



UNIVERSITE SULTAN MOULAY SLIMANE
Faculté des Sciences et Techniques
Béni-Mellal



Centre d'Études Doctorales : Sciences et Techniques

Formation Doctorale : Mathématiques et Physiques Appliquées

THÈSE

Présentée par

NEJDI IBRAHIME HASSAN

Pour l'obtention du grade de

DOCTEUR

Discipline : Génie Electrique

Spécialité : Génie Electrique et Télécommunications

Etude et conception de nouvelles topologies d'antennes Patchs Multi-Bandes pour des applications en Télécommunications

Soutenue le Samedi 23 Juillet 2022 à 10h devant la commission d'examen :

Pr.Abdelmajid FARCHI	Professeur, Université Hassan I, F.S.T. Settat, Maroc	Président/ Rapporteur
Pr.Ahmed MOUHSEN	Professeur, Université Hassan I, F.S.T. Settat, Maroc	Rapporteur
Pr.Mohamed BASLAM	Professeur Habilité, Université Sultan Moulay Slimane, F.S.T Béni-Mellal, Maroc	Rapporteur
Pr.Mohamed SAIH	Professeur Assistant, Université Sultan Moulay Slimane, F.S.T Béni-Mellal, Maroc	Invité
Pr.Youssef RHAZI	Professeur Habilité, Université Sultan Moulay Slimane, F.S.T Béni-Mellal, Maroc	Co-directeur de Thèse
Pr. Mustapha AIT LAFKIH	Professeur, Université Sultan Moulay Slimane, F.S.T. Béni-Mellal, Maroc	Directeur de Thèse

RÉSUMÉ

Ces dernières années, la demande d'intégration d'opérations multiples et de miniaturisation des appareils de télécommunication a suscité beaucoup d'attention, en particulier pour les appareils qui sont largement requis et utilisés dans la vie quotidienne, tels que les téléphones intelligents, les systèmes de communication mobile, les récepteurs GPS, les tablettes portables, les appareils Internet sans fil, les radars, etc. Pour répondre à ce critère, il faut introduire dans les composants des appareils mobiles des fonctionnalités de taille compacte, de multifonction et de bande multifréquence. Une antenne est un composant indispensable ; elle doit pouvoir fonctionner à de nombreuses fréquences tout en étant petite et conforme au corps de l'appareil. Pour répondre à ces critères, une variété de méthodes sont maintenant utilisées dans la conception et la mise en œuvre des antennes. La technologie des antennes microruban a été miniaturisée à l'aide de la géométrie fractale, des murs de court-circuit, des substrats diélectriques à haute permittivité, des broches de court-circuit et d'autres techniques.

Cette thèse fait partie d'un effort plus large pour répondre aux besoins d'un nouvel environnement mondial en évolution rapide, qui est de plus en plus rempli de systèmes de communication sans fil spécifiques intégrant des architectures de pointe très complexes. Elle a comme but de concevoir de nouvelles antennes patchs compactes multi-bande et des antennes reconfigurables destinées à être utilisées dans les nouveaux systèmes de communication sans fil intelligent. De plus, une étude approfondie de l'effet de courbure sur les propriétés électriques de l'antenne est fournie.

Etude et conception de nouvelles topologies d' antennes Patchs Multi-Bandes pour des applications en Télécommunications

NEJDI

IBRAHIME

Dédicaces

À ma mère

À mon père

À ma soeur

À mes frères

À ma grande famille

À mes professeurs

À mes amis.

Remerciements

Ce n'est pas parce que la tradition exige que cette page se trouve dans mon rapport, mais parce que les personnes auxquelles s'adressent mes remerciements les méritent vraiment.

*Je tiens d'abord à remercier mes directeurs de thèse, Le professeur **Mustapha AIT LAFKIH** de la Faculté des Sciences et Techniques de Béni Mellal, le professeur **Youssef RHAZI** de la Faculté des Sciences et Techniques de Béni Mellal, et le professeur **Seddik BRI** de l'École Supérieure de Technologie de Meknès pour m'avoir proposé ce travail de recherche et m'avoir encadré tout au long de cette thèse. Je les remercie aussi pour leurs grandes disponibilités inconditionnelles, leurs soutiens, leurs encouragements, et leurs précieux conseils qu'ils m'ont généreusement prodigués.*

Je remercie vivement et particulièrement le professeur Abdelmajid FARCHI de la Faculté des Sciences et Techniques de Settat, pour m'avoir fait l'honneur de présider le jury de cette thèse et d'être un rapporteur. J'adresse également mes chaleureux remerciements aux rapporteurs et invité le professeur Ahmed MOUHSEN de la Faculté des Sciences et Techniques de Settat, le professeur Mohamed BASLAM de la Faculté des Sciences et Techniques de Béni Mellal, et le professeur Mohamed SAIH de la Faculté des Sciences et Techniques de Béni Mellal pour avoir accepté de juger ce travail, et qui me font l'honneur d'être membres de ce Jury pour cerner ce travail avec un œil d'experts et un apport aussi rectificatif que concluant.

Remerciements

Je présente mes sincères remerciements à tous mes enseignants, durant toutes les années de mes études, qui ont participé à ma formation et pour leurs conseils et encouragements.

Je tiens à exprimer mes plus vifs remerciements aux membres du jury pour l'honneur qu'ils m'ont fait d'examiner mes travaux.

Une mention toute spéciale à ma famille : ma sœur, mes frères pour m'avoir encouragé pendant les moments difficiles de la vie de thésard et pour leurs soutiens indéfectibles. Qu'ils trouvent ici toute ma gratitude et mon amour. Enfin, je voudrais dédier cette thèse, avec un merci très spécial, à mes parents, ma mère et mon père. Merci de m'avoir soutenu et permis d'effectuer le parcours qui m'a mené où je suis aujourd'hui. Je leur dédie ce mémoire de thèse et leur exprime tout mon amour. Mes remerciements vont également à tous ceux qui ont participé de près ou de loin à l'élaboration de ce travail.

Résumé

Ces dernières années, la demande d'intégration d'opérations multiples et de miniaturisation des appareils de télécommunication a suscité beaucoup d'attention, en particulier pour les appareils qui sont largement requis et utilisés dans la vie quotidienne, tels que les téléphones intelligents, les systèmes de communication mobile, les récepteurs GPS, les tablettes portables, les appareils Internet sans fil, les radars, etc. Pour répondre à ce critère, il faut introduire dans les composants des appareils mobiles des fonctionnalités de taille compacte, de multifonction et de bande multifréquence. Une antenne est un composant indispensable ; elle doit pouvoir fonctionner à de nombreuses fréquences tout en étant petite et conforme au corps de l'appareil. Pour répondre à ces critères, une variété de méthodes sont maintenant utilisées dans la conception et la mise en œuvre des antennes. La technologie des antennes microruban a été miniaturisée à l'aide de la géométrie fractale, des murs de court-circuit, des substrats diélectriques à haute permittivité, des broches de court-circuit et d'autres techniques.

Cette thèse fait partie d'un effort plus large pour répondre aux besoins d'un nouvel environnement mondial en évolution rapide, qui est de plus en plus rempli de systèmes de communication sans fil spécifiques intégrant des architectures de pointe très complexes. Elle a comme but de concevoir de nouvelles antennes patchs compactes multi-bande et des antennes reconfigurables destinées à être utilisées dans les nouveaux systèmes de communication sans fil intelligent. De plus, une étude approfondie de l'effet de courbure sur les propriétés électriques de l'antenne est fournie.

Summary

In recent years, the demand for multi-operation integration and miniaturization of telecommunication devices has received much attention, especially for devices that are widely required and used in daily life, such as smart phones, mobile communication systems, GPS receivers, portable tablets, wireless Internet devices, speed cameras, etc. To meet this criterion, compact size, multi-function, and multi-frequency band functionality must be introduced into the components of mobile devices. An antenna is an indispensable component; it must be able to operate at many frequencies while being small and conforming to the body of the device. To meet these criteria, a variety of methods are now used in antenna design and implementation. Microstrip antenna technology has been miniaturized using fractal geometry, shorting walls, high permittivity dielectric substrates, shorting pins, and other techniques.

This thesis is part of a larger effort to meet the needs of a new rapidly changing global environment, which is increasingly filled with specific wireless communication systems incorporating highly complex state-of-the-art architectures. Its aim is to design new compact multi-band patch antennas and reconfigurable antennas for use in new intelligent wireless communication systems. In addition, an in-depth study of the effect of curvature on the electrical properties of the antenna is provided.

Keywords: Multi-band patch antennas, frequency-reconfigurable antennas, ultra-wideband antennas, finite element method, frequency, radiation pattern, polarization, monopole antenna, Wi-Fi, and WiMAX.

ملخص

في السنوات الأخيرة، حظي الطلب على اندماج متعدد العمليات وتصغير أجهزة الاتصالات باهتمام كبير، خاصة بالنسبة للأجهزة المطلوبة على نطاق واسع والمستخدم في الحياة اليومية، مثل الهواتف الذكية وأنظمة الاتصالات المحمولة وأجهزة استقبال GPS والأجهزة اللوحية المحمولة واللاسلكية أجهزة الإنترنت وكاميرات السرعة وما إلى ذلك. للوفاء بهذا المعيار، يجب إدخال وظائف الحجم الصغير والوظائف المتعددة والنطاقات الترددية المتعددة في مكونات الأجهزة المحمولة. الهوائي عنصر لا غنى عنه؛ يجب أن تكون قادرة على العمل على العديد من الترددات بينما تكون صغيرة ومتوافقة مع جسم الجهاز. للوفاء بهذه المعايير، تُستخدم الآن مجموعة متنوعة من الطرق في تصميم الهوائي وتنفيذه. تم تصغير تقنية الهوائي Microstrip باستخدام الهندسة الكسورية، جدران ماس كهربائي، والركائز العازلة عالية السماحية، ودبابيس التقصير، وغيرها من التقنيات.

تعد هذه الأطروحة جزءاً من جهد أكبر لتلبية احتياجات بيئة عالمية جديدة سريعة التغير، والتي تمثلت بشكل متزايد بأنظمة اتصالات لاسلكية محددة تتضمن أبنية متطورة للغاية. هدفها هو تصميم هوائيات تصحيح متعددة النطاقات مدمجة جديدة وهوائيات قابلة لإعادة التشكيل لاستخدامها في أنظمة الاتصالات اللاسلكية الذكية الجديدة. بالإضافة إلى ذلك، يتم توفير دراسة متعمقة لتأثير الانحناء على الخواص الكهربائية للهوائي.

الكلمات الرئيسية: هوائيات التصحيح متعددة النطاقات، هوائيات قابلة لإعادة التشكيل بالتردد، هوائيات النطاق العريض للغاية، طريقة العناصر المحدودة، التردد، نمط الإشعاع، الاستقطاب، هوائي أحادي القطب، Wi-Fi و WiMAX.

Table des matières

Dédicaces.....	i
Remerciements.....	ii
Résumé.....	iv
Summary.....	v
ملخص.....	vi
Liste des figures.....	xi
Liste des tableaux.....	xv
Liste des symboles.....	xvii
INTRODUCTION GENERALE.....	1
1 Chapitre I ÉTAT DE L'ART	9
1.1 INTRODUCTION.....	9
1.2 DEFINITION D'UNE ANTENNE.....	9
1.3 LES CARACTERISTIQUES DES ANTENNES	10
1.3.1 Diagramme de rayonnement	11
1.3.2 Impédance d'entrée.....	12
1.3.3 Bande passante	12
1.3.4 Coefficient de réflexion (S11) et taux d'ondes stationnaires (TOS)	13
1.3.5 Directivité et gain.....	14
1.3.6 Polarisation	14
1.3.7 Efficacité de rayonnement	15
1.3.8 Facteur de qualité.....	16
1.3.9 Puissance moyenne rayonnée	17
1.4 TYPES D'ANTENNES	18
1.4.1 Antenne dipôle demi-onde	18
1.4.2 Antenne monopole.....	19
1.4.3 Antenne en boucle	19
1.4.4 Antennes hélicoïdales	20
1.4.5 Antennes cornets.....	21
1.5 TYPES D'ANTENNES SELON LA LONGUEUR D'ONDE.....	22
1.5.1 Antennes kilométriques et hectométriques	22
1.5.2 Antennes décamétriques	22
1.5.3 Antennes métriques.....	22
1.5.4 Antennes décimétriques et micro-ondes	22

1.6	TYPES D'ANTENNES SELON LA CONFIGURABILITE	23
1.6.1	Antennes reconfigurables en fréquence	23
1.6.2	Antennes reconfigurables en diagramme de rayonnement	23
1.6.3	Antennes reconfigurables en polarisation	24
1.7	TECHNIQUE NUMERIQUE	24
1.7.1	Méthode du domaine temporel aux différences finies (FDTD)	24
1.7.2	Méthode des éléments finis (FEM)	25
1.7.3	High Frequency Structure Simulator (HFSS)	28
1.8	BANDE STANDARD D'ANTENNES	28
1.8.1	LTE (Long Term Evolution)	30
1.8.2	WLAN (Wireless Local Area Network)	30
1.8.3	Wi-MAX (Worldwide Interoperability for Microwave Access)	31
1.8.4	Bande S	32
1.8.5	Bande C	33
1.8.6	Bande X	33
1.9	CONCLUSION	34
2	Chapitre II Antenne Imprimée Multi-bande Et Technique De Miniaturisation	35
2.1	INTRODUCTION	35
2.2	ANTENNE IMPRIMEE	35
2.3	PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT	37
2.4	AVANTAGES ET INCONVENIENTS	37
2.5	LES TECHNIQUES D'EXCITATION	38
2.5.1	Alimentation directe	38
2.5.2	Alimentation par couplage	39
2.6	METHODES D'ANALYSE	41
2.7	MODELE DE LIGNE DE TRANSMISSION	41
2.8	LES ANTENNES MULTI-BANDES	44
2.8.1	Combinaison de plusieurs éléments rayonnants	45
2.8.2	Modification du radiateur principal	46
2.8.3	Modification du plan de masse	48
2.9	MESURES PHYSIQUES	48
2.9.1	Mesure de diagrammes de rayonnement en champ lointain à l'aide d'un assemblage de table tournante	49
2.9.2	Chambre anéchoïque	49
2.10	CONCLUSION	50

3	Chapitre III Développement d'antennes multicouches rectangulaires pour multi-bandes..	51
3.1	INTRODUCTION	51
3.2	APPROCHE ANALYTIQUE POUR UNE ANTENNE PATCH AJUSTANT L'EFFET DE TAILLE	52
3.2.1	Conception théorique des antennes patch	52
3.2.2	La conception de l'antenne initiale	53
3.2.3	Optimisation des dimensions du patch	53
3.3	APPROCHE ANALYTIQUE DE L'EFFET DE SUBSTRAT MULTICOUCHE SUR LES CARACTERISTIQUES DE L'ANTENNE PATCH	56
3.3.1	Choix du substrat	58
3.3.2	Modélisation d'une antenne patch multicouche	59
3.4	CONCEPTION DE L'ANTENNE AMELIOREE PROPOSEE.....	64
3.5	RÉSULTATS ET COMPARAISONS	69
3.6	CONCLUSION.....	72
4	Chapitre IV Antennes textiles multi-bandes pour applications corporelles	73
4.1	AVANT-PROPOS	73
4.2	INTRODUCTION	73
4.3	CONCEPTION D'ANTENNE	74
4.4	ETUDE THEORIQUE DES EFFETS DE FLEXION SUR L'ANTENNE RECTANGULAIRE	75
4.5	INTERPRÉTATION ET VALIDATION DES EFFETS DE COURBURE SUR L'ANTENNE PATCH RECTANGULAIRE MULTIBANDES	78
4.6	CONCLUSION.....	86
5	CHAPITRE V Antenne reconfigurable.....	87
5.1	INTRODUCTION	87
5.2	ANTENNE MULTI-BANDE RECONFIGURABLE EN FREQUENCE BASEE SUR UNE DIODE PIN POUR LES APPLICATIONS SANS FIL.....	88
5.2.1	Avant-propos	88
5.2.2	Conception d'antenne.....	89
5.2.3	Résultats obtenus et discussion.....	90
5.3	ANTENNE MULTI-BANDE A FREQUENCE RECONFIGURABLE ET GAIN ELEVE POUR LES COMMUNICATIONS SANS FIL.....	100
5.3.1	Avant-propos	100
5.3.2	Conception d'antenne.....	100
5.3.3	RÉSULTATS SIMULÉS ET ANALYSE.....	102
5.4	CONCLUSION.....	107
6	Chapitre VI Antenne fractale.....	108

6.1	INTRODUCTION	108
6.2	ANTENNE MONOPOLE FRACTALE MULTI-RESONANTE MULTI-LARGE BANDE COMPACTE POUR LES SYSTEMES DE COMMUNICATION SANS FIL WI-FI, WLAN, WI-MAX, BLUETOOTH, LTE, S, C et X.....	110
6.2.1	Avant-propos	110
6.2.2	Méthodologie de conception d'antenne	110
6.2.3	Etude paramétrique	114
6.2.4	Mesures du prototype fabriqué et discussion.....	117
6.3	UNE NOUVELLE ANTENNE FRACTALE MULTI-RESONNANTE ET LARGE BANDE POUR LES APPLICATIONS DE TELECOMMUNICATION	125
6.3.1	Conception d'antenne.....	125
6.3.2	RÉSULTATS ET DISCUSSIONS	131
6.4	ANTENNE FRACTALE EN ETOILE MINIATURISEE COMPACTE POUR LES APPLICATIONS SANS FIL MODERNES.....	134
6.4.1	Avant-propos	134
6.4.2	Conception d'antenne.....	135
6.4.3	Résultats expérimentaux et discussions.....	139
6.5	UNE NOUVELLE ANTENNE FRACTALE MULTIBANDE UTILISANT UNE TRIANGULAIRE MESUREE SUR LA BANDE 1 à 6GHZ	143
6.5.1	Avant-propos	143
6.5.2	Conception d'antenne.....	143
6.5.3	Résultat et discussion	144
6.6	CONCLUSION.....	149
	Conclusion générale et perspectives.....	150
	Référence.....	153

Liste des figures

Figure 1.1 (a) Système de communication sans fil. (b) L'antenne comme dispositif de transition	10
Figure 1.2 Diagramme de rayonnement d'antenne directionnelle	11
Figure 1.3 Exemples de polarisation	15
Figure 1.4 Circuit équivalent de l'antenne	16
Figure 1.5 Antenne dipôle demi-onde	19
Figure 1.6 Antenne dipôle demi-onde	19
Figure 1.7 Antenne (a) grande antenne à boucle carrée (b) Petite antenne à boucle circulaire.....	20
Figure 1.8 Antenne hélicoïdales.....	20
Figure 1.9 Types d'antenne cornet.....	21
Figure 1.10 Cellule Yee démontrant la disposition des composants de champ dans une grille cubique	25
Figure 1.11 (a) Domaine 2-D irrégulier. (b) Maillage d'éléments finis utilisant des éléments rectangulaires	27
Figure 1.12 (a) Maillage d'éléments finis utilisant des éléments triangulaires. (b) Maillage d'éléments finis utilisant des éléments quadrilatéraux	27
Figure 2.1 Structure de l'antenne patch.....	36
Figure 2.2 Formes courantes des éléments de l'antenne patch.....	36
Figure 2.3 Rayonnement d'une antenne rectangulaire	37
Figure 2.4 Alimentation par ligne micro-ruban.....	38
Figure 2.5 Alimentation par câble coaxial	39
Figure 2.6 Alimentation par couplage	39
Figure 2.7 Alimentation par ligne micro-ruban en circuit ouvert.....	40
Figure 2.8 Alimentation par couplage par proximité	40
Figure 2.9 (a) Ligne microruban (b) lignes de champ électrique (c) Constante diélectrique effective .	41
Figure 2.10 Antenne patch rectangulaire.....	42
Figure 2.11 Longueurs physiques et effectives de l'antenne rectangulaire (a) Vue de dessus (b) Vue de dessous	43
Figure 2.12 Principe de fonctionnement d'une antenne multi-bande.....	44
Figure 2.13 Antennes réseaux	45
Figure 2.14 Antenne à fente	46
Figure 2.15 Antenne fractale	47
Figure 2.16 Analyseur de réseau	49
Figure 2.17 Chambre anéchoïque.....	50
Figure 3.1 L'antenne initial a) Géométrie et structure de l'antenne patch, vue de dessus, b) Coefficient de réflexion simulé du patch proposé par le modèle de ligne de transmission.....	53
Figure 3.2 Coefficient de réflexion simulé pour l'antenne a) Coefficient de réflexion simulé de $L_p=37\text{mm}$ et W_p b) comparaison du coefficient de réflexion simulé pour $L_p = 37\text{mm}$ et $W_p = 74\text{mm}$ et antenne initiale	54
Figure 3.3 Coefficient de réflexion simulé pour les différentes valeurs de L_p de l'antenne	55

Liste des figures

Figure 3.4 Coefficient de réflexion simulé pour l'antenne. a) Coefficient de réflexion simulé de $L_p = 37$ mm, $W_p = 74$ mm et x . b) Comparaison du coefficient de réflexion simulé pour $L_p = 37$ mm et $W_p = 74$ mm et L_p initial de l'antenne = 37 mm, $W_p = 74$ mm et $x = 30,6$	56
Figure 3.5 L'antenne patch multicouche (a) vue de dessus, (b) vue de côté.	60
Figure 3.6 (a) Coefficient de réflexion de l'antenne patch proposée pour différentes valeurs de B_t , A_r et P . (b) Le VSWR de l'antenne proposé.....	61
Figure 3.7 Distribution de courant de surface simulée de l'antenne à six bandes (a) 2,1 GHz, (b) 2,52 GHz, (c) 2,89 GHz, (d) 5,23 GHz, (e) 7,33 GHz et (f) 8,59 GHz	62
Figure 3.8 Diagrammes de rayonnement simulés dans le plan E et le plan H à (a) 2,1 GHz, (b) 2,52 GHz, (c) 2,89 GHz, (d) 5,23 GHz (e) 7,33 GHz et (f) 8,59 GHz	63
Figure 3.9 Superposition de champ E 3D et diagramme de rayonnement 3D à (a) 2,1 GHz, (b) 2,52 GHz, (c) 2,89 GHz, (d) 5,23 GHz (e) 7,33 GHz et (f) 8,59 GHz	64
Figure 3.10 Géométrie et structure de l'antenne patch multicouche proposée (a) vue de dessus (b) vue de côté	64
Figure 3.11 (a) Coefficient de réflexion de l'antenne patch proposée pour différentes valeurs de S_u (b) VSWR	65
Figure 3.12 Distribution de courant de surface simulée de l'antenne à sept bandes (a) 2,1 GHz (b) 2,48 GHz (c) 2,9 GHz (d) 5,25 GHz (e) 5,91 GHz (f) 7,02 GHz (g) 8,56 GHz.....	67
Figure 3.13 Diagrammes de rayonnement simulés dans le plan E et le plan H (a) 2,1 GHz (b) 2,48 GHz (c) 2,9 GHz (d) 5,25 GHz (e) 5,91 GHz (f) 7,02 GHz (g) 8,56 GHz.....	68
Figure 3.14 Superposition de champ E 3D et diagramme de rayonnement 3D à (a) 2,1 GHz, (b) 2,48 GHz, (c) 2,9 GHz, (d) 5,25 GHz, (e) 5,91 GHz, (f) 7,02 GHz et (g) 8,56 GHz.....	69
Figure 4.1 Géométrie de l'antenne (a) vue de dessus (b) vue de côté	75
Figure 4.2 Illustration des caractéristiques de pliage	76
Figure 4.3 Caractérisation des effets de repliement du patch dans le plan H (a) L'angle de flexion (b) Le coefficient de réflexion simulé des effets de repliement dans le plan H	79
Figure 4.4 Coefficient de réflexion simulé des effets de pliage dans le plan E.....	80
Figure 4.5 Impédance d'entrée simulée, des effets de repliement dans le plan E.....	80
Figure 4.6 Argument simulé, des effets de repliement dans le plan E	80
Figure 4.7 Topologie générale du circuit équivalent des antennes patch.....	82
Figure 4.8 Distribution de courant de surface simulée aux fréquences opérationnelles pour les angles de courbure (a) $=0^\circ$ (b) $=19.5^\circ$ (c) $=24.4^\circ$ (d) $=48.7^\circ$ (e) $=65^\circ$	84
Figure 4.9 Diagramme du décalage de gain maximal tracé par rapport aux angles de courbure pour les antennes patch rectangulaires sur le plan E.....	84
Figure 4.10 Diagrammes de rayonnement d'antenne avant et après courbure aux fréquences opérationnelles (a) plan x_y et (b) plan z_x ; (a1) et (b1) autour de 2,53 GHz, (a2) et (b2) autour de 2,86 GHz et (a3) et (b3) autour de 3,93 GHz	85
Figure 5.1 L'antenne proposé (a) Vue de dessus de l'antenne (b) Vue de dessus de la ligne d'alimentation (c) La géométrie du système d'antenne est vue de côté	89
Figure 5.2 Schéma équivalent des diodes PIN	90
Figure 5.3 Le coefficient de réflexion d'antenne simulé aux neuf modes de commutation pour la gamme de fréquences (a) de 1,2 à 1,5 GHz (b) de 2,2 à 2,8 GHz (c) de 3,1 à 3,6 GHz (d) de 4,2 à 4,9 GHz (e) de 5,4 à 6,4 GHz.....	92

Liste des figures

Figure 5.4 Les diagrammes de rayonnement d'antenne reconfigurables dans le plan E et le plan H (a) D1D2D3D4 ON (b) D1D2D3 ON D4 OFF (c) D1D2 ON D3D4 OFF (d) D1D3 ON D2D4 OFF (e) D1D4 ON D2D3 OFF (f) D1 ON D2D3D4 OFF (g) D2D4 ON D1D3 OFF (h) D2 ON D1D3D4 OFF (i) D1	99
Figure 5.5 L'évolution proposée de l'antenne. (a) Géométrie triangulaire de base, (b) Première itération, (c) Deuxième itération	101
Figure 5.6 Les coefficients de réflexion simulés résultent de la géométrie de base de l'antenne, première et seconde itération.....	101
Figure 5.7 La géométrie de l'antenne patch reconfigurable proposée (a) Vue de dessus, (b) Vue de dessous	102
Figure 5.8 Le coefficient de réflexion d'antenne simulé à quatre modes de commutation	103
Figure 5.9 Diagrammes de rayonnement proposés pour l'antenne patch reconfigurable (a) D1 D2 ON (b) D1 ON D2 OFF (c) D1 OFF D2 ON (d) D1 D2 OFF	105
Figure 5.10 Distribution de courant de surface (a) D1 D2 ON (b) D1 ON D2 OFF (c) D1 OFF D2 ON (d) D1 D2 OFF	106
Figure 6.1 Antenne fractale proposée (a) Vue de dessus (b) Vue de dessous (c) Fentes de patch proposées.....	111
Figure 6.2 Développement de l'antenne fractale en forme d'arbre proposée (a) 0ème itération (b) 1ère itération (c) 2ème itération (d) 3ème itération (antenne proposée)	112
Figure 6.3 Coefficients de réflexion à différents stades de développement de l'antenne proposée.....	114
Figure 6.4 Paramètres S11 de l'antenne proposée pour différentes structures de plan de masse	115
Figure 6.5 Influence du rayon du patch "R" sur les courbes S11 en fonction de la fréquence.....	115
Figure 6.6 Influence de la largeur de la fente du plan de masse "par exemple" sur les courbes S11 en fonction de la fréquence	116
Figure 6.7 Répartition des courants de surface de l'antenne proposée à (a) 2,61 GHz (b) 3,88 GHz (c) 6,88 (d) 9,5 GHz.....	117
Figure 6.8 Prototype d'antenne fabriqué (a) vue avant (b) vue arrière (c) configuration de mesure avec VNA (d) configuration de mesure des caractéristiques de rayonnement dans une chambre anéchoïque	119
Figure 6.9 Paramètres S11 simulés et mesurés de l'antenne fractale proposée	119
Figure 6.10 Diagrammes de rayonnement simulés et mesurés de l'antenne fractale proposée dans les plans E et H (a) 2,62 GHz (b) 3,87 GHz (c) 5,08 GHz (d) 6,88 (e) 10,66 GHz.....	121
Figure 6.11 Caractéristiques de rayonnement mesurées et simulées de l'antenne proposée (a) gain de crête (b) efficacité de rayonnement	122
Figure 6.12 Directivité simulée en fonction de la fréquence de l'antenne proposée	123
Figure 6.13 Géométrie de patch suggérée. (a) Vue de dessus. (b) Vue de dessous	126
Figure 6.14 La configuration des étapes de géométrie d'antenne fractale proposée. (a) première itération (b) deuxième itération (c) troisième itération.....	127
Figure 6.15 Étapes de conception de patch suggérées. (a) Initiateur. (b) Première itération. (c) Deuxième itération. (d) Troisième itération	128
Figure 6.16 Résultat des coefficients de réflexion simulés pour l'antenne de l'initiateur à différentes itérations	128
Figure 6.17 VSWR de l'antenne proposée.....	130
Figure 6.18 Impédance d'entrée de l'antenne.....	130
Figure 6.19 Topologie générale du circuit patch équivalent	130
Figure 6.20 Antenne fabriquée (a) vue de dessus (b) vue de dessous	131

Liste des figures

Figure 6.21 Résultats des coefficients de réflexion mesurés et simulés avec CST et HFSS	132
Figure 6.22 Diagrammes de rayonnement dans les plans XZ et YZ. (a) 2,67 GHz. (b) 4,14 GHz. (c) 5,23 GHz	133
Figure 6.23 Répartition des courants de surface (a) 2,67 GHz. (b) 4,14 GHz. (c) 5,23 GHz	134
Figure 6.24 Paramètres de l'antenne fractale proposée	135
Figure 6.25 Croissance de la conception du patch fractal de l'initiateur à l'antenne proposée.....	137
Figure 6.26 Coefficients de réflexion pour les itérations d'antenne	137
Figure 6.27 Influence de la position de la fente du plan de masse sur le S11	138
Figure 6.28 Effet de la longueur du substrat sur le coefficient de réflexion	139
Figure 6.29 Prototype d'antenne fabriqué.....	139
Figure 6.30 Coefficient de réflexion S11 de l'antenne fractale suggérée	140
Figure 6.31 Champs lointains à différentes fréquences.....	141
Figure 6.32 Géométrie suggérée du patch fractal.....	144
Figure 6.33 Étapes de conception du patch fractal suggéré (a) Initiateur (b) Première itération (c) Deuxième itération (d) Troisième itération (e) Quatrième itération.....	144
Figure 6.34 Antenne fabriquée (a) vue de dessus (b) vue de dessous	145
Figure 6.35 S11 simulé et mesuré pour l'antenne proposée	146
Figure 6.36 VSWR simulé	146
Figure 6.37 Diagramme de rayonnement de l'antenne proposée dans les plans E et H (a) 1,84 GHz (b) 2,77 GHz (c) 2,94 GHz (d) 4,33 GHz (e) 5,79 GHz	148
Figure 6.38 Simulations du courant de surface de l'antenne (a) 1.84 GHz (b) 2.77 GHz (c) 2.94 GHz (d) 4.33 GHz (e) 5.79 GHz.....	149

Liste des tableaux

Tableau 1.1 Bandes de fréquences LTE [54]	30
Tableau 1.2 Types IEEE 802.11 et bandes de fréquences.....	31
Tableau 1.3 Différentes normes IEEE WiMAX avec fréquence de résonance et leur bande passante.	32
Tableau 3.1 Dimensions de l'antenne patch proposée avec et sans protection.....	69
Tableau 3.2 Bande passante, coefficient de réflexion et gain pour diverses fréquences de résonance de l'antenne patch proposée sans protection.....	70
Tableau 3.3 Bande passante, coefficient de réflexion et gain pour diverses fréquences de résonance de l'antenne patch proposées avec protection.....	70
Tableau 3.4 Analyse comparative	71
Tableau 4.1 Dimensions de l'antenne microruban proposée sous forme plane	75
Tableau 4.2 Décalage de fréquence et bande passante relative liés aux angles de flexion	81
Tableau 4.3 Paramètres du circuit équivalent d'antenne en fonction de l'angle.....	82
Tableau 4.4 Comparaison entre les résultats obtenus avec les résultats existants dans la littérature	85
Tableau 5.1 Dimension de l'antenne reconfigurable proposée en mm	89
Tableau 5.2 Valeurs des composants du circuit électrique équivalent	90
Tableau 5.3 Résumés des résultats de l'antenne proposée.....	93
Tableau 5.4 Bandes de fonctionnement selon l'état du commutateur PIN	94
Tableau 5.5 Combinaisons de diodes pour couvrir les bandes de fonctionnement	94
Tableau 5.6 Comparaison entre l'antenne proposée et les antennes présentées dans la littérature.....	99
Tableau 5.7 Résumé des résultats de l'antenne proposée	103
Tableau 5.8 Comparaison des performances de l'antenne patch suggérée avec les antennes existantes dans la littérature	107
Tableau 6.1 Dimensions de l'antenne proposée.....	111
Tableau 6.2 Les gammes de fréquences couvertes par l'antenne proposée	113
Tableau 6.3. Comparaison des performances de l'antenne proposée avec d'autres antennes existantes dans la littérature	123
Tableau 6.4 Taille ultime de l'antenne fractale proposée	126
Tableau 6.5 Le processus croissant du nombre de résonances, des gammes de fréquences, de la fréquence de résonance, de la perte de retour et du gain.....	129
Tableau 6.6 Paramètres du circuit patch équivalent.....	131
Tableau 6.7 Bande passante et bandes de fréquence simulées et mesurées couvertes par l'antenne...	132
Tableau 6.8 .Comparaison entre ce travail et les travaux de la littérature.....	134
Tableau 6.9 Performances obtenues lors du processus d'amélioration de l'antenne fractale.....	138
Tableau 6.10 Bande passante et bandes de fréquences mesurées et simulées couvertes par le patch proposé	140
Tableau 6.11 Comparaison des performances de l'antenne proposée à celles d'antennes existantes dans la littérature	142
Tableau 6.12 Taille ultime de l'antenne suggérée	143
Tableau 6.13 Résultat simulé de l'antenne proposée	145
Tableau 6.14 Bande de fréquence couverte par le patch proposé	147
Tableau 6.15 Comparaison de l'antenne proposée avec quelques antennes existantes	149

Liste des symboles

Y	: Admittance parallèle
B_{frac}	: Bande passante fractionnelle
E	: Champ électrique
H	: Champ magnétique
Γ	: Coefficient de réflexion
q	: Coefficient de réduction de la longueur
G_{ij}	: Conductance mutuelle
G_t	: Conductance total
G_{ray}	: Conductance dû au rayonnement
G_c	: Conductance dû à la conduction
G_d	: Conductance dû aux pertes diélectriques
σ	: Conductivité électrique
G	: Conductance
dBi	: Décibel par rapport à l'antenne isotropique
d_s	: Densité de puissance
J	: Densité de courant
$D(\theta, \varphi)$	: Directivité de l'antenne dans la direction (θ, φ)
P_f	: Énergie fournie à l'antenne
Q	: Facteur de qualité
Q_t	: Facteur de qualité total
Q_{ray}	: Facteur de qualité dû au rayonnement
Q_c	: Facteur de qualité dû aux pertes métalliques
Q_d	: Facteur de qualité dû aux pertes diélectriques
Q_s	: Facteur de qualité dû aux pertes de surface
$F(\theta, \varphi)$	: Fonction caractéristique de rayonnement dans la direction (θ, φ)
J_0	: Fonction de Bessel de la première espèce d'ordre zéro
$J_m(x)$	: Fonction de Bessel de la première espèce d'ordre m
f_c	: Fréquence centrale
f_r	: Fréquence de résonance
f_h	: Fréquence maximale

Liste des symboles

f_l	: Fréquence minimale
$G(\theta, \varphi)$	: Gain de l'antenne dans la direction (θ, φ)
Z_0	: Impédance caractéristique de la ligne de transmission
Z_{in}	: Impédance d'entrée de l'antenne
$U(\theta, \varphi)$	: Intensité de rayonnement dans la direction (θ, φ)
U_i	: Intensité de rayonnement d'une source isotrope
L_{eff}	: Longueur effectif
λ	: Longueur d'onde
λ_0	: Longueur d'onde dans l'espace libre
ρ	: Masse volumique
TM_{mn}	: Modes transverses magnétiques
μ_0	: Perméabilité magnétique du vide
P_{inc}	: Puissance de l'onde incidente
P_{ref}	: Puissance de l'onde réfléchie
$P(\theta, \varphi)$	: Puissance transmise de l'antenne dans la direction (θ, φ)
P_{ray}	: Puissance rayonnée
P_{dis}	: Puissance dissipée
ω	: Pulsation angulaire
c	: Vitesse de la lumière

INTRODUCTION GENERALE

Le domaine des télécommunications connaît actuellement une expansion exceptionnelle. Cette expansion ne devrait pas ralentir avant plusieurs années. En effet, l'introduction de nouvelles technologies assure le renouvellement des produits et l'élargissement des services offerts à des clients toujours plus exigeants. L'antenne est un élément à part entière d'un système de communication qui doit être étudié. Les performances radio d'une antenne doivent être optimisées tout en s'adaptant aux usages les plus récents.

Les systèmes de communication deviennent une exigence essentielle dans notre vie. L'échange d'informations et la conversation entre personnes est le point de départ de la communication, de la diffusion de l'information et du débat [1][2]. L'histoire des antennes [3] remonte à James Clerk Maxwell qui unifia les théories de l'électricité et du magnétisme, et représenta avec éloquence leurs relations à travers un ensemble d'équations profondes mieux connues sous le nom d'équations de Maxwell. Son travail a été publié en 1873 [4]. Alors que, la révolution de la communication filaire a commencé en 1876 par Alexander Graham Bell qui a conçu un système de communication filaire par la conceptualisation d'un premier téléphone pratique pour une communication vocale longue distance [5]. Après cela, la recherche dans la conception du système de communication téléphonique a attiré plus d'attention. En 1969, l'invention du système téléphonique sans corde. Ici, l'unité de base au combiné était sans fil et les unités de base du téléphone sont connectées via un support filaire [6]. Ce concept a modifié les supports de communication d'un système filaire complet à un système de connectivité filaire partiel, cette invention est considérée comme la prochaine étape dans le domaine de la révolution de la communication car elle offre aux utilisateurs une mobilité pendant leur communication [7]. Par la suite, le système de communication est devenu plus important pour réaliser de nouvelles offres de jour en jour, l'avancement des normes de communication mobile est appelé génération. Au Japon, en particulier en 1979. La première génération (1G) [8] prenant en charge la communication vocale analogique fonctionnant sur la bande de 150 MHz, la communication mobile commerciale a été étudiée [9].

En 1991. La deuxième génération (2G) [10] a été commercialement établie en Finlande. Cette technologie prenait en charge le service de messages courts (SMS) [11] avec communication vocale numérique et une vitesse de transmission vocale de 64 kbps utilisant la bande 30-200 KHz. La troisième génération (3G) [12] a été lancée en 2000 par l'utilisation de la commutation de circuits et la transmission de données par la technologie de commutation par paquets pour la transmission d'appels vocaux comme les messages vidéo, l'amélioration du signal de télévision et l'itinérance mondiale [13]. Il a un débit de données jusqu'à 200 kbps et une bande passante de 15-20 MHz et résonne sur la bande de fréquence 2100 MHz. En mars 2008, la quatrième génération (4G) [14] a été lancée avec toutes les facilités de la 3G ainsi que

des offres supplémentaires comme la visioconférence, l'ultra haut débit, la télévision mobile HD, l'accès réseau aux appareils mobiles, jeux en ligne et ainsi de suite [15]. Il a un débit de données allant jusqu'à 100 Mbps pour fonctionner dans une large gamme d'applications et 1 Gbps pour les systèmes de communication à faible mobilité.

Le domaine des télécommunications a connu un progrès technologique au cours des dernières années grâce à la forte demande de la population et de l'industrie. Dans ce domaine, les antennes sont parmi les applications qui ont attiré plus d'attentions. Elles sont des éléments indispensables pour assurer une opération d'émission ou de réception des ondes électromagnétiques dans l'atmosphère terrestre ou dans l'espace. Elles sont présentes dans tous les systèmes de communication sans fil. En raison de leurs caractéristiques électriques et mécaniques attractives, les antennes patch et leurs réseaux conviennent à s'intégrer dans une grande variété de structures telles que les avions, les missiles, les satellites, les navires, les véhicules, les stations de base, etc. Plus précisément, ces radiateurs peuvent être intégrés aux structures sur lesquelles ils sont montés et, par conséquent, ne causent pas de traînée supplémentaire et sont moins visibles à l'œil humain ; ils sont légers, faciles à fabriquer et peuvent être intégrés à des circuits micro-ondes et à ondes millimétriques [16][17]. Les concepteurs d'antennes exigent une large gamme de matériaux de substrat disponibles avec des propriétés électriques et mécaniques stables dans les diverses conditions de fonctionnement ambiantes [16]. De plus, des propriétés et des paramètres favorables nécessaires à la conception parfaite des antennes, le coût du matériau devrait également être inférieur [18]. Néanmoins, il existe peu d'algorithmes disponibles dans la littérature pour aider à leur conception. Ces dernières années, de nombreuses variétés d'antennes ont été proposées et étudiées sur différents matériaux de substrat [19].

Les performances de l'antenne dépendent principalement de la constante diélectrique et de la tangente de perte de ce matériau [20]. La constante diélectrique détermine la vitesse à laquelle un signal se déplace le long d'une ligne de transmission et dans les circuits micro-ondes, affecte également la géométrie des éléments gravés sur la carte. La vitesse peut être affinée par les concepteurs avec une sélection appropriée de matériaux avec différentes constantes diélectriques [21]. Un autre facteur important est le facteur de dissipation, qui contribuera à la quantité de puissance des signaux dissipée lorsqu'ils se déplacent le long d'une ligne de transmission [22].

Pour offrir des services de données ininterrompus, différents systèmes sans fil fonctionnent sur des bandes de fréquences attribuées de manière unique avec une quantité de capacité déterminée. Une antenne est essentielle pour une transmission et une réception efficace des signaux sans fil. En raison de la croissance rapide des systèmes modernes de communication sans fil, une antenne miniaturisée multi-bande avec une largeur de bande accrue est nécessaire pour gérer de nombreuses applications à la fois. Classiquement, de nombreuses antennes à bande de fréquence unique doivent être incorporées dans un seul dispositif pour prendre en charge plusieurs normes de communication sans fil, ce qui augmente la taille et le coût du système. Par conséquent, plutôt que d'avoir des antennes distinctes pour chaque bande de travail, il faut une seule antenne capable de fonctionner sur plusieurs bandes de fréquences pour

INTRODUCTION GENERALE

couvrir différents systèmes de communication sans fil. Par conséquent, les antennes intégrées doivent être peu encombrantes, compactes, multi-bandes et/ou large bande, à gain élevé, efficaces et faciles à intégrer pour assurer une amélioration significative des performances des dispositifs de communication sans fil. Les antennes patch imprimées ont donc suscité beaucoup d'intérêt en raison de leurs nombreux avantages, notamment des coûts de traitement peu élevés, un profil bas, des dimensions réduites et une facilité d'intégration dans les petits appareils électroniques. Cependant, l'amélioration de la bande passante, du gain et de l'efficacité tout en conservant une petite taille est l'un des problèmes de la conception des antennes patch. D'autre part, l'antenne patch peut être utilisée pour diriger l'énergie du rayonnement dans une direction donnée, et de la réduire ou l'annuler dans d'autres directions selon les fréquences. De plus, l'antenne peut être utilisée comme dispositif de détection dans des applications biomédicales, plutôt que comme simple outil de transmission. Les progrès concernant la multiplication des bandes de fréquences ont généré un besoin croissant d'antennes multi-bandes. En effet, l'emploi de telles antennes s'est généralisé dans les divers systèmes de télécommunications modernes. Cependant, la diversité des caractéristiques de différentes bandes à couvrir (la forme des diagrammes de rayonnement, le type de polarisation, la largeur de bande nécessaire) ont augmenté la difficulté de la conception de ces antennes.

Les travaux de ce mémoire s'inscrivent dans la continuité des recherches sur les antennes à la fois miniatures et performantes. En conséquence l'objectif principal de ce sujet de thèse, est l'étude et la conception de nouvelles topologies d'antennes patchs multi-bande pour les applications de la télécommunication dans le but de contrôler et d'optimiser les performances de l'antenne. En général, deux considérations principales régissent à la conception des antennes planaires ; techniques de miniaturisation d'antenne et fonctionnement multi-bande. Dans les conceptions d'antenne, le fonctionnement multi-bande peut être obtenu par plusieurs techniques tel que la multiplication des couches de substrat, la méthode reconfigurable et la modification du radiateur principal par la création de plusieurs radiateurs ou allonger la longueur physique du patch principal pour obtenir plusieurs modes de résonance. Cependant, l'utilisation des fentes ou la méthode fractale rendant l'antenne physiquement plus grande que le volume réel.

Après cette introduction résumant la problématique et la contribution de cette thèse, nous présentons la structure du manuscrit en six chapitres. Dans le premier chapitre, nous présentons une revue complète de la littérature et la théorie des antennes. Ce chapitre couvre les principes fondamentaux de la théorie des antennes ainsi que plusieurs paramètres d'antenne tels que la bande passante, le coefficient de réflexion, le VSWR, le diagramme de rayonnement, le rayonnement, l'efficacité, la directivité, le gain, la polarisation, l'impédance d'entrée et le facteur de qualité. Les caractéristiques d'une antenne sont en grande partie déterminées par sa forme, sa taille et le type de matériau qui la compose. Ils sont de divers types et ont des caractéristiques différentes selon les besoins de transmission et de réception du signal. Ce chapitre décrit quelques antennes couramment utilisées. Il couvre également les méthodes numériques pour résoudre les équations différentielles de Maxwell et un ensemble de conditions aux limites, y compris la méthode du domaine temporel des différences finies (FDTD) et la méthode des éléments finis (FEM). A la fin de ce chapitre, les bandes standard d'antennes sont

INTRODUCTION GENERALE

détaillées pour comprendre leur rôle important dans la communication sans fil pour faciliter la transmission d'informations entre les humains et les appareils.

Dans le chapitre 2, nous abordons la notion d'antennes imprimées, ainsi que la théorie de fonctionnement, les avantages et les inconvénients, les techniques d'excitation et les méthodologies analytiques, à la lumière de leur importance dans les systèmes de communication modernes. Afin de bien comprendre le fonctionnement et les limites de la technologie d'antenne imprimée, les techniques utilisées pour générer un fonctionnement multi-bande et les étapes suivies pour la mesure physique d'une antenne prototype sont également détaillées.

Le système de conception d'antenne est l'une des sections cruciales de la communication sans fil. Une antenne bien conçue peut améliorer les performances de l'ensemble du système. Le système de communication sans fil, la gamme croissante des services de télécommunication sans fil et d'autres applications connexes augmentent les besoins d'une nouvelle conception d'antenne à gain élevé et de tailles miniatures solides. Pour résoudre ce problème, il est nécessaire de concevoir des antennes avec un gain élevé et une petite taille d'antenne car les antennes de base ne suivent pas l'évolution vue qu'elles fournissent une bande passante étroite et un gain faible.

Ainsi, pour contrôler et optimiser les performances de l'antenne nous proposons une étude systématique qui transforme une simple antenne rectangulaire en une nouvelle antenne multicouche multi-bande dans la première partie. En termes de coefficient de réflexion, de VSWR et de gain nominal, l'antenne multicouche développée présente de meilleurs résultats. Deux structures d'antenne multicouche sont présentées à la fin de ce chapitre. La première structure composée de trois couches entre le patch et le plan de masse, tandis que dans la seconde structure une autre couche de substrat est ajoutée sur la face supérieure du patch pour le protéger et augmenter ses performances. Le simulateur électromagnétique (EM) pleine onde commercial ANSYS HFSS est utilisé pour simuler les antennes multi-bandes proposées. Les antennes présentées sont adaptées pour établir une communication fiable et fonctionner sur UMTS (Universal Mobile Telecommunications System), ISM (Industrial Scientific Medical), satellite de communication, HiperLAN et bande C avec une bande passante accrue. Ainsi, pour contrôler et optimiser les performances de l'antenne nous proposons une étude systématique qui transforme une simple antenne rectangulaire en une nouvelle antenne multicouche multi-bande dans la première partie. En termes de coefficient de réflexion, de VSWR et de gain nominal, l'antenne multicouche développée présente de meilleurs résultats. Deux structures d'antenne multicouche sont présentées à la fin de ce chapitre. La première structure composée de trois couches entre le patch et le plan de masse, tandis que dans la seconde structure une autre couche de substrat est ajoutée sur la face supérieure du patch pour le protéger et augmenter ses performances. Le simulateur électromagnétique (EM) pleine onde commercial ANSYS HFSS est utilisé pour simuler les antennes multi-bandes proposées. Les antennes présentées sont adaptées pour établir une communication fiable et fonctionner sur UMTS (Universal Mobile Telecommunications System), ISM (Industrial Scientific Medical), satellite de communication, HiperLAN et bande C avec une bande passante accrue. Ainsi, pour contrôler

et optimiser les performances de l'antenne nous proposons une étude systématique qui transforme une simple antenne rectangulaire en une nouvelle antenne multicouche multi-bande dans la première partie. En termes de coefficient de réflexion, de VSWR et de gain nominal, l'antenne multicouche développée présente de meilleurs résultats. Deux structures d'antenne multicouche sont présentées à la fin de ce chapitre. La première structure composée de trois couches entre le patch et le plan de masse, tandis que dans la seconde structure une autre couche de substrat est ajoutée sur la face supérieure du patch pour le protéger et augmenter ses performances. Le simulateur électromagnétique (EM) pleine onde commercial ANSYS HFSS est utilisé pour simuler les antennes multi-bandes proposées. Les antennes présentées sont adaptées pour établir une communication fiable et fonctionner sur UMTS (Universal Mobile Telecommunications System), ISM (Industrial Scientific Medical), satellite de communication, HiperLAN et bande C avec une bande passante accrue. Ainsi, pour contrôler et optimiser les performances de l'antenne nous proposons une étude systématique qui transforme une simple antenne rectangulaire en une nouvelle antenne multicouche multi-bande dans la première partie. En termes de coefficient de réflexion, de VSWR et de gain nominal, l'antenne multicouche développée présente de meilleurs résultats. Deux structures d'antenne multicouche sont présentées à la fin de ce chapitre. La première structure composée de trois couches entre le patch et le plan de masse, tandis que dans la seconde structure une autre couche de substrat est ajoutée sur la face supérieure du patch pour le protéger et augmenter ses performances. Le simulateur électromagnétique (EM) pleine onde commercial ANSYS HFSS est utilisé pour simuler les antennes multi-bandes proposées. Les antennes présentées sont adaptées pour établir une communication fiable et fonctionner sur UMTS (Universal Mobile Telecommunications System), ISM (Industrial Scientific Medical), satellite de communication, HiperLAN et bande C avec une bande passante accrue. Ainsi, pour contrôler et optimiser les performances de l'antenne nous proposons une étude systématique qui transforme une simple antenne rectangulaire en une nouvelle antenne multicouche multi-bande dans la première partie. En termes de coefficient de réflexion, de VSWR et de gain nominal, l'antenne multicouche développée présente de meilleurs résultats. Deux structures d'antenne multicouche sont présentées à la fin de ce chapitre. La première structure composée de trois couches entre le patch et le plan de masse, tandis que dans la seconde structure une autre couche de substrat est ajoutée sur la face supérieure du patch pour le protéger et augmenter ses performances. Le

INTRODUCTION GENERALE

simulateur électromagnétique (EM) pleine onde commercial ANSYS HFSS est utilisé pour simuler les antennes multi-bandes proposées. Les antennes présentées sont adaptées pour établir une communication fiable et fonctionner sur UMTS (Universal Mobile Telecommunications System), ISM (Industrial Scientific Medical), satellite de communication, HiperLAN et bande C avec une bande passante accrue.

Voyant que les antennes textiles reçoivent une attention croissante et en particulier les antennes multi-bandes. De plus, tout en tenant compte des limites d'embarquement des antennes (les antennes peuvent être portées et repliées) dans des espaces plus confinés tout en conservant leur fonctionnement normal, elles doivent être soigneusement conçues pour fonctionner correctement. Cependant, peu de recherches ont été effectuées sur la façon dont la flexion d'une antenne multi-bande affecte ses caractéristiques électriques. Dans ce but, nous fournissons dans le chapitre 4 une étude détaillée de l'impact de la flexion des antennes multi-bandes sur leur fonctionnement normal par comparaison des résultats théoriques et simulés, la flexion se faisant sur des surfaces cylindriques. Ce chapitre présente une base de données permettant de comprendre les effets de la courbure des antennes multi-bandes sur leurs caractéristiques électriques entre 2GHz et 4.5GHz, et facilite la mise en place des antennes. Pour cette étude, une antenne rectangulaire à trois bandes opérationnelles a été utilisée. Le patch à trois bandes de fonctionnement est simulé par le simulateur électromagnétique (EM) pleine onde ANSYS HFSS commercial.

Les systèmes de communication à venir nécessiteront des systèmes d'antennes intellectuelles pour maintenir leur fonction, tout comme les systèmes de communication cognitive ont besoin d'antennes avec des compétences multi-bandes et reconfigurables. Pour cela, le chapitre 5 présente deux antennes reconfigurables. La première partie du chapitre présente une nouvelle antenne reconfigurable en fréquence imprimée sur un substrat FR4_epoxy. Les résonateurs sont positionnés à une hauteur optimale au-dessus du plan de masse et de la ligne d'alimentation, pour atténuer les ondes réfléchies et les lobes arrière dans le but d'entraîner une augmentation du gain d'antenne. De plus, l'antenne patch proposée peut être mise en œuvre avec le circuit associé et être à l'écart de ses effets en même temps. Quatre commutateurs à diode PIN sont placés entre la ligne d'alimentation et les vias, afin de modifier dynamiquement la fonction d'antenne, ainsi, chaque bande de fréquence a ses propres lignes d'alimentation. La conception proposée convient aux applications sans fil telles que UMTS, T-DMB, LTE, WiMAX, WLAN et WiBro avec de bonnes caractéristiques de gain et de rayonnement sont offertes dans leurs bandes opérationnelles. Dans la deuxième partie, une antenne triangulaire reconfigurable en fréquence est présentée, avec des fentes de forme triangulaire, nous utilisons comme support le substrat FR4_epoxy. L'antenne triangulaire proposée a la capacité de fonctionner dans plusieurs normes de communication sans fil telles que UMTS, PCS, bande S, WiMAX, bande C et WLAN avec d'excellentes caractéristiques de rayonnement ; une large bande et un gain élevé dans la bande de fonctionnement. De plus, seulement deux diodes qui sont utilisés pour produire plusieurs fréquences de résonance.

Dans le chapitre 6, l'approche qui a été employée est l'utilisation de géométries fractales pour concevoir des antennes monopôles imprimées multi-bandes compactes. La géométrie

fractale est une famille de géométries qui ont les caractéristiques d'autosimilaire ou d'auto-affinité inhérentes, qui ont été utilisées pour décrire et modéliser des formes complexes trouvées dans la nature telles que les chaînes de montagnes, les vagues et les arbres. Récemment, les techniques fractales ont été introduites dans le domaine de la recherche sur la théorie électromagnétique, appelée électrodynamique fractale ; il a également été mis en œuvre dans la conception d'antennes, appelée « ingénierie d'antenne fractale », et suscite de nombreux intérêts de recherche.

L'utilisation de géométries fractales dans la conception d'antennes présente plusieurs avantages. Tout d'abord, elle peut réduire la taille de l'antenne, ce qui en fait un bon candidat pour la conception d'antennes miniatures. Fondamentalement, les géométries fractales sont des structures auto-remplissantes qui peuvent être mises à l'échelle sans augmenter la taille globale. Cette caractéristique permet aux concepteurs d'antennes d'explorer davantage de nouvelles géométries adaptées à la conception de petites antennes. Bien que les antennes fractales présentent de nombreux avantages intéressants dans la conception d'antennes, il existe peu d'études sur la conception d'antennes fractales multi-bandes, en particulier sur ses applications aux antennes unipolaires imprimées. C'est donc un domaine qui mérite d'être approfondi.

Dans ce chapitre, le premier travail présente la conception et l'analyse d'une antenne monopôle fractale multi-bande compacte pour des applications de communication sans fil. La structure de l'antenne suggérée a été conçue et analysée avec le logiciel HFSS. L'antenne conçue nécessite un petit espace de $40 \times 25,05 \times 1,6$ mm³. Les bandes de résonance multiples avec de larges bandes passantes de fonctionnement sont obtenues grâce à l'incorporation de fentes fractales en forme d'arbre dans le patch et d'une fente rectangulaire étroite dans le plan de masse partiel. Les résultats mesurés du prototype fabriqué sont en bon accord avec les résultats simulés. L'antenne proposée fonctionne sur quatre bandes distinctes avec des largeurs de bande mesurées de 0.60 GHz (2.2-2.8 GHz), 1.07 GHz (3.3-4.37 GHz), 2.55 GHz (4.75-7.3 GHz) et 2 200 MHz (9.7-11.9 GHz). De plus, un gain maximal d'environ 10.23 dB et une efficacité de rayonnement maximale de 96,65 % sont signalés. L'antenne conçue est de taille compacte, légère et offre des caractéristiques multi-large bande avec de bons paramètres de rayonnement qui la rendent compétitive dans diverses applications de communication sans fil telles que Wi-Fi, WLAN, Bluetooth, LTE, bande C, S et X, etc. La deuxième antenne proposée est une antenne fractale circulaire de dimensions réduites et de structure simple est conçue et fabriquée sur un substrat FR4. Afin de couvrir les bandes de fonctionnement Bluetooth, WiMAX, WLAN, LTE et C-band. Les résultats obtenus par la mesure donnent des bandes passantes de 0,31 GHz (2,46-2,77) GHz, 0,67 GHz (3,99-4,66) GHz et 0,19 GHz (5,24-5,43) GHz. En augmentant en itération, le nombre de fréquences de résonance augmente. Cependant, le patch proposé présente de bonnes caractéristiques de rayonnement et un gain élevé dans les bandes de travail couvertes. Une antenne fractale de forme étoile est le troisième travail proposé dans ce chapitre. Elle fonctionne à six fréquences et peut être utilisée pour diverses applications sans fil telles que GSM, DCS, LTE, m-WiMAX, WLAN et bande C. Une étude des différentes itérations a été développée pour augmenter le nombre de fréquences de résonance, la bande passante, l'adaptation de l'antenne et le gain. L'antenne fractale proposée a été conçue pour avoir une meilleure correspondance autour des fréquences de 1,77 GHz, 2,99 GHz, 3,49 GHz, 3,90 GHz,

INTRODUCTION GENERALE

4,35 GHz et 5,69 GHz avec un gain élevé pouvant atteindre 4,85 dB. Bien que les performances simulées montrent une grande amélioration des résultats, les résultats de l'antenne fabriquée montrent une petite dégradation qui peut être attribuée aux circonstances de fabrication et de mesure. Le dernier travail suggéré par le chapitre 6 est une antenne multi-bande fractale de forme triangulaire. L'antenne est conçue et simulée en utilisant le logiciel HFSS. Après la fabrication du prototype, les mesures sont faites sur la bande 1GHz à 6GHz. Le type de substrat est FR4 avec une constante diélectrique de 4,4. L'antenne fonctionne efficacement dans les applications telles que GSM (1.805-1.88 GHz), WIMAX (5.727-5.85GHz) et WLAN (4.82-5.95 GHz) avec un gain pouvant atteindre 6.01dB.

.

1 Chapitre I ÉTAT DE L'ART

1.1 INTRODUCTION

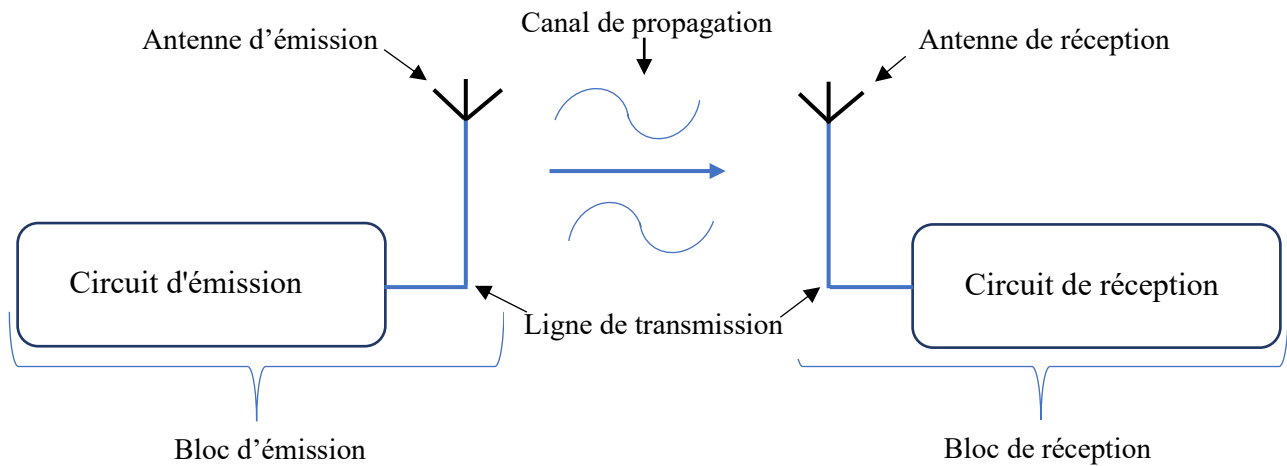
En une décennie, les radiocommunications ont entraîné des changements fondamentaux dans la société au niveau mondial. Les antennes constituent l'interface entre les moyens de traitement de l'information et les ondes véhiculant cette information, elles peuvent être utilisées pour transmettre et recevoir des informations. Elles sont des dispositifs réciproque, elles peuvent transférer les informations du circuit vers l'espace libre (mode transmission) et elles peuvent recevoir les informations et les transférer de l'espace libre vers un circuit (mode réception). Dans une direction prévue, l'antenne peut être facilement transmettre de l'énergie électromagnétique d'une façon efficace. Les antennes servent d'intermédiaire entre les sources d'énergie électromagnétique et l'espace. Les antennes sont utilisées dans le but d'améliorer cette communication.

