures lorsque Tr augmente.

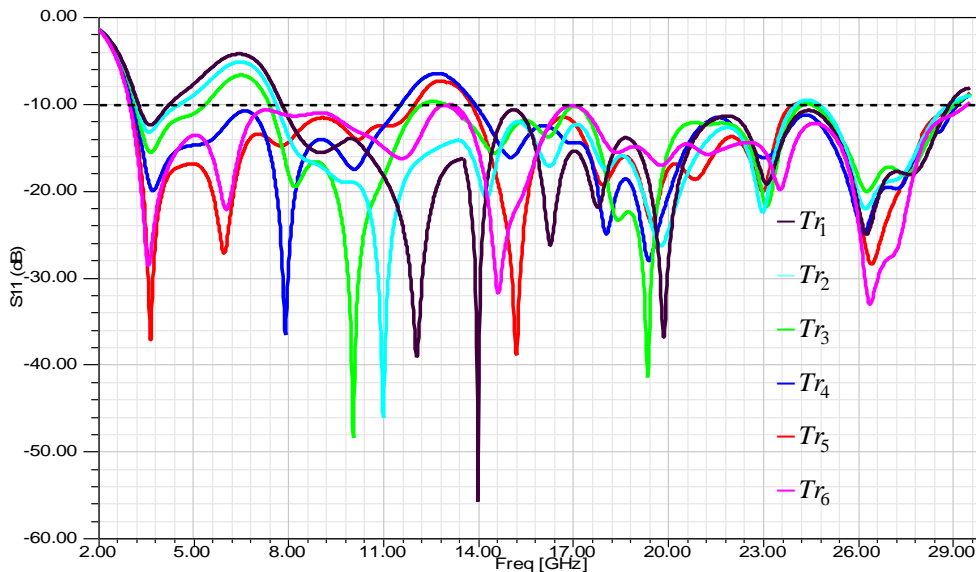


Figure III.50 : Coefficient de réflexion pour différentes valeurs de Tr

Les figures III.51 et III.52 représentent les diagrammes de rayonnement de l'antenne. Ces résultats montrent que le diagramme de rayonnement de l'antenne dans le plan $\phi = 0^\circ$ pour la fréquence 3.5 GHz reste toujours celui d'un dipôle et varie légèrement lorsqu'on varie Tr avec une augmentation du gain avec l'augmentation de Tr . Cependant, on observe une modification du diagramme de rayonnement avec la modification de Tr lorsque la

fréquence augmente, en particulier cette modification est importante pour les fréquences de 13.5 GHz et 28 GHz.

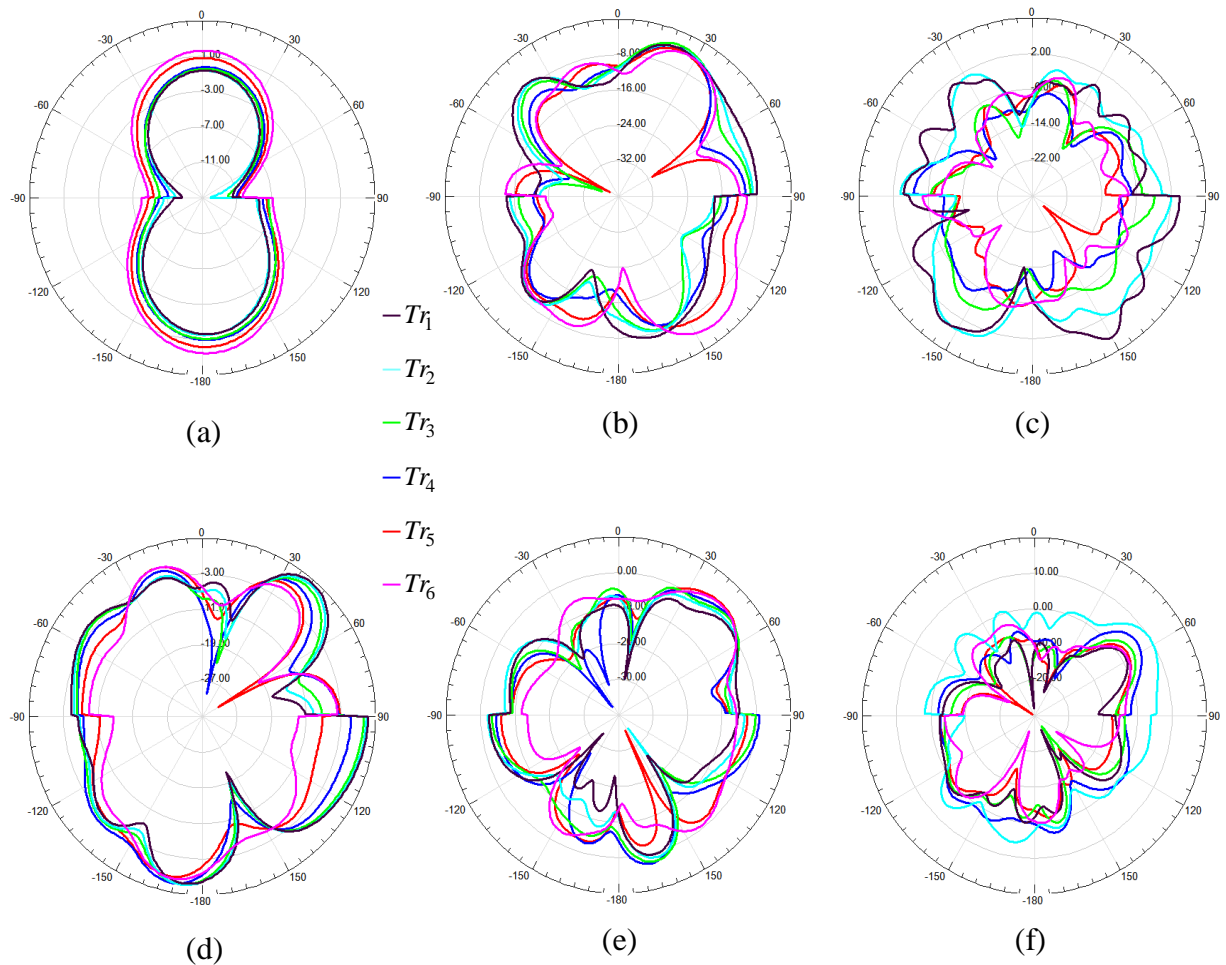


Figure III.51 : Diagramme de rayonnement dans le plan $\phi=0^\circ$ pour différentes valeurs de L_G .

(a) $f=3.5$ GHz, (b) $f=9$ GHz, (c) $f=13.5$ GHz, (d) $f=16$ GHz, (e) $f=20$ GHz, (f) $f=28$ GHz

Dans le plan $\theta = 90^\circ$, le diagramme de rayonnement reste quasiment invariant avec Tr pour la fréquence de 3.5 GHz. Mais si la fréquence augmente, la modification du diagramme de rayonnement est remarquable avec la variation des dimensions des quatre tronçatures ; la plus importante modification est constatée pour les fréquences de 13.5 GHz et 28 GHz.

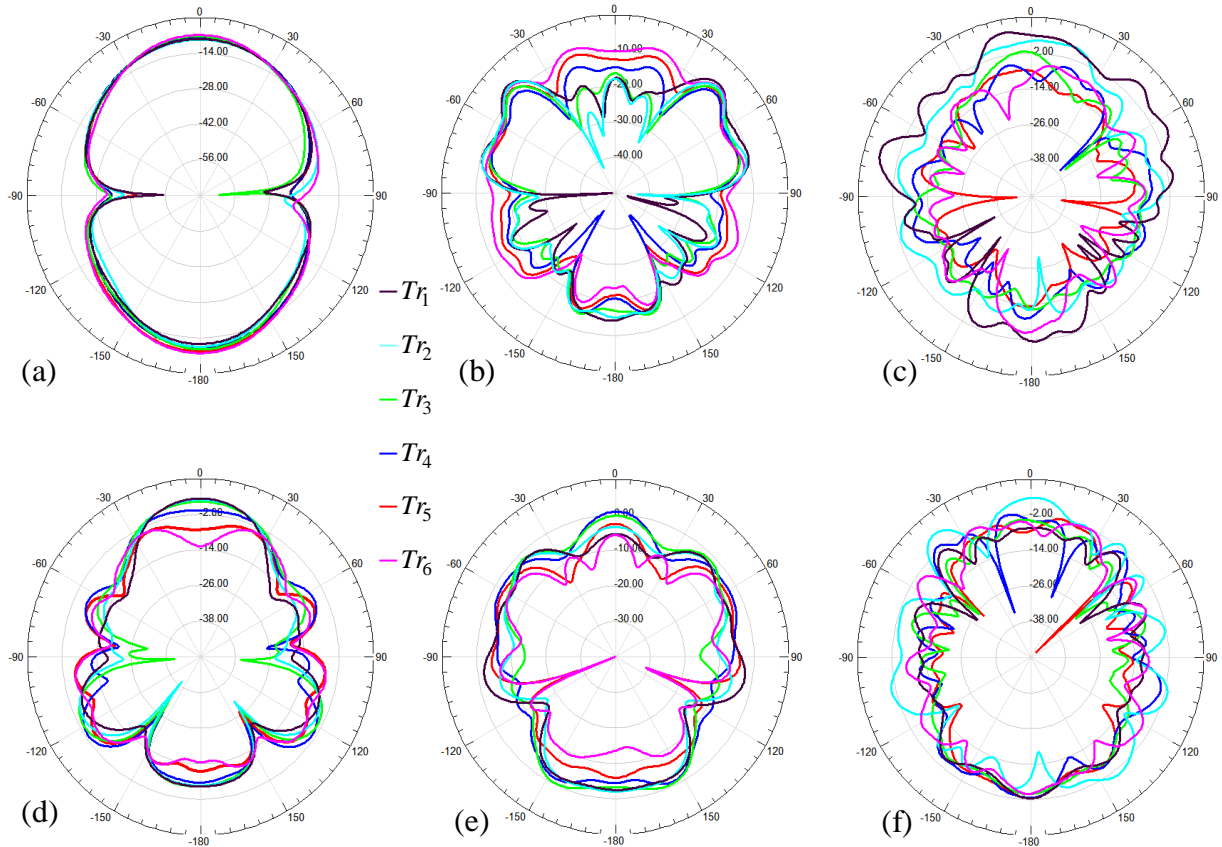


Figure III.52 : Diagramme de rayonnement dans le plan $\theta=90^\circ$ pour différentes valeurs de L_G .

(a) $f=3.5$ GHz, (b) $f=9$ GHz, (c) $f=13.5$ GHz, (d) $f=16$ GHz, (e) $f=20$ GHz, (f) $f=28$ GHz

V.4 Effet de la longueur du plan de masse.

Ce paragraphe est consacré à l'étude de l'influence d'un paramètre important qui caractérise la structure de l'antenne : la longueur du plan de masse (figure III.53). Les autres paramètres de l'antenne restent fixes. La variation de la largeur du plan masse est notée par L_G .

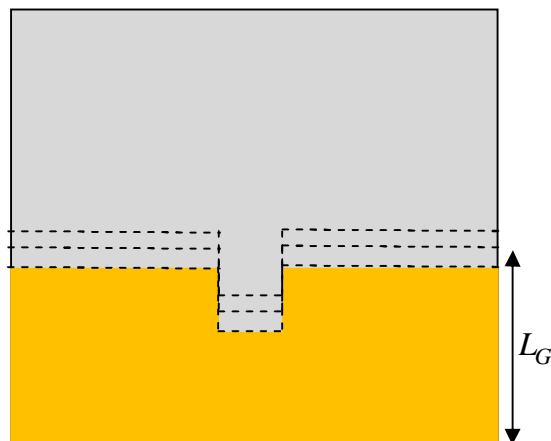


Figure III.53 : Variation de la largeur du plan de masse L_G

Les différentes valeurs de L_G sont données au tableau suivant :

Paramètres	L_{G1}	L_{G2}	L_{G3}	L_{G4}	L_{G5}
Valeurs en (mm)	8.5	10	11.5	12.5	14.5

Tableau III.10 : Différentes valeurs de L_G

La figure III.54 représente l'évolution du coefficient de réflexion simulé pour différentes valeur de L_G . Ces résultats montrent que, le coefficient de réflexion est fortement lié à la largeur du plan de masse. Pour les valeurs L_{G1} et L_{G2} on constate que l'adaptation de l'antenne est dégradée, où on obtient un coefficient de réflexion supérieur à -10dB dans les bandes [3.2, 8.4 GHz], [12.5, 16.4 GHz], [19.2, 23.7 GHz], [6.18, 8GHz], [12.69 14,6 GHz], [20,18 21.66 GHz] et [24, 28.67 GHz]. Lorsque la largeur du plan de masse est supérieure à L_{G3} (la valeur pour l'antenne du paragraphe III.4.4), pour laquelle on obtient une bonne adaptation sur la totalité de la bande passante de l'antenne (2.978-29.432GHz), l'adaptation de l'antenne se dégrade à nouveau. Dans ce cas, pour la valeur L_{G4} , on obtient un coefficient de réflexion supérieurs à -10dB dans les bandes [7.67, 10.96 GHz], [12.1 12.9 GHz] et [20.3, 21.87 GHz] et [25.76, 27.86 GHz] ; alors que pour la valeur L_{G5} , l'adaptation de l'antenne est fortement dégradée. Un coefficient de réflexion supérieur à -10 dB est obtenu sur la quasi-totalité de la bande [2, 12.7 GHz] et dans les bandes [14.12 15.32 GHz], [22.17, 23.52 GHz] et [27.57, 28.96 GHz]. La fréquence basse d'adaptation augmente lorsque la largeur du plan de masse augmente.

Les résultats du diagramme de rayonnement pour les deux principaux plans sont montrés aux figures III.55 et III.56. Dans le plan $\phi = 0^\circ$, on constate que lorsqu'on varie la largeur du plan de masse, le diagramme de rayonnement de l'antenne varie, cette variation augmente avec l'augmentation de la fréquence. Le gain de l'antenne dans ce plan augmente lorsque L_G varie de L_{G1} à L_{G2} , puis il diminue lorsque la largeur du plan de masse devient supérieur à L_{G2} . Lorsque la fréquence augmente la directivité de l'antenne se dégrade fortement avec l'apparition des lobes secondaires lorsqu'on augmente L_G . Le gain maximal de l'antenne ne dépasse pas 2 dB.

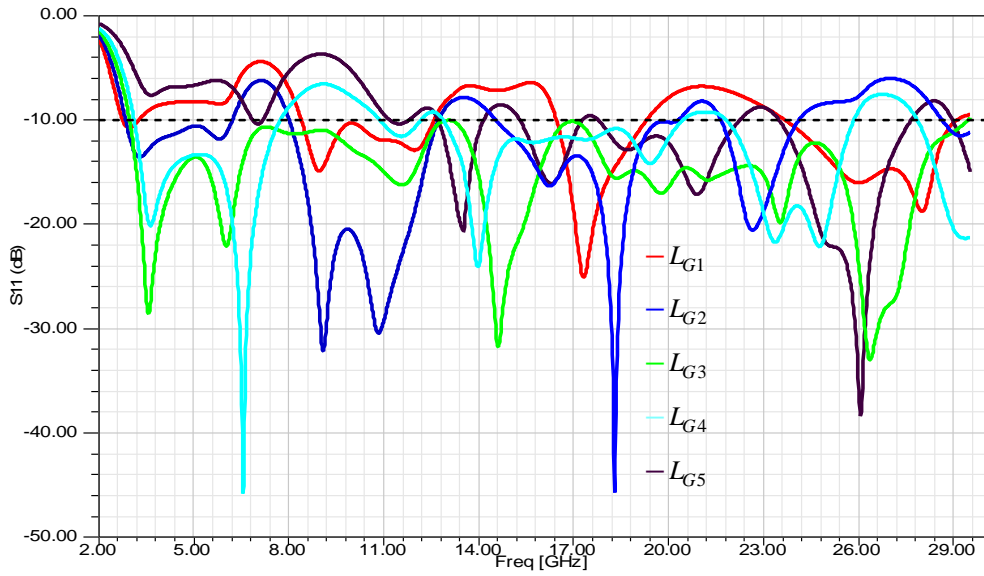


Figure III.54 : Coefficient de réflexion pour différentes valeurs de L_G

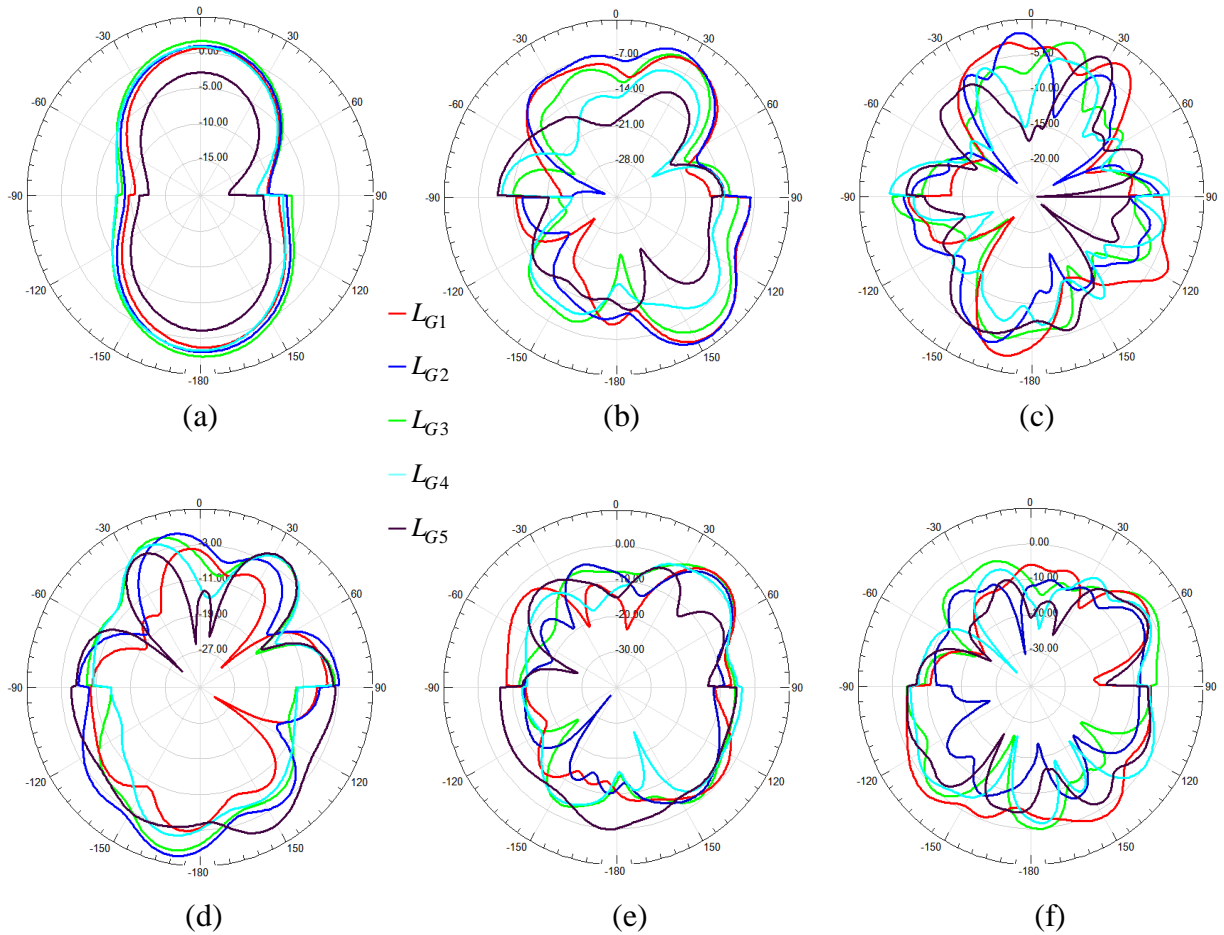


Figure III.55 : Diagramme de rayonnement dans le plan $\phi=0^\circ$ pour différentes valeurs de L_G .

(a) $f=3.5$ GHz, (b) $f=9$ GHz, (c) $f=13.5$ GHz, (d) $f=16$ GHz, (e) $f=20$ GHz, (f) $f=28$ GHz

Pour le plan $\theta = 90^\circ$, on remarque que le diagramme de rayonnement est celui d'un dipôle pour la fréquence 3.5 GHz, avec l'augmentation du gain pour L_G variant de L_{G1} à L_{G3} , puis il diminue lorsque L_G devient supérieur à L_{G3} . Mais lorsque la fréquence augmente, la directivité du diagramme de rayonnement est détériorée avec l'apparition des lobes secondaires et le gain de l'antenne diminue lorsque L_G augmente, alors que le nombre des lobes secondaire diminue.

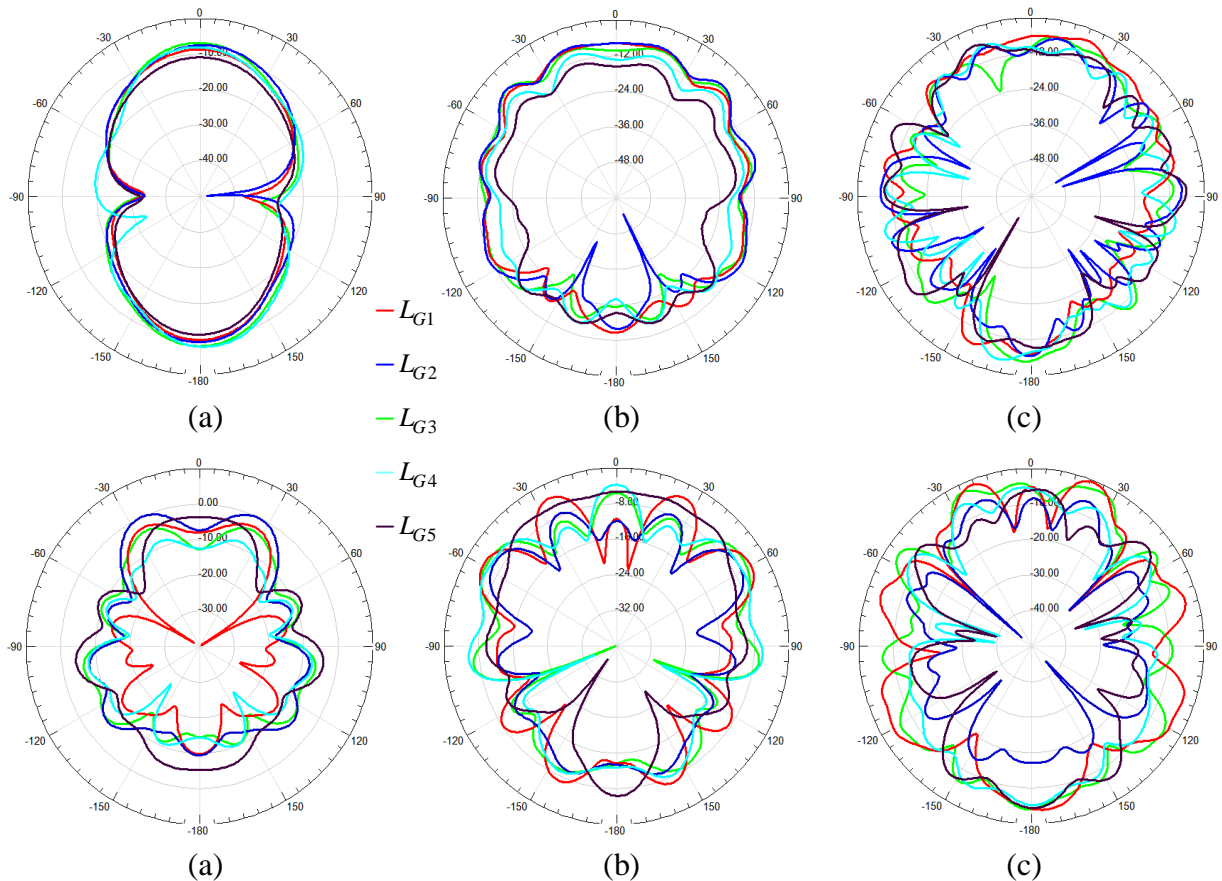


Figure III.56 : Diagramme de rayonnement dans le plan $\theta=90^\circ$ pour différentes valeurs de L_G .

(a) $f=3.5$ GHz, (b) $f=9$ GHz, (c) $f=13.5$ GHz, (d) $f=16$ GHz, (e) $f=20$ GHz, (f) $f=28$ GHz

V.5 Effet de la forme du plan de masse.

On présente ici l'étude de l'avant dernier paramètre caractérisant la structure de l'antenne : la forme du plan de masse. On étudie l'effet de l'arrondissement des cotés du plan de masse sur le coefficient de réflexion et le diagramme de rayonnement. Le rayon de l'arc qui représente l'arrondissement est noté par A_r (figure III.57) ; les autres paramètres de l'antenne restent fixes.

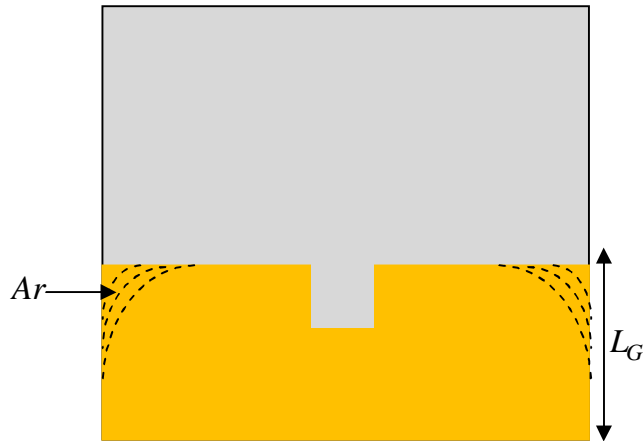


Figure III.57 : Variation de la forme du plan de masse

Les différentes valeurs de sont données au tableau suivant :

Paramètres	Ar_1	Ar_2	Ar_3	Ar_4	Ar_5
Valeurs en (mm)	0	2	5	7	10

Tableau III.11 : Différentes valeurs de Ar

Les résultats de simulation du coefficient de réflexion (figure III.58) montrent que, l'adaptation de l'antenne se dégrade dans les bandes [2.9, 6.2 GHz] et [20, 23.9 GHz] lorsque le rayon de l'arrondissement augmente ; par contre on observe une amélioration de l'adaptation dans la bande [6.2, 20 GHz] ; dans le reste de la bande passante de l'antenne le coefficient de réflexion est quasiment invariant avec la variation de Ar . La première et la deuxième fréquence de résonance est quasiment invariante avec Ar , par contre la troisième et la quatrième fréquence de résonance se décale vers les fréquences supérieures lorsque Ar augmente. Un coefficient de réflexion minimal de -55.9 dB est obtenu pour Ar_5 . La fréquence basse d'adaptation diminue légèrement lorsque Ar augmente, de même la fréquence haute d'adaptation diminue et en particulier pour Ar_4 où elle diminue par rapport à celle de l'antenne du paragraphe III.4 de moins de 1.08 GHz.

Le diagramme de rayonnement de l'antenne dans le plan $\phi = 0^\circ$ (figure III.59) montre que, pour la fréquence 3.5 GHz le diagramme subit une légère modification lorsque Ar augmente où le diagramme est celui d'un dipôle, mais lorsque la fréquence augmente le diagramme de rayonnement se modifie avec la variation de Ar , mais cette modification reste toujours petite sauf pour la fréquence de 13.5 GHz où on constate une modification plus au

moins importante. On remarque aussi que, le gain de l'antenne augmente avec l'augmentation du rayon de l'arrondissement Ar .

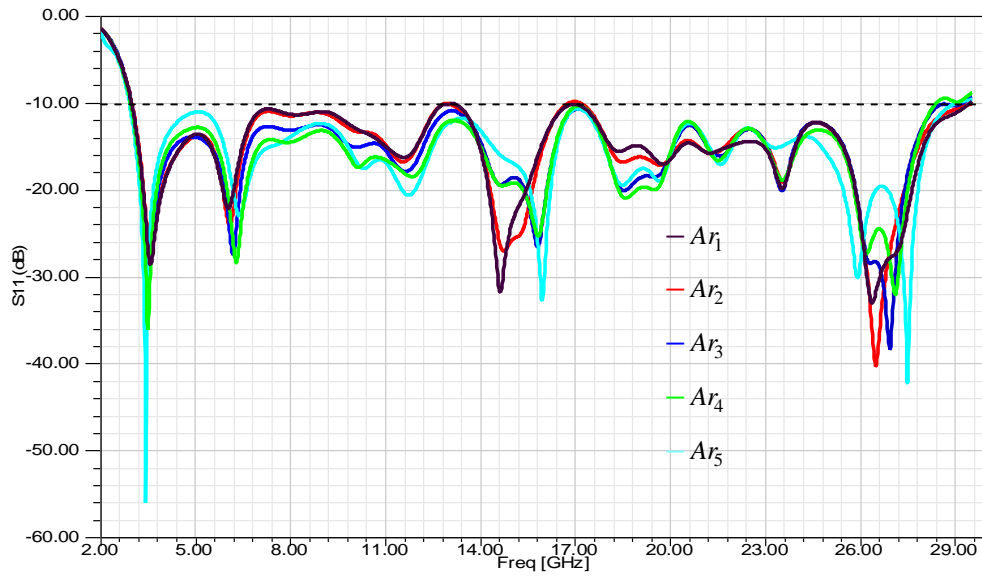


Figure III.58 : Coefficient de réflexion pour différentes valeurs de Ar

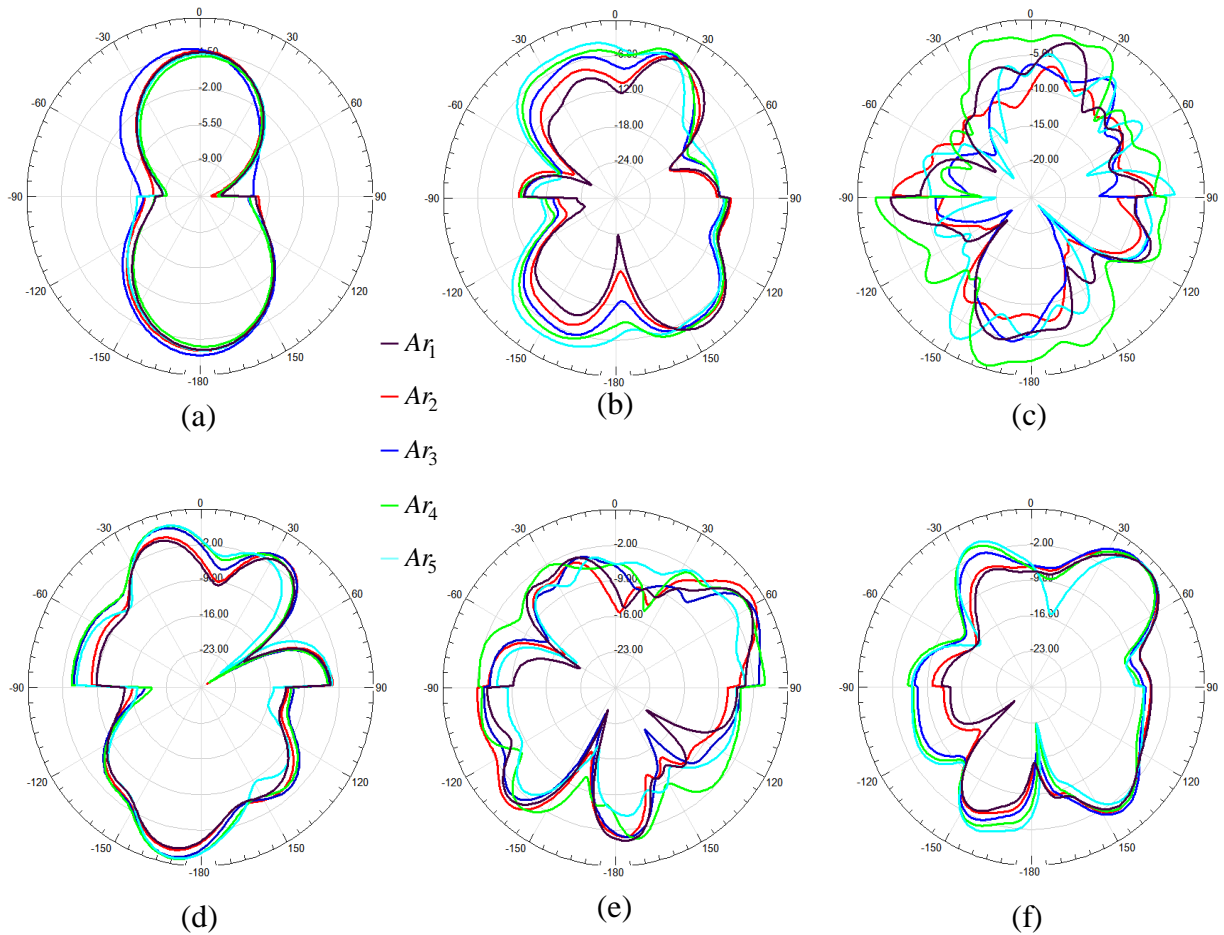


Figure III.59 : Diagramme de rayonnement dans le plan $\phi=0^\circ$ pour différentes valeurs de Ar .

(a) $f=3.5$ GHz, (b) $f=9$ GHz, (c) $f=13.5$ GHz, (d) $f=16$ GHz, (e) $f=20$ GHz, (f) $f=28$ GHz

Dans le plan $\theta = 90^\circ$ (figure III.60), le diagramme de rayonnement reste quasiment invariant lorsque Ar varie, sauf pour la fréquence 13.5 GHz pour laquelle le diagramme de rayonnement subit certaine modification avec la variation du rayon de l'arrondissement. Le gain de l'antenne dans ce plan est principalement constant sauf aux fréquences 13.5 GHz et 28 GHz, où on constate une légère modification.

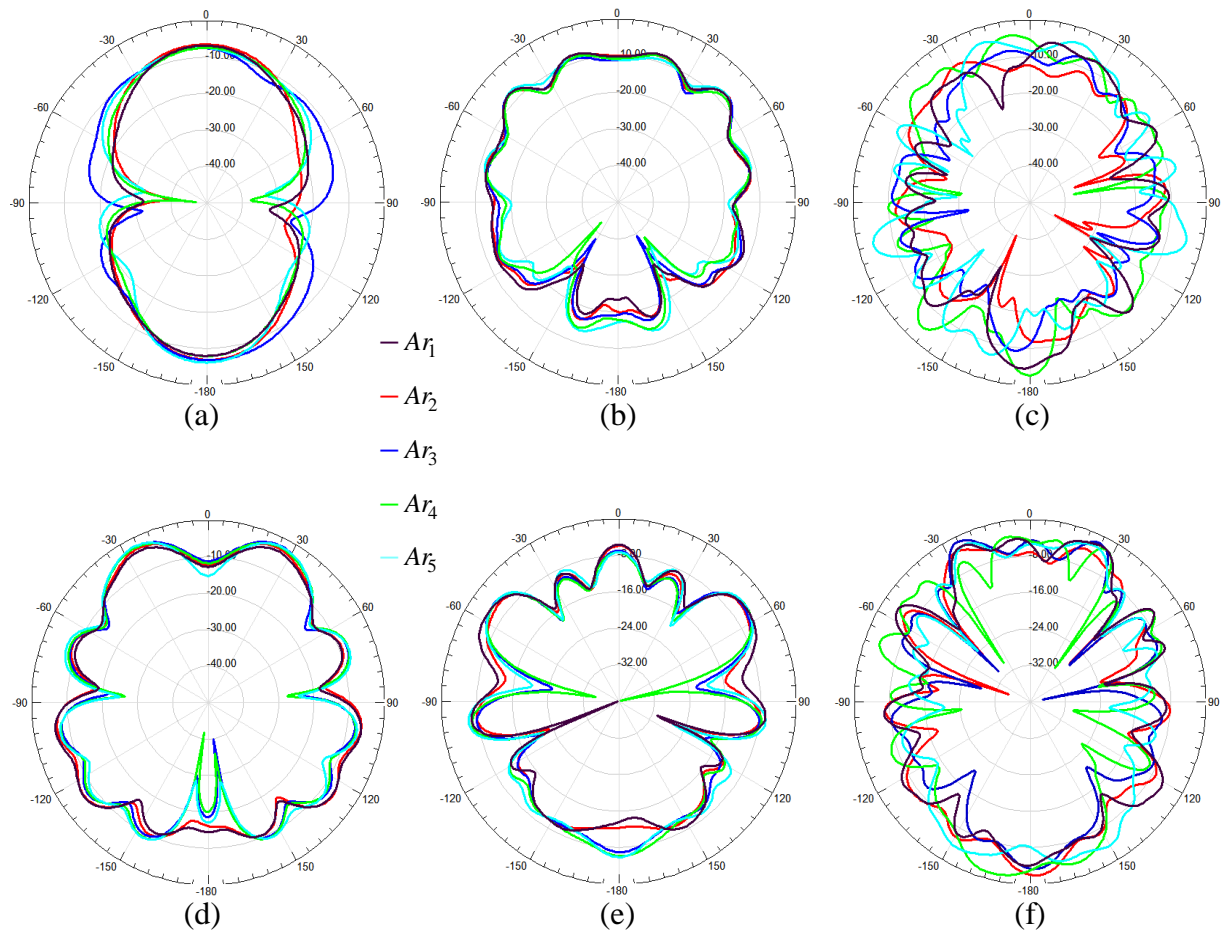


Figure III.60 : Diagramme de rayonnement dans le plan $\theta=90^\circ$ pour différentes valeurs de Ar .

(a) $f=3.5$ GHz, (b) $f=9$ GHz, (c) $f=13.5$ GHz, (d) $f=16$ GHz, (e) $f=20$ GHz, (f) $f=28$ GHz

V.6 Influence de l'épaisseur du substrat.

Dans cette dernière partie d'étude, on présente l'influence de l'épaisseur du substrat sur les performances de l'antenne. La variation de l'épaisseur du substrat est noté par H_s (figure III.61), les autres paramètres de l'antenne seront fixes.

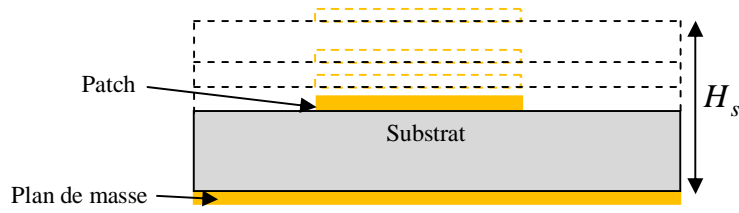


Figure III.61 : Variation de l'épaisseur du substrat, H_s

Les différentes valeurs de H_s sont données au tableau suivant

Paramètres	H_{s1}	H_{s2}	H_{s3}	H_{s4}	H_{s5}
Valeurs en (mm)	1.6	2	2.2	2.4	2.6

Tableau III.12 : Différentes valeurs de H_s

Le coefficient de réflexion pour différentes valeurs de H_s est donné à la figure III.62. Ces résultats montrent que lorsqu'on augmente l'épaisseur du substrat, l'adaptation de l'antenne se dégrade et cette dégradation devient de plus en plus importante si l'épaisseur devient supérieure à H_{s2} . Dans la bande [2.98, 6.56 GHz] l'antenne reste adaptée avec un coefficient de réflexion inférieur à -10dB lorsque H_s augmente. Par contre lorsque la fréquence est supérieure à 6.56 GHz, l'adaptation de l'antenne se dégrade, où le nombre de bande de fréquences pour lesquelles le coefficient de réflexion est supérieur à -10dB augmente avec l'augmentation de H_s . La fréquence basse d'adaptation se déplace vers les fréquences supérieures, alors que la fréquence haute d'adaptation diminue. Les quatre premières fréquences de résonances sont quasiment inchangées lorsque H_s augmente ; cependant les fréquences de résonance supérieure à la quatrième fréquence de résonance sont décalées vers des fréquences inférieures.

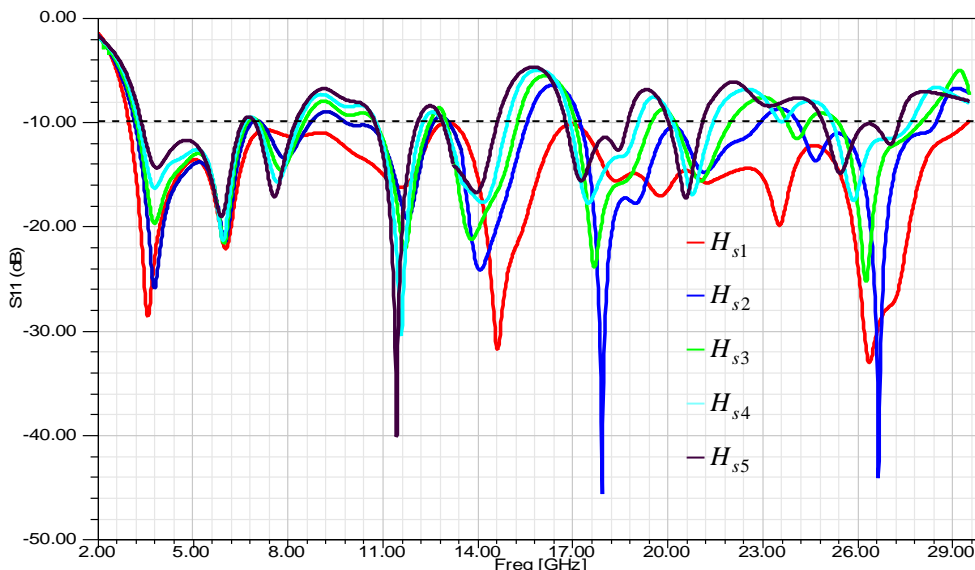


Figure III.62 : Coefficient de réflexion pour différentes valeurs de H_s

Les diagrammes de rayonnement de l'antenne pour différentes valeurs de H_s sont représentés aux figures III.63 et III.64. Ces résultats montrent que, dans le plan $\phi = 0^\circ$ pour les fréquences 3.5 GHz et 9 GHz, le diagramme de rayonnement subit une légère modification lorsque H_s varie. Tandis que, lorsque la fréquence augmente, le diagramme de rayonnement subit une modification plus ou moins importante et principalement pour les fréquences 13.5 GHz, 20 GHz et 28 GHz. On remarque également que, le gain de l'antenne diminue lorsque l'épaisseur du substrat H_s augmente.

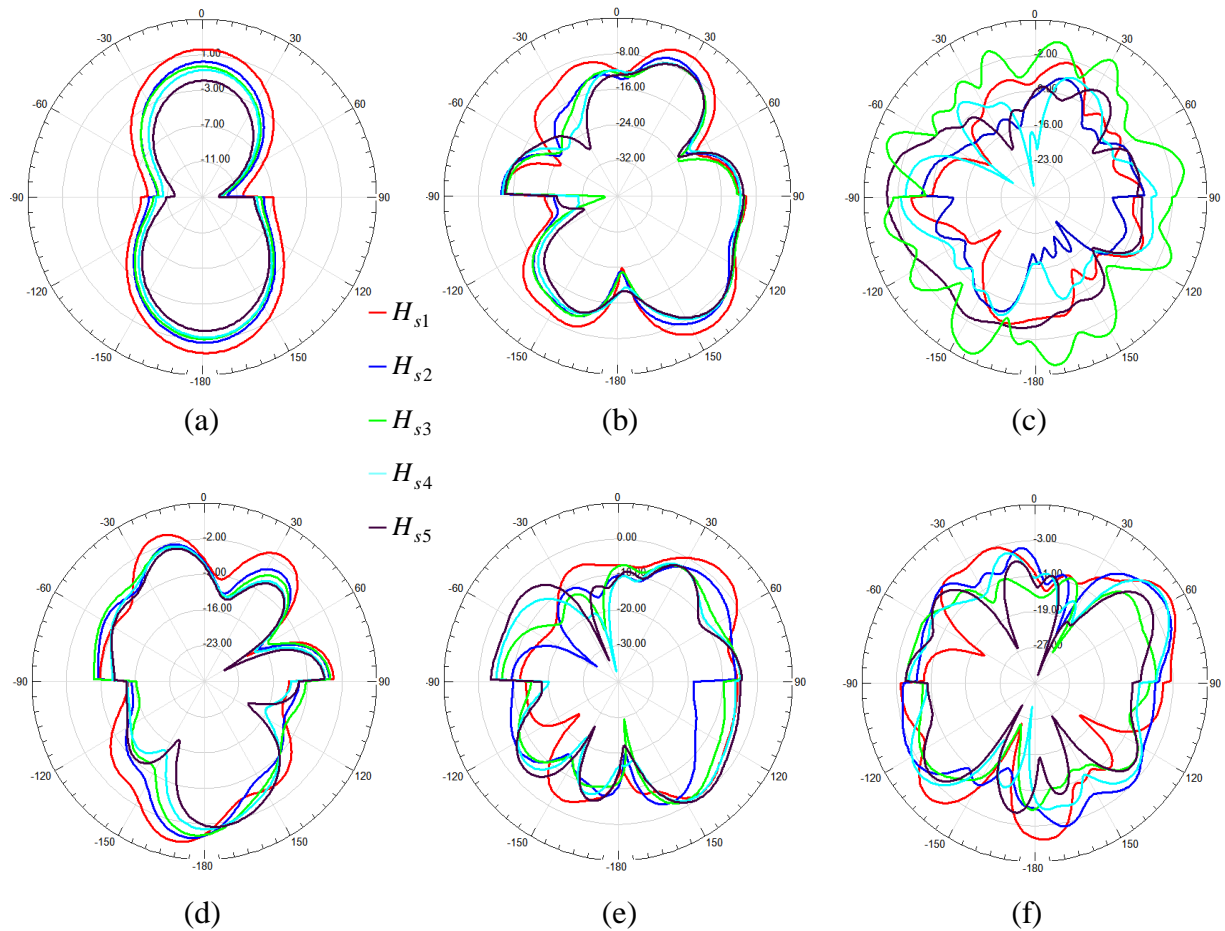


Figure III.63 : Diagramme de rayonnement dans le plan $\phi=0^\circ$ pour différentes valeurs de H_s .

(a) f=3.5 GHz, (b) f=9 GHz, (c) f=13.5 GHz, (d) f=16 GHz, (e) f=20 GHz, (f) f=28 GHz

Dans le plan $\theta = 90^\circ$, on peut constater que pour les fréquences 3.5 GHz et 9 GHz, le diagramme est approximativement invariant avec la variation de H_s . Par contre, on remarque une variation notable du diagramme de rayonnement de l'antenne dans ce plan lorsque la

fréquence devient supérieur à 9 GHz. Cette variation est plus importante à la fréquence de 13.5 GHz. On constate aussi que, le gain de l'antenne diminue si H_s augmente.

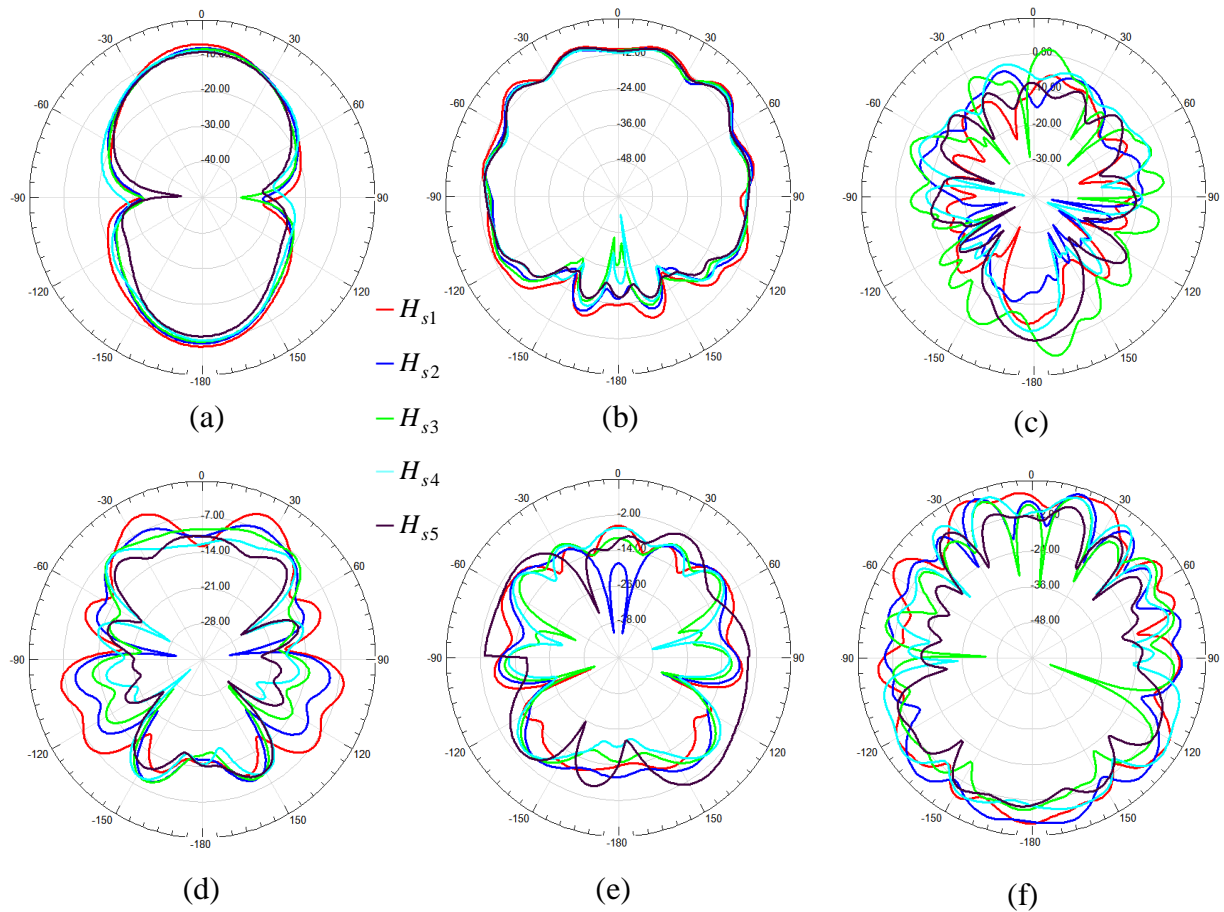


Figure III.64 : Diagramme de rayonnement dans le plan $\theta=90^\circ$ pour différentes valeurs de H_s .

(a) $f=3.5$ GHz, (b) $f=9$ GHz, (c) $f=13.5$ GHz, (d) $f=16$ GHz, (e) $f=20$ GHz, (f) $f=28$ GHz

VI. CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons présenté une nouvelle géométrie d'antenne imprimée ultra large bande, inspirée d'une antenne microruban carré. La première partie de ce travail a été consacrée à la mise au point et la validation d'une nouvelle antenne imprimée ULB : antenne imprimée ULB à quatre coins tronqués avec deux fentes croisées dans le patch. En premier lieu nous avons présenté les différents types de ligne d'alimentation utilisé pour alimenter une antenne microruban. Une étude de la ligne microruban est présentée. Par la suite nous avons concentré notre étude sur l'antenne ULB, nous avons suivie une démarche d'étude basée sur la modification de la structure de l'antenne de base, on introduisant des

modifications progressives sur la géométrie du patch ainsi que l'ajout des fentes dans le patch et le plan de masse jusqu'à l'obtention de notre nouvelle antenne ultra large bande. L'étude de différentes structures étudiées ont été réalisées avec le logiciel de simulation électromagnétique HFSS d'Ansoft. Dans chaque étape de cette étude les performances de l'antenne : impédance d'entrée, coefficient de réflexion et diagramme de rayonnement ont été présentés et analysés. Dans la deuxième partie, une étude paramétrique a été réalisée sur notre antenne ULB. Certains paramètres géométriques de l'antenne ont été modifiés : la position des fentes croisées, les dimensions de l'encoche dans le plan de masse, les dimensions des tronçatures, la largeur et la forme du plan de masse et l'épaisseur du substrat. Leurs effets sur les performances de l'antenne et en particulier le coefficient de réflexion (adaptation) ainsi que le diagramme de rayonnement ont été analysés. Cette étude nous a permis de mieux comprendre l'effet de chaque paramètre sur les caractéristiques de l'antenne, afin d'arriver à la structure de l'antenne ULB qui répond de manière la plus fidèle possible aux exigences des antennes ultra large bande.

REFERENCES

- [III-1] **J. Bahl** and **D. K. Trivedi**, “A designer’s guide to microstrip line,” *Microwaves*, pp. 174-182, May 1977.
- [III-2] **C.W. Brian**, “*Transmission Line Design Handbook*,” Norwood, MA: Artech House, Inc, 1991.
- [III-3] **W. Hilberg**, “From approximations to exact relations for characteristic impedances,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and techniques*, vol.MTT-17, no. 5, pp. 259-265, 1969.
- [III-4] <http://www.mwoffice.com>
- [III-5] <http://www.ansoft.com>
- [III-6] **Nathan P. Cummings**, “*Low Profile Integrated GPS and Cellular Antenna*,” Master Thesis, Blacksburg, Virginia October 31, 2001.
- [III-7] **Y. T. Lo; D. Solomon** and **W. F. Richards**, “*Theory and experiment on microstrip antennas*,” *IEEE Transaction on Antennas and Propagation*, vol. AP-27, pp. 137-145, March 1979.
- [III-8] **J. R. James** and **P. S. Hall**, eds., *Handbook of Microstrip Antennas*,” vol. 1 of *IEE Electromagnetic Waves*. London: Peter Peregrinus Ltd., 1989.

CHAPITRE IV

Étude et conception d'antennes ULB à trois bandes rejetées

I. INTRODUCTION

Les systèmes de communication Ultra Large Bande sont devenus le sujet le plus intéressant depuis que l'utilisation commerciale de la bande de fréquence de 3.1 GHz à 10.6 GHz a été approuvée par la FCC en 2002 [IV-1]. Cependant, pour satisfaire la demande croissante de la communication sans fil, diverses antennes ultra large bande ont été étudiées [IV-2]. Mais la gamme de fréquence pour les systèmes ULB cause des interférences avec des systèmes de communications existants, tels que le service WiMAX de 3.3 à 3.6 GHz; WLAN AUX Etats-Unis (5.15-5.35 GHz, 5.725-5.825 GHz) et HIPERLAN/2 en Europe (5.15-5.35 GHz, 5.47-5.725 GHz) [V-3] et les bandes de service par satellite comme la bande ITU de 8 GHz et la bande S-DMB de 2.63-2,655 GHz [IV-4]. Ainsi, les antennes ULB avec une caractéristique à bande rejetée (filtrée) sont exigées. Pour répondre à de telle exigence, diverses antennes ultra à large bande à bande filtrée ont été étudiées [IV-5- IV-17].

Dans ce chapitre, on propose une nouvelle antenne ultra large bande à trois bandes filtrées pour des applications ULB. L'antenne proposée se compose d'un patch microruban carré à quatre coins tronqués et un plan de masse partiel, alimenté par ligne microruban et deux fentes en forme C insérées dans l'élément rayonnant et une fente de type CLLs introduite dans la jonction ligne d'alimentation patch. Les différents résultats de simulation des performances de l'antenne sont réalisés à l'aide du logiciel de simulation électromagnétique Ansoft HFSS développé par Ansoft corporation.

Nous présentons en premier lieu la méthode de réalisation de la fonction bande filtrée. Ensuite, notre étude se concentre sur la structure d'antenne ULB à trois bandes filtrées. En premier lieu on présente l'étude de l'antenne de base à partir de laquelle nous avons conçu notre antenne ULB à bandes filtrées. Par la suite on aborde l'étude de notre antenne ULB à trois bandes filtrées. La conception est faite en introduisant de manière progressive les trois fentes, deux fentes en forme C sur le patch et une fente de type CLLs sur la jonction patch-ligne; par la suite les trois fentes seront insérées. Les différentes caractéristiques de l'antenne (coefficient de réflexion, VSWR impédance d'entrée et diagrammes de rayonnement) seront présentées et commentés. Une étude paramétrique de chaque fente séparée est aussi présentée.

Par la suite, une étude paramétrique de l'antenne ULB à trois bandes filtrées est effectuée, afin de mieux analyser l'influence de différents paramètres géométrique de l'antenne tel que la position et la largeur des fentes, les dimensions des troncatures, la forme et la largeur du plan de masse et l'épaisseur du substrat sur les performances de l'antenne et en particulier sur le VSWR (bande filtrée et désadaptation) et l'adaptation de l'antenne.

II. TECHNIQUES DE REALISATION DE LA FONCTION BANDE FILTRÉE [IV-18]

Certains services sans fil à bande étroite existent avec la bande ULB, et qui occupent certaines bandes de fréquence dans la bande ULB. Le plus connu parmi eux est le réseau WLAN IEEE802.11a et HIPERLAN/2 fonctionnant dans les bandes de 5.15-5.35 GHz et de 5.725-5.825 GHz. Dans quelques pays européens et asiatiques, le service WiMAX de 3.3 à 3.6 GHz partage également le spectre avec l'ULB. Ceci peut conduire à des interférences entre le système ULB et d'autres systèmes de communication existants. Pour résoudre ce problème, la seule solution est l'utilisation des filtres pour filtrer les bandes d'interférences. Mais, la complexité du système ULB ainsi que la perte d'insertion augmente par l'utilisation d'un filtre supplémentaire, de même que le poids et la taille pour l'émetteur-récepteur ULB. Ainsi, différents antennes ULB à bandes filtrées ont été recherchées pour surmonter ce problème. Plusieurs techniques de bande filtrées existent. Ces techniques peuvent être classifiées dans les catégories suivantes:

II.1 Insertion de fentes

La technique la plus connue et la plus simple pour réaliser la fonction bande filtrée est l'insertion des fentes sur l'élément rayonnant ou le plan de masse. Plusieurs formes de fentes insérées ont été étudiées, et quelques types sont montrés dans la figure .IV.1. Kim et autres [IV-19] a proposé une antenne ULB planaire alimenté par guide d'onde coplanaire avec un patch hexagonal. La bande filtrée est créée, en insérant une fente mince en forme V de longueur $\lambda_c / 4$ (λ_c est la longueur d'onde de la fréquence filtrée) sur le patch, la fréquence, la largeur de bande filtrée est environ 8-10%. Chung et autres [IV-20- IV-22] a présenté une antenne imprimée monopole ULB avec l'insertion d'une fente en forme U ou V inversée ou rectangulaire. A la fréquence filtrée, le courant est concentré autour des bords de la fente. Ceci mène à une atténuation élevée proche de la fréquence filtrée. Dans [IV-23], une antenne imprimée monopole à bande filtrée est obtenue en employant deux fentes en forme U modifiée sur le monopole. La fente en forme U perturbe la réponse à la résonance et agit également comme une structure résonnante demi-onde, où l'atténuation à la fréquence filtrée est élevée. Jiang et autres [IV-24, IV-25] a présenté une paire de fentes en forme L inversée autour de la ligne microruban sur le plan de masse; dans ce cas aussi une réponse à fréquence filtrée peut également être réalisée.

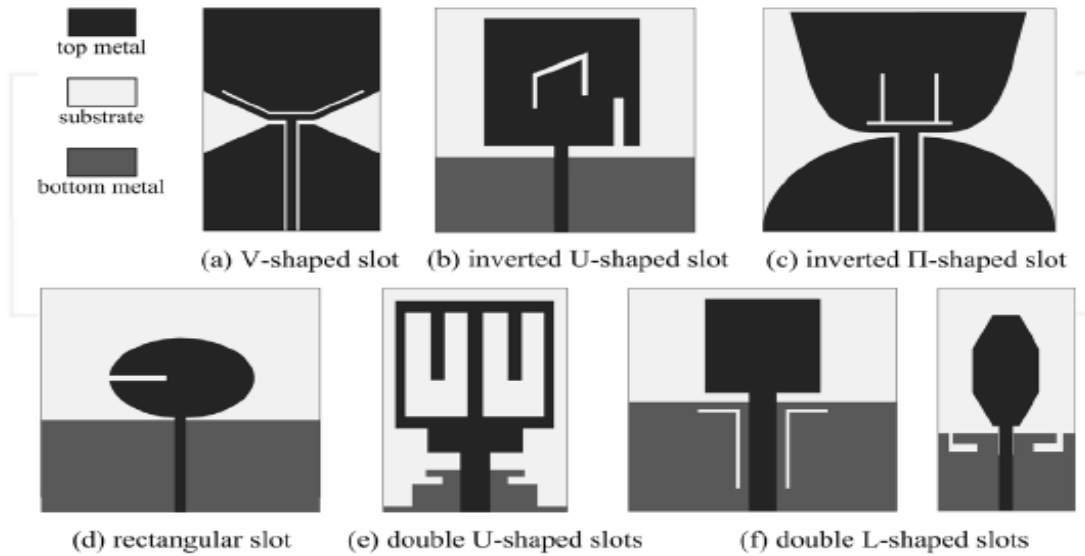


Figure IV.1 : Divers fente sur le patch ou le plan de masse pour réalisation de bande filtrée [IV-19- IV-25]

Les résonateur SRR, CSRR, ELC, et CELC sont généralement employés pour concevoir un matériel à permittivité et perméabilité négative, et peuvent être également utilisés pour la conception d'antennes ULB à bande filtrée (figure IV.2). Ils ont une taille qui peut être inférieur à un dixième de la longueur d'onde de résonance. Dans [IV-26], deux fentes en forme trapèze inversé, ont été utilisés au lieu de fente de type SRRs, pour réaliser la bande filtrée. Dans [IV-27] la bande filtrée est obtenue par l'insertion d'une fente type CSRR dans le stub d'adaptation d'une antenne imprimée de forme elliptique. Il a été constaté qu'une bande filtrée altérable pourrait avoir lieu en ajustant les rayons du CSRR. Dans [IV-28], le résonateur CELC est introduit à l'intérieur du patch circulaire d'une antenne monopole pour réaliser la bande filtrée. Dans [IV-29], une fente utilisant la technique fractal-binaire en arbre pour la conception de la bande filtrée est introduite.

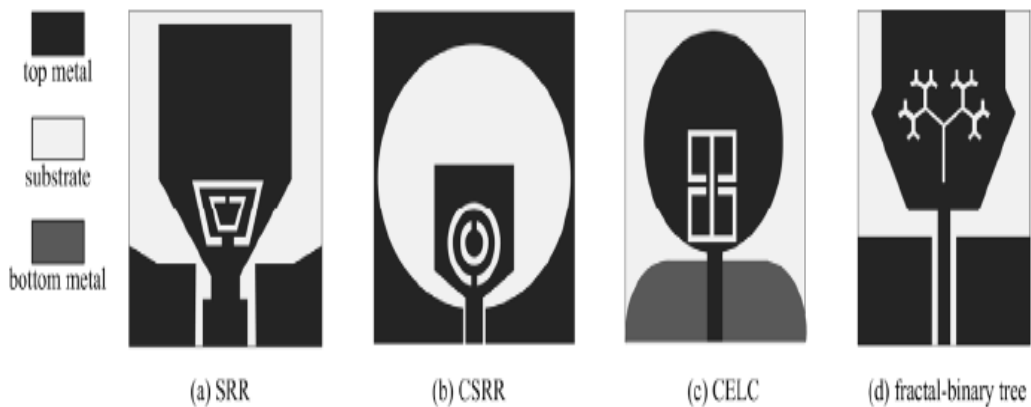


Figure IV.2 : Divers fentes à structures périodiques pour réalisation de bande filtrée [IV-26- IV-29]

II.2 Stub parasite

Une autre technique généralement utilisée, semblable à la technique précédente, utilise une bande ou un stub parasite dans l'ouverture de l'antenne ou d'un patch voisin qui forme une structure résonnante et mène à un changement brusque de l'impédance dans la bande filtrée. Plusieurs bandes ou stub parasites ont été étudiés et certaines structures sont présentées dans la figure IV.3. Pour la conception d'antenne imprimée ULB à large fente, Liu et autres [IV-30] a proposé une antenne ULB à fente rectangulaire avec un stub fractal d'adaptation pour réaliser la fonction bande filtrée. Chui et autres [IV-31] a proposé une branche avec une longueur $\lambda / 4$ s'ajoutant sur le stub d'adaptation pour obtenir la propriété bande filtrée. Cai et autres [IV-32] a étudié une paire de bandes elliptiques de forme en arc insérées dans une région d'ouverture appropriée pour perturber la distribution du champ qui produit la résonance à la bande filtrée désirée.

Pour la conception de monopole imprimé ULB, Zhang et autres [IV-33] a présenté une antenne monopole planaire circulaire segmentée avec une bande filtrée, en découpant un patch circulaire monopole avec une paire de fentes symétriques. Le patch est divisé en trois segments: le patch central et deux patches latéraux. Pratiquement, les patches latéraux agissent comme deux éléments parasites et fonctionnent comme deux filtres stop-bande et ainsi la propriété bande filtrée est réalisée. Wu et autres [IV-34] a présenté un résonateur à boucle carré et un résonateur à couplage par extrémité pour réaliser la suppression de gain dans la bande filtrée; le résonateur à boucle carrée se compose de deux boucles carrées dont la longueur physique est environ $\lambda / 2$ à la fréquence filtrée ; alors que le résonateur à couplage par extrémité se compose de ligne triplaque avec une paire de stub quart d'onde plié ouvert. Comparé aux méthodes utilisant les fentes minces et des bandes de plastique, ce résonateur a une petite taille et un taux d'atténuation rapide de suppression de gain de 10-25dB (généralement, la suppression de gain des fentes minces et les bandes en plastique sont couramment inférieur à 10 dB).

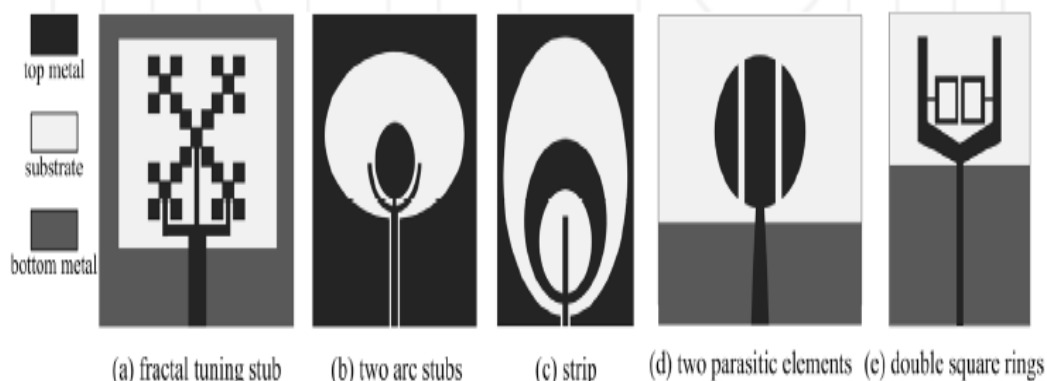


Figure IV.3 : Conception de bande filtrée avec divers stubs [IV-30- IV-34]

II.3 Ligne de transmission stop-bande

Les techniques de bande filtrée citées ci-dessus, telles que l'insertion d'une fente ou un résonateur ELC, le stub parasite, affectent le rayonnement d'antenne, en particulier l'augmentation de la polarisation croisée. Une ligne de transmission avec une caractéristique stop bande pour alimenter une antenne ULB peut être considérée comme une conception d'intégration de l'antenne imprimée ULB et du filtre, qui peut avoir un effet minimal sur le rayonnement d'antenne. Plusieurs conceptions de ligne d'alimentation microruban avec la fonction bande filtrée sont proposées, comme le montre la figure IV.4. Zhang et autres [IV-35] a proposé une fente en forme U incorporée dans la ligne d'alimentation microruban, et ainsi une caractéristique bande filtrée a été réalisée. Par la suite, Nouri et autres [IV-36] a employé la technique de plan de masse à défaut pour réaliser le filtre microruban, où une bande métallique verticale reliée à l'anneau rectangulaire est insérée dans une fente en forme pelle qui est située sous la ligne d'alimentation au centre du plan de masse. La fréquence filtrée peut être commandée en ajustant les dimensions de la structure de filtre. Dans [IV-37], des cellules EBG carrées sont placées près de la ligne d'alimentation microruban pour obtenir les bandes filtrées désirées. Dans [IV-38], la caractéristique double bande filtrée a été réalisée en introduisant deux Stub en circuit ouvert des deux côtés de la ligne microruban. En ajustant la longueur de deux Stub à environ $\lambda / 4$, une interférence destructive de la distribution du courant aura lieu entraînant le non rayonnement de l'antenne à cette fréquence filtrée.

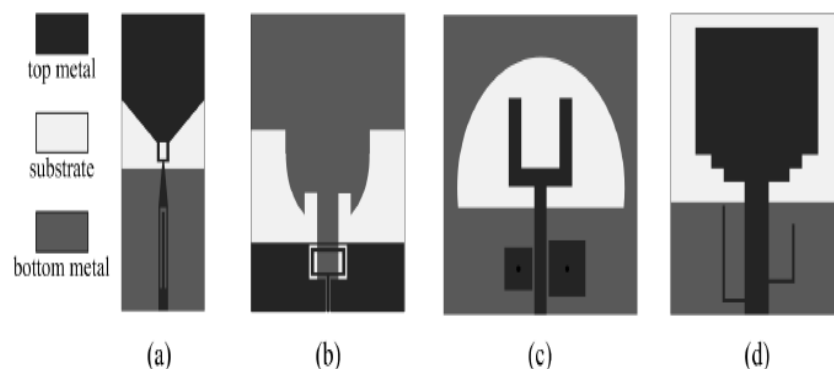


Figure IV.4 : Divers lignes de transmission stop-bande [IV-35- IV-38]

II.4 Techniques hybrides

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

diverses techniques de bande filtrée ont été associées pour réaliser le rejet des bandes WiMAX et WLAN. Les techniques hybrides représentatives sont montrées dans la figure IV.5. Abdollahavand et autres [IV-39] a étudié la technique hybride en ajoutant une bande parasite et une ligne de transmission stop-bande. Une structure composée à bande filtrée est formée en insérant des stubs en forme Γ dans le patch et une structure de plan de masse à fente en forme G modifiée dans la ligne d'alimentation, qui peut fournir deux fréquences filtrées dans une certaine bande et fonctionner comme un filtre d'ordre deux. Ye et autres [IV-40] a étudié la technique hybride d'une bande parasite et d'une fente parasite, où la bande parasite est insérée à l'intérieur d'une fente polygone et une fente d'isolation utilisées dans un stub en T chanfreiné. Le fonctionnement ULB à bande filtrée peut être obtenu en choisissant les tailles de la bande et la fente parasites. Zhou et autres [IV-41] a présenté la technique hybride en ajoutant une fente parasite et en insérant une fente pour réaliser les double bande filtrée de WiMAX et WLAN. En premier lieu, le patch circulaire est coupée à un anneau circulaire et une paire de bandes en "y" est reliée à l'anneau circulaire, la bande filtrée de WiMAX centré à 3.5 GHz est réalisée. Par la suite, une fente en forme V inversée est inséré dans le patch, une bande filtrée de 5.2-5.98 GHz pour la bande WLAN est réalisé. Niu et autres [IV-42] a employé la technique hybride du résonateur CCRC et une fente enfoncée, où le CCRC doit réaliser le filtrage de la bande WLAN 5 GHz et une fente elliptique en forme arc doit réaliser le filtrage de la bande WiMAX. Kim et autres [IV-43] a proposé une technique hybride à trois bandes filtrée, qui est basée sur une combinaison géométrique d'un stub en forme méandre et de deux résonateurs CSRRs sur la ligne d'alimentation, et une fente en forme U inversée au centre du patch

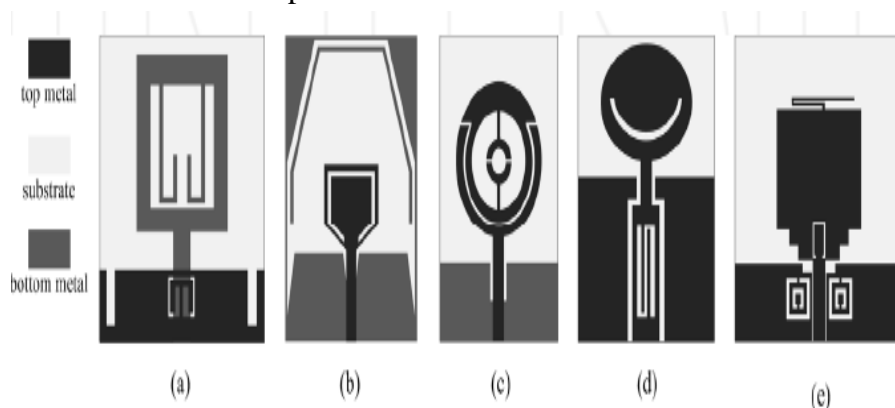


Figure IV.5 : Techniques hybrides de la bande filtrée [IV-39- IV-43].

III. ETUDE DE L'ANTENNE ULTRA LARGE BANDE A BANDES REJETEES

III.1 L'antenne de base

L'antenne imprimée ultra large bande choisie est de forme carrée à quatre coins tronqués alimentée par ligne microruban. La géométrie de cette antenne est donnée à la figure IV.6. L'antenne est constituée d'un patch rectangulaire à quatre coins tronqués, imprimé sur la face de dessus d'un substrat de type FR4 de permittivité relative $\epsilon_r = 4.4$, de tangente de pertes $\tan \delta = 0.02$ et d'épaisseur $H = 1.6\text{ mm}$. Le plan de masse est un plan partiel imprimé sur la surface de dessous du substrat. Le patch est alimenté au centre par une ligne microruban.

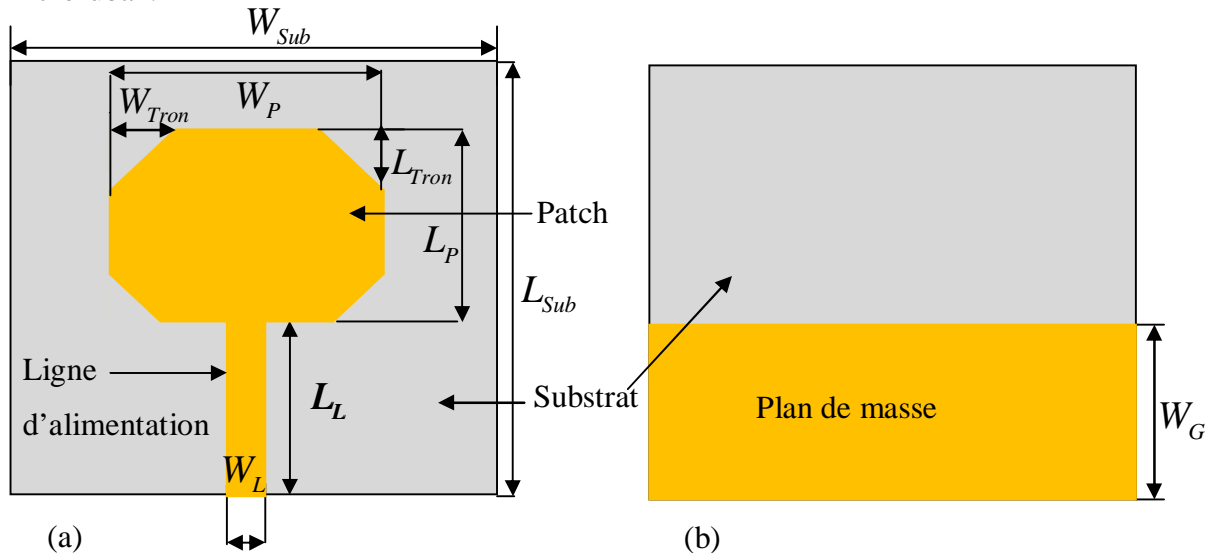


Figure IV.6 : Géométrie de l'antenne étudiée. (a) vue de dessus (b) vue de dessous.

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

Paramètres	W_{Sub}	L_{Sub}	W_G	W_P	L_P	H	W_L	L_L	W_{Tron}	L_{Tron}
Valeurs (mm)	30	35	11.5	20	20	1.6	3	12	5	8

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

Les résultats de simulation de coefficient ainsi que de la partie réelle et imaginaire de l'impédance d'entrée de l'antenne sont représentés dans les figures IV.7 et IV.8.

Ces résultats montrent que l'antenne présente une bonne adaptation dans la bande [3.034, 12.486 GHz], avec un coefficient de réflexion inférieur à -10dB, sauf dans la bande [7.977, 9.424 GHz] où le coefficient de réflexion est supérieur à -10dB. Ainsi l'antenne présente une bande passante relative de 121.8%. Un coefficient de réflexion minimal de -46.48dB est obtenu à la fréquence de 6.485 GHz.