Parmi les paramètres fondamentaux des antennes, on peut citer le diagramme de rayonnement qui présente la façon dont l'antenne collecte ou rayonne l'énergie électromagnétique dans l'espace (diagramme de rayonnement), le rapport de l'intensité du rayonnement dans une direction donnée de l'antenne à l'intensité du rayonnement moyenné dans toutes les directions (Directivité). L'efficacité de rayonnement qui est le rapport de l'intensité dans une direction donnée à l'intensité de rayonnement qui serait obtenue si la puissance acceptée par l'antenne était rayonnée isotropiquement. L'impédance d'entrée de l'antenne pour un transfert de puissance maximal (adaptation). La bande passante, appelée aussi largeur de bande d'une antenne sur laquelle les propriétés ci-dessus sont presque constantes. Plusieurs articles et livres ont entamaient la théorie de l'antenne et tous ses paramètres (dimensions physiques, technique d'alimentation, matériau du substrat, ...) et caractéristiques (diagramme de rayonnement, gain, directivité, polarisation, bande passante, coefficient de réflexion, ...) en détail. [23-24].

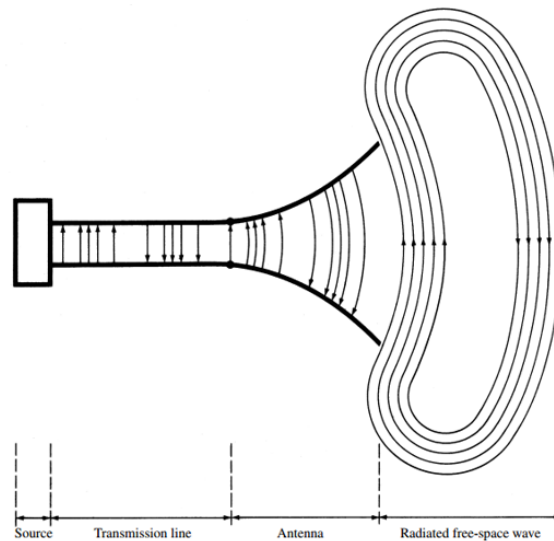
1.2 DEFINITION D'UNE ANTENNE

Dans les systèmes de communication modernes, pour assurer une meilleure transmission de donnée et d'information avec faible coût, les chercheurs et les ingénieurs télécom ont évité les câbles d'interconnexion coûteux et ils les ont remplacés par le support sans fil. De plus, les systèmes de communication sans fil permettent également aux utilisateurs de se déplacer librement plutôt que de travailler dans une position fixe. Pour avoir une connectivité sans fil, l'antenne est la partie la plus importante du système car elle est nécessaire à la fois du côté émission et du côté réception. Les termes de la norme IEEE définissent l'antenne comme « un moyen de rayonner ou de recevoir des ondes radio » [25]. Comme le montre la Figure 1.1(a), un système de communication sans fil comprend un bloc d'émission et de réception séparés par un canal de propagation sur lequel le signal électromagnétique circule.

Ainsi, l'antenne collecte le signal de données électriques de l'émetteur et le convertit sous forme électromagnétique pour rayonner dans l'espace libre (côté émetteur). Du côté du récepteur, les ondes électromagnétiques sont détectées depuis l'espace par l'antenne et converties sous la forme électrique pour être traitées et utilisées. Le protocole de conversion du signal par une antenne est représenté sur la Figure 1.2(b).



(a)



(b)

Figure 1.1 (a) Système de communication sans fil. (b) L'antenne comme dispositif de transition

1.3 LES CARACTERISTIQUES DES ANTENNES

Chaque antenne est caractérisée par plusieurs paramètres importants qui fournissent des informations sur son fonctionnement et ses performances de rayonnement. Les principaux paramètres fondamentaux de l'antenne seront présentés dans cette section.

1.3.1 Diagramme de rayonnement

Le diagramme de rayonnement montre comment l'énergie rayonnée ou reçue par l'antenne est répartie dans l'espace. Ou d'une autre manière, le diagramme de rayonnement est une fonction mathématique ou une représentation graphique des qualités de rayonnement des antennes en fonction des coordonnées spatiales.

La propriété de rayonnement la plus préoccupante est la distribution spatiale en deux ou trois dimensions de l'énergie rayonnée en fonction de la position de l'observateur le long d'un chemin ou d'une surface de rayon constant. Le diagramme sera pris dans deux plans, le plan E et le plan H. Le plan E est le plan contenant le vecteur de champ électrique et la direction de rayonnement maximale, tandis que le plan H est le plan contenant le vecteur de champ magnétique et la direction de rayonnement la plus élevée [23].

Trois modèles sont utilisés pour décrire le comportement d'un rayonnement d'antenne :

- **Une antenne isotrope** est définie comme "une antenne hypothétique sans perte ayant un rayonnement égal dans toutes les directions ; on dit qu'elle n'est pas directive". Bien qu'il soit idéal et non physiquement réalisable, il est souvent pris comme référence pour exprimer les propriétés directives des antennes réelles.
- **Une antenne directionnelle** est une antenne ayant la propriété de rayonner ou de recevoir des ondes électromagnétiques plus efficacement dans certaines directions que dans d'autres.
- **Une antenne omnidirectionnelle** est une antenne qui a dans un plan donné un diagramme de rayonnement non directionnel.

Un diagramme de rayonnement tridimensionnel directionnelle avec un certain nombre de lobes de rayonnement est illustré à la figure 1.2.

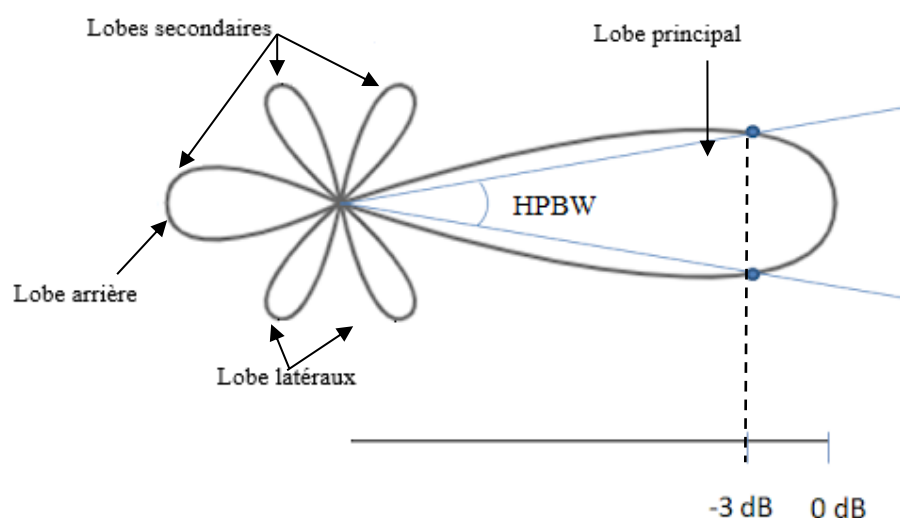


Figure 1.2 Diagramme de rayonnement d'antenne directionnelle

Diverses parties d'un diagramme de rayonnement sont appelées lobes, qui peuvent être classés en lobes majeurs ou principaux et lobes secondaires ou mineurs (latéraux et arrières) définies comme suit :

- **Un lobe majeur** (également appelé faisceau principal) est défini comme le lobe de rayonnement contenant la direction du rayonnement maximal. Dans certaines antennes, telles que les antennes à faisceau divisé, il peut exister plus qu'un seul lobe majeur.
- **Lobes mineurs** sont n'importe quels lobes sauf un lobe majeur. Le rayonnement dans des directions indésirables est représenté par ces lobes. Ces lobes décrivent le rayonnement dans des directions indésirables. Le rapport de la densité de puissance du lobe en cause à celle du lobe principal est utilisé pour décrire le niveau des lobes secondaires. Ce rapport est appelé le niveau des lobes latéraux (exprimé en décibels).
- **Un lobe arrière** est un lobe de rayonnement dont l'axe 180° par rapport au faisceau d'une antenne (c'est à dire l'hémisphère dans une direction opposée à celle du lobe principal).
- **Lobes latéraux** sont des lobes secondaires adjacents au lobe principal.

La largeur du faisceau, peut varier en fonction de plusieurs facteurs, notamment le type d'antenne, la conception et la fréquence. L'analyse de cette largeur aide les experts techniques à déterminer comment un signal RF affectera un appareil. L'une des largeurs de faisceau les plus utilisées est la largeur de faisceau à mi-puissance (à-3db) (Half Power BeamWidth), qui est l'angle entre deux directions où la densité de puissance est la moitié de la valeur maximale démontré à la Figure 1.2, elle nous donne une idée assez précise sur la finesse du lobe et la qualité du rayonnement. Une autre mesure importante est la largeur du premier faisceau nul (FNBW), qui mesure la séparation angulaire par rapport au faisceau principal. Il représente l'angle entre deux tangentes de part et d'autre du diagramme d'onde par rapport au point d'origine du rayonnement.

1.3.2 Impédance d'entrée

L'impédance d'entrée d'une antenne est définie comme le rapport de la tension aux bornes au courant d'entrée. « L'impédance présentée par une antenne à ses bornes », selon les termes de référence de la norme IEEE pour les antennes. Il a un rôle fascinant dans la conception des antennes. Selon le théorème de transfert de puissance maximale, "l'impédance de sortie du circuit d'alimentation doit être égale au conjugué complexe de l'impédance d'entrée du circuit de chargement afin d'avoir un transfert de puissance maximal d'un circuit à un autre" [32]. L'impédance d'entrée d'une antenne Z_{ant} est décomposée en une partie réelle R_{ant} et une partie imaginaire X_{ant} et représentée comme suit :

$$Z_{ant} = R_{ant} + jX_{ant} \quad 1.11$$

Z_{ant} : Impédance caractéristique de la ligne d'alimentation.

La partie réelle de l'impédance R_{ant} est composée d'une partie due aux pertes des matérielles ohmiques et diélectriques, ainsi que la résistance de rayonnement de l'antenne, et elle s'écrit comme suit :

$$R_{ant} = R_{pertes} + R_{ray} \quad 1.12$$

1.3.3 Bande passante

La bande passante, appelée aussi largeur de bande, d'une antenne définit le domaine de fréquences dans lequel la performance de l'antenne, par rapport à une caractéristique

(impédance d'entrée, modèle, polarisation, gain, direction du faisceau...), est conforme à une norme spécifiée. Il existe deux termes de bande passante d'antenne, la largeur de bande absolue (ABW) et la largeur de bande fractionnaire (FBW) (aussi appelé La largeur de bande relative) pour les antennes à bande étroite et à large bande respectivement. La bande passante absolue est la différence entre les fréquences supérieures et inférieures dans une bande continue de fréquences. La bande passante fractionnaire d'une antenne est une mesure de la largeur de bande de l'antenne. Si l'antenne fonctionne à la fréquence centrale f_c entre la fréquence inférieure f_1 et la fréquence supérieure f_2 (où $f_c = f_2 + f_1 / 2$), alors la largeur de la bande absolue ABW et la bande passante fractionnaire FBW sont données par les équations 1.1 et 1.2:

$$ABW = f_2 - f_1 \quad 1.1$$

$$FBW = \frac{f_2 - f_1}{f_c} \quad 1.2$$

La bande passante fractionnaire varie entre 0 et 2 et est souvent exprimée en pourcentage (entre 0 % et 200 %). Plus le pourcentage est élevé, plus la bande passante est large. Les antennes à large bande ont généralement une bande passante fractionnaire de 20 % ou plus. Les antennes avec un FBW supérieur à 50 % sont appelées antennes ultra large bande.

1.3.4 Coefficient de réflexion (S11) et taux d'ondes stationnaires (TOS)

Pour assurer la transmission de puissance maximale dans un processus de conception d'antenne, il est à noter que le paramètre le plus intéressant est l'adaptation d'impédance. Le coefficient de réflexion $|S_{11}|$ en dB et le TOS (en anglais Voltage Standing Wave Ratio (VSWR)) sont les paramètres qui lui sont associés. Le paramètre de coefficient de réflexion indique la quantité de puissance renvoyée vers la source qui est réfléchi par le radiateur d'antenne. Il s'agit d'une mesure de la désadaptation ou de la non-concordance d'impédance entre l'entrée du radiateur et la sortie de la source. Le coefficient de réflexion de puissance est :

$$|\Gamma| = \frac{Z_A - Z_C}{Z_A + Z_C} \quad 1.3$$

Où Z_A est l'impédance d'entrée de l'antenne et Z_C est l'impédance de sortie de la source. Le paramètre $|S_{11}|$ est plus communément exprimé comme l'inverse du coefficient de réflexion de puissance sous la forme :

$$|S_{11}| = -20 \log |\Gamma| \quad 1.4$$

Une autre méthode de représentation de la désadaptation d'impédance est la caractéristique TOS donnée par l'équation 1.5.

$$TOS = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad 1.5$$

La bande d'impédance opérationnelle sur laquelle se trouve le spectre est inférieure à 2 dB pour le TOS et inférieure à -10 dB pour le coefficient de réflexion S_{11} .

1.3.5 Directivité et gain

La propriété de directivité d'une antenne décrit la direction du rayonnement maximal. "Le rapport de l'intensité du rayonnement dans une direction donnée de l'antenne à l'intensité du rayonnement moyennée dans toutes les directions", selon les termes de référence de la norme IEEE pour les antennes [26]. Plus simplement, en forme mathématique la directivité d'une source non isotrope est égale au rapport de son intensité de rayonnement dans une direction donnée sur celle d'une source isotrope. La directivité indique dans quelles directions la densité de puissance est meilleure ou moins bonne que celle de l'antenne isotrope. Pour toute antenne rayonnante pratique, la directivité est donnée par :

$$D = \frac{U}{U_0} = \frac{4\pi U}{P_{rad}} \quad 1.6$$

Où U est l'intensité de rayonnement du radiateur pratique dans une direction donnée, et U_0 est l'intensité de rayonnement d'une antenne isotrope avec la même puissance d'entrée et la même direction.

Le gain est défini comme "le rapport de l'intensité, dans une direction donnée (Θ, Φ), à l'intensité de rayonnement qui serait obtenue si la puissance acceptée par l'antenne était rayonnée isotropiquement (égale à la puissance acceptée par l'antenne divisée par 4π). Cela peut être exprimé comme :

$$\text{Gain} = \frac{\text{l'intensité du rayonnement}}{\text{puissance total d'entrée(acceptée)}} = \text{Gain} = 4\pi \frac{U(\theta, \phi)}{P_{in}} \quad 1.7$$

Le gain de l'antenne est similaire à sa caractéristique de directivité. Il prend cependant en compte l'efficacité du rayonnement. Mathématiquement :

$$\text{Gain} = \text{Directivité} \times \text{Efficacité du rayonnement} \quad 1.8$$

Lors du calcul du gain par rapport à une source isotrope, le résultat est exprimé en dBi, tandis que lorsque la référence est un dipôle, le résultat est exprimé en dBd. L'équation (1.9) montre la relation entre ces deux unités de mesure.

$$G_{dBd} = G_{dBi} - 2.15dB \quad 1.9$$

1.3.6 Polarisation

La polarisation d'une onde est une donnée fondamentale pour l'étude des antennes. En effet selon la constitution de l'antenne, elle ne recevra qu'une certaine forme de polarisation. Donc si la polarisation de l'antenne de réception n'est pas accordée sur la polarisation de l'antenne d'émission, la puissance reçue ne sera pas maximale. La polarisation du champ électromagnétique rayonné par une antenne est indiquée par la direction de la valeur du champ

électrique lointain $\vec{E}$ en fonction du temps. On site trois modes de polarisation la polarisation rectiligne ou linéaire, la polarisation elliptique et la polarisation circulaire.

Pour étudier une polarisation en fixe un plan par exemple, on prend le plan xoy comme plan d'onde, et on prend l'axe z direction de propagation de l'onde. La polarisation rectiligne est la plus simple à étudier. C'est celle d'un champ électromagnétique dont l'orientation reste la même au cours de la propagation Figure 1.3 (a). Le champ électrique est parallèle au vecteur unitaire $\vec{u}_x$ et le champ magnétique est parallèle au vecteur unitaire $\vec{u}_y$. Le vecteur de propagation est alors parallèle au vecteur unitaire $\vec{u}_z$. La polarisation elliptique est un peu plus complexe que la polarisation linéaire. Dans ce cas, le champ électrique change d'orientation le long du faisceau et décrit une spirale Figure 1.3 (b). Il en va de même pour le champ magnétique, qui est toujours orthogonal au champ électrique. On obtient une polarisation circulaire lorsque les deux composantes E_x et E_y sont égales en amplitude et déphasées d'un quart de période. De manière générale la polarisation circulaire et rectiligne étant un cas particulier de polarisation elliptique [23] [27-31].

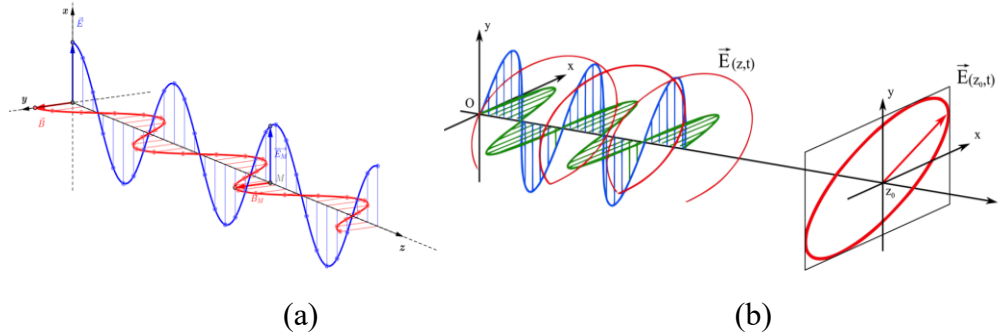


Figure 1.3 Exemples de polarisation

1.3.7 Efficacité de rayonnement

L'efficacité de rayonnement est une mesure de la capacité d'une antenne à transformer un signal électrique en un signal électromagnétique rayonné. Il est défini comme "le rapport de la puissance totale rayonnée par une antenne à la puissance nette prise par l'antenne de l'émetteur connecté", suivant les termes de référence de la norme IEEE pour les antennes [41]. Il est généralement exprimé en pourcentage à l'aide de l'équation (1.10) :

$$\text{Efficacité de rayonnement} = \frac{\frac{1}{2}|I|^2 R_r}{\frac{1}{2}|I|^2 R_r + |I|^2 R_L} = \frac{R_r}{R_r + R_L} \quad 1.10$$

Comme illustré dans le schéma de circuit suivant, la résistance de perte, l'inductance de résistance de rayonnement et la capacité de toute antenne alimentée par une source d'entrée sont représentées par RL , R_r , L et C , respectivement.

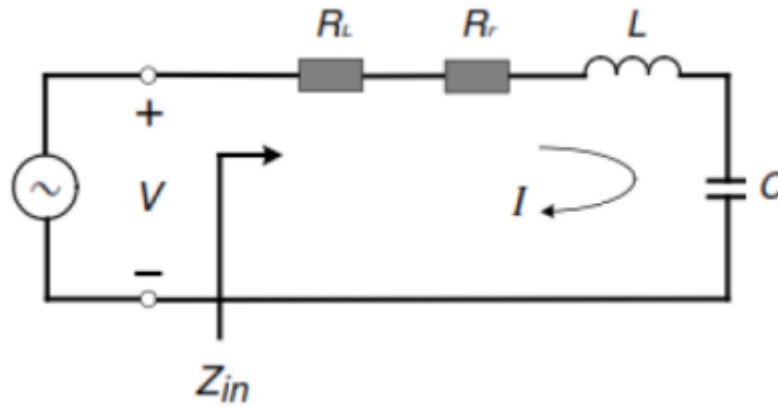


Figure 1.4 Circuit équivalent de l'antenne

1.3.8 Facteur de qualité

Le facteur de qualité, la bande passante et l'efficacité sont toutes des valeurs d'antenne interconnectées, et il n'y a aucun moyen d'améliorer chacune d'elles seule. En conséquence, il y a toujours un compromis entre eux lorsqu'il s'agit d'obtenir les meilleures performances d'antenne. Cependant, il est courant de vouloir améliorer l'un tout en diminuant les performances de l'autre.

Le facteur de qualité est un facteur de mérite représentatif des pertes d'antenne. Il existe généralement des pertes de rayonnement, de conduction (ohmique), diélectriques et d'ondes de surface. En conséquence, toutes ces pertes ont un impact sur le facteur de qualité totale Q_t , qui est exprimé par [33].

$$\frac{1}{Q_t} = \frac{1}{Q_{rad}} + \frac{1}{Q_c} + \frac{1}{Q_d} + \frac{1}{Q_{sw}} \quad 1.13$$

Où

Q_t : facteur de qualité totale

Q_{rad} : facteur de qualité dû aux pertes de rayonnement (ondes spatiales)

Q_c : facteur de qualité dû aux pertes de conduction (ohmiques)

Q_d : facteur de qualité dû aux pertes diélectriques

Q_{sw} : facteur de qualité dû aux ondes de surface

Les pertes par ondes de surface sont très faibles pour les substrats très minces et peuvent être négligées. Ils doivent cependant être envisagés pour des substrats plus épais [34]. Ces pertes peuvent également être éliminées en utilisant des cavités [35] et [36].

Il existe des formules approximatives pour exprimer les facteurs de qualité des différentes pertes pour des substrats très minces ($h \ll \lambda_0$) de formes arbitraires (notamment rectangulaires et circulaires) [33] et [37]. Ceux-ci peuvent être énoncés comme suit :

$$Q_c = h\sqrt{\pi f \mu \sigma} \quad 1.14$$

$$Q_d = \frac{1}{\tan \delta} \quad 1.15$$

$$Q_{rad} = \frac{2\omega \varepsilon_r}{h G_t / l} K \quad 1.16$$

Où $\tan \delta$ est la tangente de perte du matériau du substrat, σ est la conductivité des conducteurs connectés au patch et au plan de masse, $\frac{G_t}{l}$ est la conductance totale de l'ouverture rayonnante par unité de longueur, et K présenté par :

$$K = \frac{\iint_{area} |E|^2 dA}{\oint_{perimetre} |E|^2 dl} \quad 1.17$$

1.3.9 Puissance moyenne rayonnée

La puissance rayonnée dans l'espace libre est calculée par l'intégration du vecteur de Poynting sur toute l'ouverture rayonnante selon l'équation 1.18 [30].

$$P_{ray} = \frac{1}{2} \text{Re} \left[\iint_s (\vec{E} \times \vec{H}) \cdot d\vec{s} \right] \quad 1.18$$

1.3.1. Puissance dissipée

La somme des pertes dans le conducteur et des pertes dans le diélectrique dans une antenne est la puissance dissipée [30].

$$P_{dis} = P_d + P_c \quad 1.19$$

L'équation suivante peut être utilisée pour calculer les pertes de conducteur (aussi appelées pertes métalliques) :

$$P_c = 2 \frac{R_s}{2} \iint_s (\vec{J} \cdot \vec{J}^*) \cdot d\vec{s} \quad 1.20$$

Où

R_s : la partie réelle de l'impédance de l'antenne,

s : la surface de l'antenne

$\vec{J}$: la densité de courant calculée à partir de la composante tangentielle du champ magnétique.

Les pertes diélectriques sont calculées à partir de l'intégration du champ électrique à l'intérieur de la cavité de l'antenne suivant le volume V .

$$P_d = \frac{\omega \varepsilon''}{2} \iiint_V |E|^2 dv \quad 1.21$$

Où

ω : est la pulsation angulaire

ε'' : la partie imaginaire de la permittivité complexe.

1.4 TYPES D'ANTENNES

Dans le monde des communications sans fil modernes, l'antenne est une partie importante de tout système de communication sans fil. Ils sont de divers types et ont des caractéristiques différentes selon les besoins de transmission et de réception du signal. Les caractéristiques d'une antenne sont en grande partie déterminées par sa forme, sa taille et le type de matériau qui la compose. Dans cette section, nous décrivons quelques antennes couramment utilisées.

1.4.1 Antenne dipôle demi-onde

Comme son nom l'indique, la longueur de cette antenne est égale à la moitié de sa longueur d'onde. Les dipôles peuvent être plus courts que la moitié de la longueur d'onde ou plus, mais il y a un compromis en termes de performances, c'est pourquoi le dipôle demi-longueur d'onde est généralement utilisé.

L'antenne dipôle est alimentée par une ligne de transmission à deux fils avec une distribution de courant sinusoïdale et une amplitude égale mais de direction opposée dans les conducteurs. En raison des effets d'annulation, aucun rayonnement n'est produit par la ligne de transmission. Les courants dans les bras du dipôle sont dans la même direction, comme le montre la figure 1.5, et ils produisent un rayonnement horizontal. En conséquence, le dipôle rayonne horizontalement lorsqu'il est orienté verticalement. Le gain habituel du dipôle est de 2 dB et sa bande passante est d'environ 10%. La largeur de faisceau à mi-puissance dans le plan E est d'environ 78 degrés, avec une directivité de 1,64 (2,15 dB) et une résistance aux rayonnements de 73Ω [38].

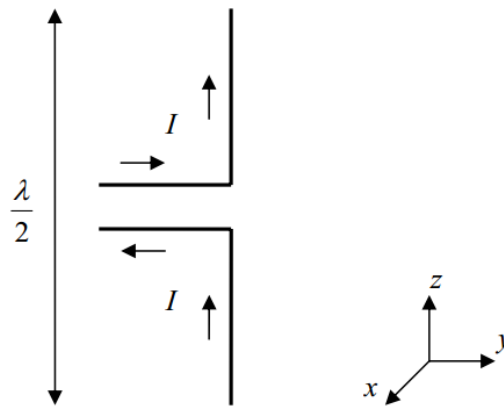


Figure 1.5 Antenne dipôle demi-onde

1.4.2 Antenne monopole

La théorie de l'image est appliquée au dipôle pour produire l'antenne monopôle illustrée à la figure 1.6. D'après cette théorie, si un plan conducteur est placé en dessous d'un seul élément de longueur $L/2$ transportant un courant, alors la combinaison de l'élément et de son image agit de manière identique à un dipôle de longueur L sauf que le rayonnement ne se produit que dans l'espace comme discuté par Saunders [39].

Par rapport à un dipôle, la directivité de cette antenne est doublée et la résistance au rayonnement est divisée par deux. Un monopôle quart d'onde peut ainsi ressembler à un dipôle demi-onde ($L/2 = L/4$). Dans les antennes mobiles, où le plan conducteur peut être la carrosserie de l'automobile ou le boîtier du combiné, le monopôle est très utile. Le monopôle quart de longueur d'onde a généralement un gain de 2 à 6 dB et une bande passante d'environ 10 %. Il a une résistance aux radiations de 36.5Ω et une directivité de 3,28 (5,16 dB) [38].

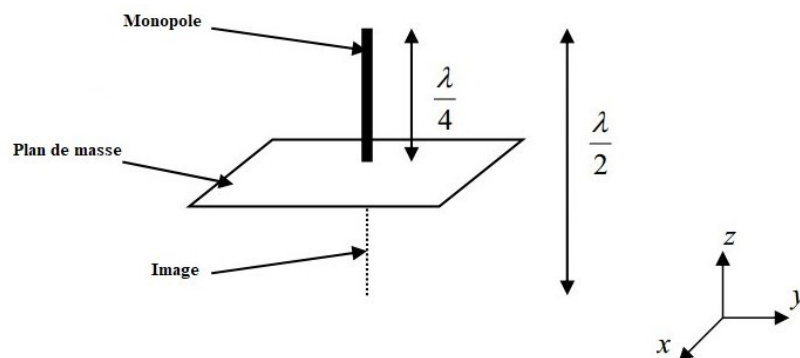


Figure 1.6 Antenne dipôle demi-onde

1.4.3 Antenne en boucle

Comme le montre la figure 1.7, l'antenne en boucle est un conducteur courbé en forme de courbe fermée, telle qu'un cercle ou un carré, avec un espace dans le conducteur formant les bornes. Les antennes en boucle électriquement petites et les antennes en boucle électriquement

grandes sont les deux types d'antennes en boucle. L'antenne en boucle est dite électriquement petite si la circonférence totale de la boucle est très petite par rapport à la longueur d'onde ($L \ll \lambda$). La circonférence d'une antenne cadre électriquement grande est généralement proche d'une longueur d'onde.

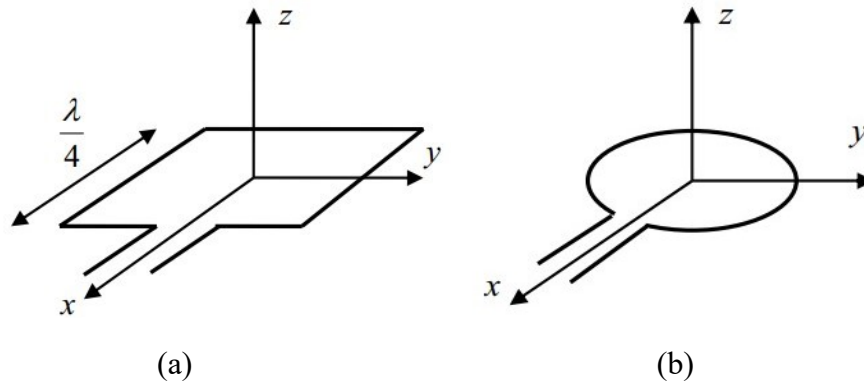


Figure 1.7 Antenne (a) grande antenne à boucle carrée (b) Petite antenne à boucle circulaire

1.4.4 Antennes hélicoïdales

Une antenne hélicoïdale, également appelée hélice, est un conducteur enroulé en une forme hélicoïdale et connecté à un plan de masse. L'antenne hélicoïdale est illustrée à la figure 1.8. L'antenne peut fonctionner dans un certain nombre de modes, cependant les deux modes principaux sont le mode normal et le mode axial. L'antenne fonctionne en mode normal lorsque le diamètre de l'hélice est très petit par rapport à la longueur d'onde. Lorsque le diamètre de l'hélice est très petit par rapport à la longueur d'onde, alors l'antenne fonctionne en mode normal. Cependant, lorsque la circonférence de l'hélice est de l'ordre d'une longueur d'onde, alors l'antenne hélicoïdale est dite fonctionnant en mode axial [39].

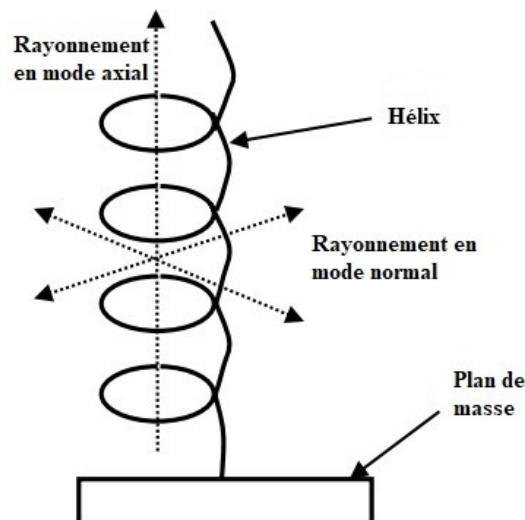


Figure 1.8 Antenne hélicoïdales

Le mode de fonctionnement axial offre un meilleur gain (jusqu'à 15 dB) [38] et un rapport de bande passante élevé par rapport au mode de fonctionnement normal. Pour ce mode de

fonctionnement, le faisceau se rétrécit au fur et à mesure que le nombre de tours sur l'hélice augmente. En raison de sa nature de fonctionnement à large bande, l'antenne en mode axial est principalement utilisée pour les communications par satellite.

1.4.5 Antennes cornets

Les antennes cornets sont couramment utilisées dans la région des micro-ondes (gamme du gigahertz), où les guides d'ondes sont le mécanisme d'alimentation traditionnel, car les antennes cornets se composent essentiellement d'un guide d'ondes dont les parois d'extrémité sont évasées vers l'extérieur pour former une structure de type mégaphone.

Les antennes cornet ont un gain élevé, un faible ROS, une large bande passante, un faible poids et sont simples à construire [38]. L'ouverture de la corne peut être de forme rectangulaire, ronde ou elliptique. Les cornes rectangulaires, en revanche, sont largement utilisées. La Figure 1.9 illustre les trois formes les plus courantes d'antennes cornet à géométrie rectangulaire. Comme illustré sur le schéma, ces cornes sont alimentées par un guide d'onde rectangulaire à grande paroi horizontale. Le plan E est vertical et le plan H est horizontal pour l'excitation en mode guide d'ondes dominant. Si la grande dimension de la paroi du cornet est évasée avec la paroi étroite du guide d'ondes laissée telle quelle, on parle alors d'antenne à corne sectorielle dans le plan H, comme illustré sur la figure. Si l'évasement ne se produit que dans la dimension du plan E, on parle d'antenne cornet sectorielle du plan E. Lorsque l'évasement se produit dans les deux dimensions, une antenne cornet pyramidale est formée. Le cornet fonctionne essentiellement comme une transition du mode guide d'ondes au mode espace libre, réduisant les ondes réfléchies et accentuant les ondes progressives, résultant en un faible ROS et une large bande passante [38]. Les grandes antennes de radioastronomie, de localisation par satellite et de communication utilisent toutes la corne comme élément d'alimentation.

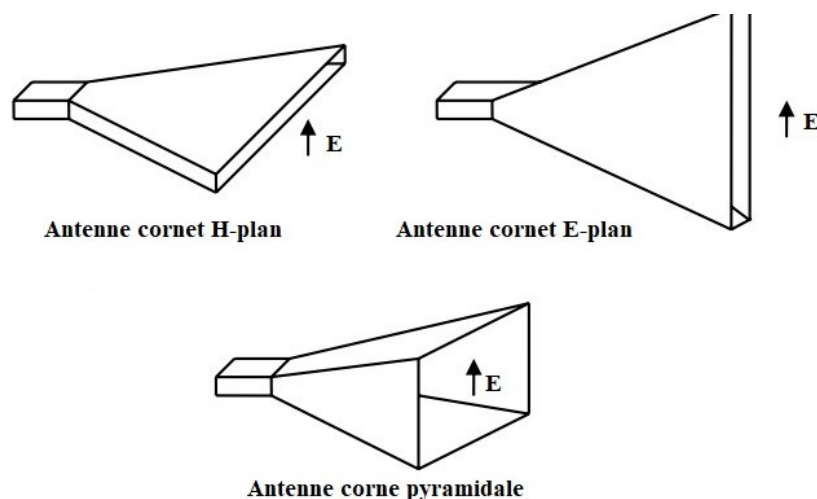


Figure 1.9 Types d'antenne cornet

1.5 TYPES D'ANTENNES SELON LA LONGUEUR D'ONDE

Les antennes sont disponibles dans une variété de formes et de tailles. Nous donnons dans cette section, une classification des antennes en fonction de leur bande de fréquence de fonctionnement [40].

1.5.1 Antennes kilométriques et hectométriques

Du fait de sa grande stabilité de diffusion dans les cavités terre-ionosphère et de sa capacité à s'infiltrer dans la mer, cette forme d'ondes kilométriques et hectométriques est spécifiquement liée aux transmissions sous les océans.

Le fait que ces ondes se propagent à une si basse altitude les distingue. Ils peuvent franchir des obstacles naturels et artificiels grâce à leurs grandes longueurs d'onde. La qualité du signal reçu est assez constante. Lorsque la fréquence augmente, ce niveau a tendance à baisser rapidement.

La puissance des émetteurs kilométriques est énorme, de l'ordre de dizaines de mégawatts, avec une portée allant jusqu'à 1000 kilomètres. Tandis que pour la puissance des petites ondes hectométriques compris entre 600 kHz et 1500 kHz peuvent atteindre jusqu'à quelques centaines de kilowatts.

1.5.2 Antennes décamétriques

Les ondes décamétriques, qui vont de 1 à 30 MHz et bien connues dans les ondes courtes, permet d'établir des liaisons internationales avec seulement quelques centaines de watts de puissance. En raison de la réflexion des ondes sur les couches de l'ionosphère, elles peuvent parcourir des milliers de kilomètres en un seul bond. Cependant, ces performances dépendent étroitement avec le temps de propagation tels que le cycle solaire, de la saison ou de l'heure de propagation. Pour cette raison les antennes décamétriques cèdent progressivement la place aux satellites.

1.5.3 Antennes métriques

Les ondes métriques, connues également par les ondes ultra-courtes, sont dédiées aux bandes de radiodiffusion FM, les transmissions VHF et les transmissions UHF. Elles correspondent à des fréquences comprises entre 30 MHz et 300 MHz. Elles se propagent linéairement et elles ont la capacité de contourner les obstacles de dimensions réduites de quelques mètres. La puissance consommée par ce type d'antenne est de l'ordre de quelques dizaines de watts pour assurer une liaison de quelques dizaines de kilomètres.

1.5.4 Antennes décimétriques et micro-ondes

Plus la fréquence est élevée, plus ces ondes sont similaires aux ondes lumineuses. Elles fournissent des liens de vue directe, bien que la présence de petits obstacles puisse dégrader la qualité du lien.

Elles se reflètent facilement sur des obstacles de quelques mètres de surface. Les radars peuvent détecter rapidement leurs cibles à cause de ce phénomène, mais les interférences des ondes réfléchies causent des problèmes de communication et nécessitent un traitement du signal de haute technologie. La puissance consommée est d'environ quelques watts.

1.6 TYPES D'ANTENNES SELON LA CONFIGURABILITE

Une antenne reconfigurable est une antenne qui peut changer sa fréquence et ses qualités de rayonnement de manière dynamique, contrôlable et réversible. Les antennes reconfigurables ont un mécanisme interne (tel que des commutateurs RF, des varactors, des actionneurs mécaniques ou des matériaux accordables) qui permet la redistribution intentionnelle des courants RF à travers la surface de l'antenne et produit des changements réversibles dans ses propriétés afin de fournir une réponse dynamique. Le mécanisme de reconfiguration des antennes reconfigurables diffère des antennes intelligentes en ce qu'il est situé à l'intérieur de l'antenne plutôt que dans un réseau externe de formation de faisceau. La capacité des antennes reconfigurables à reconfigurer leurs performances dans un contexte en développement ou à satisfaire des besoins opérationnels changeants est utilisée pour maximiser les performances des antennes dans un scénario évolutif.

Les antennes reconfigurables peuvent être classées en fonction des paramètres d'antenne qui est ajustée dynamiquement, généralement la fréquence de fonctionnement, le diagramme de rayonnement ou la polarisation [41–48] et [225-226].

1.6.1 Antennes reconfigurables en fréquence

Les antennes qui peuvent changer dynamiquement leurs fréquences de fonctionnement sont appelées antennes reconfigurables en fréquence. Ils sont particulièrement utiles lorsque plusieurs systèmes de communication convergent, car les multiples antennes requises peuvent être remplacées par une seule antenne reconfigurable. La reconfiguration en fréquence est généralement réalisée par des modifications physiques ou électriques des dimensions de l'antenne à l'aide de commutateurs RF, de changement d'impédance ou de matériaux accordables.

1.6.2 Antennes reconfigurables en diagramme de rayonnement

La reconfigurabilité du diagramme de rayonnement est basée sur le changement intentionnel de la distribution sphérique du diagramme de rayonnement. L'application la plus répandue est la direction du faisceau, qui consiste à orienter la direction de rayonnement maximale pour améliorer le gain d'antenne dans une liaison avec des appareils mobiles. Cette forme d'antenne reconfigurable est souvent constituée de structures mobiles ou rotatives, ainsi que d'éléments parasites commutables et chargés réactivement. En raison de leur petite taille, de leur grand rayon de guidage du faisceau et de leurs applications sans fil, les antennes reconfigurables à base de métamatériaux ont gagné en popularité au cours de la dernière décennie.

1.6.3 Antennes reconfigurables en polarisation

Les antennes avec reconfigurabilité de polarisation peuvent basculer entre plusieurs modes de polarisation. La capacité de basculer entre les polarisations horizontale, verticale, elliptique et circulaire peut aider à réduire les pertes dans les appareils portables causées par la non-concordance de polarisation. La reconfiguration de la polarisation peut être obtenue en ajustant l'équilibre entre les différents modes d'une structure multimode [49].

1.7 TECHNIQUE NUMERIQUE

1.7.1 Méthode du domaine temporel aux différences finies (FDTD)

La méthode la plus largement utilisée pour résoudre les équations de Maxwell est la méthode FDTD (Finite-Difference Time-Domain) pour l'électromagnétisme [50], la théorie fondamentale de la méthode FDTD commençant par le problème de ligne de transmission unidimensionnel et progressant vers la solution des équations de Maxwell en trois dimensions. Les sources physiques, les architectures de sous-cellules, les couches absorbantes idéalement adaptées, les composants de circuit localisé et les conditions aux limites absorbantes sont tous couverts en détail. En 1966, Yee a proposé d'utiliser l'approche FDTD pour résoudre les équations de courbure de Maxwell. L'approche de Yee a été utilisée pour surmonter plusieurs problèmes de diffusion dans les circuits micro-ondes, Les diélectriques...etc. L'approche FDTD a suscité peu d'intérêt au début, probablement en raison d'un manque de puissance de calcul. Cependant, la méthodologie FDTD est devenue une méthode de premier plan pour résoudre les problèmes électromagnétiques avec le développement d'ordinateurs puissants et peu coûteux et des améliorations de la méthode elle-même [51].

$$\nabla \times \vec{H} = \sigma \vec{E} + \varepsilon \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} \quad 1.22$$

$$\nabla \times \vec{E} = \sigma_m \vec{H} - \mu \frac{\partial \vec{H}}{\partial t} \quad 1.23$$

Où

H le champ magnétique

E le champ électrique

σ la conductivité

ε la permittivité

μ la perméabilité

σ_m la conductivité magnétique

L'espacement de grille d dans une simulation aux différences finies doit être inférieur à la longueur d'onde, généralement inférieur à $1/10$, pour produire des résultats corrects. Le critère de stabilité pour les tailles de pas spatial et temporel est le suivant :

$$v_{\max} \Delta t \leq \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{1}{\Delta x}\right)^2 + \left(\frac{1}{\Delta y}\right)^2 + \left(\frac{1}{\Delta z}\right)^2}} \quad 1.24$$

Où

$v_{\max}$ vitesse maximale de l'onde électromagnétique

Après la dérivation des équations de mise à jour FDTD, un algorithme de marche dans le temps peut être construit, comme indiqué dans CST Microwave studio et dans le progiciel hautes performances HFSS d'Ansys pour la conception, l'optimisation et l'évaluation des composants électromagnétiques (EM) et systèmes. CST est basé sur l'intégration finie dans la technique (FIT), qui est populaire parmi les concepteurs d'antennes car elle est simple à simuler. Les résultats des simulateurs CST et HFSS, cependant, diffèrent en raison des différentes approches de calcul utilisées [52]. La technique des éléments finis (FEM) qui utilise le HFSS pour la simulation sera discutée dans la section suivante.

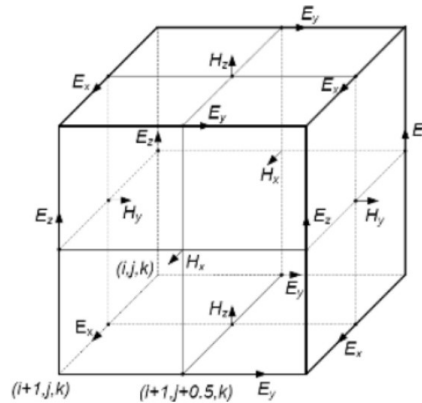


Figure 1.10 Cellule Yee démontrant la disposition des composants de champ dans une grille cubique

1.7.2 Méthode des éléments finis (FEM)

La définition des conditions aux limites et la résolution de l'équation différentielle FEM est une méthode numérique qui est utilisée. Le concept de base de la méthode est de représenter le domaine avec des éléments finis (sous-domaines plus petits). La distribution de la quantité inconnue primaire à l'intérieur d'un élément est interpolée en fonction des valeurs aux nœuds, à condition que des éléments nodaux soient utilisés, ou des valeurs aux bords, dans le cas où des éléments vectoriels sont utilisés [51].

De nos jours, il est possible d'obtenir une approche hybride des éléments finis aux limites (Finite Element Boundary Integral approach (FEBI)) en combinant la technique de l'équation intégrale avec la méthode des éléments finis (FEM). La méthode des éléments finis (FEM) est

une approche à usage général pour résoudre les champs électriques volumétriques en électromagnétisme qui peut être utilisée pour évaluer correctement les antennes, les composants micro-ondes et les difficultés d'intégrité du signal. Pour les difficultés d'antenne ou de diffusion, la zone d'air entourant le modèle doit être intégrée et terminée par une condition aux limites absorbante (Absorbing Boundary Condition (ABC)). L'approche générale dans le FEM n'est pas comme l'équation intégrale (Integral Equation (IE)), qui résout directement les courants sur les surfaces des objets, ne nécessite pas le volume d'air environnant. Les utilisateurs HFSS peuvent simuler avec précision et efficacité des problèmes ouverts très complexes et énormes en combinant les deux techniques dans une approche FEBI. Cette nouvelle approche sera incluse dans la version HFSS Suite Électromagnétique ANSYS 17.2 64.

La technique FEM est utilisée par HFSS pour déterminer le champ électrique (E). Le champ E est approché dans chaque élément comme une fonction locale, et la discrétisation de l'espace de solution en éléments finis tétraédriques géométriquement conformes. Ces fonctions approximatives considérées sont remplacées par les équations de Maxwell dans la forme différentielle. En représentant les champs de cette manière, la transformation en une équation matricielle pour les équations de Maxwell est effectuée. Dans l'équation matricielle résultante, chaque élément est directement connecté à ses éléments voisins et résolu à l'aide d'un solveur de matrice creuse efficace.

Le champ électrique est calculé et considéré comme la zone de solution, qui doit inclure la partie du modèle qui contient les champs électriques. Par conséquent, lors de la conception des antennes, il faut tenir compte de l'espace entourant l'appareil. Comme les champs ne peuvent pas être simulés à l'infini, la zone de solution doit se terminer par une condition de limites absorbante autour du dispositif rayonnant qui pourrait absorber l'énergie rayonnée.

Avec le bon ABC, l'appareil simulé se comporte des choix actuellement disponibles dans HFSS s'il fonctionnait dans un espace ouvert. Incluez un ABC de premier ordre qui peut être utilisé pour rendre la frontière conforme à l'appareil. Cet ABC doit être convexe et espacé d'au moins un quart de longueur d'onde.

Une caractéristique clé du FEM est sa robustesse lors de la simulation de modèles géométriquement complexes avec des structures diélectriques complexes. Une autre caractéristique de FEM est la possibilité d'utiliser une grande variété d'alimentations de ligne de transmission comme excitations, ce qui est accompli par un solveur 2D calculant les modes nécessaires pour une section de ligne de transmission spécifique, puis appliquant ces champs au modèle 3D à l'aide du transfini technique des éléments.

Les principales étapes de l'application du FEM à la solution des problèmes de valeur aux limites 2-D (Boundary-Value Problems (BVPs)) sont les mêmes que pour les problèmes 1-D. Les principales phases suivantes doivent être incluses dans une application correcte du FEM pour la solution des BVP 2-D :

- a) Discrétisation du domaine 2-D.
- b) Dérivation de la formulation faible de l'équation différentielle gouvernante.
- c) Choix judicieux des fonctions d'interpolation.

- d) Dérivation des matrices et vecteurs d'éléments.
- e) Assemblage du système matriciel global.
- f) Imposition de conditions aux limites.
- g) Solution du système matriciel global.
- h) Post-traitement des résultats.

Le domaine d'un BVP 2-D a souvent une forme irrégulière. La première étape de l'utilisation du FEM consiste à représenter avec précision le domaine physique du problème à l'aide d'un ensemble de formes fondamentales appelées éléments finis. L'utilisation d'un rectangle, par exemple, comme élément fini de base pour discrétiser un domaine irrégulier est certainement le choix le plus simple mais pas le plus adapté car un assemblage de rectangles ne peut représenter fidèlement la forme géométrique arbitraire du domaine. L'erreur de discrétisation est significative dans un tel cas, comme l'illustre la figure 1.11 (b). Le quadrilatère est un autre élément de base fréquemment utilisé dans l'analyse par éléments finis 2D. Les figures 1.12 (a) et 1.12 (b) représentent un maillage grossier du domaine irrégulier utilisant des éléments quadrilatéraux et l'élément triangulaire. L'élément quadrilatère, comme l'élément triangulaire, produit une erreur de discrétisation plus faible que l'élément rectangulaire. Il convient de noter que les éléments triangulaires présentent certains avantages par rapport aux composants quadrilatéraux, et ces avantages deviennent beaucoup plus essentiels lors de l'utilisation d'éléments vectoriels pour résoudre des problèmes électromagnétiques.

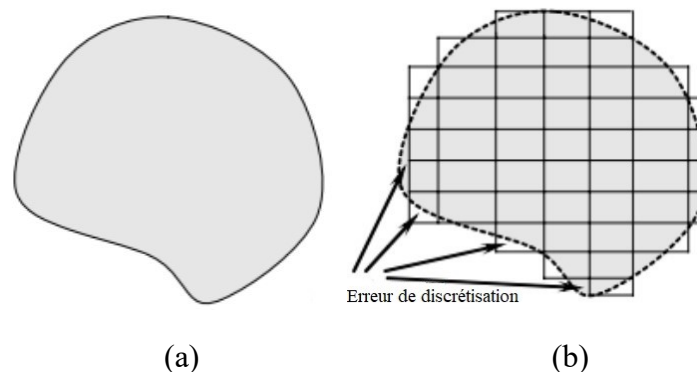


Figure 1.11 (a) Domaine 2-D irrégulier. (b) Maillage d'éléments finis utilisant des éléments rectangulaires

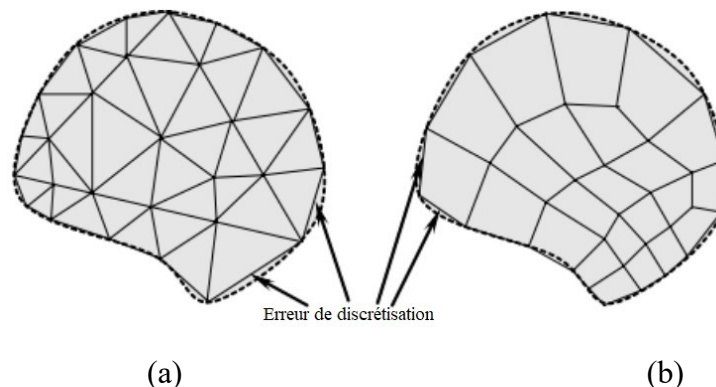


Figure 1.12 (a) Maillage d'éléments finis utilisant des éléments triangulaires. (b) Maillage d'éléments finis utilisant des éléments quadrilatéraux

Notre discussion sera limitée aux seuls éléments nodaux, car le but de cette thèse est d'aider le lecteur à saisir les principes fondamentaux du FEM plutôt que d'appliquer la méthode à des sujets avancés en électromagnétisme. Pour les éléments vectoriels et leur utilisation dans les problèmes électromagnétiques. Certaines directives doivent être respectées à tout moment lors de la création de maillages :

- Pour un maillage triangulaire, la forme des triangles doit être proche de l'équilatéral.
- Pour un maillage quadrilatère, la forme des quadrilatères doit être proche du carré.
- Les nœuds doivent apparaître aux points source.
- Le maillage d'éléments finis doit représenter avec précision le domaine géométrique du problème.
- Dans les régions où la solution devrait avoir de grandes variations, les éléments doivent être suffisamment petits.
- Évitez les éléments avec des rapports d'aspect très grands, c'est-à-dire le rapport du plus grand côté au plus petit côté.
- Numéroté les nœuds par ordre croissant à partir de 1. La numérotation des nœuds affecte directement la bande passante de la matrice globale.
- Il ne doit y avoir aucun chevauchement d'éléments.
- Les éléments voisins doivent partager une arête commune.
- Un nœud intérieur (nœud non frontière) doit appartenir à au moins trois éléments.

1.7.3 High Frequency Structure Simulator (HFSS)

L'abréviation HFSS signifie High Frequency Structure Simulator. Il s'agit d'un simulateur de champ électromagnétique pleine onde avec des performances exceptionnelles pour la modélisation de dispositifs passifs volumétriques 3D. Il combine la simulation, la visualisation, la modélisation solide et l'automatisation dans un environnement convivial où les problèmes électromagnétiques (EM) 3D peuvent être résolus rapidement et correctement. HFSS est l'un des nombreux outils commerciaux utilisés pour la conception d'antennes et la conception d'éléments de circuits électroniques RF complexes, notamment les filtres, les lignes de transmission, les antennes et les réseaux d'antennes. Il est capable de calculer des paramètres tels que les paramètres S, la fréquence de résonance et les champs. HFSS divise les structures de géométries complexes en des formes géométriques plus simples, pratiquement le tétraèdre est l'élément de maillage de base du système de simulation interactive.

Le professeur Zoltan Cendes et son étudiant de l'Université Carnegie Mellon ont eu l'idée de développer HFSS à l'origine. Le professeur Cendes et son frère Nicholas Cendes ont créé Ansoft en 1989, et HFSS a été proposé indépendamment dans le cadre d'un accord de marketing avec Hewlett-Packard et intégré aux produits Ansoft en 1989.

1.8 BANDE STANDARD D'ANTENNES

Les premiers réseaux sans fil ont été créés à l'ère préindustrielle. Les données ont été transportées sur des distances en visibilité directe à l'aide de ces technologies. Ils utilisent des

signaux de fumée, des miroirs clignotants, des signaux de torche, des fusées éclairantes ou des drapeaux sémaphores pour envoyer des informations. Un ensemble élégant de combinaisons de signaux a été conçu pour communiquer des messages complexes avec ces signaux de base. Des stations d'observation ont été construites au sommet des collines et le long des routes pour transmettre ces messages sur de grandes distances. La technologie radio s'améliore continuellement, permettant des émissions sur de plus longues distances. L'objectif du développement de la technologie radio est de communiquer sur de grandes distances avec une qualité de signal audio et vidéo supérieure, une consommation d'énergie moindre, des appareils plus petits et des coûts réduits. La mise en réseau sans fil et les communications radio publiques et privées sont désormais possibles. Le premier jour de l'interaction, les appareils radio ont transmis des signaux analogiques. La majorité des systèmes radio transmettent actuellement des transmissions numériques. Il est composé de bits binaires collectés directement à partir d'un signal de données ou numérisés à partir d'une source analogique.

Le but de la communication sans fil est de faciliter la transmission d'informations entre les humains et les appareils. Cette image permettra aux multimédias du monde entier d'interagir avec un petit appareil portable ou un ordinateur portable. Les réseaux sans fil permettront aux appareils tels que les ordinateurs portables, les ordinateurs de poche et les ordinateurs de bureau de communiquer entre eux. Ce type de réseau peut être installé n'importe où, y compris un bureau, un bâtiment ou une université, ainsi que n'importe quel coin d'un café. Il est important de connecter ces appareils à Internet afin de connecter des ordinateurs de bureau, des téléphones et des appareils de sécurité/surveillance. Ces gadgets électroniques intelligents aideront à la surveillance des patients, aux interventions d'urgence et à la surveillance continue de la sécurité à domicile [53]. Nous pourrions également activer ou désactiver le système depuis l'extérieur de la maison lorsqu'il n'est pas utilisé. La téléconférence vidéo aura lieu à l'intérieur du bâtiment ou entre des bâtiments distants de blocs ou de continents. En connectant la visioconférence depuis n'importe où sur la planète, une conception de réseau sans fil permettra aux écoles, cliniques et centres d'enseignement distants de collaborer. Le spectre des capteurs sans fil conçus pour des usages commerciaux et militaires est énorme. Les capteurs sans fil commerciaux se configurent automatiquement dans un réseau. Les lectures des capteurs sont ensuite traitées et enregistrées, et les données sont ensuite envoyées à un centre de contrôle centralisé. L'identification et la surveillance des cibles ennemies sont des exemples d'utilisations militaires. Il aide également à détecter les menaces biologiques et chimiques. Ces capteurs peuvent également être utilisés pour assister des véhicules robotiques sans pilote dans la lutte contre le terrorisme. Enfin, les réseaux sans fil permettent des systèmes de contrôle distribués en connectant des appareils, des actionneurs et des capteurs distants via des canaux de communication sans fil. Les nombreuses utilisations décrites ci-dessus sont toutes des modules de vision sans fil.

Alors, que sont exactement les communications sans fil ? Il existe plusieurs approches pour décomposer ce sujet complexe en différents systèmes, applications et zones de couverture distincts. L'accès à Internet, la navigation et le transfert de fichiers font partie des services sans fil disponibles, ainsi que la vidéoconférence et la parole, les installations de données pour les abonnés, les loisirs, la détection et le contrôle distribué. Systèmes de téléphonie cellulaire,

réseaux locaux sans fil (WLAN), interopérabilité mondiale d'accès aux micro-ondes (WiMAX), quatrième génération (4 G), téléphones sans fil, réseaux satellites, radios à faible consommation et à faible coût : Bluetooth et ZigBee. Les régions de couverture mondiale, régionale, urbaine, universitaire et dans les bâtiments sont incluses. Par conséquent, le but est de diviser les divers systèmes sans fil en fonction des diverses exigences d'application.

1.8.1 LTE (Long Term Evolution)

L'évolution à long terme (LTE) a été conçu pour la première fois en 2004 par le japonais NTT DoCoMo et officiellement lancé en 2005. Le LTE est une norme d'interaction Internet sans fil pour les téléphones mobiles et les terminaux d'information basée sur les technologies GSM/EDGE et UMTS/HSPA. LTE est une marque déposée de l'Institut européen des normes de télécommunications (ETSI) pour la technologie de transmission de données sans fil et le développement des normes GSM/UMTS [54]. 3,95 G est une abréviation typique pour LTE. L'objectif de la technologie LTE est d'améliorer la capacité et la vitesse en combinant une interface radio unique avec des modifications du réseau central à l'aide de nouveaux algorithmes et modulations de traitement numérique du signal (DSP). La norme est développée par le 3GPP (3rd Generation Partnership Project). Les opérateurs en réseau GSM/UMTS et CDMA2000 peuvent passer au LTE. Un téléphone multi-bande est nécessaire pour gérer la fréquence et les bandes LTE dans plusieurs pays.

Tableau 1.1 Bandes de fréquences LTE [54]

Bandes	Méthode de duplexage	Fréquence (GHz)	Nom de bande	Liaison montante (GHz)	Liaison descendante (GHz)
1	FDD	2.6	IMT-E	2.50-2.57	2.62-2.69
2	FDD	2.3	WCS	2.305-2.315	2.35-2.36
3	TDD	2.6	IMT-E	2.57-2.62	
4	TDD	2.3	S-bande	2.3-2.4	
5	TDD	2.5	BRS	2.496-2.69	
6	TDD	2.4	S-bande	2.483-2.495	
7	SDL	2.6	IMT-E	N/A	2.57-2.62
8	SDL	2.2	U-NII-1	N/A	5.15-5.25

1.8.2 WLAN (Wireless Local Area Network)

Un réseau local sans fil (WLAN) est un réseau informatique sans fil qui connecte deux ou plusieurs appareils de communication mobiles pour former un réseau local (LAN) dans une zone confinée telle qu'une résidence, un collège, un laboratoire informatique, une université, un immeuble de bureaux ou autre emplacement. Le professeur Norman Abramson de l'Université d'Hawaï a créé le premier réseau de communication sans fil, le réseau ALOHA. Le système a été mis en service en 1971 et comprend sept ordinateurs répartis sur quatre îles qui se connectent les uns aux autres sans utiliser de lignes téléphoniques sur l'île d'Oahu [55]. Au départ, des solutions spécifiques à l'industrie et des protocoles brevetés étaient utilisés, mais à la fin des

années 1990, des normes, principalement des versions différentes de l'IEEE 802.11, étaient utilisées dans les produits portant la marque Wi-Fi.

Les appareils tels que les téléphones intelligents et les appareils électroniques contiennent des accès Bluetooth au même canal. Dans un réseau de communication sans fil, la radiofréquence joue une fonction vitale. Différents types d'opérations sont effectuées sur le spectre des radiofréquences nécessitant la licence. Le gouvernement ou une agence de réglementation nationale délivre la licence [56]. Pour la communication Wi-Fi, les normes IEEE 802.11 ont divisé le spectre radio en plages distinctes avec de nombreux canaux. 900 MHz, 2,4 GHz, 3,6 GHz, 4,9 GHz, 5 GHz et 60 GHz sont quelques-unes des catégories de fréquences pour la communication Wi-Fi [57] et [58]. Différents pays ont leurs propres réglementations qui permettent à différents canaux et utilisateurs d'avoir des niveaux de puissance maximum dans ces plages de fréquences.

Tableau 1.2 Types IEEE 802.11 et bandes de fréquences

Variante IEEE 802.11	Bande de fréquence utilisé
802.11a	5 GHz
802.11b	2.4 GHz
802.11g	2.4 GHz
802.11n	2.4 GHz et 5 GHz
802.11h/j	5 GHz
802.11y	3.65 GHz
802.11j (WLAN)	4.9-5 GHz
802.11p	5.9 GHz
802.11ac	5 GHz
802.11ad/ay	60 GHz
802.11af	Espace blanc TV (inférieur à 1 GHz)
802.11ah	700 MHz, 860 MHz, 902 MHz etc. Bandes ISM En fonction du pays et de l'attribution
802.11ax	2.4 GHz et 5 GHz

1.8.3 Wi-MAX (Worldwide Interoperability for Microwave Access)

Divers opérateurs de téléphonie mobile et fournisseurs de services ont commencé à développer la technologie à large bande sans fil au milieu des années 1990. Cette méthode a été proposée pour maintenir à la fois la vitesse et la sécurité du réseau, bien que le coût du réseau soit faible [59]. La norme 802.16 a été créée par l'IEEE (Institute of Electrical and Electronics Engineers) en 1999. Elle a été publiée en 2001 après la croissance de cette technique, mais il a une petite variété et une ligne de transmission restreinte (LOS). La première norme IEEE 802.16 a été consacrée aux applications en visibilité directe (LOS) qui utilisent des bandes haute fréquence de 10 à 66 GHz. Les efforts récents, en revanche, se sont concentrés sur l'identification des ajustements aux premières normes afin de prendre en charge les systèmes sans visibilité directe (NLOS) fonctionnant à des fréquences allant de 2 à 11 GHz.

Actuellement, 802.16 est divisé en deux normes. La première est la norme 802.16-2004, c'est-à-dire la norme 802.16d, qui prend en charge l'accès sans fil haut débit fixe et la norme 802.16-2005, c'est-à-dire la norme 802.16e, qui prend en charge l'accès sans fil haut débit mobile. Cependant, il y avait un problème avec la norme 802.16d dans l'interface air de l'utilisateur, du terminal et de la station de base. Pour résoudre ce problème, la norme 802.16e a été créée, qui prend en charge la mobilité. Il prend en charge les connexions haut débit fixes et mobiles. Cette architecture permet également de modifier la vitesse du véhicule au niveau du terminal client tout en préservant l'accès sans fil 802.16d.