Pour la partie réelle de l'impédance d'entrée de l'antenne on constate qu'elle varie entre 68ohms et 86.88ohms dans la bande passante de l'antenne, avec un pic de 71.25 ohms à la première fréquence de résonance ; la partie imaginaire varie entre -22j et +37.92j dans la bande d'adaptation de l'antenne.

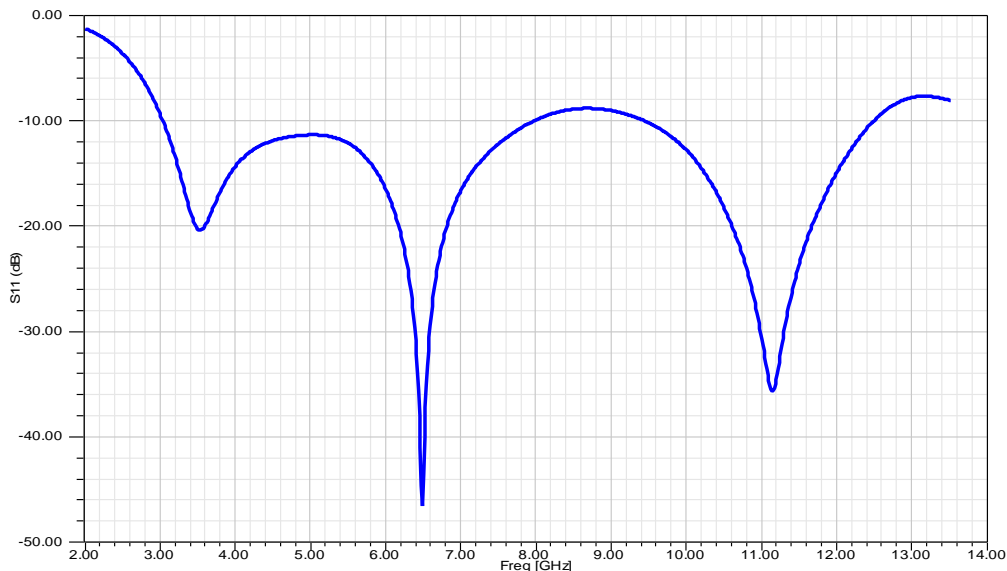


Figure IV. 7: Coefficient de réflexion de l'antenne de base.

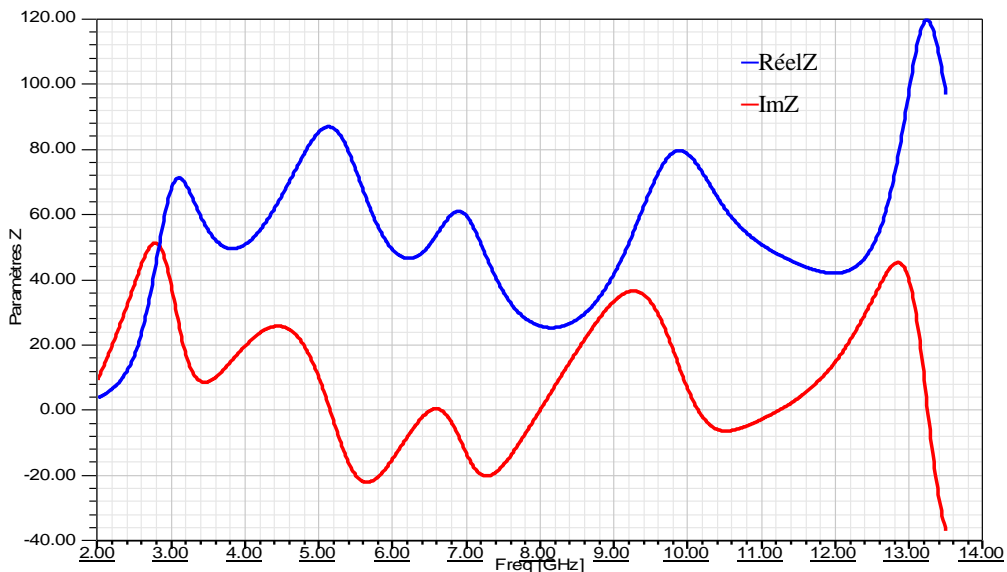


Figure IV.8 : Paramètres Z de l'antenne de base

III.2 Insertion de la première fente en forme C

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

réaliser la fonction stop bande. Ainsi une fente en forme C est introduite dans l'élément rayonnant afin de rejeter la bande WiMAX. La géométrie de l'antenne obtenue est représentée à la figure IV.9. Les dimensions de la fente en forme C sont : $L_1 = 11.8\text{ mm}$, $L_2 = 7\text{ mm}$, $L_3 = 4.25\text{ mm}$ et $t_1 = 1\text{ mm}$, les autres paramètres géométriques de l'antenne est ceux de l'antenne de base précédente. La longueur totale de la fente en forme C est 34.3 mm , soit environ $0,4 \lambda$ à la fréquence centrale de la bande de fréquence rejetée désirée (la fréquence centrale de la bande de fréquence rejetée désirée est 3.5 GHz).

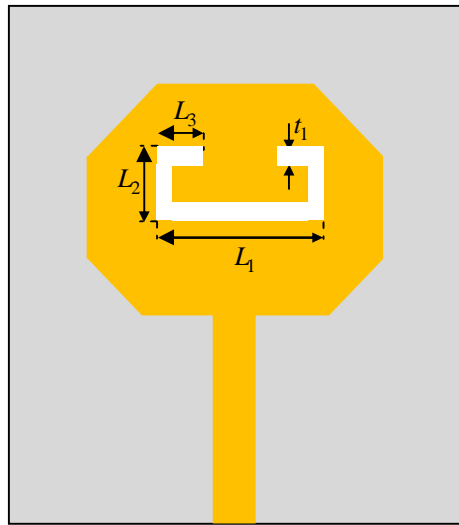


Figure IV.9 : Géométrie de l'antenne proposée

Les résultats de simulation du coefficient de réflexion, le VSWR ainsi que la partie réelle de l'impédance d'entrée de l'antenne sont montrés aux figures IV.10, IV.11 et IV.12.

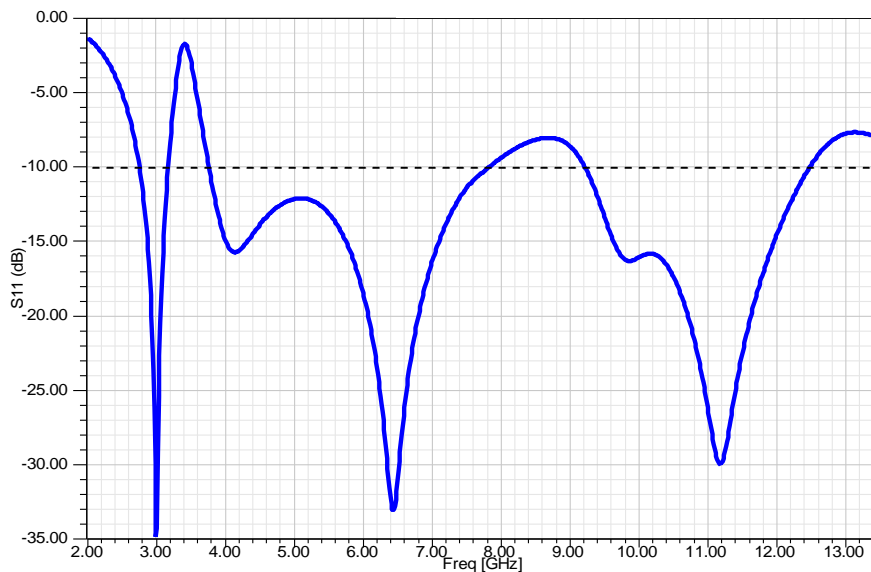


Figure IV.10 : Coefficient de réflexion de l'antenne proposée

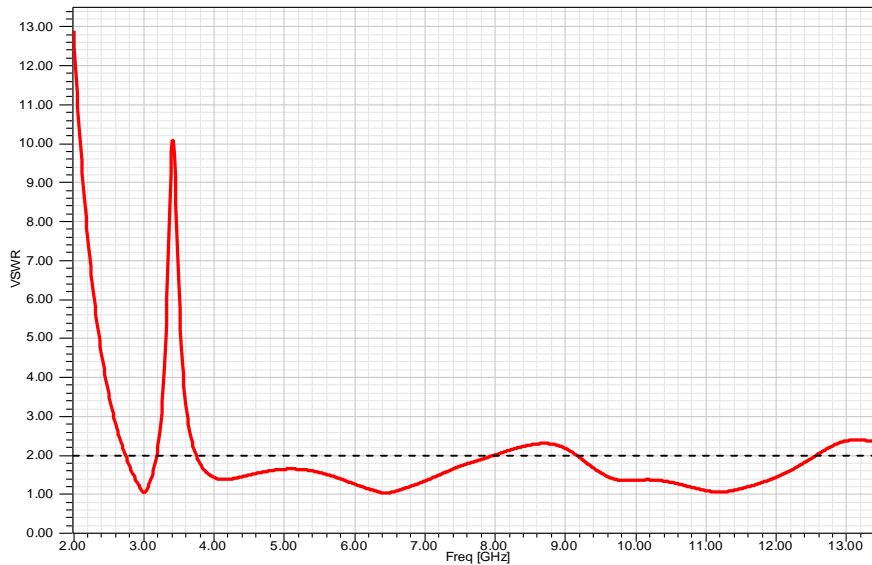


Figure IV.11 : le VSWR de l'antenne proposée

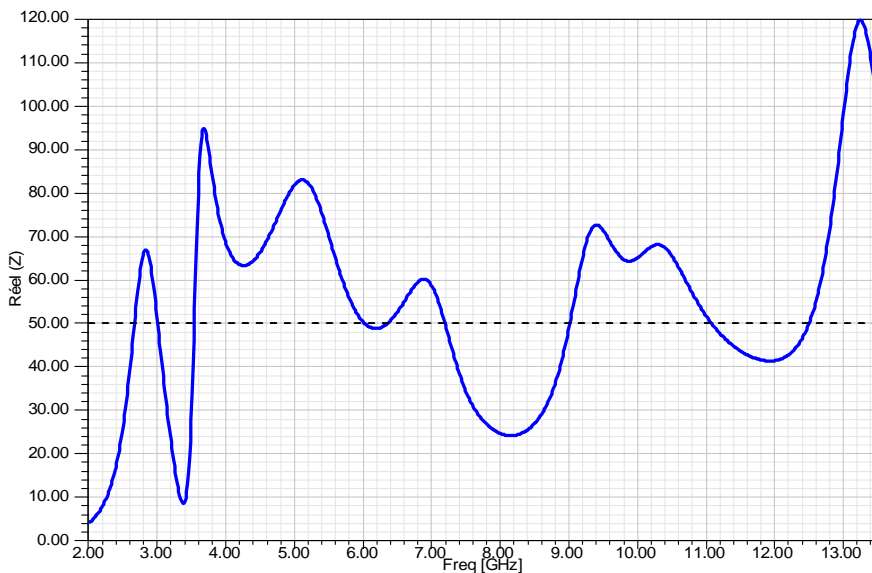


Figure IV.12 : partie réel de l'impédance d'entrée de l'antenne proposée

Il est évident des résultats de simulation du coefficient de réflexion ou le VSWR, que l'antenne est bien adaptée ($|S_{11}| \leq -10dB$, ou $VSWR \leq 2$) dans la bande [2.739, 12.545], soit une bande passante de 128.32% sauf dans les bandes [3.181, 3.746 GHz] et [7.832, 9.213 GHz] ($|S_{11}| \geq -10dB$, ou $VSWR \geq 2$) avec un $VSWR = 10.09$ est obtenue à 3.4 GHz.

Cependant, l'insertion de la fente conduit à l'augmentation de la bande passante de 354 MHz (9.806 GHz au lieu de 9.542 GHz), avec la diminution de la fréquence basse d'adaptation (2.739 GHz au lieu de 3.034 GHz) et l'augmentation de la fréquence haute d'adaptation (12.545 GHz au lieu de 12.486 GHz).

La partie réelle de l'impédance d'entrée de l'antenne varie entre 8.57 ohms et 83 ohms dans la bande passante de l'antenne pour atteindre plus de 94 ohms dans la bande rejetée.

La Figure IV.13 illustre les diagrammes de rayonnements simulés pour différentes fréquences. Il est clair que le diagramme de rayonnement de l'antenne avec fente pour la fréquence 4GHz dans le plan E est celui d'un dipôle, de même pour le plan H. Lorsque la fréquence augmente le diagramme de rayonnement subit une déformation que se soit dans le plan E ou dans le plan H mais dans ce dernier la déformation est moins importante que celle du premier.

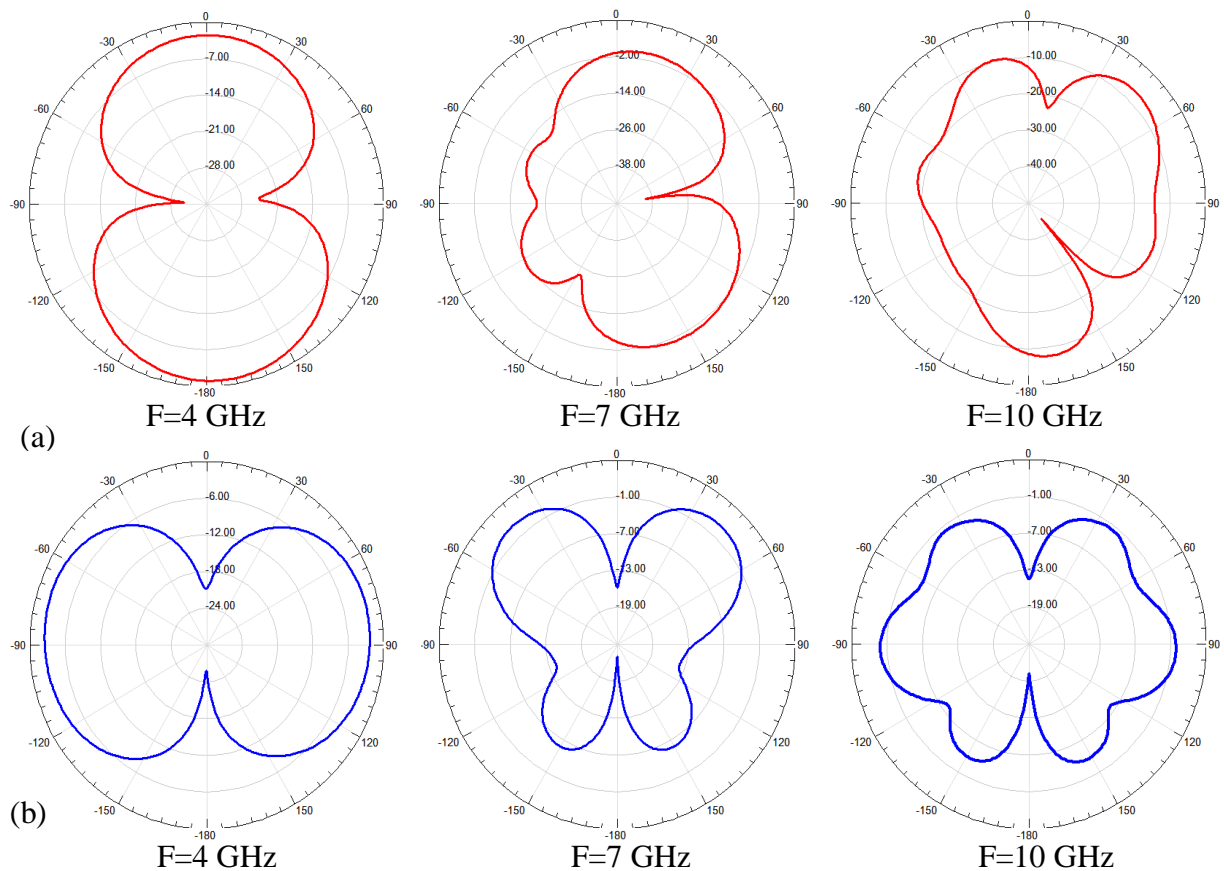


Figure IV.13 : Diagrammes de rayonnement de l'antenne proposée (a) plan E et (b) plan H

Etude paramétrique de la fente en forme C

Afin de réaliser des résultats satisfaisants et mettre en évidence l'influence de chaque paramètre de la fente, et en particulier l'épaisseur de la fente t_1 et sa position dans le patch noté par PF_1 , il faut faire varier indépendamment chacun des paramètres.

Dans une première étape on fait varier l'épaisseur t_1 de la fente en forme C. La position de la fente reste inchangée. Les valeurs de l'épaisseur, t_1 sont données au tableau suivant :

Paramètres	t_{11}	t_{12}	t_{13}	t_{14}	t_{15}	t_{16}
Valeurs en (mm)	0.2	0.6	1	1.4	1.6	2

Tableau IV.2 : Valeurs de l'épaisseur t_1

Les résultats de simulation pour le coefficient de réflexion, le VSWR et la partie réelle de l'impédance d'entrée pour différentes valeurs de l'épaisseur de la fente sont illustrés aux figures IV.14, IV.15 et IV.16.

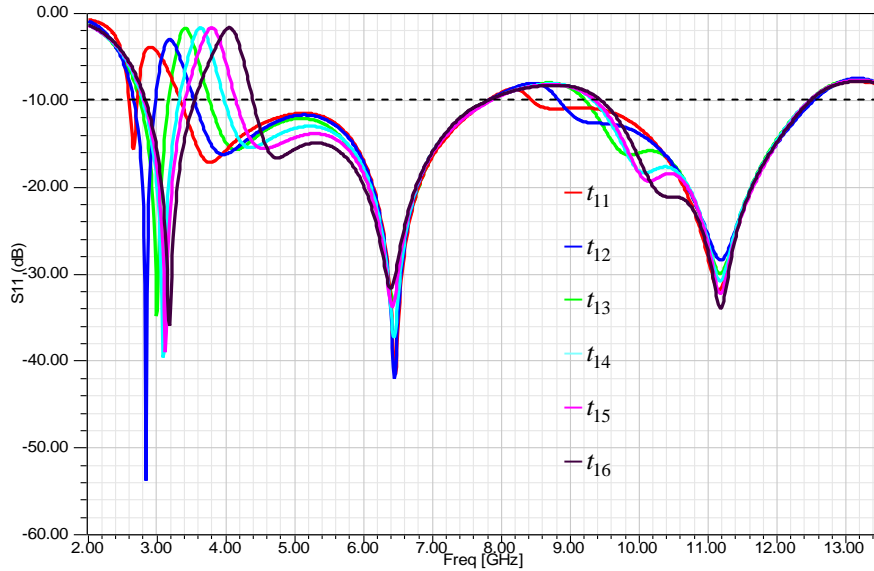


Figure IV.14 : Coefficient de réflexion différents valeur de t_1

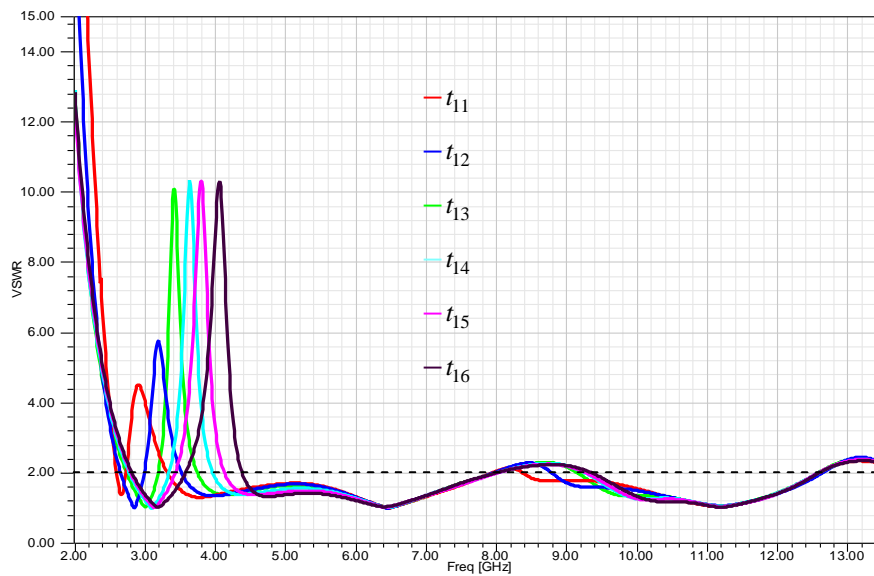


Figure IV.15 : Le VSWR pour différents valeur de t_1

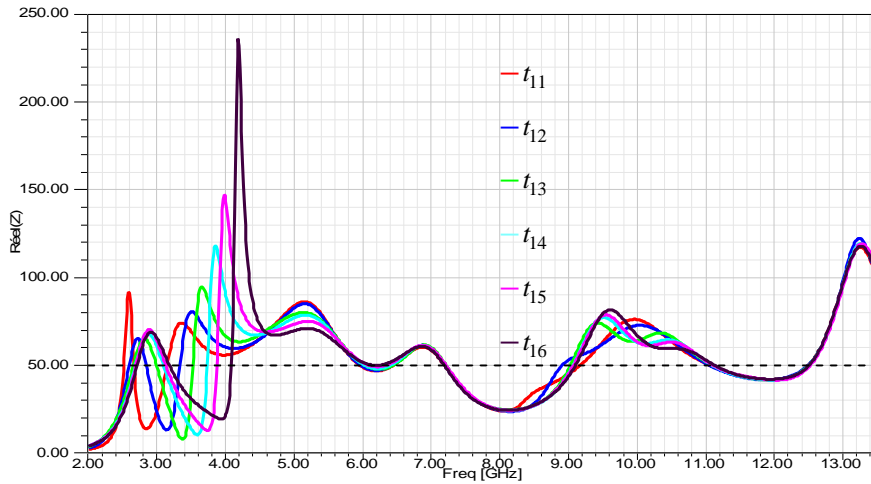


Figure IV.16 : Partie réelle de l'impédance d'entrée pour différentes valeur de t_1

D'après ces résultats obtenus, on peut dire que lorsqu'on augmente l'épaisseur de la fente en forme C, la fréquence basse d'adaptation se décale vers les fréquences supérieures, par contre la fréquence haute augmente puis diminue pour des valeurs supérieures à t_{12} puis elle augmente puis elle diminue pour des valeurs supérieures à t_{14} puis elle augmente à nouveau à partir de t_{15} . De plus la bande de fréquence pour la quelle $|S_{11}| > -10dB$ augmente, lorsque t_1 augmente.

Pour la bande de fréquence rejetée, on constate qu'elle se décale vers les fréquences supérieures lorsque l'épaisseur t_1 augmente avec l'amélioration de la désadaptation de l'antenne dans cette bande, mais pour des valeurs de t_1 supérieures à t_{13} elle reste quasiment invariante. Le tableau ci-dessous résume les résultats d'analyse du coefficient de réflexion et le VSWR pour différentes valeurs de t_1 .

Paramètres	t_{11}	t_{12}	t_{13}	t_{14}	t_{15}	t_{16}
bande passante : $ S_{11} \leq -10dB$ (ou $VSWR \leq 2$) (GHz)	[2.593, 12.564]	[2.652, 12.606]	[2.754, 12.478]	[2.777, 12.551]	[2.779, 12.547]	[2.816, 12.558]
Bande passante relative (%)	131.57	130.47	127.68	127.53	127.21	126.73
Bande rejetée : $ S_{11} \geq -10dB$ (ou $VSWR \geq 2$) (GHz)	[2.726, 3.319]	[2.986, 3.519]	[3.181, 3.746]	[3.333, 3.963]	[3.422, 4.130]	[3.568, 4.380]
$ S_{11} $ minimal (dB)	-41.548	-53.685	-34.793	-39.623	-38.933	-35.869
Désadaptation (VSWR max)	4.52	5.78	10.09	10.34	10.31	10.29

Tableau IV.3 : Résultats d'analyse du coefficient de réflexion et le VSWR pour différentes valeurs de t_1 .

Du tableau, on voit clairement que la bande d'adaptation de l'antenne se dégrade lorsque t_1 augmente.

La partie réelle de l'impédance d'entrée varie autour de 50 ohms avec un pic maximal de 236.20 ohms à la fréquence de 4.185 GHz dans la bande de désadaptation pour l'épaisseur t_{16} .

Dans la deuxième étape on fait varier la position de la fente PF_1 (figure IV.17), où l'épaisseur de la fente reste invariante, la position de la fente PF_1 est calculée par rapport à la position initiale de la fente (paragraphe IV.2.2).

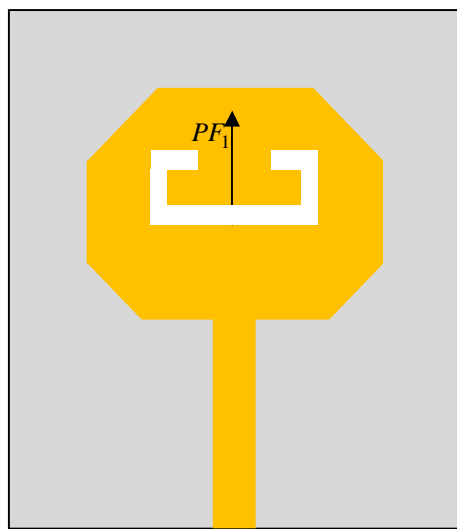


Figure IV.17 : Variation de la position de la première fente en forme C

Les valeurs de la position PF_1 sont données au tableau suivant :

Paramètres	PF_{11}	PF_{12}	PF_{13}	PF_{14}	PF_{15}
Valeurs en (mm)	-4	-2	0	2	4

Tableau IV.4 : Valeurs de la position PF_1

Les figures IV.18, IV.19 et IV.20 illustrent les résultats de simulation pour le coefficient de réflexion, le VSWR et la partie réelle de l'impédance d'entrée.

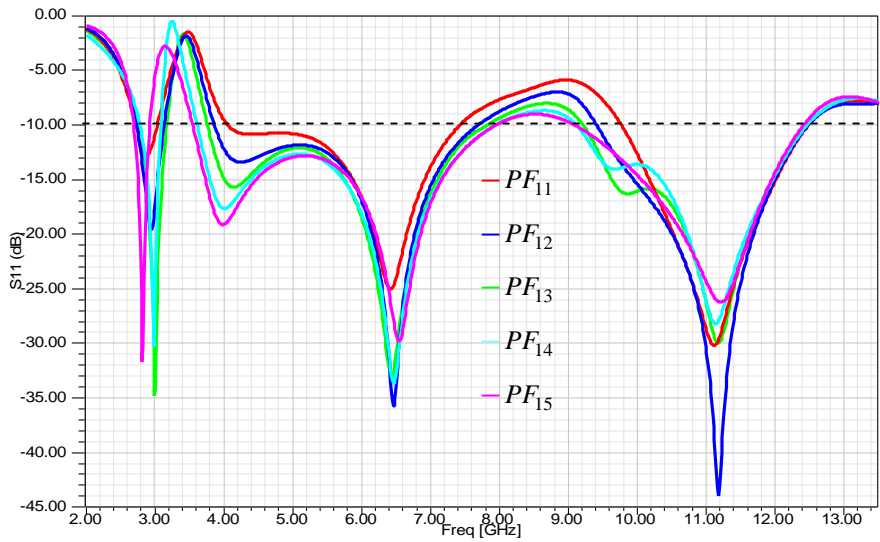


Figure IV.18 : Coefficient de réflexion pour différents valeur de PF_1

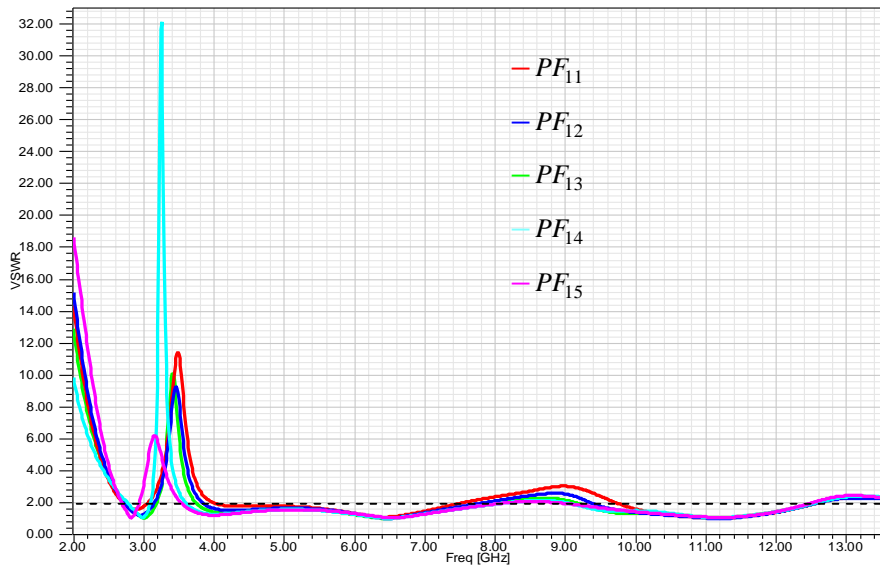


Figure IV.19 : Le VSWR pour différents valeur de PF_1

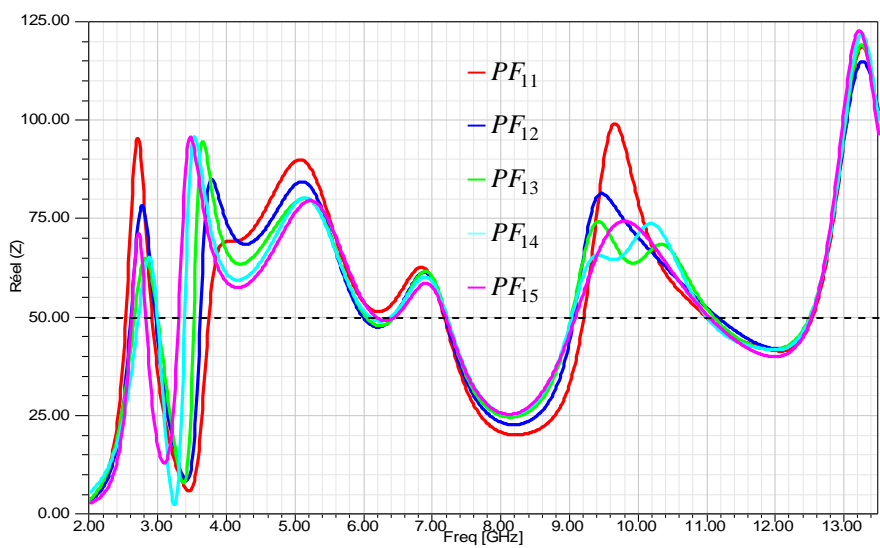


Figure IV.20 : La partie réelle de l'impédance d'entrée pour différents valeurs de PF_1

On peut voir de la figure IV.18 (ou IV.19) que quand PF_1 augmente, la fréquence basse d'adaptation se déplace légèrement vers les fréquences supérieures sauf pour PF_{15} où elle diminue, alors que la fréquence haute diminue. L'adaptation de l'antenne s'améliore si la position de la fente augmente, où on constate la diminution de la bande pour laquelle le coefficient de réflexion est $> -10dB$. De plus, la bande de fréquence rejetée se déplace vers les fréquences inférieures, avec l'amélioration de la désadaptation. Pour la position PF_{15} , la désadaptation se dégrade. Un pic de désadaptation est obtenue pour PF_{14}

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

Paramètres	PF_{11}	PF_{12}	PF_{13}	PF_{14}	PF_{15}
bande passante : $ S_{11} \leq -10dB$ (ou $VSWR \leq 2$) (GHz)	[2.722, 12.486]	[2.732, 12.485]	[2.754, 12.478]	[2.784, 12.468]	[2.693, 12.416]
Bande passante relative (%)	128.41	128.85	127.68	126.84	128.70
Bande rejetée : $ S_{11} \geq -10dB$ (ou $VSWR \geq 2$) (GHz)	[3.055, 4.000]	[3.146, 3.840]	[3.181, 3.746]	[3.092, 3.597]	[2.934, 3.531]
$ S_{11} $ minimal (dB)	-30.20	-43.99	-34.793	-33.68	-31.70
Désadaptation (VSWR max)	11.43	9.34	10.09	32.13	6.20

Tableau IV.5 : Résultats d'analyse du coefficient de réflexion et le VSWR

A partir des résultats du tableau, on peut dire que la bande passante de l'antenne diminue lorsque PF_1 augmente, sauf pour PF_{15} où elle augmente.

Les résultats de simulation pour la partie réelle de l'impédance montrent que la partie réelle varie autour de 50 ohms, où cette variation sera moins importante lorsque PF augmente. Un pic de 95,62 ohms est obtenu dans la bande de désadaptation à la fréquence 3.47 GHz pour PF_5 .

III.3 Insertion de la deuxième fente en forme C

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

La deuxième fente en forme C est introduite dans l'élément rayonnant proche de la jonction patch-ligne microruban. La géométrie de l'antenne obtenue est représentée à la figure IV.21.

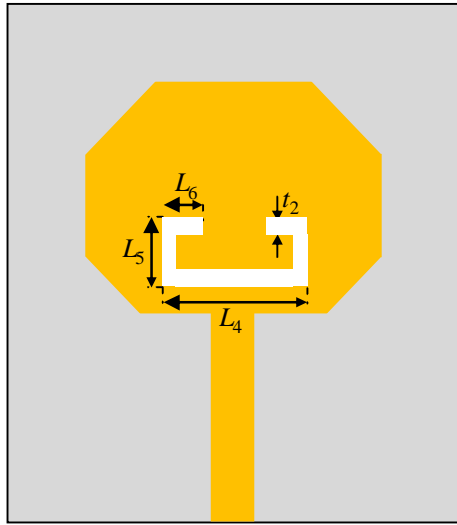


Figure IV.21 : Géométrie de l'antenne proposée

Les dimensions de la fente en forme C sont : $L_4 = 9.5 \text{ mm}$, $L_5 = 3 \text{ mm}$, $L_6 = 3.15 \text{ mm}$ et $t_2 = 0.5 \text{ mm}$, les autres paramètres géométriques de l'antenne sont les mêmes que ceux de l'antenne précédente. La longueur totale de la fente en forme C est 21.8 mm , soit environ $0,4\lambda$ à la fréquence centrale de la bande de fréquence rejetée désirée (la fréquence centrale de la bande de fréquence rejetée désirée est 5 GHz).

La figure IV.22 illustre le coefficient de réflexion simulé et la figure IV.23 illustre le VSWR simulé de l'antenne proposée.

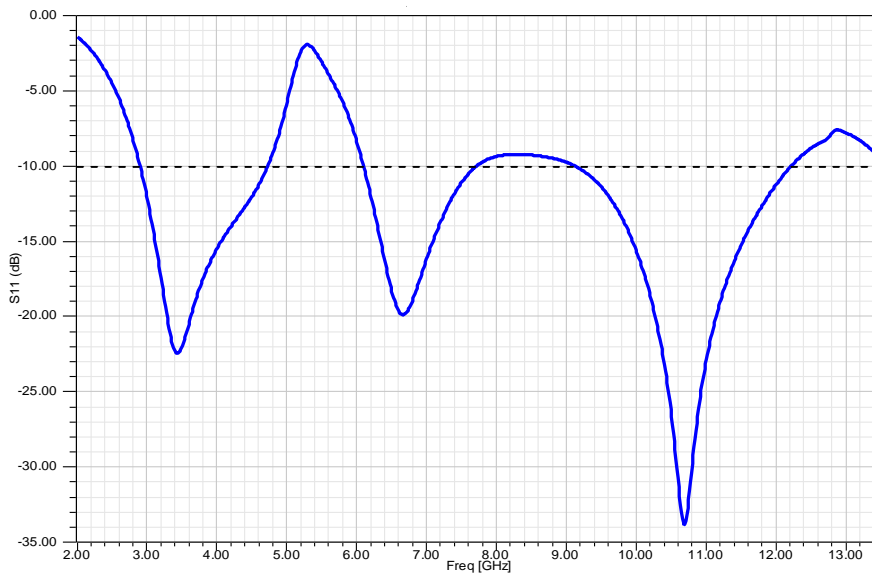


Figure IV.22 : Coefficient de réflexion de l'antenne proposée

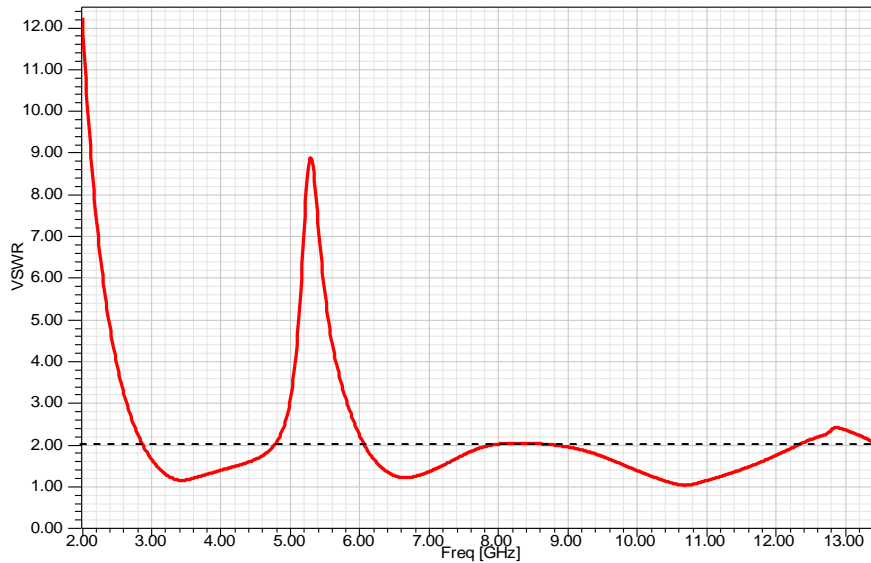


Figure IV.23 : Le VSWR de l'antenne proposée

On l'observe que l'antenne est mieux adaptée dans la bande [2.9, 12.209 GHz] avec un coefficient de réflexion inférieur à -10dB, soit une bande passante de 123.22% ; un coefficient de réflexion minimal de -33.80 dB est obtenu à la fréquence 10.676 GHz. Mais dans la bande [7.713, 9.110 GHz] le coefficient de réflexion est supérieur à -10dB. Cependant la bande de désadaptation ($VSWR \geq 2$ ou $|S_{11}| \geq -10dB$) est [4.767, 6.067 GHz] avec un pic de désadaptation de 8.88 à la fréquence 5.29 GHz.

Ainsi, l'insertion de la deuxième fente conduit à la diminution de la bande passante de 233 MHz (9.309 GHz au lieu de 9.542 GHz), avec la diminution de la fréquence basse d'adaptation (2.90 GHz au lieu de 3.034 GHz) et de la fréquence haute d'adaptation (12.209 GHz au lieu de 12.486 GHz).

La partie réelle de l'impédance d'entrée est représentée à la figure IV.24. La partie réelle de l'impédance varie autour de 50 ohms avec un pic de 283.5 ohms dans la bande de désadaptation.

Les diagrammes de rayonnement de l'antenne simulé dans les deux principaux plan E et H sont illustrés dans la figure IV.25. Le diagramme de rayonnement est celui d'un dipôle dans les deux principaux plans avec la déformation du diagramme de rayonnement et l'apparition des lobes secondaire lorsque la fréquence augmente.

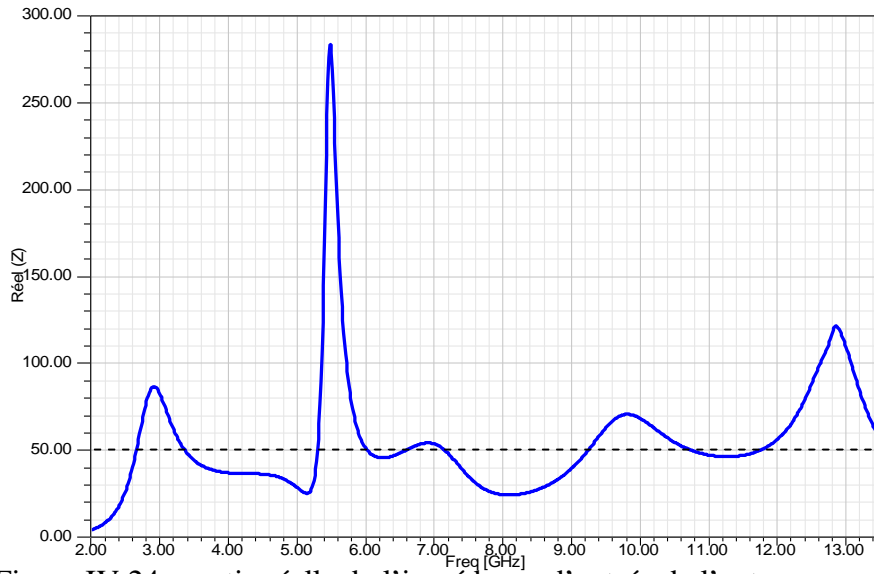


Figure IV.24 : partie réelle de l'impédance d'entrée de l'antenne proposée

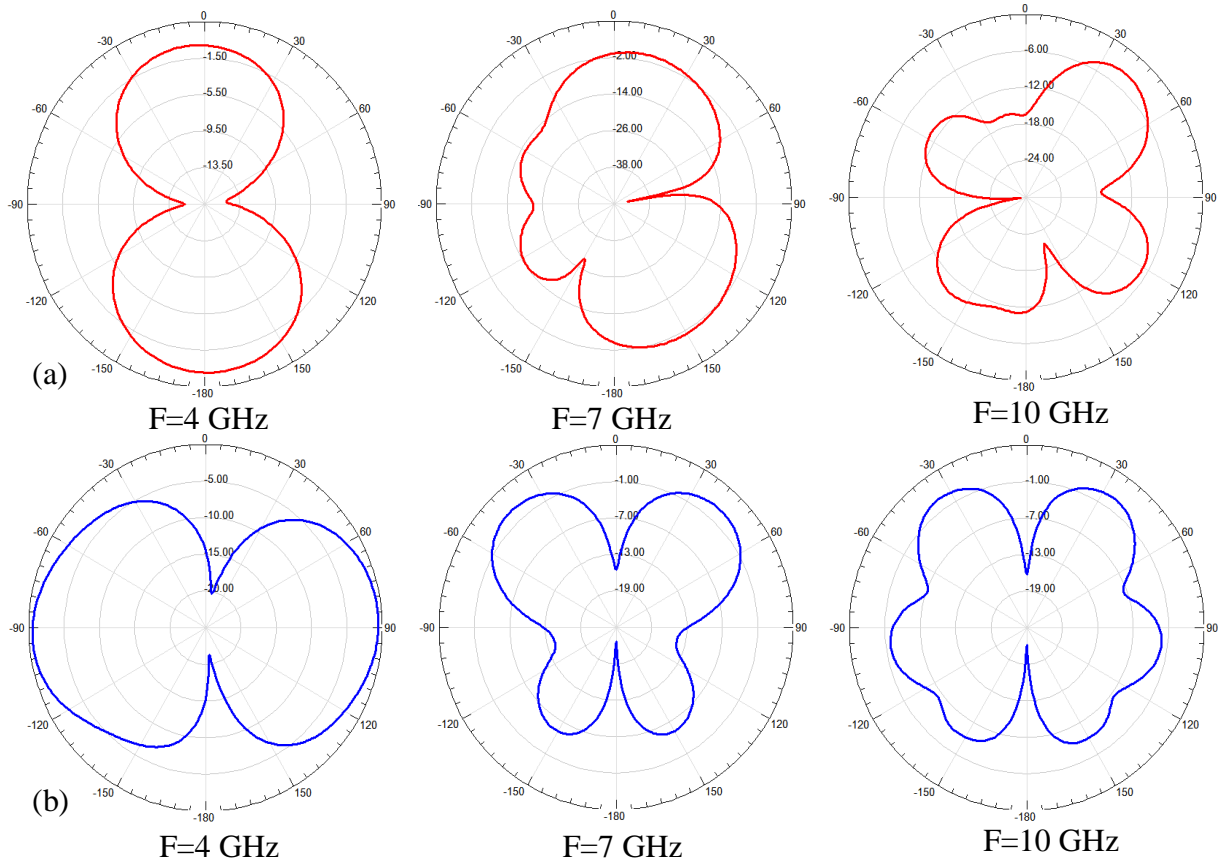


Figure IV.25 : Diagrammes de rayonnement de l'antenne proposée (a) plan E et (b) plan H

Etude paramétrique de la deuxième fente en forme C

Pour analyser l'influence des paramètres de la fente, et principalement la position de la fente dans le patch notée par PF_2 et son épaisseur t_2 , des variations sont apportés sur ceux-ci de manière indépendantes

Dans la première phase on fait varier l'épaisseur t_2 de la fente, la position de la fente reste fixe, les valeurs de l'épaisseur sont données au tableau suivant :

Paramètres	t_{21}	t_{22}	t_{23}	t_{24}	t_{25}	t_{26}
Valeurs en (mm)	0.2	0.5	0.6	0.8	1	1.2

Tableau IV.6 : Valeurs de l'épaisseur t_2

Les figures IV.26 et IV.27, représentent les résultats de simulation du coefficient de réflexion et le VSWR lorsque varie t_2 .

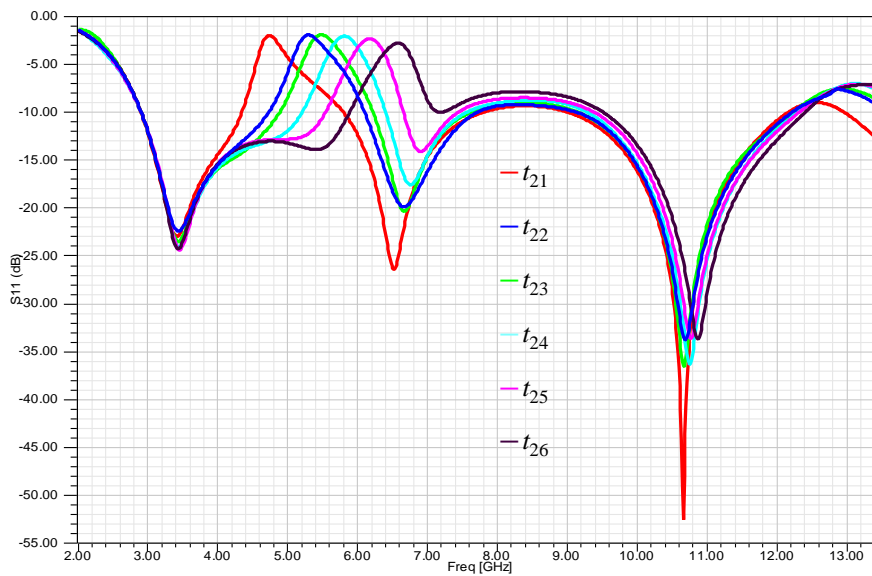


Figure IV.26 : Effet de l'épaisseur t_2 sur le coefficient de réflexion

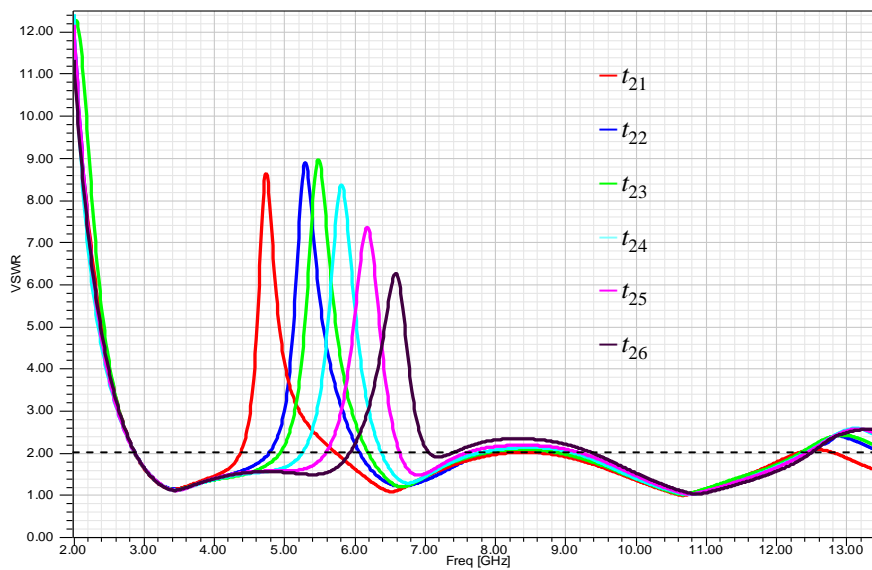


Figure IV.27 : Effet de l'épaisseur t_2 sur le VSWR de l'antenne

Il est évident d'après les résultats obtenus, que lorsque t_2 augmente la bande de fréquence rejetée se déplace vers les fréquences supérieures avec une légère amélioration de la désadaptation de l'antenne dans cette bande. Par contre pour des valeurs supérieures à t_{23} , la désadaptation diminue. La fréquence basse d'adaptation augmente puis elle diminue pour les valeurs de t_2 supérieures à t_{22} puis elle augmente à nouveau pour $t_2 > t_{23}$, mais cette variation reste très petite. Cependant la fréquence haute d'adaptation se déplace vers les fréquences supérieures. Aussi la bande de fréquence pour laquelle $|S_{11}| < -10dB$ augmente lorsque t_2 augmente.

Les résultats d'analyse du coefficient de réflexion et le VSWR pour différentes valeurs de t_2 sont résumés dans le tableau suivant.

Paramètres	t_{21}	t_{22}	t_{23}	t_{24}	t_{25}	t_{26}
bande passante : $ S_{11} \leq -10dB$ (ou $VSWR \leq 2$) (GHz)	[2.896, 12.152]	[2.900, 12.209]	[2.898, 12.224]	[2.898, 12.288]	[2.899, 12.310]	[2.901, 12.393]
Bande passante relative (%)	123.02	123.22	123.34	123.66	123.75	124.13
Bande rejetée : $ S_{11} \geq -10dB$ (ou $VSWR \geq 2$) (GHz)	[4.365, 5.735]	[4.767, 6.067]	[4.921, 6.188]	[5.238, 6.374]	[5.572, 6.634]	[5.915, 7.059]
$ S_{11} $ minimal (dB)	-52.55	-33.8	-36.53	-36.37	-33.60	-33.74
Désadaptation (VSWR max)	8.64	8.88	8.97	8.35	7.36	6.27

Tableau IV.7 : Résultats d'analyse du coefficient de réflexion et le VSWR pour différentes valeurs de t_2

Du tableau précédent, on constate que la bande d'adaptation de l'antenne avec la deuxième fente en forme C subit une légère amélioration lorsque l'épaisseur de la fente augmente.

La partie réelle de l'impédance d'entrée de l'antenne est illustrée à la figure IV.28. On constate que la partie réelle de l'impédance présente des pics dans la bande de désadaptation de l'antenne, une valeur maximale de 415.6 ohms est obtenue à la fréquence 5.820 GHz pour une l'épaisseur t_{24} . Mais dans la bande d'adaptation de l'antenne, la partie réelle de l'impédance varie autour de 50 ohms.

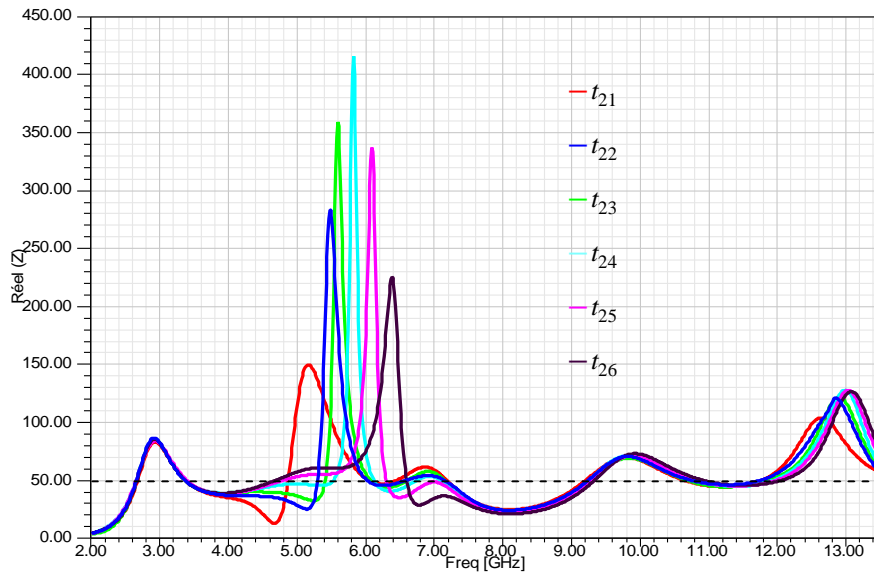


Figure IV.28 : Effet de l'épaisseur t_2 sur la partie réelle de l'impédance

Dans la deuxième phase, on varie la position de la fente PF_2 (figure IV.29), la position de la fente PF_2 est calculée par rapport à sa position initiale (paragraphe IV.2.3) ; l'épaisseur de la fente reste fixe.

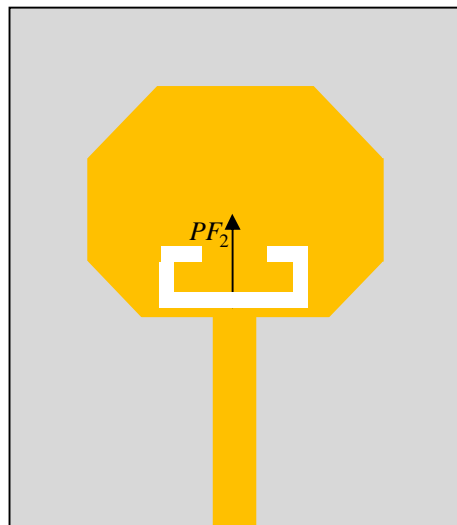


Figure IV.29 : Variation de la position de la deuxième fente en forme C

Les valeurs de PF_2 sont données au tableau suivant :

Paramètres	PF_{21}	PF_{22}	PF_{23}	PF_{24}	PF_{25}	PF_{26}
Valeurs en (mm)	0	2	4	6	8	10

Tableau IV.8 : Valeurs de PF_2

Les résultats de simulation obtenue pour le coefficient de réflexion et le VSWR sont représentés respectivement aux figures IV.30 et IV.31.

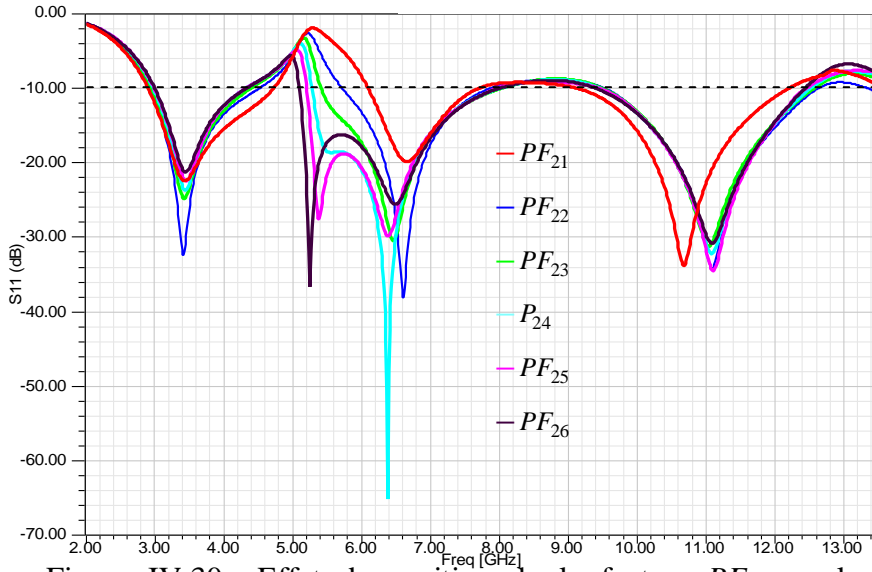


Figure IV.30 : Effet de position de la fente PF_2 sur le coefficient de réflexion

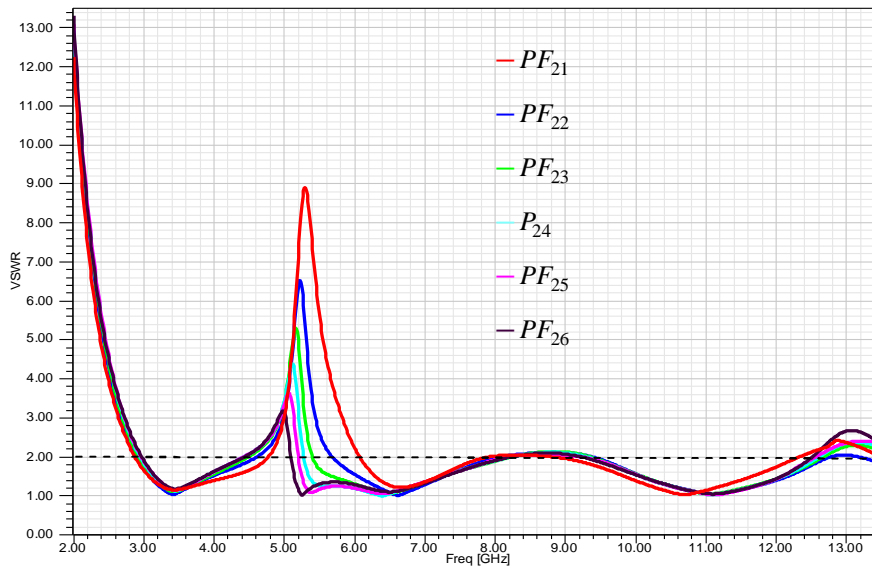


Figure IV.31 : Effet de position de la fente PF_2 sur le VSWR

Les résultats de simulation de la figure IV.30 (ou IV.31) montrent que, lorsque PF_2 augmente, la fréquence basse d'adaptation augmente légèrement; mais la fréquence haute d'adaptation se décale vers les fréquences supérieures, puis elle se décale vers les fréquences inférieures pour les valeurs de PF_2 supérieurs à PF_{22} . Aussi on constate que l'adaptation de l'antenne se dégrade légèrement si la position de la fente augmente, avec l'élargissement et le

décalage vers les fréquences supérieures de la bande de fréquence pour laquelle le coefficient de réflexion est $> -10dB$.

Cependant, la fréquence inférieure et supérieure de la bande de fréquence rejetée se déplace vers les fréquences inférieures, mais la fréquence inférieure se déplace légèrement vers les fréquences inférieures, ainsi la bande rejetée sera rétrécie si PF_2 augmente avec la dégradation de la désadaptation. Un pic de désadaptation est obtenu pour la position initiale de la fente.

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

Paramètres	PF_{21}	PF_{22}	PF_{23}	PF_{24}	PF_{25}	PF_{26}
bande passante : $ S_{11} \leq -10dB$ (ou $VSWR \leq 2$) (GHz)	[2.900, 12.209]	[2.920, 12.636]	[2.945, 12.571]	[2.975, 12.521]	[2.989, 12.463]	[2.998, 12.440]
Bande passante relative (%)	123.22	124.92	124.08	123.20	122.62	122.32
Bande rejetée : $ S_{11} \geq -10dB$ (ou $VSWR \geq 2$) (GHz)	[4.767, 6.067]	[4.599, 5.680]	[4.475, 5.396]	[4.411, 5.272]	[4.411, 5.196]	[4.421, 5.092]
$ S_{11} $ minimal (dB)	-33.8	-38.09	-31.19	-65.08	-34.51	-36.63
Désadaptation (VSWR max)	8.88	6.53	5.30	4.38	3.64	3.17

Tableau IV.9 : Résultats d'analyse du coefficient de réflexion et le VSWR

Ces résultats montrent que, lorsque PF_2 augmente la bande passante de l'antenne s'améliore, puis elle se dégrade lorsque PF_2 devient supérieur à PF_{22} .

Les résultats de simulation de la partie réelle de l'impédance d'entrée de l'antenne sont représentés à la figure IV.32. Ces résultats montrent que, dans la bande d'adaptation de l'antenne, la partie réelle de l'impédance varie autour de 50 ohms.

Cependant, dans la bande de fréquence rejetée, la partie réelle de l'impédance présente des valeurs maximales; ce pic diminue lorsque PF_2 augmente, sauf pour PF_{22} où il augmente. Une valeur maximale de 325.67 ohms est obtenue à la fréquence 5.220 GHz pour PF_{22} .

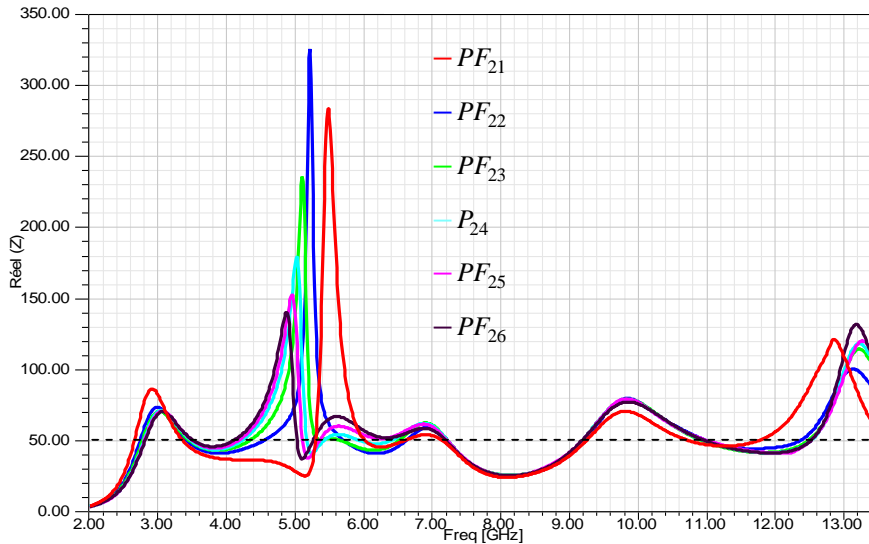


Figure IV.32 : Effet de position de la fente PF_2 sur la partie réelle de l'impédance

III.4 Insertion d'une fente de type CLLs (capacitively-loaded loops)

Un autre type de fente est utilisé pour atténuer les signaux d'interférences autour de 10.8 GHz et réduire leur impact sur le système ULB. Ainsi dans cette partie, on introduit la troisième fente de type CLLs C, afin d'éviter ces interférences.

La fente de type CLLs est insérée dans la ligne d'alimentation proche de la jonction ligne-patch, comme le montre la figure IV.33. Les dimensions de la fente sont : $L_7 = 2.5\text{ mm}$, $L_8 = 2.4\text{ mm}$, $L_9 = 1\text{ mm}$, $L_{10} = 1\text{ mm}$, $t_3 = 0.4\text{ mm}$ et $t_4 = 0.2\text{ mm}$, les autres paramètres géométriques de l'antenne reste inchangés. La fente présente une longueur totale de 11.3 mm , qui est environ $0,4\lambda$ à la fréquence centrale de la bande de fréquence rejetée désirée (la fréquence centrale de la bande de fréquence rejetée désirée est 10.8 GHz).

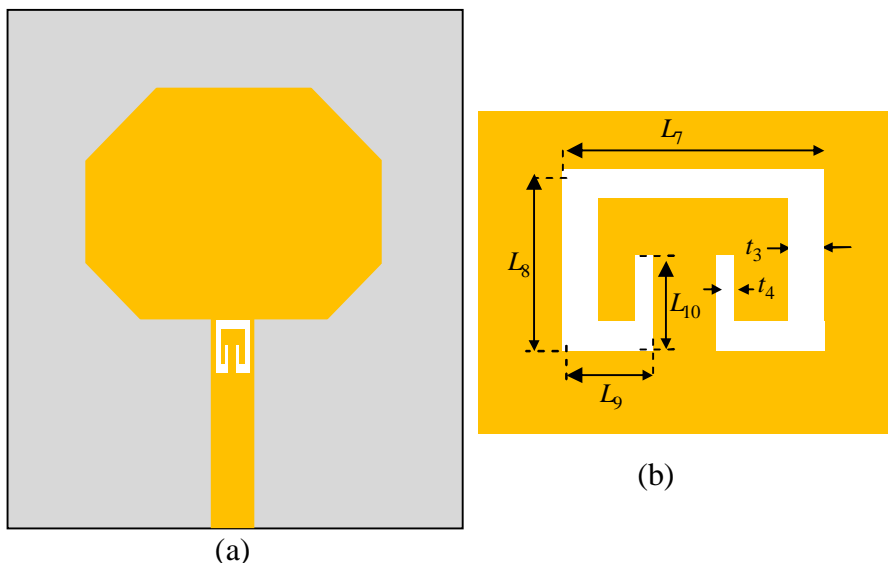


Figure IV.33 : Géométrie de l'antenne proposée. (a) vue de dessus, (b) CLLs

Les résultats de simulation du coefficient de réflexion et le VSWR de l'antenne proposée illustrés aux figure IV.34 et IV.35 respectivement montrent que, l'antenne est adaptée dans la bande de 2.984 GHz jusqu'à plus de 13.5 GHz, ainsi la bande passante est plus de 127.59% ; un coefficient de réflexion minimal de -32.64 dB est obtenu à la fréquence 12.937 GHz. La bande de fréquence filtrée avec un coefficient de réflexion supérieur à -10dB (ou $VSWR \geq 2$) est [9.367, 12.374 GHz] avec un pic de désadaptation de 7.96 à la fréquence 10.880 GHz.

Cependant, l'insertion de la fente du type CLLs affect directement la bande passante de l'antenne, ainsi on constate une amélioration de la bande passante de plus de 974 MHz (plus de 10.516 GHz au lieu de 9.542 GHz), avec la diminution de la fréquence basse d'adaptation (2.984 GHz au lieu de 3.034 GHz) et l'augmentation de la fréquence haute d'adaptation (plus de 13.5 GHz au lieu de 12.486 GHz).

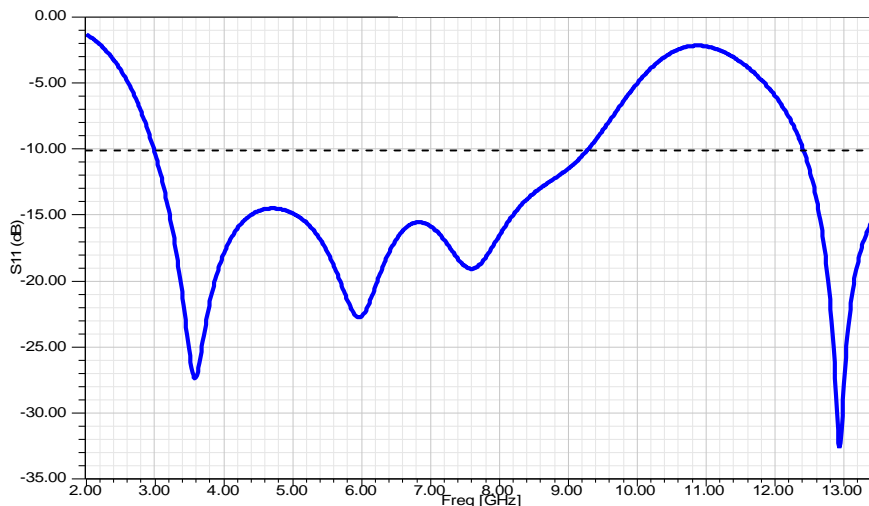


Figure IV.34 : Coefficient de réflexion de l'antenne proposée

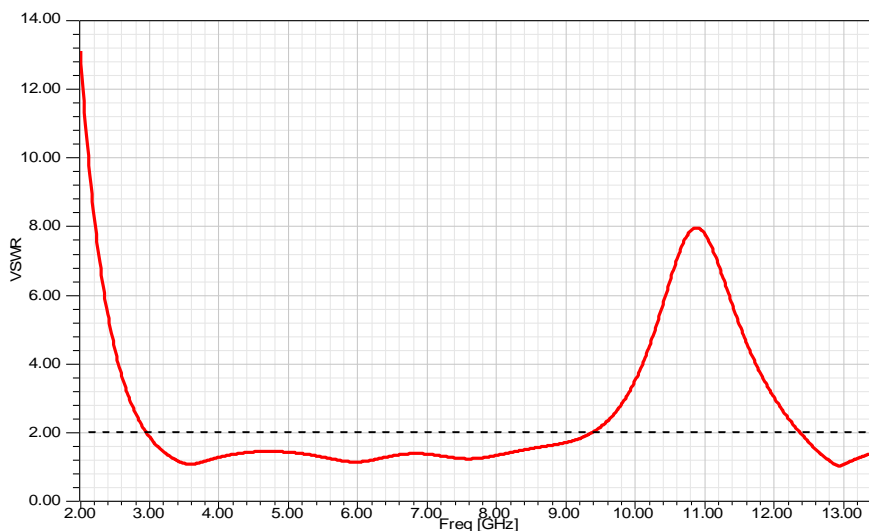


Figure IV.35 : Le VSWR de l'antenne proposée

Les résultats de la partie réelle de l'impédance d'entrée représentée à la figure IV.36 montrent que, la partie réelle de l'impédance présente un pic de 216.33 ohms (à la fréquence 11.647 GHz) dans la bande de fréquence filtrée de l'antenne. Cependant, dans la bande passante la partie de l'impédance varie autour de 50 ohms.

Des diagrammes de rayonnement de l'antenne simulés dans les deux principaux plan E et H présentés dans la figure IV.37, on peut remarquer que, le diagramme de rayonnement est quasiment celui d'un dipôle dans les deux principaux plans pour les fréquences basse d'adaptation de l'antenne. Mais, lorsque la fréquence augmente, le diagramme de rayonnement subit des déformations qui augmentent avec l'augmentation de la fréquence ainsi que l'apparition des lobes secondaires.

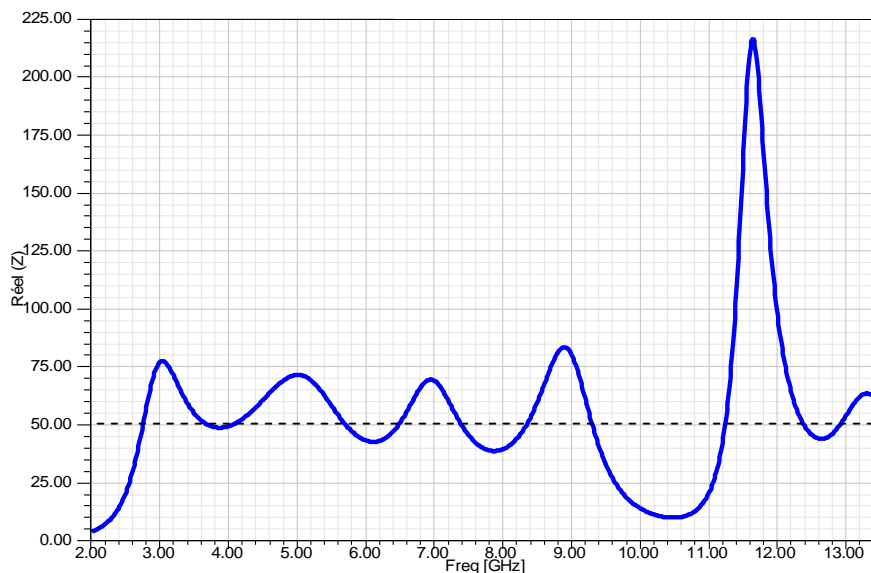


Figure IV.36 : Partie réelle de l'impédance d'entrée de l'antenne proposée

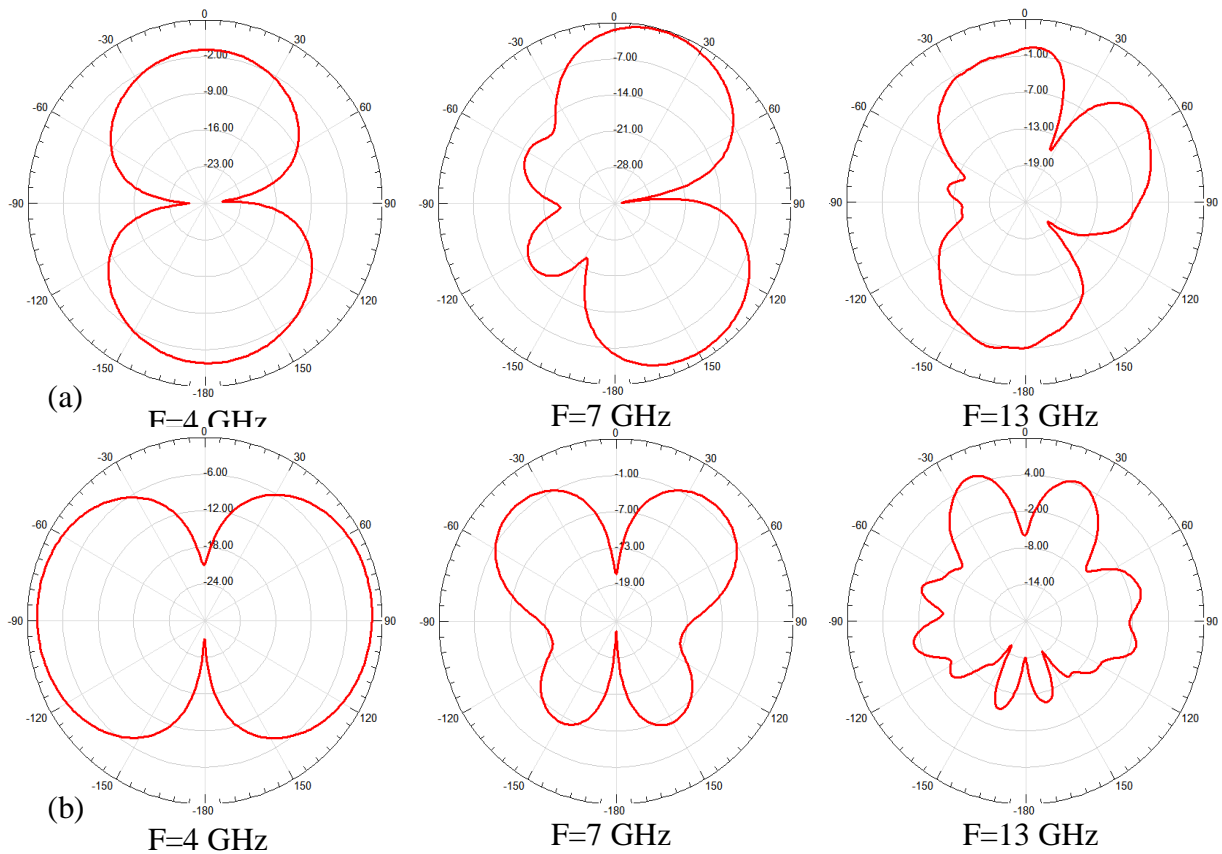


Figure IV.37 : Diagrammes de rayonnement de l'antenne proposée (a) plan E et (b) plan H

Etude paramétrique de la fente de type CLLs

Dans cette partie, on va analyser l'influence de l'épaisseur de la fente t_3 et t_4 , ainsi que la position de la fente dans le patch noté par PF_3 . Chaque paramètre est varié indépendamment, les autres paramètres de l'antenne restent fixes.

Dans la première partie de cette analyse, on fait varier l'épaisseur t_3 de la fente, en gardant la position de la fente fixe. La valeur de l'épaisseur t_4 sera choisie égale à 0.2mm

Les valeurs de l'épaisseur sont données au tableau suivant :

Paramètres	t_{31}	t_{32}	t_{33}	t_{34}	t_{35}
Valeurs en (mm)	0.2	0.3	0.4	0.5	0.6

Tableau IV.10 : Valeurs de l'épaisseur t_3

Les résultats de simulation du coefficient de réflexion, le VSWR et la partie réelle de l'impédance d'entrée sont représentés aux figures IV.38-IV.40 respectivement.