La norme IEEE 802.16e a été créée en 2005 et ses produits sont utilisés dans le monde entier, connus sous le nom de Wi-MAX mobile [60]. Le bénéficiaire du 802.16e-2005 est le 802.16 m, également connu sous le nom de Mobile WiMAX Release 2 ou Wireless MAN-Advanced [61]. Actuellement approuvé en tant que technologie IMT-Advanced par l'UIT-R. Fondamentalement, différents types d'antennes sont utilisés dans ces normes, dont l'une est une antenne MIMO 4 par 2 qui a une bande passante de 20 MHz. TDD et FDD sont pris en charge par la norme IEEE 802.16m. Des largeurs de bande de canal allant jusqu'à 20 MHz et 40 MHz sont possibles avec la norme 802.16 m.

Tableau 1.3 Différentes normes IEEE WiMAX avec fréquence de résonance et leur bande passante

Normes IEEE 802.16	Fréquence (GHz)	Bande passante
802.16d	3.4-3.6	0.2
	5.25-5.85	0.6
802.16e	2.30-2.40	0.10
	2.50-2.69	0.19
	3.40-3.60	0.20
802.16m	0.45-0.47	0.02
	0.698-0.96	0.262
	1.71-2.025	0.315
	2.11-2.20	0.09
	2.30-2.40	0.10
	2.50-2.69	0.19
	3.40-3.60	0.20
	5.25-5.85	0.60

1.8.4 Bande S

La bande S est un terme utilisé par l'Institute of Electrical and Electronics Engineers pour décrire une région de la bande micro-onde du spectre électromagnétique qui couvre les fréquences de 2 GHz à 4 GHz (IEEE). En conséquence, elle dépasse la barrière conservatrice entre les bandes de super-haute fréquence (SHF) et ultra-haute fréquence (UHF) de 3 GHz [62]. La bande S est utilisée dans les radars météorologiques, les radars de navires au sol, les radars de surveillance des aéroports pour le contrôle du trafic aérien et certains satellites de communication, y compris ceux utilisés par la NASA pour communiquer avec la navette spatiale et la Station spatiale internationale.

La bande S comprend la bande ISM 2,4-2,483 GHz qui est couramment utilisée pour les appareils à micro-ondes de faible puissance sans licence tels que les téléphones sans fil, les écouteurs mobiles (Bluetooth), les réseaux mobiles (WiFi), les serrures de voiture sans clé, les écrans pour enfants ainsi que les équipements médicaux de diathermie et les fours à micro-ondes (généralement à 2,495 GHz).

1.8.5 Bande C

La bande C est un terme inventé par l'Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE) pour décrire une section du spectre des micro-ondes avec des fréquences allant de 4,0 à 8,0 GHz (GHz). Cette définition est couramment utilisée par les fabricants et les clients de radars, mais pas par les utilisateurs de télécommunications radio micro-ondes [63]. Les systèmes de communication par satellite, de surveillance et de radar météorologique, les appareils Wi-Fi et les téléphones sans fil utilisent tous la bande C. Initialement, la bande C était destinée aux télécommunications commerciales par satellite. Pour la communication par satellite, utilisez les bandes de fréquences 3,7 GHz à 4,2 GHz pour les liaisons descendantes et 5,925 à 6,425 GHz pour les liaisons montantes dans la bande C.

La bande C comprend également la bande ISM 5,8 GHz entre 5,725 et 5,875 GHz, qui est utilisée pour le chauffage médical et industriel, ainsi que plusieurs systèmes de communication par micro-ondes à courte portée sans licence, notamment des téléphones sans fil, des écrans pour enfants et des systèmes d'enregistrement de véhicules sans clé.

1.8.6 Bande X

La bande X fait référence à une gamme de fréquences dans le spectre électromagnétique de la radio micro-ondes. Dans certains cas, comme dans les technologies de communication, la gamme de fréquences de la bande X est fixée de manière assez permanente à près de 7,0 à 11,2 GHz.

L'IEEE définit la gamme de fréquences de 8,0 à 12,0 GHz dans l'ingénierie radar. La bande X est utilisée pour les réseaux radar, satellite et mobile.

La bande X est utilisée pour les radars à polarisation simple, à double polarisation, à impulsions continues, à ouverture radar synthétique et à réseau de phase. Le radar en bande X est utilisé dans les organisations civiles, militaires et gouvernementales pour la surveillance météorologique, le contrôle du trafic aérien, le contrôle du trafic maritime, le suivi de la défense et la détection de la vitesse des voitures.

Certaines des applications des bandes X sont les détecteurs de feux de circulation à 10,4 GHz, les détecteurs de mouvement à 10,525 GHz et les capteurs de trafic en tant que SRD à 10,450 GHz à l'endroit connu sous le nom de Comreg en Irlande. La bande X est également utilisée pour le collisionneur linéaire compact (CLIC) en Europe.

1.9 CONCLUSION

Ce chapitre approfondit la notion d'antennes, les caractéristiques essentielles des conceptions d'antennes sont expliquées. L'objectif est de comprendre complètement le fonctionnement et les limites de la technologie des antennes afin qu'une approche analytique appropriée puisse être mise en œuvre pour choisir l'antenne appropriée à l'application désirée. Étant donné que les paramètres de l'antenne ont déjà été établis par le fabricant, des solutions sophistiquées des équations de Maxwell pour des conditions aux limites données ne sont généralement pas nécessaires pour la conception et l'analyse du système. Dans le chapitre suivant, les antennes imprimées et les techniques utilisées pour générer un fonctionnement multi-bande seront présentées et étudiées.

2 Chapitre II Antenne Imprimée Multi-bande Et Technique De Miniaturisation

2.1 INTRODUCTION

Les antennes patch ont vu leur popularité augmenter considérablement depuis les années 1970, en raison des progrès de la technologie microélectronique dans les domaines de la miniaturisation et de l'intégration électronique.

Les antennes à profil bas sont essentielles dans les applications aéronautiques, aérospatiales et militaires où un faible volume, un faible poids, un faible coût, d'excellentes performances et une facilité de déploiement sont une nécessité.

Aujourd'hui, avec l'explosion des télécommunications, ces contraintes se retrouvent dans des applications commerciales sans fil. Il existe de nombreux types d'antennes parmi lesquelles, les antennes imprimées souvent appelées antennes patch ou micro-rubans, elles sont largement utilisées dans les systèmes de communication modernes. De plus, les appareils de communication sans fil nécessitaient de plus en plus de bandes de fréquences en raison des exigences croissantes en matière de services sans fil. Comme ces appareils se veulent également de plus petites dimensions pour l'immobilier, les antennes doivent réduire leurs dimensions et fonctionner sur plus d'une bande de fréquences tout en conservant leurs performances. Dans ce chapitre nous présentons les antennes imprimées, les techniques de miniaturisation et de génération du fonctionnement multi-bande, du fait de leur simplicité et de leur compatibilité avec la technologie des circuits imprimés qui en font une structure facile à réaliser.

Dans ce chapitre, Nous décrivons en premier lieu les antennes imprimées, puis le principe de fonctionnement, les avantages et les inconvénients des antennes, les types d'excitations, les méthodes d'analyses, les types d'excitations, le modèle de ligne de transmission, les différents types d'antennes multi-bandes, et ensuite la méthode de mesures physiques.

2.2 ANTENNE IMPRIMEE

Une antenne patch, dans sa forme la plus élémentaire, est constituée d'un patch rayonnant d'un côté d'un substrat diélectrique et d'un plan de masse de l'autre, comme illustré à la figure 2.1. Le patch est généralement composé de métaux conducteurs comme le cuivre ou l'or et peut être fabriqué dans n'importe quelle forme. Sur le substrat diélectrique, la pastille rayonnante et les lignes d'alimentation sont normalement photogravées.

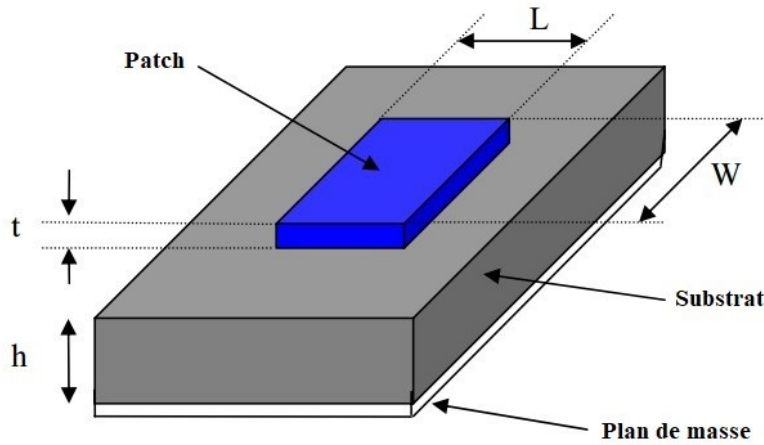


Figure 2.1 Structure de l'antenne patch

Le patch est souvent carré, rectangulaire, circulaire, triangulaire, elliptique ou d'une autre forme courante pour simplifier l'analyse et la prédiction des performances, comme illustré à la Figure 2.2.

La longueur L d'un patch rectangulaire est généralement de $0.03333\lambda_0 < L < 0.5\lambda_0$, où λ_0 est la longueur d'onde en espace libre. Le patch est sélectionné pour être très fin de sorte que $t \ll \lambda_0$ (où t est l'épaisseur du patch). La hauteur h du substrat diélectrique est généralement de $0.003\lambda_0 < h < 0.05\lambda_0$. La constante diélectrique du substrat (ϵ_r) est typiquement comprise entre $2.2 < \epsilon_r < 12$.

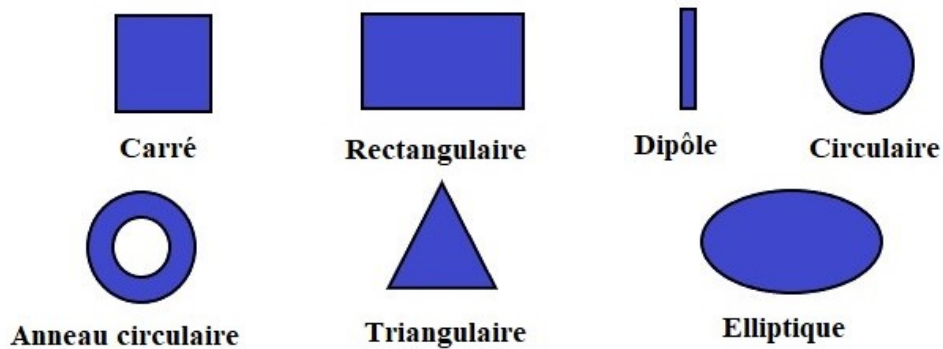


Figure 2.2 Formes courantes des éléments de l'antenne patch

Les champs frangeants entre le bord du patch et le plan de masse sont à l'origine de l'émission des antennes patch microruban. Un substrat diélectrique épais avec une faible constante diélectrique est idéal pour améliorer les performances de l'antenne car il offre une meilleure efficacité, une plus grande bande passante et un meilleur rayonnement. Cependant, une telle configuration nécessite une antenne plus grande. Pour fabriquer une antenne patch Microstrip compacte, des substrats à constante diélectrique plus élevée doivent être utilisés, qui sont moins

efficaces et se traduisent par une bande passante plus étroite. Par conséquent, un compromis entre la taille de l'antenne et les performances de l'antenne doit être fait.

2.3 PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT

Le comportement de l'antenne est contrôlé dans sa configuration d'origine par une sonde de courant connectée entre le patch rayonnant et le plan de masse, ce qui provoque l'apparition et la dispersion de charges au-dessus et en dessous de l'élément, ainsi qu'entre le plan de masse et le substrat.

Le champ entre les bords du patch et le plan de masse va déborder et contribuer à la génération du champ électromagnétique rayonné : ceux générés par les bords séparés par L étant maximaux et en opposition de phase auront tendance à s'additionner de manière constructive et optimale, et à générer un rayonnement inscrit dans le plan YZ Figure 2.3. Ces deux bords sont donc appelés bords rayonnants [64-65].

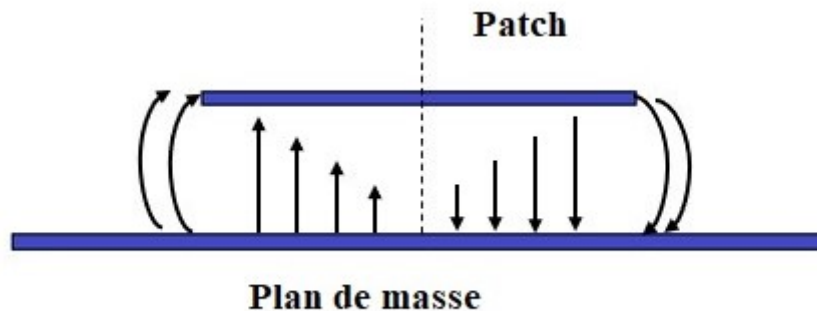


Figure 2.3 Rayonnement d'une antenne rectangulaire

2.4 AVANTAGES ET INCONVENIENTS

En raison de leur conception discrète, les antennes microruban sont de plus en plus courantes dans les applications sans fil. Par conséquent, ils sont extrêmement compatibles avec les antennes intégrées dans les appareils sans fil portables tels que les téléphones cellulaires, les téléavertisseurs, etc. Les antennes patch sont couramment utilisées pour les antennes de télémétrie et de communication sur les missiles car elles doivent être minuscules et conformes. La communication par satellite est un autre domaine où ils ont fait leurs preuves. Kumar et Ray mentionnent ce qui suit comme certains de leurs principaux avantages :

- Pèse moins et prend moins de place.
- En raison de son faible coût de production, il peut être produit en quantités énormes.
- Les polarisations linéaire et circulaire sont prises en charge.
- Configuration plane avec un profil bas qui peut être facilement conformé à la surface hôte.
- Peut être facilement intégré avec des circuits intégrés micro-ondes (MIC).
- Un fonctionnement à double et triple fréquence est possible.

- Lorsqu'il est posé sur des surfaces rugueuses, il est mécaniquement robuste.

Par rapport aux antennes conventionnelles, les antennes patch plus de défauts.

Voici quelques-uns de leurs principaux inconvénients :

- Une bande passante limitée
- Faible efficacité
- Faible gain
- Capacité de gestion de la puissance est limitée
- Rayonnement des alimentations et des connexions qui n'est pas nécessaire
- Excitation des ondes de surface
- Mauvais radiateur d'extrémité à l'exception des antennes à fente conique

2.5 LES TECHNIQUES D'EXCITATION

L'excitation est un point très important en étudiant des antennes imprimées. En effet, l'énergie est fournie à l'élément rayonnant d'une manière où on peut influencer directement sur son rayonnement et modifier ses performances. L'alimentation de l'antenne dépend de la manière dont l'antenne est intégrée dans le dispositif, elle peut être classée en deux catégories.

2.5.1 Alimentation directe

L'alimentation peut être établie par la connexion directe à une ligne microbande dont le point de jonction est sur l'axe de symétrie de l'élément rayonnant ou décalé de cet axe, afin d'obtenir une meilleure adaptation d'impédance.

- Alimentation par ligne microbande

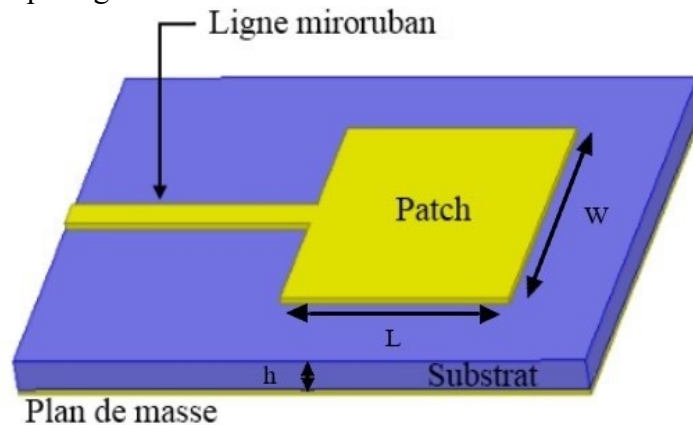


Figure 2.4 Alimentation par ligne micro-ruban

L'antenne obtenue est moins coûteuse et plus facilement réalisable. La ligne micro-ruban et le patch sont imprimés sur la même face du substrat Figure 2.4. Mais on obtient une bande passante étroite, rayonnement parasite possible du circuit de distribution. Rayonnement parasite de la distribution ligne-aérienne

- Alimentation par câble coaxiale

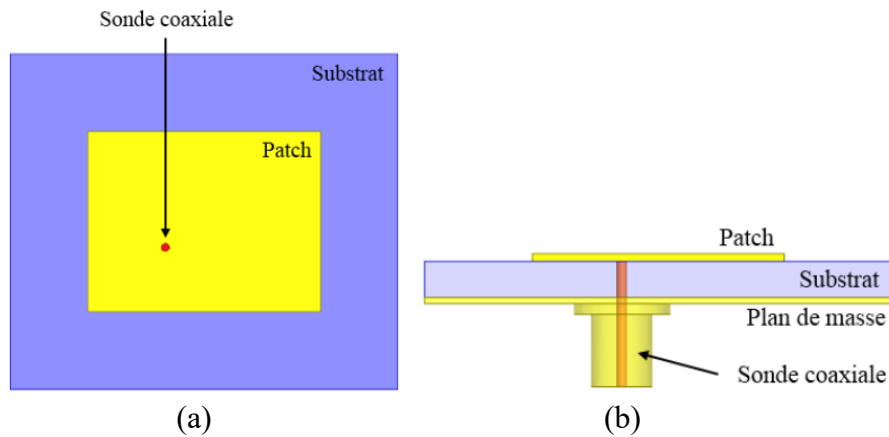


Figure 2.5 Alimentation par câble coaxial

L'alimentation par câble coaxial (Figure 2.5) est une technique très couramment utilisée pour l'alimentation des antennes patches micro-rubans. Dans cette technique le conducteur interne du connecteur coaxial s'étend à travers le diélectrique pour être soudé au patch, tandis que le conducteur extérieur est relié au plan de masse. Le conducteur central est connecté en un point situé sur l'axe de symétrie du patch ou décalé dont la distance au bord, pour obtenir une bonne adaptation de l'impédance. Dans cette méthode il n'y a pas de perte par rayonnement de ligne. Obtention de l'impédance d'entrée par positionnement de la sonde. Technique de perçage simple jusqu'à 10GHz. Parmi les inconvénients le rayonnement parasite de la sonde est de type monopolaire, la partie selfique ramenée par l'âme du conducteur à prendre en compte. Technique de perçage et de soudure plus délicate.

2.5.2 Alimentation par couplage

➤ Alimentation par ouverture (fente)

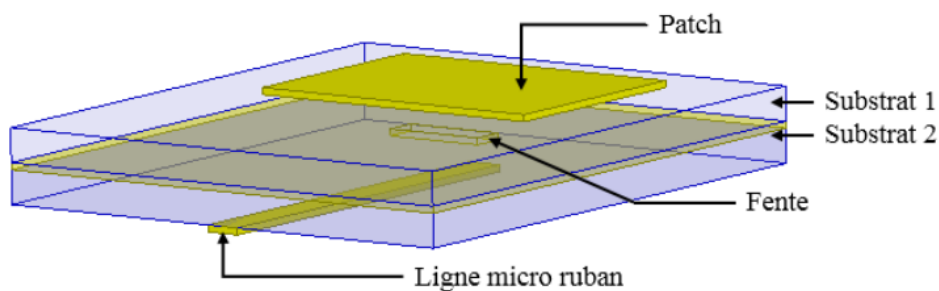


Figure 2.6 Alimentation par couplage

Dans ce type de technique d'alimentation présentée dans la figure 2.6, le plan de masse sépare le patch rayonnant et la ligne d'alimentation. Le couplage entre les deux éléments est obtenu grâce à une fente ou une ouverture dans le plan de masse. Le couplage entre la ligne d'alimentation et le patch est déterminé par la forme, la taille et l'emplacement de l'ouverture ou de la fente.

La séparation électromagnétique des deux couches et l'élargissement de la bande passante est parmi les avantages. Le problème de cette technologie plus complexe et plus coûteuse, l'intégration sur un support mécanique nécessite des précautions et le rayonnement arrière parasite.

- Alimentation par ligne micro-ruban en circuit ouvert

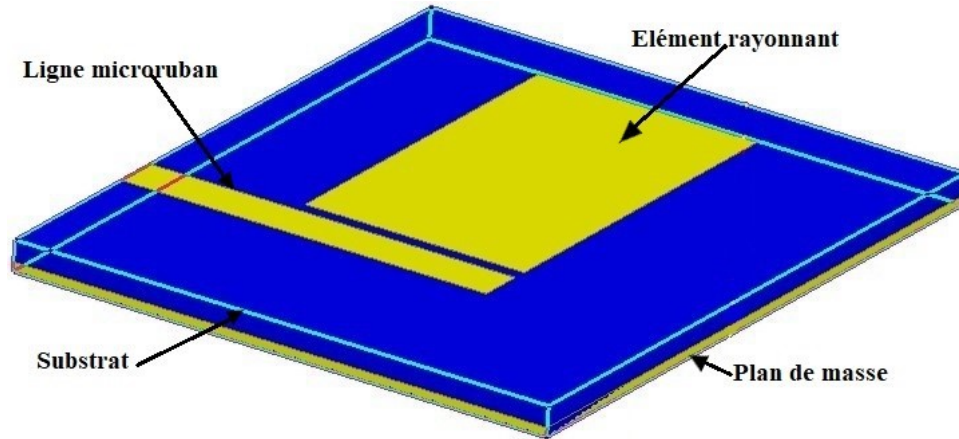


Figure 2.7 Alimentation par ligne micro-ruban en circuit ouvert

L'alimentation par ligne micro-ruban en circuit ouvert (Figure 2.7) est caractérisée par un procédé technologiquement plus simple ; c'est de la gravure sur la même face du patch et du circuit d'alimentation.

Cette structure présente l'inconvénient d'ajouter le rayonnement parasite du circuit de distribution à celui de l'antenne et demande un paramétrage du positionnement relatif de la ligne nécessaire pour adapter l'antenne.

- Alimentation par couplage par proximité

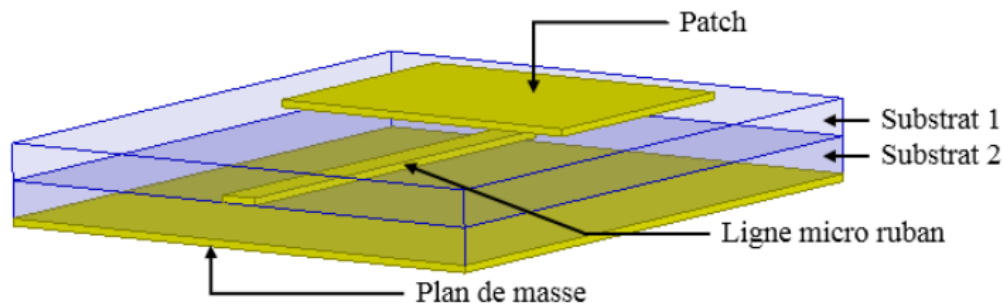


Figure 2.8 Alimentation par couplage par proximité

Il s'agit en fait d'une technique d'alimentation par couplage électromagnétique Figure 2.8. Deux substrats diélectriques sont utilisés de sorte que la ligne d'alimentation se situe entre les deux substrats, tandis que le patch se retrouve au-dessus du substrat supérieur. Le principal avantage de cette technique d'alimentation est qu'elle élimine le rayonnement parasite de l'alimentation et fournit une bande passante élevée due à l'augmentation globale de l'épaisseur de l'antenne. Ce système offre aussi le choix entre deux milieux diélectriques, l'un pour le patch et l'autre pour la ligne d'alimentation afin d'optimiser les performances de l'antenne. L'adaptation peut être obtenue en contrôlant la profondeur de la ligne d'alimentation sous le patch et la largeur du patch. L'inconvénient majeur de ce type d'alimentation est la difficulté de

fabrication due à la superposition de deux couches diélectriques, et donc l'imprécision au niveau de l'alignement des couches. Notons enfin qu'il y a une augmentation de l'épaisseur globale de l'antenne et du coût.

2.6 METHODES D'ANALYSE

Le modèle de ligne de transmission, le modèle de cavité et le modèle d'onde complète (qui comprend principalement des équations intégrales/méthode des moments) sont les modèles préférés pour l'analyse des antennes patch Microstrip. Le modèle de ligne de transmission est le plus basique de tous, et bien qu'il fournisse des informations physiques utiles, il est moins précis. Le modèle de cavité est plus précis et offre une meilleure compréhension physique, mais il est également plus compliqué. Le modèle pleine onde est extrêmement précis, polyvalent et peut traiter des éléments uniques, des réseaux finis et infinis, des éléments empilés, des éléments de forme arbitraire et le couplage. Par rapport aux deux modèles discutés ci-dessus, ceux-ci fournissent moins d'informations et sont de nature beaucoup plus complexe.

2.7 MODELE DE LIGNE DE TRANSMISSION

Dans ce modèle, l'antenne patch microruban est représentée par deux fentes de largeur W et de hauteur h séparées par une ligne de transmission de longueur L . Le microruban est une ligne non homogène de deux diélectriques, généralement le substrat et l'air.

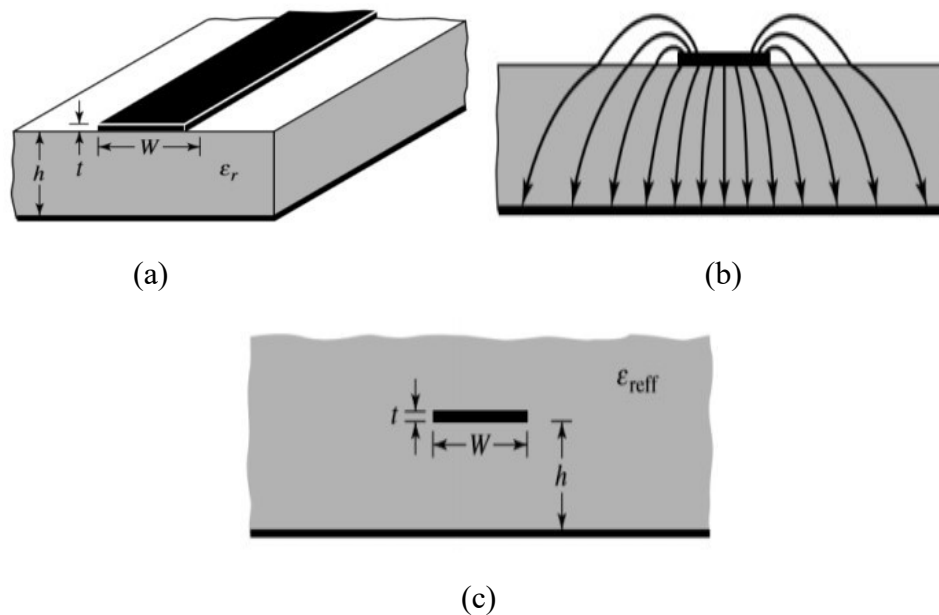


Figure 2.9 (a) Ligne microruban (b) lignes de champ électrique (c) Constante diélectrique effective

Par conséquent, comme le montre la figure 2.9 (b), la majorité des lignes de champ électrique sont dans le substrat, tandis que des parties des autres sont dans l'air. De ce fait, cette ligne de transmission ne permettrait pas une transmission électromagnétique transversale pure puisque les vitesses de phase dans l'air et le substrat seraient différentes. Au lieu de cela, le mode quasi-TEM serait le mode de propagation dominant. Pour tenir compte des franges et de

la propagation des ondes dans la ligne, une constante diélectrique effective (ϵ_{reff}) doit être déterminée Figure 2.9 (c). Étant donné que les champs frangeants autour du périmètre du patch ne sont pas limités dans le substrat diélectrique mais sont également diffusés dans l'air comme le montre la figure ci-dessus, la valeur de ϵ_{reff} est un peu inférieure à ϵ_r . L'expression de ϵ_{reff} peut être donnée par l'équation (2.1).

$$\epsilon_{reff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[1 + 12 \frac{h}{W} \right]^{-\frac{1}{2}} \quad 2.1$$

Où

ϵ_{reff} = Constante diélectrique effective

ϵ_r = Constante diélectrique du substrat

W = Largeur du patch

h = Hauteur du substrat diélectrique

Considérons la figure 2.10, qui représente une antenne patch imprimée rectangulaire, de longueur L et de largeur W reposant sur un substrat de hauteur h. La longueur est mesurée le long de l'axe x, la largeur est mesurée le long de l'axe y et la hauteur est mesurée le long de l'axe z.

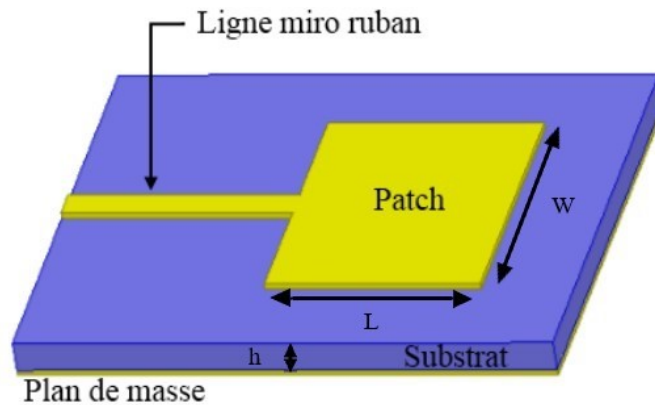


Figure 2.10 Antenne patch rectangulaire

Pour fonctionner en mode TM₁₀, la longueur du patch doit être légèrement inférieure à $\lambda/2$ où λ est la longueur d'onde dans le milieu diélectrique est égale à $\lambda_0 / \sqrt{\epsilon_{reff}}$ où λ_0 est la longueur d'onde en espace libre. Le champ varie d'un cycle $\lambda/2$ sur la longueur du patch en mode TM₁₀, mais il n'y a pas de variation sur la largeur. L'antenne patch microruban est représentée sur la figure 2.7 comme deux fentes séparées par une ligne de transmission de longueur L qui est en circuit ouvert aux deux extrémités. Le long de la largeur du patch, la tension est maximale et le courant est minimal en raison des extrémités ouvertes. Les champs

aux bords peuvent être résolus en composantes normales et tangentielles par rapport au plan de masse.

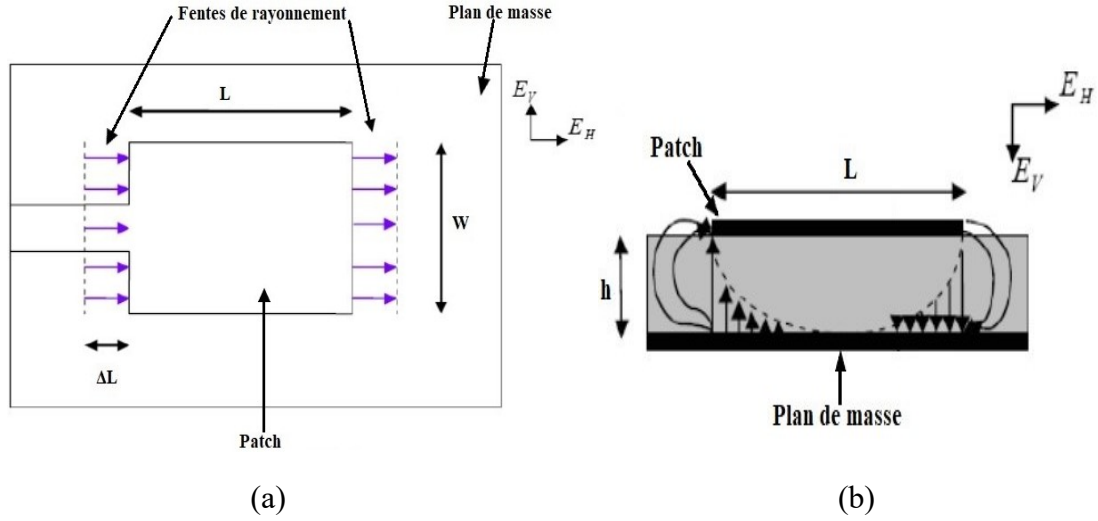


Figure 2.11 Longueurs physiques et effectives de l'antenne rectangulaire (a) Vue de dessus (b) Vue de dessous

Il est montré sur la figure 2.11 que les composantes normales du champ électrique aux deux bords le long de la largeur sont dans des directions opposées et donc déphasées parce que le patch est long de $\lambda/2$ et donc elles s'annulent dans la direction latérale. Les composantes tangentielles qui sont en phase signifient que les champs résultants se combinent pour donner un champ rayonné maximal normal à la surface de la structure. Par conséquent, les bords le long de la largeur peuvent être représentés comme deux fentes rayonnantes, distantes de $\lambda/2$ et excitées en phase et rayonnant dans le demi-espace au-dessus du plan de masse.

Les champs frangeants sur toute la largeur peuvent être traités comme des fentes rayonnantes, et le patch microruban semble être électriquement plus grand que ses dimensions physiques. Les dimensions du patch ont maintenant été étendues sur sa longueur d'une distance ΔL , qui est donnée empiriquement par l'équation (2.2) :

$$\Delta L = 0.412h \frac{(\epsilon_{\text{reff}} + 0.3) \left(\frac{W}{h} + 0.264 \right)}{(\epsilon_{\text{reff}} - 0.256) \left(\frac{W}{h} + 0.8 \right)} \quad 2.2$$

La longueur effective du patch L_{eff} devient alors :

$$L_{\text{eff}} = L + 2\Delta L \quad 2.3$$

La longueur effective pour une fréquence de résonance donnée f_0 est donnée par (2.4) :

$$f_0 = \frac{c}{2\sqrt{\epsilon_{\text{reff}}}} \left[\left(\frac{m}{L} \right)^2 + \left(\frac{n}{W} \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}} \quad 2.4$$

Où m et n sont des modes le long de L et W respectivement pour un rayonnement efficace, la largeur W est donnée par (2.5) :

$$W = \frac{c}{2f_0 \sqrt{\frac{(\epsilon_r + 1)}{2}}} \quad 2.5$$

2.8 LES ANTENNES MULTI-BANDES

Certaines des antennes classiques que l'on peut trouver dans la littérature, comme les dipôles droits ou les cornets, ont un comportement fortement dépendant de la fréquence [23] [66–67], ce qui signifie qu'elles ne fonctionnent bien qu'à la fréquence de conception. Cependant, des antennes pouvant fonctionner à plusieurs fréquences en même temps seraient idéales. Par conséquent, des antennes multifréquences sont nécessaires.

Une antenne multi-bande est une antenne qui fonctionne ou plus précisément qui résonne sur au moins deux fréquences. Il existe deux types d'antennes multifréquences les antennes multi-bande et large bande. Le comportement large bande est lié à une antenne dont les paramètres sont similaires dans une grande plage de fréquences [23], tandis que le comportement multi-bande est associé à un ensemble discret de bandes de fréquences où les paramètres d'antenne sont similaires [68].

Les progrès de la multiplication des bandes de fréquences ont entraîné une demande croissante d'antennes multi-bandes. En effet, de telles antennes sont maintenant largement utilisées dans une variété de systèmes de télécommunications modernes. Cependant, la diversité des caractéristiques de différentes bandes à couvrir (la forme des diagrammes de rayonnement, le type de polarisation, la largeur de bande nécessaire) ont augmenté la difficulté de la conception de ces antennes.

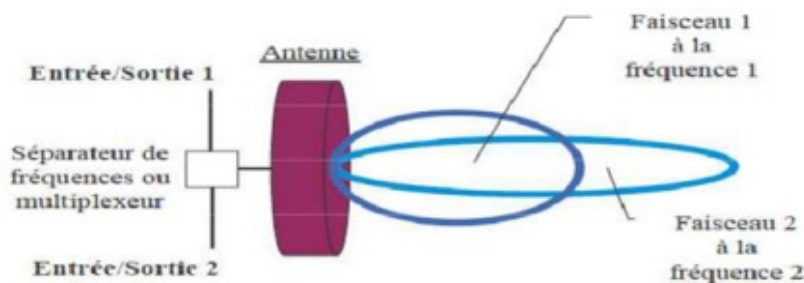


Figure 2.12 Principe de fonctionnement d'une antenne multi-bande

En général, deux considérations principales régissent la conception des antennes planaires ; techniques de miniaturisation d'antenne et fonctionnement multi-bande. Dans les conceptions d'antenne, le fonctionnement multi-bande peut être obtenu par des modifications du radiateur

principales appliquées à l'aide de deux stratégies. La première stratégie consiste à créer plusieurs radiateurs pour différentes résonances à partir d'un même alimentateur. La deuxième stratégie consiste à allonger la longueur physique du patch principal pour obtenir plusieurs modes de résonance. Cependant, la création de plusieurs branches rayonnantes peut occuper plus d'espace, rendant ainsi l'antenne physiquement plus grande que le volume souhaité. Pour cette raison, lors de la conception d'une antenne multi-bande, les conceptions doivent également appliquer des approches de miniaturisation.

Les techniques actuelles disponibles dans la littérature incluent la modification du radiateur principal par fléchissement, pliage, méandres, fente et enrubannage.

Une approche reposant sur des modifications du plan de masse est une technique prometteuse. L'introduction d'une fente dans un plan de masse d'antenne finie peut être étendue afin d'inclure des fonctionnalités reconfigurables. Ainsi, de telles antennes compactes et multi-bandes peuvent être des candidats prometteurs pour de nombreuses applications sans fil.

2.8.1 Combinaison de plusieurs éléments rayonnants

L'une des techniques les plus classiques pour obtenir des antennes multi-bandes est la combinaison de deux ou plusieurs éléments résonateurs mono-bande, qui peuvent être de même type ou différents les uns des autres [69-70].

Côté excitation, les éléments constituant ces antennes multi-bandes peuvent être alimentés de deux manières différentes :

- Alimentation directe par port d'excitation : dans ce cas ces éléments sont appelés éléments actifs ou directeurs.
- Alimentation par couplage électromagnétique avec élément rayonnant voisin alimenté directement : dans ce cas ces éléments sont appelés éléments parasites ou passifs.

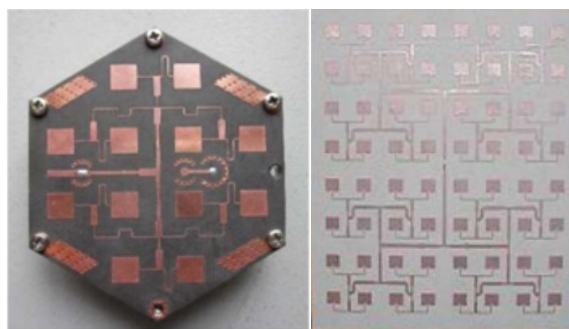


Figure 2.13 Antennes réseaux

Chaque élément rayonnant de ces antennes crée leur propre fréquence de résonance fondamentale. Il faut choisir les longueurs résonnantes de ces éléments du même ordre de grandeur afin d'obtenir une large bande passante.

Si l'on désire travailler sur plusieurs bandes de fréquences distinctes, il faut alors dimensionner différemment chaque résonateur. En cumulant les deux principes précédents, il est ainsi possible de réaliser des antennes à la fois large-bandes et multi-bandes.

2.8.2 Modification du radiateur principal

Ces dernières années, l'augmentation du nombre de standards de communications (GSM 900, DCS 1800, UMTS, WLAN, BLUETOOTH...), a fortement incité les chercheurs à trouver des modèles d'antennes de plus en plus complexes pour aboutir à un fonctionnement multi-bande. Fondamentalement, la conception de la petite antenne est basée sur la configuration d'un monopôle. À la suite du développement des recherches sur la conception d'antennes, la configuration monopolaire a commencé à changer, formant de nombreuses conceptions alternatives, telles que la populaire antenne planaire inversée-F (planar inverted-F antenna PIFA) [71-74] et l'antenne coplanaire inversée-F (coplanar inverted-F antenna CIFA) [75-76].

Le radiateur principal d'une antenne de type monopôle / PIFA / CIFA joue un rôle majeur dans la détermination de la fréquence de résonance de l'antenne. Pour une petite antenne, en particulier la configuration de radiateur $\lambda/2$, la miniaturisation peut être obtenue de nombreuses manières. Le radiateur principal peut être modifié en modifiant sa configuration de manière à occuper de manière optimale la surface / le volume qui lui est attribué.

L'une des techniques de conception permettant d'obtenir un fonctionnement multi-bande consiste à créer des branches pour le radiateur à antenne principale [77-78]. Les branches sont des bandes monopolaires ou des bras pour créer différents chemins de courant pour différentes résonances. Cette technique permet l'excitation de multiples fréquences de résonance à leur mode fondamental.

Le multicouche ou la superposition de couches [78] est une autre technique qui offre une opération similaire à la technique de multi-branchement. De même, il est capable de créer différents chemins de courant et donc différentes résonances. Une configuration multi-bande est également réalisable par l'application correcte d'une sorte de fente ou d'incision [79-81].

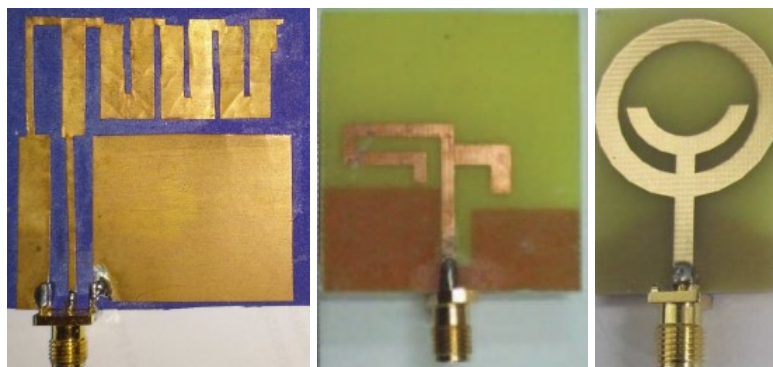


Figure 2.14 Antenne à fente

Dans cette approche, le radiateur est modifié de manière que sa géométrie d'origine soit introduite avec des configurations définies avec précision des fentes ou d'incision. La modification résultante sépare le flux de courant principal en plusieurs autres chemins, qui créent à leur tour différents résonateurs.

Il est intéressant de mentionner que les conceptions utilisant des fentes ne sont pas nécessairement limitées aux lignes droites ou aux géométries rectangulaires. D'autres formes ont également été proposées, telles qu'un PIFA à fente en U, une antenne patch chargée avec fente en V, une antenne à fente en forme de Z ou une antenne à fente de Rempart à extrémité ouverte.

Une autre stratégie de conception de l'antenne a pour objectif d'obtenir une conception compacte et un fonctionnement multi-bande tout en utilisant un seul radiateur sans le scinder en branches. Un nombre considérable de travaux utilisant cette stratégie de conception peut être identifié dans la littérature sur les antennes. Parmi les techniques populaires permettant d'allonger un seul radiateur afin d'obtenir des résonances en mode multiple sans diminuer les caractéristiques compactes de l'antenne, on peut citer la spirale, la boucle, le pliage dans une géométrie 3D et la flexion.

La miniaturisation peut également être obtenue en serpentant la structure de l'antenne. Le principe de fonctionnement est similaire à celui de la spirale. La géométrie en méandres préserve la longueur initiale de l'élément rayonnant mais miniaturise sa taille globale. Plusieurs facteurs déterminent la variation de l'impédance d'entrée, tels que l'écart entre les lignes à méandres opposées et la largeur de la structure à méandres. La géométrie en méandres peut être appliquée à divers types d'antennes.

Pour la technique fractale, Ce sont des antennes très spéciaux qui permettent avec une forme fractale d'aboutir à un fonctionnement multi-bande [82-84].

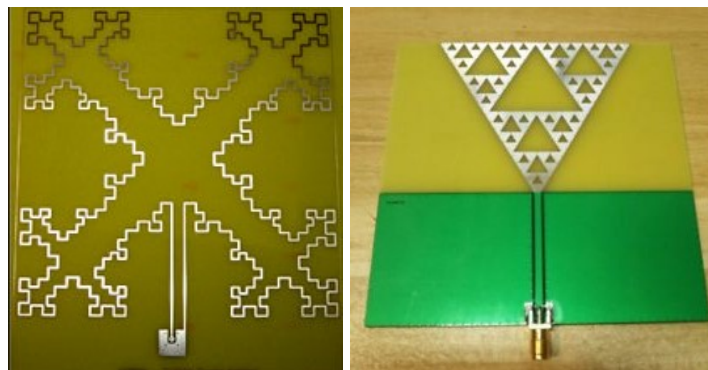


Figure 2.15 Antenne fractale

Il est évident que le périmètre d'une antenne est un facteur crucial dans la détermination de la fréquence de résonance. Les fractales sont des solutions efficaces pour augmenter le périmètre d'une surface. Une antenne fractale avec un périmètre donné couvre une surface inférieure à celle d'une antenne comparable carrée.

Toutes les techniques susmentionnées pour les antennes multi-bandes compactes offrent des solutions raisonnables. Cependant, ils introduisent une complexité considérable en ce qui concerne le contrôle de l'adaptation de l'impédance d'entrée de l'antenne. En raison de ce problème, certains concepteurs d'antennes se sont concentrés sur la nécessité de mieux contrôler

l'adaptation de l'impédance d'entrée sans être gênée par la miniaturisation. Cette stratégie est la principale motivation de l'approche impliquant des éléments parasites dans la géométrie de l'antenne. L'utilisation d'éléments parasites a pour objectif de compenser le déséquilibre impédance et d'obtenir un meilleur réglage de la fréquence de résonance.

2.8.3 Modification du plan de masse

En raison de l'avancement des émetteurs-récepteurs RF, l'espace alloué à son élément rayonnant est devenu plus petit. L'espace réduit est dû à l'augmentation du nombre de nouveaux circuits nécessaires pour assurer une meilleure canalisation des données. La modification de l'élément rayonnant dans un volume compact a été très difficile. Une solution alternative est une meilleure utilisation de son plan de masse. Même si la géométrie de l'élément rayonnant principal joue un rôle essentiel dans la détermination de la fréquence de résonance et des autres performances d'une antenne, il ne faut pas négliger l'importance du plan de masse en tant qu'un élément complémentaire à un courant rayonnant. La modification comprend la variation de taille et/ou l'emplacement de l'élément rayonnant dans la zone du plan de masse ou l'insertion de fentes dans le plan de masse [85-86].

Les variations de la taille et de la géométrie d'un plan de masse fini ont une incidence sur les performances d'une antenne. En ce qui concerne le rôle complémentaire du plan de masse pour le radiateur principal, toute modification de sa géométrie doit également affecter les performances globales de l'antenne. L'insertion de slots est un exemple évident. L'insertion de fentes au plan de masse crée une sorte de discontinuité qui amène le courant électrique lancé par le radiateur principal à rediriger son trajet le long de la surface conductrice du plan de masse. En conséquence, la longueur électrique du plan de masse est augmentée. Avec le couplage fort du radiateur, les fentes de masse ont un impact considérable sur l'impédance d'entrée. Cet impact positif inclut l'introduction de nouvelles résonances avantageuses pour la conception multi-bande.

2.9 MESURES PHYSIQUES

Après la fabrication du prototype d'antenne, les paramètres de l'antenne simulée, tels que la perte de retour, le VSWR, l'impédance d'entrée, la phase et les caractéristiques de rayonnement, doivent être mesurés. Les paramètres susmentionnés sont mesurés à l'aide d'un analyseur de réseau et d'un dispositif de mesure d'antenne. Après avoir incorporé ces appareils et utilisé des processeurs numériques et des équipements de traçage, la sortie peut prendre la forme d'un graphique ou de données. Les analyseurs de réseau vectoriels et scalaires sont les deux formes les plus courantes d'analyseurs de réseau. Le premier analyseur de réseau mesure à la fois l'amplitude et la phase des paramètres mentionnés ci-dessus, tandis que le second analyseur mesure uniquement les coefficients et les amplitudes de réflexion de transmission. Un analyseur de réseau vectoriel (vectoriel et scalaire) se compose en général d'un processeur de signaux, d'une source de micro-ondes, d'une unité d'affichage et d'un kit d'étalonnage.

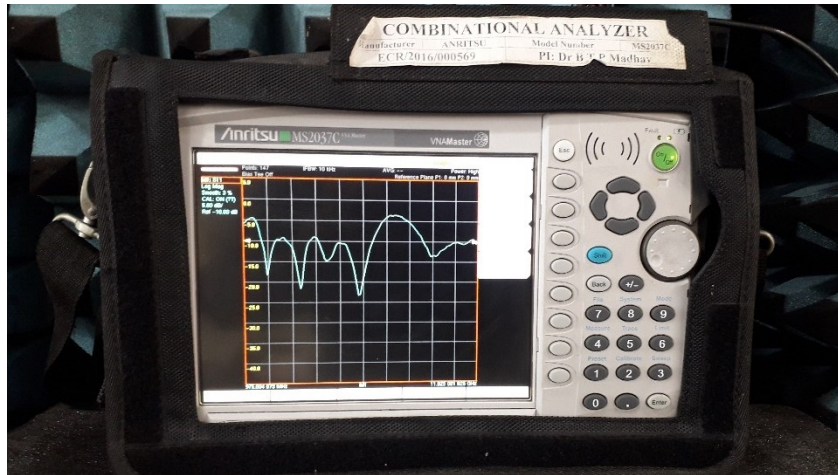


Figure 2.16 Analyseur de réseau

2.9.1 Mesure de diagrammes de rayonnement en champ lointain à l'aide d'un assemblage de table tournante

Une antenne conique standard à large bande est utilisée comme émetteur pour la mesure du diagramme de rayonnement, et un ensemble de plateau tournant composé d'une antenne basée sur un positionneur de microcontrôleur interfacée avec le PC. L'antenne sous test est reliée à l'ensemble de la plaque tournante et est polarisée linéairement. Cette configuration est utilisée pour mesurer le diagramme de polarisation ainsi que le suivi du lobe principal pour la mesure du gain. La caractérisation de l'antenne est gérée via une interface utilisateur graphique programmée pour synchroniser chaque composant du système.

2.9.2 Chambre anéchoïque

Pour mesurer précisément les caractéristiques de l'antenne. Il est nécessaire d'employer la chambre anéchoïque. Des absorbeurs de micro-ondes sont installés sur les murs, le sol et le plafond de la pièce pour réduire les réflexions électromagnétiques. L'absorbeur de micro-ondes est constitué d'un matériau à faible mousse de haute qualité imprégné d'un milieu à perte magnétique et diélectrique. Les formes effilées de l'absorbeur permettent une adaptation efficace de l'impédance à la puissance micro-onde qui le frappe. Pour protéger la chambre des interférences électromagnétiques de l'environnement, des feuilles d'aluminium sont utilisées.

L'aspect intérieur d'une chambre anéchoïque RF est parfois similaire à celui d'une chambre anéchoïque acoustique ; cependant, au lieu d'un matériau acoustiquement absorbant, un matériau absorbant le rayonnement est inséré dans les surfaces intérieures de la chambre anéchoïque RF. Les antennes de test sont souvent utilisées pour abriter des antennes pour effectuer des mesures d'interférences électromagnétiques d'antenne et de diagrammes de rayonnement dans des chambres anéchoïques RF.

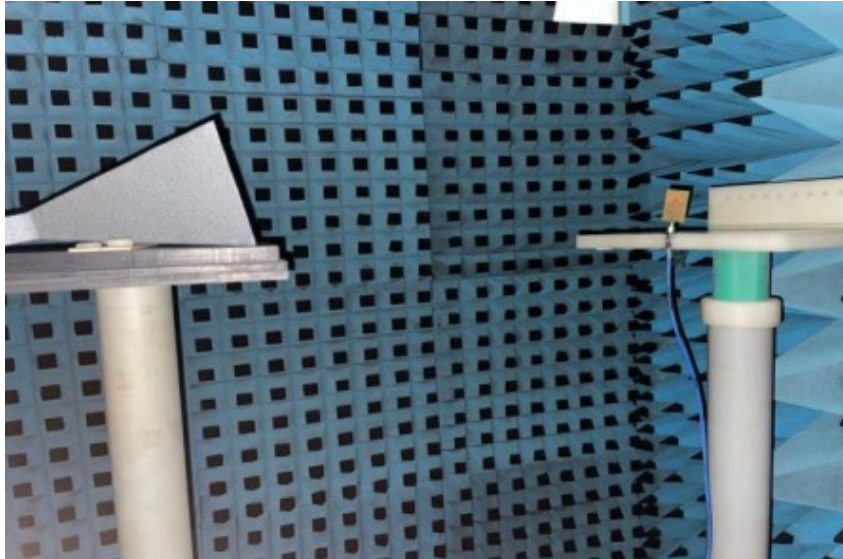


Figure 2.17 Chambre anéchoïque

2.10 CONCLUSION

Dans ce chapitre, le concept d'antennes imprimées est discuté en profondeur, ainsi que le principe de fonctionnement, les avantages et les inconvénients, les techniques d'excitation et les méthodologies d'analyse. De plus, les techniques utilisées pour la génération d'un fonctionnement multi-bande et les étapes suivies pour la mesure physique d'un prototype d'antenne sont décrites.

L'objectif de ce chapitre est de bien comprendre le fonctionnement et les limites de la technologie des antennes imprimées afin qu'une approche analytique appropriée puisse être mise en œuvre.

Dans le chapitre qui suit, nous présenterons en détails les différentes étapes pour la conception et l'optimisation de deux antennes multicouches multi-bandes conçues et optimisées.

3 Chapitre III Développement d'antennes multicouches rectangulaires pour multi-bandes

3.1 INTRODUCTION

Le secteur des télécommunications a connu des progrès technologiques ces dernières années grâce à une demande croissante du public et de l'industrie. Au cours de la dernière décennie, l'électronique portable a eu besoin d'un grand nombre d'applications. Par conséquent, les antennes, qui sont l'un des composants essentiels des appareils sans fil modernes, doivent être spécifiquement conçues pour fonctionner de plusieurs manières. Le patch rectangulaire est de loin la configuration la plus utilisée, et les avancées récentes dans le domaine de la technologie portable. Il a favorisé un besoin croissant de développement d'antennes portables efficaces et robustes [87]. Des antennes spécifiques sont exclusivement conçues pour des applications données. Les effets de ces antennes sont examinés par simulation ou mesure pour des conditions de flexion fixes. Dans [88], une nouvelle antenne textile à faisceau commutable (SBTA) fabriquée pour les applications de réseau corporel sans fil (WBAN) est proposée, en plus de diverses applications, notamment les combinaisons spatiales [89] ainsi que la télémédecine [90]. Les réseaux corporels sans fil (WBAN) sont intelligents, miniaturisés et se présentent sous la forme d'un nœud de capteur de faible puissance qui peut être dans, sur ou autour d'un corps humain pour la surveillance sans contact de la fréquence respiratoire [91], et le milieu environnant [92]. Dans [93], les auteurs expliquent comment la dépendance des paramètres d'antenne a été conçue pour une antenne patch rectangulaire à microruban (RMPA) alimentée par encart de 10 GHz, sur une largeur d'encart et un écart d'encart variables pour une adaptation d'impédance appropriée afin d'avoir une perte de retour minimale et d'obtenir un fonctionnement efficace. Dans [94] maintient un diagramme de rayonnement cohérent avec un gain stable. Dans [95], une antenne microruban multicouche multi-bande a été conçue pour fonctionner dans trois régions de fréquences de 41,98 GHz à 55,24 GHz, 64,36 GHz à 72,05 GHz et 75,16 GHz à 76,50 GHz. Une antenne F inversée (IFA) à ligne de méandres modifiée par textile à profil bas avec des méandres de largeur et d'espacement variables, pour les réseaux corporels sans fil (WBAN) 2,4 GHz de l'industrie scientifique et médicale (ISM) est présentée dans [96]. Pour avoir une antenne multi-bande il existe plusieurs techniques, les auteurs dans [97] proposent une nouvelle antenne patch microruban multi-bande couplée de proximité, résonne simultanément pour la gamme de fréquence de 2,4–2,485 GHz, 3,3–3,7 GHz 5,15–5,35 GHz et 5,725–5,85 GHz, qui maintient un diagramme de rayonnement constant avec un gain stable. De plus, en insérant des éléments parasites en forme de L et de T inversés, le fonctionnement multi-bande peut être obtenu ; Afin de faire fonctionner l'antenne multi-bande dans les gammes de fréquences Wi-Fi et WIMAX requises par les ordinateurs portables modernes, un grand nombre d'antennes en F inversé (IFA) ont été récemment proposées [98]-

[99]. Dans la plupart des conceptions, le fonctionnement multi-bande peut être réalisé par la technique de découpe sous plusieurs formes, fentes dans le plan de masse [100], fentes en forme de U [101], antenne en forme de F inversé [102]-[103] et plan de masse défectueux [104]-[105]. Une autre technique utilise trois couches de patches rectangulaires empilés pour obtenir un fonctionnement multi-bande et une compacité pour de nombreux systèmes de navigation par satellite, notamment GPS, GLONASS, BDS-1 et BDS-2 [106]. Dans [107], une nouvelle antenne patch annulaire empilée alimentée par sonde est proposée pour les applications du système mondial de navigation par satellite (GNSS), pour fonctionner sur les bandes de fréquences de navigation par satellite, y compris GPS, GLONASS, BDS-1 et BDS-2. La conception d'une antenne à polarisation circulaire pour les récepteurs GPS multi-bandes est présentée dans [108], la conception utilise trois patches, empilés avec une fente et une fente en I de symétrie, qui sont utilisées pour obtenir des bandes de fréquences de fonctionnement triples pour le GPS.

Comme nous l'avons vu, il existe plusieurs techniques pour disposer d'une antenne multi-bande, qui sont dans la plupart des cas, complexes et difficiles à fabriquer. Dans ce chapitre, nous présentons la théorie de la conception et de l'analyse des antennes microruban, où la taille de l'antenne de départ est déterminée afin de faire une étude analytique des effets de l'ajustement de taille. Une étude est menée pour élargir la bande passante, en analysant les effets de la longueur et de la largeur de l'antenne. Ensuite, deux antennes avec multicouche de substrat sont proposées avec une étude paramétrique. Dans la deuxième antenne multicouche une nouvelle idée est proposée pour développer l'antenne multi-bande et la protéger en même temps.

Les procédures de la théorie et de la conception sont données en détail ; analysées et discutées. Les antennes multi-bandes proposées sont simulées par un simulateur électromagnétique (EM) pleine onde commercial ANSYS HFSS.

3.2 APPROCHE ANALYTIQUE POUR UNE ANTENNE PATCH AJUSTANT L'EFFET DE TAILLE

3.2.1 Conception théorique des antennes patch

Pour concevoir une antenne, le modèle de ligne de transmission est le plus utilisé, c'est le plus simple de tous, mais il donne les résultats les moins précis et il manque de polyvalence. Dans ce modèle, une procédure de conception est décrite qui conduit à des conceptions pratiques d'antennes microruban rectangulaires. La procédure suppose que les informations spécifiées comprennent la constante diélectrique du substrat (ϵ_r), la fréquence de résonance (f_r) et la hauteur du substrat h . la procédure est détaillée dans [23]-[109].

L'objectif de ce travail est de concevoir une antenne patch microruban multibande efficace et fiable pour une utilisation suffisante de la bande passante. Pour la conception, considérons d'abord que la fréquence centrale est à 2,425 GHz, la hauteur $h = 1,6$ mm et $\epsilon_r = 2.55$ la

permittivité diélectrique. L'épaisseur du plan de masse est prise égale à $0.003\lambda_0 \leq h_0 \leq 0.05\lambda_0$ [29], où λ_0 est la constante diélectrique de l'air

3.2.2 La conception de l'antenne initiale

La figure 3.1 (a) montre l'antenne patch rectangulaire conçue par le modèle de ligne de transmission et la figure 3.1 (b) illustre le coefficient de réflexion simulé. La simulation commence avec l'alimentation microruban. La largeur de la ligne d'alimentation microruban enterrée correspond à 50Ω . On note que la résonance est excitée avec une perte de retour de -10dB.

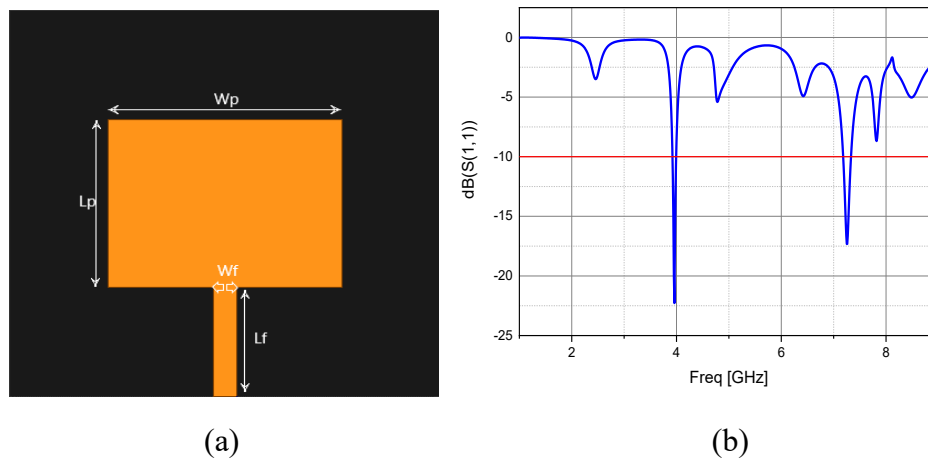


Figure 3.1 L'antenne initial a) Géométrie et structure de l'antenne patch, vue de dessus, b) Coefficient de réflexion simulé du patch proposé par le modèle de ligne de transmission

A noter que le point de fonctionnement trouvé au départ à l'aide du calcul correspond à la fréquence de résonance 2,425GHz, pour couvrir la bande ISM. Cette fréquence montre une perte de retour de -3,3618dB, ce qui n'est pas valide. C'est-à-dire qu'elle correspond à une grande réflexion du signal. En plus de cela, la simulation affiche deux bandes qui résonnent à la fréquence 3,96 et 7,26 GHz. Afin d'obtenir d'autres fréquences de résonance et adapter l'antenne à la bande ISM (la fréquence 2.425GHz), une optimisation des dimensions du patch pour les fréquences de résonance souhaitées, cette étude propose dans un premier temps la variation de la taille du patch.