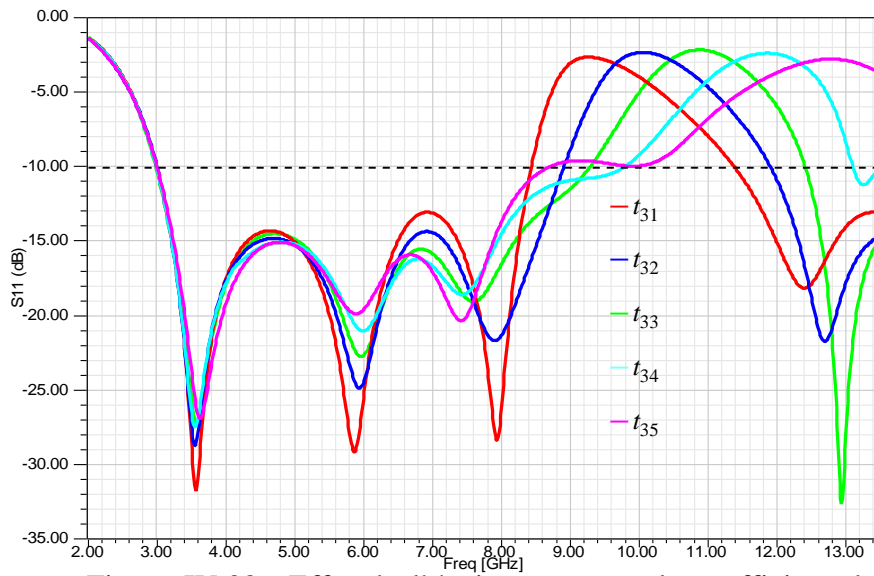


Figure IV.38 : Effet de l'épaisseur t_3 sur le coefficient de réflexion de l'antenne

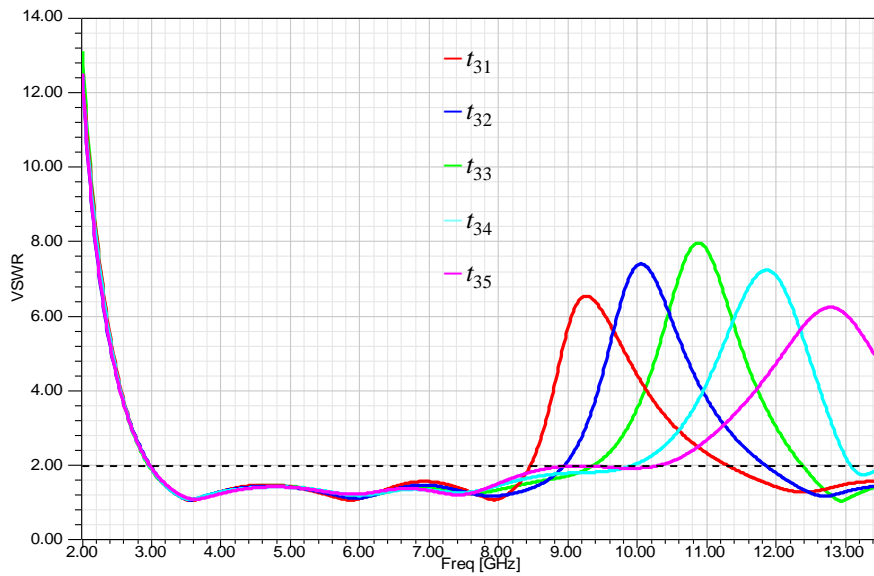


Figure IV.39 : Effet de l'épaisseur t_3 sur le VSWR de l'antenne

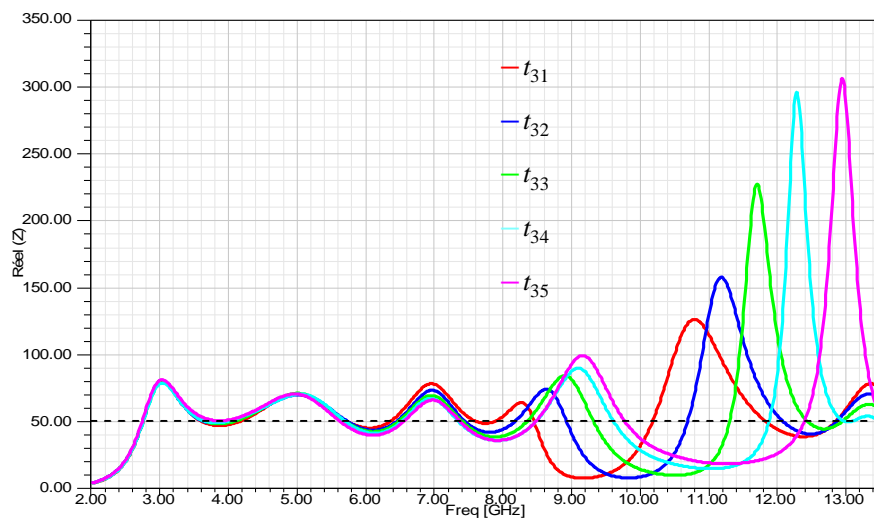


Figure IV.40 : Effet de l'épaisseur t_3 sur la partie réel de l'impédance

De ces résultats on peut constater que, la bande de fréquence rejetée se déplace vers les fréquences supérieures lorsque t_3 augmente. Une amélioration de la désadaptation de l'antenne dans cette bande est observée lorsque t_3 augmente mais cette amélioration se dégrade lorsque t_3 devient supérieur à t_{33} .

Pour l'adaptation de l'antenne, on remarque que, la fréquence basse d'adaptation augmente puis elle diminue lorsque t_3 devient supérieur à t_{32} puis elle augmente à nouveau pour des valeurs supérieures à t_{33} ; quoique cette variation reste légèrement petite.

La partie réelle de l'impédance d'entrée présente un maximum dans la bande de fréquence filtrée, où ce maximum s'accroît de plus en plus lorsque t_3 augmente. Par contre dans la bande passante de l'antenne, la partie réelle de l'impédance varie autour de 50 ohms

Les résultats d'analyse du coefficient de réflexion ainsi que le VSWR pour différentes valeurs de t_3 sont résumés dans le tableau ci-dessous.

Paramètres ($t_4 = 0.1\text{ mm}$)	t_{31}	t_{32}	t_{33}	t_{34}	t_{35}
bande passante : $ S_{11} \leq -10\text{dB}$ (ou $VSWR \leq 2$) (GHz)	[2.968, plus de 13.5	[2.977, plus de 13.5	[2.984, plus de 13.5	[2.967, plus de 13.5	[2.974, plus de 13.5
Bande rejetée : $ S_{11} \geq -10\text{dB}$ (ou $VSWR \geq 2$) (GHz)	[8.458, 11.299]	[8.946, 11.847]	[9.367, 12.374]	[9.927, 13.070]	[10.311, plus de 13.5]
$ S_{11} $ minimal (dB)	-31.74	-28.70	-32.64	-27.49	-26.90
Désadaptation (VSWR max)	6.54	7.40	7.96	7.23	6.23

Tableau IV.11 : Résultats d'analyse du coefficient de réflexion ainsi que le VSWR pour différentes valeurs de t_3

Dans la deuxième partie, on varie la position de la fente PF_3 (figure IV.41), la position de la fente PF_3 sera calculée par rapport à sa position initiale (paragraphe IV.2.4) ; l'épaisseur de la fente reste fixe.

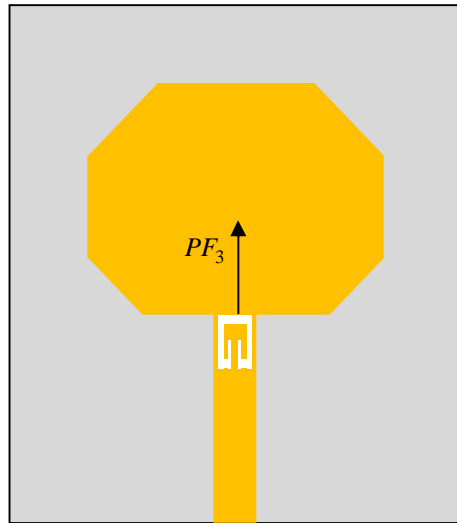


Figure IV.41 : Variation de la position de la fente de type CLLs

Les différentes valeurs de PF_3 sont données au tableau suivant :

Paramètres	PF_{31}	PF_{32}	PF_{33}	PF_{34}	PF_{35}
Valeurs en (mm)	-4	-2	0	2	4

Tableau IV.12 : Différentes valeurs de PF_3

Les résultats de simulation pour le coefficient de réflexion, le VSWR et la partie réelle de l'impédance d'entrée sont illustrés aux figures IV.42- IV.44.

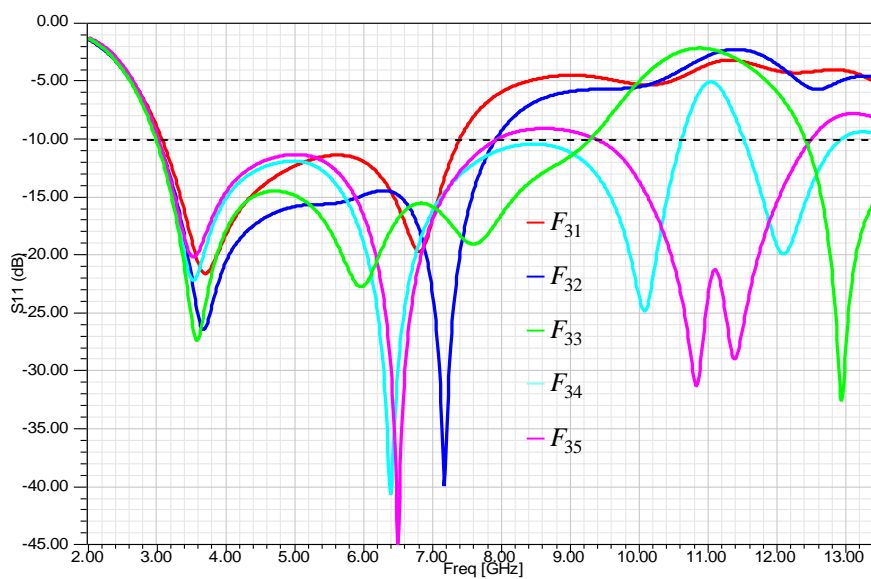


Figure IV.42 : Effet de position de la fente PF_3 sur le coefficient de réflexion

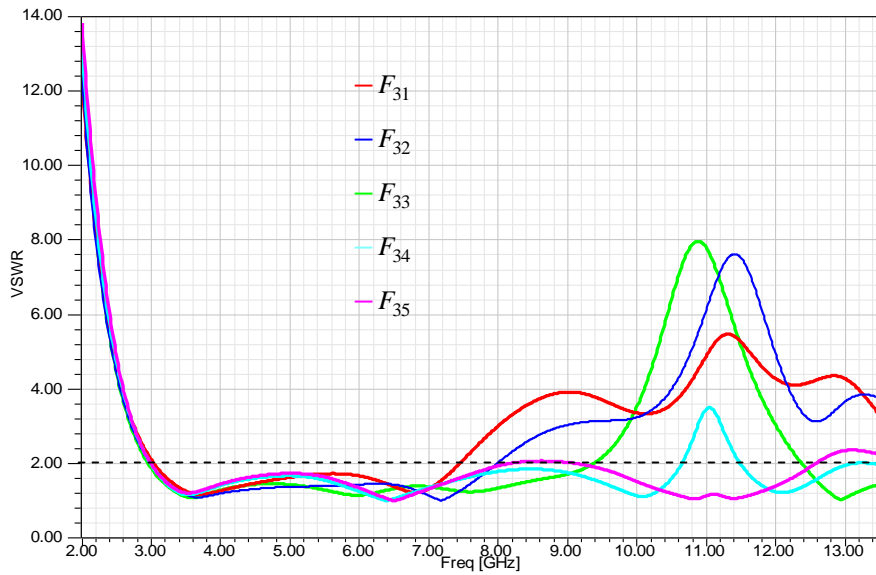


Figure IV.43 : Effet de position de la fente PF_3 sur le VSWR

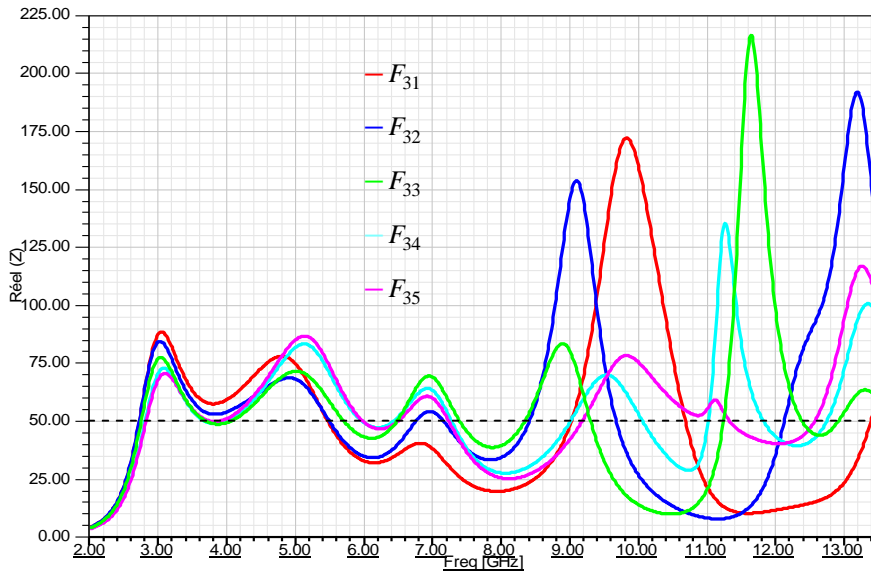


Figure IV.44 : Effet de position de la fente PF_3 sur la partie réelle de l'impédance

Ces résultats (figure IV.42 ou IV.43) montrent que, la bande de fréquence filtrée s'étroît de plus en plus lorsque la position de la fente en forme CLLs change (augmente) jusqu'à la disparition de cette bande de fréquence. De plus, la désadaptation s'améliore puis elle se dégrade lorsque $PF_3 > PF_{33}$.

Cependant, pour l'adaptation de l'antenne, la fréquence basse d'adaptation diminue puis elle augmente lorsque $PF_3 > PF_{33}$, mais ce changement reste petit. Pour la fréquence haute d'adaptation, on n'est pas intéressé du fait que la borne supérieur de la bande filtrée se

trouve au delà de la fréquence de fonctionnement de l'antenne (13.5 GHz) lorsque PF_3 change. Les résultats d'analyse du coefficient de réflexion ainsi que le VSWR pour différents valeurs de PF_3 sont résumés dans le tableau suivant :

Paramètres	PF_{31}	PF_{32}	PF_{33}	PF_{34}	PF_{35}
bande passante : $ S_{11} \leq -10dB$ (ou $VSWR \leq 2$) (GHz)	[3.042, plus de 13.5]	[2.987, plus de 13.5]	[2.984, plus de 13.5]	[2.990, plus de 13.5]	[2.996, plus de 13.5]
Bande rejetée : $ S_{11} \geq -10dB$ (ou $VSWR \geq 2$) (GHz)	[7.439, plus de 13.5]	[7.975, plus de 13.5]	[9.367, 12.374]	[10.641, 12.374]	/
$ S_{11} $ minimal (dB)	-21.59	-39.92	-32.64	-40.65	-44.91
Désadaptation (VSWR max)	5.47	7.62	7.96	3.5	/

Tableau IV.13 : Résultats d'analyse du coefficient de réflexion ainsi que le VSWR pour différents valeurs de PF_3

Ces résultats montrent que, lorsque la position de la fente de type CLLs change, la bande passante de l'antenne se modifie, ainsi que la bande de fréquence filtrée.

Les résultats de simulation de la partie réelle de l'impédance (figure IV.44) montrent que, dans la bande d'adaptation de l'antenne, la partie réelle de l'impédance varie autour de 50 ohms. Par contre, dans la bande de fréquence filtrée, la partie réelle présente un pic ou plus; la valeur de ce pic augmente lorsque PF_3 change, mais par la suite elle diminue lorsque PF_3 devient supérieur à PF_{33} .

III.5 L'antenne ULB tri-bande rejetées en utilisant deux fentes en forme C et une fente de type CLLs

Dans cette étape d'étude, on insère dans l'élément rayonnant les trois fentes citées précédemment (deux fente de forme C plus une fente de type CLLs), afin de réaliser le filtrage de trois bandes à savoir la bande WiMAX de 3,3 à 3,6 GHz, WLAN (5.15-5.35 GHz, 5.725-5.825 GHz en USA) et HIPERLAN/2 (5.15-5.35 GHz, 5.47-5.725 GHz en Europe) et la bande de 9.54 - 12.22 GHz. La géométrie de l'antenne ULB tri-bande proposée est montrée sur la figure IV.45.

La première bande de fréquence rejetée 3.18-3.59 GHz est obtenu dans cette structure, en insérant dans l'élément rayonnant une fente en forme C. La fente en forme C a une longueur totale de 34.3 mm et égale environ à 0.4λ à la fréquence centrale de la bande de fréquence filtrée désirée (la fréquence centrale de la bande de fréquence filtrée désirée est 3,5 GHz).

La deuxième bande filtrée de 4.70-5.88 GHz est obtenu, en réalisant une autre fente de forme C dans le patch. La longueur de cette fente est choisie pour être égale à 21.8 mm soit environ 0.4λ à la fréquence centrale de la bande de fréquence filtrée (5 GHz).

Pour la troisième bande filtrée de 9.54-12.22 GHz, une fente de type CLLs est introduite dans l'élément rayonnant. Cette fente a une longueur totale de 11.3 mm qui est approximativement égale à 0.4λ à la fréquence centrale de la bande filtrée (10,8 GHz).

Les autres paramètres géométrique sont les mêmes que pour l'antenne de base.

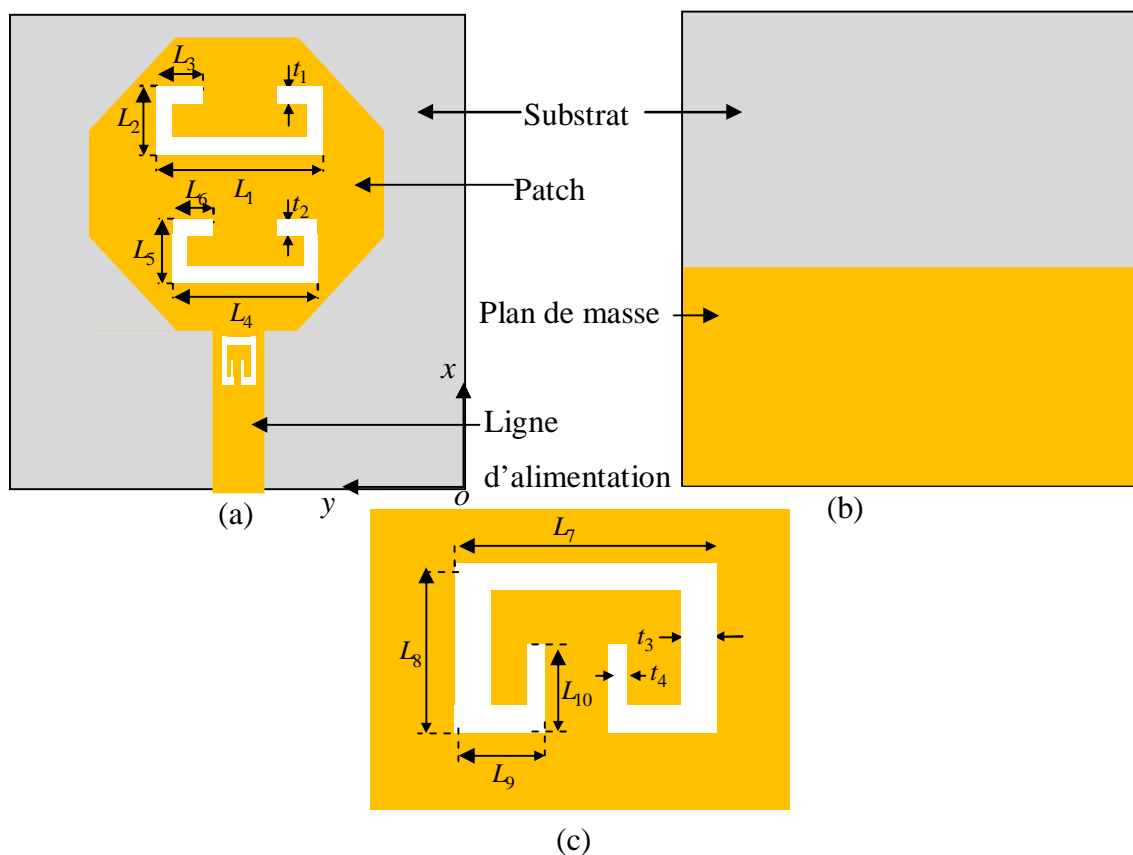


Figure IV.45 : Géométrie de l'antenne proposée : (a) vue de dessus, (b) vue de dessous, (c) CLLs

Les Paramètres des trois fentes sont donnés dans le tableau suivant (les unités sont en mm).

La première fente en forme C				La deuxième fente en forme C				Fente de type CLLs					
L_1	L_2	L_3	t_1	L_4	L_5	L_6	t_2	L_7	L_8	L_9	L_{10}	t_3	t_4
11.8	7	4.25	1	9.5	3	3.15	0.5	2.5	2.4	1	1	0.4	0.2

Tableau IV.14 : Paramètres des trois fentes

Les figure IV.46, IV.47 illustrent les résultats de simulation du coefficient de réflexion et le VSWR de l'antenne proposée.

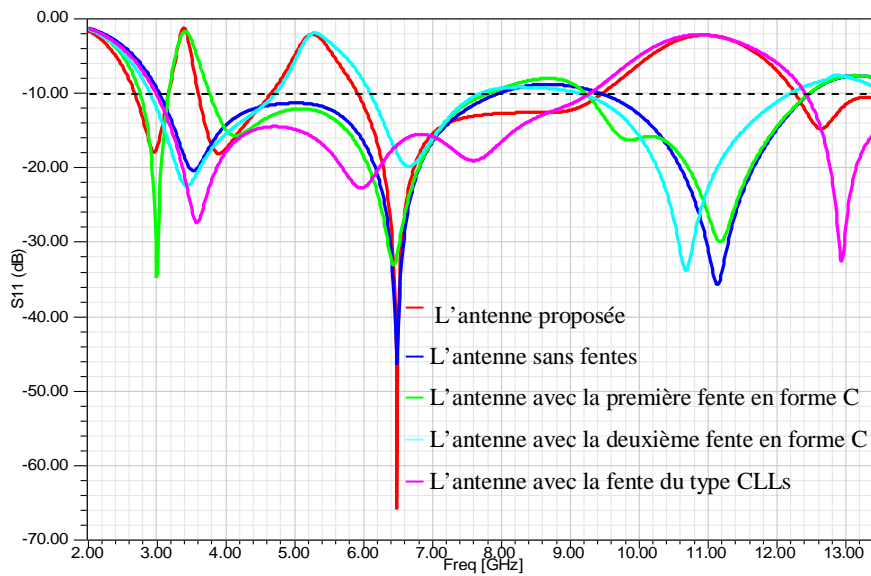


Figure IV.46 : Le coefficient de réflexion de l'antenne avec et sans les fentes en forme C et la fente de type CLLs

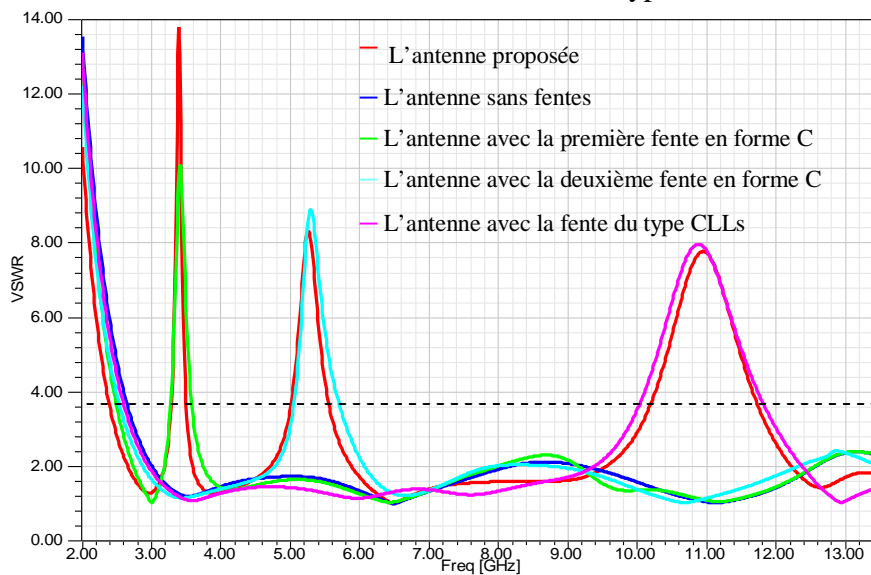


Figure IV.47 : Le VSWR de l'antenne avec et sans les fentes en forme C et la fente de type CLLs

Comme représenté sur ces figures de résultats de simulation, on peut observer que, l'antenne proposée présente une meilleure adaptation dans la bande de fréquence de 2.66 GHz à plus de 13.5 GHz avec un $VSWR \leq 2$ (ou $|S_{11}| \leq -10dB$), ce qui couvre la bande de fréquence d'ULB (3,1 - 10,6). Cependant, elle est désadaptée dans trois bandes de fréquences (bandes filtrées), avec un $VSWR > 2$ (ou $|S_{11}| > -10dB$). Les trois bandes de fréquences filtrées sont: [3.184, 3.591 GHz] avec un $VSWR = 13.79$ à 3.399 GHz, [4.70, 5.883 GHz] avec un $VSWR = 8.30$ à 5.258 GHz) et [9.54, 12.2GHz] avec un $VSWR = 7.77$ à 10.945GHz.

On peut aussi constater que, la fréquence basse d'adaptation de l'antenne se décale vers les fréquences basses lorsque les trois fentes sont introduites dans l'élément rayonnant; alors que la fréquence haute d'adaptation se décale vers les fréquences hautes. De plus, la désadaptation dans la première bande de fréquence filtrée sera améliorée (13.79 au lieu de 10.09) mais dans les deux autres bandes filtrées la désadaptation diminue légèrement (8.30 au lieu de 8.88 pour la deuxième bande et 7.77 au lieu de 7.96 pour la troisième bande). Pour la largeur des bandes de fréquences filtrées on peut remarquer que l'insertion des trois fentes conduit à un léger rétrécissement des trois bandes de fréquence filtrée avec un petit décalage de la borne supérieure de la première bande filtrée vers les fréquences basses, un léger décalage de la deuxième bande filtrée et un décalage de la borne inférieure de la troisième bande filtrée vers les fréquences supérieures mais sa borne supérieure se décale vers les fréquences inférieures.

La figure IV.48 représente les résultats de simulation de la partie réelle de l'impédance d'entrée de l'antenne proposée. Il est clair de ces résultats que la partie réelle de l'impédance varie autour de 50 ohms dans la bande d'adaptation de l'antenne, mais elle présente des valeurs maximales dans les trois bandes filtrées. Dans les bandes de fréquence filtrées, l'insertion des trois fentes influe sur la valeur maximale de l'impédance d'entrée, où on constate que dans la première bande le maximum de l'impédance est amélioré par rapport à celui de l'antenne avec la première fente en forme C, par contre dans la deuxième et la troisième bande, le maximum diminue par rapport à celui de l'antenne avec la deuxième fente en forme C et l'antenne avec la fente de type CLLs.

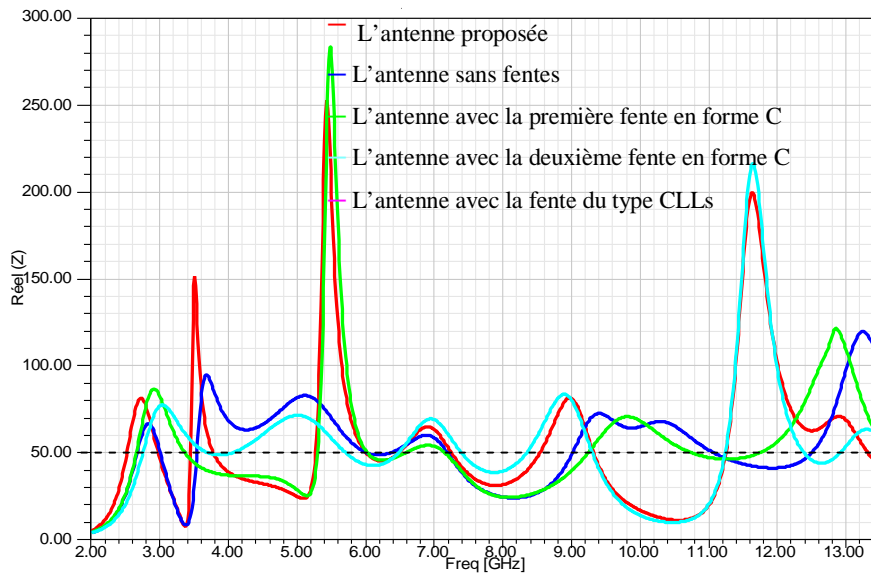


Figure IV.48 : Partie réelle de l'impédance d'entrée de l'antenne avec et sans les fentes en forme et la fente de type CLLs

Les résultats de simulation du diagramme de rayonnement de l'antenne proposée sont illustrés dans la figure IV.49. Dans les deux principaux plans E et H, le diagramme de rayonnement de l'antenne pour les fréquences inférieures (4 GHz) est celui d'un dipôle. Cependant, lorsque la fréquence augmente le diagramme de rayonnement de l'antenne subit une déformation avec l'apparition des lobes secondaires. Cette déformation ainsi que le nombre de lobes secondaires augmente avec l'augmentation de la fréquence. Le gain maximal de l'antenne ne dépasse pas 0 dB dans le plan E, alors que dans le plan H le gain maximal est inférieur à 7 dB

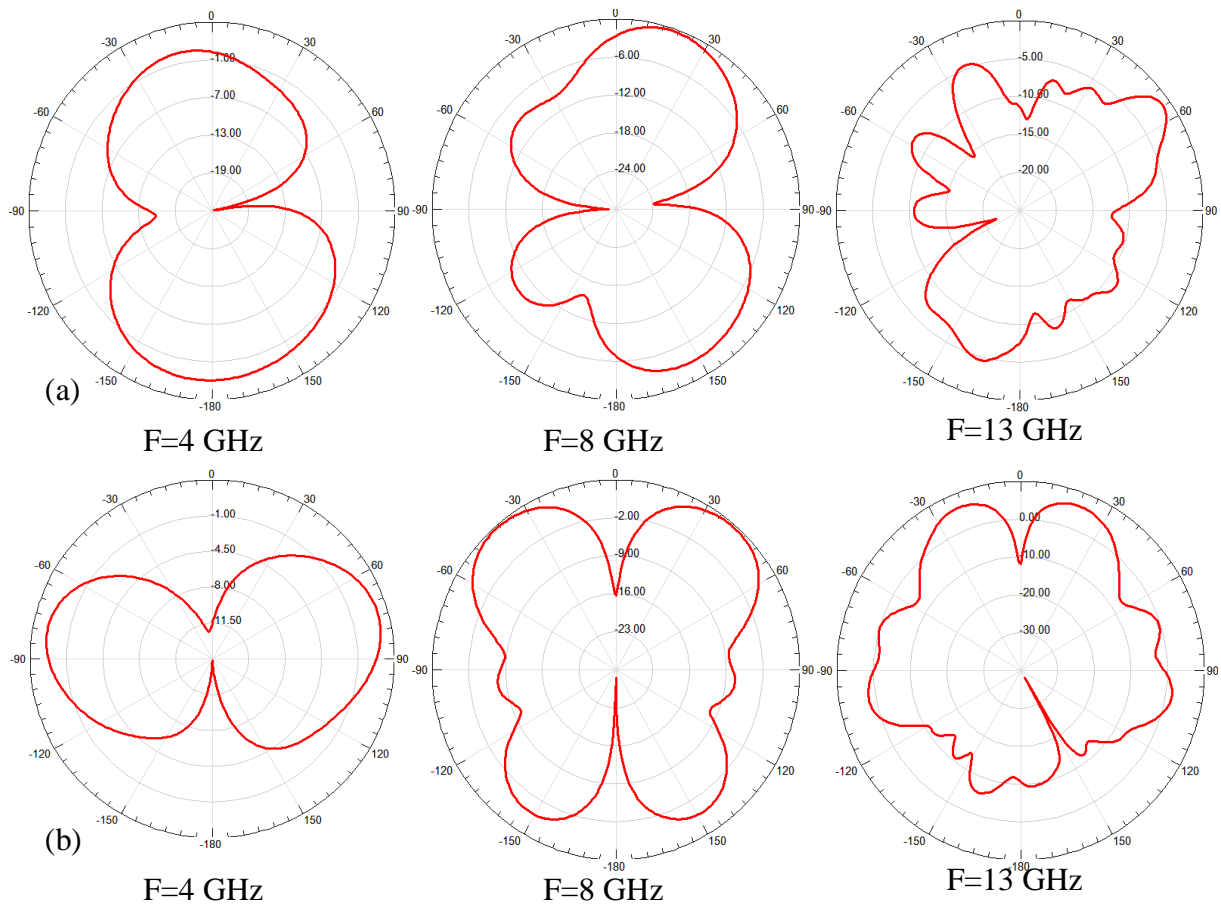


Figure IV.49 : Diagrammes de rayonnement de l'antenne ULB tri-bande rejetées
(a) plan E et (b) plan H

IV. ETUDE PARAMETRIQUE DE L'ANTENNE ULB TRI-BANDE REJETEES.

Dans cette partie on présente l'influence de la position et de la largeur des fentes, des dimensions des tronçatures, des dimensions du plan de masse, de sa forme et de la hauteur du substrat sur les performances de l'antenne et en particulier sur les bandes de fréquences filtrées et l'adaptation de l'antenne.

IV.1 Influence de la position de la première fente en forme C

Dans cette partie d'étude, la position de la première fente notée par PF_1 est modifiée, les autres paramètres de l'antenne restent fixes. La position de la fente est repérée par rapport à sa position initiale (paragraphe IV.2.5). Les valeurs de la position de la fente sont données dans le tableau suivant :

Paramètres	PF_{11}	PF_{12}	PF_{13}	PF_{14}
Valeurs en (mm)	-2	0	2	4

Tableau IV.15 : valeurs de la position de la fente PF_1

La figure IV.50, représente les résultats de simulation du VSWR pour différentes valeur de PF_1 .

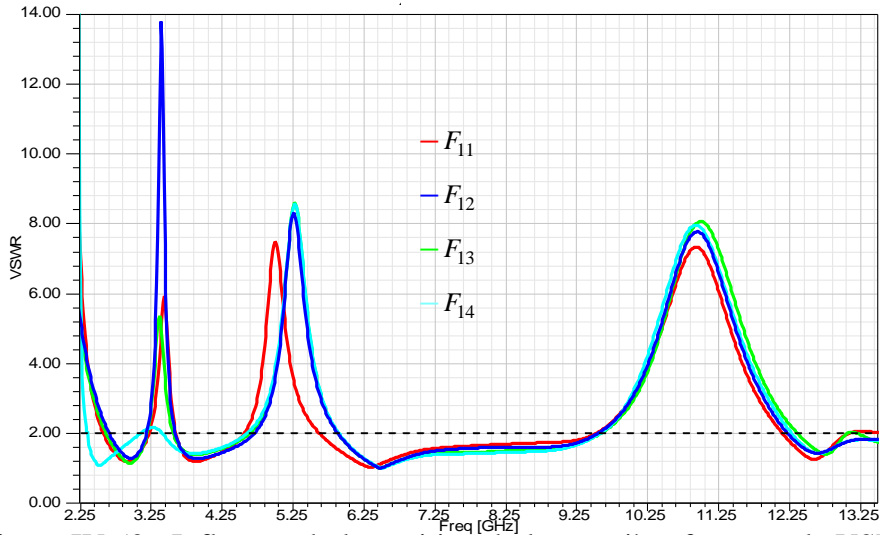


Figure IV.50 : Influence de la position de la première fente sur le VSWR

Il peut être observé de la figure IV.50 que, les courbes de VSWR ont des formes de variation globalement semblables pour les quatre positions. Cependant, la largeur de bande de fonctionnement à -10 dB de l'antenne varie clairement avec la variation de la position, où la fréquence basse d'adaptation augmente puis elle diminue pour les valeurs de PF_1 supérieures à PF_{12} , la fréquence haute d'adaptation augmente puis elle diminue pour $PF_1 > PF_{12}$ puis elle augmente à nouveau pour $PF_1 > PF_{13}$, alors que la fréquence haute d'adaptation est supérieure à 13.5 GHz pour la quasi-totalité des positions PF_1 . De plus l'adaptation de l'antenne sera améliorée lorsque la position de la fente change.

Pour les bandes de fréquence filtrée on peut dire que :

La largeur de la première bande de fréquence filtrée reste quasiment invariante sauf pour la position PF_{14} où elle est pratiquement nulle. La désadaptation ($|S_{11}|$ maximal) subit une petite amélioration puis elle se dégrade pour $PF_1 > PF_{12}$, jusqu'à ce l'antenne n'est quasiment plus désadaptée ($PF_1 = PF_{14}$).

La deuxième bande de fréquence filtrée se décale vers les fréquences supérieures puis elle se décale vers les fréquences inférieure lorsque $PF_1 > PF_{12}$ et au delà de cette position la

bande de fréquence filtrée est pratiquement inchangeable. La désadaptation subit une légère amélioration puis elle reste quasiment constante lorsque $PF_1 > PF_{12}$.

La borne inférieure et supérieure de la troisième bande filtrée se déplace légèrement vers les fréquences supérieures lorsque la position de la fente varie, mais la borne supérieure subit une modification consistante par rapport à la borne inférieure. Cependant, la désadaptation est pratiquement la même pour les différentes valeurs de PF_1 .

IV.2 Influence de la largeur de la première fente en forme C

Dans cette deuxième partie, on fait varier la largeur de la fente t_1 , alors que les autres paramètres de l'antenne restent fixes. Les différentes valeurs de t_1 sont données dans le tableau ci-dessous :

Paramètres	t_{11}	t_{12}	t_{13}	t_{14}	t_{15}	t_{16}
Valeurs en (mm)	0.2	0.6	1	1.4	1.8	2

Tableau IV.16 : Différentes valeurs de t_1

Les résultats de simulation du VSWR pour différentes valeur de t_1 , sont illustrées à la figure IV.51. Ces résultats montrent que, lorsque $t_1 < t_{13}$, la première bande filtrée est nulle, mais lorsque t_1 devient supérieur à t_{13} , la première bande filtrée n'est plus nulle et elle se décale vers les fréquences supérieurs avec la dégradation de la désadaptation (VSWR max) lorsque t_1 augmente. Cependant, la deuxième et la troisième bande filtrées, sont pratiquement fixes que se soit sa largeur ou la désadaptation dans cette bande, sauf la borne inférieure de ces bandes où elle se déplace légèrement vers les fréquences inférieures mais cela est plus au moins visible que pour la deuxième bande que la troisième bande. Ainsi la variation de la position de la première fente influe directement sur la première bande filtrée, alors que pour les deux autres bandes filtrées, son influence est quasiment nulle.