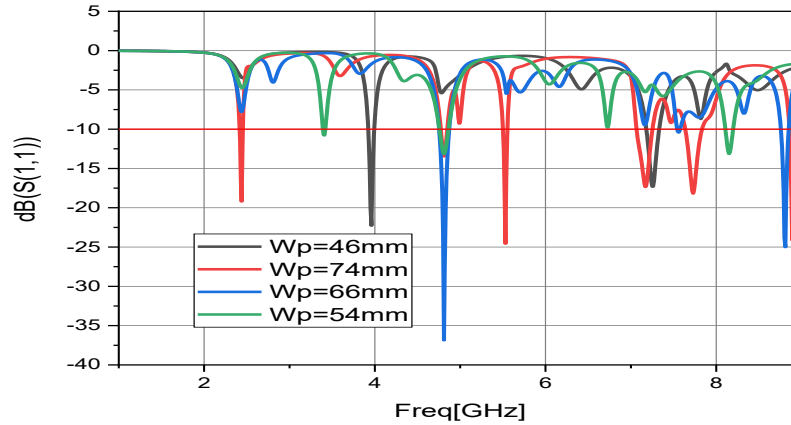
3.2.3 Optimisation des dimensions du patch

Comme il a été cité précédemment, le modèle de la ligne de transmission est le plus utilisé car c'est le plus simple. Cependant, il donne les résultats les moins précis. Pour augmenter la précision des résultats, la taille de l'antenne patch est ajustée.

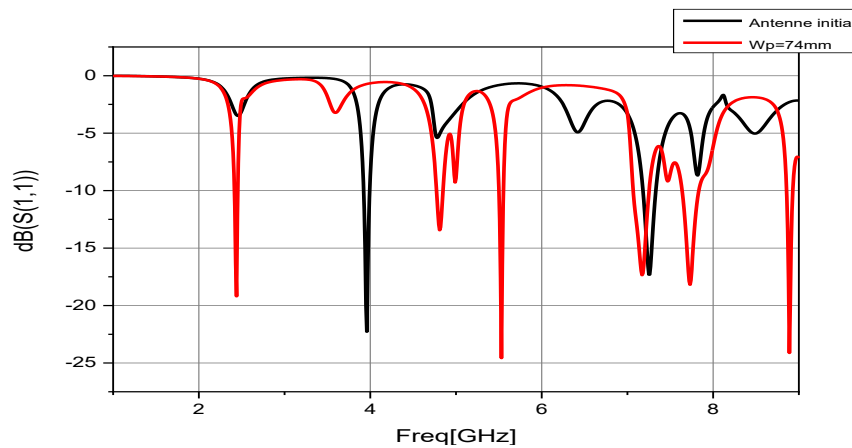
a) Réglage de la largeur de l'antenne

La longueur du patch $L_p = 37\text{mm}$ reste stable et la largeur du patch W_p varie de 46 à 74mm. La figure 3.2 (a) montre la variation du coefficient de réflexion.

Après avoir étudié la variation du coefficient de réflexion Figure 3.2 (a) (en faisant varier la valeur de W_p), nous avons choisi la courbe qui correspond aux valeurs $W_p = 74\text{mm}$ et $L_p = 37\text{mm}$. La comparaison avec l'antenne initiale est présentée sur la Figure 3.2 (b). On peut observer sur la Figure 3.2 (b) qu'un très faible coefficient de réflexion peut être atteint dans les six bandes qui vont de 1 GHz à 9 GHz. Il peut atteindre le coefficient de réflexion de -19.19 dB, -13.19 dB, -24.57 dB, -17.19 dB, -18.19 dB et -24.12dB à 2.44 GHz, 4.82 GHz, 5.53 GHz, 7.18 GHz, 7.73 GHz.



(a)



(b)

Figure 3.2 Coefficient de réflexion simulé pour l'antenne a) Coefficient de réflexion simulé de $L_p=37\text{mm}$ et W_p b) comparaison du coefficient de réflexion simulé pour $L_p = 37\text{mm}$ et $W_p = 74\text{mm}$ et antenne initiale

Avec cette optimisation, le patch peut couvrir l'ISM et la bande U-NII (Unlicensed-National Information Infrastructure). De plus, la largeur a un effet mineur sur la fréquence de résonance, mais elle joue un rôle important dans l'impédance d'entrée et sur la bande passante ce qui est prouvé par [110].

b) Réglage de la longueur de l'antenne

Prenons maintenant la largeur fixe $W_p = 74\text{ mm}$ et varions la longueur du patch L_p . La Figure 3.3 illustre le coefficient de réflexion simulé de la variation de la longueur.

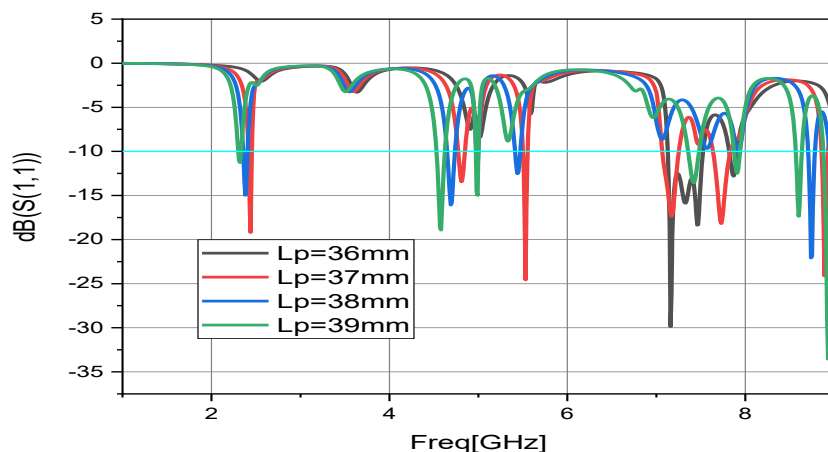


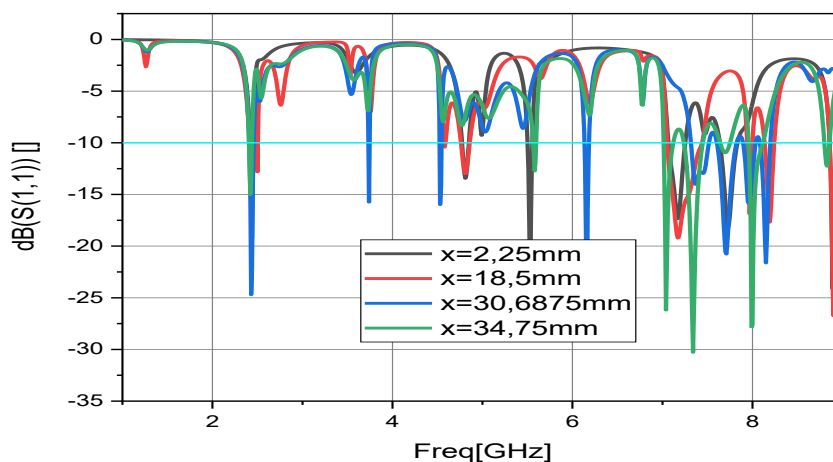
Figure 3.3 Coefficient de réflexion simulé pour les différentes valeurs de L_p de l'antenne

Il est toujours noté que $L_p = 37$ mm et $W_p = 74$ mm reflète de bons résultats. On peut dire que la taille du patch rectangulaire qui correspond à $L_p = 37$ mm et $W_p = 74$ mm donne de bons résultats pour les fréquences de résonance recherchées. La longueur du patch influence la fréquence de résonance, ce qui est cohérent avec [110].

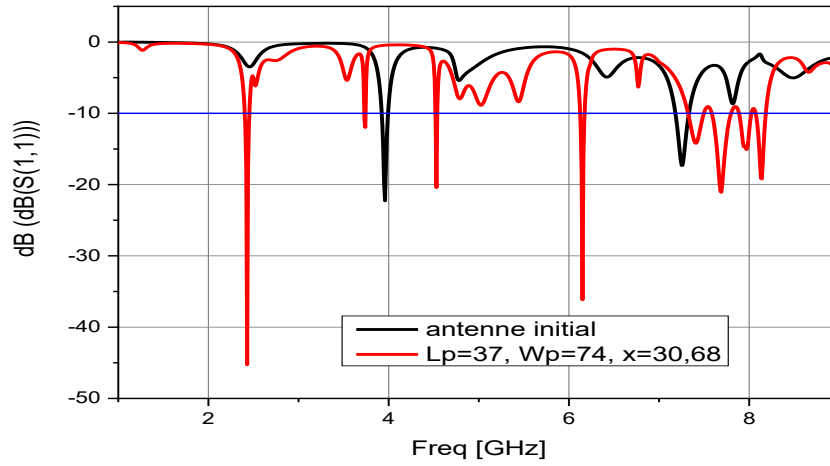
c) Amélioration du coefficient de réflexion

La difficulté d'alimentation avec la ligne microruban est d'établir une bonne adaptation, ce qui nécessite l'utilisation d'un circuit d'adaptation.

Dans cette section, pour améliorer le coefficient de réflexion nous avons modifié la position du contact entre la ligne microruban et le patch, ce qui permet d'obtenir une bonne adaptation. Pour ce faire, nous avons considéré une variable x qui reflète la position de la ligne. Les simulations des différentes valeurs de x sont représentées sur la figure 4 a). La figure 4 b) représente la comparaison entre l'antenne initiale et l'antenne adaptée.



(a)



(b)

Figure 3.4 Coefficient de réflexion simulé pour l'antenne. a) Coefficient de réflexion simulé de $L_p = 37$ mm, $W_p = 74$ mm et x . b) Comparaison du coefficient de réflexion simulé pour $L_p = 37$ mm et $W_p = 74$ mm et L_p initial de l'antenne = 37 mm, $W_p = 74$ mm et $x = 30,6$

Par conséquent, la position qui correspond au meilleur résultat est $x = 30,6875$ mm. Les meilleurs résultats sont obtenus avec une bonne adaptation, comme dans huit bandes qui résonnent à 2.43, 3.74, 4.53, 6.15, 7.41, 7.69, 7.97, et 8.14GHz avec un coefficient de réflexion correspondant successivement à -45.28, -11.98, -20.42, - 36.15, -14.2, -21.07, -15.08 et - 19.20dB. Avec cette optimisation, le patch couvre la bande ISM, la bande WiMAX, la bande C et X.

3.3 APPROCHE ANALYTIQUE DE L'EFFET DE SUBSTRAT MULTICOUCHE SUR LES CARACTERISTIQUES DE L'ANTENNE PATCH

Le facteur de qualité est un facteur de mérite représentatif des pertes d'antenne. Typiquement, il y a des pertes de rayonnement, de conduction (ohmique), de diélectrique et d'onde de surface. Par conséquent, le facteur de qualité totale Q_t est influencé par toutes ces pertes et s'écrit généralement selon [23] comme :

$$\frac{1}{Q_t} = \frac{1}{Q_{rad}} + \frac{1}{Q_c} + \frac{1}{Q_d} + \frac{1}{Q_{sw}} \quad 3.1$$

Q_t = facteur de qualité totale

Q_{rad} = facteur de qualité dû à la perte de rayonnement (onde spatiale)

Q_c = facteur de qualité dû aux pertes par conduction (ohmique)

Q_d = facteur de qualité dû aux pertes diélectriques

Q_{sw} = facteur de qualité dû aux ondes de surface

Pour les substrats très fins, les pertes dues aux ondes de surface sont très faibles et peuvent être négligées. En revanche, pour les substrats plus épais, elles doivent être prises en compte. Pour les substrats très minces ($h \ll \lambda_0$) de formes arbitraires, il existe des formules approximatives pour représenter les facteurs de qualité des différentes pertes. Celles-ci peuvent être exprimées par :

$$Q_c = h\sqrt{\pi f \mu \sigma} \quad 3.2$$

$$Q_d = 1/\tan \delta \quad 3.3$$

$$Q_{rad} = \frac{2\omega \epsilon_r}{hG_t/l} K \quad 3.4$$

Où:

$\tan \delta$ la tangente de perte du matériau du substrat

σ la conductivité des conducteurs associés au patch et au plan de masse

G_t/l la conductance totale par unité de longueur de l'ouverture rayonnante

$$K = \frac{\iint_{air} |E|^2 dA}{\oint_{p\acute{e}rim\grave{e}tre} |E|^2 dl} \quad 3.4.a$$

Pour une ouverture rectangulaire fonctionnant en mode dominant $TM^{x_{010}}$:

$$K = L/4 \quad 3.4.b$$

$$G_t/l = G_{rad}/W \quad 3.4.c$$

Le facteur de qualité dû aux pertes diélectriques Q_d représenté par (3) est inversement proportionnel à la tangente de perte du matériau du substrat. Aussi, le Q_{rad} représenté par (4) est inversement proportionnel à la hauteur du substrat mais directement proportionnel à la permittivité relative, pour les substrats très fins, c'est généralement le facteur dominant.

Le facteur de qualité, la bande passante et l'efficacité de rayonnement sont des chiffres de qualité d'antenne, qui sont interdépendants, et il n'y a pas de liberté totale pour optimiser chacun indépendamment. Par conséquent, il existe toujours un compromis entre eux pour obtenir des performances d'antenne optimales. Souvent, dans la conception, on souhaite optimiser l'un d'eux tout en réduisant les performances de l'autre.

On peut conclure que le choix du substrat est l'un des facteurs les plus importants pour la conception des antennes imprimées, il ne présente pas seulement un support mécanique pour l'antenne mais influence également les propriétés telles que la fréquence de résonance, la bande passante et l'efficacité de rayonnement.

3.3.1 Choix du substrat

La hauteur du substrat a une influence significative sur la largeur de la bande passante. En général, la bande passante est proportionnelle au volume, pour une antenne patch microruban rectangulaire à fréquence de résonance constante, peut s'exprimer comme suit :

$$BW \sim \text{volume} = \text{surface} * \text{hauteur} = \text{longueur} * \text{largeur} * \text{hauteur}$$

Mais comme nous avons vu dans (3.4) le facteur de qualité dû aux pertes par rayonnement est inversement proportionnel à la hauteur du substrat, pour affaiblir les pertes dues aux ondes de surface nous utiliserons la méthode du substrat multicouche. Pour choisir un substrat, nous devons prendre en considération les paramètres du substrat (permittivité, tangente de perte et l'effet de la température).

La permittivité d'un milieu (donnée par (3.5)) peut être considérée comme la qualité d'un matériau à stocker la charge électrique.

$$\epsilon = \epsilon_r \epsilon_0 \quad 3.5$$

Où

ϵ = permittivité moyenne (Fm^{-1})

ϵ_0 = permittivité dans le vide (Fm^{-1})

ϵ_r = permittivité relative du milieu (sans dimension)

La permittivité relative du milieu est souvent appelée la constante diélectrique, elle dépend de la fréquence, il est donc important lors du choix d'un substrat, de caractériser le substrat à la gamme de fréquence de fonctionnement.

La tangente de perte aussi appelée facteur de dissipation caractérise la quantité de puissance transformée en chaleur dans le matériau, elle est exprimée par le rapport négatif de la partie imaginaire de la permittivité du matériau et de sa partie réelle.

L'efficacité de rayonnement d'une antenne est inversement proportionnelle à la tangente de perte ; lorsque la tangente de perte augmente, il y a une diminution de l'efficacité de rayonnement et vice versa.

En outre, la vitesse de propagation de l'onde électromagnétique dans les matériaux, donnée par l'équation (3.6), est inversement proportionnelle à la permittivité relative ϵ_r et à la perméabilité relative μ_r .

$$\lambda_r = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r \mu_r}} \quad 3.6$$

Avec

λ_r la longueur d'onde dans un milieu

λ_0 la longueur d'onde dans le vide

Ainsi, lorsque nous utilisons la méthode du substrat multicouche, l'onde se propage à plusieurs vitesses qui sont inférieures à la célérité de la lumière. La fréquence et la longueur d'onde dans un milieu, sont liées par (3.7). La variation de la λ_r entraîne une variation de la fréquence, ce qui conduit à la création de plusieurs fréquences de résonance et c'est le but de ce travail.

$$\lambda_r = \frac{c}{f} \quad 3.7$$

Où

c la vitesse de propagation de l'onde

f la fréquence

3.3.2 Modélisation d'une antenne patch multicouche

En général, la bande passante est proportionnelle au volume, par conséquent, la bande passante augmente à mesure que la hauteur du substrat augmente. Pour vérifier cette théorie, la figure 3.5 montre la géométrie de l'antenne multicouche proposée. L'antenne est conçue à l'aide de trois couches de substrat, entre le patch et le plan de masse se trouvent respectivement le Taconic Rf-(tm) ($\epsilon_r = 6.15$, $\tan(\delta) = 0.0028$) d'épaisseur notée Bt, à base de Téflon ($\epsilon_r = 2.08$, $\tan(\delta) = 0.001$) d'épaisseur P et un espace d'air d'épaisseur Ar. La simulation commence avec l'alimentation microruban. La largeur de la ligne d'alimentation microruban correspond à 50Ω .

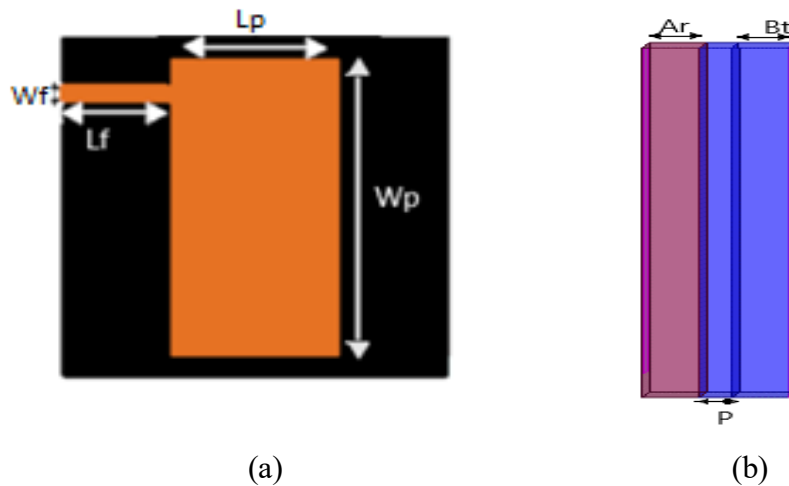
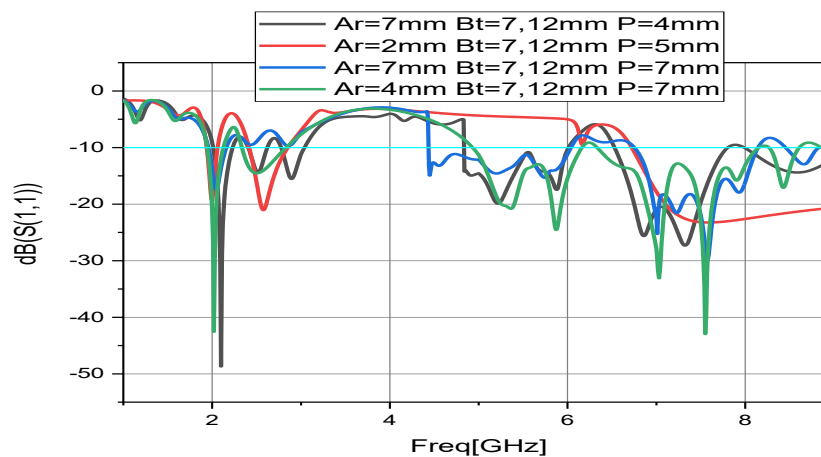


Figure 3.5 L'antenne patch multicouche (a) vue de dessus, (b) vue de côté.

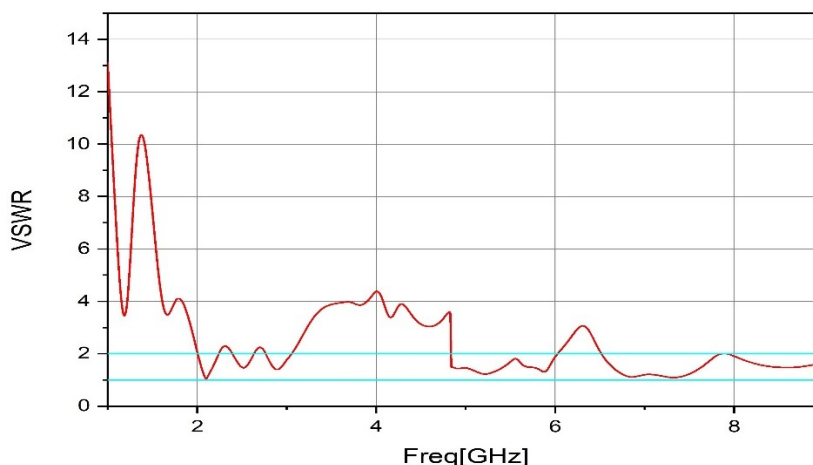
Pour l'étude de l'effet de la multicouche et de l'épaisseur du substrat, sur la fréquence de résonance, la Figure 3.6 (a) montrent les résultats du coefficient de réflexion simulé.

D'après les résultats de la simulation, la courbe qui donne un résultat impressionnant, et qui est proche de la fréquence souhaitée est celle qui correspond aux valeurs des hauteurs de substrat $B_t = 7.12\text{mm}$ $A_r = 7\text{mm}$ et $P = 4\text{mm}$.

D'après la figure 3.6 (a), de bons résultats avec de bonnes adaptations sont obtenus : six bandes qui résonnent à 2,1, 2,52, 2,89, 5,23, 7,33 et 8,59 GHz avec un coefficient de réflexion correspondant successivement à -48,68, -14,46, -15,54, -19,84, -27,31 et -14,4 dB, et une bande passante atteignant 1,258 GHz à la fréquence de résonance de 7,33 GHz. Avec cette optimisation, l'antenne proposée peut couvrir les bandes de fréquences UMTS, ISM, GSM, satellite de communication, HiperLAN, WiMAX, C et la bande X avec une contrainte de $VSWR \leq 2$ comme le montre la figure 3.6 (b).



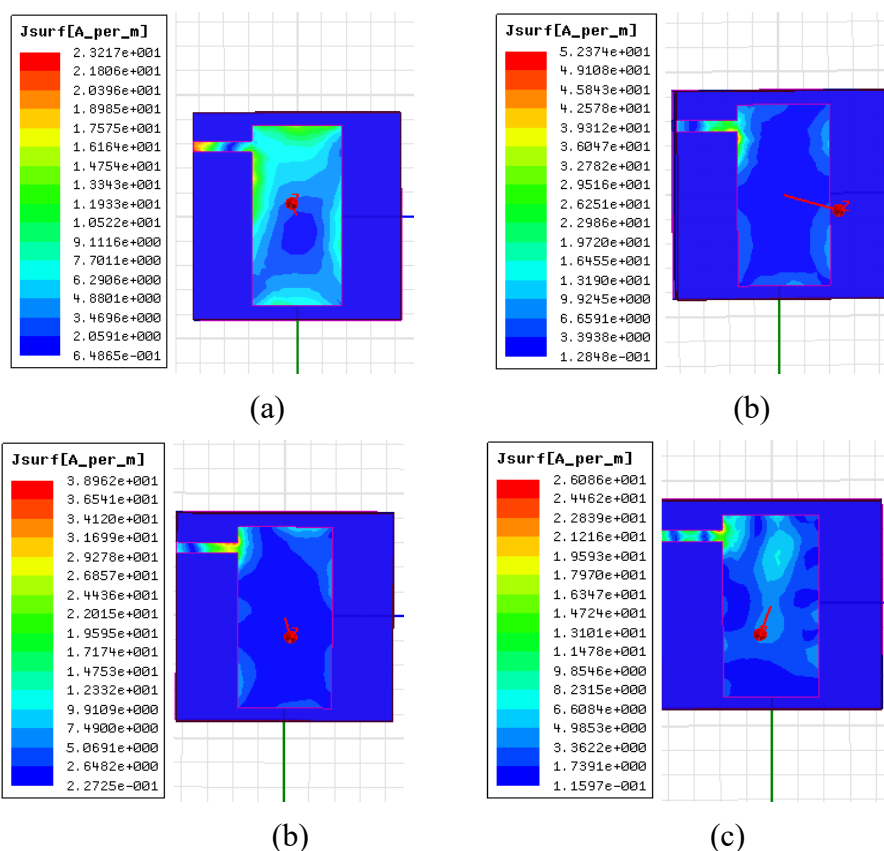
(a)



(b)

Figure 3.6 (a) Coefficient de réflexion de l'antenne patch proposée pour différentes valeurs de B_t , A_r et P . (b) Le VSWR de l'antenne proposé

Pour analyser le phénomène de résonance de l'antenne, sa distribution de courant est étudiée et illustrée à la Figure 3.7, à six fréquences de résonance.



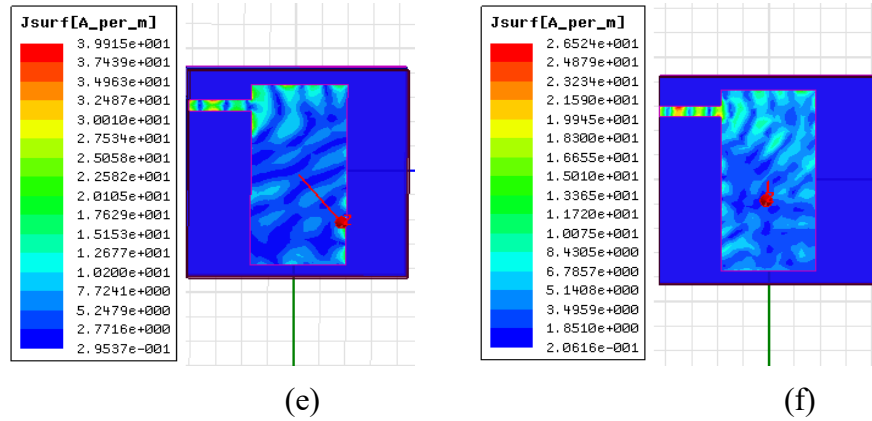
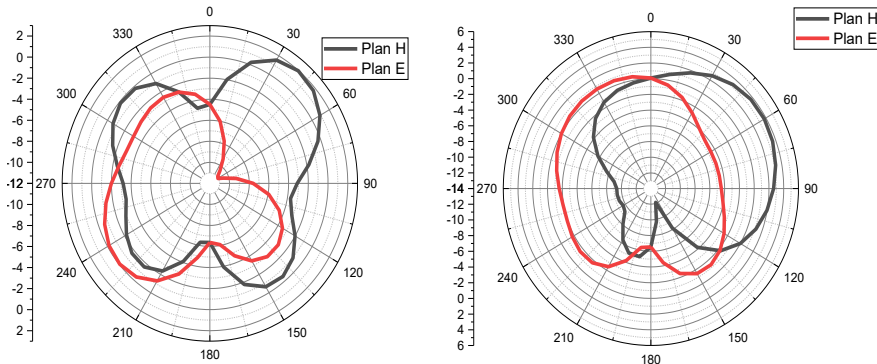


Figure 3.7 Distribution de courant de surface simulée de l'antenne à six bandes (a) 2,1 GHz, (b) 2,52 GHz, (c) 2,89 GHz, (d) 5,23 GHz, (e) 7,33 GHz et (f) 8,59 GHz

La distribution du courant de surface sur le patch supérieur et la ligne d'alimentation à six fréquences de résonance confirme que la ligne d'alimentation conduit comme un monopole quart d'onde ayant une densité de courant maximale à l'extrémité d'alimentation. De plus, les distributions de courant de surface montrent différents modes de résonance sur le patch supérieur. Une forte densité de courant de surface sur le patch médian de la bande montre son rôle dans l'obtention de la résonance. De plus, la présence de forts courants de surface sur la ligne d'alimentation suggère qu'elle devrait être considérée comme faisant partie du résonateur. A 2,52 GHz, la densité de courant maximale est observée. En conséquence, on observe que l'effet du courant de retour sur les niveaux d'adaptation d'entrée est minime. Le terme diagramme de rayonnement est défini comme une fonction mathématique ou une représentation graphique des propriétés de rayonnement (y compris la densité de flux de puissance, l'intensité du rayonnement, l'intensité du champ, la directivité, la phase ou la polarisation) de l'antenne en fonction des coordonnées spatiales. La figure 3.8 présente le diagramme de rayonnement de l'antenne patch proposée dans les plans E et H, la figure 3.9 montre les résultats de la simulation pour la superposition de champ E 3D et le diagramme de rayonnement 3D. On remarque sur la figure 3.8 et la figure 3.9 que lorsque la fréquence augmente, le diagramme de rayonnement subit une déformation que ce soit dans le plan E ou H, mais dans ce dernier, la déformation est moins importante que celle du premier. Les résultats obtenus dans ces deux figures montrent que les trois premières fréquences de résonance sont un modèle approximativement omnidirectionnel, et les restes des fréquences de résonance sont un modèle directionnel pour les deux plans.



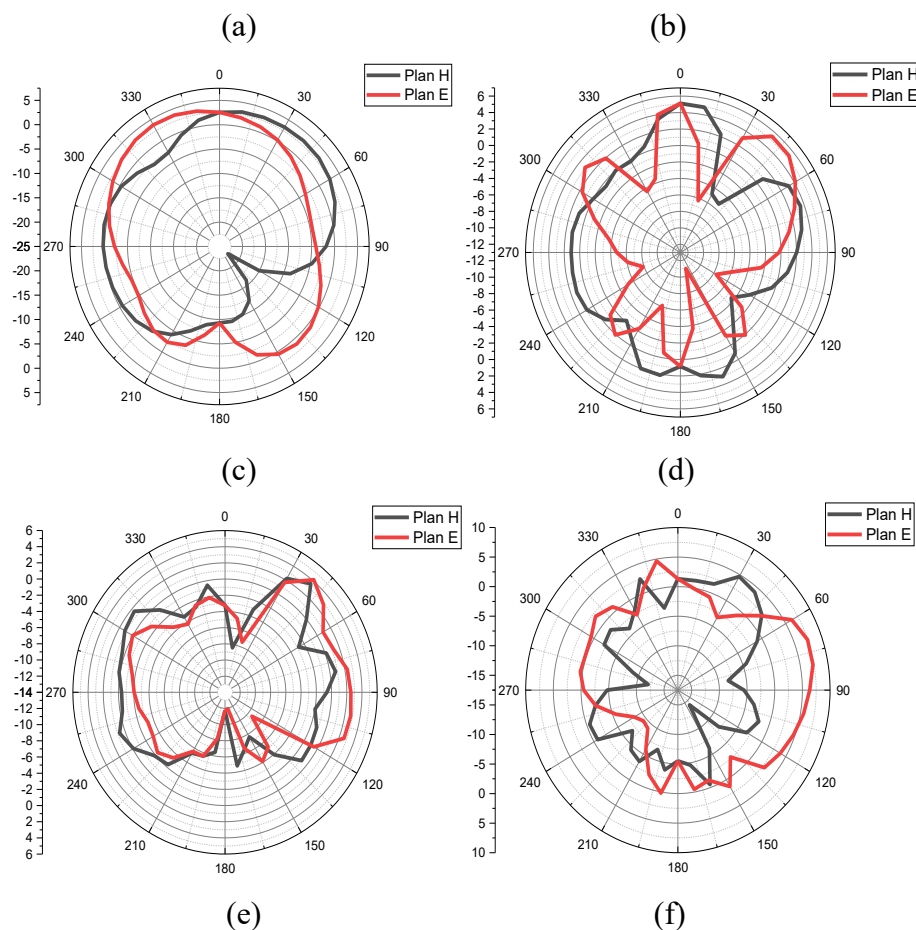
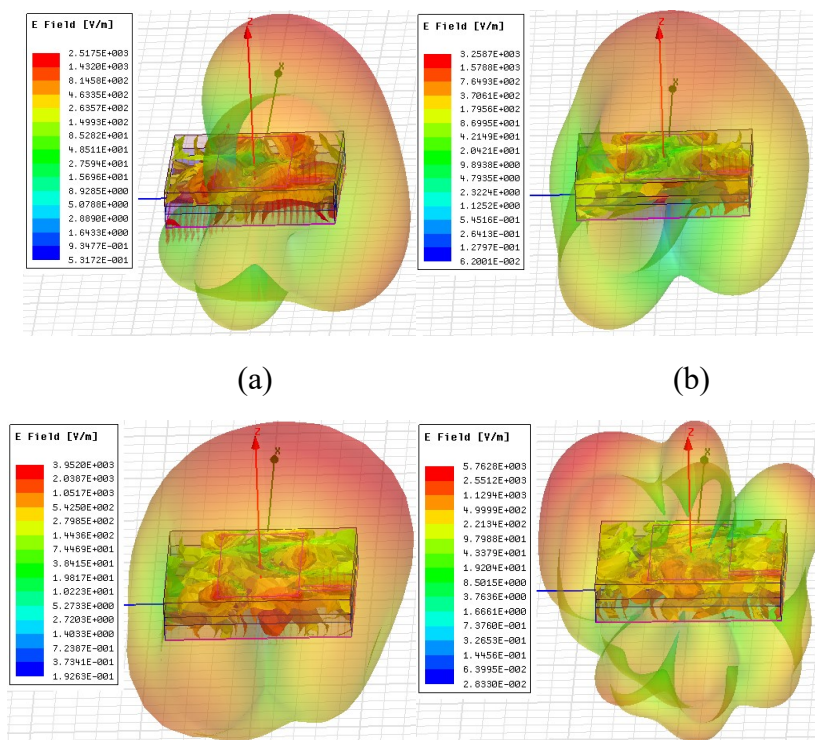


Figure 3.8 Diagrammes de rayonnement simulés dans le plan E et le plan H à (a) 2,1 GHz, (b) 2,52 GHz, (c) 2,89 GHz, (d) 5,23 GHz (e) 7,33 GHz et (f) 8,59 GHz



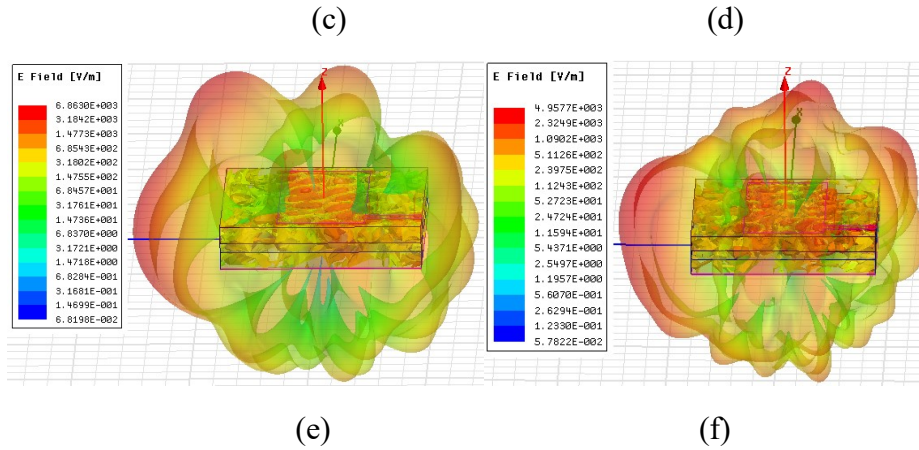


Figure 3.9 Superposition de champ E 3D et diagramme de rayonnement 3D à (a) 2,1 GHz, (b) 2,52 GHz, (c) 2,89 GHz, (d) 5,23 GHz (e) 7,33 GHz et (f) 8,59 GHz

3.4 CONCEPTION DE L'ANTENNE AMELIOREE PROPOSEE

Dans le but de protéger l'antenne de l'environnement extérieur et d'améliorer ces performances, une couche de diélectrique est ajoutée sur le patch. Pour ce faire, nous utilisons du Teflon ($\epsilon_r = 2.08$, $\tan(\delta) = 0.001$) d'hauteur Su. La géométrie de l'antenne multicouche proposée est illustrée sur la figure 3.10. Ainsi, l'antenne remodifiée proposée est conçue en utilisant quatre couches de substrat, une au-dessus de l'élément rayonnant pour le protéger de l'environnement externe et améliorer encore ces performances, et de trois couches sous le patch. La première couche de diélectrique au-dessus du patch est à base de téflon d'hauteur Su. Les trois autres couches entre le patch et le plan de masse sont, respectivement, Taconic Rf-(tm) d'épaisseur notée Bt égale à 7,12mm, à base de téflon d'épaisseur P égale à 4mm, et un gap d'air d'épaisseur Ar égale à 7mm.

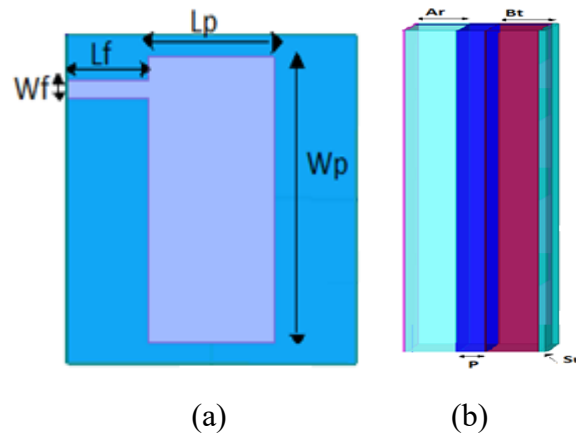
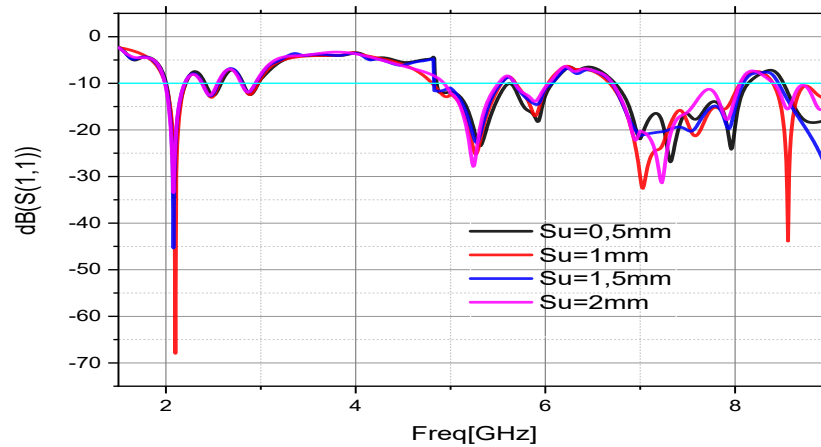


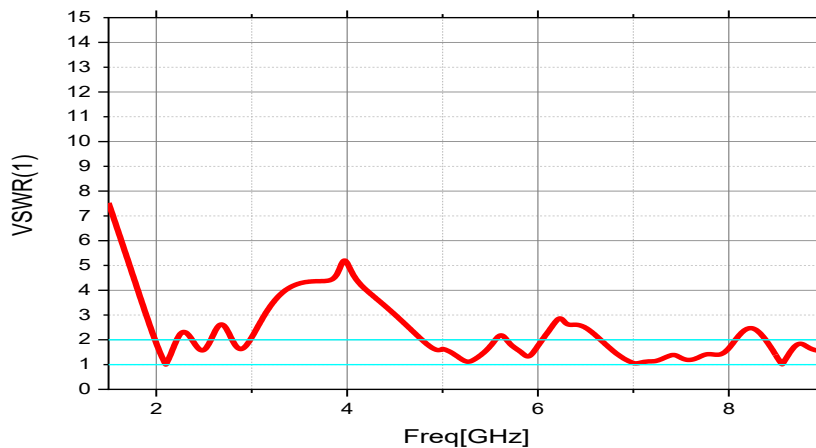
Figure 3.10 Géométrie et structure de l'antenne patch multicouche proposée (a) vue de dessus (b) vue de côté

Dans un premier temps, nous cherchons à trouver la hauteur parfaite Su. La figure 3.11 (a) illustre le coefficient de réflexion simulé du changement de la valeur de la hauteur Su pour l'antenne proposée, obtenu par la simulation à l'aide du logiciel HFSS.

On peut observer sur la figure 3.11 (a), que la valeur de $S_u=1$ mm nous donne une meilleure adaptation du coefficient de réflexion en conservant quasiment la même bande passante, et une résonance supplémentaire apparaît à 5,91 GHz. Les performances du VSWR sont illustrées à la figure 3.11 (b).



(a)

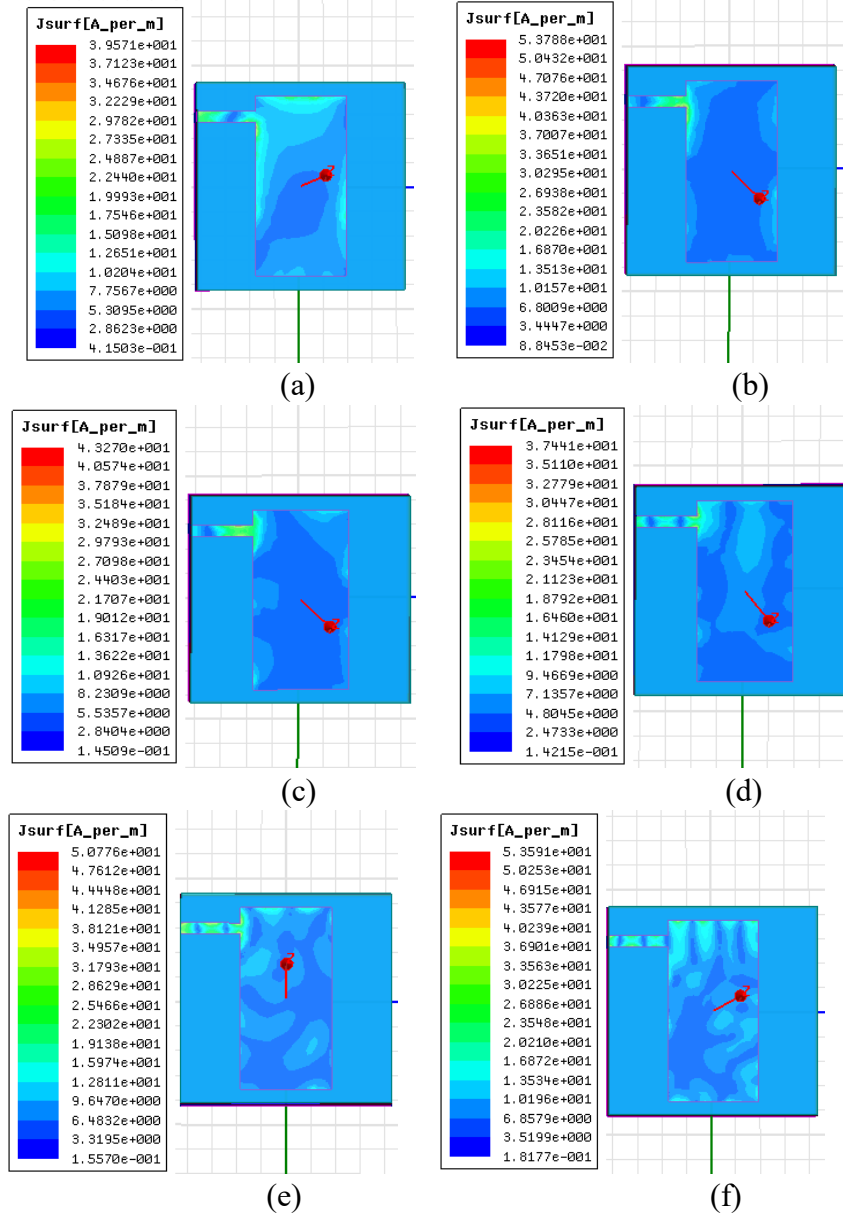


(b)

Figure 3.11 (a) Coefficient de réflexion de l'antenne patch proposée pour différentes valeurs de S_u (b) VSWR

Pour cette amélioration, on voit qu'un très faible coefficient de réflexion peut être atteint sur sept bandes qui résonnent entre 1 GHz et 9 GHz. Il atteint -67,97 dB, -13,05 dB, -12,33 dB, -24,66 dB, -16,69 dB, -30,88 dB et -43,87 dB aux fréquences de résonance 2,1, 2,48, 2,9, 5,25, 5,91, 7,05 et 8,56 GHz, respectivement. La bande passante dans cette amélioration atteint jusqu'à 1,3702 GHz à la fréquence de résonance 7,05 GHz. Le VSWR se situe entre 1 et 2 pour toutes les fréquences de résonance. Avec cette amélioration, la bande passante obtenue est tout à fait optimale pour répondre aux exigences de l'UMTS (Universal Mobile Telecommunications System), ISM (Industrial Scientific Medical), GSM, satellite de communication, Hipper LAN, WiMAX, C et de la bande X.

Pour analyser le phénomène de résonance de l'antenne d'amélioration, la distribution de la densité de courant J_s sur la surface aux sept fréquences de résonance trouvées est représentée sur la Figure 3.12.



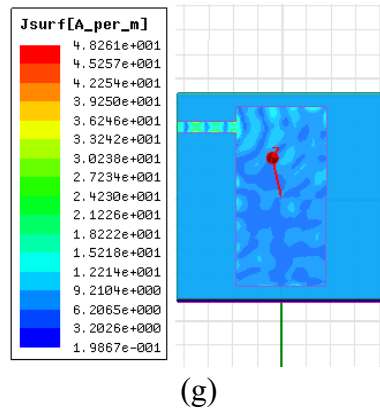
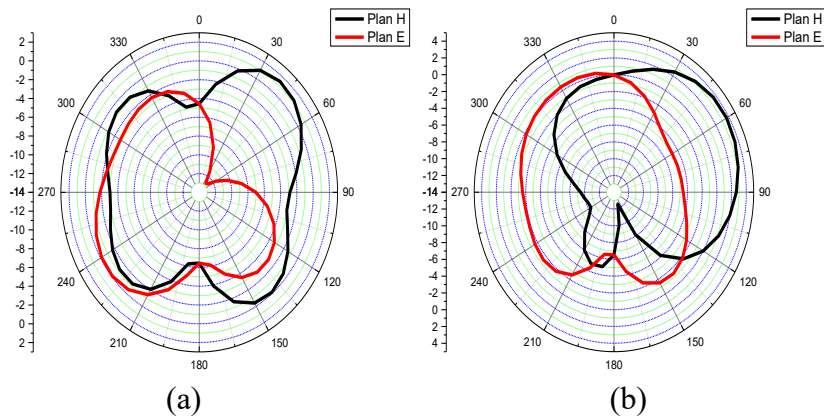


Figure 3.12 Distribution de courant de surface simulée de l'antenne à sept bandes (a) 2,1 GHz (b) 2,48 GHz (c) 2,9 GHz (d) 5,25 GHz (e) 5,91 GHz (f) 7,02 GHz (g) 8,56 GHz

En comparant la Figure 3.7 et la Figure 3.12, on observe que, la densité de courant de surface sur la Figure 3.12 est améliorée dans toutes les fréquences de résonance ; La densité de courant de surface sur le patch médian de la bande est répartie plus uniformément dans l'antenne avec protection que sans protection. La densité de courant maximale est augmentée dans toutes les fréquences de résonance. De même, on observe que l'effet du courant de retour sur les niveaux d'adaptation d'entrée est plus adapté.

La Figure 3.13 et la Figure 3.14 montrent successivement les diagrammes de rayonnement simulés dans les plans E et H, ainsi que la superposition de champ E 3D et le diagramme de rayonnement 3D. On observe sur ces deux figures, que lorsque la fréquence augmente, le diagramme de rayonnement subit une déformation que ce soit dans le plan E ou H, mais dans le plan H la déformation est moins importante. Les résultats obtenus du diagramme de rayonnement montrent que dans les trois premières fréquences de résonance dans le plan E sont approximativement omnidirectionnelles, et les fréquences de résonance restantes sont directionnelles. En revanche, pour le plan H, dans les six premières fréquences de résonance les diagrammes de rayonnement sont approximativement omnidirectionnels et le dernier est directionnel.



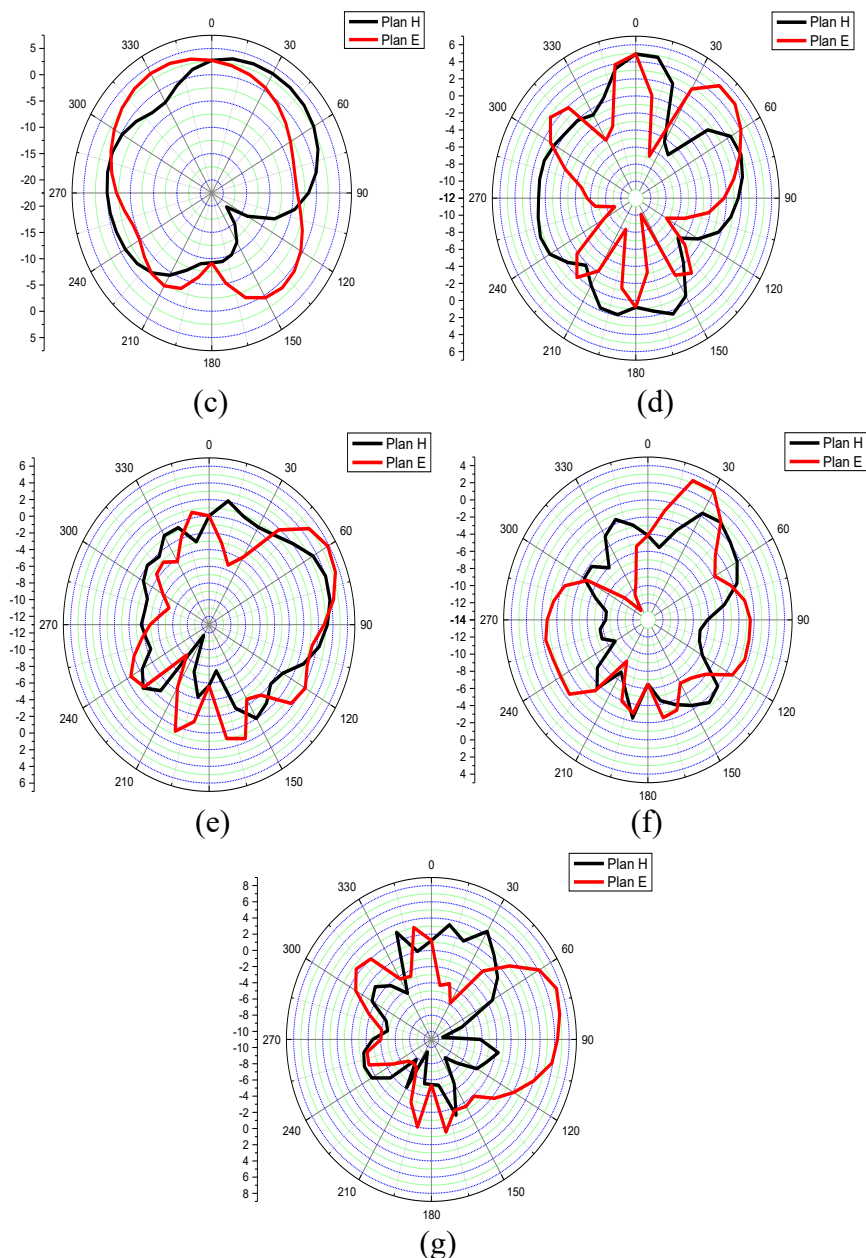
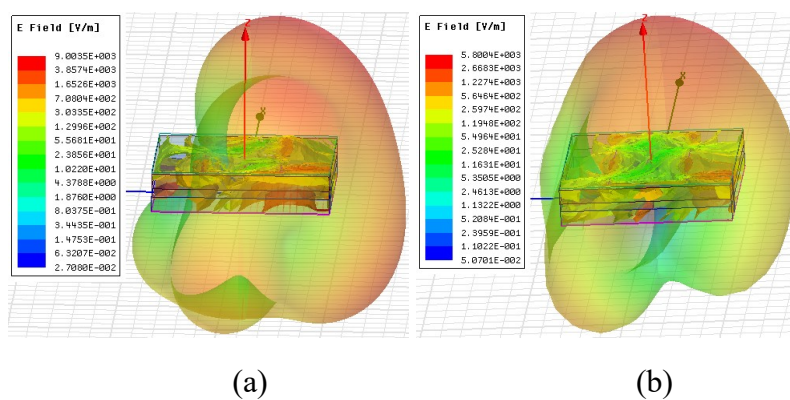


Figure 3.13 Diagrammes de rayonnement simulés dans le plan E et le plan H (a) 2,1 GHz (b) 2,48 GHz (c) 2,9 GHz (d) 5,25 GHz (e) 5,91 GHz (f) 7,02 GHz (g) 8,56 GHz



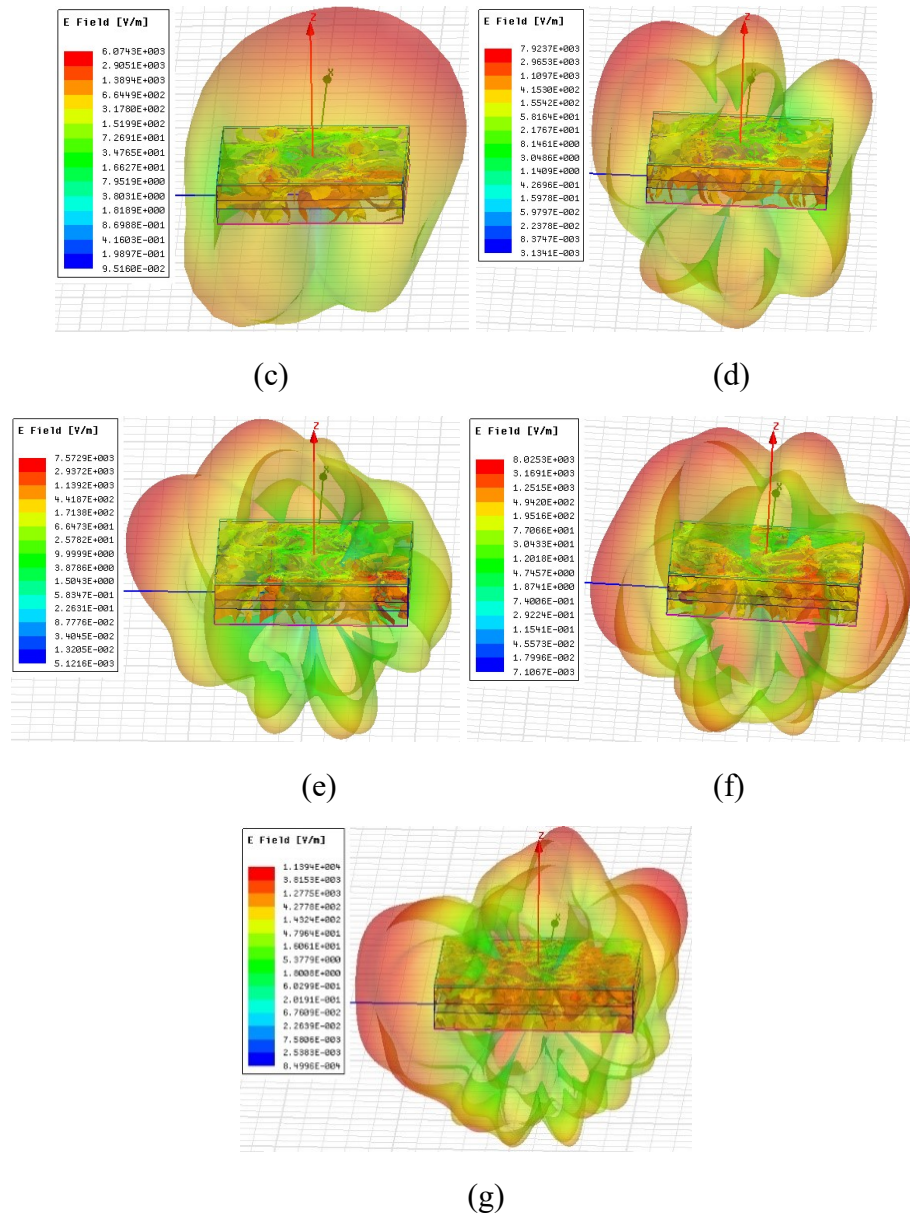


Figure 3.14 Superposition de champ E 3D et diagramme de rayonnement 3D à (a) 2,1 GHz, (b) 2,48 GHz, (c) 2,9 GHz, (d) 5,25 GHz, (e) 5,91 GHz, (f) 7,02 GHz et (g) 8,56 GHz

3.5 RÉSULTATS ET COMPARAISONS

Le tableau 3.1 représente les dimensions des deux patchs proposés sans et avec protection. Les tableaux 3.2 et 3.3 résument les résultats de la simulation des deux antennes patch proposées (le coefficient de réflexion, la bande passante et le gain).

Tableau 3.1 Dimensions de l'antenne patch proposée avec et sans protection

Paramètre	Antenne sans protection (mm)	Antenne avec protection (mm)
Largeur de patch W_p	74	74

Longueur de patch L_p	37	37
Epaisseur du premier substrat B_t	7.12	7.12
Epaisseur du deuxième substrat P	4	4
Epaisseur du troisième substrat A_r	7	7
Longueur d'alimentation (W_f)	4.5	4.5
Largeur d'alimentation (L_f)	24	24
Epaisseur du substrat de protection S_u	-	1

Tableau 3.2 Bande passante, coefficient de réflexion et gain pour diverses fréquences de résonance de l'antenne patch proposée sans protection

Fréquence de résonance (GHz)	Bande passante (GHz)	Coefficient de réflexion (dB)	Gain (dB)
2.1	0.204	-48.69	2.57
2.52	0.213	-14.46	3.67
2.89	0.255	-15.54	4.77
5.23	1.18	-19.84	7.48
7.33	1.258	-27.31	7.45
8.59	1	-14.4	7.19

Tableau 3.3 Bande passante, coefficient de réflexion et gain pour diverses fréquences de résonance de l'antenne patch proposées avec protection

Fréquence de résonance (GHz)	Bande passante (GHz)	Coefficient de réflexion (dB)	Gain (dB)
2.1	0.213	-67.97	2.28
2.48	0.162	-13.05	3.62
2.9	0.162	-12.33	4.96
5.25	0.723	-24.66	7.58
5.91	0.332	-16.69	7.21

7.05	1.37	-30.88	6.40
8.56	0.596	-43.87	7.15

Pour l'antenne sans protection, six modes de résonance distincts à environ 2,1 GHz, 5,23 GHz, 7,33 GHz et 8,59 GHz sont excités avec une bonne adaptation d'impédance. La bande passante varie de 0,204 GHz à 1,258 GHz. Pour la deuxième antenne, nous avons obtenu sept modes résonnants séparés à 2,1 GHz, 2,48 GHz, 2,9 GHz, 5,25 GHz, 5,91 GHz, 7,02 GHz et 8,56 GHz excités avec une bonne adaptation d'impédance. La bande passante varie de 0,162 GHz à 1,37 GHz, ce qui est suffisant pour couvrir la norme UMTS, la bande ISM, la bande U-NII, la bande C, la bande X, le satellite de communication et la bande HiperLAN. Les méthodes d'adaptation dans ce travail donnent de bons résultats pour l'amélioration du coefficient de réflexion. Aussi, l'augmentation de la bande passante et la protection de l'antenne.

Le tableau 3.4 présente une comparaison entre les deux antennes proposées et les autres antennes disponibles dans la littérature. La comparaison est faite en termes de taille, de nombre de bandes de fonctionnement et de gain.

Tableau 3.4 Analyse comparative

Ref.	Taille de l'antenne (mm ²)	Nombre de bandes de fonctionnement	Fréquences de résonance (GHz)	Gain (dB)
[110]	120×60	3	1.5/2.4/5.8	-0.16/2.62/2.04
[111]	27×16	2	2.4/5.2	3.02/3.25
[112]	25×22	3	2.5/3.5/5.8	1.98/3.15/2.68
[113]	58×40.03	3	2.2/ 2.4/3.8	4.2/3.7/4.7
[114]	100×65	3	0.9/1.8/2.6	0.25/0.6/3.28
Antenne sans protection	85 x 85	6	2.1/2.52/2.89/5.23/7.33/8.59	2.57/3.67/4.77/7.48/ 7.45/7.19
Antenne avec protection	85x 85	7	2.1/2.48/2.9/5.25/5.91/7.02/8.56	2.28/3.62/4.96/7.58/7.21/6.41/7.15

Sur la base du nombre de bandes de fonctionnement, les deux antennes proposées offrent les meilleures performances. Or, en se basant sur le gain, à la fréquence de résonance 2.4GHz, pour [110], [111], [112] et [113] le gain égal à 2.62, 3.02, 1.98 et 3.7dB successivement, pour l'antenne proposée sans protection, nous avons 3,67 dB, et l'antenne proposée avec protection 3,62 dB. Pour la fréquence 5,2 GHz, le gain de [111] est égal à 3,25 dB et pour l'antenne avec

la protection, nous avons 7,58 dB. Aussi, pour la fréquence 5.8GHz le gain de [111] et [113] égal à 2.04 et 2.98dB successivement, pour l'antenne avec la protection, on a 7.21dB. Ainsi, on peut déduire du tableau 3.4 que les deux antennes proposées sont plus performantes que les cinq premières en termes de nombre de bandes de fonctionnement et de gain.

Nous avons proposé deux antennes avec six et sept bandes passantes, ce qui garantit une bande passante adaptée à la norme de l'UMTS, la bande ISM, la bande U-NII, la bande C, la bande X, la communication par satellite et la bande Hipper LAN avec un bon coefficient de réflexion, gain et courant de surface.

3.6 CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons proposé l'analyse et conception de deux nouvelles antennes microruban multicouches multi-bandes. Les deux antennes conçues sont optimisées pour couvrir l'UMTS, la bande ISM, la bande U-NII, la bande C, la bande X, le satellite de communication et la bande Hipper LAN. Les deux antennes proposées sont compactes, très faciles à fabriquer et sont alimentées par une ligne microstrip 50Ω . Ces antennes facilitent l'intégration avec les appareils sans fil. De plus, ils sont très attractifs pour les applications sans fil.

Dans cette nouvelle conception, plusieurs techniques sont utilisées. Tout d'abord, nous avons contrôlé l'impédance d'entrée de l'antenne patch en modifiant la taille de l'antenne et l'emplacement du point d'alimentation. Deuxièmement, nous avons utilisé un substrat multicouche avec de nouvelles idées. Nous avons intégré plusieurs substrats entre le patch et le plan de masse et nous avons utilisé une couche pour protéger l'antenne. Ces nouvelles idées ont permis de donner un bon résultat pour le développement du coefficient de réflexion, d'augmenter la bande passante, le gain, le nombre de bandes de fonctionnement et la protection du résonateur.

Dans le chapitre suivant, nous proposons une étude complète de l'impact de la flexion des antennes multi-bandes sur leur fonctionnement normal.

4 Chapitre IV Antennes textiles multi-bandes pour applications corporelles

4.1 AVANT-PROPOS

Aujourd'hui, le défi consiste à optimiser la taille de l'antenne ainsi qu'à résonner sur au moins deux fréquences. De plus, si l'on prend en compte les contraintes d'embarquement des antennes (les antennes peuvent être portées et pliées) dans des espaces plus confinés tout en maintenant leur fonctionnement normal, elles doivent donc être conçues avec précision pour fonctionner correctement. Dans ce but, ce chapitre propose une étude complète de l'impact de la flexion des antennes multi-bandes sur leur fonctionnement normal en comparant les résultats théoriques avec les résultats de la simulation. Nous notons que la flexion est effectuée sur des surfaces cylindriques. Nous commençons cette étude par les aspects théoriques en utilisant le modèle de cavité cylindrique-rectangulaire et les équations définissant le gain pour étudier l'impact de la flexion sur la fréquence de résonance et le gain dans les plans principaux E et H. Pour confirmer les résultats théoriques, nous étudions le décalage de la fréquence de résonance, le décalage de l'impédance d'entrée, le décalage de l'impédance d'argument, la variation de la distribution du courant de surface, la variation du diagramme de gain maximal et les variations du diagramme de rayonnement en simulant une antenne trois bandes fléchie à différents angles. Ce travail présente une base de données pour comprendre les effets de la flexion des antennes multi-bandes sur leurs caractéristiques électriques entre 2GHz et 4.5GHz, et facilite la mise en œuvre de l'antenne.

4.2 INTRODUCTION

En raison des progrès rapides des communications modernes, la multiplication des bandes de fréquences a entraîné une nécessité accrue pour la multi-bande. Il en résulte un besoin croissant de développer des antennes fiables et robustes avec un diagramme de rayonnement stable et un profil bas. En outre, le développement de la technologie sans fil a récemment été orienté vers l'avènement des réseaux corporels (body area networks (BANs)) où plusieurs nœuds de communication sont placés autour du corps humain, et les antennes patch sont considérées comme des composants clés de ses systèmes de communication. On retrouve parmi les contraintes de conception et de mise en œuvre des antennes portables les effets de flexion sur leurs caractéristiques électriques.

Les applications des BANs se multiplient dans les domaines de la surveillance de la santé et du sport, de la recherche et du sauvetage d'urgence (civils et militaires) et de la navigation [115] - [116]. Les auteurs dans [117] présentent une antenne textile flexible à bande unique qui peut répondre aux exigences de diagramme de rayonnement à la fois hors du corps et sur le corps.

Dans [118] A. S. Muzahir, H. Zahra, H. P. E. Raheel, Karu et L. V. John proposent des conceptions d'antennes avec leurs études pour des scénarios proches du corps. Les auteurs présentent dans [119] les défis et les estimations lors de la conception d'antennes adaptées à la communication corporelle dans les BANs sans fil. Pour diverses applications, plusieurs antennes multi-bandes sont présentées et réalisées dans [120] - [126]. [127] propose la faisabilité d'utiliser des textiles souples et électriques dans la réalisation d'antennes à boucle de transmission pour les systèmes d'interface cerveau-machine sans fil (brain-machine interface systems (systèmes BMI)).

Nous avons remarqué le rôle important joué par les antennes dans l'évolution technologique moderne. À cet égard, nous proposons une étude approfondie des effets de la courbure de l'antenne sur ses caractéristiques de rayonnement, précisément sur la fréquence de résonance, l'impédance d'entrée, l'impédance d'argument, la distribution du courant de surface, les diagrammes de rayonnement et le gain. Nous prouvons que les caractéristiques de l'antenne en fonction de l'angle de flexion restent cohérentes sur les trois bandes d'antenne.

Les antennes textiles font l'objet d'une attention croissante, en particulier pour les antennes multi-bandes. Cependant, peu a été fait pour étudier l'effet de la flexion d'une antenne multi-bande sur ses caractéristiques électriques. L'un des objectifs de ce chapitre est de générer une base de données facilitant la mise en œuvre de l'antenne textile dans diverses applications portables, en présentant une étude complète de l'effet de courbure sur les caractéristiques électriques de l'antenne multi-bande. Nous simulons le patch à trois bandes par un simulateur électromagnétique (EM) pleine onde ANSYS HFSS commercial.

4.3 CONCEPTION D'ANTENNE

Nous utilisons dans cette partie le modèle de ligne de transmission pour concevoir le patch ([23] décrit la procédure de conception). Le patch rectangulaire résonne sur trois bandes, sa permittivité est $\epsilon_r = 2.17$ ce qui correspond, selon [127], au substrat coton, avec une épaisseur de $h = 1.5\text{mm}$.

Nous alimentons l'antenne par un câble coaxial d'impédance 50Ω Nous optimisons la taille de l'antenne afin d'obtenir une antenne multi-bande. La Figure 4.1 illustre la configuration géométrique après l'optimisation de la taille du patch.

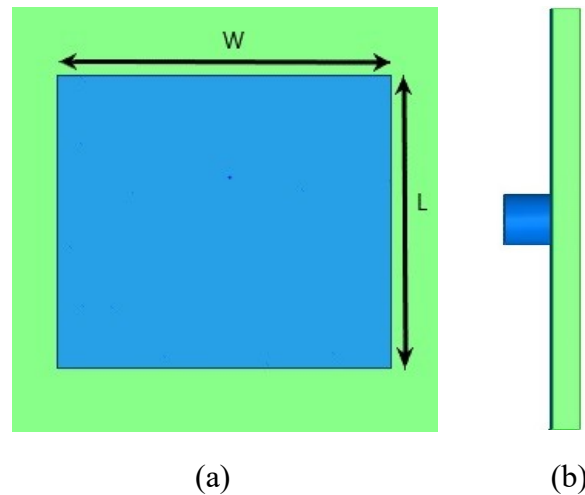


Figure 4.1 Géométrie de l'antenne (a) vue de dessus (b) vue de côté

L'optimisation des dimensions nous a permis d'obtenir trois bandes entre 2 et 4,5 GHz, comme le montre la Figure 4.3 Les dimensions de l'antenne sont répertoriées dans le tableau 4.1.

Tableau 4.1 Dimensions de l'antenne microruban proposée sous forme plane

Paramètre	Valeurs (mm)
Largeur de patch W	78
Longueur patch L	68
Épaisseur du substrat	2
Diamètre extérieur de l'alimentation coaxiale (Dout)	6
Diamètre intérieur de l'alimentation coaxiale (Din)	1

4.4 ETUDE THEORIQUE DES EFFETS DE FLEXION SUR L'ANTENNE RECTANGULAIRE

Dans ce chapitre une étude de l'impact de la flexion des antennes sur leur travail normal est présentée. De plus, tout au long de cette étude, l'étendue et la compression du substrat sont supposés négligeables. Par conséquent, nous fixerons la dimension du patch dans son état initial (forme plate) puis nous appliquerons les pliages sans les modifier.

La flexion dans le plan E (flexion dans le sens de la longueur (L)) Figure 4.2 (b), et la flexion dans le plan H (pliage dans le sens de la largeur (W)) Figure 4.2 (c) sont les deux situations de flexion enregistrées.

La flexion de l'antenne se présente sous la forme d'un cylindre, décrit par :

- Angle de flexion φ
- Rayon de flexion R

➤ Arc de flexion (égal à $R \times \varphi$).

Puisque les dimensions du patch sont prises comme constantes, alors, pour chaque rayon de courbure R , nous avons un angle unique φ . Ces caractéristiques sont présentées à la Figure 4.2(a).

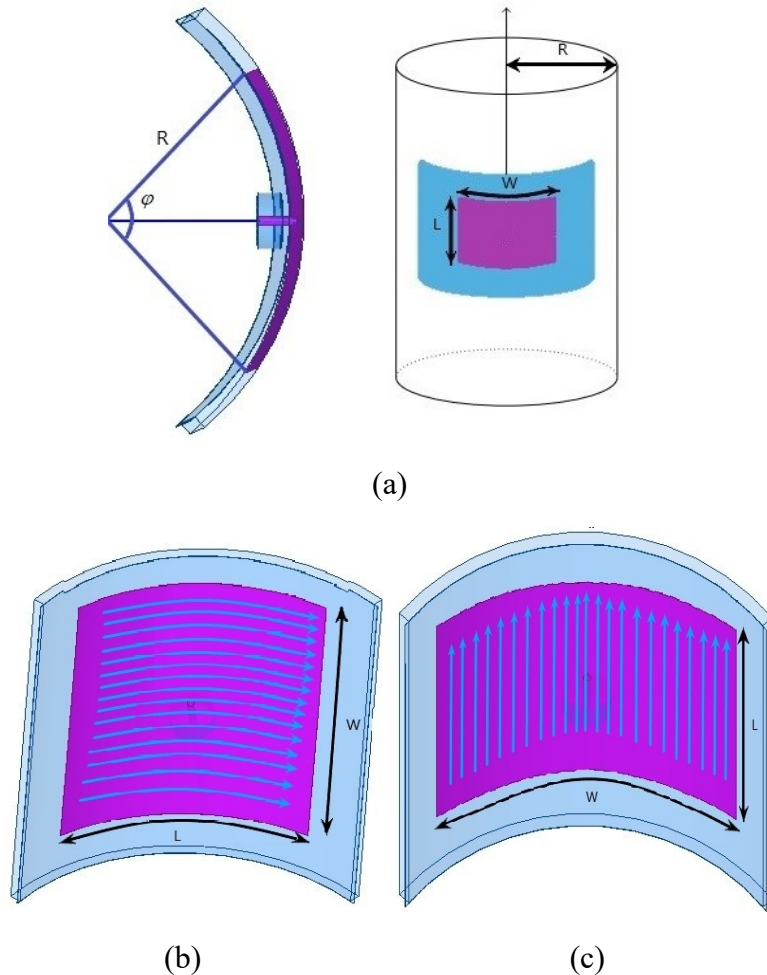


Figure 4.2 Illustration des caractéristiques de pliage

Nous divisons l'étude en deux parties, la première est consacrée à l'effet de courbure sur la fréquence de résonance, tandis que la seconde partie est dédiée à l'impact de la courbure sur le gain.

Le modèle de cavité est utilisé pour examiner l'effet de courbure à la fréquence de résonance, qui peut être trouvé en détail pour l'antenne plate dans [23]. Cependant, dans cette étude, la flexion est cylindrique. En conséquence, nous utilisons une approche comme le modèle de cavité rectangulaire, qui est un modèle de cavité cylindrique-rectangulaire décrit par [128].

Les quatre côtés du substrat sont modélisés comme des parois magnétiques, tandis que le résonateur et la masse sont considérés comme des surfaces conductrices électriques parfaites. Le modèle de cavité cylindrique-rectangulaire est utilisé pour traiter la région entre les deux conducteurs électriques cylindriques, qui est bordée par quatre parois magnétiques sur le côté

et deux parois électriques en bas et en haut. Les parois électriques en $\rho = R$ et $\rho = R - h$, les parois magnétiques en $\phi = \pm\varphi / 2$ et $z = \pm L / 2$.

Pour résoudre le champ électrique et le champ magnétique, on utilise le potentiel vecteur électrique $\vec{F}$ et le potentiel vecteur magnétique $\vec{A}$ qui vérifient l'équation de Helmholtz. La fréquence de résonance s'exprime pour les modes TE_{mli} et TM_{mli} par :

$$f_{r,mli} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\epsilon\mu}} \sqrt{K_{mi}^2 + \left(\frac{l\pi}{2b}\right)^2} \quad 4.1$$

k_{mi} est déterminé par (4.2) et (4.3) pour la flexion des plans H et E, respectivement :

$$J_{K\phi}(k_{mi}(R-h))Y_{K\phi}(k_{mi}R) = J_{K\phi}(k_{mi}R)Y_{K\phi}(k_{mi}(R-h)) \quad 4.2$$

$$J'_{K\phi}(k_{mi}(R-h))Y'_{K\phi}(k_{mi}R) = J'_{K\phi}(k_{mi}R)Y'_{K\phi}(k_{mi}(R-h)) \quad 4.3$$

$J_{K\phi}$ et $Y_{K\phi}$ sont les premier et deuxième type de fonctions de Bessel. $\nu = m\pi / \varphi$ présente l'ordre des fonctions de Bessel.

Dans le mode TM₀₁₁, selon l'équation (4.2) pour tous les angles de flexion φ , l'ordre de la fonction de Bessel est $\nu = m\pi / \varphi = 0$, on peut voir que la variation de l'angle de flexion n'influence pas suffisamment la fréquence de résonance.

En ce qui concerne la flexion du plan E, la fréquence de résonance du mode TE₁₀₁ est :

$$f_{r,mli} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\epsilon\mu}} \sqrt{(k_{mi})^2} \quad 4.4$$

Avec

$$k_{mi} = m\pi / \varphi(R-h) \quad 4.5$$

En mode TE₁₀₁, la variation de l'angle de flexion influence directement la fréquence de résonance, ceci peut être facilement démontré par (4.4) et (4.5).

Nous discutons dans cette partie la variation du gain en fonction du rayon et de l'angle de courbure. Le gain d'antenne est défini dans [23] comme :

$$Gain = \frac{4\pi U(\theta, \phi)}{P_{in} \text{ (Source isotrope sans perte)}} \quad \text{(sans dimension)} \quad 4.6$$

Où

$U(\theta, \phi)$ l'intensité du rayonnement.

P_{in} la puissance d'entrée de la source isotrope sans perte.

L'intensité de rayonnement de l'antenne a la forme :

$$U(\theta, \phi) = \frac{r^2}{2\eta} |E(r, \theta, \phi)|^2 \simeq \frac{r^2}{2\eta} \left[|E_\theta|^2 + |E_\phi|^2 \right] \quad 4.7$$

Où

$E(r, \theta, \phi)$ l'intensité du champ électrique de la zone éloignée de l'antenne.

E_θ et E_ϕ sont les composantes du champ électrique de la zone éloignée de l'antenne.

η l'impédance intrinsèque du milieu.

De plus, les composantes de champ lointain E_θ et E_ϕ sont données dans [128] par :

$$E_\theta = \frac{\lambda R}{2\pi^2 \sin \theta} \frac{e^{-jk_0 r}}{r} \sigma(n, Lk_0 \cos \theta) \sum_{p=-\infty}^{+\infty} \frac{e^{jp\phi} j^{p+1} I(m, p, \varphi)}{H_p^{(2)}(Rk_0 \sin \theta)} \quad 4.8$$

$$E_\phi = j \frac{\lambda R}{2\pi^2} \frac{e^{-jk_0 r}}{r} \times \sum_{p=-\infty}^{+\infty} \frac{e^{jp\phi} j^{p+1}}{H_p^{(2)}(Rk_0 \sin \theta)} \times \left(\frac{(\sigma(m, p, \varphi) I(n, -k_0 \cos \theta, L))}{- \frac{p \cos \theta \sigma(n, -Lk_0 \cos \theta) I(m, p, \varphi)}{Rk_0 \sin^2 \theta}} \right) \quad 4.9$$

Avec

$$\sigma(d, c) = (-1)^d e^{-jc/2} - e^{jc/2} \quad 4.10$$

$$I(d, c, i) = \int_{-i/2}^{i/2} \cos\left(\frac{d\pi}{i} x + \frac{d\pi}{2}\right) e^{-jcx} dx \quad 4.11$$

On peut conclure de (6), (7), (8) et (9) que le gain varie en fonction de R et φ .

4.5 INTERPRÉTATION ET VALIDATION DES EFFETS DE COURBURE SUR L'ANTENNE PATCH RECTANGULAIRE MULTIBANDES

Dans la section précédente, il est prouvé théoriquement que la flexion dans le plan H n'affecte pas la fréquence de résonance, mais elle l'affecte de manière significative dans le plan E. Aussi, nous constatons également que le gain dépend du R et de φ . Dans cette section, les résultats théoriques sont confirmés en simulant une antenne rectangulaire à trois bandes. Nous supposons que φ varie de 0° à 65° (0° est la forme plate) Figure 4.3 (a). Lorsque le patch est plié à différents angles le long du plan H, la Figure 4.3 (b) illustre le décalage des fréquences de résonance.

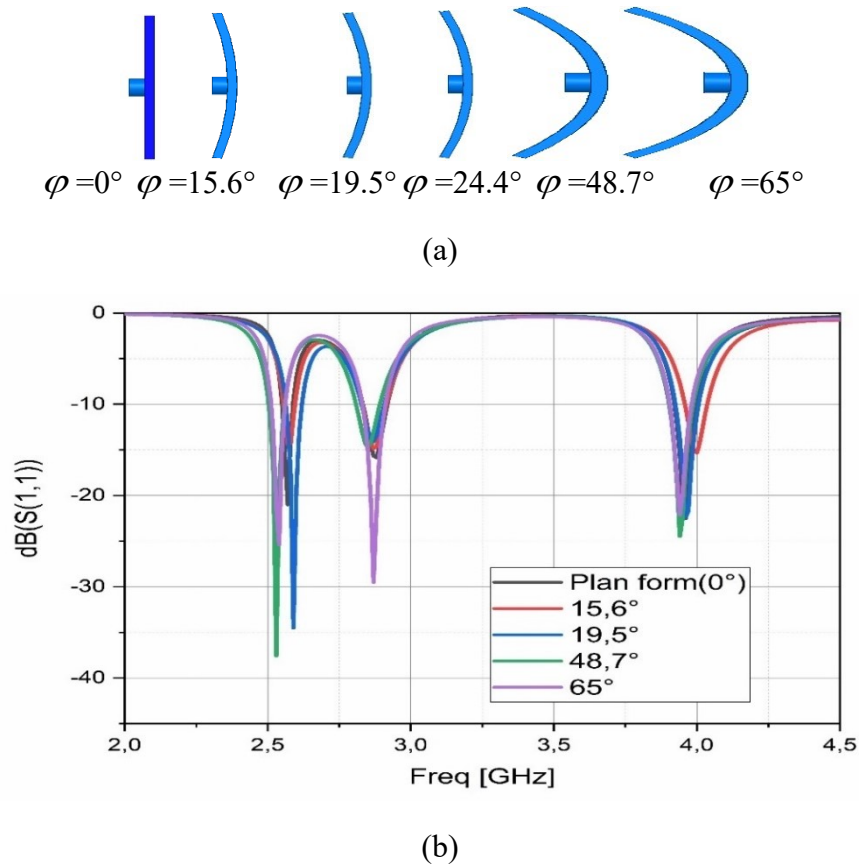


Figure 4.3 Caractérisation des effets de repliement du patch dans le plan H (a) L'angle de flexion (b) Le coefficient de réflexion simulé des effets de repliement dans le plan H

Nous remarquons sur la Figure 4.3 un léger décalage de la fréquence de résonance dû à la variation de φ . Si nous revenons au modèle de cavité cylindrique-rectangulaire, il prédit que la flexion dans le plan H n'a que peu d'influence sur la fréquence de résonance, car le trajet du courant est indépendant de la courbure dans le plan H. Par conséquent, les résultats de la simulation correspondent aux résultats théoriques. Dans cette recherche, nous nous concentrerons sur l'impact de la flexion dans le plan E.

Le décalage de fréquence de résonance en fonction de la variation φ illustré à la Figure 4.4. Les Figure 4.5 et Figure 4.6 présentent successivement l'impédance d'entrée et l'argument en fonction de la variation φ . φ varie de 0° à 65° . Le tableau 4.2 présente le décalage de fréquence et la bande passante relative liés aux angles de flexion.

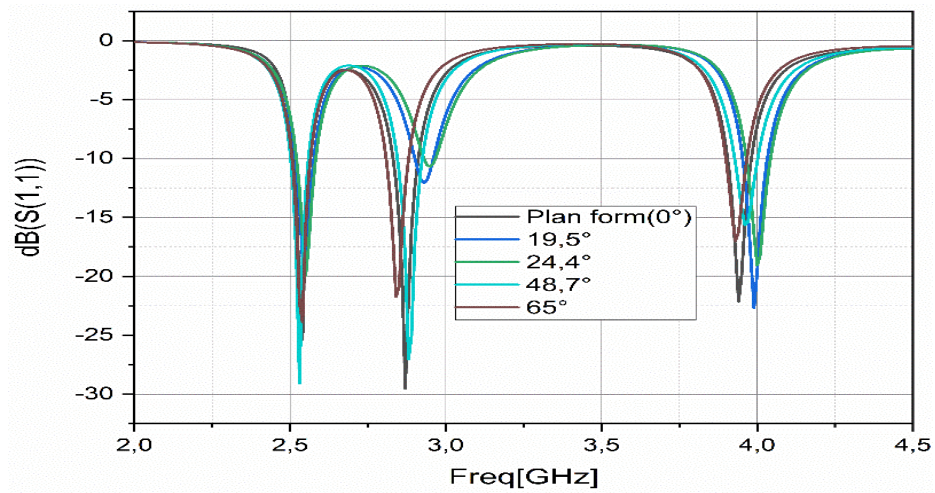


Figure 4.4 Coefficient de réflexion simulé des effets de pliage dans le plan E

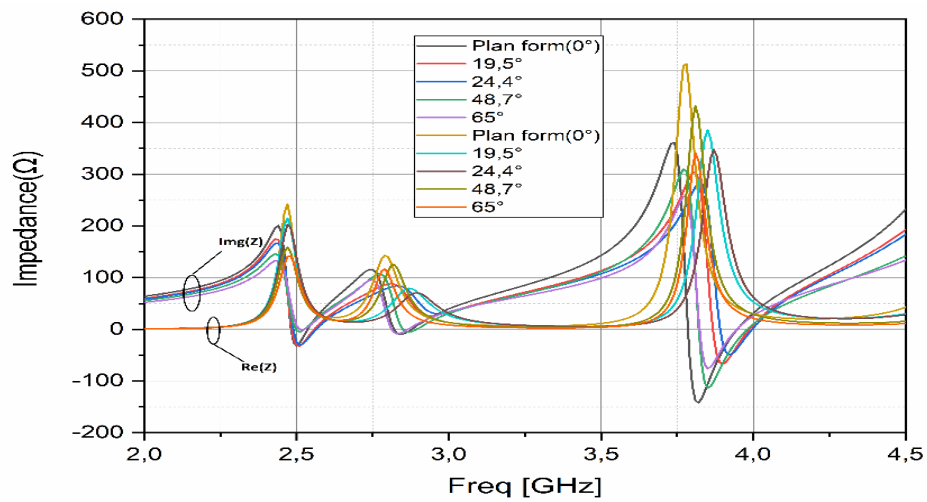


Figure 4.5 Impédance d'entrée simulée, des effets de repliement dans le plan E

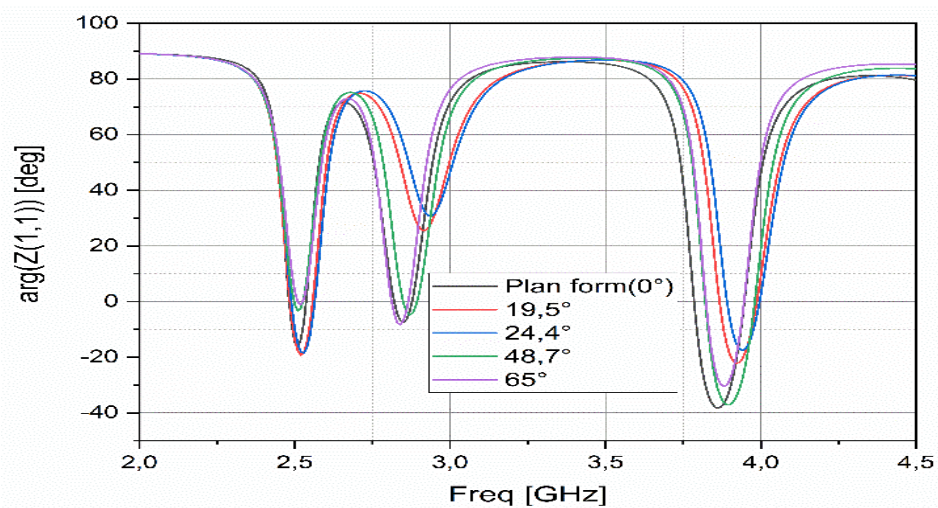


Figure 4.6 Argument simulé, des effets de repliement dans le plan E

Dans le plan E, pour la gamme de fréquence entre 2 GHz et 4.5 GHz, d'après la Figure 4.4 et le Tableau 4.2, on a après une faible variation du φ (φ de 0° à 24.4°) un grand décalage vers la droite pour les trois fréquences de résonance (2.53, 2.86 et 3.93 GHz), la première varie jusqu'à 2.55 GHz, la seconde à 2.98 GHz et la troisième à 4 GHz. Nous notons également que lorsque la fréquence augmente, le décalage devient important. De plus, $\varphi = 24.4^\circ$ est l'angle de flexion critique car, autour d'elle, on a la variation de la direction de décalage (de gauche à droite) pour les trois fréquences de résonance. Lorsque φ passe de 24.4° à 65° , la fréquence de résonance tend à revenir à son état d'origine. Les deux parties théorique et simulation présentent les mêmes résultats. Selon la Figure 4.4 et les équations (4.10) et (4.11), nous avons démontré que la fréquence de résonance dans TE_{101} varie avec l'angle φ et le rayon R. De plus, le Tableau 4.2 montre que les largeurs de bande relative sont influencées par la courbure de l'antenne.

Les Figure 4.5 et 4.6 montrent pour toutes les valeurs de φ que l'impédance d'entrée et l'argument prouvent un très bon accord avec le S11 aux trois bandes. La partie imaginaire et réelle de l'impédance varient en fonction de la fréquence de résonance. De plus, le décalage augmente lorsque la fréquence augmente.

Tableau 4.2 Décalage de fréquence et bande passante relative liés aux angles de flexion

Angle de flexion (φ)	Fréquence de résonance (GHz)			Largeur de bande relative (%)		
	Première bande passante	Deuxième bande passante	Troisième bande passante	Première bande Passante	Deuxième bande passante	Troisième bande passante
0°	2.53	2.86	3.93	1.96	2.81	1.95
19.5°	2.54	2.93	3.95	2.31	1.98	2.06
24.4°	2.55	2.94	4	2.39	1.1	1.96
48.7°	2.53	2.88	3.96	2.26	2.78	1.89
65°	2.53	2.84	3.93	2.73	2.55	1.72

L'impédance d'entrée de l'antenne est une fonction complexe, elle dépend de l'environnement, de la géométrie et de la fréquence. En utilisant les circuits équivalents avec des éléments localisés, nous pouvons représenter avec précision l'impédance d'entrée. Dans l'air, les auteurs de [129] et [130] ont déterminé le circuit équivalent d'un monopole large bande. Les antennes à large bande sont des patches multi-résonnants et sont modélisées par des cellules N (circuits RLC parallèles) en série avec une cellule d'entrée LC série. La figure 4.7 montre le circuit équivalent. Le nombre de cellules est déterminé par le nombre de maxima locaux d'impédance d'entrée. Dans notre cas, nous pouvons distinguer trois maxima locaux, ce qui correspond à trois cellules à calculer ($N = 3$). On peut calculer les composantes (R_i L_i C_i) de chaque cellule ($i = 1, 2, \dots N$) à partir de la partie réelle du tracé d'impédance d'entrée du patch simulé ou mesuré dans l'air. Nous calculons la cellule d'entrée (C_0 et L_0) en utilisant le tracé

imaginaire de l'impédance d'entrée de l'antenne. Les étapes détaillées pour déterminer le circuit équivalent d'antenne patch dans l'air sont présentées dans [129] et [130]. Le tableau 3 montre les paramètres du circuit équivalent patch courbé dans le plan E en fonction de l'angle φ . D'après le tableau 4.3, nous remarquons que la cellule d'entrée (C_0 , L_0) est presque indépendante de la courbure dans le plan E. Nous notons également que les composantes (R_i , L_i , C_i) des trois cellules sont influencées par la flexion dans le plan E, et les cellules 2 et 3 sont plus affectées par la flexion que la cellule 1, ce qui convient aux résultats de décalage de fréquence.

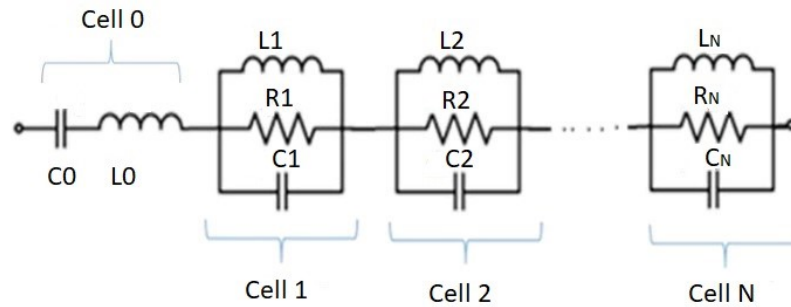


Figure 4.7 Topologie générale du circuit équivalent des antennes patch

Tableau 4.3 Paramètres du circuit équivalent d'antenne en fonction de l'angle

Circuit Parameter	Angle de flexion (φ) dans le plan E (°)				
	0	19.5	24.4	48.7	65
C_0 (pF)	1.47	1.45	1.48	1.43	1.40
L_0 (nH)	0.26	0.23	0.21	0.20	0.21
C_1 (pF)	16.07	15.23	17.73	18.64	19.60
L_1 (nH)	0.26	0.27	0.27	0.22	0.21
R_1 (Ω)	242	214	202	159	142
C_2 (pF)	15.6	18.9	20.4	18.5	22.7
L_2 (nH)	0.21	0.16	0.15	0.17	0.14
R_2 (Ω)	143	79	71	125	116
C_3 (pF)	5.6	6.7	7.04	7.03	9.20
L_3 (nH)	0.32	0.26	0.24	0.25	0.20
R_3 (Ω)	513	385	347	432	340

La Figure 4.8 présente la distribution du courant de surface de l'antenne aux fréquences de résonance en fonction des angles de courbure. La distribution de courant de surface sur le résonateur aux fréquences opérationnelles affirme que la flexion du patch affecte la densité de courant maximale et l'emplacement de distribution. Cette affectation est due à l'effet de flexion de l'antenne sur la création d'accélération ou de décélération de charges électriques. Nous en déduisons que le chemin du courant est influencé par la courbure du patch.

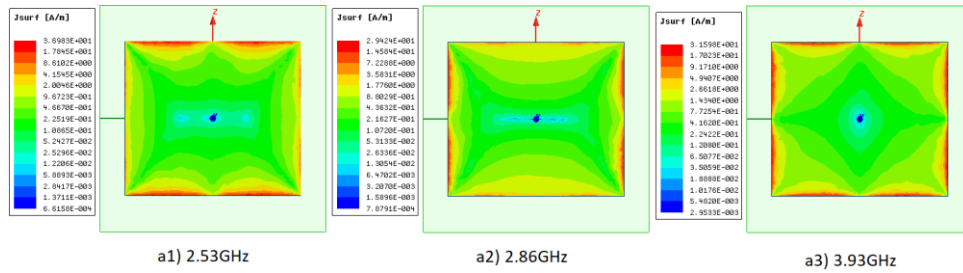
Selon [124], les auteurs ont montré que la fréquence de résonance est influencée par la longueur du patch. Par conséquent, la correction de ce décalage peut se faire par la modification

de la longueur d'antenne. De plus après cette étude nous avons trouvé que la flexion dans le plan H n'affecte pas la fréquence de résonance, donc on peut faire une flexion dans ce plan.

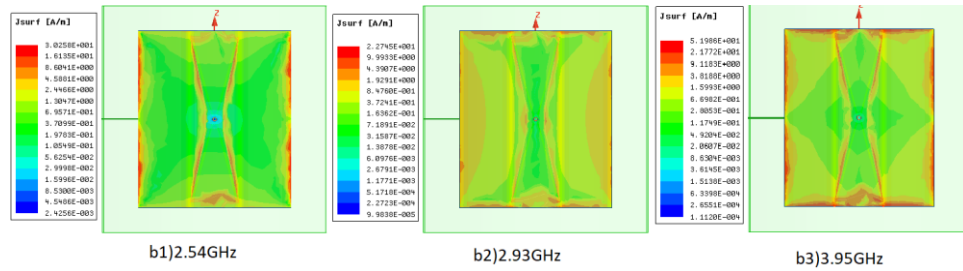
La Figure 4.9 montre le diagramme de décalage de gain maximal, tracé par rapport aux angles de courbure de l'antenne patch rectangulaire dans le plan E pour les trois fréquences de résonance. La Figure 4.10 présente la façon dont la flexion de l'antenne affecte le diagramme de rayonnement dans le plan x_y et le plan z_x pour les trois bandes.

D'après le diagramme d'offset de gain et en se référant à l'état initial, après une légère flexion dans le plan E ($0^\circ < \varphi \leq 24.4^\circ$), on obtient une montée du gain et pour $24.4^\circ < \varphi \leq 65^\circ$ on a un gain décroissant pour les trois fréquences de résonance. Nous notons également que l'angle de courbure critique est $\varphi = 24.4^\circ$ dans lequel le gain change la direction d'une augmentation à une diminution.

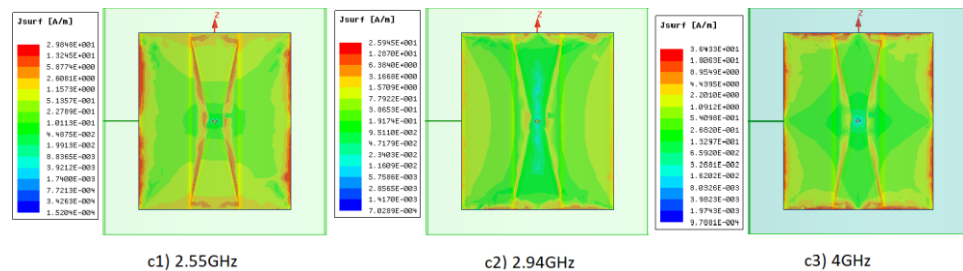
Pour les deux premières bandes Figure 4.10 (a1) et (a2), suite à une petite flexion ($\varphi = 19.5^\circ$) dans le plan x_y , le diagramme de rayonnement subit une légère modification puis reste plus ou moins inchangé. On obtient une petite déformation du diagramme de rayonnement dans la troisième bande lorsque φ change.



(a)



(b)



(c)

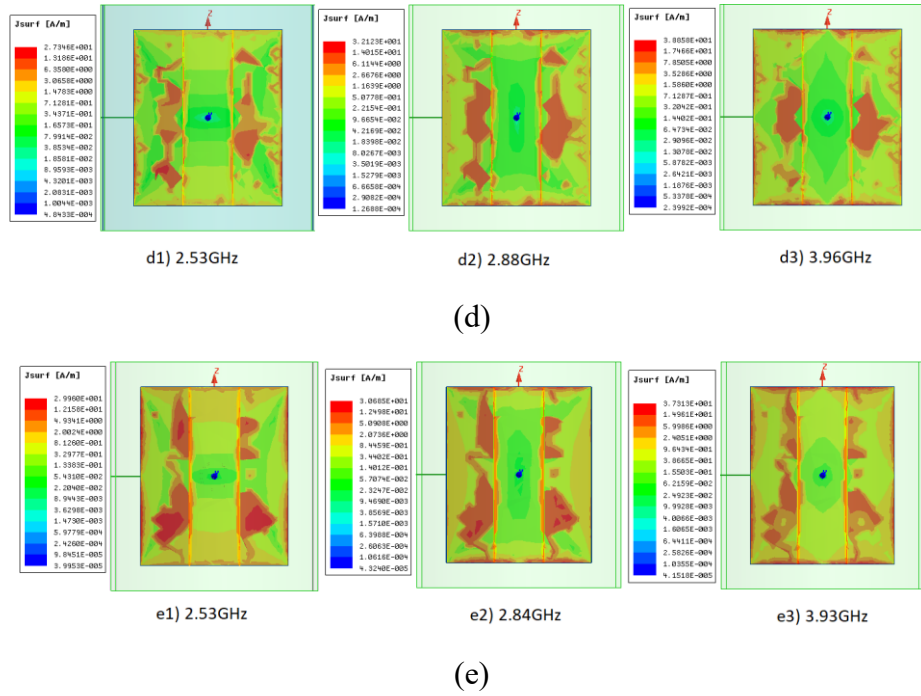


Figure 4.8 Distribution de courant de surface simulée aux fréquences opérationnelles pour les angles de courbure (a) = 0° (b) = 19.5° (c) = 24.4° (d) = 48.7° (e) = 65°

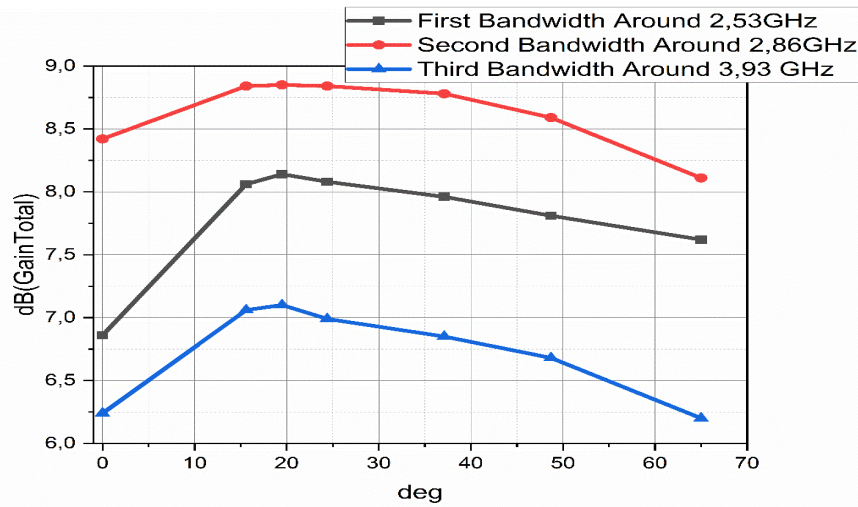


Figure 4.9 Diagramme du décalage de gain maximal tracé par rapport aux angles de courbure pour les antennes patch rectangulaires sur le plan E.

Dans le plan z_x et pour les deux premières bandes (Figure 4.10 (b1) et (b2)), le diagramme de rayonnement connaît une rotation de 90° avec une petite déformation après la première courbure ($\varphi = 19.5^\circ$). De plus, à mesure que la flexion augmente, on observe une légère déformation. Dans la troisième bande, on obtient une légère déformation dès que φ varie. Étant donné que la capacité de l'antenne à rayonner dans une direction est déterminée comme le rapport de l'intensité de rayonnement dans une direction à l'intensité de rayonnement moyenne par rapport à toutes les directions, et selon les équations (4.7), (4.8) et (4.9), nous déduisons que la directivité est fonction du rayon de courbure ce qui explique la variation des diagrammes de rayonnement. On remarque enfin que lorsque la fréquence augmente, la déformation du

diagramme de rayonnement diminue, ce qui est compatible avec [131] où les auteurs ont opéré à la fréquence de résonance de 28 GHz.

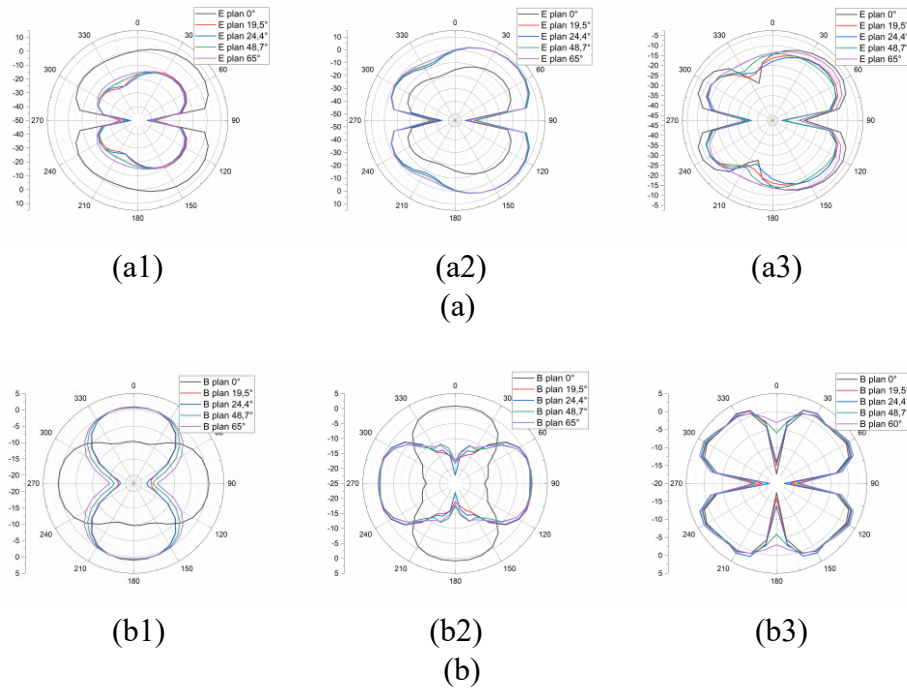


Figure 4.10 Diagrammes de rayonnement d'antenne avant et après courbure aux fréquences opérationnelles (a) plan x_y et (b) plan z_x ; (a1) et (b1) autour de 2,53 GHz, (a2) et (b2) autour de 2,86 GHz et (a3) et (b3) autour de 3,93 GHz

Le tableau 4.4 présente la comparaison des résultats obtenus dans ce travail avec les résultats existant dans la littérature.

Tableau 4.4 Comparaison entre les résultats obtenus avec les résultats existants dans la littérature

Référence	Fréquence de résonance pour la flexion dans le plan H (GHz)	Fréquence de résonance pour la flexion dans le plan E (GHz)	Gain pour la flexion dans le plan E (dB)
Antenne proposée	2.86-2.87-2.87-2.87-2.87	2.86-2.93-2.94-2.88-2.84	8.41-8.83-8.85-8.84-8.59-8.11
[130]	-	-	1.76-1.41-1.178-0.43-(-5.81)
[131]	2.51-2.51-2.55	2.51-2.62-2.55	-
[132]	-	2.43-2.55-2.53-2.525-2.52	9.62-8.19-9.32-9.15-9.5
[133]	2.39-2.4	2.39-2.49	4.6-0.8
[134]	1.54-1.54	1.45-1.548-1.55-1.586	-

Dans [130] – [133] les auteurs ont montré, à titre de mesure, l'effet de la courbure sur les antennes et que la courbure dans le plan E est plus importante que dans le plan H. Ce résultat est également confirmé dans [134] pour la polarisation circulaire. Dans ce travail, nous avons confirmé ces résultats de la littérature via une simulation et une étude théorique complète pour comprendre comment l'antenne réagit pour faciliter la mise en œuvre du patch dans différentes applications.

4.6 CONCLUSION

Les antennes fixées sur le corps pourraient aider à la surveillance médicale des patients hospitalisés ou des patients ambulatoires. Ils pourraient également être appliqués dans la communication lors de la recherche, de la localisation et du sauvetage de personnes dans des environnements dangereux. Ces patches doivent répondre aux exigences des environnements d'implantation, tout en gardant leurs paramètres électriques. Nous ne pouvons pas garantir une surface plane dans les applications portables. Il est donc nécessaire de s'assurer du bon fonctionnement de l'antenne en fonction de l'évolution de l'environnement. Nous avons présenté ce chapitre pour faire une base de données qui peut faciliter la mise en œuvre de patches multi-bandes dans des applications portables, même lorsqu'elles sont pliées et portées.

Ainsi, nous présentons une étude des effets de flexion sur les paramètres fondamentaux de l'antenne rectangulaire tri-bande. Nous avons utilisé le modèle de cavité cylindrique-rectangulaire et les équations de gain pour expliquer l'effet de flexion dans les deux plans E et H dans la section théorique. Dans la partie simulation, on prend l'angle de flexion φ variant de 0° à 65° . Nous avons validé les résultats théoriques par le coefficient de réflexion et le gain simulés. Nous avons trouvé un accord entre les résultats théoriques et simulés. Également, nous avons montré que dans l'échelle de fréquence, le décalage de fréquence et le gain maximum par rapport à l'angle φ sont normalisés. Autour de l'angle $\varphi = 24.5^\circ$, on a la variation de direction de décalage du gain et de la fréquence de résonance maximum. Nous avons confirmé ces résultats en présentant et en discutant les diagrammes de décalage d'impédance d'entrée, l'argument d'impédance, la distribution du courant de surface et le diagramme de rayonnement en fonction de l'angle de flexion.

Dans les systèmes de communication sans fil, nous trouverons différents types d'antennes planaires à fréquences fixes ou reconfigurables, différentes par leurs principes de fonctionnement, leurs formes, leurs technologies..., qui peuvent être utilisées au profit de nombreuses applications industrielles, militaires ou biomédicales. Nous proposons dans le prochain chapitre deux antennes reconfigurables en fréquence qui conviennent aux applications sans fil telles que UMTS, T-DMB, LTE, WiMAX, WLAN, PCS, bande S, bande C et WiBro avec de bonnes caractéristiques de gain et de rayonnement.

5 CHAPITRE V Antenne reconfigurable

5.1 INTRODUCTION

Le domaine en plein essor des antennes reconfigurables peut être considéré comme un ensemble de principes fondamentaux qui permettent d'accéder à des approches de conception profondes, à une technologie hautement développée qui offre de nouvelles capacités considérables pour les applications de nouvelle génération. Bien que les antennes soient des composantes essentielles des systèmes de communication et de radar, mais de temps en temps, leur incapacité à s'adapter à de nouveaux scénarios opérationnels peut limiter les performances du système [135].

Pour répondre aux exigences des systèmes de communication modernes, les appareils mobiles doivent fonctionner selon différentes normes ajustables. Il est préférable à cet effet que plusieurs bandes de fréquences soient couvertes par les antennes. Dans la littérature, plusieurs structures d'antennes multi-bandes sont proposées pour répondre aux exigences du développement [136-139]. Dans [136], les auteurs présentent un réseau d'antennes multi-bandes à gain élevé fonctionnant à 3,7, 5,2 et 5,8 GHz. Dans [137], Shruthi G & Yogesh Kumar montrent une étude d'antenne multi-bande PIFA développée pour couvrir la bande de fréquence DCS1800, GSM 900 et WLAN 2,4 GHz. Dans [138], les auteurs présentent une étude complète pour améliorer une antenne rectangulaire élémentaire, en une nouvelle antenne multicouche multi-bande avec un bon coefficient de réflexion et gain. Les commutateurs RF sont utilisés comme élément de réglage ou élément de sélection du chemin du signal, cette fonctionnalité permet de réduire la complexité des systèmes de télécommunications pour obtenir un fonctionnement multi-bande ou large bande. Les antennes reconfigurables sont basées sur les commutateurs RF. La création d'antennes reconfigurables dans le but de prendre en charge des exigences de système ou des conditions de situation variables peut réorganiser ou éliminer ces restrictions et offrir des niveaux supplémentaires de fonctionnalité pour tout système [135]. Des antennes reconfigurables pourraient être utilisées pour fournir des capacités supplémentaires, telles que des largeurs de bande de fréquences instantanées plus larges, des volumes de balayage plus importants et des diagrammes de rayonnement avec des distributions de lobes latéraux plus souhaitables [135]. La reconfigurabilité est la capacité d'ajuster les caractéristiques de fonctionnement fondamentales d'un radiateur individuel grâce à des ressources électriques, mécaniques ou autres, et les caractéristiques fondamentales des antennes restent inchangées [135], [140] et [141].

Dans la littérature [142-151], quelques conceptions d'antennes reconfigurables sont présentées. Les auteurs dans [142-145], présentent quelques modèles d'antennes reconfigurables en fréquence utilisant des commutateurs VO2. Afin de couvrir les deux bandes de fréquences différentes à 2,7 et 3,5 GHz, [142] proposent une antenne planaire F inversée reconfigurable (PIFA) / antenne monopôle en forme de T avec un commutateur VO2 imprimé. Une antenne réseau reconfigurable est illustrée dans [143], son diagramme de rayonnement est basé sur un commutateur VO2 imprimé. Dans [147], les auteurs utilisent des radiateurs en forme de L et de

U pour améliorer la bande passante et pour ajouter des bandes supplémentaires, deux diodes PIN sont utilisées pour réaliser la commutation entre le radiateur principal et les radiateurs en forme de L et de U. En utilisant deux commutateurs PIN, les auteurs dans [148] proposent une réalisation d'antenne patch multi-bande avec une polarisation circulaire reconfigurable, qui génère un ajustement du sens de circulation des courants sur l'élément rayonnant, et un ajustement des caractéristiques de rayonnement bidirectionnel. Pour couvrir les bandes WiMAX, Bluetooth et WLAN, les auteurs de [149] utilisent une antenne nœud papillon imprimée sur les deux faces du substrat, à l'aide de diodes PIN, les auteurs ont pu modifier la longueur électrique du patch ce qui conduit à une interdiction de fonctionnement accordable électriquement. En commutant l'état de la diode PIN dans [150], les auteurs présentent un patch en anneau fente reconfigurable qui peut être appliqué comme une unité d'un grand réseau. Les auteurs dans [152] présentent l'étude de l'effet de courbure des antennes multi-bandes sur leurs fréquences de résonance pour faciliter l'implantation des antennes.

Le présent chapitre se divise en deux parties. Dans la première partie, nous présentons une nouvelle antenne reconfigurable en fréquence imprimée sur un substrat FR4_epoxy. Les résonateurs sont positionnés à une hauteur optimale au-dessus du sol et de la ligne d'alimentation, afin d'atténuer les ondes réfléchies et les lobes arrière dans l'intention d'entraîner une augmentation du gain de l'antenne. De plus, l'antenne patch peut être implémentée avec le circuit associé et être éloignée de ses effets en même temps. Pour connecter entre les résonateurs et la ligne d'alimentation nous utilisons des vias. Nous avons placé quatre diodes PIN entre la ligne d'alimentation et les vias, afin de changer dynamiquement la fonction de l'antenne, ainsi, chaque bande de fréquence a ses propres lignes d'alimentation.

Dans la deuxième partie, nous exposons une forme compacte et innovante d'une antenne triangulaire reconfigurable en fréquence, avec des fentes de forme triangulaire, nous utilisons comme support le substrat FR-4 avec une épaisseur de 1,6 mm. L'antenne triangulaire proposée a la capacité de fonctionner dans plusieurs normes de communication sans fil telles que UMTS, PCS, S-band, WiMAX, C-band et WLAN avec d'excellentes caractéristiques de rayonnement, nous possédons une large bande et un gain élevé dans la bande de fonctionnement. En outre, nous n'utilisons que deux diodes pour produire des fréquences de résonance multiples, ce qui nous permet de réduire le coût de notre système d'antenne.

5.2 ANTENNE MULTI-BANDE RECONFIGURABLE EN FREQUENCE BASEE SUR UNE DIODE PIN POUR LES APPLICATIONS SANS FIL

5.2.1 Avant-propos

La conception d'une antenne multi-bande reconfigurable pour les applications sans fil telles que les applications de bandes UMTS, T-DMB, LTE, WiMAX, WLAN et WiBro est présentée dans cette section. L'antenne est composée de quatre éléments rayonnants qui jouent alternativement le rôle d'élément actif ou parasite. De plus, nous avons choisi une antenne reconfigurable avec une bande passante étroite, afin de pouvoir se déplacer dans un spectre de radiofréquence également pour éviter les interférences de bande. Ce système est qualifié pour contrôler le S11 en commutant l'état des quatre diodes PIN tout en conservant la même structure.

5.2.2 Conception d'antenne

La Figure 5.1 illustre la structure d'antenne proposée. La conception de la ligne d'alimentation est prise en compte pour correspondre à une impédance de 50 ohms. L'antenne proposée se compose de quatre radiateurs reliés chacun à une ligne d'alimentation par un via, et chaque ligne d'alimentation est reliée à l'alimentation principale par un commutateur PIN. Par conséquent, chaque combinaison d'amortissement des commutateurs PIN génère une multi-bande. Dans cette recherche, nous utilisons deux substrats époxy FR4, le premier est un support de résonateur d'une épaisseur de 0.6 mm, et le deuxième substrat est un support de ligne d'alimentation d'une épaisseur de 1.6 mm. Les deux substrats sont distants de 4.5 mm. Cette forme d'antenne est conçue pour obtenir une réponse multi-bande sélective. Nous concevons l'antenne à l'aide du logiciel de simulation haute fréquence (HFSS). Les dimensions optimisées de l'antenne sont reprises dans le Tableau 5.1.

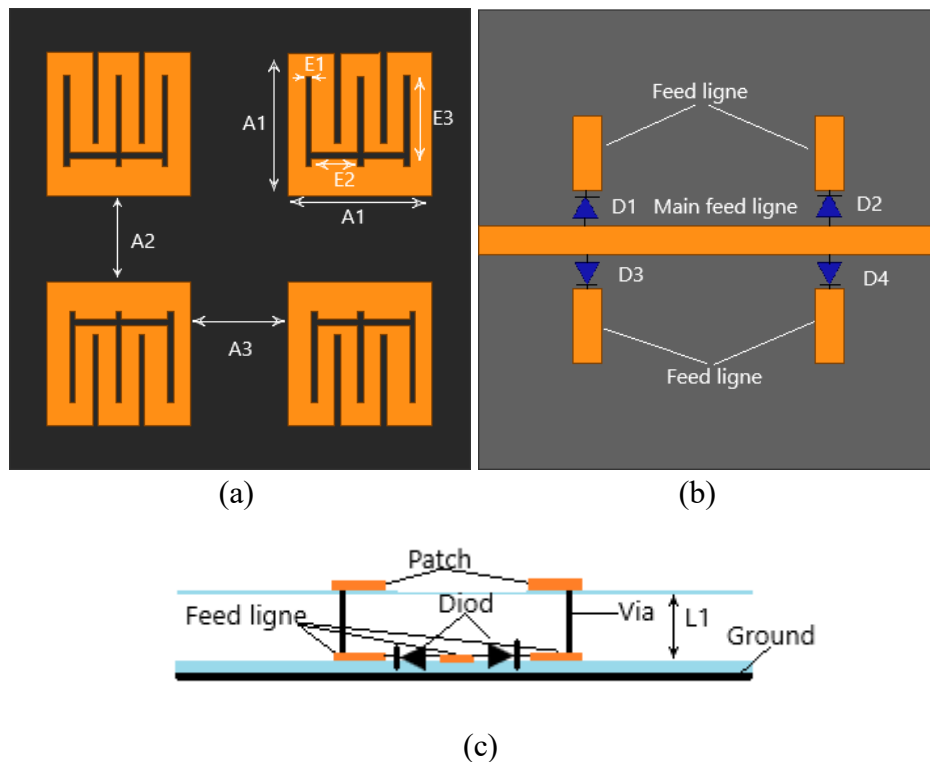


Figure 5.1 L'antenne proposé (a) Vue de dessus de l'antenne (b) Vue de dessus de la ligne d'alimentation (c) La géométrie du système d'antenne est vue de côté

Tableau 5.1 Dimension de l'antenne reconfigurable proposée en mm

A1	A2	A3	E1	E2	E3	L1
25	15	17	1	8	16	4.5

Quatre diodes PIN BAP65-02-115NXP sont utilisé comme commutateurs notés D1, D2, D3 et D4 pour configurer l'antenne afin qu'elle fonctionne dans différentes bandes de fréquences. Selon la fiche technique, la diode à l'état ON équivaut à deux condensateurs, résistance et inductances en série, alors qu'elle équivaut à l'état OFF à deux condensateurs et inductances en série avec une résistance parallèle aux condensateurs. La figure 5.2 expose le schéma équivalent des diodes tandis que le tableau 5.2 donne les valeurs des composants. Nous supposons que toutes les diodes PIN utilisées dans les simulations HFSS sont sans perte. Les anodes des quatre

diodes sont reliées à la ligne d'alimentation principale, tandis que les cathodes aux parties de lignes d'alimentation qui sont reliées aux Vias. Pour commuter l'état des diodes entre "ON" et "OFF", on utilise une tension continue de polarisation.

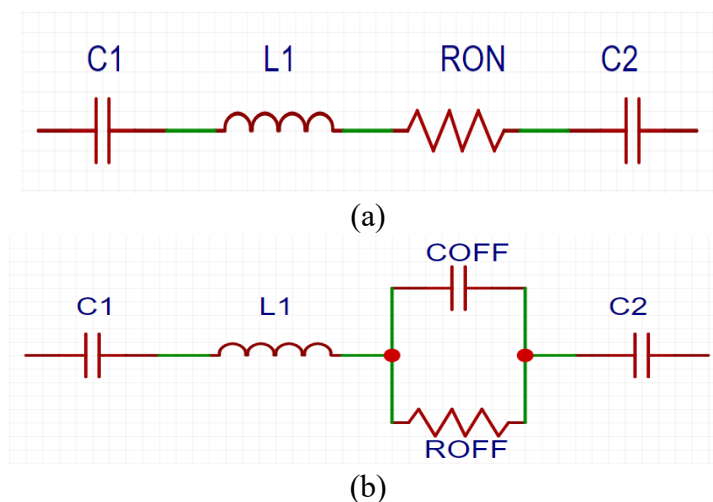


Figure 5.2 Schéma équivalent des diodes PIN

Tableau 5.2 Valeurs des composants du circuit électrique équivalent

C1	C2	L1	Ron	Roff	Coff
1 μ F	1 μ F	0.6nH	1 Ω	106M Ω	0.5pF

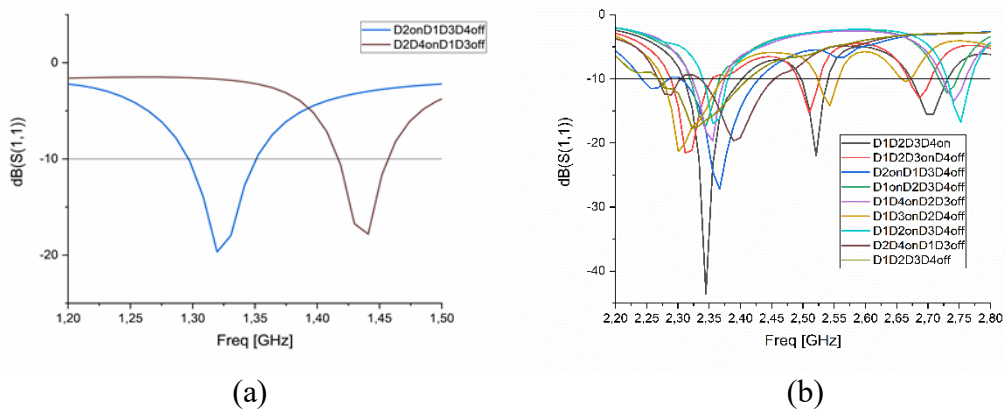
5.2.3 Résultats obtenus et discussion

En utilisant le coefficient de réflexion S11 tracé sur la Figure 5.3, nous avons étudié la reconfigurabilité en fréquence. Les quatre diodes PIN offrent plusieurs états de commutation possibles, mais par souci de symétrie, neuf combinaisons sont étudiées. En faisant varier l'état des diodes, les quatre radiateurs se connecteront ou se déconnecteront de la ligne d'alimentation principale, ce qui entraîne la variation des fréquences de fonctionnement. Pour faciliter l'étude et la comparaison, pour chaque état de commutation de diode PIN proposé, la bande de fréquence étudiée (de 1 à 6,4 GHz) est divisée en cinq parties. La première partie de 1,2 à 1,5 GHz est donnée par la Figure 5.3 (a), la seconde partie est représentée sur la Figure 5.3 (b) correspond à la gamme de fréquence 2,2 à 2,8 GHz, la Figure 5.3 (c) présente la gamme de fréquence entre 3,1 et 3,6 GHz, tandis que la quatrième partie de 4,2 à 4,9 GHz est représentée sur la figure 5.3 (d), et enfin la cinquième partie de 5,4 à 6,4 est représentée sur la figure 5.3 (e). Alors que nous présentons le résumé des résultats de la fréquence de résonance, du coefficient de réflexion et du gain dans le Tableau 5.3.

Lorsque nous activons les quatre commutateurs PIN, les quatre résonateurs sont connectés à la ligne d'alimentation. Selon la Figure 5.3 et le Tableau 5.3, nous avons sept bandes qui résonnent entre 1 GHz et 6,4 GHz. Le coefficient de réflexion peut atteindre -36,95 dB, avec un gain qui atteint 3,53 dB et une bande passante atteignant 275,6 MHz. Une fois D1 D2 et D3 sont ON et D4 OFF on obtient six bandes pouvant atteindre le coefficient de réflexion -38.93 dB, le gain 3.89 dB et la bande passante 254.9 MHz. En utilisant la combinaison D1 et D2 ON et D3 et D4 OFF, on obtient sept bandes avec le coefficient de réflexion qui varie entre -16,44 et -30,73 dB, le gain atteint 5,17 dB et la bande passante 308,7 MHz. Lorsque D1 et D3 sont allumés et

les deux diodes PIN D2 et D4 sont éteintes, on obtient sept bandes avec le coefficient de réflexion qui peut atteindre -34,81 dB et un gain maximum qui atteint 4,72 dB et une bande passante de 213,1 MHz. On obtient six bandes avec le coefficient de réflexion qui peut atteindre -36.93 dB, le gain qui atteint 2.41 dB et la bande passante 330.7MHz quand on allume D1 et D4 et on éteint D2 et D3. Lorsque nous n'allumons que D1, nous obtenons cinq bandes résonnantes où le coefficient de réflexion atteint -28,08 dB, le gain 5,48 GHz et la bande passante 269,7 MHz. Si D2 et D4 sont ON et les deux autres sont OFF, on trouve quatre bandes avec le coefficient de réflexion qui atteint -37,95 dB, le gain 2,58 dB et la bande passante 279,8 MHz. Lorsque seul D2 est activé, nous obtenons quatre bandes avec un coefficient de réflexion pouvant atteindre -23,89 dB, un gain de 2,51 dB et une bande passante de 407,9 MHz. On obtient quatre bandes passantes avec le coefficient de réflexion qui atteint -25,47 dB, le gain 2,91dB et la bande passante 273,3 MHz si les quatre interrupteurs PIN sont sur OFF. On remarque que même si toutes les diodes sont éteintes, on a un rayonnement avec un gain qui peut atteindre 2,91 dB, cela est dû au fait que la ligne d'alimentation joue le rôle de résonateur et que les quatre résonateurs jouent le rôle de parasite.