Pour l'adaptation de l'antenne, on peut constater que lorsque la largeur de la première fente change, la fréquence basse d'adaptation se déplace vers les fréquences basses puis vers les fréquences hautes lorsque $t_1 > t_{12}$ et puis à nouveau vers les fréquences basses lorsque $t_1 > t_{15}$, la fréquence haute reste toujours supérieurs à 13.5 GHz lorsque la largeur de la fente change.

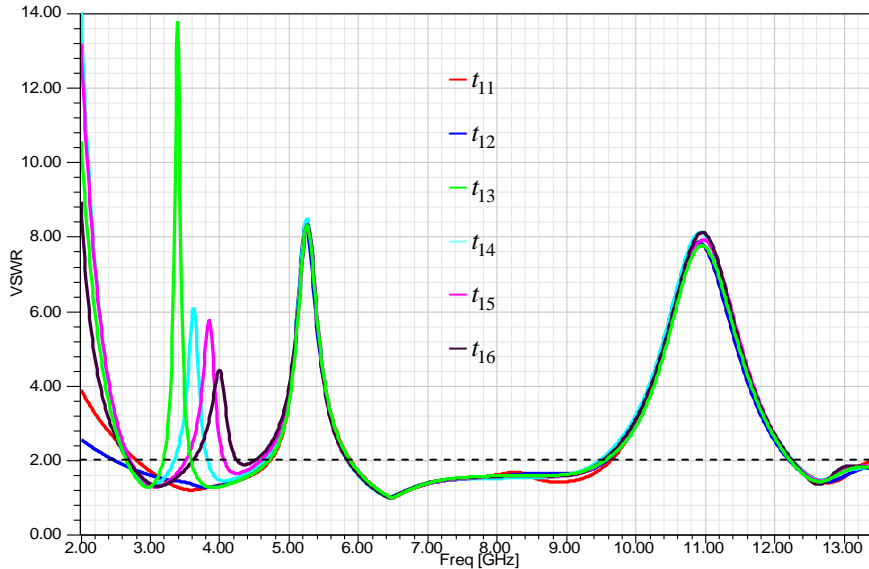


Figure IV.51 : Influence de la largeur de la fente sur le VSWR de l'antenne

IV.3 Influence de la position de la deuxième fente en forme C

La position de la deuxième fente en forme C est varié dans cette partie d'analyse pour observer son effet sur les performances de l'antenne et principalement sur l'adaptation et les bandes de fréquence rejetées. La position de la deuxième notée PF_2 est repérée par rapport à sa position initiale (paragraphe IV.2.5) ; les autres paramètres géométriques de l'antenne restent fixes.

Les différentes positions de la deuxième fente, PF_2 sont données dans le tableau suivant :

Paramètres	PF_{21}	PF_{22}	PF_{23}	PF_{24}	PF_{25}	PF_{26}
Valeurs en (mm)	0	0.4	1	1.2	1.6	2

Tableau IV.17 : Différentes positions de la deuxième fente PF_2

Les résultats de simulation du VSWR pour différentes positions, PF_2 sont représentés dans la figure IV.52. Celle-ci montre que :

Pour la première bande rejetée, la désadaptation est fortement réduite lorsque PF_2 change, où elle diminue puis elle augmente pour $PF_2 > PF_{23}$ puis elle diminue à nouveau lorsque $PF_2 > PF_{25}$; pour la borne inférieure de la bande elle diminue puis elle augmente pour $PF_2 > PF_{22}$ et puis elle diminue à nouveau pour $PF_2 > PF_{25}$; alors que pour la borne

supérieur, elle augmente puis elle diminue lorsque $PF_2 > PF_{23}$ quoique cette variation reste petite et précisément pour la borne supérieure.

Pour la deuxième bande filtrée, la borne supérieure de la bande diminue lorsque la position de la fente change, alors que la borne inférieure augmente puis elle diminue pour $PF_2 > PF_{23}$, mais cette variation reste toujours petite; pour la position PF_{26} on observe un décalage de la bande vers les fréquences inférieures. Cependant la désadaptation diminue lorsque la position de la fente change.

Pour la troisième bande filtrée, on constate que la désadaptation est quasiment invariante avec le changement de la position de la fente. La borne inférieure de la bande diminue lorsque PF_2 change, alors que la borne supérieure augmente légèrement, Quoique ces variations restent petites.

L'adaptation de l'antenne est améliorée lorsque la position de la fente change. La fréquence basse d'adaptation de l'antenne, augmente lorsque PF_2 change puis elle diminue lorsque $PF_2 > PF_{22}$ puis elle augmente lorsque la position de la fente devient supérieure à $PF_2 > PF_{25}$, mais toujours cette variation est petite. Pour la fréquence haute d'adaptation, elle reste toujours supérieure à 13.5 GHz lorsque PF_2 change.

L'analyse de ces résultats montre que la position de la deuxième fente influe de manière remarquable sur désadaptation dans la première bande filtrée et la largeur de la deuxième bande filtrée avec une petite influence sur la désadaptation dans cette bande; mais son influence est pratiquement nulle sur la troisième bande filtrée.

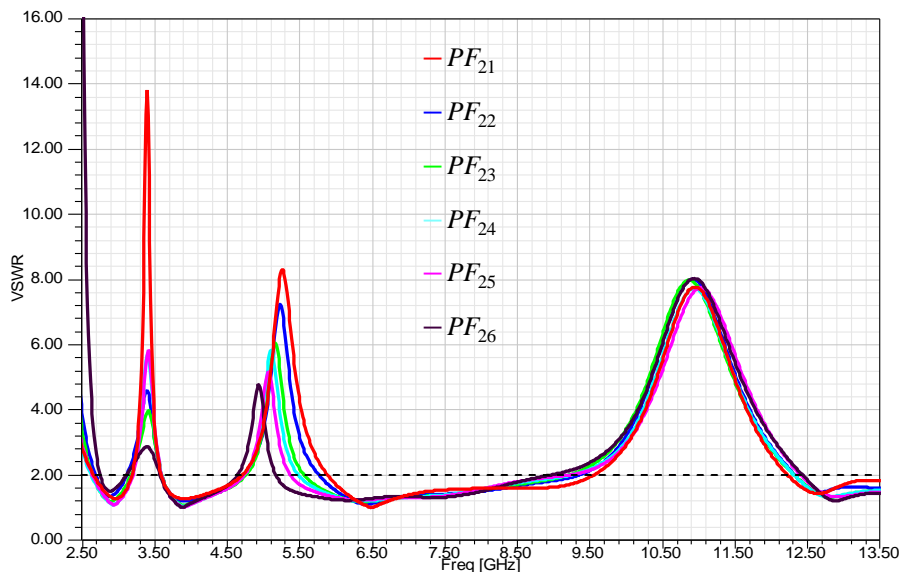


Figure IV.52 : Influence de la position de la deuxième fente sur le VSWR

IV.4 Influence de la largeur de la deuxième fente en forme C

Dans cette partie d'étude, la largeur de la deuxième fente en forme C est modifiée afin d'observer son effet sur les performances de l'antenne. Les largeurs de la deuxième fente, t_2 sont données dans le tableau ci-dessous, les autres paramètres géométriques de l'antenne restent fixes.

Paramètres	t_{21}	t_{22}	t_{23}	t_{24}	t_{25}	t_{26}	t_{27}
Valeurs en (mm)	0.1	0.3	0.5	0.6	0.8	1	1.2

Tableau IV.18 : Largeurs de la deuxième fente t_2

Les résultats de simulation du VSWR (figure IV.53) montrent que, lorsque la largeur de la fente augmente, la deuxième bande de fréquence rejetée se déplace vers les fréquences hautes avec l'amélioration de la désadaptation puis elle se dégrade lorsque $t_2 > t_{23}$. La troisième bande filtrée est légèrement modifiée, où on constate que, la borne inférieure de la bande augmente puis elle diminue pour $t_2 > t_{23}$ puis elle augmente à nouveau pour $t_2 > t_{25}$; pour la borne supérieure, on observe qu'elle diminue puis elle augmente pour $t_2 > t_{23}$ puis elle diminue à nouveau pour $t_2 > t_{25}$; bien-que ces variations restent faibles. La désadaptation dans la troisième bande est pratiquement inchangée avec la variation de la largeur de la fente. Cependant la désadaptation dans la première bande rejetée augmente avec une valeur constante lorsque t_2 change puis elle diminue lorsque $t_2 > t_{23}$ puis elle augmente lorsque $t_2 > t_{24}$ puis elle diminue à nouveau lorsque la position de la fente est supérieure à t_{26} ; la borne inférieure de la bande diminue puis elle augmente lorsque $t_2 > t_{24}$ puis elle diminue à nouveau lorsque $t_2 > t_{25}$; la borne supérieure diminue puis elle augmente pour $t_2 > t_{22}$ puis elle diminue à nouveau lorsque $t_2 > t_{26}$; Néanmoins ces changements restent faibles.

L'adaptation de l'antenne se dégrade dans certaines bandes de fréquence et s'améliore dans d'autres lorsque la largeur de la fente change (augmente). La fréquence basse d'adaptation augmente puis elle diminue lorsque $t_2 > t_{23}$ puis elle augmente à nouveau pour $t_2 > t_{25}$, mais avec des valeurs faibles; pour la fréquence haute d'adaptation, elle est supérieure à 13.5 GHz pour les différentes valeurs de t_2 .

De ces résultats, on peut dire que le changement de la position de la deuxième fente affecte de manière considérable la deuxième bande de fréquence filtrée et la désadaptation dans la première bande, alors que pour la troisième bande son effet est presque négligeable.

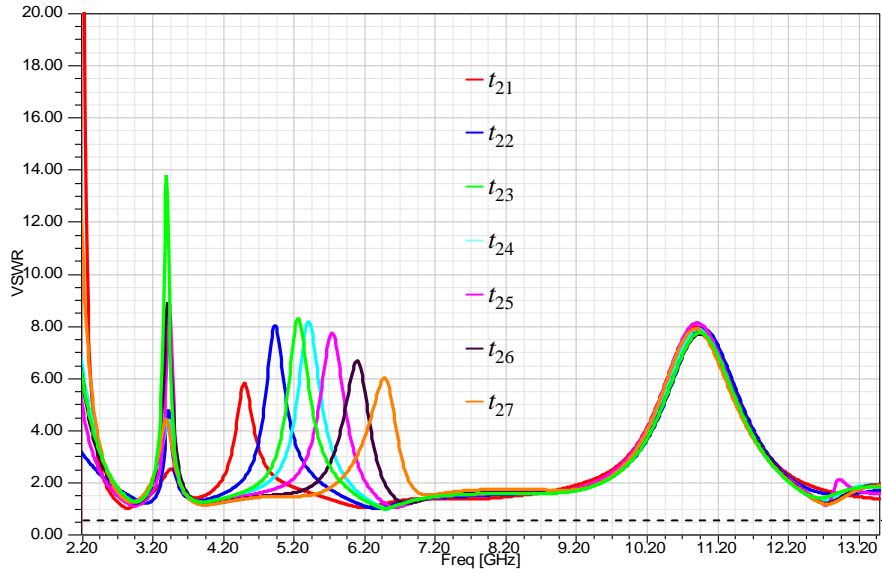


Figure IV.53 : Influence de la largeur de la deuxième fente sur le VSWR

IV.5 Influence de la position de la fente de type CLLs

On met en évidence dans cette étape d'étude l'influence de la position de la fente de type CLLs sur les caractéristiques de l'antenne proposée. La position de la fente notée PF_3 est variée selon les valeurs du tableau suivant, où ces positions sont repérées par rapport à la position initiale (paragraphe IV.2.5), les autres paramètres de l'antenne restent fixes.

Paramètres	PF_{31}	PF_{32}	PF_{33}	PF_{34}	PF_{35}	PF_{36}
Valeurs en (mm)	0	-1	-2	-4	-7	-8

Tableau IV.19 : Valeurs de la position de la fente notée PF_3

Il est clair des résultats de simulation du VSWR de l'antenne proposée (figure IV.54) que, l'influence de la variation de la position de la fente sur la désadaptation dans la deuxième bande de fréquence filtrée est pratiquement négligeable, alors que la borne supérieure de cette bande subit une modification où on remarque qu'elle diminue puis elle augmente pour $PF_3 > PF_{32}$. La bande inférieure se modifie légèrement.

Dans la première bande rejetée, la borne inférieure augmente puis elle diminue lorsque $PF_3 > PF_{32}$ puis elle augmente à nouveau pour $PF_3 > PF_{34}$, quoique cette variation reste petite ; la borne supérieure reste relativement inchangée. La désadaptation dans cette bande diminue jusqu'à ce qu'elle devient à-peu-près nulle, puis elle s'améliore lorsque $PF_3 > PF_{33}$ et puis elle se dégrade à nouveau lorsque $PF_3 > PF_{34}$ où elle s'annule complètement.

Cependant l'effet de la position de la fente de type CLLs sur la troisième bande filtrée est le plus important, où on constate que la bande s'élargie de plus en plus lorsque la position de la fente change ; de plus la désadaptation dans cette bande subit une certaine amélioration.

Pour l'adaptation de l'antenne, on remarque qu'elle se dégrade plus pour les fréquences supérieures à 6.5 GHz, mais dans la bande [3.75, 4.5 GHz] elle s'améliore. La fréquence basse d'adaptation diminue puis elle augmente pour $PF_3 > PF_{32}$ puis elle diminue à nouveau lorsque $PF_3 > PF_{33}$, mais cette variation est petite.

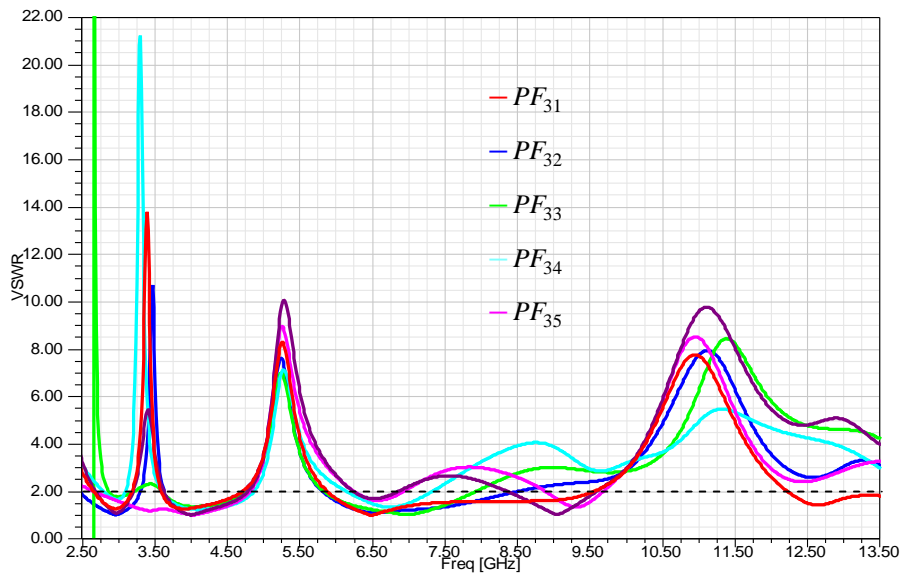


Figure IV.54 : Influence de la position de la fente de type CLLs sur le VSWR

IV.6 Influence de la largeur de la fente de type CLLs

L'influence de la largeur de la fente de type CLLs sur les performances de l'antenne est mise en évidence dans cette partie d'étude. La largeur t_3 est variée alors que la largeur t_4 et les autres paramètres de l'antenne restent fixes (paragraphe IV.2.5). Les différentes largeurs t_3 sont données au tableau suivant :

Paramètres	t_{31}	t_{32}	t_{33}	t_{34}	t_{35}
Valeurs en (mm)	0	-1	-2	-4	-7

Tableau IV.20 : Différentes largeurs t_3

Les résultats de simulation du VSWR pour les différentes valeurs de t_3 sont illustrés à la figure IV.55. L'analyse de ses résultats montre que, lorsque la largeur t_3 augmente, la

troisième bande de fréquence rejetée se décale vers les fréquences hautes. La désadaptation augmente légèrement, mais elle se dégrade si $t_3 > t_{33}$.

Cependant pour la deuxième bande de fréquence filtrée, la désadaptation reste quasiment invariante lorsque t_3 varie, quoique sa borne inférieure et supérieure subit une légère modification. Dans la première bande filtrée, la désadaptation augmente lorsque t_3 augmente puis elle diminue lorsque $t_3 > t_{33}$ et puis elle augmente à nouveau lorsque $t_3 > t_{34}$; la borne inférieure et supérieure subit des petites modifications, sauf le cas de t_{31} où la borne inférieure subit une modification remarquable.

L'adaptation de l'antenne est globalement améliorée dans la bande passante. La fréquence basse d'adaptation diminue lorsque t_3 augmente puis elle diminue si $t_3 > t_{33}$ et puis elle diminue à nouveau si $t_3 > t_{34}$, néanmoins ces variations sont faibles; alors que la fréquence haute reste toujours supérieure à 13.5 GHz.

Ainsi la variation de la largeur de la fente de type CLLs affecte directement la troisième bande filtrée et légèrement la première bande.

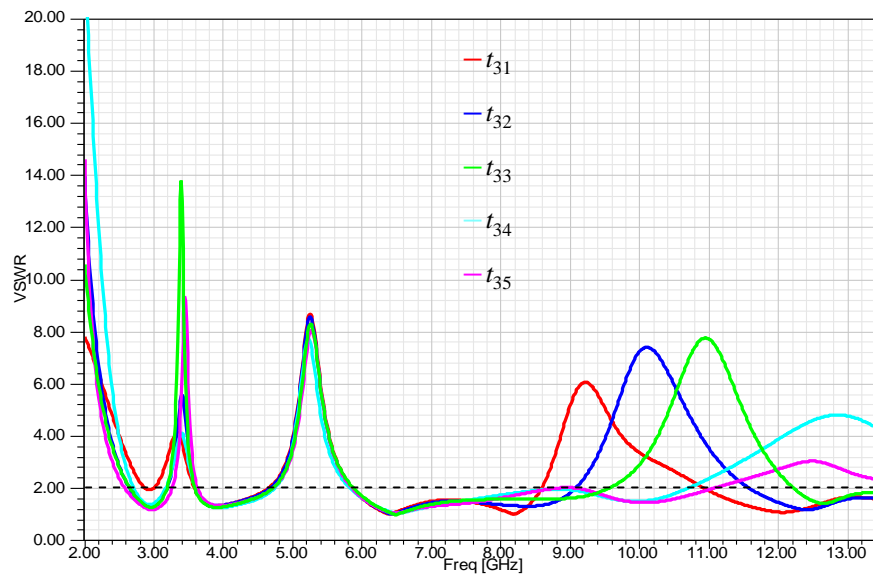


Figure IV.55 : Influence de la largeur de la fente de type CLLs sur le VSWR

IV.7 Influence de la position des deux fentes en forme C

Dans cette partie, la position des deux fentes en forme notée $C PF_C$ est variée de façon simultanée, afin d'étudier son influence sur les performances de l'antenne proposée. Cette position est repérée par rapport à la position initiale donnée au paragraphe IV.2.5 et elle donnée au tableau suivant, les autres paramètres restent fixes.

Paramètres	PF_{C1}	PF_{C2}	PF_{C3}	PF_{C4}	PF_{C5}
Valeurs en (mm)	0	1	2	3	4

Tableau IV.21 : Différentes valeurs de la position PF_C

L'analyse des résultats de simulation du VSWR pour différentes valeur PF_C (figure IV.56), montre que l'influence de la position des deux fentes en forme C sur la troisième bande de fréquence filtrée est quasiment négligeable, bien qu'on remarque un faible élargissement de la bande. Alors que pour la deuxième bande filtrée, l'influence de la position des deux fentes est remarquable, où la désadaptation se dégrade lorsque la position change, la borne supérieure de la bande diminue, mais la borne inférieure augmente légèrement.

Cependant la première bande de fréquence filtrée reste pratiquement invariante, sauf pour le cas où elle se déplace vers les fréquences supérieures PF_{C4} , mais la désadaptation se dégrade jusqu'à l'annulation de la bande puis elle augmente pour $PF_C > PF_{C3}$ puis elle se dégrade à nouveau lorsque $PF_C > PF_{C4}$.

Pour l'adaptation, on constate qu'elle s'améliore lorsque la position PF_C change ; la fréquence basse d'adaptation de l'antenne diminue puis elle augmente si $PF_C > PF_{C3}$ et la fréquence haute d'adaptation est supérieure à 13.5 GHz.

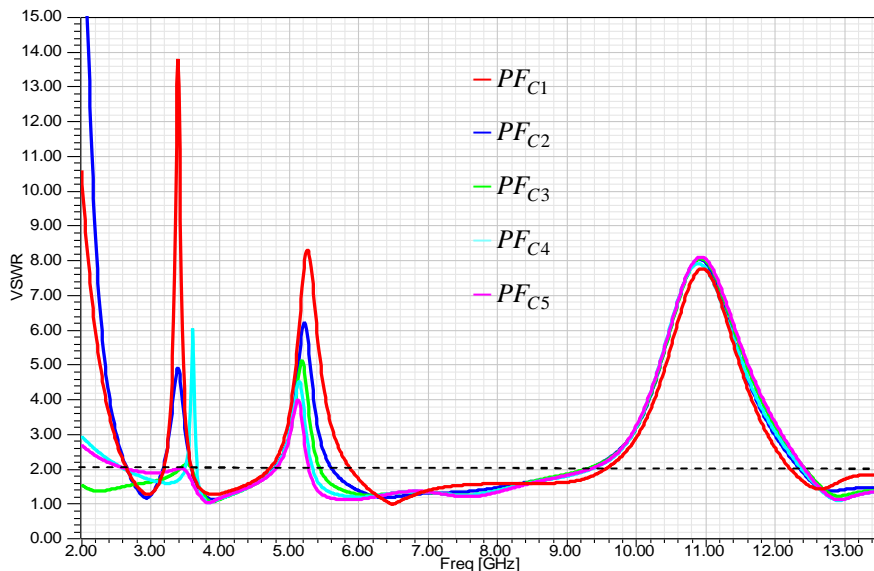


Figure IV.56 : Influence de la position des deux fentes en forme C sur le VSWR

IV.8 Influence de la position des trois fentes

Dans cette étape d'étude, on varie la position des trois fentes simultanément ; cette position est notée PF et est repérée par rapport à la position initiale donnée au paragraphe

IV.2.5, les autres paramètres restent invariants. Le tableau ci-dessous donne les différentes valeurs de PF .

Paramètres	PF_1	PF_2	PF_3	PF_4	PF_5
Valeurs en (mm)	0	1	2	3	4

Tableau IV.22 : Les différentes valeurs de PF

La figure IV.57 représente les résultats de simulation de l'effet de la position des trois fentes sur le VSWR de l'antenne proposée. Ces résultats montrent que l'effet est très visible sur la troisième bande de fréquence rejetée, où la désadaptation diminue jusqu'à ce qu'elle s'annule avec l'étranglement de la bande. Dans la deuxième bande filtrée, la désadaptation diminue lorsque la position des trois fentes change ; la borne supérieure de la bande diminue alors que la borne inférieure de la bande subit une petite modification. La première bande est aussi affectée par la variation de la position des fentes, la désadaptation diminue jusqu'à ce qu'elle s'annule puis elle augmente et puis elle diminue à nouveau lorsque $PF > PF_3$; la bande se décale vers les fréquences inférieures sauf pour PF_3 où le décalage est très petit.

L'adaptation dans la bande passante de l'antenne diminue lorsque change PF , où on obtient un $VSWR > 2$ sur certaine bande de fréquence pour certaine valeurs de PF . La fréquence basse d'adaptation diminue puis elle augmente lorsque $PF > PF_2$ puis elle diminue à nouveau lorsque $PF > PF_4$. La fréquence haute d'adaptation reste supérieure à 13.5 GHz lorsque PF change.

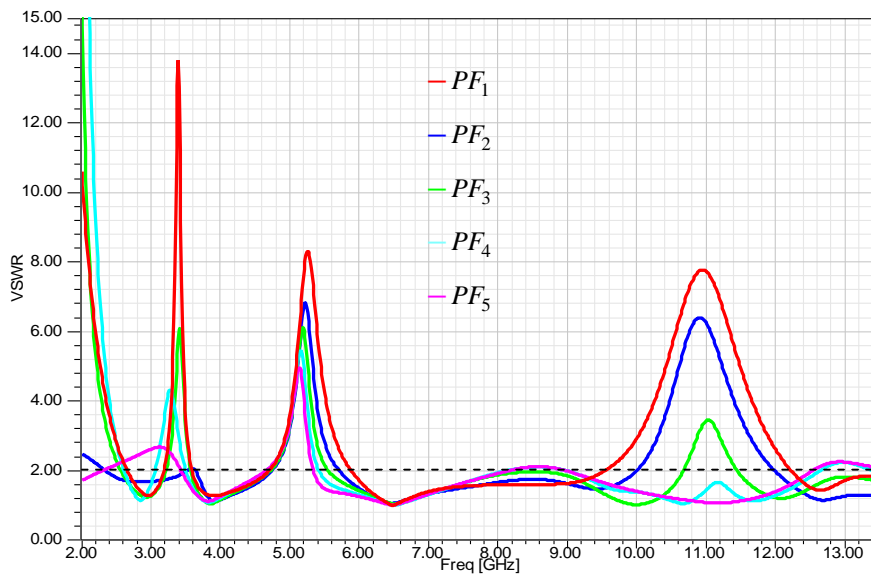


Figure IV.57 : Influence de la position des trois fentes sur le VSWR

IV.9 Influence de l'épaisseur du substrat

Dans cette étape d'étude, on varie l'épaisseur du substrat pour voir son effet sur les performances de l'antenne et en particulier sur le VSWR. La variation de l'épaisseur du substrat est noté par H_s (figure IV.58).

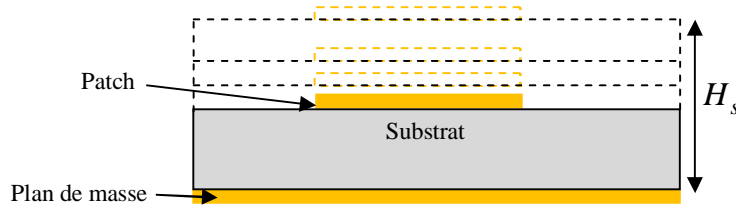


Figure IV.58 : Variation de l'épaisseur du substrat, H_s

Les valeurs de H_s sont données au tableau ci-dessous ; les autres paramètres de l'antenne seront fixes.

Paramètres	H_{s1}	H_{s2}	H_{s3}	H_{s4}	H_{s5}
Valeurs en (mm)	1.6	1.8	2.2	2.3	2.4

Tableau IV.23 : Différents valeurs de H_s

Les résultats de simulation du VSWR de l'antenne lorsque l'épaisseur du substrat varie sont montrés à la figure IV.59. En analysant ces résultats, on peut constater que lorsque l'épaisseur du substrat varie (augmente) la deuxième et la troisième bande de fréquences filtrées sont peu modifiées, et la désadaptation dans ces deux bandes augmente légèrement avec une diminution de la largeur de bande pour la deuxième bande filtrée et un décalage vers les fréquences supérieures pour la troisième bande. Par contre pour la première bande filtrée, l'effet de variation de l'épaisseur du substrat sur cette bande est remarquable, et la désadaptation dans cette bande diminue puis elle augmente lorsque l'épaisseur devient supérieur à H_{s3} . La borne inférieure de la bande se décale vers les fréquences supérieures puis elle diminue lorsque $H_s > H_{s2}$, mais la borne supérieure se déplace vers les fréquences supérieures puis elle diminue lorsque $H_s > H_{s4}$.

Pour l'adaptation, on observe que lorsque H_s augmente, elle s'améliore dans la bande [3.58, 4.75 GHz], mais elle se dégrade dans les bandes [2.42, 3.31 GHz], [5.79, 9.97 GHz] et les fréquences supérieures à 12.17 GHz. La fréquence basse d'adaptation diminue puis elle augmente lorsque $H_s > H_{s3}$, et la fréquence haute d'adaptation est supérieure à 13.5 GHz pour les différentes valeurs de H_s .

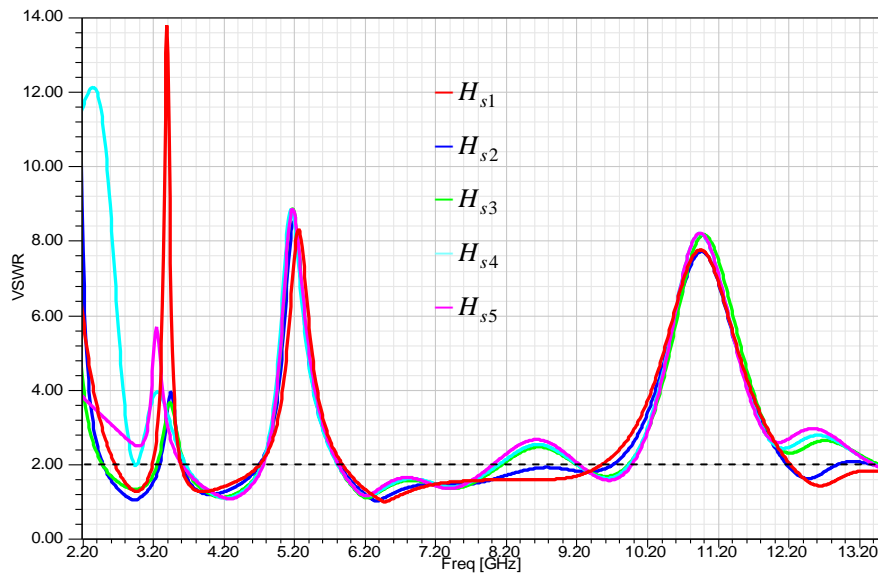


Figure IV.59 : Influence de l'épaisseur du substrat sur le VSWR

IV.10 Influence des dimensions des troncatures.

Dans cette étape d'étude, on analyse l'effet des dimensions de troncatures réalisées sur l'élément rayonnant sur l'adaptation et le VSWR de l'antenne. En premier lieu, on varie les dimensions des troncatures inférieures, cette variation est notée par Tr_l (figure IV.60), le paramètre $Tr_l^+ = Tr_l + 3$, les autres paramètres de l'antenne restent fixes.

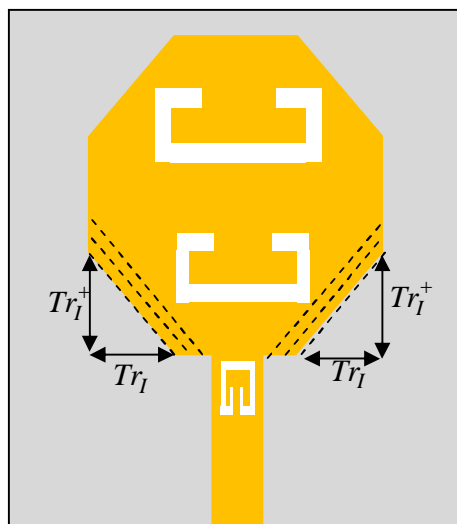


Figure IV.60 : Variation des dimensions de troncatures inférieures.

La variation des dimensions des tronçatures inférieures, Tr_i , est selon le tableau suivant :

Paramètres	Tr_{I1}	Tr_{I2}	Tr_{I3}	Tr_{I4}	Tr_{I5}	Tr_{I6}
Valeurs en (mm)	5	4.5	4	3	2	0.5

Tableau IV.24 : Variation des dimensions des tronçatures inférieures Tr_i

La figure IV.61, représente les résultats de simulation du VSWR de l'antenne pour différentes valeurs de Tr_i . Les résultats montrent que, l'adaptation de l'antenne se dégrade pratiquement sur la totalité de la bande passante de l'antenne, lorsque les dimensions des tronçatures changent (diminuent). De plus la fréquence basse d'adaptation change lorsque Tr_i varie.

La première bande filtrée se déplace vers les fréquences supérieures sauf pour Tr_{I6} où la borne inférieure de la bande se déplace vers les fréquences inférieures; aussi la désadaptation se dégrade lorsque Tr_i change, sauf pour Tr_{I6} , où elle s'améliore. Dans la deuxième bande filtrée, la désadaptation diminue lorsque Tr_i change, avec la diminution de la bande. Pour la troisième bande, la désadaptation dépend peu de la variation de Tr_i où on observe que la désadaptation reste quasiment fixe, avec un petit décalage de la borne inférieure vers les fréquences inférieurs, alors que la borne supérieur se décale vers les fréquences inférieurs puis vers les fréquences supérieures lorsque $Tr_i > Tr_{I4}$.

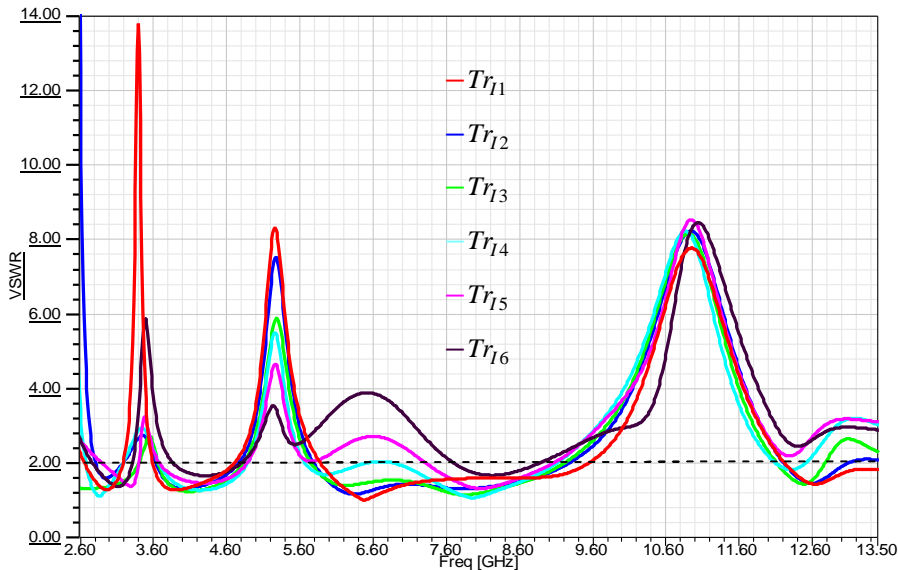


Figure IV.61 : Influence du paramètre Tr_i sur le VSWR

En deuxième lieu, les dimensions des troncutures supérieures sont variées, la variation est notée par Tr_s comme le montre la figure IV.62 le paramètre Tr_s^+ est donné par $Tr_s^+ = Tr_s + 3$; les autres paramètres sont fixent.

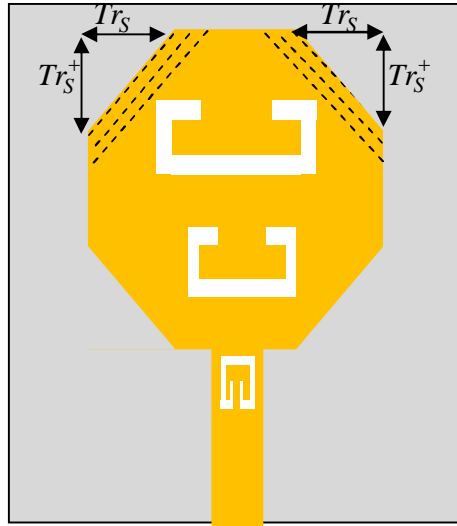


Figure IV.62 : Variation des dimensions de troncutures supérieures.

La variation de Tr_s est donné au tableau suivant :

Paramètres	Tr_{s1}	Tr_{s2}	Tr_{s3}	Tr_{s4}	Tr_{s5}	Tr_{s6}
Valeurs en (mm)	7	5	4	3.5	2.5	1.5

Tableau IV.25 : Variation de Tr_s

Les résultats de simulation du VSWR lorsque les dimensions des troncutures supérieures varient sont montrés dans la figure IV.63. De ces résultats, on peut voir que l'effet de variation des dimensions de troncutures supérieures sur la deuxième et la troisième bande filtrées est faible, où la désadaptation reste quasiment inchangée dans ces deux bandes, quoique elle diminue puis elle augmente mais avec des petites valeurs; avec un léger décalage de la deuxième bande filtrée vers les fréquences supérieures et un petit rétrécissement de la troisième bande filtrée.

Cependant, pour la première bande filtrée, on remarque que la désadaptation subi une diminution remarquable lorsque Tr_s varie (diminue), sauf pour Tr_{s6} où elle augmente; la borne supérieure et inférieure de la bande diminue puis elle augmente lorsque $Tr_s > Tr_{s4}$ et puis elle diminue à nouveau pour $Tr_s > Tr_{s5}$.

On constate aussi que, la fréquence basse d'adaptation se déplace vers les fréquences supérieures puis vers les fréquences inférieures lorsque $Tr_S > Tr_{S4}$ et puis à nouveau vers les fréquences supérieures lorsque $Tr_S > Tr_{S5}$. Alors que l'adaptation s'améliore sur toute la bande d'adaptation de l'antenne sauf pour les fréquences supérieures à 12.10 GHz et inférieures à 3.28 GHz où elle subi une certaine diminution.

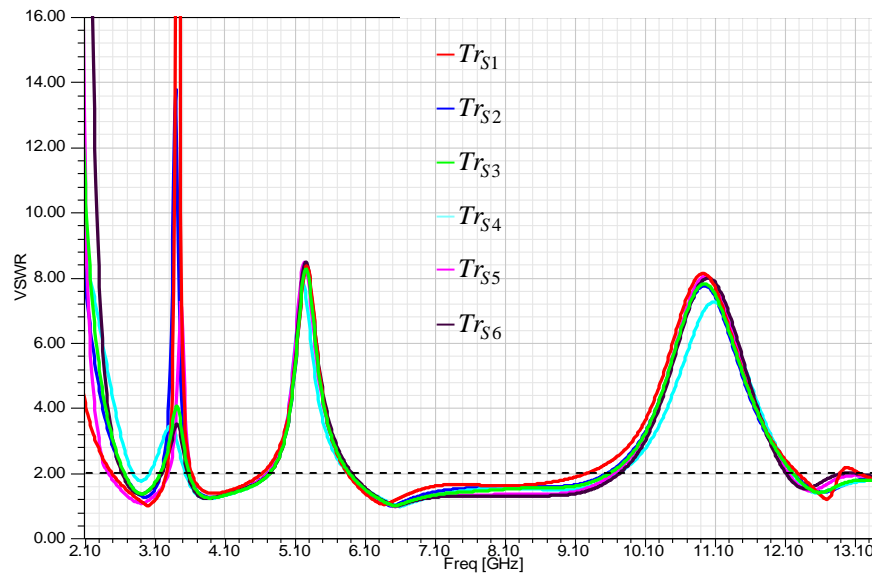


Figure IV.63 : Influence du paramètre Tr_S sur le VSWR

En troisième lieu, les dimensions des quatre tronçures sont variées avec la même valeur. La variation des dimensions des tronçures est noté par Tr (figure IV.64) avec $Tr^+ = Tr + 3$.

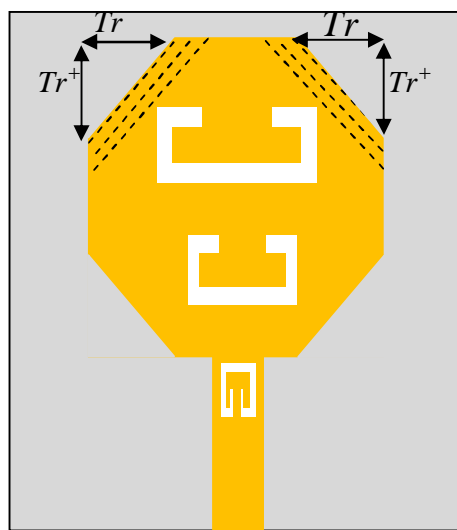


Figure IV.64 : Variation des dimensions des quatre tronçures.

Les différentes valeurs de Tr sont donnée au tableau suivant :

Paramètres	Tr_1	Tr_2	Tr_3	Tr_4	Tr_5	Tr_6
Valeurs en (mm)	5.5	5	4.5	3	2	0.5

Tableau IV.26 : Différentes valeurs de Tr

La figure IV.65 représente les résultats de simulation du VSWR lorsque les dimensions des quatre tronçures varient. Ces résultats montrent que, la désadaptation dans la première et la deuxième bande filtrées diminue lorsque les dimensions des tronçures changent, quoique cette diminution soit plus importante dans la première bande filtrée que la deuxième bande filtrée. La deuxième bande filtrée devient plus étroite alors que la première bande filtrée se décale vers les fréquences inférieures puis vers les fréquences supérieures et puis à nouveau vers les fréquences inférieures, pour Tr_6 la première bande filtrée est quasiment nulle.

Cependant, la désadaptation dans la troisième bande filtrée est quasiment invariante lorsque Tr change avec le décalage de la bande filtrée vers les fréquences inférieures sauf pour Tr_6 où elle est décalée vers les fréquences supérieures.

De plus, on remarque que l'adaptation de l'antenne se dégrade et en particulier dans la bande [5.7, 9.6 GHz] et les fréquences supérieures à 12 GHz alors qu'elle s'améliore dans d'autres bande, en particulier la bande [4, 4.9 GHz] ; pour Tr_6 l'adaptation se dégrade de manière considérable sur environ la totalité de la bande passante de l'antenne. De plus la fréquence basse d'adaptation augmente quoique cette augmentation reste relativement petite, mais pour Tr_3 elle diminue de façon notable.

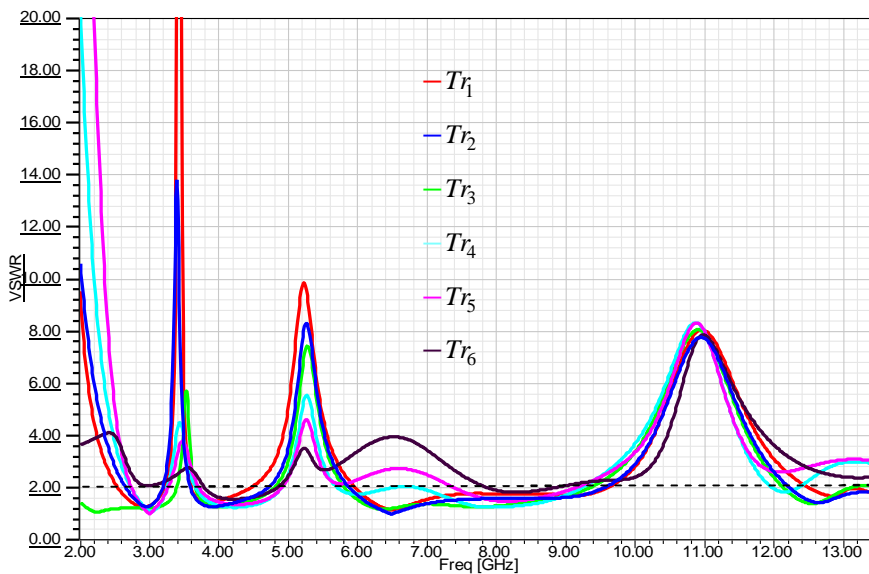


Figure IV.65 : Influence du paramètre Tr sur le VSWR

IV.11 Influence des dimensions et la forme du plan de masse.

Le plan de masse est un paramètre important où il a un effet direct sur les performances de l'antenne. Ainsi les dimensions du plan de masse ainsi que sa forme jouent un rôle déterminant pour les caractéristiques de l'antenne. Dans la première partie on varie la largeur du plan de masse (figure IV.66) tout en gardant sa longueur fixe puisque la modification de cette dernière conduit à la modification de la longueur du substrat ; les autres paramètres restent inchangés.

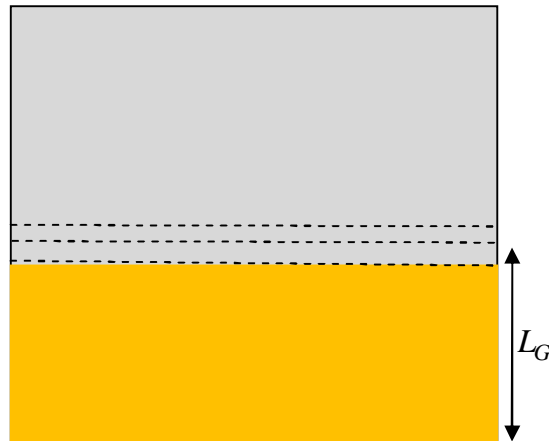


Figure IV.66 : Variation de la largeur du plan de masse L_G

La variation de la largeur du plan masse notée par L_G est selon le tableau suivant :

Paramètres	L_{G1}	L_{G2}	L_{G3}	L_{G4}	L_{G5}
Valeurs en (mm)	9	10	11.5	13	14

Tableau IV.27 : Variation de la largeur du plan masse L_G

Les résultats de simulation du VSWR de l'antenne proposée lorsque la largeur du plan de masse varie sont illustrés à la figure IV.67. Ces résultats montrent que, la largeur du plan de masse influe de manière remarquable sur les trois bandes filtrées ainsi que l'adaptation de l'antenne. Cependant, on constate que pour la première bande rejetée, la désadaptation augmente puis elle diminue lorsque L_G augmente et la bande filtrée se déplace vers les fréquences supérieures. Dans la deuxième bande filtrée, la désadaptation reste pratiquement la même lorsque L_G varie et la bande se décale vers les fréquences supérieures, sauf pour le cas L_{G5} où elle se décale vers les fréquences inférieures. De même, la désadaptation dans la

troisième bande reste aussi quasiment fixe lorsque L_G varie et la bande se déplace vers les fréquences supérieures, mais pour $L_G > L_{G3}$ on remarque la bande filtrée s'élargie.

Concernant l'adaptation de l'antenne, on remarque qu'elle s'améliore lorsque L_G change (augmente), puis elle se dégrade lorsque L_G devient supérieur à L_{G3} ; la fréquence basse d'adaptation varie aussi avec la variation de la largeur du plan de masse, alors que la fréquence haute d'adaptation est supérieure à 13.5 GHz pour les différentes valeurs de L_G sauf pour L_{G1} où elle est de 13.105 GHz.

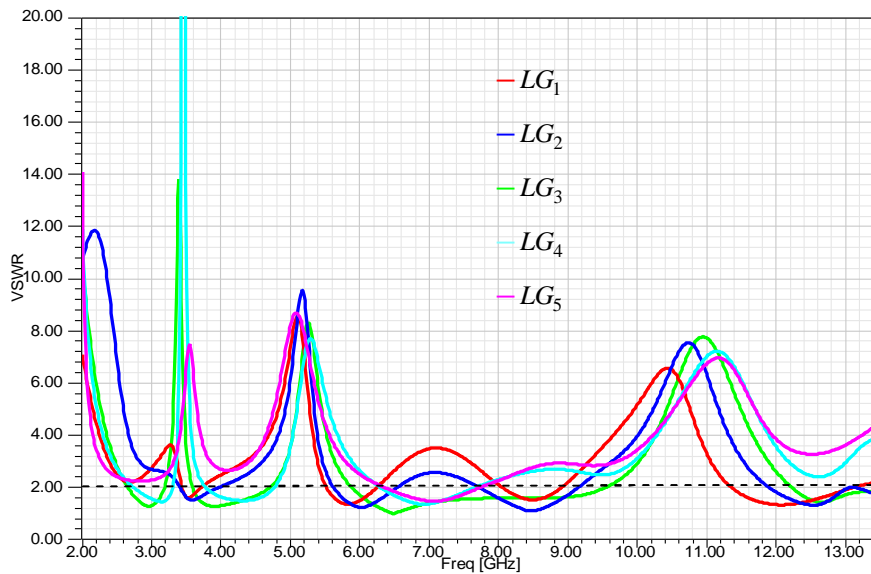


Figure IV.67 : Influence de la largeur du plan de masse sur le VSWR

On présente dans cette deuxième partie l'influence de la forme du plan de masse sur les performances de l'antenne. L'effet de l'arrondissement des cotés du plan de masse sur le VSWR de l'antenne est présenté. Le rayon de l'arc qui représente l'arrondissement est noté par Ar (figure IV.68).

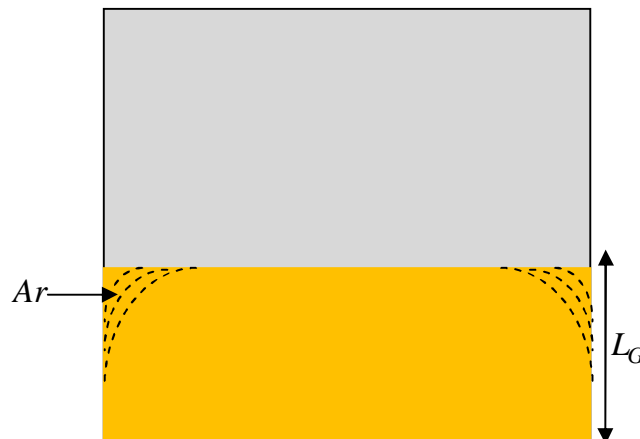


Figure IV.68 : Variation de la forme du plan de masse

Le tableau ci-dessous donne les différentes valeurs du paramètre Ar

Paramètres	Ar_1	Ar_2	Ar_3	Ar_4	Ar_5	Ar_6
Valeurs en (mm)	0	4	5	7	10	12

Tableau IV.28 : Les différentes valeurs du paramètre Ar

La figure IV.69, représente les résultats de simulation du VSWR pour différentes valeurs de l'arrondissement Ar . On constate que, pour la deuxième bande filtrée la désadaptation est pratiquement invariante lorsque Ar varie, la bande filtrée se déplace légèrement vers les fréquences supérieures sauf pour Ar_2 où elle se déplace dans le sens inverse ; aussi dans la troisième bande, la désadaptation est quasiment fixe avec une petit décalage de la bande filtrée vers les fréquences supérieures puis vers les fréquences inférieures et puis à nouveau vers les fréquence supérieures sauf pour le cas Ar_2 où le décalage de la bande filtrée est clair.

Cependant, dans la première bande filtrée, la variation de la désadaptation est importante, où on remarque qu'elle diminue puis elle augmente et puis elle diminue à nouveau jusqu'à ce quelle s'annule lorsque Ar varie ; aussi la bande filtrée se déplace vers les fréquences supérieures puis vers les fréquences inférieures et puis vers les fréquences supérieures et à nouveau vers les fréquences inférieures.

Pour l'adaptation de l'antenne, on constate qu'elle se dégrade pour les fréquences supérieures à 12.22 GHz, alors que dans la bande [5.87, 9.56 GHz] elle se dégrade puis elle s'améliore puis elle se dégrade à nouveau, mais pour les fréquences inférieures l'adaptation est pratiquement la même pour les différentes valeurs de Ar_6 , sauf pour Ar_6 où on constate une certaine dégradation. La fréquence basse d'adaptation reste quasiment la même lorsque Ar varie, sauf pour Ar_4 où elle diminue, mais la fréquence haute d'adaptation est supérieur à 13.5 GHz.

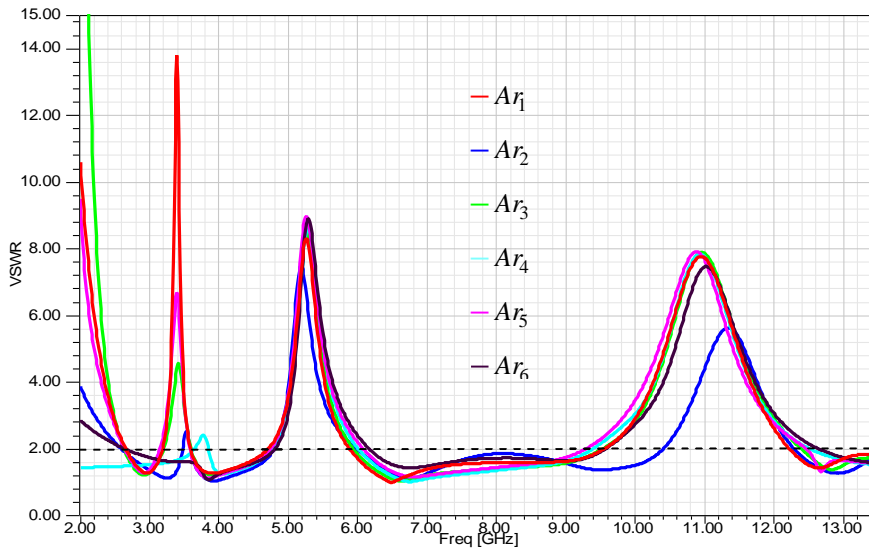


Figure IV.69 : Influence de l'arrondissement du plan de masse sur le VSWR

V. CONCLUSION

Une nouvelle géométrie d'antenne imprimée ultra large bande à trois bandes rejetées a été présentée dans ce chapitre. Les bandes filtrées sont réalisées en réalisant deux fentes en forme C et une fente de type CLLs dans l'élément rayonnant. L'antenne proposée présente une large bande de fréquence de fonctionnement de 2.66 GHz à plus de 13.5 GHz ($VSWR < 2$) avec trois bandes de fréquences rejetées de 3.18-3.59 GHz, 4.70-5.88 GHz et 9.54-12.2 GHz ($VSWR > 2$).

La première partie de ce travail a été consacrée à la mise au point d'une nouvelle antenne imprimée ULB à trois bandes filtrées. En premier lieu, nous avons introduit une fente en forme C sur le patch pour filtrer la bande de fréquence 3.18-3.59 GHz. Une étude paramétrique de la position et la largeur de cette fente à été effectuée. En deuxième lieu, nous avons introduit la deuxième fente en forme C sur l'élément rayonnant afin de réaliser la réjection de la bande de fréquence 4.70-5.88 GHz, de même une étude paramétrique sur la fente à été réalisée. En troisième lieu, la troisième fente de type CLLs est introduite sur la jonction patch-ligne d'alimentation pour éliminer la bande de fréquence 9.54-12.2 GHz, de plus une étude paramétrique est achevée. Les trois fentes sont introduites chacune séparé de l'autre. Par la suite les trois fentes sont introduites sur l'élément rayonnant et la ligne microruban d'alimentation, afin d'arriver à la mise au point d'une nouvelle antenne ULB et qui permet de rejeter les trois bandes de fréquences citées précédemment.

L'étude de différentes structures étudiées a été réalisée avec le logiciel de simulation électromagnétique HFSS d'Ansoft. Dans chaque partie de cette étude, les performances de l'antenne à savoir : impédance d'entrée, coefficient de réflexion, le VSWR et diagramme de rayonnement ont été présentés et analysés.

Dans la deuxième partie, une étude paramétrique a été réalisée, afin d'analyser l'effet de certains paramètres géométriques de l'antenne sur les performances de l'antenne et en particulier sur les trois bandes filtrées, la désadaptation dans ces bandes ainsi que l'adaptation de l'antenne. De ce fait, on a varié, la position et la largeur des trois fentes permettant de produire les trois bandes de fréquence filtrées, les dimensions des tronçatures, l'épaisseur du substrat, la largeur et la forme du plan de masse. Cette étude paramétrique, nous a montré comment ces paramètres peuvent modifier les performances de l'antenne et principalement leurs effets sur les trois bandes filtrées (largeur de la bande, décalage de la bande, la désadaptation dans ces bandes filtrées) ainsi que l'effet sur l'adaptation de l'antenne.

Cette dernière nous a permis de mieux comprendre l'effet de chaque paramètre sur les caractéristiques de l'antenne, afin d'arriver à la structure de l'antenne ULB qui répond de manière la plus fidèle possible aux exigences des antennes ultra large bande.

REFERENCES

- [IV-1] **X.-C. Yin; C.-L. Ruan; S.-G. Mo; C.-Y. Ding and J.-H.Chu**, “A compact ultra-wideband microstrip antenna with multiple notches,” Progress In Electromagnetics Research, PIERs 84, 321–332, 2008.
- [IV-2] **H. G. Schantz and G. P. Wolenc**, “Ultra-wideband antenna having frequency selectivity,” U.S. Patent Publication No. 2003/0090436 A1, 2003.
- [IV-3] **Zha; F. T.; S. X. Gong; G. Liu; H. Y. Yang and S. G. Lin**, “Compact slot antenna for 2.4GHz/UWB with dual band- notched characteristic,” Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 51, No. 8, 2009, PP. 1859-1862.
- [IV-4] **Dang-Oh Kim; Nam-I Jo; Dong-Muk Choi and Che-Young Kim**, “Design of the novel band notched UWB antenna with the spiral loop resonators,” PIERs online, vol. 6, No.2, 2010.
- [IV-5] **Nakchung Choi; Changwon Jung; Joonho Byun; Frances; J. Harackiewicz; Myun-Joo Park; Yong-Seek Chung; Taekyun Kim and Byungje Lee**, “Compact UWB Antenna With I-Shaped Band-Notch Parasitic Element for Laptop Applications,” IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 8, 2009.
- [IV-6] **J. Xu; D.-Y. Shen; G.-T.Wang; X.-H. Zhang; X.-P. Zhang and K.Wu**, “A small UWB antenna with dual band-notched characteristics,” International Journal of Antennas and Propagation Volume 2012.
- [IV-7] **R. A. Sadeghzadeh; M. A. Honarvar and A. R. Eskandari**, “Coplanar-fed UWB elliptical patch antenna with notched band characteristics,” Progress in Electromagnetics Research Symposium Proceedings, Xi'an, China, 22-26 March, 2010.
- [IV-8] **C. M. Li and L. H. Ye**, “Improved dual band-notched UWB slot antenna with controllable notched band-widths,” Progress In Electromagnetics Research, Vol. 115, 2011, pp. 477-493.
- [IV-9] **S. J. Kim; J. W. Baik and Y. -S. Kim**, “Design of a UWB slot antenna with frequency band-notched characteristic,” International Symposium on Antennas and Propagation-ISAP 2006.
- [IV-10] **M. T. Islam; R. Azim and A. T. Mobashsher**, “Triple band-notched planar UWB Antenna using parasitic strips,” Progress In Electromagnetics Research, Vol.129, 2012, pp. 161-179.

- [IV-11] **Chong-Yu Hong; Ching-Wei Ling; I-Young Tarn and Shyh-Jong Chung**, “*Design of a planar ultra wideband antenna with a new band-notch structure,*” IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 55, No. 12, December 2007.
- [IV-12] **Mohammed Al-Husseini; Joseph Costantine, Christos G. Christodoulou; Silvio E. Barbin; Ali El-Hajj and Karim Y. Kabalan**, “*A reconfigurable frequency-notched UWB antenna with split-ring resonators,*” Proceedings of Asia-Pacific Microwave Conference 2010.
- [IV-13] **Mohammad Naser-Moghadasi; Sajjad faraji Gotolo and Nima.Bayat Maku**, “*Switchable double band-notch ultra wideband monopole antenna,*” IEICE Electronics Express, Vol. 8, No.16, 2011, pp. 1315-1321.
- [IV-14] **Ayman A. R. Saad; Deena A. Salem and Elsayed E. M. Khaled**, “*Band-notch patch ultra-wide band antenna,*” PIERS Proceedings, Suzhou, China, September 12-16, 2011.
- [IV-15] **X.-C. Yin; C.-L. Ruan; S.-G. Mo; C.-Y. Ding and J.-H. Chu**, “*A compact ultra-wideband microstrip antenna with multiple notches,*” Progress In Electromagnetics Research, PIERs 84, 2008, pp. 321–332.
- [IV-16] **D.-O. Kim; N.-I Jo; H.-A. Jang and C.-Y. Kim**, “*Design of the ultra wideband antenna with a quadruple-band rejection characteristics using a combination of the complementary split ring resonators,*” Progress In Electromagnetics Research, Vol. 112, 2011, pp. 93-107.
- [IV-17] **Son Trinh-Van and Chien Dao-Ngoc**, “*Dual band-notched UWB Antenna based on Electromagnetic Band Gap Structures,*” Journal on Electronics and Communications, Vol. 1, No. 2, April – June, 2011.
- [IV-18] **Xian Ling Liang**, “*Ultra-Wideband Antenna and Design,*” Chapter 12, Ultra Wideband – Current Status and Future Trends, edited by Dr. Mohammad Abdul Matin, InTech, 2012, Croatia.
- [IV-19] **Y. Kim and DH. Kwon**, “*CPW-fed planar ultra wideband antenna having a frequency band notch function,*” IEE Electronic Letters, 2004, 40(7), pp. 403-405.
- [IV-20] **K. Chung; J. Kim and J. Choi**, “*Wideband microstrip-fed monopole antenna having frequency band-notch function,*” IEEE Microwave and Wireless Components Letters 2005, 15(11), pp. 766-768.

- [IV-21] **Y. L. Zhao; Y. C. Jiao; G. Zhao; L. Zhang; Y. Song and Z. B. Wong**, “*Compact planar monopole UWB antenna with band notched characteristic,*” *Microwave and Optical Technology Letters*, 2008, 50(10), pp. 2656-2658.
- [IV-22] **L. Peng; CL. Ruan and XC. Yin**, “*Analysis of the small slot-loaded elliptical patch antenna with a band-notched for UWB applications,*” *Microwave and Optical Letters*, 2009, 51(4), pp. 973-976.
- [IV-23] **M. Ojaroudi; G. Ghanbari; N. Ojaroudi and C. Ghobadi**, “*Small square monopole antenna for UWB applications with variable frequency band-notch function,*” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2009, 8, pp. 1061-1064.
- [IV-24] **JB. Jiang; Y. Song; ZH. Yan; X. Zhang and W. Wu**, “*Band-notched UWB printed antenna with an inverted-L-slotted ground,*” *Microwave and Optical Letters*, 2009, 51(1) pp. 260-263.
- [IV-25] **CYD. Sim; WT. Chung and CH. Lee**, “*An octagonal UWB antenna with 5GHz band-notch function,*” *Microwave and Optical Letters*, 2009, 51(1), pp. 74-78.
- [IV-26] **T. Tand; DB. Lin; GH. Liou and JH. Horng**, “*Miniaturized 5.2GHz notched UWB CPW-fed antenna using dual reverse split trapezoid slots,*” *Microwave and Optical Letters*, 2009, 50(3), pp. 652-655.
- [IV-27] **L. Liu; YZ. Yin; C. Jie; JP. Xiong and Z. Cui**, “*A compact printed antenna using slot-type CSRR for 5.2GHz/5.8GHz band-notched UWB application,*” *Microwave and Optical Letters*, 2008, 50(12) pp. 3239- 3242.
- [IV-28] **R. Movahedinia and MIN. Azarmanesh**, “*A novel planar UWB monopole antenna with variable frequency band-notch function based on etched slot-type ELC on the patch,*” *Microwave and Optical Letters*, 2010, 52(1), pp. 229-232.
- [IV-29] **MN. Jahromi; A. Falahati and RM. Edwards**, “*Application of fractal binary tree slot to design and construct a dual band-notch CPW-ground-fed ultra-wide band antenna,*” *IET Microwave Antennas and Propagation*, 2011, 5(12), pp. 1424-1430.
- [IV-30] **WJ. Lu; CH. Cheng; Y. Cheng and H. Zhu**, “*Frequency notched ultra-wideband microstrip slot antenna with fractal tuning stub,*” *IEE Electronics Letters* 2005, 41(6), pp. 294-296.
- [IV-31] **CW. Chiu and CS. Li**, “*A CPW-fed band-notched slot antenna for UWB applications,*” *Microwave and Optical Letters*, 2009, 51(6), pp. 1587-1592.
- [IV-32] **YL. Cai and ZH. Feng**, “*A UWB band-notched antenna with novel branches on the back of substrate,*” *Microwave and Optical Letters*, 2008, 58(12), pp. 3274-3278.

- [IV-33] **K. Zhang; YX. Li and YL. Long**, “*Band-notched UWB printed monopole antenna with a novel segmented circular patch,*” *IEEE Antennas and Wireless propagation Letters*, 2010, 9: pp. 1209-1212.
- [IV-34] **JS. Wu and JH. Tarnng**, “*Planar band-notch ultra-wideband antenna with square-looped and end-coupled resonator,*” *IET Microwave Antennas and Propagation*, 2011, 5(10), pp. 1227-1233.
- [IV-35] **LN. Zhang; SS. Zhong; XL. Liang and CZ. Du**, “*Compact omnidirectional band-notch ultra wideband antenna,*” *IEE Electronic Letters*, 2009, 45(18), pp. 659-660.
- [IV-36] **A. Nouri and GR. Dadashzadeh**, “*A compact UWB band-notched printed monopole antenna with defected ground structure,*” *IEEE Antennas and Wireless propagation Letters*, 2011, 10: pp. 1178-1181.
- [IV-37] **Y. Yang; YZ. Yin; AF. Sun and SH. Jing**, “*Design of a UWB wide-slot antenna with 5.2-/5.8- GHz dual notched bands using modified electromagnetic band-gap structures,*” *Microwave and Optical Letters*, 2012, 54(4), pp. 1069-1075.
- [IV-38] **JR. Panda and RS. Kshetrimayum**, “*5.5 GHz dual-band notched UWB printed monopole antenna with two open-circuited stubs in the microstrip feed line,*” *Microwave and Optical Letters*, 2011, 53(12), pp. 2973- 2978.
- [IV-39] **M. Abdollahavand; G. Dadashzadeh and M. Mostaga**, “*Compact dual band-notched printed monopole antenna for UWB application,*” *IEEE Antennas and Wireless propagation Letters*, 2009, 9: pp. 1148-1351.
- [IV-40] **LH. Ye and QX. Chu**, “*Improved band-notched UWB slot antenna,*” *IEE Electronic Letters*, 2009, 45(25), pp. 1283-1285.
- [IV-41] **ZL. Zhou; L. Li and JS. Hong**, “*Compact UWB printed monopole antenna with dual narrow band notches for WiMAX/WLAN bands,*” *IEE Electronic Letters*, 2011, 47(25) pp. 1111-1112.
- [IV-42] **SF. Niu; GP. Gao; M. Li; YS. Hu and BN. Li**, “*Design of a novel elliptical monopole UWB antenna with dual band-notched function,*” *Microwave and Optical Letters*, 2010, 52(6), pp. 1306- 1310.
- [IV-43] **DO. Kim and CY. Kim**, “*CPW-fed ultra-wideband antenna with triple-band notch function,*” *IEE Electronic Letters*, 2010, 46(18), pp. 1246-1248.

CONCLUSION GENERALE

CONCLUSION GENERALE

Depuis l'autorisation de l'utilisation non licenciée de la bande ULB allant de 3.1GHz à 10.6 GHz par la Commission fédérale de communication (FCC), l'ULB est rapidement devenu une technologie de communication sans fil à débit élevé.

Le système Ultra large bande est basé sur des impulsions étroites pour la transmission des données à puissance extrêmement basse et ressembler au bruit aléatoire pour la plupart des systèmes radio conventionnels. La technologie 'ULB offre plusieurs avantages par rapport aux systèmes de communications conventionnels.

De même que dans le cas des systèmes de communication sans fil conventionnels, l'antenne joue également un rôle très crucial dans les systèmes ULB. Mais, la conception d'une antenne ULB pose plus de défis que celle à bande étroite. L'antenne ULB devrait être capable de fonctionnement avec des meilleures performances en termes d'adaptation et de rayonnement sur une largeur de bande ultra large comme assignée par la FCC.

Plusieurs facteurs doivent être pris en considération, dans le choix d'une topologie optimale d'antenne pour la conception ULB tel que le profil, la compatibilité, la largeur de bande, l'efficacité de rayonnement, et le diagramme de rayonnement.

La conception d'une antenne ULB fonctionnant sur une largeur de bande très large avec une meilleure efficacité de rayonnement et une taille réduite est un grand défi pour les concepteurs. Ainsi, plusieurs techniques pour élargir la largeur de bande et optimiser les caractéristiques des antennes à bande large ont été largement étudiées.

Les antennes monopole planaires sont des meilleurs candidats dus à leur large largeur de bande, diagramme de rayonnement omnidirectionnel, structure compacte et simple, prix réduit et la facilité de construction.

De plus, la gamme de fréquence pour les systèmes ULB causera des interférences avec les systèmes de communication radio existants, tels que le WiMAX de 3.3 à 3.6 GHz, le WLAN aux Etats-Unis (5.15–5.35 GHz, 5.725–5.825 GHz) et HIPERLAN/2 en Europe (5.15–5.35 GHz, 5.47–5.725 GHz) et les bandes de service par satellite comme la bande de l'union internationale de télécommunication (ITU) de 8 GHz et la bande S-DMB (Satellite Digital Multimedia Broadcasting) de 2.63–2.655 GHz. Par conséquent les antennes ULB avec une caractéristique à bandes rejetées sont exigées. Pour satisfaire cette condition, diverses antennes ULB à bande filtrée ont été étudiées.

Conclusion générale

Ainsi, les travaux exposés dans cette thèse sont principalement concentrée sur deux sujets de recherches: à savoir la conception d'antennes pour les systèmes ultra large bande et la conception d'antenne ULB à trois bandes rejetées

Dans la première partie de la thèse on s'est intéressé à la représentation des principes fondamentaux de la technologie Ultra Large Bande, en passant par un historique sur la naissance de cette technologie, les différentes phases de son développement, ces avantages, sa réglementation et normalisation, et en terminant par les divers types d'applications de l'ULB.

Dans la deuxième partie, on propose un panorama des antennes existantes ayant des caractéristiques d'adaptation sur de très larges bandes et certaines techniques permettant d'améliorer leurs performances. Les antennes indépendantes de la fréquence, les antennes élémentaires de forme élargie, les antennes directives, les antennes à transition progressive, les antennes cornets et les antennes fractale ULB, pour les applications ULB sont présentées. Par la suite, on présente les antennes ULB permettant la rejection d'une ou plusieurs bandes de fréquence afin de permettre la coexistence de l'ULB avec d'autres systèmes de communications sans fils existants actuellement. Les techniques de miniaturisation des antennes ULB permettant l'intégration de l'élément rayonnant dans un système ont été exposées.

Le troisième chapitre présente l'étude et la conception d'antennes ULB. Après une étude préliminaire de la ligne d'alimentation, une nouvelle géométrie d'antenne ULB est présentée, l'introduction de certaines modifications sur l'élément rayonnant (troncatures des coins et insertion de fente) et d'encoche sur le plan de masse a permis la conception de l'antenne ULB satisfaisant les spécifications demandés. Les différentes caractéristiques de l'antenne sont présentées et commentés. Une étude paramétrique de l'antenne ULB est alors effectuée. L'effet de certains paramètres géométriques de l'antenne sur les caractéristiques de l'antenne ULB est montré, afin de mieux analyser l'influence des paramètres géométriques de l'antenne ULB sur les performances de l'antenne et en particulier sur le coefficient de réflexion (adaptation de l'antenne) et le diagramme de rayonnement.

La dernière partie de cette thèse a décrit l'étude et la conception d'antennes ULB à trois bandes rejetées permettant la coexistence de l'antenne avec les systèmes de communication sans fils actuels. Les différentes techniques permettant la réalisation de la fonction bande filtrée sont présentés en premier lieu. Puis il s'en suit, l'étude et la conception de l'antenne ULB à trois bandes rejetées. Celle-ci est obtenue par insertion de fentes en forme C dans l'élément rayonnant afin de rejeter les bandes WiMAX, WLAN et HIPERLAN/2 et par insertion de fente de type CLLs dans la jonction patch-ligne pour

Conclusion générale

atténuer les signaux d'interférences autour de 10.8 GHz. Une étude paramétrique pour chaque fente est faite. Les différentes caractéristiques de l'antenne : coefficient de réflexion, le VSWR, partie réelle de l'impédance d'entrée et diagrammes de rayonnement sont présentés et commentés. Dans la troisième phase on a inséré dans l'élément rayonnant les trois fentes citées précédemment afin de réaliser le filtrage des trois bandes. Afin de mieux analyser l'influence de certains paramètres géométriques de l'antenne ULB sur ses performances et en particulier sur les bandes de fréquences filtrées et l'adaptation, une étude paramétrique de l'antenne ULB à trois bandes rejetées est accomplie.

Ses résultats obtenus lors de cette thèse ont apporté une contribution à la conception d'une antenne ultra large bande adaptée aux communications ULB ainsi que la conception d'une antenne ULB à trois bandes filtrées qui peut fonctionner sans aucune interférences avec les systèmes de communication qui existent actuellement. Mais le grand souci reste la conception d'une antenne ULB ou à bandes filtrées qui évoque les meilleures performances en termes de largeur de bande, adaptation, efficacité de rayonnement et diagramme de rayonnement, chose qui reste très difficile à réaliser.

Comme perspective à ce travail, on envisage la conception de nouveaux types d'antennes ULB qui couvrent une très large bande de fréquence sans que leurs caractéristiques ne soient dégradées. De plus les bandes filtrées soient réglables, contrôlables et reconfigurables.

PUBLICATIONS

A New four Truncated Corners Ultra-Wideband Antenna with two Crossed Slits in the Path

A. ZITOUNI¹, N. BOUKLI-HACENE²

Laboratoire de Télécommunications^{1,2} (2)

Faculté des Sciences et des Sciences de l'Ingénieur, Université Hassiba Benbouali de Chlef¹

Faculté des Sciences de l'Ingénieur, Université Abou-Bekr Belkaïd –Tlemcen²

BP 230, Pôle Chetouane, 13000 Tlemcen- Algeria

Fax: +213 43 28 56 85; ahmed_zitouni_71@yahoo.fr, bouklin@yahoo.com

Abstract- In this paper, we present a new form of ultra-wideband antenna (UWB) for UWB applications. The proposed antenna consists of a square patch with four truncated corners, a two crossed slits and a partial ground plane with a rectangular slit. The proposed antenna is designed to operate from 2.97 to 29.48 GHz. Details of the proposed antenna design and simulated results are presented and discussed.

Index Terms- crossed slit, microstrip patch, partial ground plane, truncated corners, ultra-wideband antenna, UWB.

I. INTRODUCTION

The communications, in particular wireless communication, are today in full growth. With the increase in the needs of high data-rate and rarefaction for the available frequency bands, it became essential to find new solutions which satisfy these requirements. Technology UWB (Ultra Wide Band) seems a very promising solution.

As antennas are the key components of any UWB wireless system, it is essential that they have ultra-wideband performance particularly with respect to bandwidth ($VSWR < 2$), omnidirectional characteristics and good radiation efficiency throughout this band.

Today the state of the UWB art antennas focuses in the microstrip, slot and planar monopole antennas with different matching techniques to improve the bandwidth ratio without loss of its radiation pattern properties [1-10].

In this paper, we propose a new ultra-wideband antenna for UWB applications. The proposed antenna consists of a four corner-truncated square microstrip patch with two crossed slots on the patch, and a partial ground plane with a rectangular slit. Investigations based on simulations are conducted. The simulation is performed using the commercially available simulation software Ansoft High Frequency Structure Simulator (HFSS). The proposed antenna is successfully implemented. In this design, a 2.97–29.48-GHz frequency range for $VSWR < 2$ is obtained. Radiation patterns are also examined.

II. ANTENNA DESIGN

Fig.1 shows the configuration of the proposed UWB antenna, which consists of a square patch with four truncated corners, a two crossed slots on the patch, and a partial ground plane with rectangular slot. The antenna, which has compact dimensions of $20 \times 20 \text{ mm}^2$, is printed in the front of substrate FR4 epoxy of thickness 1.6 mm, relative permittivity 4.4, and loss tangent 0.02.

The dimensions of truncated corners are $7 \times 7 \text{ mm}^2$. The dimensions of the slots on the patch are $4 \times 0.5 \text{ mm}^2$ and the dimensions of the ground plane are chosen to be $30 \times 11.5 \text{ mm}^2$ in this study. The antenna is fed by a 50Ω microstrip line printed on the partial ground plane.

The antenna has the following parameters: $W_S=30 \text{ mm}$, $L_S=35 \text{ mm}$, $W_P=20 \text{ mm}$, $L_P=20 \text{ mm}$,

and $L_G=11.5$ mm. The dimensions of slot in ground plane are 3×2 mm².