La conception proposée dans cette partie est capable de produire plusieurs bandes de fonctionnement. Le Tableau 5.4 présente les bandes de fonctionnement en fonction de l'état du commutateur PIN. D'après les résultats présentés dans la Figure 5.3 et le Tableau 5.4, nous remarquons qu'en commutant l'état des quatre diodes PIN, les bandes de fréquences [1,30 - 1,35] GHz, [1,41 - 1,46] GHz, [2,24 - 2,45] GHz, [2,49 - 2,56] GHz, [2,67 - 2,77] GHz, [3,16 - 3,48] GHz, [4,32 - 4,59] GHz, [4,65 - 4,83] GHz et [5,49 - 6,14] GHz sont couverts. Le Tableau 5.5 résume les différentes combinaisons de diodes possibles pour couvrir les bandes de fonctionnement. Par exemple, selon le Tableau 5.5, la bande [2,49 - 2,56] GHz est couverte en sommant les bandes résultant des quatre combinaisons suivantes, toutes les diodes PIN sont allumées, les trois diodes D1, D2 et D3 sont allumées et D4 éteintes, la troisième combinaison est D1 et D3 sont activés et D2 et D4 sont désactivés et enfin la dernière combinaison est lorsque D1 activé et les trois autres sont à l'état désactivé. Par conséquent, en commutant l'état des commutateurs PIN, l'antenne est appropriée pour les applications sans fil telles que le système universel de télécommunications mobiles (UMTS), la diffusion multimédia numérique terrestre (T-DMB), Bluetooth, la bande d'évolution à long terme (LTE), l'interopérabilité mondiale pour Microwave Access (WiMAX), il peut également couvrir les applications de réseau sans fil (WLAN), Wireless Broadband (WiBro).



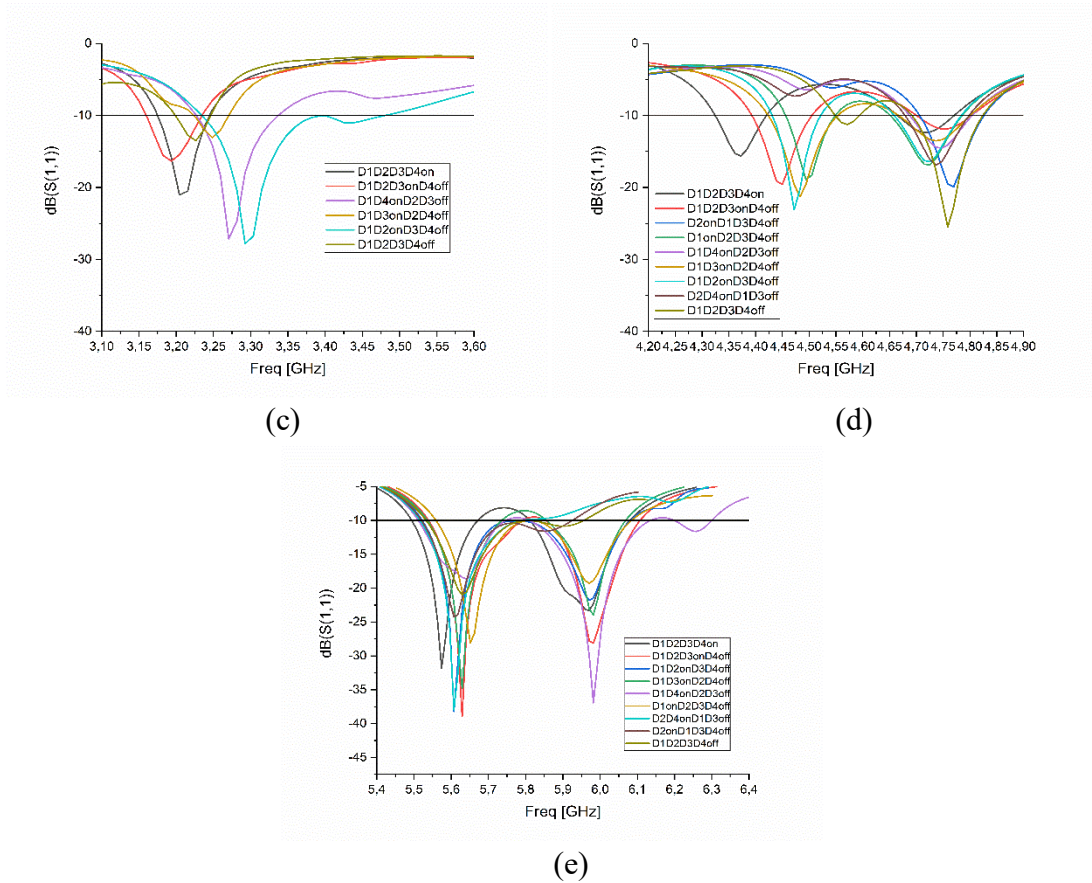


Figure 5.3 Le coefficient de réflexion d'antenne simulé aux neuf modes de commutation pour la gamme de fréquences (a) de 1,2 à 1,5 GHz (b) de 2,2 à 2,8 GHz (c) de 3,1 à 3,6 GHz (d) de 4,2 à 4,9 GHz (e) de 5,4 à 6,4 GHz

En visualisant les résultats de simulation de gains présentés dans le Tableau 5.3, on constate que les gains d'antenne dans la bande [1,30 - 1,35] GHz est de -0,98, pour la deuxième bande [1,41 - 1,46] GHz de -1,76dB, pour la troisième [2,24 - 2,45] GHz le gain passe de 1,62 à 2,81 dB. Il va de -0,62 à -0,15 dB dans la quatrième bande [2,49 - 2,56] GHz, également de -0,095 à 2,45 dB dans la cinquième bande [2,67 - 2,77]. Dans la sixième bande [3.16 - 3.48] il va de 0.57 à 4.66 GHz, et il varie de 2.68 à 5.17dB pour la septième bande [4.32 - 4.59] GHz. Dans la huitième bande [4,65 - 4,83] GHz, nous avons la marge de variation de gain entre 0,67 et 2,00 dB. Enfin, dans la neuvième bande [5,49 - 6,14] GHz le gain passe de -0,25 à 2,91 dB.

Pour toutes les combinaisons de diodes PIN, les diagrammes de rayonnement d'antenne reconfigurables dans les plans principaux $x-z$ et $y-z$ sont représentés sur la Figure 5.4. La Figure 5.4 (a) présente le diagramme de rayonnement lorsque toutes les diodes sont allumées. La Figure 5.4 (b) montre le schéma où D4 est éteint et les autres diodes PIN sont allumées. La Figure 5.4 (c) montre la forme du diagramme de rayonnement lorsque nous utilisons la combinaison, D1 et D2 sont activés et D3 et D4 sont désactivés. Alors que, lorsque les commutateurs PIN D1 et D3 sont activés et que les autres sont désactivés, le schéma est présenté sur la Figure 5.4 (d). Pour le diagramme présenté par la Figure 5.4 (e), nous désactivons D2 et D3 et les deux autres sont activés. Lorsque seul D1 est activé, le schéma est illustré à la Figure 5.4 (f). Si D2 et D4 sont activés et D1 et D3 sont désactivés, nous le présentons sur la Figure

5.4 (g). Lorsque seul l'interrupteur D2 est sur ON, le schéma est illustré sur la Figure 5.4 (h), enfin, si toutes les diodes PIN sont sur OFF, nous le présentons sur la Figure 5.4 (i).

Nous remarquons que dans le plan H, les diagrammes de rayonnement de la majorité des bandes de fréquences sont omnidirectionnels. Par exemple, dans la Figure 5.4 (b) à la fréquence 3,19 GHz et dans la Figure 5.4 (g) à la fréquence 1,44 GHz, nous avons un rayonnement non directif, il est égal dans toutes les directions et presque omnidirectionnel pour certaines bandes. Sur le plan E, nous remarquons que les diagrammes de rayonnement dans les bandes de fréquence les plus basses sont omnidirectionnels comme à la fréquence 2.52 GHz dans la Figure 5.4 (a) et à la fréquence 2.75 GHz dans la Figure 5.4 (c), et qu'ils restent grossièrement quasi omnidirectionnels dans les autres bandes, cela étant dû à la qualité du matériau FR-4 qui ne fonctionne pas correctement dans les fréquences de fonctionnement élevées. De plus, nous remarquons sur la Figure 5.4 (g) que précisément à la fréquence de 1,44 GHz une forme de "8" conduit à un diagramme de rayonnement bidirectionnel. Ainsi, l'antenne patch proposée est très compétitive pour les applications sans fil.

Tableau 5.3 Résumés des résultats de l'antenne proposée

Fonctionnement de l'état de la diode PIN				Fréquence de résonance (GHz)	Coefficient de réflexion (dB)	Gain (dB)
D1	D2	D3	D4			
ON	ON	ON	ON	2.35, 2.52, 2.71, 3.20, 4.37, 5.57, 5.97	-36.95, -22.03, -15.55, -21.05, -15.636, -31.81, -23.30	1.79, -0.212, 2.45, 3.53, 2.68, 2.23, 2.16
ON	ON	ON	OFF	2.31, 2.51, 3.19, 4.45, 5.63, 5.97	-21.58, -15.39, -16.33, -19.57, -38.93, -27.80	2.43, -0.15, 2.74, 3.89, 2.39, 1.17
ON	ON	OFF	OFF	2.36, 2.75, 3.29, 4.47, 4.73, 5.62, 5.97	-16.97, -16.78, -27.79, -23.10, -16.44, -30.73, -21.81	2.45, -0.095, 4.66, 5.17, 1.14, 2.85, 0.52
ON	OFF	ON	OFF	2.30, 2.54, 3.25, 4.48, 4.74, 5.63, 5.98	-21.35, -14.5, -13.06, -21.29, -13.53, -34.81, -23.93	1.62, -0.62, 3.30, 4.72, 1.34, 2.66, -0.25
ON	OFF	OFF	ON	2.36, 2.74, 3.27, 4.74, 5.64, 5.98	-19.67, -13.49, -27.13, -14.39, -18.62, -36.93	2.41, 1.59, 1.60, 2.00, 0.95, -0.05
ON	OFF	OFF	OFF	2.34, 4.49, 4.71, 5.65, 5.97	-17.40, -18.92, -16.75, -28.08, -19.27	1.92, 5.48, 1.34, 2.65, 0.16
OFF	ON	OFF	ON	1.44, 2.40, 4.73, 5.61	-17.81, -19.17, -16.89, -37.95	-1.76, 2.13, 0.9, 2.58
OFF	ON	OFF	OFF	1.32, 2.37, 4.77, 5.62	-19.67, -27.21, -19.92, -23.89	-0.98, 2.81, 0.67, 2.51

OFF	OFF	OFF	OFF	2.32, 3.22, 4.76, 5.63	-17.7, -13.5, -25.47, -20.98	2.69, 0.57, 0.68, 2.91
-----	-----	-----	-----	---------------------------	---------------------------------	---------------------------

Tableau 5.4 Bandes de fonctionnement selon l'état du commutateur PIN

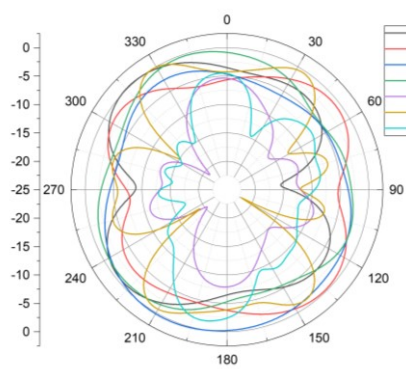
État de fonctionnement des diodes PIN				Bandes opérationnelles (GHz)
D1	D2	D3	D4	
ON	ON	ON	ON	[2.30, 2.40], [2.49, 2.54], [2.67, 2.73], [3.17, 3.24], [4.32, 4.42], [5.49, 5.67], [5.81, 6.08]
ON	ON	ON	OFF	[2.28, 2.35], [2.49, 2.52], [3.16, 3.23], [4.39, 4.50], [5.53, 5.79], [5.85, 6.10]
ON	ON	OFF	OFF	[2.33, 2.38], [2.73, 2.77], [3.23, 3.48], [4.43, 4.52], [4.65, 4.78], [5.51, 5.77], [5.77, 6.08]
ON	OFF	ON	OFF	[2.27, 2.37], [2.52, 2.56], [3.22, 3.27], [4.42, 4.59], [4.66, 4.80], [5.53, 5.73], [5.85, 6.06]
ON	OFF	OFF	ON	[2.32, 2.37], [2.72, 2.76], [3.22, 3.33], [4.68, 4.80], [5.51, 5.74], [5.80, 6.14]
ON	OFF	OFF	OFF	[2.31, 2.36], [4.45, 4.54], [4.65, 4.78], [5.55, 5.81], [5.81, 6.08]
OFF	ON	OFF	ON	[1.41, 1.46], [2.33, 2.45], [4.67, 4.79], [5.51, 5.79]
OFF	ON	OFF	OFF	[1.30, 1.35], [2.30, 2.43], [4.70, 4.83], [5.51, 5.92]
OFF	OFF	OFF	OFF	[2.24, 2.41], [3.19, 3.24], [4.69, 4.82], [5.53, 5.80]

Tableau 5.5 Combinaisons de diodes pour couvrir les bandes de fonctionnement

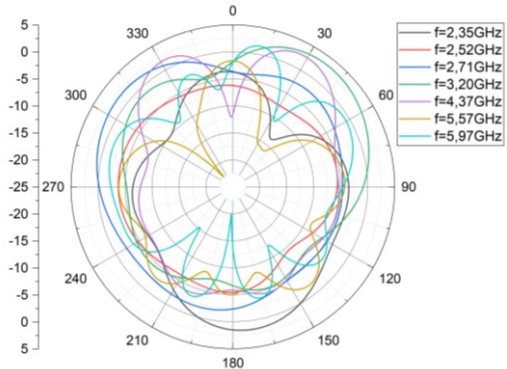
Bandes opérationnelles (GHz)	État de fonctionnement des diodes PIN			
	D1	D2	D3	D4
[1.30 - 1.35]	OFF	ON	OFF	OFF
[1.41 - 1.46]	OFF	ON	OFF	ON
[2.24 - 2.45]	ON	ON	ON	ON
	ON	ON	ON	OFF
	ON	ON	OFF	OFF

	ON	OFF	ON	OFF
	ON	OFF	OFF	ON
	ON	OFF	OFF	OFF
	OFF	ON	OFF	ON
	OFF	ON	OFF	OFF
	OFF	OFF	OFF	OFF
[2.49 - 2.56]	ON	ON	ON	ON
	ON	ON	ON	OFF
	ON	OFF	ON	OFF
	ON	OFF	OFF	OFF
[2.67 - 2.77]	ON	ON	ON	ON
	ON	ON	OFF	OFF
	ON	OFF	OFF	ON
[3.16 - 3.48]	ON	ON	ON	ON
	ON	ON	ON	OFF
	ON	ON	OFF	OFF
	ON	OFF	ON	OFF
[4.32 - 4.59]	ON	ON	ON	ON
	ON	ON	ON	OFF
	ON	ON	OFF	OFF
	ON	OFF	ON	OFF
[4.65 - 4.83]	ON	ON	OFF	OFF
	ON	OFF	ON	OFF

	ON	OFF	OFF	ON
	ON	OFF	OFF	OFF
	OFF	ON	OFF	ON
	OFF	ON	OFF	OFF
	OFF	OFF	OFF	OFF
[5.49 - 6.14]	ON	ON	ON	ON
	ON	ON	ON	OFF
	ON	ON	OFF	OFF
	ON	OFF	ON	OFF
	ON	OFF	OFF	ON
	ON	OFF	OFF	OFF
	OFF	ON	OFF	ON
	OFF	ON	OFF	OFF
	OFF	OFF	OFF	OFF

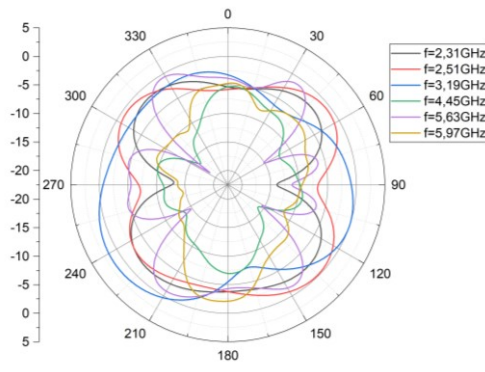


Plan E

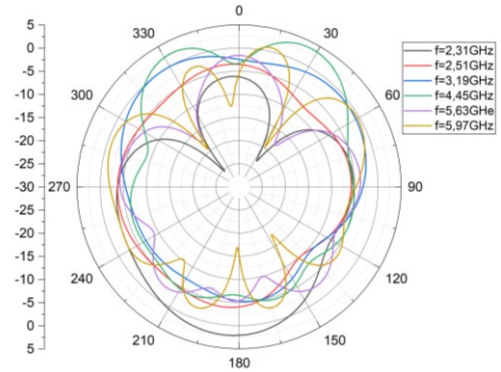


Plan B

(a)

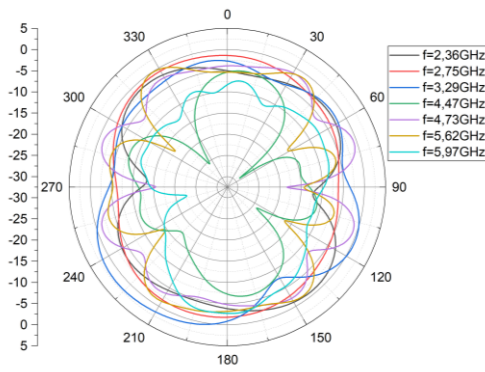


Plan E

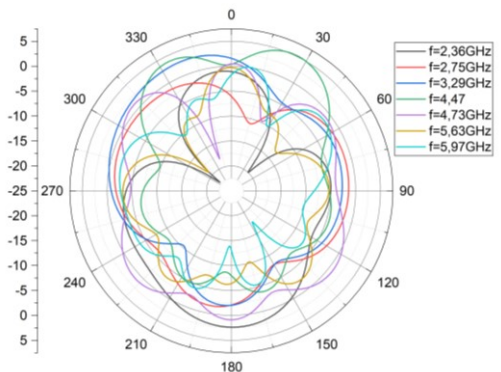


Plan B

(b)

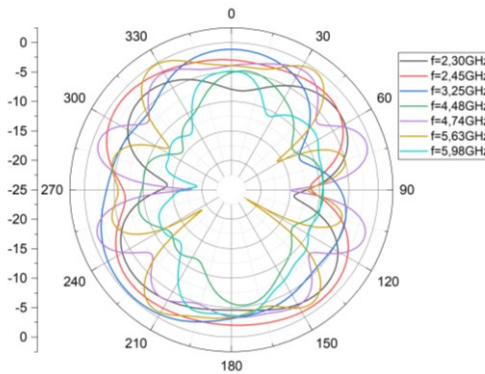


Plan E

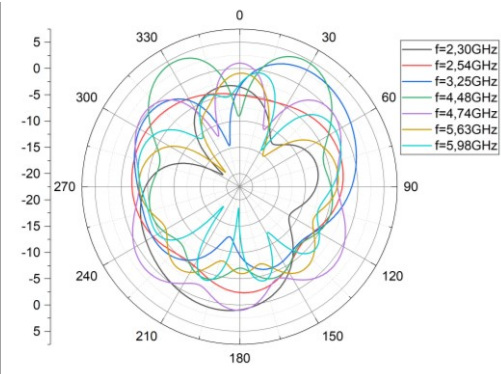


Plan B

(c)

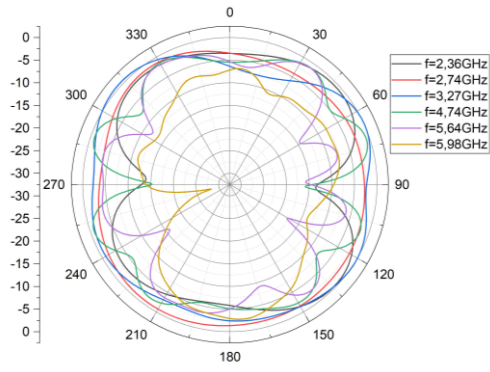


Plan E

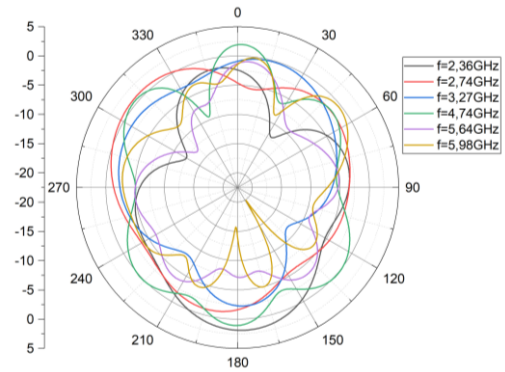


Plan B

(d)

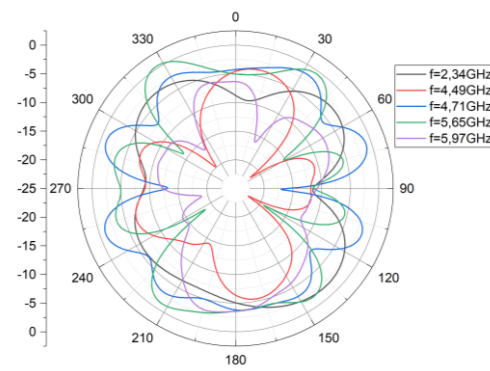


Plan E

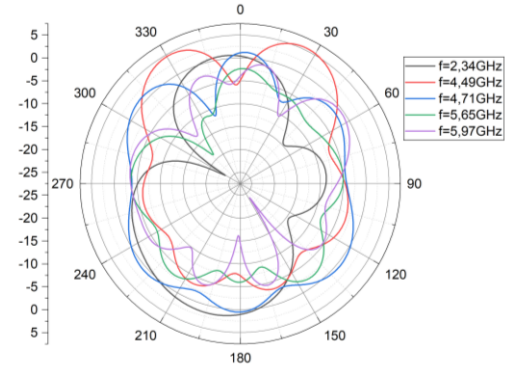


Plan B

(e)

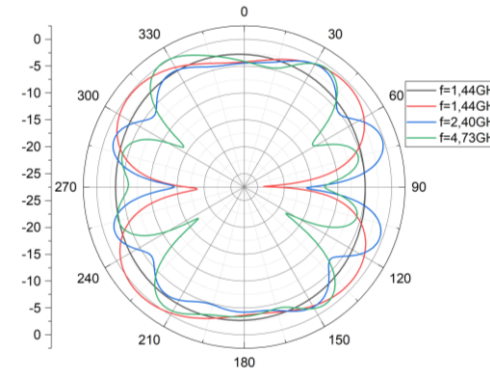


Plan E

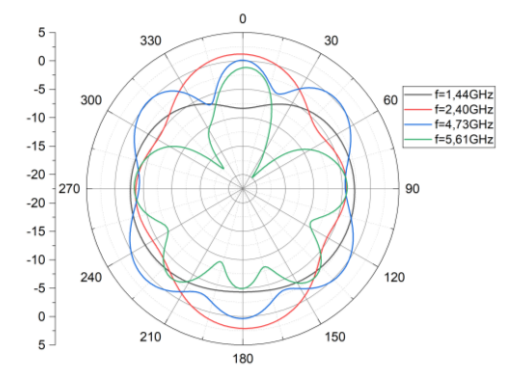


Plan B

(f)



Plan E



Plan B

(g)

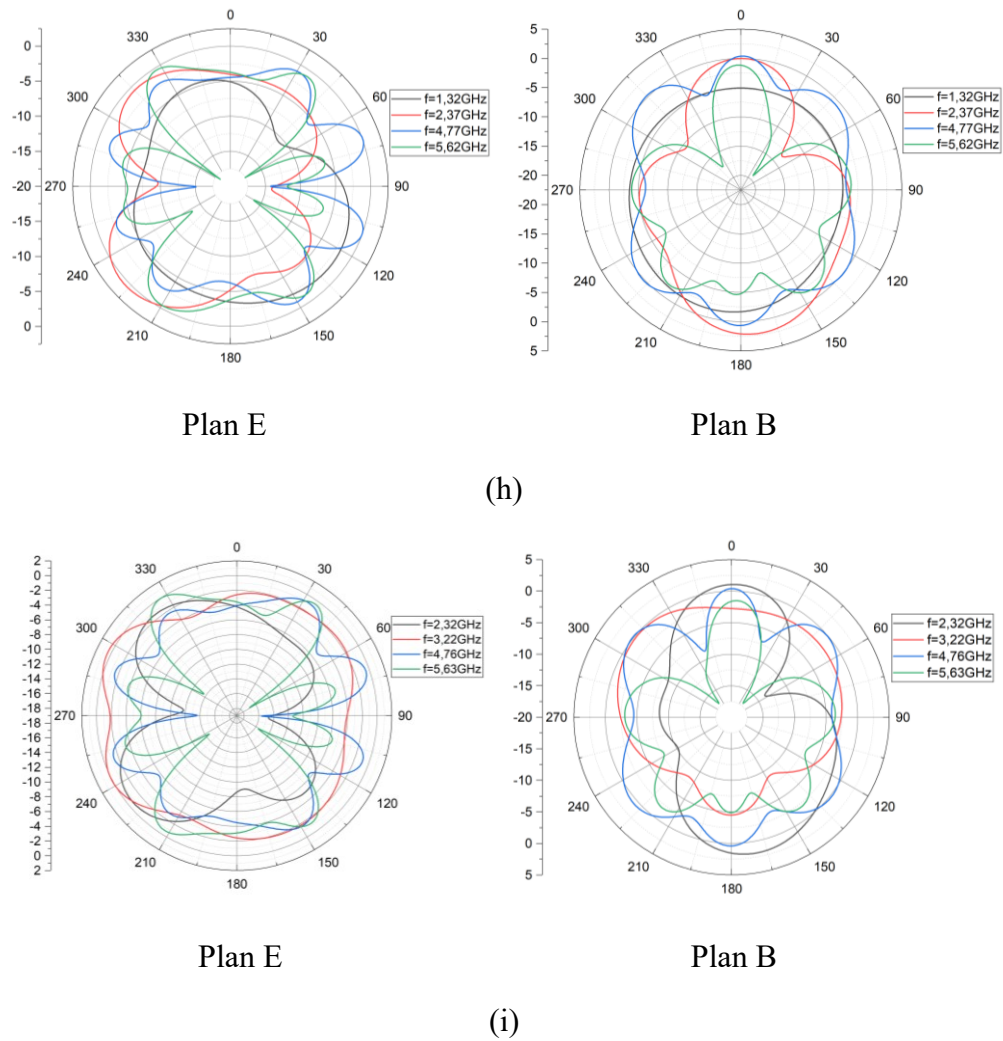


Figure 5.4 Les diagrammes de rayonnement d'antenne reconfigurables dans le plan E et le plan H (a) D1D2D3D4 ON (b) D1D2D3 ON D4 OFF (c) D1D2 ON D3D4 OFF (d) D1D3 ON D2D4 OFF (e) D1D4 ON D2D3 OFF (f) D1 ON D2D3D4 OFF (g) D2D4 ON D1D3 OFF (h) D2 ON D1D3D4 OFF (i) D1

Nous donnons dans le Tableau 5.6 la comparaison entre les antennes patch disponibles dans la littérature et l'antenne proposée dans ce travail. Il est clair que l'antenne patch proposée dans ce travail montre en termes de nombre de diode PIN et de bande passante une grande compétitivité. Les auteurs de [153] emploient quatre diodes et ils obtiennent deux fréquences, tandis que l'antenne de [154] utilise six diodes et présente la plus petite taille, mais elle est limitée à quatre bandes. L'antenne que nous proposons à l'aide de quatre diodes présente cinquante bandes.

Tableau 5.6 Comparaison entre l'antenne proposée et les antennes présentées dans la littérature

Référence	Dimension (mm ²)	Nombre de commutateurs	Système de commutateurs	Nombre de Bandes
[153]	40.4x37.8	4	PIN diode	2

[154]	30x30	6	Diode PIN	4
Antenne proposée	80x80	4	Diode PIN	50

5.3 ANTENNE MULTI-BANDE A FREQUENCE RECONFIGURABLE ET GAIN ELEVE POUR LES COMMUNICATIONS SANS FIL

5.3.1 Avant-propos

Une nouvelle conception d'antenne triangulaire reconfigurable avec des fentes de forme triangulaire est présentée dans cette section. L'idée proposée nous a permis d'avoir avec succès un fonctionnement multi-bande reconfigurable basé sur des diodes PIN. De meilleurs résultats sont obtenus en termes de gain et de bande passante ; un gain élevé atteint 5.23 dB et une ultra large bande qui peut atteindre 1,68 GHz. Ainsi, l'antenne fonctionne efficacement dans le système universel de télécommunications mobiles (UMTS) (1,92-2,1 GHz), le service de communications personnelles à large bande (PCS) (1,85-2 GHz), la bande S (2-4 GHz), l'interopérabilité mondiale pour l'accès aux micro-ondes (WiMAX) (3,5-3,6 GHz, 5,25-5,85 GHz), le C- (4 GHz à 6 GHz) et le réseau local sans fil (WLAN) (IEEE802.11a/h/j/n 5,15-5,35 GHz, 5,25-5,35 GHz, 5,47-5,725 GHz, 5,725-5,825 GHz). De plus, un volume d'antenne compact (60x60x1.6 mm³) est proposé dans cette approche, qui peut être mise en œuvre dans des appareils électroniques portables, afin de garantir un fonctionnement correct dans divers services sans fil.

5.3.2 Conception d'antenne

Nous proposons dans cette partie une antenne patch microruban à fort gain. On utilise comme support un substrat FR4 de forme carrée, d'épaisseur $h = 1.6\text{mm}$, ayant une tangente de perte de $\tan \delta = 0.02$ et une permittivité $\epsilon_r = 4.4$. Comme nous pouvons le constater sur la Figure 5.7, la conception d'antenne proposée consiste en un résonateur en forme de triangle équilatéral de côté A1, gravé sur une face du substrat. Le résonateur est composé de fentes en forme de triangle équilatéral de côté A2, A3 et A4. Cette géométrie d'antenne est un modèle de patch itératif en créant des fentes triangulaires tout en conservant la symétrie. Nous avons réalisé l'antenne proposée après trois étapes. La première étape présente le patch triangulaire de base illustré à la Figure 5.5 (a). Après une fente triangulaire illustrée à la Figure 5.5 (b), nous obtenons la deuxième itération. Dans la troisième étape et pour obtenir la forme finale de l'antenne proposée, nous avons effectué l'itération de second ordre comme indiqué sur la Figure 5.5 (c). La miniaturisation s'effectue en passant du patch de base à l'itération 2 et donc à la structure de l'antenne reconfigurable. Les coefficients de réflexion simulés des antennes conçues sont reportés sur la Figure 5.6 On remarque qu'en passant de la forme de base à l'itération 2, le coefficient de réflexion subit une grande évolution au niveau de la largeur de la bande passante et de l'adaptation de l'antenne.

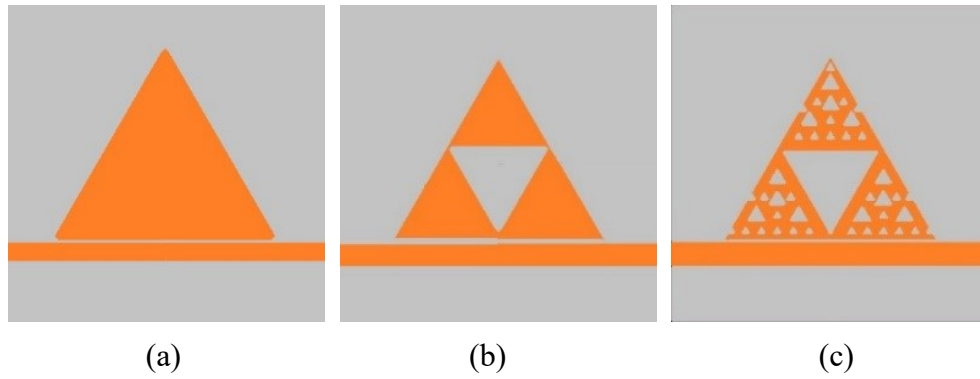


Figure 5.5 L'évolution proposée de l'antenne. (a) Géométrie triangulaire de base, (b) Première itération, (c) Deuxième itération

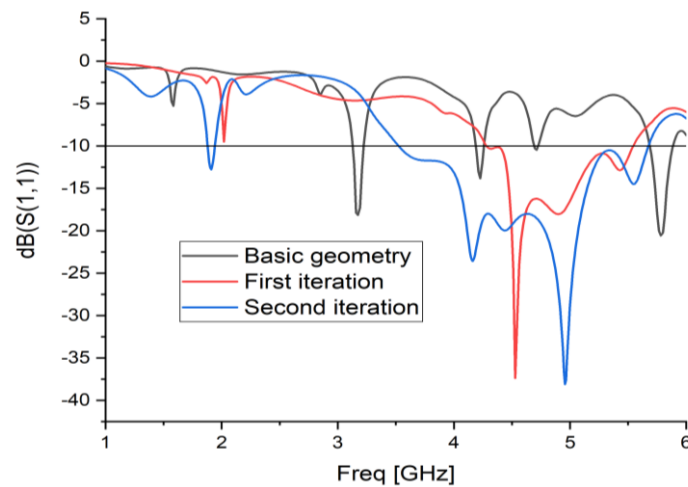


Figure 5.6 Les coefficients de réflexion simulés résultent de la géométrie de base de l'antenne, première et seconde itération.

Nous utilisons un modèle de ligne de transmission pour calculer la taille de la ligne d'alimentation, afin d'obtenir des caractéristiques d'impédance de 50Ω . Il se compose d'une fente de largeur "e" pour intégrer la première diode, la taille de la ligne d'alimentation est $W_f \times L_s$. De plus, le plan de masse a une taille de $L_g \times W_s$, lui aussi constitué d'une fente de largeur "e", sert à implanter la seconde diode. Pour simuler la structure du patch d'antenne et l'optimiser, nous appelons le simulateur de structure haute fréquence Ansys (HFSS) [155]. Le Tableau 1 présente les dimensions optimisées de l'antenne microruban.

Deux interrupteurs PIN de type diodes BAP65-02-115NXP sont utilisés comme interrupteurs notés D1 et D2 afin de commander le S11 et de fonctionner dans plusieurs bandes de fréquence. En se référant à leur fiche technique à l'état ON, les deux diodes sont équivalentes à une résistance en série avec deux condensateurs et une inductance. Cependant, à l'état OFF, ils sont représentés par des condensateurs parallèles à résistance en série avec une inductance et deux condensateurs. Nous supposons que les deux commutateurs PIN sont idéaux dans toute la simulation. Figure 5.2 montre leurs schémas équivalents, le Tableau 5.2 présente les grandeurs des composants électriques. Nous utilisons une tension de polarisation continue pour changer l'état des diodes de ON à OFF.

Nous optimisons les positions des deux interrupteurs PIN sur la ligne d'alimentation et le plan de masse pour obtenir les fréquences de résonance souhaitées. Afin de prendre en compte le commutateur PIN via le HFSS, quatre feuilles rectangulaires sont insérées à l'emplacement souhaité.

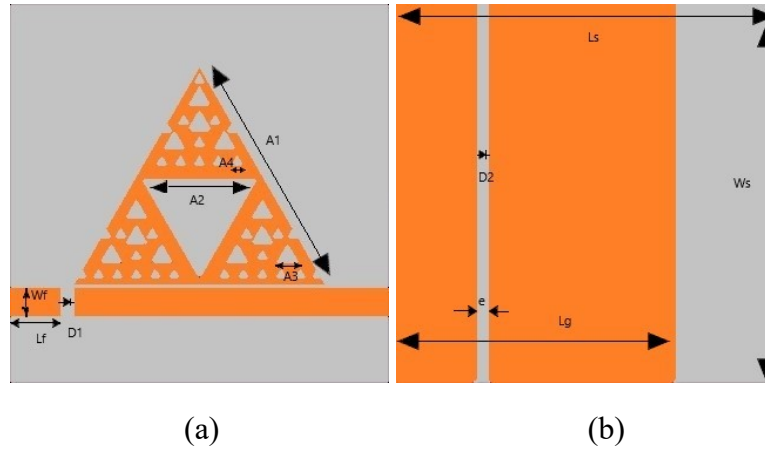


Figure 5.7 La géométrie de l'antenne patch reconfigurable proposée (a) Vue de dessus, (b) Vue de dessous

5.3.3 RÉSULTATS SIMULÉS ET ANALYSE

Dans cette section, nous analysons et discutons les caractéristiques électriques du patch, telles que le coefficient de réflexion, le gain, le diagramme de rayonnement et la distribution du courant de surface. A l'aide de l'outil informatique ANSYS HFSS, nous simulons les résultats. Nous utilisons la perte de retour d'antenne conçue, afin d'élaborer l'étude de reconfigurabilité de fréquence.

En faisant varier l'état des deux diodes D1 et D2, une partie de la ligne d'alimentation et une partie du plan de masse vont se connecter ou se déconnecter, ce qui produit un changement des fréquences de fonctionnement. Afin de faciliter les analyses, les résultats de la simulation des coefficients de réflexion pour toutes les combinaisons possibles de diodes PIN sont tracé sur la même Figure 5.8. Le Tableau 5.6 présente le résumé des résultats de la fréquence de résonance, du gain et de la bande passante.

Lorsque les deux commutateurs PIN sont activés, d'après la Figure 5.8 et le Tableau 5.6 l'antenne peut fonctionner conformément dans trois bandes opérationnelles, la bande passante peut atteindre 0.94 GHz et le gain varie entre 4.96 et 5.23 dB. Pour cette combinaison, l'antenne peut couvrir le WiMAX, la bande C et le WLAN. Dans l'état ON-OFF, une partie du plan de masse est parasite. Dans ce cas, nous avons cinq bandes de fonctionnement avec une bande passante qui atteint 1.25 GHz à la fréquence de résonance 4.50 GHz et un gain qui atteint 4.95 dB. Par conséquent, lorsque D1 ON et D2 OFF, l'antenne microruban peut effectivement couvrir selon la Figure 5.8 et le Tableau 5.6, l'UMTS, le PCS, la bande S, le WiMAX, la bande C et le WLAN. Pour la combinaison OFF-ON, l'antenne génère trois bandes de fonctionnement avec un gain élevé variant entre 4.23 GHz et 4.82 GHz, et une bande passante atteignant 1.09 GHz. Ainsi, l'antenne proposée peut fonctionner avec de bonnes performances en bande S,

WiMAX, bande C et WLAN. Lorsque les deux diodes D1 et D2 sont éteintes, nous avons selon la Figure 5.7 une partie de la ligne d'alimentation et une partie du plan de masse sont considérées comme parasites. D'après la Figure 5.8 et le Tableau 5.6, l'antenne dans cet état produit deux bandes de fonctionnement avec une largeur de bande de 0.28 et 1.68 GHz et un gain de 4.12 et 4.27 dB. Le patch est approprié pour la bande S, le WiMAX, la bande C et le WLAN.

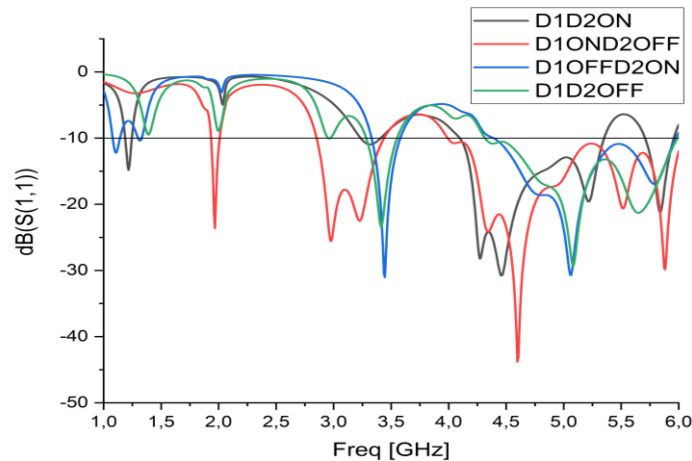


Figure 5.8 Le coefficient de réflexion d'antenne simulé à quatre modes de commutation

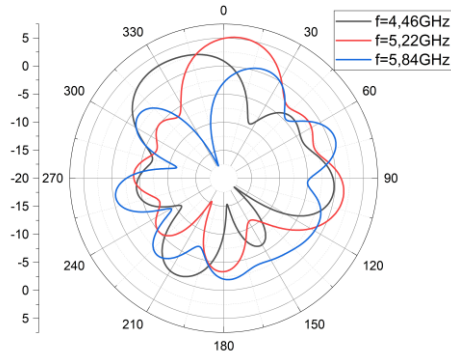
Tableau 5.7 Résumé des résultats de l'antenne proposée

État de commutateurs		Fréquences de résonance (GHz)	Gain (dB)	Bandes passante (GHz)
D1	D2			
ON	ON	4.46/5.22/5.84	5/5.23/4.96	0.94/0.32/0.25
ON	OFF	1.97/2.98/4.60/5.52/5.88	3.15/2.04/4.50/4.95/4.28	0.08/0.59/1.25/0.45/0.31
OFF	ON	3.45/5.06/5.80	4.39/4.23/4.82	0.25/1.09/0.5
OFF	OFF	3.41/5.08	4.12/4.27	0.28/1.68

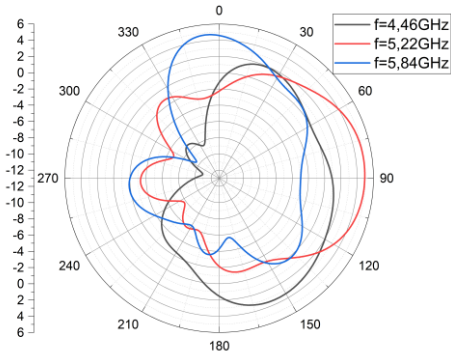
Pour toutes les combinaisons possibles des commutateurs PIN, nous présentons sur la Figure 5.9 le diagramme de rayonnement de l'antenne patch suggéré pour les deux plans H et E. Lorsque D1 et D2 sont à l'état ON, le diagramme de rayonnement est présenté sur la Figure 5.9 (a) pour les deux plans x-z (plan H) et y-z (plan E). La Figure 5.9 (b) montre le diagramme de rayonnement dans les deux plans E et H de l'état ON-OFF. Les diagrammes de rayonnement des deux combinaisons OFF-ON et OFF-OFF sont présentés sur la Figure 5.9 (a) et la Figure 5.9 (b) respectivement, pour le plan E et le plan H.

Selon la Figure 5.9, on observe que dans le plan H, les diagrammes de rayonnement sont omnidirectionnels dans les bandes de fonctionnement les plus basses comme la Figure 5.9 (b) aux fréquences de résonance 1.97 et 2.98 GHz et approximativement omnidirectionnels lorsque la fréquence augmente. Parce que le substrat FR-4 ne fonctionne pas correctement dans les bandes de fréquences supérieures. Aussi, nous notons que sur la Figure 5.9 (c) à la fréquence 3,45 GHz et sur la Figure 5.9 (d) à la fréquence 3,41 GHz un rayonnement presque

bidirectionnel le diagramme de rayonnement à une forme de "8". En ce qui concerne le plan E, il est clair que les diagrammes de rayonnement sont suffisamment rassurants pour les bandes de fonctionnement, ils sont omnidirectionnels comme sur la Figure 5.9 (b) à la fréquence $f = 1,97$ GHz. De plus, lorsque la fréquence augmente, les lobes latéraux augmentent en nombre et la forme du diagramme devient quasiment omnidirectionnelle du fait de l'effet des hautes fréquences sur le substrat FR-4.

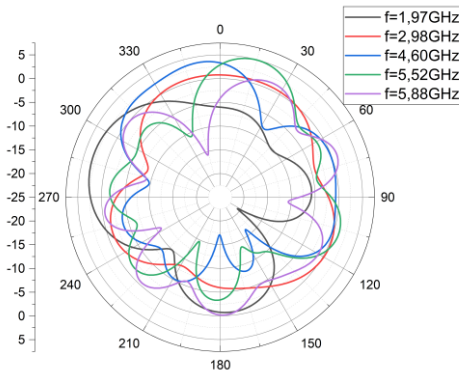


Plan E

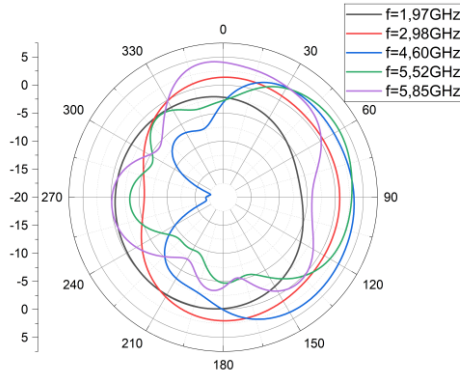


Plan H

(a)

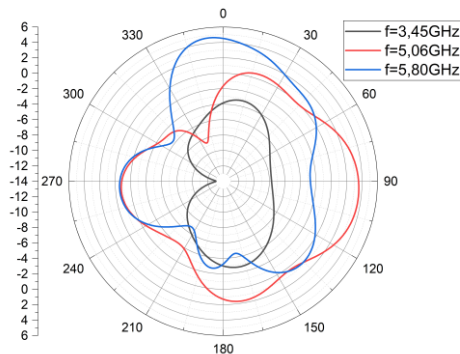
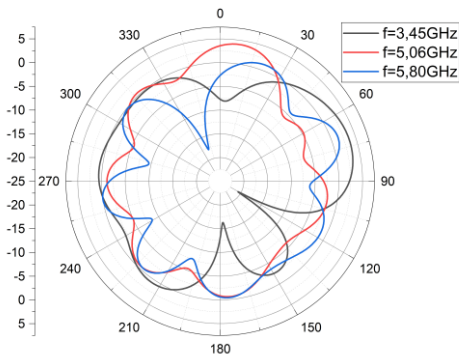


Plan E



Plan H

(b)



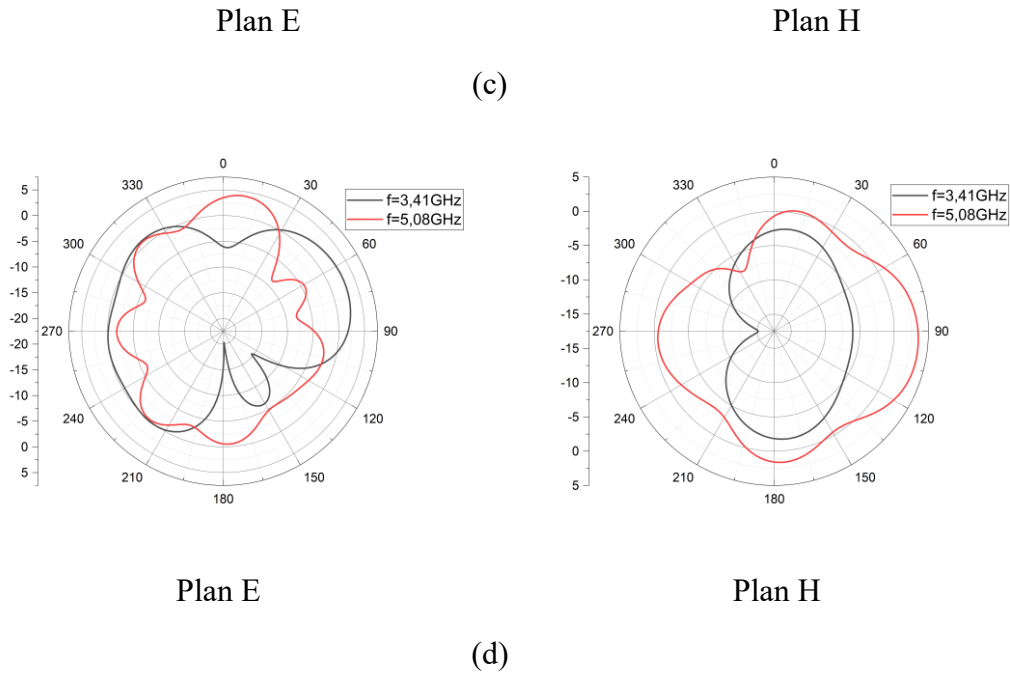
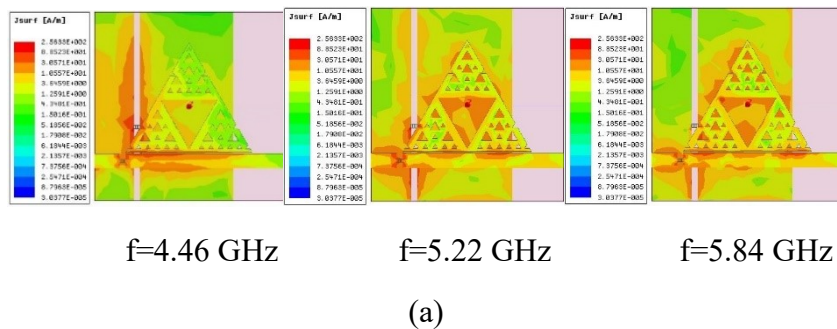


Figure 5.9 Diagrammes de rayonnement proposés pour l'antenne patch reconfigurable (a) D1 D2 ON (b) D1 ON D2 OFF (c) D1 OFF D2 ON (d) D1 D2 OFF

Afin de mieux comprendre l'effet des diodes PIN sur le fonctionnement de l'antenne, nous allons étudier les distributions de courant de surface simulées et présentées sur la Figure 5.10 pour toutes les fréquences de résonance obtenues. La Figure 5.10 (a) montre la distribution de courant de surface de l'état ON-ON, pour la combinaison ON-OFF elle est montrée sur la Figure 5.10 (b), les distributions des deux états OFF-ON et OFF-OFF sont montrés successivement sur les Figures 5.10 (c) et Figures 5.10 (d). L'analyse de la Figure 5.10 montre la capacité du patch reconfigurable à contrôler la direction du flux de courant et les directions du courant de résonance à l'aide de commutateurs RF, qui influencent les fréquences de résonance de l'antenne multi-bande reconfigurable proposée, et nous permettent de basculer entre treize fréquences de résonance. Par exemple, sur la Figure 5.10 (a), on remarque que la densité de la distribution de courant sur la ligne d'alimentation et sur la fente du plan de masse est plus élevée sur la basse fréquence. Lorsque on augmente les fréquences, la concentration de distribution de courant sur la ligne d'alimentation diminue, pour le plan de masse elle diminue au niveau du slot et elle se concentre sous le raisonneur. Nous pouvons conclure qu'en modifiant la concentration de la distribution de courant dans les différentes sections de l'antenne, nous fournirons un fonctionnement multi-bande.



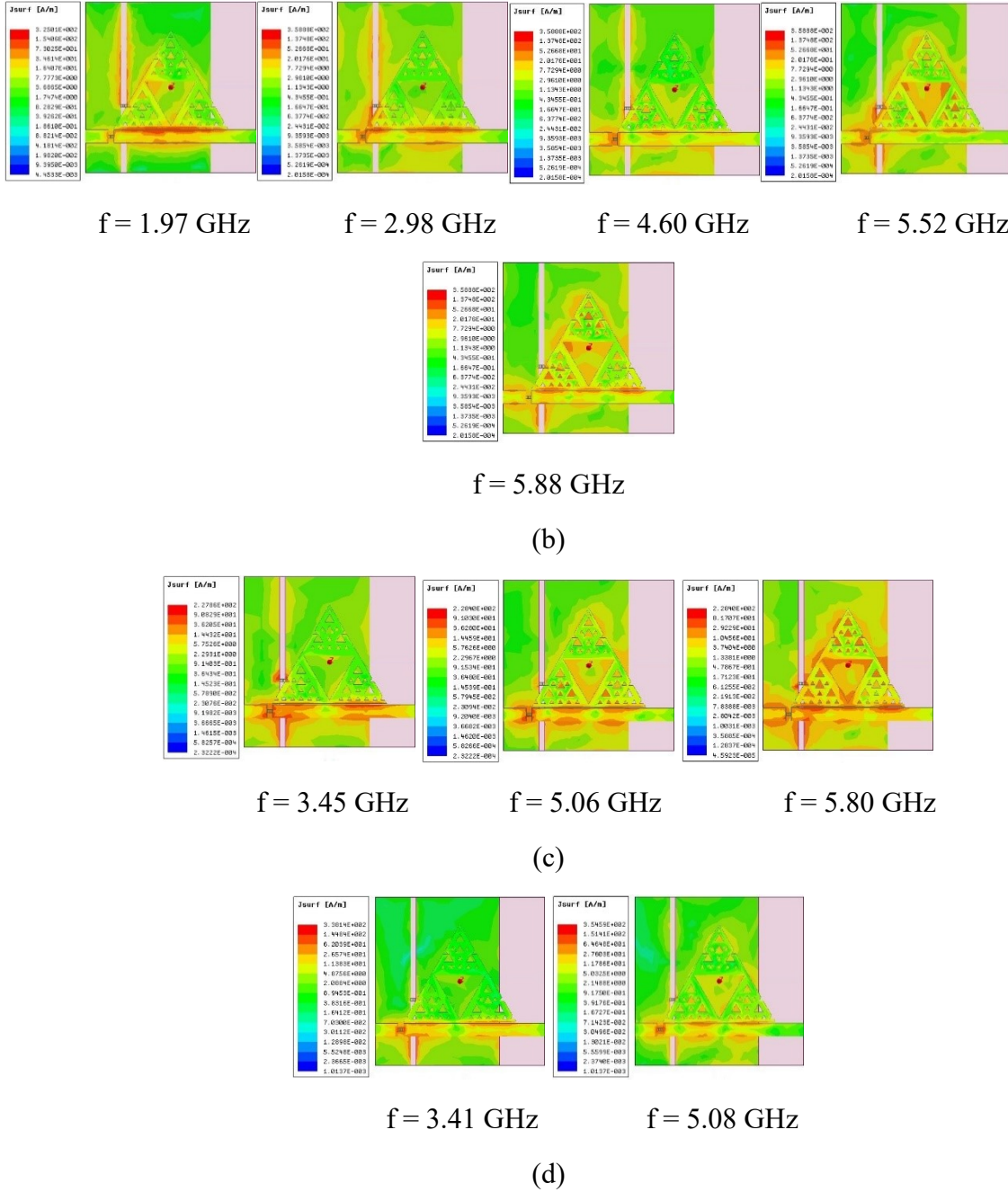


Figure 5.10 Distribution de courant de surface (a) D1 D2 ON (b) D1 ON D2 OFF (c) D1 OFF D2 ON (d) D1 D2 OFF

Nous présentons la comparaison du patch conçu dans cette section avec les antennes existantes dans la littérature dans le Tableau 5.7. Nous faisons la comparaison en termes de taille, de nombre de commutateurs, de nombre de fréquence de résonance et de gain. [156] utilise un seul commutateur mais le gain ne dépasse pas 2.32 dB pour les trois bandes opérationnelles obtenues. Même si les auteurs de [157] utilisent quatre commutateurs, il ne dépasse pas quatre bandes avec un gain qui varie entre 0.20 et 1.92 dB. Aussi, dans la littérature, [158] présente une antenne Sierpinski qui a été générée par trois itérations en utilisant l'algorithme de décomposition, le résonateur a une forme triangulaire, la taille de l'antenne est

de $300 \times 300 \text{ mm}^2$, dans la gamme de fréquence [1-6.5] GHz ils ont deux bandes de fréquences avec un gain de 4,9 et 6,6 dB.

L'antenne microruban que nous proposons, en utilisant que deux diodes treize bandes de fonctionnement sont obtenus avec un gain élevé varie entre 2,04 et 5,23 dB. En comparant les résultats présentés dans le Tableau 5.7 et la référence [158] avec l'antenne proposée, il est évident que notre antenne présente une grande compétitivité en termes de taille, de nombre de fréquences de résonance, de bande passante et de gain.

Tableau 5.8 Comparaison des performances de l'antenne patch suggérée avec les antennes existantes dans la littérature

Référence	Dimensions (mm ²)	Nombre de commutateurs	Nombre de fréquence de résonance	Gain (dB)
Antenne proposé	60 × 60	2	13	2.04-5.23
[156]	39 × 37	1	3	1.32-2.32
[157]	40.4 × 37.8	4	2	0.20-1.92

5.4 CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous modélisons deux antennes multi-bandes reconfigurables en fréquence, à base de diodes PIN. La structure de la première antenne lui permet d'être mise en œuvre avec le circuit associé sur le même substrat diélectrique et en même temps d'être éloignée de ses effets, ce qui permet de minimiser les coûts de production. Les éléments rayonnants de l'antenne peuvent alternativement jouer le rôle d'élément parasite ou actif lorsque on les modifie l'état des diodes PIN. Ce principe de fonctionnement a permis de générer plusieurs bandes résonnantes dans la gamme de fréquences [1-6.4] GHz. Par conséquent, la conception proposée convient aux applications sans fil telles que UMTS, T-DMB, LTE, WiMAX, WLAN et WiBro avec de bonnes caractéristiques de gain et de rayonnement. Pour la deuxième antenne proposée, nous avons utilisé une nouvelle structure de résonateur triangulaire équilatéral avec des fentes de forme triangulaire équilatérale. De plus, nous avons utilisé deux diodes PIN, la première est installée sur la ligne d'alimentation au niveau de la fente, tandis que la seconde est intégrée au niveau de la fente du plan au sol. Ces caractéristiques lui permettent d'être implémentée dans des appareils électroniques portables et de fonctionner avec efficacité pour couvrir les applications telles que UMTS, PCS, bande S, WiMAX, bande C et WLAN.

Dans le but de miniaturiser la taille des antennes et d'obtenir un gain élevé avec une large bande passante un fonctionnement multi-bande nous proposons dans le prochain chapitre quatre antennes fractales avec de bonnes caractéristiques électriques.

/

6 Chapitre VI Antenne fractale

6.1 INTRODUCTION

Au cours des dernières années, une croissance phénoménale a été observée dans le domaine de la technologie de communication sans fil en raison d'une demande accrue d'appareils portables sans fil modernes. La mise en œuvre réussie de différentes technologies radio sans fil telles que Bluetooth, Wi-Fi (Wireless Fidelity), Wi-Max (Worldwide Interoperability for Microwave Access), WLAN (Wireless Local Area Network) etc., ont accéléré les usages des applications de communication multimédia. La plupart des appareils sans fil modernes nécessitent un haut débit de données pour le transfert d'images, de données, de voix et de vidéos sur les réseaux sans fil. Différents systèmes sans fil fonctionnent sur des bandes de fréquences attribuées uniques avec une quantité spécifique de bandes passantes pour prendre en charge des services de données sans interruption. Pour une transmission et une réception efficace du signal sans fil, une antenne joue un rôle important. Par conséquent, le développement rapide des systèmes de communication sans fil modernes nécessite le besoin d'une antenne multi-bande miniaturisée avec une bande passante améliorée pour prendre en charge plusieurs applications en même temps. Classiquement, pour prendre en charge plusieurs normes de communication sans fil, plusieurs antennes à bande de fréquence unique doivent être intégrées dans un seul dispositif, ce qui augmente encore la taille et le coût des systèmes. Par conséquent, plutôt que d'avoir des antennes séparées pour chaque bande de travail, il est essentiel de concevoir une seule antenne capable de fonctionner sur plusieurs bandes de fréquences pour la couverture de plusieurs systèmes de communication sans fil. Par conséquent, pour assurer l'amélioration substantielle des performances des dispositifs de communication sans fil, les antennes intégrées doivent être à profil bas, de taille compacte, multi-bande avec une large plage de fréquences de fonctionnement, à gain élevé, efficaces et faciles à intégrer. Par conséquent, les antennes patch imprimées ont attiré beaucoup d'attention en raison de leurs nombreux avantages tels que le coût de traitement minimal, le profil bas, la dimension miniaturisée et l'intégration simple dans des appareils électroniques compacts. Mais les défis associés à la conception des antennes microruban sont d'améliorer leur bande passante, leur gain et leur efficacité tout en conservant une taille compacte.

Dans la littérature, les chercheurs ont proposé de nombreuses configurations d'antennes compactes [159-162] mais ces structures offrent un fonctionnement multifréquence avec une bande passante très étroite et des gains moyens/faibles. Pour surmonter les problèmes de bande passante limitée lors d'un fonctionnement multi-résonance, plusieurs antennes multi-bandes avec une bande passante améliorée ont été rapportées dans la littérature [163-196]. Jusqu'à présent, les chercheurs ont adopté plusieurs méthodes et proposé diverses nouvelles structures d'antenne pour obtenir une résonance multi-bande, telles que des bandes monopôles en forme

de C et des bandes court-circuitées en forme de U inversé [163], plusieurs monopôles à fentes courbées [164], un radiateur chargé en bande rectangulaire avec Plan de masse incorporé à fente en L [165], radiateur à boucle à angle rentrant, paire de radiateurs parasites symétriques en forme de V et plan de masse rectangulaire modifié [166], un stub en forme de T inversé et des stubs en forme de E [167], double bande à large bande réseau d'alimentation et deux patches concentriques empilés [168], bandes pliées [169], fractale circulaire [170], fentes circulaires en forme d'anneau et en forme de U [171], patch en forme de fleur avec branches [172], patch multicouche avec talons et un réseau d'alimentation intégré dans le plan de masse [173], stubs d'accord [174], antenne à fente de forme circulaire avec alimentation asymétrique [175], dipôle planaire à quatre bras [176], stub complémentaire avec plan de masse réfléchissant [177],

Ces structures d'antenne multi-bande rapportées nécessitent une plus grande taille physique pour la mise en œuvre. Ainsi, le défi consiste à obtenir des caractéristiques multi-bande avec un gain de crête élevé et une bande passante de fonctionnement améliorée sur chacune des bandes de fonctionnement tout en maintenant une zone compacte de l'antenne. Ces défis associés motivent les chercheurs à proposer de nouvelles antennes monopôles imprimées multi-bande efficaces pour les applications dans plusieurs systèmes de communication sans fil modernes. La technologie fractale est un moyen efficace qui répond aux besoins des systèmes de télécommunication moderne [227-230]. Cette technologie permet de concevoir efficacement des antennes miniaturisées et d'intégrer plusieurs composants de communication radio dans un seul appareil.

Le terme fractal a été inventé pour la première fois par B. Mandelbrot, considéré comme le père de la géométrie fractale. Le mot vient du mot latin « fractus », qui signifie irrégulier ou cassé [231]. Les géométries fractales sont celles qui ne pourraient être définies en utilisant la géométrie euclidienne comme les arbres, les nuages, les montagnes, les côtes, la foudre, etc. La plupart de ces phénomènes sont auto-similaires à différentes échelles et les dimensions sont des nombres fractionnaires. Outre B. Mandelbrot, d'autres grands mathématiciens ont également contribué au domaine de la géométrie fractale : W. Sierpinski, N. F. H. von Koch, D. Hilbert, G. F. L. P. Cantor, H. Minkowski et G. Peano. Leurs fractales ont inspiré la communauté des ingénieurs d'antennes à rechercher si ces géométries pouvaient être utilisées comme antennes [198–203].

Plusieurs géométries d'antenne fractale sont proposées dans la littérature pour présenter des patches miniaturisés. Fractal defected ground structure [180], monopôles de différentes longueurs [181], antenne fractale de flocon de neige koch avec diodes PIN [182], antenne à fente en forme de H [183], antenne vivaldi [184], patch pentagonal avec plan de masse modifié [185], radiateur en forme de 9 [186], structure de patch modifiée avec interrupteur [187], antenne monopôle intégrée EBG avec géométrie fractale [188], antenne fractale en forme de X avec DGS [189], fractale triangulaire de Sierpiński [190], fractale de forme elliptique [191], antenne fractale cantor [192], antenne ligne méandre [193], antenne fractale hexagonale [194], antenne fractale à fente de koch avec charge de couplage ELC [195], antenne fractale hybride avec DGS [196]. [204] ont utilisé une antenne patch à courbe de Koch modifiée pour créer des antennes à gain élevé et à large bande.

Les modèles d'antenne proposés dans ce chapitre sont adoptés pour traiter certains aspects importants de la conception de l'antenne microruban, tels que l'obtention d'un gain élevé, d'un rendement élevé, d'une large bande passante de fonctionnement et d'un fonctionnement multi-bande dans une taille d'antenne miniaturisée.

6.2 ANTENNE MONOPOLE FRACTALE MULTI-RESONANTE MULTI-LARGE BANDE COMPACTE POUR LES SYSTEMES DE COMMUNICATION SANS FIL WI-FI, WLAN, WI-MAX, BLUETOOTH, LTE, S, C et X

6.2.1 Avant-propos

Nous proposons dans cette section une antenne fractale en forme d'arbre très efficace avec des caractéristiques de résonance à large bande. L'antenne proposée présente une large bande de fonctionnement, un gain élevé et des caractéristiques de rendement élevé en raison des modifications suggérées dans la géométrie de l'antenne. Le patch circulaire suggéré est modifié en introduisant des fentes sous la forme d'une structure fractale en forme d'arbre, et le plan de masse partiel est modifié en incorporant une fente rectangulaire étroite. L'antenne proposée est conçue sur un substrat FR4 de 40x25,05x1,6 mm³. Le prototype de l'antenne proposée a été fabriqué et testé pour justifier les résultats de la simulation. Les résultats de mesure sont en bon accord avec la simulation qui valide l'approche de conception multi large bande de l'antenne fractale suggérée. Selon les résultats de mesure, l'antenne proposée fonctionne sur quatre bandes distinctes avec des largeurs de bande d'impédance de -10 dB de 600 MHz (2.2-2.8) GHz, 1070 MHz (3.3-4.37) GHz, 2550 MHz (4.75-7.3) GHz et 2200 MHz (9.7-11.9) GHz. En outre, un gain de crête élevé de 10,23 dBi et une efficacité de rayonnement de crête de 96,65 % sont enregistrés pour l'antenne fractale suggérée. L'antenne multi-bande améliorée suggérée peut-être utile pour plusieurs systèmes de communication sans fil tels que Wi-Fi (Wireless Fidelity), WLAN (Wireless Local Area Network), Bluetooth, LTE (Long-Term Evolution), bandes C, S et X.

6.2.2 Méthodologie de conception d'antenne

Les dispositions de conception avant et arrière de l'antenne fractale proposée sont illustrées à la Figure 6.1. Un substrat FR-4 à faible coût avec une permittivité relative de 4,4 et une tangente de perte de 0,02 est utilisée pour concevoir la structure d'antenne suggérée. L'antenne chargée par fente fractale proposée est de taille compacte et nécessite une surface de substrat de seulement 40 mm × 25,05 mm = 1002 mm² pour la réalisation du prototype. La configuration monopôle conçue est excitée avec une ligne d'alimentation microruban optimisée d'une longueur de 13,05 mm. La géométrie du patch circulaire a été modifiée en incorporant une fente fractale itérative sous la forme d'un arbre ramifié. De l'autre côté du tracé, le plan de masse rectangulaire partiel a été modifié par l'insertion d'une étroite fente rectangulaire. L'antenne conçue fournit des résonances multi-fréquences et multi-large bande avec des caractéristiques

de gain élevé en raison des modifications prescrites dans la géométrie de l'antenne. Les dimensions structurelles finales de l'antenne fractale conçue sont présentées dans le Tableau 6.1

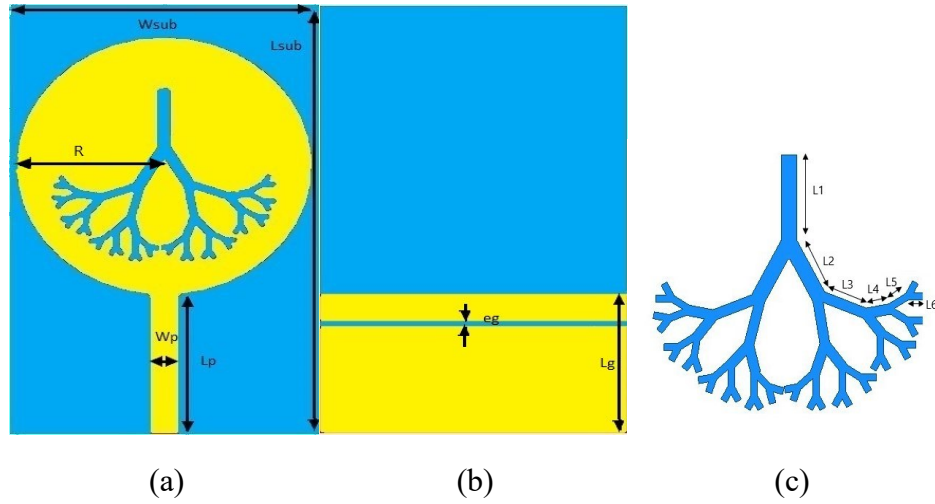


Figure 6.1 Antenne fractale proposée (a) Vue de dessus (b) Vue de dessous (c) Fentes de patch proposées

Tableau 6.1 Dimensions de l'antenne proposée

Paramètres	W _{sub}	L _{sub}	L _p	W _p	R	L ₁	L ₂	L ₃	L ₄	L ₅	L ₆	e _g	L _g
Valeurs (mm)	25.05	40	13.05	2.35	12	6	4	3	2	1.5	1	0.5	13

a) Étapes de développement de l'antenne patch fractale proposée

L'antenne de l'initiateur est constituée d'un patch circulaire de rayon R, calculé pour la fréquence 2,48 GHz à l'aide des équations suivantes [23] et [205] :

$$R = \frac{F}{\sqrt{1 + \left(\frac{2h}{\pi\epsilon_r F}\right) \left[\ln\left(\frac{\pi F}{2h}\right) + 1.7726\right]}} \quad 6.1$$

où

$$F = \frac{8.791 \times 10^9}{f_r \sqrt{\epsilon_r}} \quad 6.2$$

La courbe de Moore est un type de courbe de remplissage d'espace qui est une extension de la courbe de Hilbert.

Après avoir calculé les paramètres initiaux de l'antenne et les avoir ajustés pour qu'ils résonnent à une fréquence de 2,48 GHz, la taille d'antenne requise est de $60 \times 70 \text{ mm}^2$. Les différentes étapes d'itération de conception de l'antenne proposée sont illustrées à la Figure 6.2. Dans la 0ème itération, une simple antenne patch de forme circulaire alimentée par une ligne microruban est représentée à la Figure 6.2 (a). Comme indiqué sur la Figure 6.2 (b), dans l'itération suivante (1ère itération), la structure est modifiée en incorporant une fente de base initiale de la forme arborescente dans le patch circulaire pour améliorer la largeur de bande passante de fonctionnement de l'antenne. On peut noter que dans cette 1ère itération,

l'inclinaison des branches filles est symétrique par rapport à la branche de base (mère). Après cela, la même fente en forme d'arbre de la 1ère itération est ajoutée dans chaque branche fille à l'étape de conception de la 2ème itération [voir Figure 6.2 (c)]. Les modifications suggérées effectuées dans la 2ème étape d'itération conduisent à l'excitation d'une nouvelle fréquence de résonance avec une amélioration des coefficients de réflexion aux résonances d'ordre inférieur. Enfin, la géométrie d'antenne fractale proposée est atteinte dans la 3e étape d'itération, comme illustré à la Figure 6.2 (d). Lorsque des fentes sont intégrées dans le résonateur, la fréquence de résonance est décalée vers le bas. En raison des effets de frange au niveau des fentes, l'antenne devient électriquement plus grande en taille. De plus, la modification résultante dans le patch sépare le flux de courant principal en plusieurs autres chemins, qui à leur tour créent des résonateurs différents et un fonctionnement multi-bande est obtenu. Dans les phases d'évolution de la conception, il convient de noter que la même forme de fente a été générée à chaque itération avec un facteur de réduction de $\alpha = 2$. La dimension de Hausdorff de la fractale arborescente est donnée par l'équation (6.3)

$$d = \frac{\ln(4)}{\ln(\alpha)} = \frac{\ln(4)}{\ln(2)} \quad 6.3$$

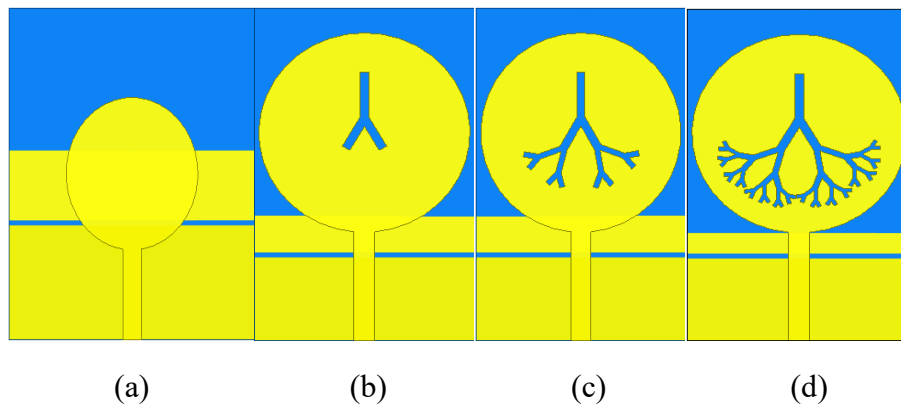


Figure 6.2 Développement de l'antenne fractale en forme d'arbre proposée (a) 0ème itération (b) 1ère itération (c) 2ème itération (d) 3ème itération (antenne proposée)

b) Analyse du coefficient de réflexion pour différentes étapes de développement structurel

Les paramètres S11 pour chaque analyse de conception étape par étape sont présentés à la Figure 6.3. Dans la 0e itération de la conception, le patch initiateur de forme circulaire simple fonctionne à des fréquences de résonance de 2,45, 6,16, 8,85 et 10,31 GHz avec des largeurs de bande d'impédance relativement étroites de 0,33, 0,63, 0,38 et 0,33 GHz, respectivement. Comme les résultats retenus de ce patch initiateur ne remplissent pas les applications visées en termes de fréquences de résonance souhaitées avec une bande passante de fonctionnement suffisante, la structure du patch a donc été modifiée dans l'itération 1. Dans la 1ère itération, les bandes passantes de fonctionnement de l'antenne sont grandement améliorés grâce à l'incorporation de la fente prescrite dans le patch circulaire. Mais le patch structuré de cette étape de conception fonctionne sur des bandes de résonance doubles avec des largeurs de bande

d'impédance (IBW) de 1,22 et 1,8 GHz centrées à 3,35 et 10,02 GHz, successivement. Ensuite, dans la 2^{ème} itération, la géométrie de l'antenne est encore modifiée pour générer et exciter une nouvelle résonance pour la bande WLAN 5 GHz en améliorant l'adaptation d'impédance de l'antenne. Dans cette itération 2, la structure d'antenne montre un fonctionnement à trois bandes et résonne à des fréquences de 3,35, 4,95 et 10,02 GHz avec des largeurs de bande de 1,01, 0,22 et 1,92 GHz, respectivement. Cependant, la bande de fréquences (4,84-5,06 GHz) centrée sur 4,95 GHz ne couvre pas les besoins en bande passante de la bande WLAN 5 GHz. Par conséquent, la géométrie de l'antenne est encore modifiée à l'itération 3 et la structure de l'antenne patch proposée est présentée pour obtenir le fonctionnement multi-bande souhaité avec des bandes passantes de fonctionnement amélioré pour couvrir toutes les bandes de fréquences des applications de communication sans fil prévues. Dans la simulation, l'antenne proposée présente des caractéristiques multi-résonance et multi-large bande couvrant les bandes de fréquences de 2,42 à 2,75 GHz (IBW = 0,33 GHz, FBW = 12,76 %), 3,47 à 4,32 GHz (IBW = 0,85 GHz, FBW = 21,82 %), 4,66-7,03 GHz (IBW = 2,37 GHz, FBW = 40,54 %), 8,96-12 GHz (IBW = 3,04 GHz, FBW = 29 %) centrés respectivement sur 2,62, 3,87, 6,88 et 10,66 GHz. Cette amélioration permet à l'antenne proposée de couvrir efficacement plusieurs applications de communication sans fil comme résumé dans le Tableau 6.2.

Tableau 6.2 Les gammes de fréquences couvertes par l'antenne proposée

Bande passante [GHz]	Bandes commerciales couvertes
[2.42–2.75], [3.47–4.32], [4.66–7.03], et [8.96–12]	2.4–2.484 GHz, 5.15–5.825 GHz WLAN ; 2.5–2.69 GHz, 3.4–3.69 GHz, 5.25–5.85 GHz Wi-MAX; 2.5–2.69 GHz LTE; 2.4–2.4835 GHz Bluetooth; 2.40–2.49 GHz, 3.6575–3.690 GHz, 5.180–5.825 GHz Wi-Fi; ITU fréquence d'émission assignée à toutes les bandes C (5.850–6.425 GHz, 6.425–6.725 GHz, 6.725–7.025 GHz, 5.975–6.475 GHz, 5.725–6.025 GHz) et recevoir la fréquence (3.625–4.200 GHz, 3.400–3.625 GHz, 3.650–4.150 GHz, 3.7–4.0 GHz) dans le monde entier, et ITU radio amateur assigné (10–10.50 GHz) te amateur satellite (10.45–10.50 GHz) applications dans la bande X.

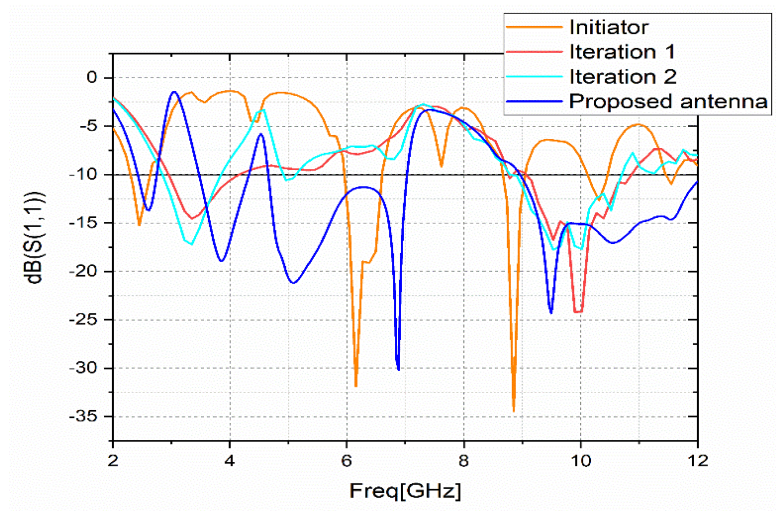


Figure 6.3 Coefficients de réflexion à différents stades de développement de l'antenne proposée

6.2.3 Etude paramétrique

Les effets des principaux paramètres structuraux sont étudiés et expliqués dans cette section. Les performances de l'antenne sont liées aux paramètres dimensionnels optimaux du patch et du plan de masse suggérés. Des variations importantes sont observées dans les fréquences de résonance et les largeurs de bande de fonctionnement en raison des modifications des paramètres de conception de l'antenne proposée. Par conséquent, grâce aux études paramétriques, les dimensions optimales de l'antenne proposée peuvent être décidées pour qu'elle fonctionne efficacement dans les bandes de fonctionnement souhaitées avec les meilleures caractéristiques.

a) Effet de la structure du plan de masse

Les performances de l'antenne proposée sont analysées avec différentes variations de la structure du plan de masse. Les paramètres S_{11} de l'antenne patch fractale en forme d'arbre proposée sont étudiés en présence d'un plan de masse complet, d'un plan de masse partiel et d'un plan de masse partiel avec une fente rectangulaire étroite incorporée, comme indiqué sur la Figure 6.4. Il est observable que les caractéristiques de résonance multi-bande avec une largeur de bande de fonctionnement maximale et les meilleures valeurs d'affaiblissement de retour $|S_{11}|$ sont obtenues pour la structure de plan de masse partiel chargée de fentes proposée.

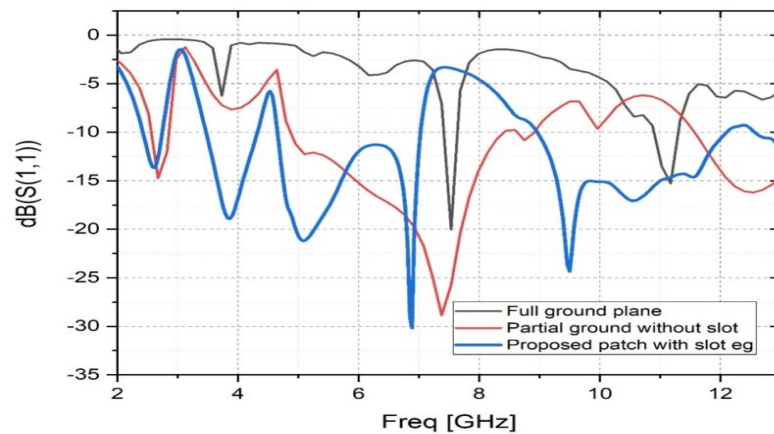


Figure 6.4 Paramètres S_{11} de l'antenne proposée pour différentes structures de plan de masse

b) Effet du rayon du patch 'R'

Le rayon du patch circulaire "R" a une influence déterminante sur les caractéristiques de résonance (fréquence de résonance, coefficient de réflexion et largeur de bande d'impédance) de l'antenne proposée. Pour examiner l'impact de la modification du rayon du patch, le coefficient de réflexion simulé en fonction des courbes de fréquence est illustré à la Figure 6.5. Il a été constaté que les caractéristiques multi-bandes avec des largeurs de bande d'impédance maximales de -10 dB sont atteintes pour la valeur proposée de R. Toute autre variation (augmentation ou diminution) de la valeur du rayon « R » affecte considérablement l'adaptation d'impédance de la troisième et quatrième bande de résonance et, par conséquent, les bandes passantes de fonctionnement de ces bandes de fréquences se détériorent de manière significative. Par conséquent, la valeur suggérée de $R = 12$ mm est considérée comme la valeur optimale pour obtenir le fonctionnement multi-résonant et multi-large bande avec la meilleure adaptation d'impédance et des bandes passantes de fonctionnement améliorées pour couvrir les applications de communication sans fil ciblées.

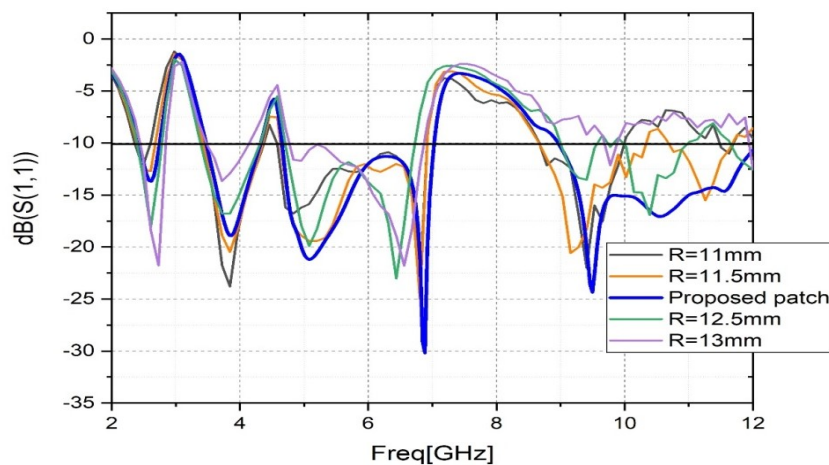


Figure 6.5 Influence du rayon du patch "R" sur les courbes S_{11} en fonction de la fréquence

c) Effet de la largeur de la fente du plan de masse "eg"

Les variations d'un autre paramètre de conception dominant, la largeur de la fente du plan de masse "eg", sont étudiées pour observer son influence sur les caractéristiques de résonance de l'antenne proposée. Pour clarifier l'impact de "eg", les variations du coefficient de réflexion simulé en fonction des courbes de fréquence sont représentées sur la Figure 6.6. Les bandes passantes de la troisième et quatrième bande de résonance sont contrôlées par la dimension de la largeur de la fente du plan de masse "eg" dans une large mesure. L'antenne conçue montre une amélioration notable de l'adaptation d'impédance et donc de la largeur de bande de fonctionnement à la troisième et quatrième bande de fréquence de résonance grâce à la dimension proposée de $eg = 0,5 \text{ mm}$. La première bande de résonance reste inchangée en raison des variations des dimensions de "eg". On peut remarquer que la largeur de bande et le coefficient de réflexion de la deuxième bande de fréquence augmentent avec l'augmentation de "eg", mais en même temps les largeurs de bande de la troisième et quatrième bande de fréquence diminuent. En outre, les largeurs de bande de la troisième et quatrième bande de fréquence se détériorent également en raison de la diminution de la valeur de la largeur de la fente de masse "eg". Ainsi, une conclusion favorable peut être tirée que l'antenne proposée présente une meilleure performance globale en termes de coefficient de réflexion et de largeur de bande de fonctionnement pour la dimension sélectionnée de $eg = 0,5 \text{ mm}$.

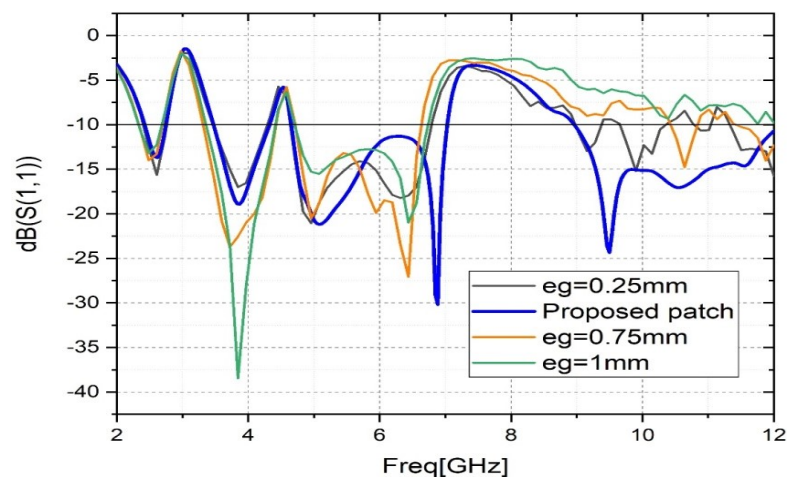


Figure 6.6 Influence de la largeur de la fente du plan de masse "par exemple" sur les courbes S_{11} en fonction de la fréquence

Pour donner un aperçu clair du mécanisme de fonctionnement de l'antenne multi-bande conçue, les distributions de courant de surface à quatre fréquences de résonance distinctes (2,61, 3,86, 6,88, 9,5 GHz) sont présentées à la Figure 6.7. Les distributions de courant de surface sont analysées à l'aide du simulateur HFSS pour justifier l'effet des fentes itératives en forme d'arbre sur les performances de l'antenne proposée. En analysant la Figure 6.7, on peut observer que des courants très concentrés circulent sur les bords des fentes fractales et sur la ligne microruban aux fréquences de résonance des bandes de fréquences de fonctionnement respectives. On peut également visualiser que la circulation des courants de surface est moins importante dans les autres parties du patch. Il y a un changement dans le comportement de

résonance de l'antenne proposée comme sa distribution de courant de surface change en raison de la présence de la fente fractale en forme d'arbre incorporée. La fente fractale modifie les distributions des champs électriques et magnétiques en raison de l'allongement des courants de surface autour des branches de la fente en forme d'arbre. La façon dont la fractale en forme d'arbre est chargée dans le patch augmente le nombre de fréquences de résonance en raison de la perturbation causée aux chemins de courant moyens de toute fréquence de résonance. D'autre part, la fente de plan de masse incorporée entraîne une excitation et une propagation contrôlées des ondes rayonnées à travers la couche de substrat. L'augmentation de la bande passante de fonctionnement de l'antenne peut être due à la fusion des résonances du patch avec les résonances supplémentaires introduites par la fente de plan de masse déflectueuse. L'enveloppe de résonance de multiples fréquences de résonance sous le niveau de -10 dB peut fournir les largeurs de bande opérationnelles souhaitées.

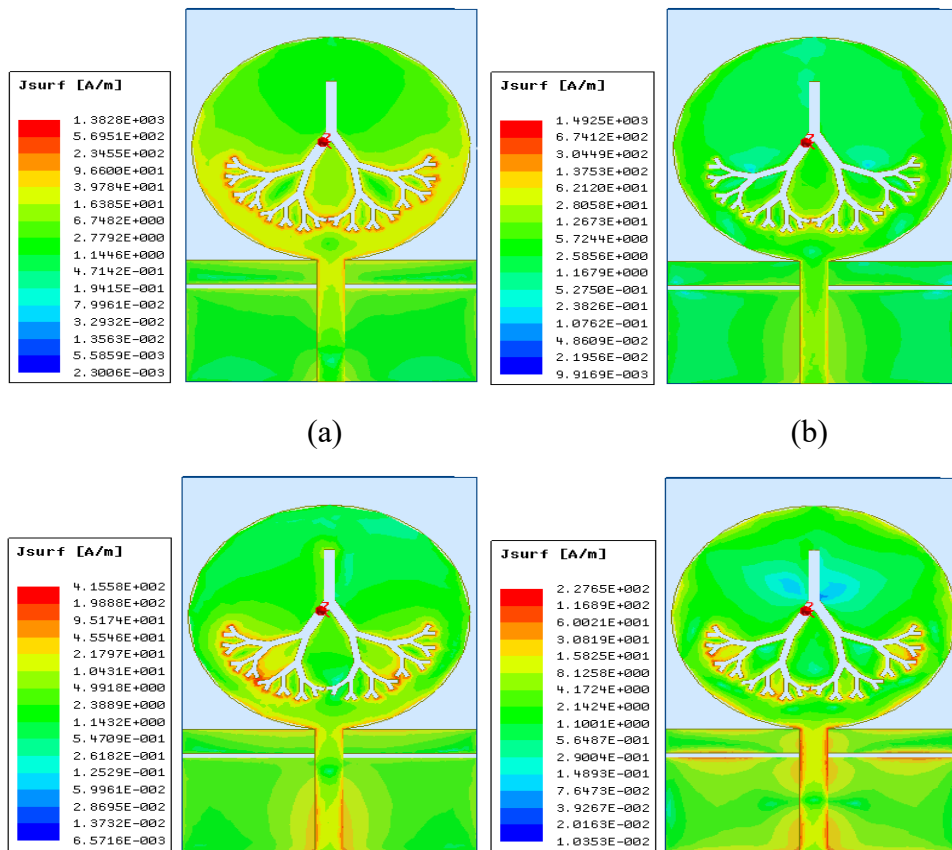
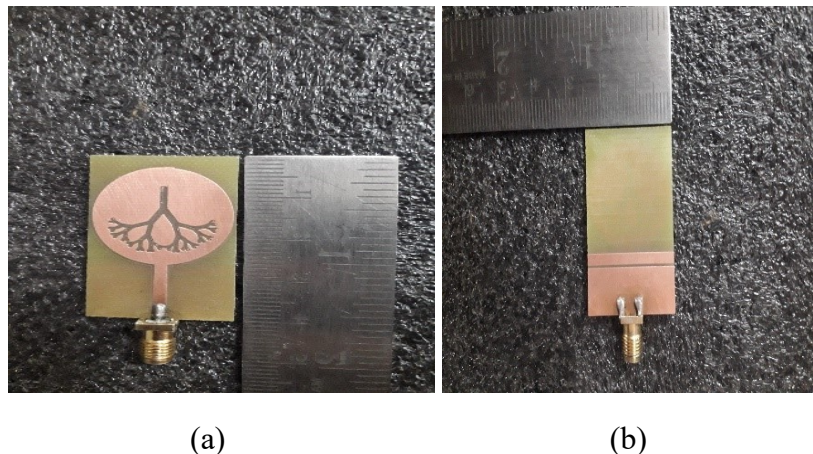


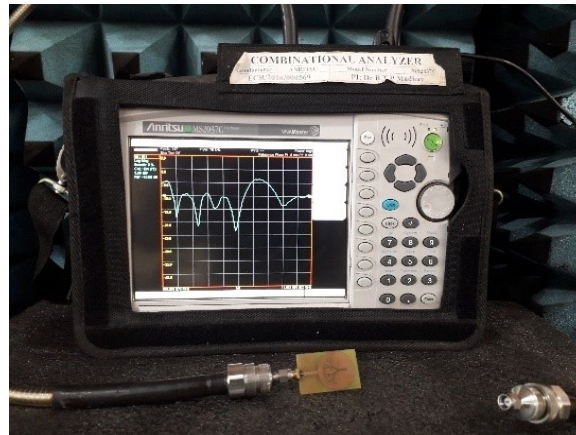
Figure 6.7 Répartition des courants de surface de l'antenne proposée à (a) 2,61 GHz (b) 3,88 GHz (c) 6,88 GHz (d) 9,5 GHz

6.2.4 Mesures du prototype fabriqué et discussion

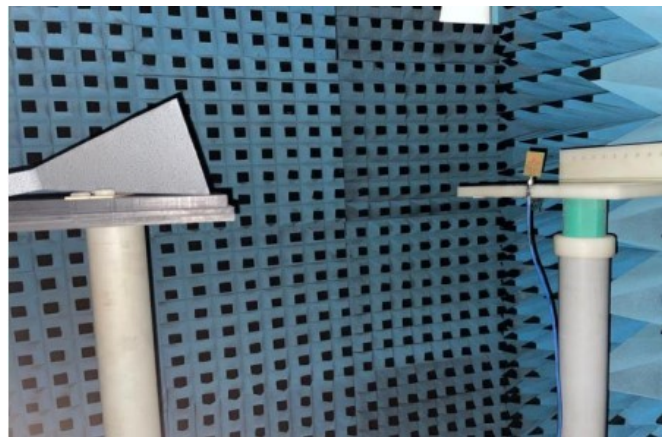
Le prototype de l'antenne proposée est fabriqué et mesuré afin de vérifier les résultats caractéristiques simulés. Les vues avant et arrière du prototype de mesure fabriqué mis en place avec l'analyseur de réseau MS2037C et la configuration de la mesure dans la chambre anéchoïque sont illustrées aux Figures 6.8 (a) à (d). La fabrication de l'antenne fractale multi-bande suggérée a été réalisée à l'aide d'une machine prototype Nvis-72 semi-automatisée. Le

modèle de simulation proposé est converti en un fichier GERBER, et il est envoyé à la machine Nvis-72 avec une carte mémoire. La machine de prototypage a traité le fichier GERBER via un programme de fabrication préchargé. Le substrat FR-4 à base de revêtement de cuivre double face est utilisé et le revêtement de cuivre est retiré du patch (couche supérieure) et du plan de masse (couche inférieure) conformément aux exigences de conception guidées par le fichier GERBER en association avec le programme de prototype. Après cela, le connecteur SMA est soudé à l'antenne fabriquée avec le support d'une station de soudage et son coefficient de réflexion (paramètre S_{11}) est mesuré à l'aide de l'analyseur de réseau vectoriel Anritsu MS 2037C (VNA). Le paramètre S_{11} mesuré est comparé à celui simulé et est présenté à la Figure 6.9. Les résultats simulés et mesurés sont en bon accord et confirment les caractéristiques de résonance quadri-bande avec de larges bandes passantes de fonctionnement pour $S_{11} \leq -10$ dB. Une amélioration de la bande passante pour les trois premières bandes passantes est constatée dans les résultats expérimentaux par rapport à celui simulé. Cependant, pour la quatrième bande de fonctionnement, selon les résultats mesurés de S_{11} , une petite réduction de la bande passante est observée et cette réduction peut être due à l'effet de la haute fréquence sur le substrat FR4. Comme observé à partir des résultats de mesure, la première bande a une bande passante de 0,6 GHz ; il va de 2,2 à 2,8 GHz. La deuxième bande [3.3-4.37] GHz a une bande passante de 1,07 GHz. Pour la troisième bande passante, il couvre la gamme de fréquences de 4.75 à 7.3 GHz avec une largeur de bande passante de 2.55 GHz. La quatrième bande de fonctionnement s'étend de 9.7 à 11.9 GHz avec une largeur de bande d'impédance de 2.2 GHz. Ainsi, les données de la Figure 6.9 indiquent que le patch fractal suggéré fonctionne bien avec des performances fiables. Les écarts observés entre les résultats mesurés et simulés sont principalement dus à la tolérance de fabrication, aux circonstances de mesure et à l'effet de soudure du connecteur SMA. L'antenne proposée couvre les exigences de bande passante de plusieurs normes sans fil telles que WLAN 2.4-2.484 GHz, 5.15-5.825 GHz ; Wi-MAX 2,5–2,69 GHz, 3,4–3,69 GHz, 5,25–5,85 GHz; LTE 2,5–2,69 GHz ; Bluetooth 2,4-2,4835 GHz ; Wi-Fi 2,40-2,49 GHz, 3,6575-3,690 GHz, 5,180-5,825 GHz ; L'UIT a attribué toutes les fréquences d'émission en bande C (5,850-6,425 GHz, 6,425-6,725 GHz, 6,725-7,025 GHz, 5,975-6,475 GHz, 5,725-6,025 GHz) et les fréquences de réception (3,625-4,200 GHz, 3,400-3,625 GHz, 3,650-4,150 GHz, 3,7-4,0 GHz) dans le monde entier, et l'UIT a attribué des applications de radio amateur (10-10,50 GHz) et de satellite amateur (10,45-10,50 GHz) dans la bande X.





(c)



(d)

Figure 6.8 Prototype d'antenne fabriqué (a) vue avant (b) vue arrière (c) configuration de mesure avec VNA (d) configuration de mesure des caractéristiques de rayonnement dans une chambre anéchoïque

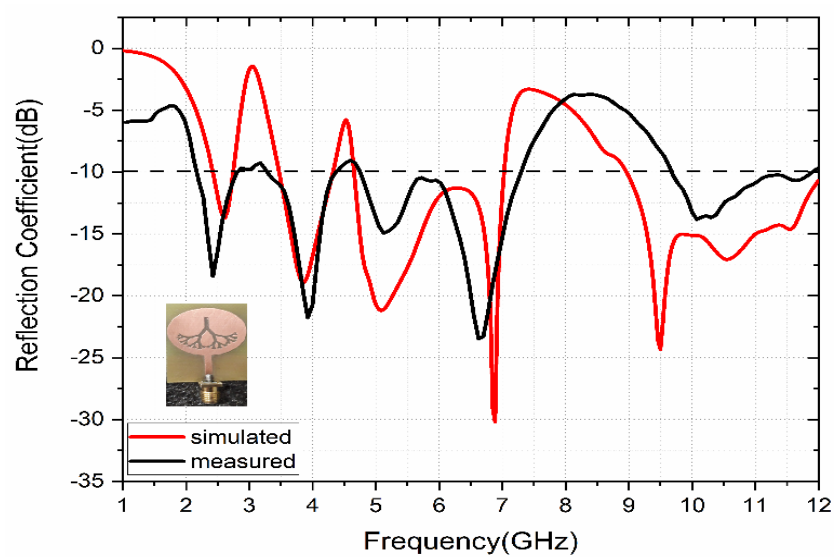
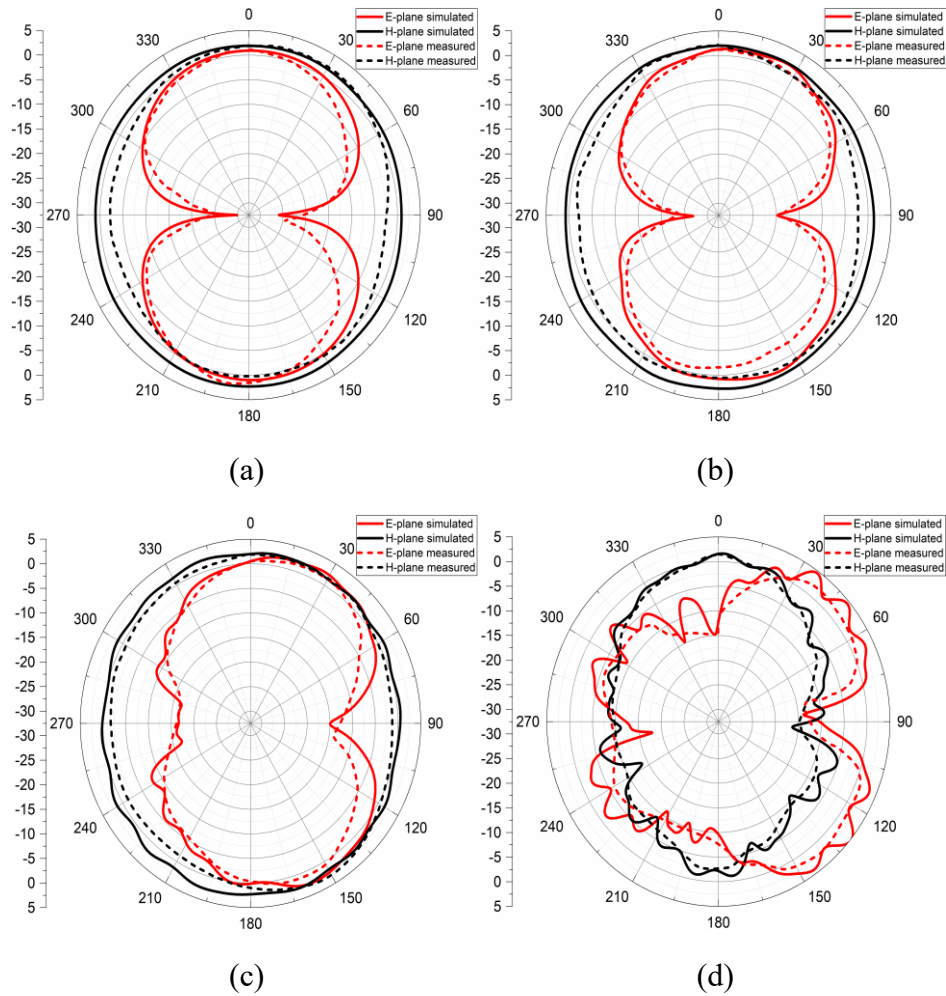
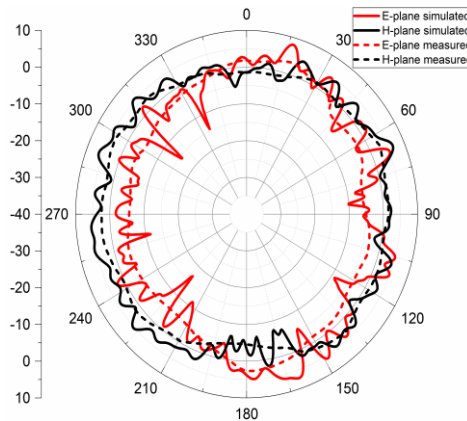


Figure 6.9 Paramètres S_{11} simulés et mesurés de l'antenne fractale proposée

Les caractéristiques de rayonnement de l'antenne proposée ont été étudiées et présentées en termes de diagramme de rayonnement, de gain et d'efficacité de rayonnement. Les résultats simulés sont vérifiés par les résultats de mesure. Les diagrammes de rayonnement de l'antenne réseau proposée sont mesurés à l'aide d'un système logiciel de pilotage utilisant une configuration de mécanisme de plateau tournant. Du côté de l'émission, une antenne cornet à gain standard est utilisée qui dirige les ondes EM vers l'antenne testée (antenne proposée) placée du côté de la réception. En faisant tourner l'antenne proposée, les diagrammes de rayonnement sont enregistrés. Sur la base des valeurs enregistrées, les diagrammes de rayonnement mesurés sont obtenus pour les plans E et H aux fréquences de résonance. Les diagrammes de rayonnement mesurés et simulés dans les plans E et H à 2,62, 3,87, 5,08, 6,88 et 10,66 GHz pour l'antenne fractale multi-bande suggérée dans la région de champ lointain sont illustrés à la Figure 10. La Figure 10 montre un accord acceptable entre (simulé) et résultats expérimentaux. Dans toutes les bandes de travail, l'antenne prototype produit un rayonnement approprié. Selon les observations, les diagrammes de rayonnement sont omnidirectionnels dans le plan H et bidirectionnels dans le plan E aux trois fréquences de résonance. Cependant, les diagrammes de rayonnement apparaissent déformés et ressemblent à des quasis omnidirectionnels avec une augmentation de la fréquence de fonctionnement due à l'effet des hautes fréquences sur le substrat FR4.

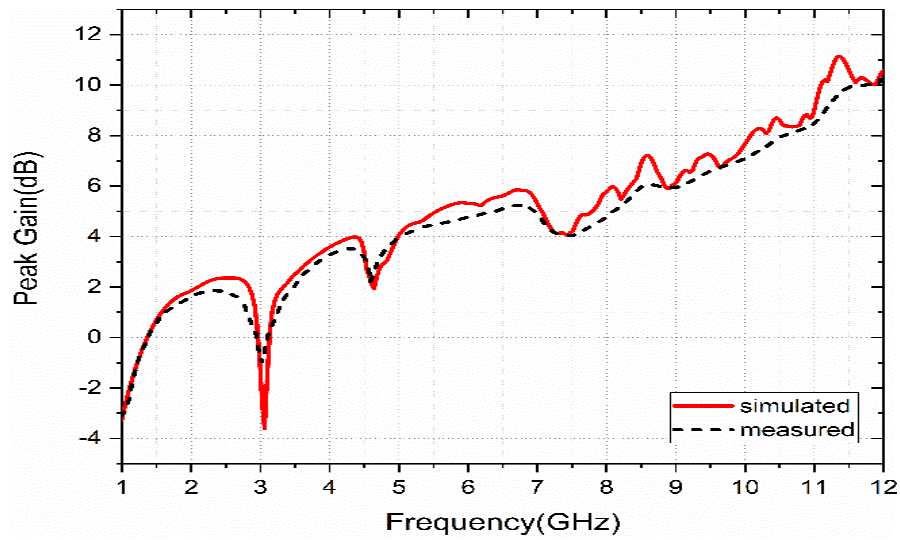




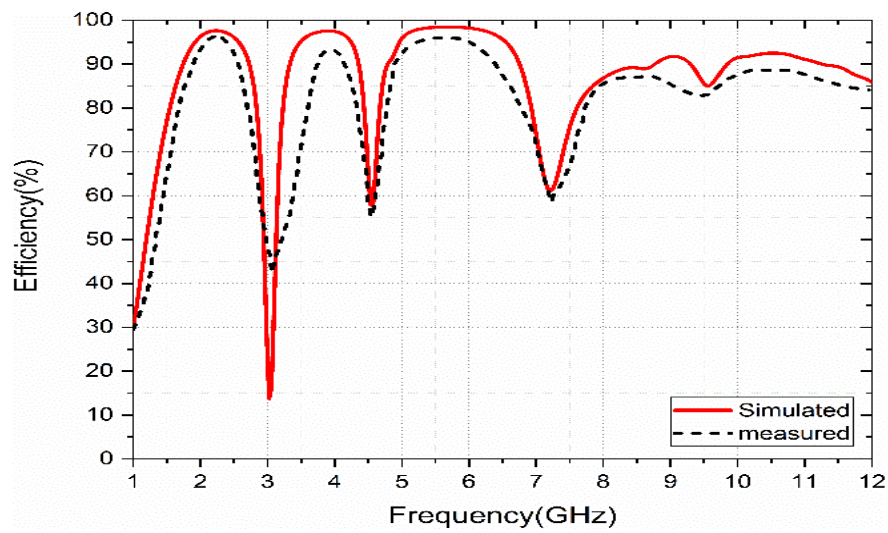
(e)

Figure 6.10 Diagrammes de rayonnement simulés et mesurés de l'antenne fractale proposée dans les plans E et H (a) 2,62 GHz (b) 3,87 GHz (c) 5,08 GHz (d) 6,88 (e) 10,66 GHz

Les variations du gain de crête et de l'efficacité du rayonnement en fonction de la fréquence sont illustrées respectivement sur les Figures 6.11 (a) et (b). Le gain de l'antenne est mesuré en éclairant l'antenne conçue avec un signal RF balayé en fréquence dans la chambre anéchoïque à partir de l'antenne source. Ensuite, le gain est mesuré via la méthode de substitution. La méthode de substitution consiste à configurer notre antenne de référence de laboratoire calibrée sur un chemin rayonné à travers la chambre, puis à normaliser cette perte de chemin à 0 dB. L'efficacité du rayonnement de l'antenne est mesurée dans la chambre anéchoïque en fournissant de l'énergie au point d'alimentation de l'antenne et en mesurant la force du champ électromagnétique rayonné dans l'espace environnant à l'aide de la configuration de mesure en association avec un logiciel piloté. On observe que le gain de crête augmente à mesure que la fréquence augmente. Cela peut être dû au fait que les dimensions de l'antenne deviendront plus grandes que sa longueur d'onde avec une augmentation de la fréquence. Le gain de crête mesuré peut atteindre une valeur maximale de 10.23 dB à 11.95 GHz dans la quatrième bande de résonance. Cependant, selon la Figure 6.11 (b), l'efficacité de rayonnement mesurée varie entre 70.31 % et 96.65 % dans la première bande de fonctionnement. Dans la deuxième bande de fonctionnement, la valeur maximale de l'efficacité de rayonnement est de 93.41 % et la valeur minimale est de 55.1 %. Dans la troisième et la quatrième bande passante, on constate des variations d'efficacité de rayonnement entre 95.93% et 85.52% et de 88.58% à 84.10%, respectivement. La directivité simulée de l'antenne proposée est illustrée à la Figure 6.12. La directivité de l'antenne tient compte de l'efficacité du rayonnement. La relation entre le gain, la directivité et l'efficacité du rayonnement est donnée par, $\eta = G/D$; où G = gain de l'antenne ; D = directivité de l'antenne et η = efficacité de rayonnement de l'antenne. Selon les résultats de la simulation, la directivité de l'antenne proposée atteint une valeur maximale de 12,42 dB à 11,13 GHz dans la quatrième bande de résonance. Enfin, le Tableau 6.3 compare les performances de l'antenne patch fractale multi-bande proposée à celles des structures d'antenne présentées dans la littérature en termes de taille d'antenne, de nombre de bandes de fonctionnement, de bande passante et de gain. Il est clair que l'antenne présentée dans cet ouvrage montre une grande compétitivité par rapport à l'ouvrage existant.



(a)



(b)

Figure 6.11 Caractéristiques de rayonnement mesurées et simulées de l'antenne proposée (a) gain de crête (b) efficacité de rayonnement

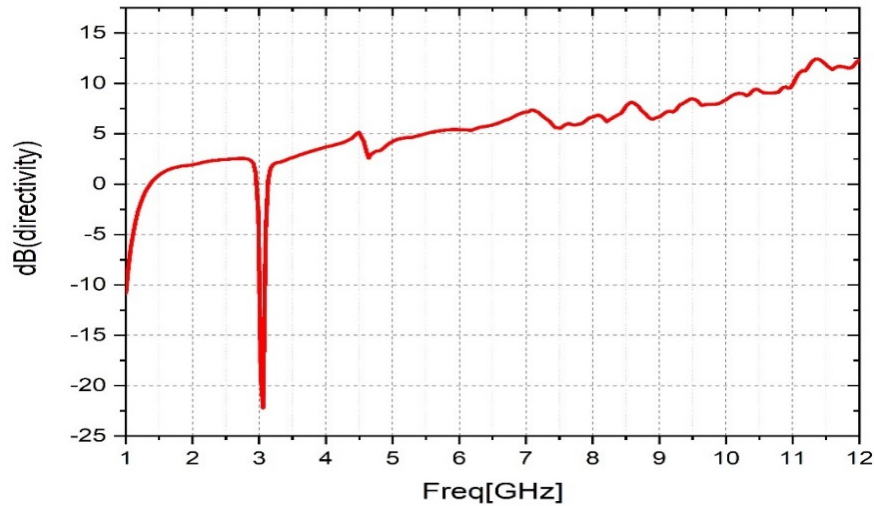


Figure 6.12 Directivité simulée en fonction de la fréquence de l'antenne proposée

Tableau 6.3. Comparaison des performances de l'antenne proposée avec d'autres antennes existantes dans la littérature

Ref	Taille (mm ³)	Substrat	No. de fréquence de fonctionnement	Impédance de la bande passante (GHz)	Bande passante (GHz)	Fréquence de résonance (GHz)	Peak gain (dB)	Applications
[163]	30×40×0.8	FR4	3	[2.39–2.73], [3.23–3.79], [5.05–5.96]	0.34/0.56/0.91	2.5/3.5/5.5	0.45 to 2.21	WLAN et WiMAX systèmes de communication
[164]	60×100×0.8	FR4	3	[2.4–2.7], [3.4–3.7], [5.2–5.8]	0.3/0.3/0.6	2.5, 3.5, 5.5	3.56 to 3.93	Applications WLAN, WiMAX, et LTE
[165]	30×30×1	FR4	2	[2.37–3.70], [4.95–6.09]	1.33/ 1.14	2.5/5.35	2.40 to 4.60	applications WLAN et WiMAX
[166]	90×60×0.127	Rogers RT/duroid 5880	4	[0.94–1.20], [2.23–2.43], [3.58–3.74], [4.93–5.29]	0.26/0.2/ 0.16/ 0.36	1.2/ 2.4/ 3.5/ 5.2	1.94 to 5.88	GPS L2, Bluetooth, WiMAX, et WLAN
[167]	56×4×40.8	Arlon 25FRtm	4	[1.57–1.66], [2.4–2.54], [3.2–3.9], [5.17–5.93]	0.09/0.14/ 0.76	1.55/2.45/3.5/5.2	3.55 to 5.02	GPS, WiMAX, et WLAN applications
[168]	110×11×06.6	FR4 (3 layers)	2	[0.91–0.93], [2.40–2.57]	0.02/0.17	0.92/2.84	0.8 to 5.9	Applications Handheld RFID reader
[169]	34×43×1.6	PTFE	4	[1.42–1.46], [2.235–2.48], [3.39–3.53], [4.12–5.06]	0.04/0.25/ 0.145/0.94	1.44/2.35/3.45/4.45	3.4	Applications bande ISM, Wi-Fi, WiMAX et Bluetooth
[170]	60×63×1.6	FR4	4	Not specified	0.22/0.71/ 2.44/1.93	1.62/2.45/4.37/5.56/6.0/8.81	2.18 to 5.79	Applications Wi-Fi, bande C application, radar, satellite communication,
[171]	48×48×1.6	FR4	2	[1.69–1.94], [3.64–3.88]	0.25/0.24	1.77/3.72	Not specified	Applications GSM et WiMAX
[172]	59×56×1.6	FR4	3	Not specified	0.0211/ 0.0722/ 0.0989	1.576/ 2.668/ 3.636	1.63 to 3.23	Applications GPS and WiMAX
[173]	100×100×11	Rogers RT Duroid 5880	2	[1.4–1.6], [2–2.4]	0.2/0.4	Not specified	2.3 to 6	Cube Sat's communication system

Chapitre VI Antenne fractale

[174]	50×69×1.6	FR4	4	[1.40-1.61], [2.03-2.13], [2.42-2.58], [3.49-3.61]	0.21/ 0.1/ 0.16/ 0.12	1.61/ 2.08/ 2.48/ 3.55	0.7 to 1.38	Applications GPS, GLONASS, UMTS, WLAN, et WiMAX
[175]	40×40×1.6	FR4	2	[2.88-3.92], [5.26-6.28]	1.04/1.02	3.38/5.86	2.96 to 5.64	Applications WiMAX et WLAN
[176]	68×39×1.6	FR4	4	Not specified	Not specified	Not specified	3.3 to 10	Applications GPS, LTE, ISM, et WiMAX
[177]	96×73×14	Rogers RO4003C	2	[2.5-2.7], [3.4- 3.6]	0.2/0.2	Not specified	7 to 9.2	Applications WLAN e WiMAX
[178]	60×50×40	FR4	2	Not specified	0.1/0.15	2.45/5.80	2.2 to 2.8	Applications WiMAX et WLAN
[179]	95×60×0.8	FR4	2	[0.74-0.96] [1.38-2.70]	0.22/ 1.32	0.85/1.9/ 2.4	0.76 to 4.50	GSM850/900, GPS, DCS, PCS, UMTS,LTE2300/2500 et WLAN
[180]	45×45×3.18	Taconnic CER 10 (tm)	1	[1.55-1.58]	0.03	1.574	1.7	Non spécifié
[181]	50×6×91.6	FR4	4	[1.40-1.61], [2.03-2.13], [2.42-2.58], [3.49-3.61]	0.21/0.1/0.16/0. 2	1.59/2.08/2.48/3.5 5	0.7 to 1.38	Applications GPS, GLONASS, UMTS, WLAN, et WiMAX
[182]	80×40×1.58	FR4	3	[2.2-3.4], [3.34-4.52], [1.45-4.1]	1.2/1.18/ 2.65	Not specified	2.2 to 2.4	Non spécifié
[183]	60×60×0.7	FR4	3	[1.55-1.57], [2.39-2.69], [4.97-5.93]	0.02/0.3/ 0.96	1.57/2.4/5.5	0.2 to 3.5	Applications GPS et Wi-Fi
[184]	112.18×68.37×1.6	FR-4	4	[1.85-2.00], [2.20-2.85], [3.35-3.81], [5.00-6.90]	0.15/0.65/ 0.46/1.90	1.90/2.45/3.50/5.3 0	3.68/4.56/4.07/4 65	(PCS, Bluetooth, WLAN, WiMAX, TDSCDMA, et ISM
[185]	57×50×1.6	FR4	2	[1.82-1.87], [3.42-3.52]	0.05/0.1	1.85/3.47	0.61 to 3.56	Applications WLAN e WiMAX
[186]	40×35×1.6	FR4	3	Not specified	0.33/1.25/ 0.51	2.45/3.5/5.2	1.48 to 3.26	Applications Wi-Fi,WLAN, et WiMAX
[187]	35×53×1.6	FR4	3	Not specified	0.35/0.94/ 0.32	2.45/3.50/5.20	1.7 to 3.4	Applications Wi-Fi, WLAN, et WiMAX
[188]	150×150×4	Jean fabric	2	[1.78-1.98] [2.38-2.50]	0.2/0.12	1.8/2.45	Not specified	Applications GSM et ISM
[189]	108×88×1.6	FR4	4	[1.98-2.01], [3.40-3.50], [4.94-4.99], [6.0-6.8]	0.03/0.1/0.05/0.8	2/3.5/4.9/6.5	3.23 to 5.95	Wi-Fi, C band, Fixed Satellite Radio Transmission, Used for cordless telephony in USA, et 5G telecommunication network
[190]	60×30×1.6	FR4	2	[2.35-2.86], [5.48-6.16]	0.51/0.68	2.5/5.8	2.2 to 5.8	Applications ISM
[191]	50×50×0.8	Rogers RT Duroid	3	[2.33-2.74], [5.46-6.53], [7.6-12.44]	0.41/1.07/ 4.84	2.6/6/8.2	5.42 to 7.67	Applications Wi-Fi, WLAN, Wireless Body Area Network, ISM, et X-band
[192]	50×50×1.6	FR4	2	[2.35-3.61], [5.15-6.25]	1.26/1.1	Not specified	2.8 to 4.3	Bluetooth, ISM, WLAN, WiMAX, et ITS
[193]	40×40×1.6	FR4	4	[2.47-2.54], [4.14-4.23], [5.43-5.78], [6.71-7.42]	0.07/0.09/ 0.35/0.71	2.5/4.2/5.5/6.8	0.5 to 4.5	Applications WiMAX LTE, WLAN, et INSAT C-Band

[194]	40×32×1.6	FR4	4	[1.69-1.88], [2.34-2.52], [3.07-3.59], [4.17-6.26]	0.19/0.18/ 0.52/2.45	1.7/2.4/3.1/ 4.5/6	1.6 to 3.8	GSM, WLAN, et WiMAX
[195]	40×40×1.6	FR4	3	Not specified	0.028/0.49/ 0.27	1.5/3.5/5.4	-4.5 to 5.3	GPS, WiMAX, et WLAN
[196]	58×52×1	Jean	3	[2.44-2.62], [4.96-5.01], [7.44-7.78]	0.18/0.05/ 0.34	2.53/4.99/7.60	3.9 to 8.61	Wi-Fi, Bluetooth, RFID, Satellite communication, et les applications Militaire
This work	40×25.05×1.6	FR4	4	[2.2-2.8], [3.3- 4.37], [4.75-7.3] [9.7-11.9]	0.6/1.07/ 2.55/ 2.2	2.62/ 3.87/ 5.08/ 6.88/ 10.66	1.82 to 10.23	Application Wi-Fi, WLAN, Bluetooth, LTE, C, S, et bande X

6.3 UNE NOUVELLE ANTENNE FRACTALE MULTI-RESONNANTE ET LARGE BANDE POUR LES APPLICATIONS DE TELECOMMUNICATION

6.3.1 Avant-propos

Dans cette section nous présentons la conception, la simulation et la mesure d'une nouvelle antenne circulaire fractale multi-bande pour les applications sans fil. Dans la conception de l'antenne, nous avons utilisé une antenne circulaire où nous avons pris un anneau. Puis, dans la première itération, nous avons ajouté un nouvel anneau divisé en deux de même taille. Pour la deuxième itération, un anneau de même taille est ajouté après l'avoir divisé en deux moitiés. Dans la troisième itération, nous avons ajouté le troisième anneau de la même taille après l'avoir divisé en quatre. En raison de la défection du résonateur, la taille de l'antenne de départ est réduite de $60 \times 70 \times 2 \text{ mm}^3$ à $50 \times 50 \times 1,6 \text{ mm}^3$, pour obtenir la fréquence de 2,48 GHz. De plus, nous avons généré de nouvelles bandes passantes avec un gain élevé qui atteint 5,02 dB. Les caractéristiques de rayonnement d'antenne proposées, telles que l'adaptation d'impédance, le gain, le diagramme de rayonnement et la distribution de courant de surface sont présentées et discutées. Les résultats simulés et mesurés sont en accord acceptable et affirment les bonnes performances de l'antenne proposée. Les résultats obtenus confirment que l'antenne fractale proposée est l'un des meilleurs candidats pour l'intégration dans les circuits de communication sans fil.

6.3.1 Conception d'antenne

La Figure 6.13 (a) et la Figure 6.1 (b) présentent l'antenne proposée. Le patch est alimenté par une ligne microruban de 50Ω fabriquée sur un substrat FR4 avec une constante diélectrique de 4,4 et une taille de $50 \times 50 \times 1,6 \text{ mm}^3$. De l'autre côté du substrat, nous avons gravé le plan de masse. Nous proposons dans ce travail une géométrie d'antenne basée sur une géométrie autorépétitive. Pour la conception du patch, la Figure 6.14 (a), (b) et (c) illustrent la configuration d'étape de géométrie d'antenne fractale proposée. Nous avons extrait un anneau de l'antenne circulaire de l'initiateur. Ensuite, nous avons soudé un anneau de même diamètre que l'anneau principal après l'avoir divisé en deux pour créer la première itération illustrée à la Figure 6.14 (a). De même, dans la deuxième itération, nous avons ajouté un deuxième anneau

divisé en deux, que nous avons affiché sur la Figure 6.14 (b). Nous avons ajouté dans la troisième itération, le troisième anneau divisé en quatre, comme le montre la Figure 6.14 (c). On remarque que les trois anneaux ajoutés dans les trois itérations ont les mêmes dimensions que l'anneau principal. Pour avoir une réponse bien adaptée, deux fentes rectangulaires de largeur "eg" sont gravées sur le plan de masse. En adoptant cette configuration, nous avons pu réduire la taille de l'antenne circulaire de départ et augmenter le nombre de fréquences de résonance entre 2 et 6 GHz avec d'excellentes caractéristiques de rayonnement. L'antenne proposée a été fabriquée avec tous les paramètres de conception. Le Tableau 6.4 présente les dimensions ultimes.