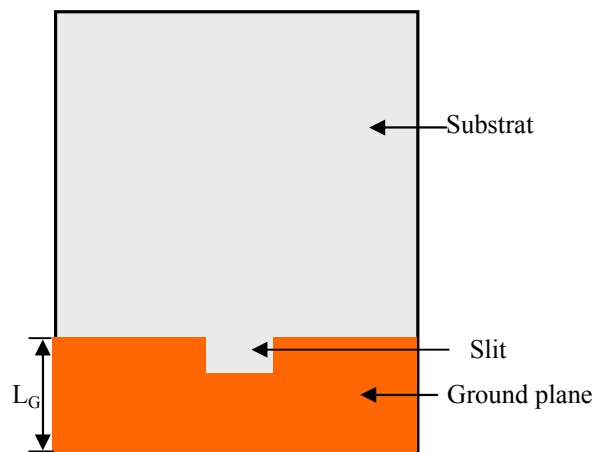
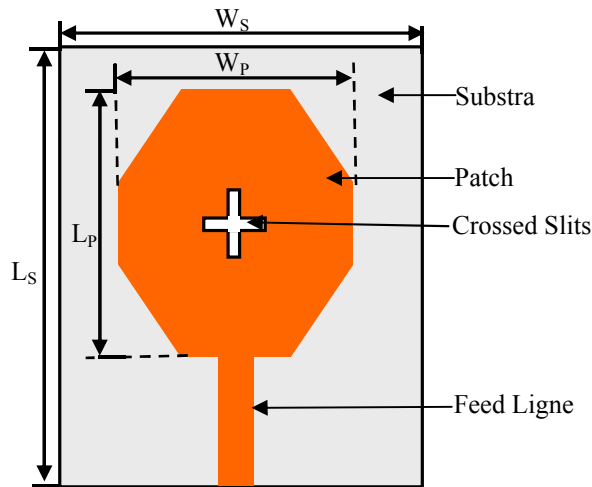


Fig.1. Geometry of the proposed UWB antenna

III. RESULTS AND DISCUSSION

The antenna is designed and simulated using Ansoft HFSS, which is based on the Finite-Element Method (FEM). The simulated return

loss plot of proposed antenna with and without slit in the ground plane is as shown in the Fig.2.

The return loss plot shows that an impedance bandwidth of 26.51 GHz (2.97- 29.48 GHz) below -10 dB of return loss is obtained for the antenna with slit, which corresponds to impedance bandwidth of 163.4%. It also shows that the effect of the slit in ground plane is the decreasing in the return loss, but it is greater than -10 dB in some interval of frequency.

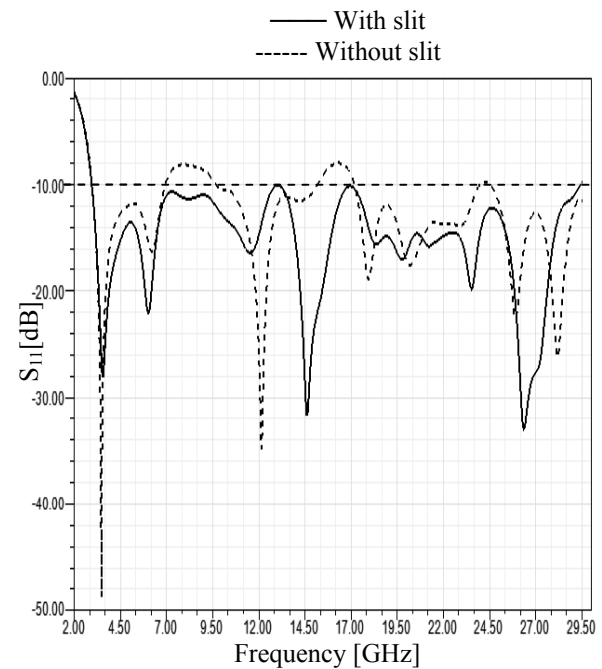


Fig.2. Simulated return loss

The simulated radiation pattern obtained for this antenna for 3.5, 6, 14.5 and 26 GHz are shown in Fig.3. The simulated radiation patterns are stable across the operating frequency, but with omnidirectional performance deteriorating with frequency. The average gain obtained from simulation is less than -1 dB.

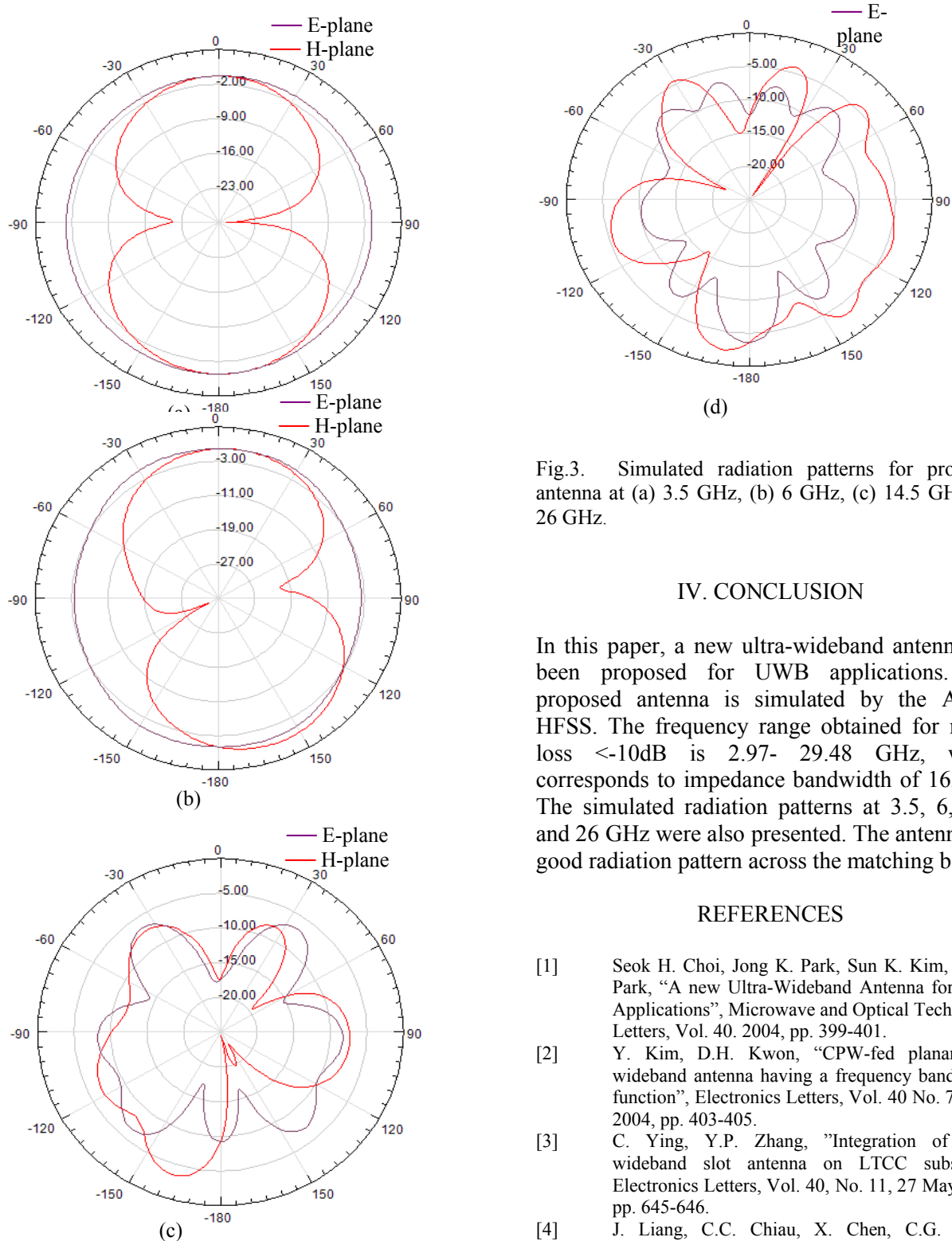


Fig.3. Simulated radiation patterns for proposed antenna at (a) 3.5 GHz, (b) 6 GHz, (c) 14.5 GHz, (d) 26 GHz.

IV. CONCLUSION

In this paper, a new ultra-wideband antenna has been proposed for UWB applications. The proposed antenna is simulated by the Ansoft HFSS. The frequency range obtained for return loss $< -10\text{dB}$ is 2.97- 29.48 GHz, which corresponds to impedance bandwidth of 163.4%. The simulated radiation patterns at 3.5, 6, 14.5 and 26 GHz were also presented. The antenna has good radiation pattern across the matching band.

REFERENCES

- [1] Seok H. Choi, Jong K. Park, Sun K. Kim, Jae Y. Park, "A new Ultra-Wideband Antenna for UWB Applications", *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 40. 2004, pp. 399-401.
- [2] Y. Kim, D.H. Kwon, "CPW-fed planar ultra wideband antenna having a frequency band notch function", *Electronics Letters*, Vol. 40 No. 7. April 2004, pp. 403-405.
- [3] C. Ying, Y.P. Zhang, "Integration of ultra-wideband slot antenna on LTCC substrate", *Electronics Letters*, Vol. 40, No. 11, 27 May 2004, pp. 645-646.
- [4] J. Liang, C.C. Chiau, X. Chen, C.G. Parini, "Printed circular disc monopole antenna for ultra-wideband applications", *Electronics Letters*, Vol. 40 No. 20. 30 September 2004, pp. 1246-1247.

- [5] W.J. Lui, C.H. Cheng, Y. Cheng, H. Zhu, "Frequency notched ultra-wideband microstrip slot antenna with fractal tuning stub", *Electronics Letters*, Vol. 41 No. 6, 17 March 2005, pp. 9–10.
- [6] Tzyh-Ghuang Ma, Shyh-Kang Jeng, "Planar Miniature Tapered Slot-Fed Annular Slot Antennas for Ultrawide-Band Radios", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 53, No.3, March 2005, pp. 1194-1202.
- [7] Seong-Youp Suh, W. L. Stutzman, W. A. Davis, "A New Ultra-wideband Printed Monopole Antenna: The Planar Inverted Cone Antenna (PICA)", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 52, No. 5, May 2004, pp. 1361-1365.
- [8] Zhi Ning Chen, "Novel Bi-Arm Rolled Monopole for UWB Applications", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 53, No.2, February 2005, pp. 672-677.
- [9] 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. 42, No. 6, September 20 2004, pp. 463-466.
- [10] M. A. Peyrot-Solis, H. Jardon-Aguilar, "Ultra-wideband planar monopole antenna for operation in the 3-20 GHz Band", VI th. International Symposium on Electromagnetic Compatibility and Electromagnetic Ecology (EMC-2005), St. Petersburg, Russia; June 2005, pp. 97-100.

Triple Notched Band Characteristics UWB Antenna Using C-Shaped Slots and Slot-Type Capacitively-Loaded Loop (CLL)

Ahmed Zitouni¹, Noureddine Boukli-Hacene²

¹Laboratory of Telecommunications, Faculty of Science and Engineering, University Hassiba Benbouali of Chlef, Chlef, Algeria;

²Laboratory of Telecommunications, Faculty of Technology, University of Tlemcen, Tlemcen, Algeria.

Email: ahmed_zitouni_71@yahoo.fr, bouklin@yahoo.com

Received May 20th, 2013; revised June 24th, 2013; accepted July 18th, 2013

Copyright © 2013 Ahmed Zitouni, Noureddine Boukli-Hacene. This is an open access article distributed under the Creative Commons Attribution License, which permits unrestricted use, distribution, and reproduction in any medium, provided the original work is properly cited.

ABSTRACT

Ultra wide bands antennas with notched bands characteristics have recently been considered for efficient communication between devices. In this paper, a compact ultra-wideband antenna (UWB) for UWB applications with triple band-notched characteristics is presented. The proposed antenna consists of a square patch with four truncated corners and a partial ground plane with a rectangular slit. The operation bandwidth of the designed antenna is from 2.66 GHz to more than 13.5 GHz. Band-notched characteristics of antenna to reject the frequency band of 3.18 - 3.59 GHz and 4.70 - 5.88 GHz, is realized by inserting two C-shaped slots in the patch, the third band of 9.54 - 12.22 GHz is achieved by slot-type capacitively-loaded loop (CLL) inserted in the patch near the feed line. Details of the proposed antenna design and simulated results are presented and discussed.

Keywords: Microstrip Antenna; Ultra-Wideband Antenna; UWB; C-Shaped Slot; Capacitively-Loaded Loop (CLL); Three-Band Notched Characteristics

1. Introduction

Ultra-wideband (UWB) communication systems have become one of the most fascinating wireless topic since the commercial uses of frequency band from 3.1 GHz to 10.6 GHz were approved by Federal Communications Commission (FCC) in 2002 [1].

However, to satisfy the increasing demand for wireless communication, various ultra-wideband antennas have been studied [2]. But the frequency range for UWB systems will cause interference to the existing wireless communication systems, such as world interoperability for microwave access (WiMAX) service from 3.3 to 3.6 GHz; WLAN in USA (5.15 - 5.35 GHz, 5.725 - 5.825 GHz) and HIPERLAN/2 in Europe (5.15 - 5.35 GHz, 5.47 - 5.725 GHz) [3] and satellite service bands as the International Telecommunication Union (ITU) 8 GHz band and the Satellite Digital Multimedia Broadcasting (S-DMB) band 2.63 - 2.655 GHz [4]. Therefore the UWB antennas with a band-notched characteristic are required. To satisfy such requirement various ultra-wideband antennas with notched band have been studied

[5-17]. To introduce such a band-notched function, several methods have been proposed, including embedding a slot of different shapes in the radiating patch, or in the ground plane, using parasitic patches, embedding a slit in the feeding strip, or etching split ring resonator (SRR) coupled to the feed-line [9], or the CSRR (the negative image of SRR) structure [18]. However, the challenge in the band rejection function design is to provide satisfactory skirt characteristics, a sufficient rejection bandwidth and the ability to control bandwidth of the notched band.

In this paper, we propose a novel way to design a triple notched band UWB antenna. The four corners truncated in the patch and the partial ground plane with a rectangular slit are used to obtain ultra wideband operating for UWB applications and to increase the operating bandwidth. In order to realize the triple band notch characteristics, two C-shaped slots are embedded in the radiating patch to achieve the two first rejected bands, and a slot-type capacitively-loaded loop (CLL) to achieve the last notched band.

The simulation is performed using the commercially

available simulation software Ansoft High Frequency Structure Simulator (HFSS). The details of the proposed antenna are presented and the simulation of the VSWR and radiation patterns of antenna are also presented and examined.

2. Antenna Design

The geometry of the proposed tri-notched bands UWB antenna is shown in **Figure 1**. This antenna is composed of a square radiating patch with four truncated corners, and a partial ground plane with rectangular slot. The antenna, which has compact dimensions of $20 \times 20 \text{ mm}^2$, is printed in the front of FR4 epoxy substrate. Its thickness, relative permittivity, and loss tangent are respectively equal to 1.6, 4.4 and 0.02 mm. The microstrip feed line width, is fixed at 3 mm to achieve 50Ω Characteristics impedance.

The truncated corners dimensions are $8 \times 5 \text{ mm}^2$. The ground plane dimensions are chosen to be $30 \times 11.5 \text{ mm}^2$ in this study. The antenna is fed by a 50 microstrip line printed on the partial ground plane.

The first notched band characteristics 3.18 - 3.59 GHz is obtained in this structure, by inserting a C-shaped slot into the radiating antenna patch. The C-shaped slot has total length 34.3 mm and is close to about 0.4λ at the center frequency of the desired notched frequency band (the center frequency of the desired notched frequency band is 3.5 GHz).

The second notched band characteristics 4.70 - 5.88 GHz is obtained, by embedding another C-shaped slot into the patch. The length of this C-shaped slot is chosen to be 21.8 mm which is about 0.4λ at the center frequency of the notched frequency band (the center frequency is 5 GHz).

For the third notched band of 9.54 - 12.22 GHz, a slot type capacitively-loaded loop (CLLs) is introduced in the radiating patch. This slot has a total length of 11.3 mm with 0.4λ at the center frequency of the notched band (10.8 GHz).

The bandwidth and the central frequency of the notched bands can be adjusted easily by proper selection of the parameters of C-shaped slot and slot type capacitively-loaded loop (CLLs).

The electromagnetic software high frequency structure simulation Ansoft HFSS is employed to perform the design and optimization of the proposed.

The final parameters of the antenna are: $WS = 30 \text{ mm}$, $LS = 35 \text{ mm}$, $WP = 20 \text{ mm}$, $LP = 20 \text{ mm}$, and $LG = 11.5 \text{ mm}$. The dimensions of the C-shaped slots are: $L1 = 11.8 \text{ mm}$; $L2 = 7 \text{ mm}$, $L3 = 4.25 \text{ mm}$, $L4 = 9.5 \text{ mm}$, $L5 = 3 \text{ mm}$ $L6 = 3.15 \text{ mm}$, $t1 = 1 \text{ mm}$, $t2 = 0.5 \text{ mm}$ and the dimensions of the CLLs are: $L7 = 2.5 \text{ mm}$, $L8 = 2.4 \text{ mm}$, $L9 = 1 \text{ mm}$, $L10 = 1 \text{ mm}$, $t3 = 0.4 \text{ mm}$, $t4 = 0.2 \text{ mm}$.

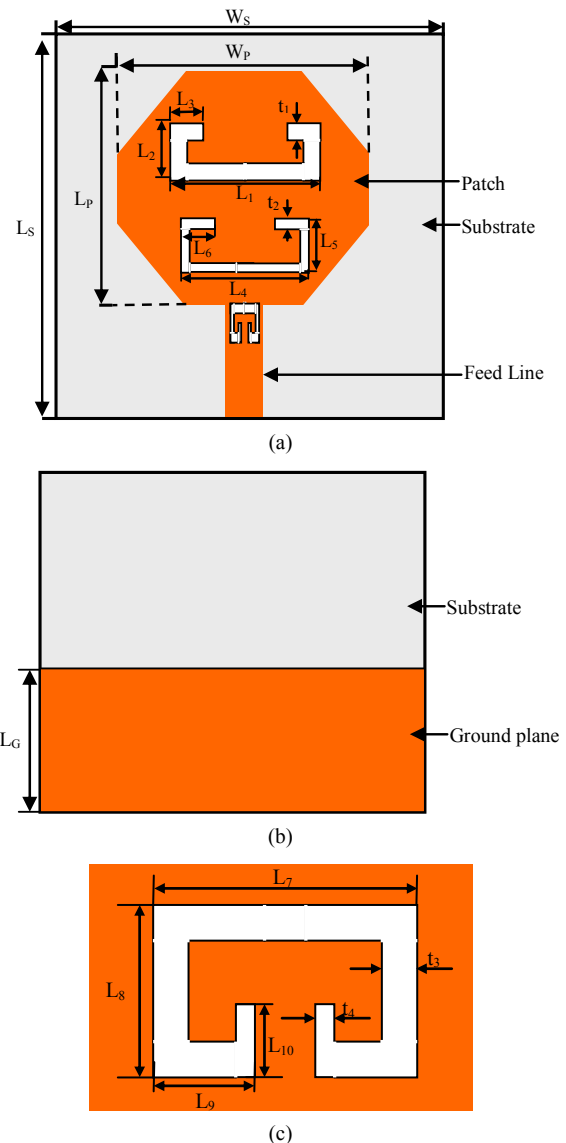


Figure 1. Configuration of the proposed UWB antenna: (a) Front view; (b) Back view; (c) CLLs.

3. Results and Discussion

The curve of the simulated VSWR for proposed UWB antenna with and without slots is depicted in **Figure 2**. As shown in this figure from simulation result, it can be observed that the proposed antenna present an impedance bandwidth with good matching for $VSWR \leq 2$ from 2.66 GHz to more than 13.5 GHz, which covers the frequency band of UWB band (3.1 - 10.6 GHz) and with triple rejected bands ($VSWR > 2$). The three notched bands are: 3.18 - 3.59 GHz ($VSWR = 13.78$ at 3.4 GHz), 4.70 - 5.88 GHz ($VSWR = 8.31$ at 5.26 GHz) and 9.54 - 12.2GHz ($VSWR = 7.77$ at 10.94 GHz). Results of the reference antenna without notched characteristics are also shown for comparison. Moreover, it can be observed that adding

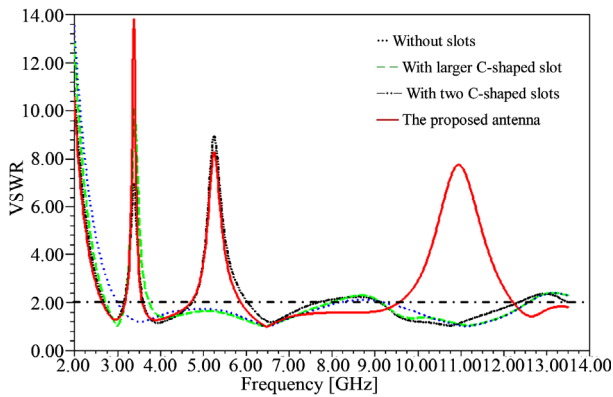


Figure 2. Simulated VSWR of the proposed antenna with and without C-shaped slots and CLLs slot.

slots can increase the impedance bandwidth.

The radiation patterns of the proposed antenna in the E and H-plane at 3 GHz, 4 GHz, 7 GHz, 9 GHz and 13 GHz respectively are shown in Figure 3. From the figure, we can see that the simulation radiation patterns of the proposed antenna are nearly omnidirectional in the E-plane, except for 3 GHz; which makes it a good candidate for UWB devices. While, in the H-plane, the radiation patterns are like dipole radiation pattern, however, these radiating patterns are subject to distortion at high frequencies.

4. Conclusion

In this paper, a new compact planar ultra-wide band

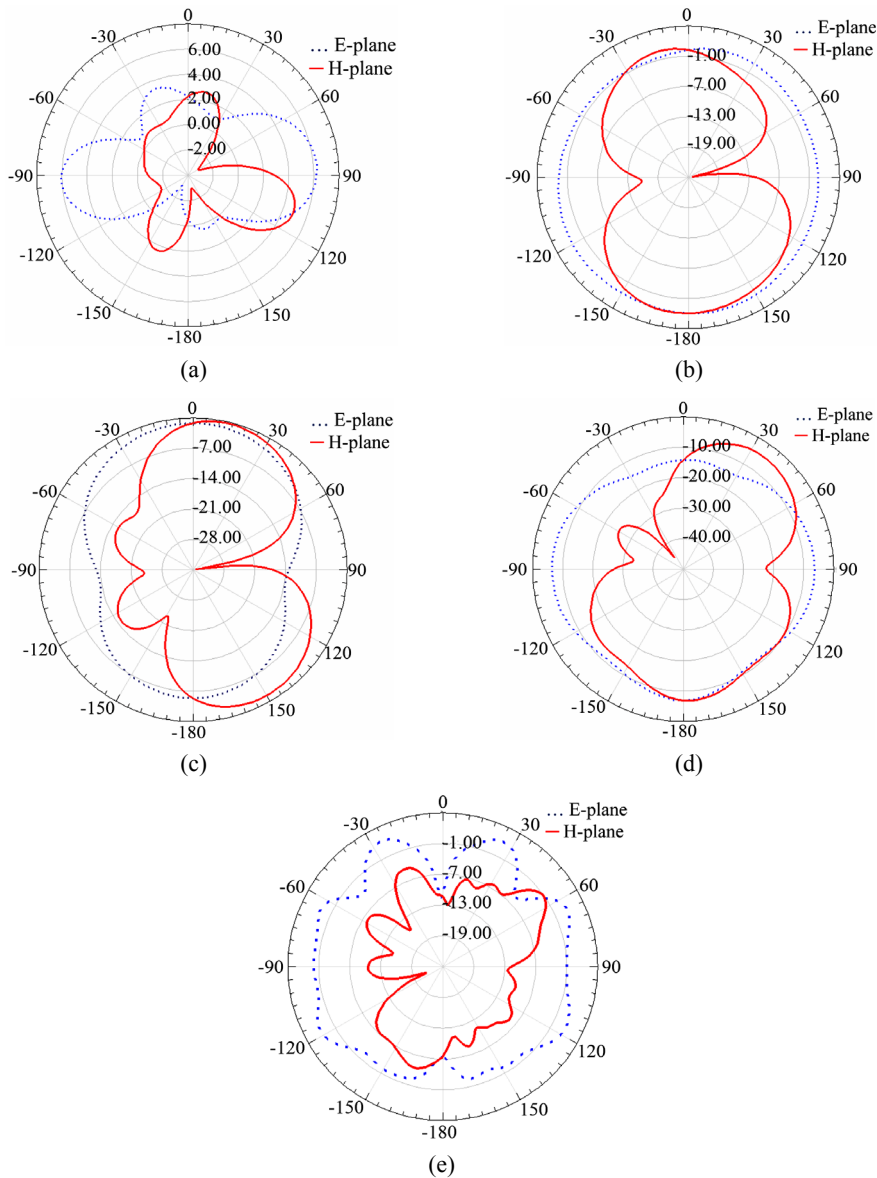


Figure 3. Simulated radiation patterns for proposed antenna at (a) 3 GHz, (b) 4 GHz, (c) 7 GHz, (d) 9 GHz, and (e) 13 GHz.

antenna with triple band notch characteristics has been proposed for UWB applications. The notches bands are realised by etching two C-shaped slots and a slot type capacitively-loaded loop (CLLs) in the radiating patch. The proposed antenna is studied and simulated by the Ansoft HFSS. It has a wide operating frequency band of 2.66 GHz to more than 13.5 GHz ($VSWR < 2$) with three rejected bands of 3.18 - 3.59 GHz, 4.70 - 5.88 GHz and 9.54 - 12.2GHz ($VSWR > 2$). The radiation pattern of the designed antenna shows good omnidirectional pattern over the operating frequency range, with good notched band characteristic. Accordingly, the proposed antenna is not only expected to find application in various UWB systems, but prevents interference with others communications systems.

REFERENCES

- [1] Federal Communications Commission, "First Report and Order," Revision of Part 15 of the Commission's Rules Regarding Ultra-Wideband Transmission Systems, 2002. <http://www.fcc.gov>
- [2] X.-C. Yin, C.-L. Ruan, S.-G. Mo, C.-Y. Ding and J.-H. Chu, "A Compact Ultra-Wideband Microstrip Antenna with Multiple Notches," *Progress in Electromagnetics Research*, Vol. 84, 2008, pp. 321-332. [doi:10.2528/PIER08072801](https://doi.org/10.2528/PIER08072801)
- [3] H. G. Schantz and G. P. Wolenc, "Ultra-Wideband Antenna Having Frequency Selectivity," US Patent Publication No. 2003/0090436 A1, 2003.
- [4] F.-T. Zha, S.-X. Gong, G. Liu, H.-Y. Yang and S.-G. Lin, "Compact Slot Antenna for 2.4GHz/UWB with Dual Band-Notched Characteristic," *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 51, No. 8, 2009, pp. 1859-1862. [doi:10.1002/mop.24475](https://doi.org/10.1002/mop.24475)
- [5] D.-O. Kim, N.-I. Jo, D.-M. Choi and C.-Y. Kim, "Design of the Novel Band Notched UWB Antenna with the Spiral Loop Resonators," *PIERS Online*, Vol. 6, No. 2, 2010, pp. 878-882.
- [6] N. Choi, C. Jung, J. Byun, F. J. Harackiewicz, M.-J. Park, Y.-S. Chung, T. Kim and B. Lee, "Compact UWB Antenna with I-Shaped Band-Notch Parasitic Element for Laptop Applications," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, Vol. 8, 2009, pp. 580-582. [doi:10.1109/LAWP.2009.2021286](https://doi.org/10.1109/LAWP.2009.2021286)
- [7] J. Xu, D.-Y. Shen, G.-T. Wang, X.-H. Zhang, X.-P. Zhang and K. Wu, "A Small UWB Antenna with Dual Band-Notched Characteristics," *International Journal of Antennas and Propagation*, Volume 2012, 2012, Article ID: 656858.
- [8] R. A. Sadeghzadeh, M. A. Honarvar and A. R. Eskandari, "Coplanar-Fed UWB Elliptical Patch Antenna with Notched Band Characteristics," *Progress in Electromagnetics Research Symposium Proceedings*, Xi'an, 22-26 March 2010, pp. 1225-1228.
- [9] C. M. Li and L. H. Ye, "Improved Dual Band-Notched UWB Slot Antenna with Controllable Notched Band-Widths," *Progress in Electromagnetics Research*, Vol. 115, 2011, pp. 477-493.
- [10] S. J. Kim, J. W. Baik and Y.-S. Kim, "Design of a UWB Slot Antenna with Frequency Band-Notched Characteristic," *International Symposium on Antennas and Propagation—ISAP*, Singapore, 1-4 November 2006, pp. 1-4.
- [11] M. T. Islam, R. Azim and A. T. Mobashsher, "Triple Band-Notched Planar UWB Antenna Using Parasitic strips," *Progress in Electromagnetics Research*, Vol. 129, 2012, pp. 161-179. [doi:10.2528/PIER12032604](https://doi.org/10.2528/PIER12032604)
- [12] C.-Y. Hong, C.-W. Ling, I.-Y. Tarn and S.-J. Chung, "Design of a Planar Ultra Wideband Antenna with a New Band-Notch Structure," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 55, No. 12, 2007, pp. 3391-3397.
- [13] M. Al-Husseini, J. Costantine, C. G. Christodoulou, S. E. Barbin, A. El-Hajj and K. Y. Kabalan, "A Reconfigurable Frequency-Notched UWB Antenna with Split-Ring Resonators," *Proceedings of Asia-Pacific Microwave Conference*, Yokohama, 7-10 December 2010, pp. 618-621.
- [14] M. Naser-Moghadasi, S. F. Gotolo and N. Maku, "Switchable Double Band-Notch Ultra Wideband Monopole Antenna," *IEICE Electronics Express*, Vol. 8, No. 16, 2011, pp. 1315-1321. [doi:10.1587/elex.8.1315](https://doi.org/10.1587/elex.8.1315)
- [15] A. A. R. Saad, D. A. Salem and E. E. M. Khaled, "Band-Notch Patch Ultra-Wide Band Antenna," *PIERS Proceedings*, Vol. 2, Suzhou, 12-16 September 2011, pp. 1424-1428.
- [16] X.-C. Yin, C.-L. Ruan, S.-G. Mo, C.-Y. Ding and J.-H. Chu, "A Compact Ultra-Wideband Microstrip Antenna with Multiple Notches," *Progress in Electromagnetics Research*, Vol. 84, 2008, pp. 321-332. [doi:10.2528/PIER08072801](https://doi.org/10.2528/PIER08072801)
- [17] D.-O. Kim, N.-I. Jo, H.-A. Jang and C.-Y. Kim, "Design of the Ultra Wideband Antenna with a Quadruple-Band Rejection Characteristics Using a Combination of the Complementary Split Ring Resonators," *Progress in Electromagnetics Research*, Vol. 112, 2011, pp. 93-107. [doi:10.2528/PIER10111607](https://doi.org/10.2528/PIER10111607)
- [18] Son Trinh-Van, Chien Dao-Ngoc, "Dual Band-Notched UWB Antenna Based on Electromagnetic Band Gap Structures," *Journal on Electronics and Communications*, Vol. 1, No. 2, 2011, pp. 130-136.

RESUME

Les communications et en particulier les communications sans fil sont aujourd'hui dans la pleine croissance. Avec l'augmentation des besoins de débits élevés et de la raréfaction des bandes de fréquence disponibles, il est devenu essentiel de trouver les nouvelles solutions qui répondent à ces exigences. La technologie ultra large bande ULB (UWB) semble une solution très prometteuse. Dans le cadre de notre thèse, nous avons proposé en premier lieu une nouvelle antenne ultra large bande pour des applications ULB. L'antenne proposée se compose d'un patch microruban carrée à quatre coins tronqués et deux fentes croisées sur le patch, et d'un plan de masse partiel avec une fente rectangulaire. L'antenne proposée fonctionne sur une très large bande passante de 2.97- 29.48 GHz. Comme la gamme de fréquence pour les systèmes ULB cause des interférences aux systèmes de communications existants tels que le WiMAX, le WLAN, l'HiPERLAN/2, ..., des antennes ULB avec des caractéristiques à bandes rejetées sont exigées. D'où, en deuxième lieu de la thèse, nous avons proposé une nouvelle antenne ultra large bande à trois bandes filtrées pour des applications ULB. L'antenne proposée se compose d'un patch microruban carré à quatre coins tronqués imprimée au dessus d'un plan de masse partiel. Deux fentes en forme C insérées dans l'élément rayonnant et une fente de type CLLs introduite dans la jonction ligne d'alimentation patch pour achever la fonction à trois bandes rejetées.

Les différentes simulations des performances des deux antennes sont réalisées à l'aide du logiciel de simulation électromagnétique Ansoft HFSS développé par Ansoft corporation et les résultats obtenus sont en bon accord avec les exigences demandées.

Mots clés : antenne microruban, antenne ultra large bande, ULB, plan de masse partiel, coins tronqués, fente en forme de croix, fente en forme C, fente de type CLLs (Capacitively-Loaded Loop), caractéristique à trois bandes rejetées.

المخلص الاتصالات، والاتصالات اللاسلكية على وجه الخصوص، هي اليوم في نمو متزايد. مع الزيادة في الاحتياجات من معدل البيانات المرتفعة و خلخلة نطاقات التردد المتاحة، فإنه أصبح من الضروري إيجاد الحلول الجديدة التي تلبي جميع هذه تبدو حلا واعدا جدا . في إطار أطروحتنا، اقترحنا أولا هوائيا جديدا ذو النطاق الترددي فائق UWB المتطلبات. تكنولوجيا الهوائي المقترح يتكون من رقعة مشعة مربعة ذات أربعة اقتطاعات زاوية مع اثنين من الشقوق UWB. الاتساع لتطبيقات الضيقة على الرقعة المشعة، و أساس مسطح جزئي مع شق ضيق. بما أن صف تردد أنظمة النطاق الترددي فائق الاتساع، ...، / HIPERLAN و 2، WLAN، و WiMAX يؤدي إلى التداخل مع أنظمة الاتصالات اللاسلكية الحالية، : مثل هوائيات النطاق الترددي فائق الاتساع ذات الحز البارز ضرورية. وعليه، في المركز الثاني من الأطروحة، اقترحنا هوائيا جديدا ذو النطاق الترددي فائق الاتساع ثلاثي الحز البارز لتطبيقات النطاق الترددي فائق الاتساع. الهوائي المقترح يتكون من رقعة مشعة مربعة ذات أربعة اقتطاعات زاوية مطبوع على الجزء العلوي لأساس مسطح جزئي. اثنين من مدرجة عند تقاطع خط تغذية (CLLS) مدرجة في الرقعة المشعة، و شق ضيق نوع C الشقوق الضيقة على شكل حرف و الرقعة المشعة لتحقيق وظيفة ثلاثي الحز البارز. المطور من قبل HFSS مختلف المحاكاة لأداء الهوائيات الاثنان أنجزت باستخدام برامج المحاكاة الكهرومغناطيسية والنتائج التي تم الحصول عليها تتوافق مع المتطلبات المطلوبة Ansoft. مؤسسة

الكلمات الرئيسية: الهوائي الشريطي، الهوائي الشريطي ذو النطاق الترددي فائق الاتساع، النطاق الترددي فائق الاتساع، خصية، (CLL) شق ضيق نوع C، أساس مسطح جزئي، زوايا ممتورة، شق ضيق متقاطع، شق ضيق على شكل حرف ثلاثي الحز البارز.

RESUME Les communications et en particulier les communications sans fil sont aujourd'hui dans la pleine croissance. Avec l'augmentation des besoins de débits élevés et de la raréfaction des bandes de fréquence disponibles, il est devenu essentiel de trouver les nouvelles solutions qui répondent à ces exigences. La technologie ultra large bande ULB (UWB) semble une solution très prometteuse. Dans le cadre de notre thèse, nous avons proposé en premier lieu une nouvelle antenne ultra large bande pour des applications ULB. L'antenne proposée se compose d'un patch microruban carrée à quatre coins tronqués et deux fentes croisées sur le patch, et d'un plan de masse partiel avec une fente rectangulaire. L'antenne proposée fonctionne sur une très large bande passante de 2.97- 29.48 GHz. Comme la gamme de fréquence pour les systèmes ULB cause des interférences aux systèmes de communications existants tels que le WiMAX, le WLAN, l'HIPERLAN/2, ..., des antennes ULB avec des caractéristiques à bandes rejetées sont exigées. D'où, en deuxième lieu de la thèse, nous avons proposé une nouvelle antenne ultra large bande à trois bandes filtrées pour des applications ULB. L'antenne proposée se compose d'un patch microruban carré à quatre coins tronqués imprimée au dessus d'un plan de masse partiel. Deux fentes en forme C insérées dans l'élément rayonnant et une fente de type CLLs introduite dans la jonction ligne d'alimentation patch pour achever la fonction à trois bandes rejetées. Les différentes simulations des performances des deux antennes sont réalisées à l'aide du logiciel de simulation électromagnétique Ansoft HFSS développé par Ansoft corporation et les résultats obtenus sont en bon accord avec les exigences demandées.

Mots clés : antenne microruban, antenne ultra large bande, ULB, plan de masse partiel, coins tronqués, fente en forme de croix, fente en forme C, fente de type CLLs (Capacitively-Loaded Loop), caractéristique à trois bandes rejetées.

ABSTRACT The communications, in particular wireless communication, are today in full growth. With the increase in the needs of high data-rate and rarefaction for the available frequency bands, it became essential to find new solutions which satisfy these requirements. Technology UWB (Ultra Wide Band) seems a very promising solution. Within the framework of our thesis, firstly we proposed a new ultra-wideband antenna for UWB applications. The proposed antenna consists of a four corner-truncated square microstrip patch with two crossed slots on the patch, and a partial ground plane with a rectangular slit. As the frequency range for UWB systems causes interference to the existing wireless communication systems, such as the WiMAX, the WLAN, the HIPERLAN/2..., the UWB antennas with a band-notched characteristic are required. Thus, in second place of the thesis, we proposed a new ultra-wideband antenna with triple notched band for UWB applications. The proposed antenna consists of a four corner-truncated square microstrip patch printed on the top of a partial ground plan. Two C-shaped slots are embedded in the radiating patch, and a slot-type capacitively-loaded loop (CLLs) introduced at the junction of feed line and patch to achieve the band-notched function. Various simulations of the performances of the two antennas are carried out using the electromagnetic simulation software Ansoft HFSS developed by Ansoft corporation and the results obtained are in concord with the required requirements.

Keywords: Microstrip Antenna, Ultra-Wideband Antenna, UWB, partial ground plane, truncated corners, Crossed slit, C-Shaped Slot, Capacitively-Loaded Loop (CLL), Three-Band Notched Characteristics...