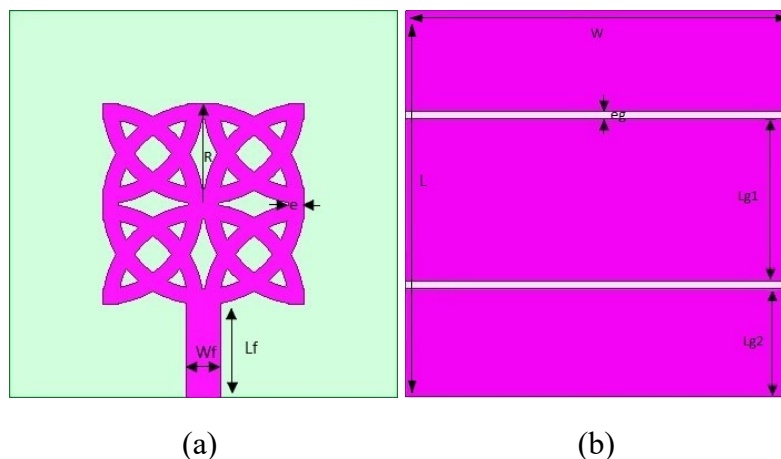
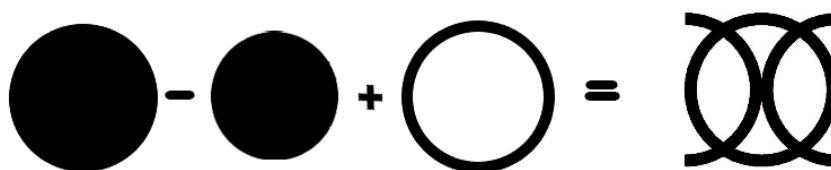


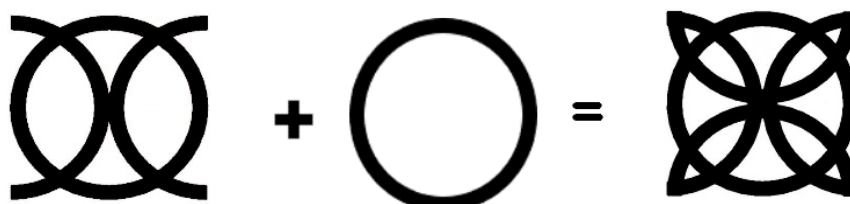
Figure 6.13 Géométrie de patch suggérée. (a) Vue de dessus. (b) Vue de dessous

Tableau 6.4 Taille ultime de l'antenne fractale proposée

Paramètres	W	L	Wf	Lf	R	E	Eg	Lg1	Lg2
Valeurs (mm)	50	50	4.5	12.19	1	2	1	21	14



(a)



(b)

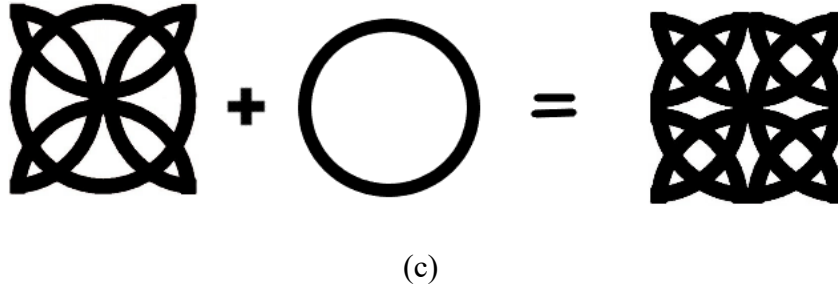


Figure 6.14 La configuration des étapes de géométrie d'antenne fractale proposée. (a) première itération (b) deuxième itération (c) troisième itération

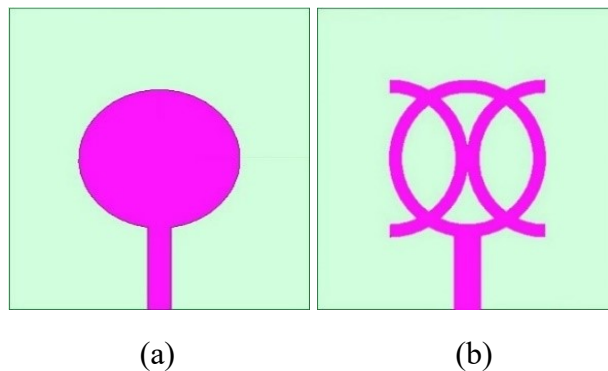
La Figure 6.15 illustre le processus de conception d'antenne suggéré par cette section. Pour concevoir l'antenne initiatrice représentée sur la Figure 6.15 (a) de rayon R1, qui fonctionne à la fréquence de résonance de 2,48 GHz, nous avons adopté la méthode la plus simple, qui est la ligne de transmission, même si elle présente des résultats moins précis. [206] et [23] décrivent ce modèle en détail :

$$R1 = \frac{F}{\sqrt{1 + \left(\frac{2h}{\pi \epsilon_r F} \right) \left[\ln \left(\frac{\pi F}{2h} \right) + 1.7726 \right]}} \quad 6.4$$

Où

$$F = \frac{8.791 \times 10^9}{f_r \sqrt{\epsilon_r}} \quad 6.5$$

Après l'optimisation des dimensions de l'antenne initiatrice, nous obtenons la taille de 60x70x2 mm³. La première itération est présentée à la Figure 6.15 (b), la Figure 6.15 (c) affiche la deuxième itération et le patch suggéré est à la Figure 6.15 (d). Les pertes de retour de l'antenne initiatrice (Figure 6.15 (a)), de l'antenne avec la première itération (Figure 6.15 (b)), de l'antenne avec la deuxième itération (Figure 6.15 (b)) et de l'antenne suggérée (Figure 6.15 (d)) sont donnés par la Figure 6.16.



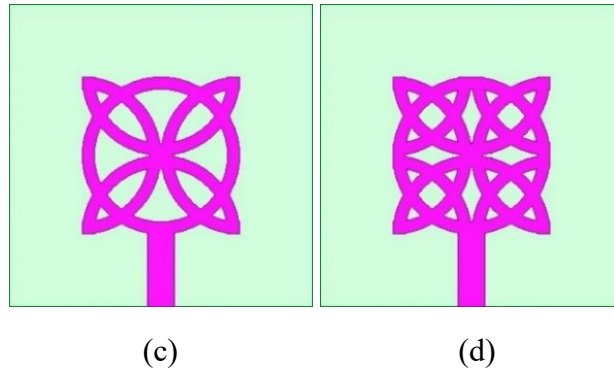


Figure 6.15 Étapes de conception de patch suggérées. (a) Initiateur. (b) Première itération. (c) Deuxième itération. (d) Troisième itération

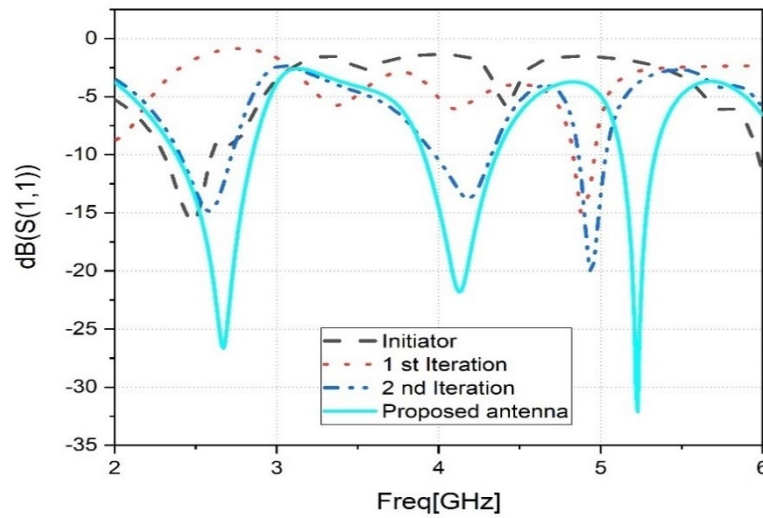


Figure 6.16 Résultat des coefficients de réflexion simulés pour l'antenne de l'initiateur à différentes itérations

La Figure 6.16 montre que les pertes de retour de l'antenne initiatrice peuvent couvrir la gamme de fréquences [2.31-2.58] GHz avec une perte de retour atteignant -15.93 dB. Pour la première itération, l'antenne peut couvrir la gamme de fréquences [2.11-2.51] GHz et [3.96-4.15] GHz avec des pertes de retour de -20,25 et -12,45 dB successivement. Concernant la deuxième itération, l'antenne peut couvrir les trois bandes [2.40-2.73] GHz, [3.97-4.32] GHz et [4.86-5.03] GHz avec une perte de retour qui varie entre -13.96 et -23.54 dB. L'antenne suggérée peut fonctionner dans la gamme de fréquences [2.38-2.85] GHz, [3.90-4.35] GHz et [5.12-5.33] GHz avec une perte de retour pouvant atteindre -32.13 dB à la fréquence de résonance 5.23 GHz. Les résultats de la figure 6.16 montrent qu'en plus de la réduction de la taille de l'antenne, on a une augmentation du nombre de fréquences de résonance avec une amélioration de l'adaptation, également la largeur de la bande passante est augmentée. Cela est dû à la modification résultante dans le patch qui sépare le flux de courant principal en plusieurs autres chemins, qui à leur tour créent différents résonateurs et un fonctionnement multi-bande est obtenu, de plus, le chemin du courant de surface est devenu plus long, et le périmètre du patch proposé semble être plus grand. Nous résumons le processus de l'antenne fractale proposée consistant à modifier le nombre de fréquences de résonance, la plage de fréquences

de fonctionnement, la fréquence de résonance, l'affaiblissement de retour et le gain dans le Tableau 6.5. D'après le Tableau 6.5, nous constatons que nous avons également amélioré le gain qui varie entre 3.76 et 5.02 dB. Ceci est dû au fait que la forme de l'antenne proposée augmente l'intensité du rayonnement. Avec cette augmentation du nombre de plages de fonctionnement et du gain, l'antenne proposée peut fonctionner efficacement dans les applications WiMAX, WLAN et de la bande C.

Le ROS simulé (rapport d'ondes stationnaires de tension) illustré à la Figure 6.17 est considéré comme un critère important dans l'étude de l'adaptation d'impédance d'antenne. On peut remarquer que les valeurs VSWR de l'antenne fractale proposée sont inférieures à 2 sur toutes les bandes passantes ; par conséquent, l'antenne est convenablement adaptée en impédance.

Tableau 6.5 Le processus croissant du nombre de résonances, des gammes de fréquences, de la fréquence de résonance, de la perte de retour et du gain

Itération	Nombre de résonances	Gammes de fréquences (GHz)	Fréquence de résonance (GHz)	Perte de retour (dB)	Gain (dB)
Antenne initiale	1	(2.31-2.58)	2.49	-15.93	2.71
Antenne avec la première itération	2	(2.11-2.51) (3.96-4.15)	2.29 4.03	-20.25 -12.45	2.85 3.58
Antenne avec la deuxième itération	3	(2.40-2.73) (3.97-4.32) (4.86-5.03)	2.57 4.18 4.94	-15.01 -13.96 -23.54	2.94 3.37 3.14
Antenne avec la troisième itération	3	(2.38-2.85) (3.90-4.35) (5.12-5.33)	2.67 4.14 5.22	-26.62 -21.76 -32.13	3.76 4.06 5.02

L'impédance d'entrée est illustrée sur la Figure 6.18. Au niveau des trois bandes, la Figure 6.18 montre que l'impédance d'entrée correspond extrêmement bien à la S11. Selon la fréquence de résonance, les parties imaginaire et réelle de l'impédance varient.

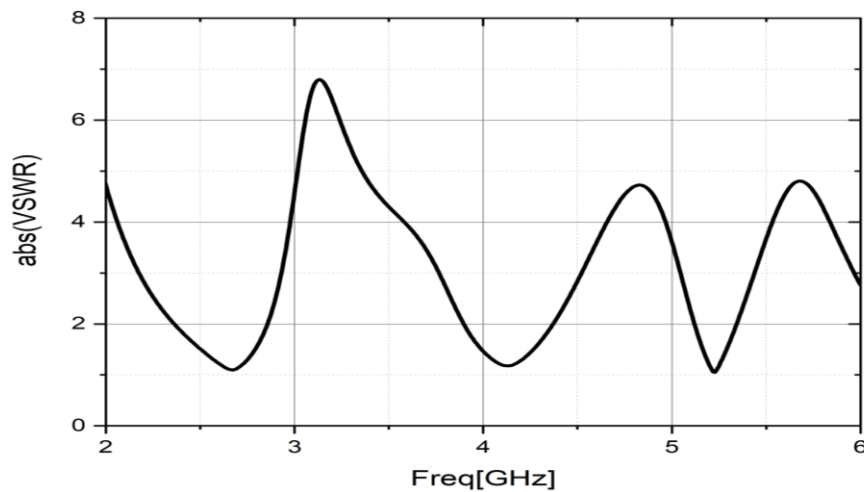


Figure 6.17 VSWR de l'antenne proposée

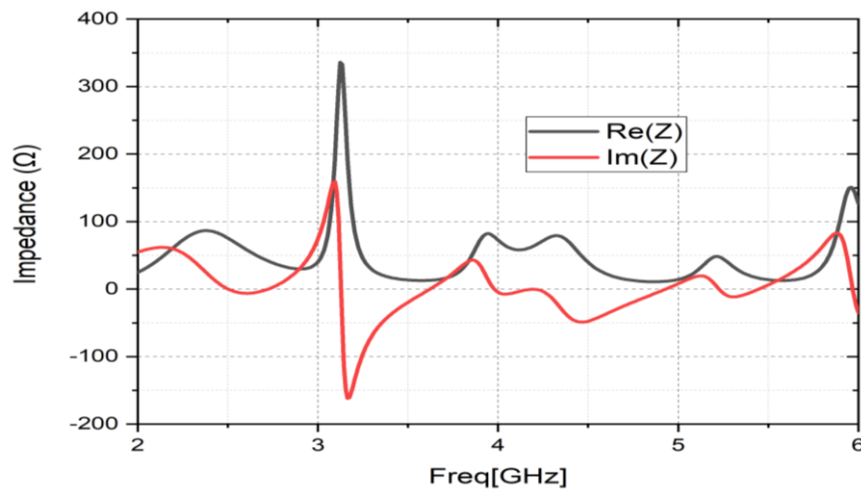


Figure 6.18 Impédance d'entrée de l'antenne

L'impédance d'entrée du patch est une fonction complexe, elle est affectée par l'environnement, la fréquence et la géométrie. Nous pouvons décrire correctement l'impédance d'entrée en utilisant des circuits équivalents utilisant des éléments localisés. Le circuit équivalent d'un patch large bande a été calculé dans l'air par [129] et [130]. L'antenne large bande est considérée comme une antenne multi-bande, représentée par N cellules (chaque cellule équivalente de circuits RLC parallèles) en série avec une inductance « L_0 » et une capacité « C_0 ». Le circuit équivalent est illustré à la Figure 6.19.

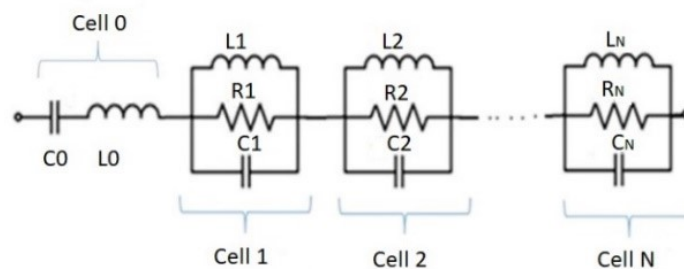


Figure 6.19 Topologie générale du circuit patch équivalent

Le nombre de cellules "N" correspond au nombre de fréquences de résonance. Nous avons trouvé trois maximums dans cette étude, qui correspondent à trois cellules ($N = 3$). Le diagramme de la partie réelle de l'impédance est utilisé pour définir les composants (L_i , R_i , C_i) des cellules ($i = 1, 2 \dots N$) du circuit équivalent, et le diagramme de la partie imaginaire est utilisé pour déterminer la cellule d'entrée (C_0 , L_0). Dans l'air, [129] et [130] décrivent les étapes complètes pour trouver le circuit équivalent de l'antenne. Les caractéristiques du circuit équivalent du patch sont indiquées dans le Tableau 6.6.

Tableau 6.6 Paramètres du circuit patch équivalent

Par. circuit	C0	L0	C1	L1	R1	C2	L2	R2	C3	L3	R3
Value	2.8pF	0.27nH	4.65pF	0.96nH	86.6 Ω	8.85pF	0.29nH	335 Ω	3.42pF	0.47nH	82.1 Ω

6.3.2 RÉSULTATS ET DISCUSSIONS

Pour comprendre le fonctionnement et déterminer les caractéristiques de l'antenne fractale proposée, nous avons conçu et simulé l'antenne à l'aide du simulateur d'ondes électromagnétiques (EM) ANSYS HFSS commercial, et nous avons vérifié les résultats à l'aide du logiciel de studio à micro-ondes CST. Nous avons réalisé le prototype d'antenne proposé. Ensuite, nous l'avons testé à l'aide de l'analyseur de réseau vectoriel pour prouver les résultats de la simulation via les résultats mesurés. Les Figure 6.20 (a) et (b) illustrent l'antenne fabriquée. Les résultats de S_{11} simulés et mesurés sont tracés à la Figure 6.21.

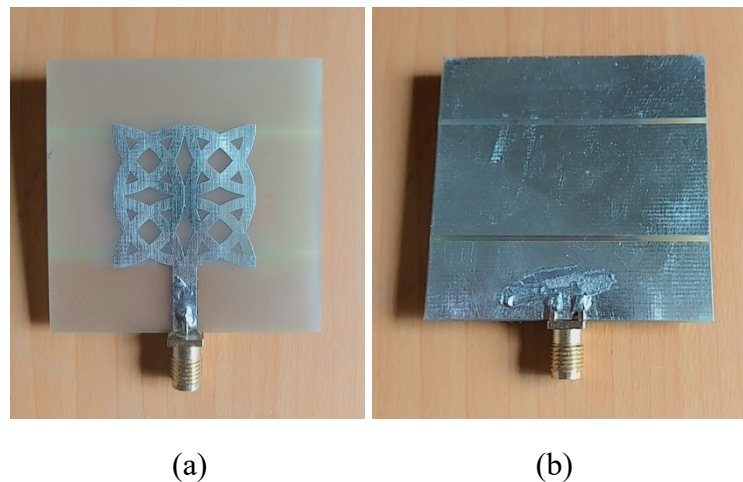


Figure 6.20 Antenne fabriquée (a) vue de dessus (b) vue de dessous

La Figure 6.21 montre qu'il existe une petite différence entre les résultats du coefficient de réflexion simulé et mesuré. Pour la deuxième bande, nous avons une bande très large dans les résultats mesurés que dans celui simulé, et pour la troisième bande, nous avons un petit décalage. Cet écart est dû à certains paramètres, tels que la tolérance de fabrication, la permittivité diélectrique du substrat, la largeur de fréquence de simulation, les conditions de soudure du connecteur SMA et les circonstances de mesure. Afin d'avoir des résultats précis du coefficient de réflexion de l'antenne conçue, il est conseillé de suivre attentivement la procédure de fabrication et de mesure, telle que la qualité du substrat, le SMA et la précision du soudage.

Mais en général, on peut dire que les résultats simulés et mesurés sont en accord acceptable. En observant les résultats des pertes de retour mesurées, nous trouvons une bande passante de 0,31 GHz [2,46-2,77] GHz avec la fréquence de résonance de 2,68 GHz. La deuxième bande a une bande passante de 0,67 GHz [3,99-4,66] GHz où la fréquence de résonance est égale à 4,10 GHz, et la largeur de la troisième bande passante est de 0,19 GHz [5,24-5,43] GHz où la fréquence de résonance est de 5,33 GHz. Ce résultat permet à l'antenne proposée de fonctionner efficacement dans les applications Bluetooth, WiMAX, WLAN, LTE et bande C. Le Tableau 6.7 résume les résultats des coefficients de réflexion simulés et mesurés, et les bandes commerciales couvertes.

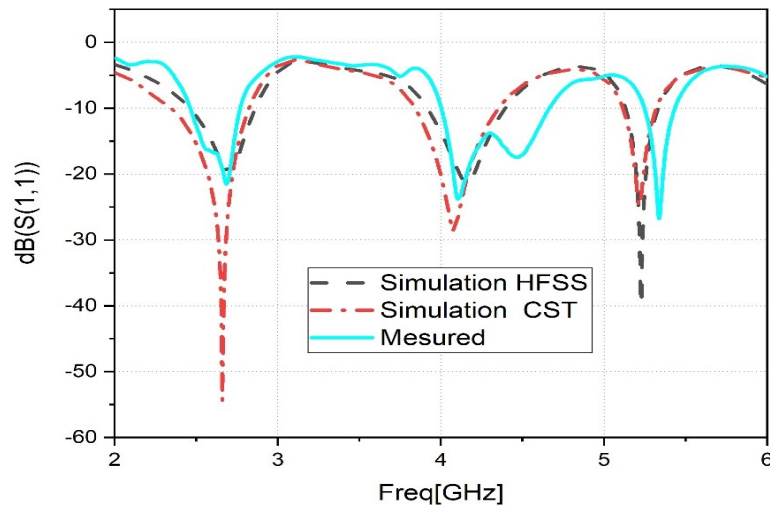


Figure 6.21 Résultats des coefficients de réflexion mesurés et simulés avec CST et HFSS

Tableau 6.7 Bande passante et bandes de fréquence simulées et mesurées couvertes par l'antenne

	Bande passante (GHz)	Bandes commerciales couvertes
Simulation par HFSS	[2.46-2.86], [3.91-4.39], [5.13-5.33]	Bluetooth, WiMAX, WLAN, LTE, and C-band
Simulation par CST	[2.35-2.81], [3.84-4.36], [5.12-5.32]	
Résultat de mesure	[2.46-2.77], [3.99-4.66], [5.24-5.43]	

La Figure 6.22 (a), la Figure 6.22 (b) et la Figure 6.22 (c) illustrent les diagrammes de rayonnement dans le plan YZ et le plan XZ. Nous remarquons sur la figure que dans le plan XZ, le diagramme de rayonnement à la fréquence de résonance de 2,67 GHz est omnidirectionnel et approximativement omnidirectionnel dans les deux autres bandes de fonctionnement. Parce que lorsque nous augmentons la fréquence, le substrat FR-4 subit un mauvais fonctionnement. De plus, nous remarquons que pour les trois bandes de fonctionnement, le diagramme de rayonnement dans le plan YZ a une forme en "8", ce qui signifie que nous avons un rayonnement bidirectionnel. En conséquence, il est clair que nous avons un modèle de rayonnement de type monopole.

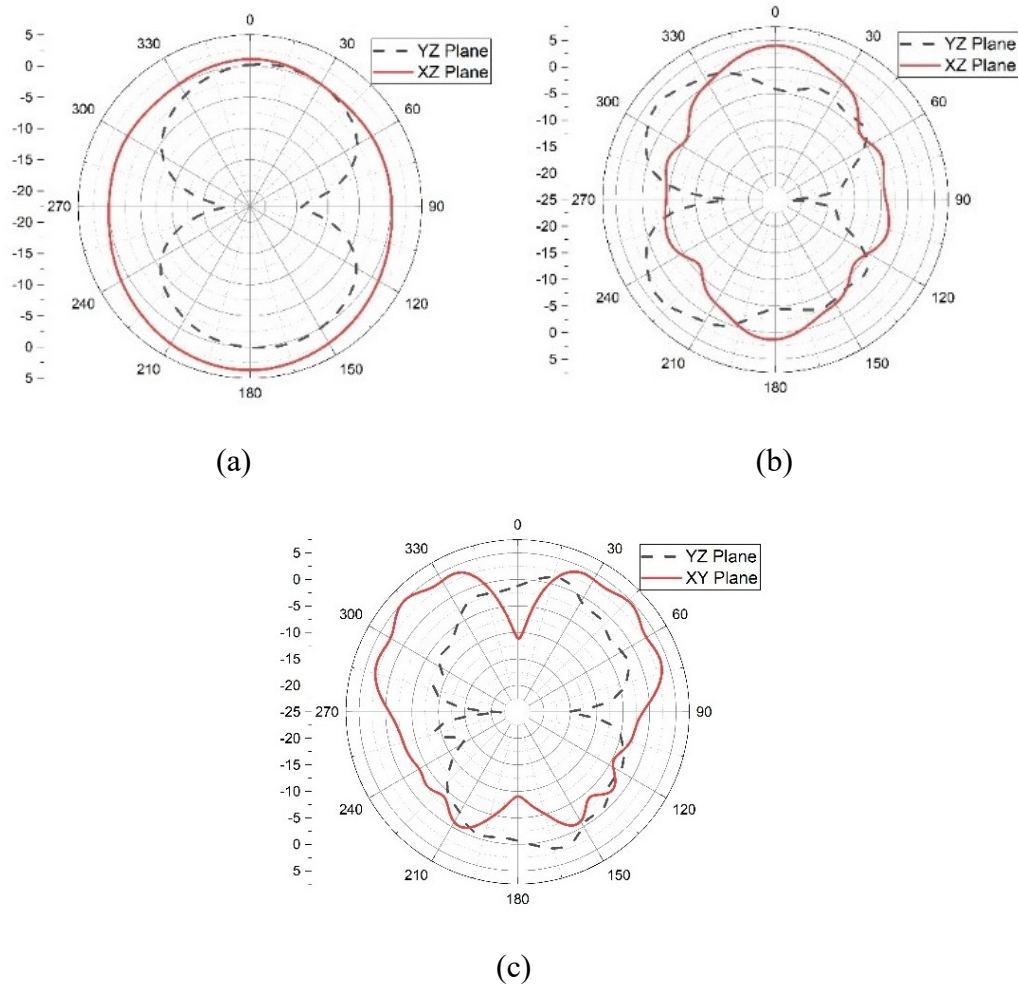


Figure 6.22 Diagrammes de rayonnement dans les plans XZ et YZ. (a) 2,67 GHz. (b) 4,14 GHz. (c) 5,23 GHz

Pour avoir une compréhension approfondie du fonctionnement du patch fractal proposé, nous présentons sur la Figure 6.23 les distributions de courant de surface simulées à l'aide d'ANSYS HFSS aux trois fréquences de résonance. En analysant la Figure 6.23, nous remarquons clairement que toutes les parties du patch fractal suggéré sont excitées aux trois fréquences de résonance. La figure 6.23 (a) représente la répartition des courants de surface à la fréquence de résonance 2,67 GHz. On constate que le courant circule en grande partie au centre du radiateur et de la ligne d'alimentation, qui participe en grande partie au rayonnement dans la première bande. Bien que le courant soit moins dense dans les parties du radiateur situées au-dessus des deux fentes du plan de masse, cela contribue à améliorer l'adaptation. En observant la Figure 6.23 (b), on remarque que la distribution du courant est dominante dans la zone au-dessus des fentes du plan de masse. Ainsi, ils ont contribué au deuxième groupe. De plus, la Figure 6.23 (c) confirme que la distribution du courant est répartie de manière cohérente dans tout le radiateur. Ainsi, on obtient la bande la plus adaptable avec une perte de retour égale à -32,13, et le gain le plus élevé qui atteint 5,02 dB.

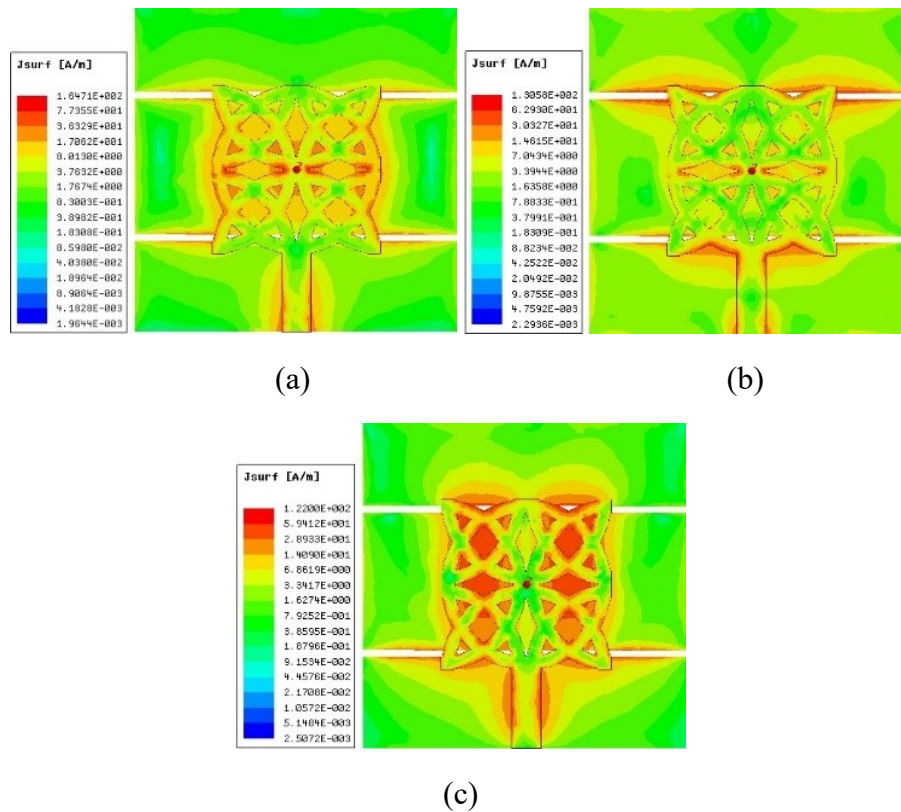


Figure 6.23 Répartition des courants de surface (a) 2,67 GHz. (b) 4,14 GHz. (c) 5,23 GHz

La comparaison entre ce travail et les antennes de la littérature pour les applications WLAN, Bluetooth, WIMAX et LTE est présentée dans le Tableau 6.8. Il ressort clairement du Tableau que la conception de ce patch est miniaturisée avec une large bande passante et un gain plus élevé que la plupart des autres antennes. Ces résultats permettent à l'antenne proposée de couvrir avec une grande efficacité les applications Bluetooth, WiMAX, WLAN, LTE et bande C.

Tableau 6.8 .Comparaison entre ce travail et les travaux de la littérature

Réf.	Taille (mm ³)	Bande passante (GHz)	Gain (dB)
[208]	60 x 20 x 0.813	[2.4-2.48], [5.15-5.825]	1.63, 4.9
[209]	60 x 70 x 3	[0.780-960], [1.17-2.79]	1.69, 2.92
[210]	67 x 74 x 3.175	[2.45-2.57], [5.1-5.4]	6.15, 5.27
[211]	40 x 40 x 0.764	[3.28-3.51], [5.47-6.03]	0.6, 2.2
Ce travail	50 x 50 x 1.6	[2.46-2.77], [3.99-4.66], [5.24-5.43]	3.76, 4.06, 5.02

6.4 ANTENNE FRACTALE EN ETOILE MINIATURISEE COMPACTE POUR LES APPLICATIONS SANS FIL MODERNES

6.4.1 Avant-propos

Une architecture d'antenne fractale résonnante à six bandes est proposée et fabriquée. La forme ultime est établie après six itérations. Le résonateur est en forme d'étoile, et à chaque itération, une forme d'hexadécagone du résonateur est soustraite. L'antenne est conçue et

calculée par la simulation numérique basée sur la méthode des éléments finis (ANSYS HFSS) et la technique d'intégration finie (CST Studio). Les mesures expérimentales ont été réalisées par l'analyseur de réseau vectoriel AVR ROHDE ET SCHWARZ ZVB20. Le gain est de 4.85 dB et la bande passante est de 0.33 GHz. La structure de l'antenne lui permet de fonctionner efficacement dans les bandes GSM, DCS, LTE, WiMAX, WLAN et C. Le patch conçu a une taille compacte de $(75 \times 75 \times 1,6 \text{ mm}^3)$ utilise comme support le substrat FR-4 pour les équipements sans fil.

6.4.2 Conception d'antenne

Les chercheurs ont présenté plusieurs conceptions d'antennes fractales multi-bandes et large bande dans la littérature. Hilbert, Sierpinski, Minkowski et Koch sont des sous-structures de nombreuses antennes [212]-[215]. Les recherches pour améliorer les structures d'antennes fractales progressent en fonction de la fréquence, du gain et du diagramme de rayonnement. La structure d'antenne multi-bande suggérée est illustrée à la Figure 6.24 avec une taille de $75 \times 75 \text{ mm}^2$. Le substrat utilisé est l'époxy FR-4, caractérisé par une constante diélectrique de $\epsilon_r = 4.4$ et une épaisseur de 1.6 mm. L'antenne patch est excitée par une ligne microruban de 50Ω et se compose d'un radiateur fractal en forme d'étoile et d'un plan de masse rectangulaire.

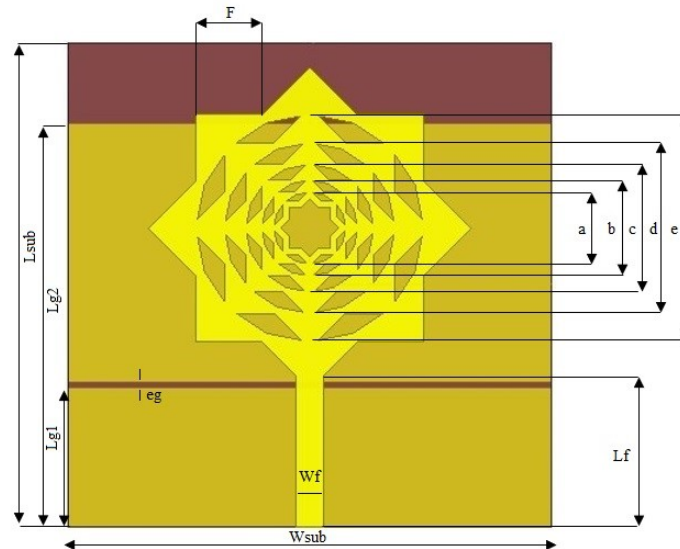
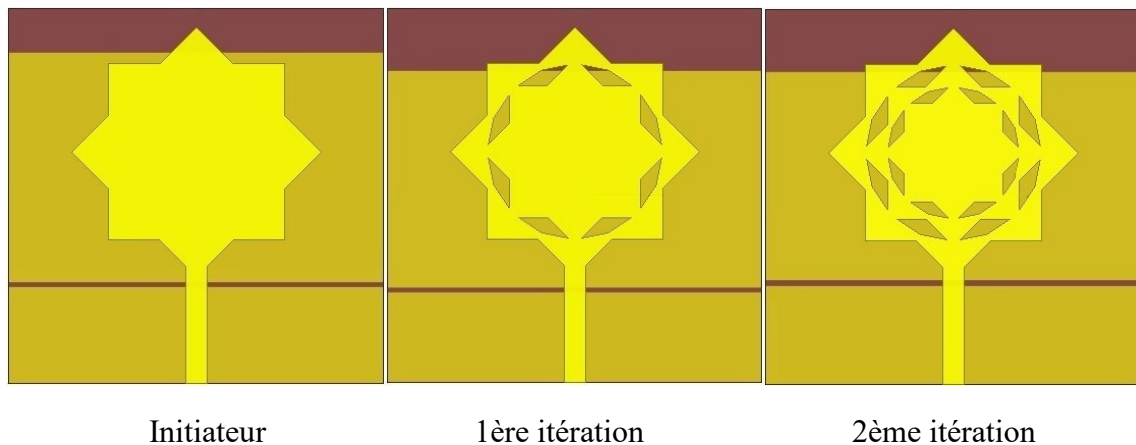


Figure 6.24 Paramètres de l'antenne fractale proposée

Une géométrie autorépetitive du radiateur est proposée. Après six itérations, la forme finale est établie. Chaque itération consiste en une étoile où un hexadécagone a été soustrait. La relation entre chaque itération de l'antenne fractale et l'itération précédente selon la Figure 6.24 est prise comme suit : $e = 40 \text{ mm}$, $d = 3 \times e/4$, $c = 3 \times d/4$, $b = 3 \times c/4$ et $a = 3 \times b/4$. Où les paramètres ; a, b, c, d, et e représentent le diamètre des hexadécagones itératifs soustraits du radiateur. Nous notons que $4/3$ est le facteur de réduction de la taille du résonateur. Les dimensions finales de l'antenne fractale proposée sont : $W_{sub} = 75 \text{ mm}$, $L_{sub} = 75 \text{ mm}$, $W_f = 4.95 \text{ mm}$, $L_f = 20 \text{ mm}$, $L_{g1} = 19.5 \text{ mm}$, $L_{g2} = 66 \text{ mm}$ et $F = 11.72 \text{ mm}$.

La Figure 6.25 illustre la progression de l'antenne proposée depuis l'initiateur, et la Figure 6.26 résume les coefficients de réflexion de toutes les itérations effectuées. Les différentes étapes de conception sont décrites ci-dessous :

- L'antenne initiateur se compose d'un radiateur en forme d'étoile et d'une ligne d'alimentation de 50Ω , résonnant à la fréquence 3.37 GHz et 4.89 GHz avec des coefficients de réflexion de -13.04 dB et -11.91 dB.
- Dans la première itération, un hexadécagone est soustrait, et remplacé par un résonateur en étoile plus petit que l'initiateur par un facteur de réduction de $4/3$. Cette itération donne une antenne qui résonne à 1.80 GHz, 3.37 GHz, 3.88 GHz et 4.23 GHz avec un coefficient de réflexion de -13.78 dB, -20.6 dB, -12.01 dB et -15.40 dB successivement.
- La deuxième itération de l'antenne lui permet de fonctionner à des fréquences de résonance de 1.81 GHz, 2.92 GHz, 3.37 GHz, 3.88 GHz et 4.28 GHz avec les coefficients de réflexion -14.58 dB, -16.28 dB, -16.89 dB, -14.28 dB et -21.17 dB respectivement.
- Dans la troisième itération, l'antenne résonne à 1.80 GHz, 2.97 GHz, 3.47 GHz, 3.93 GHz, 4.28 GHz et 5.64 GHz avec des coefficients de réflexion de -16.90 dB, -37.70 dB, -12.99 dB, -17.54 dB, -20.30 dB et -17.80 dB.
- L'antenne fractale proposée peut fonctionner correctement aux fréquences de résonance de 1.76 GHz, 3.06 GHz, 3.49 GHz, 3.90 GHz, 4.29 GHz et 5.73 GHz avec des coefficients de réflexion de -23.09 dB, -23.18 dB, -16.22 dB, -24.87 dB, -28.47 dB et -17.05 dB respectivement.



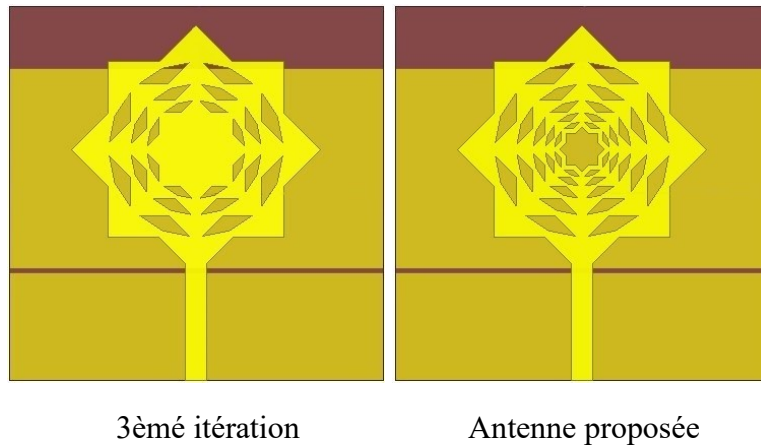


Figure 6.25 Croissance de la conception du patch fractal de l'initiateur à l'antenne proposée

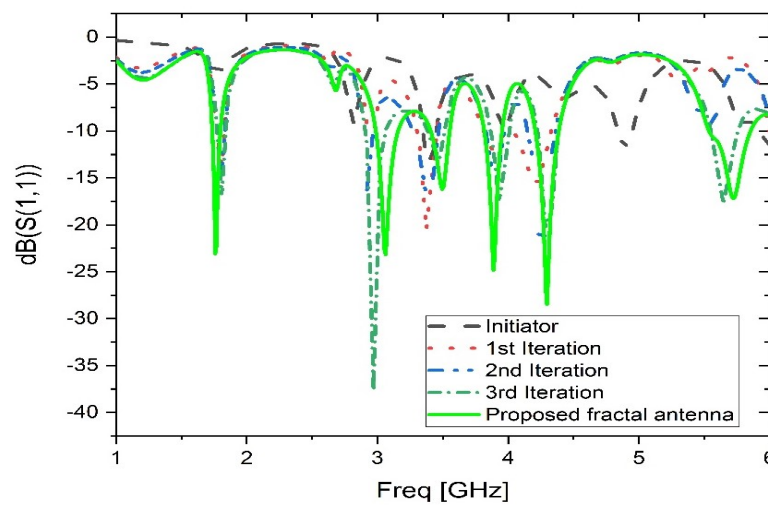


Figure 6.26 Coefficients de réflexion pour les itérations d'antenne

Les différentes caractéristiques qui déterminent les performances de l'antenne, notamment la bande passante, les fréquences de résonance, les coefficients de réflexion et le gain, sont énumérées au tableau 6.9. Les propriétés électriques de l'antenne, telles que le nombre de résonances, la bande passante, l'adaptation de l'antenne et le gain, s'améliorent à mesure que le nombre d'itérations augmente, comme le montre le tableau 6.9. Avec cette amélioration des plages de fonctionnement et des caractéristiques électriques, l'antenne fractale suggérée fonctionne efficacement pour les applications du système mondial de communication mobile (GSM), du système de communication numérique (DCS), de l'évolution à long terme (LTE), du m-WiMAX, du WLAN, et de la bande C.

Tableau 6.9 Performances obtenues lors du processus d'amélioration de l'antenne fractale

Itération	N. Bandes	BW [GHz]	Fr [GHz]	S ₁₁ (dB)	Gain (dB)
Initiateur	2	0.10	3.37	-13.04	0.69
		0.11	4.89	-11.91	0.96
Antenne avec la première itération	4	0.06	1.80	-13.78	3.50
		0.15	3.37	-20.60	3.33
		0.17	3.88	-12.01	3.19
		0.29	4.23	-15.40	4.88
Antenne avec la deuxième itération	5	0.06	1.81	-14.58	3.44
		0.08	2.92	-16.28	3.01
		0.19	3.37	-16.89	3.63
		0.14	3.88	-14.28	3.57
		0.21	4.28	-21.17	4.03
Antenne avec la troisième itération	6	0.07	1.80	-16.90	3.42
		0.16	2.97	-37.69	2.92
		0.13	3.47	-12.99	1.60
		0.14	3.93	-17.54	3.58
		0.16	4.28	-20.30	4.28
		0.21	5.64	-17.80	5.85
Antenne fractale proposée	6	0.07	1.76	-23.09	3.01
		0.18	3.06	-23.18	3.19
		0.15	3.49	-16.22	1.89
		0.14	3.90	-24.87	3.01
		0.18	4.29	-28.47	4.85
		0.33	5.73	-17.05	3.77

Les Figures 6.27 et 6.28 montrent respectivement les effets de "Lg1" et "Lsub" sur les propriétés du coefficient de réflexion.

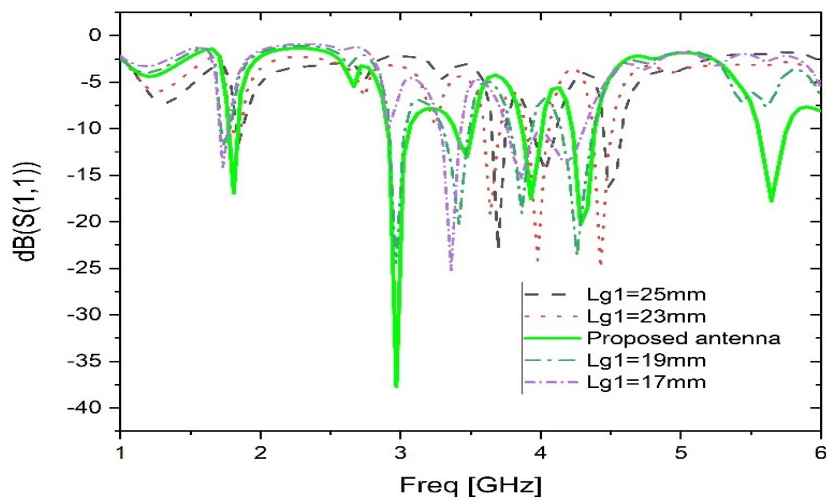


Figure 6.27 Influence de la position de la fente du plan de masse sur le S11

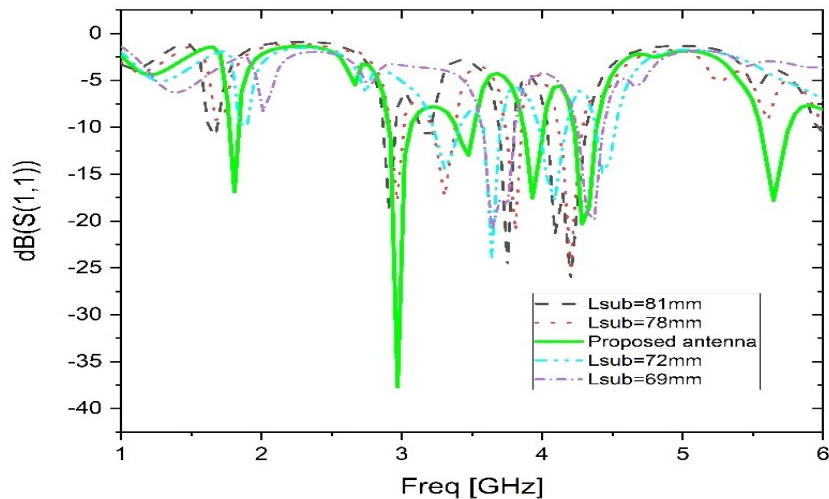


Figure 6.28 Effet de la longueur du substrat sur le coefficient de réflexion

Lorsque " L_{g1} " augmente, la deuxième et sixième bandes de fonctionnement sont annulées, tandis que la troisième bande est déplacée (voir Figure 6.27). En revanche, les trois autres bandes sont restées plutôt constantes. Lorsque " L_{g1} " diminue, la sixième bande de fonctionnement est annulée, tandis que les autres bandes restent stables. D'après la Figure 6.28, la première et sixième bande s'annulent lorsque " L_{sub} " est augmenté, mais les autres bandes restent pratiquement constantes. La deuxième bande est ajoutée aux bandes annulées lorsque " L_{sub} " diminue. Ainsi, $L_{g1} = 19,5$ mm et $L_{sub} = 75$ mm sont les meilleures valeurs, comme le montrent les Figures 6.27 et 6.28.

6.4.3 Résultats expérimentaux et discussions

La Figure 6.29 illustre le prototype fabriqué et mesuré de l'antenne proposée, qui a été utilisée pour tester les propriétés de l'antenne multi-bande. La mesure expérimentale du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence est réalisée à l'aide de l'analyseur de réseau vectoriel AVR ROHDE ET SCHWARZ ZVB20. Les caractéristiques de S_{11} simulées par ANSYS HFSS électromagnétique (EM), studio à micro-ondes CST et mesurées par l'analyseur de réseau sont illustrées à la Figure 6.30.



Figure 6.29 Prototype d'antenne fabriqué

Les résultats ont été tracés sur une gamme de fréquences [1-6] GHz. La Figure 6.30 montre que les résultats simulés et mesurés concordent raisonnablement. Les petites différences entre les résultats des coefficients de réflexion mesurés et simulés peuvent être attribuées aux conditions de mesure, aux caractéristiques du substrat utilisé pour la fabrication, aux fuites de connexion et à la soudure imparfaite. La perte de retour mesurée révèle que, sur la gamme de fréquence balayée, l'antenne fabriquée offre six bandes de résonance. La première bande s'étend de 1.73 à 1.80 GHz avec une fréquence de résonance de 1.77 GHz. La deuxième bande, centrée sur 2.99 GHz, couvre la gamme de fréquences [2.96-3.03] GHz. Dans la troisième bande, l'antenne couvre la bande [3.40-3.58] GHz avec une fréquence de résonance de 3.49 GHz. La gamme de fréquences [3.82-3.96] GHz est couverte par la quatrième bande et la fréquence de résonance est de 3.90 GHz. La quatrième bande résonne à 4.35 GHz et couvre [4.25-4.44] GHz. La dernière bande de fonctionnement obtenue s'étend de 5.63 à 5.74 GHz et résonne à 5.69 GHz. L'antenne fabriquée peut donc fonctionner efficacement pour les applications GSM, DCS, LTE, m-WiMAX, WLAN et bande C. Le Tableau 6.10 résume la bande passante et les bandes de fréquences mesurées et simulées couvertes par le patch proposé.

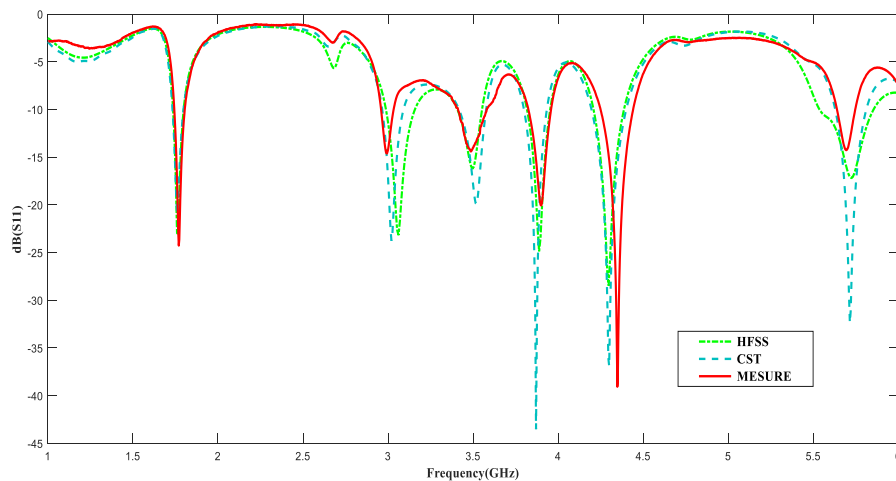


Figure 6.30 Coefficient de réflexion S_{11} de l'antenne fractale suggérée

Tableau 6.10 Bande passante et bandes de fréquences mesurées et simulées couvertes par le patch proposé

	Bande passante (GHz)	Bandes commerciales couvertes
Résultats par HFSS	[1.73-1.80], [2.98-3.16], [3.40-3.55], [3.81-3.95], [4.21,4.39], [5.53-5.86]	GSM, DCS, LTE, m-WiMAX, WLAN, and C band.
Résultats par CST	[1.73-1.80], [2.96-3.09], [3.40-3.57], [3.80-3.93], [4.20-4.40], [5.63-5.81]	
Résultats obtenus par la mesure	[1.73-1.80], [2.96-3.03], [3.40-3.58], [3.82,3.96], [4.25,4.44], [5.63-5.74]	

À l'aide du simulateur HFSS, le diagramme de rayonnement fractal de l'antenne dans les deux plans E et H est présenté à la Figure 6.31 aux fréquences de résonance de 1.77 GHz, 2.99 GHz, 3.49 GHz, 3.90 GHz, 4.35 GHz et 5.69 GHz. Pour les cinq premières fréquences, on

remarque que le diagramme de rayonnement dans le plan H est unidirectionnel ou quasi unidirectionnel. A la fréquence de résonance de 5.69 GHz, on observe une petite distorsion due à l'action des hautes fréquences sur le substrat FR4. D'autre part, le diagramme de rayonnement du plan E maintient la directionnalité des cinq fréquences de résonance.

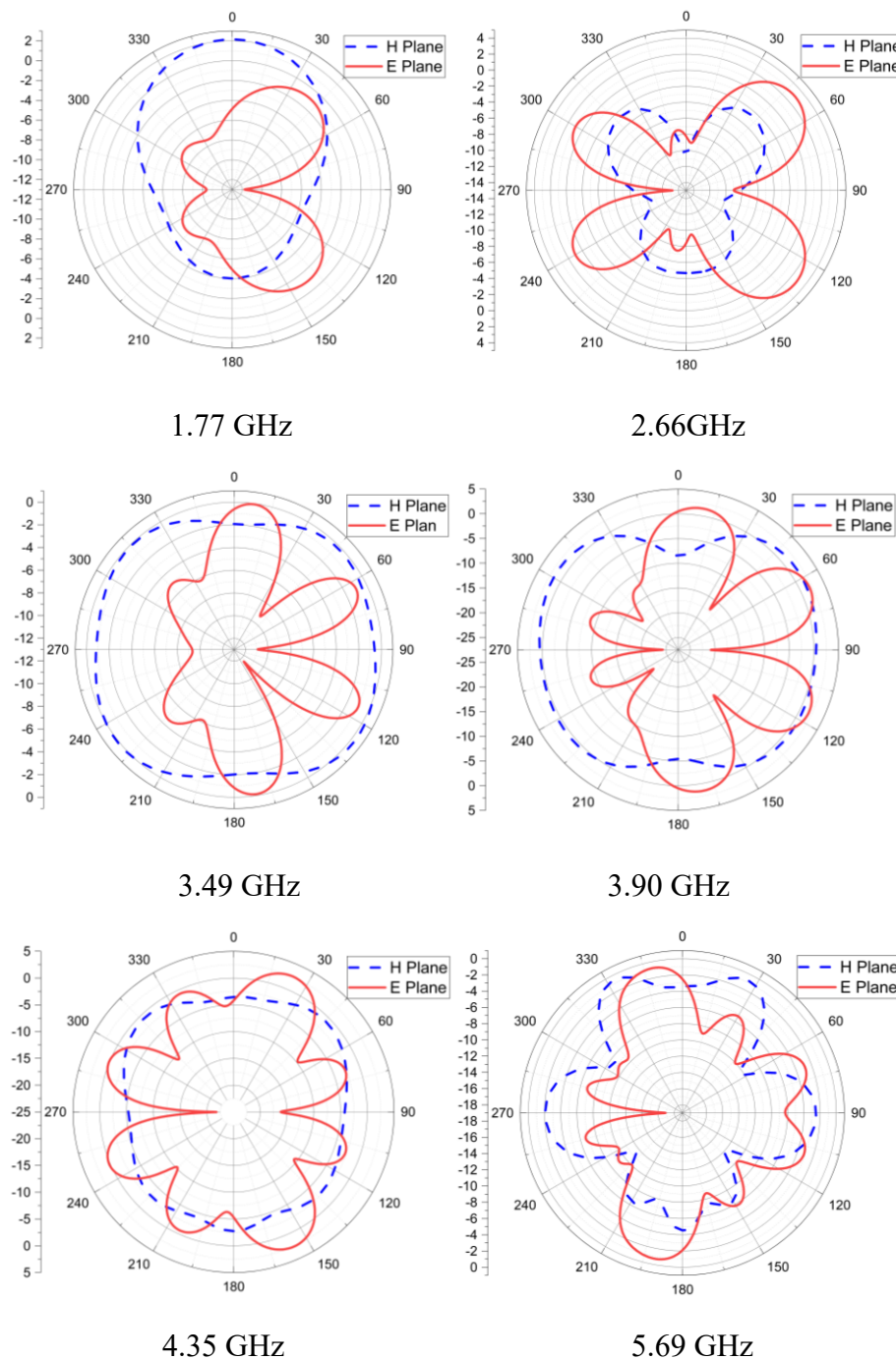


Figure 6.31 Champs lointains à différentes fréquences

Les antennes présentées dans [216]-[221] sont utilisées comme référence pour comparer les performances du patch fractal proposé (dimension, bande passante, gain) à celles des antennes mono-bande, bi-bande et multi-bandes (réalisées selon différentes approches) publiées dans la littérature. Le Tableau 6.11 résume l'analyse comparative menée entre les caractéristiques du

patch multi-bande et celles des antennes proposées dans la littérature. Le résonateur rapporté par [216] a une géométrie très complexe, une grande taille et une faible bande passante. Quant à l'antenne présentée dans [217], bien qu'elle soit caractérisée par un gain élevé, elle a une grande taille et une faible bande passante. Le travail montré dans [218], a une taille compacte mais il se caractérise par un faible gain et une bande passante étroite. L'antenne de [219] est caractérisée par une grande taille, une structure complexe et une constante diélectrique élevée. Alors que les travaux de [220] ont une grande taille et un faible gain. Dans [221], les autres présentent une antenne de grande taille avec une faible bande passante. L'antenne conçue est plus petite que la plupart des antennes similaires rapportées dans la littérature avec un fonctionnement multi-bande et large bande et délivre un gain élevé de 4,85 dB, comme on peut le déduire des références proposées. Cette performance rend l'antenne proposée plus adaptée à l'intégration de circuits de communication sans fil.

Tableau 6.11 Comparaison des performances de l'antenne proposée à celles d'antennes existantes dans la littérature

Réf	Taille mm ³	Type de substrat	No de bandes opérationnel	Largeur de bande (GHz)	Gain (dB)	Remarques
[216]	108x88x1.6	FR4	4	0.03, 0.1, 0.05, 0.8	3.23 to 5.95	Grande taille, faible BW, et structure compliquée
[217]	110x110x6.6	FR4 (3 layers)	2	0.02,0.17	0.8 to 5.9	Grande taille, faible BW
[218]	56×59×1.6	FR4	3	0.02, 0.07, 0.09	1.63 to 3.23	Faible BW, et faible gain
[219]	100x100x3.18	Taconic CER-10	1	0.045	2.56 (without FDGS) 5.38 (with FDGS)	Grande taille, structure complexe, et constante diélectrique élevée
[220]	95x60x0.8	FR4	2	0.22, 1.32	0.76, 4.50	Grande taille et faible gain
[221]	150x150x4	Jean fabric	2	0.2, 0.12	-	Grande taille et faible BW
Ce travail	75x75x1.6	FR4	6	0.07,0.18, 0.15, 0.14, 0.18, 0.33	3.01, 3.19, 1.89, 3.01, 4.85, 3.77	Structure compacte, bonne bande passante et gain

6.5 UNE NOUVELLE ANTENNE FRACTALE MULTIBANDE UTILISANT UNE TRIANGULAIRE MESUREE SUR LA BANDE 1 à 6GHZ

6.5.1 Avant-propos

Une conception d'antenne fractale basée sur une géométrie fractale triangulaire est présentée. L'antenne proposée est construite sur un substrat FR-4 avec une permittivité relative de 4,4, une épaisseur de 1,6 mm et une tangente de perte diélectrique de 0,02. Le High Frequency Structure Simulator est utilisé pour concevoir et simuler l'antenne (HFSS). La structure de base de l'antenne conçue est optimisée. Les résultats de simulation de l'antenne proposée révèlent que l'antenne fonctionne sur cinq bandes de fréquences opérationnelles 1.84GHz, 2.77GHz, 2.94GHz, 4.33GHz et 5.79GHz de gain qui peut atteindre 6.01db et un ROS qui varie entre 1 et 2 dans les bandes opérationnelles. L'antenne est construite et ensuite testée avec un VNA (Vector Network Analyzer). Les résultats expérimentaux et simulés sont très proches les uns des autres.

6.5.2 Conception d'antenne

Ce travail présente une antenne patch triangulaire fractale alimentée par une ligne microruban, avec une combinaison de fentes décagonales et l'intégration de plans triangulaires avec un facteur de réduction de $1/2$, comme le montre la Figure 6.32. Cette conception permet d'obtenir un fonctionnement multi-bande. FR-4 est le substrat adopté dans ce travail, avec une constante diélectrique de 4.4 et une épaisseur de 1.5 mm. L'antenne triangulaire fractale est imprimée sur le plan supérieur, illustré à la Figure 6.32. Le plan de masse partiel avec la fente d'épaisseur rectangulaire de $eg = 1$ mm est imprimé sur la face inférieure du substrat.

L'itération zéro représentée sur la Figure 6.33 (a) illustre l'antenne triangulaire de base. Une fente en forme de décagone est réalisée, puis un plan de cuivre triangulaire est intégré pour passer à la première itération illustrée sur la Figure 6.33 (b). Pour obtenir l'antenne proposée, quatre itérations sont effectuées comme indiqué sur la Figure 6.33. En passant de l'antenne de base à l'antenne proposée, une miniaturisation des dimensions de l'antenne est effectuée. Pour obtenir une alimentation d'impédance 50Ω , le modèle de la ligne de transmission est employé. Le logiciel Ansys (HFSS) est utilisé pour optimiser et simuler l'antenne patch. Le Tableau 6.12 montre les dimensions de l'antenne.

Tableau 6.12 Taille ultime de l'antenne suggérée

Paramètre	Valeurs (mm)
Wsub	75
Lsub	75
L1	20
L2	22.5
Wg	4.95
Eg	1
E1	40
E2	20

E3	10
E4	5
S1	6.798
S2	3.399

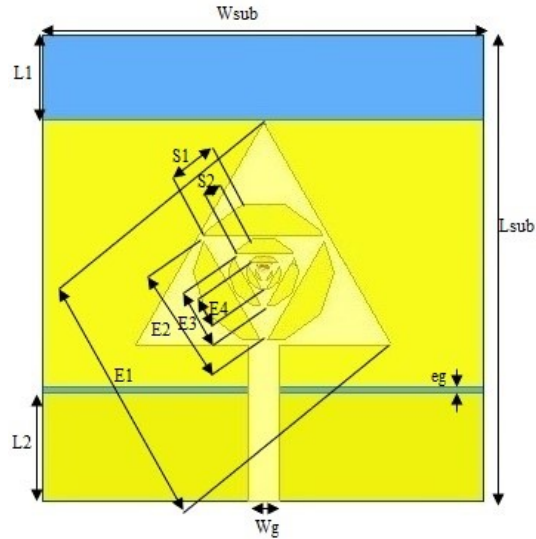


Figure 6.32 Géométrie suggérée du patch fractal

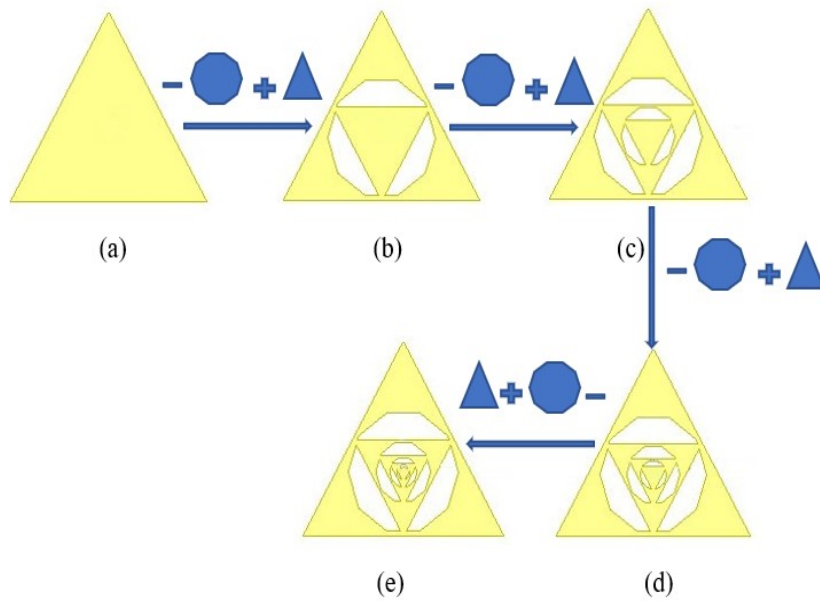


Figure 6.33 Étapes de conception du patch fractal suggéré (a) Initiateur (b) Première itération (c) Deuxième itération (d) Troisième itération (e) Quatrième itération

6.5.3 Résultat et discussion

L'antenne suggérée est optimisée et simulée à l'aide du logiciel HFSS. L'antenne développée est ensuite fabriquée et testée à l'aide de l'analyseur de réseau vectoriel, pour s'assurer que les

résultats simulés et expérimenté sont en accord. La Figure 6.34 illustre la structure fabriquée de l'antenne proposée.

Le Tableau 6.13 présente les résultats simulés et la Figure 6.35 illustre le S11 simulé et mesuré de l'antenne proposée dans la gamme de fréquence [1-6] GHz. À partir du Tableau 6.13 et la Figure 6.35, les résultats simulés montrent que l'antenne proposée résonne à cinq fréquences de résonance 1,84 GHz, 2,77 GHz, 2,94 GHz, 4,33 GHz et 5,79 GHz, avec une perte de retour de -15,85 dB, -23,90 dB, -31,77 dB, -22,45 dB et -24,21 dB respectivement. À leur fréquence respective, le gain de l'antenne proposée est de 1,38 dB, 2,67 dB, 6,01 dB, 3,71 dB et 3,72 dB. Les cinq bandes de fonctionnement, comme le montrent les résultats de la simulation, ont une largeur de bande d'impédance 38,3, 96,2, 71,1, 178,7 et 200,1 MHz. Le résultat du VSWR de l'antenne est illustré à la Figure 6.36. Il montre que le VSWR est compris entre 1 et 2, ce qui signifie que l'antenne assure un bon fonctionnement pour les applications GSM, WLAN et WiMAX.

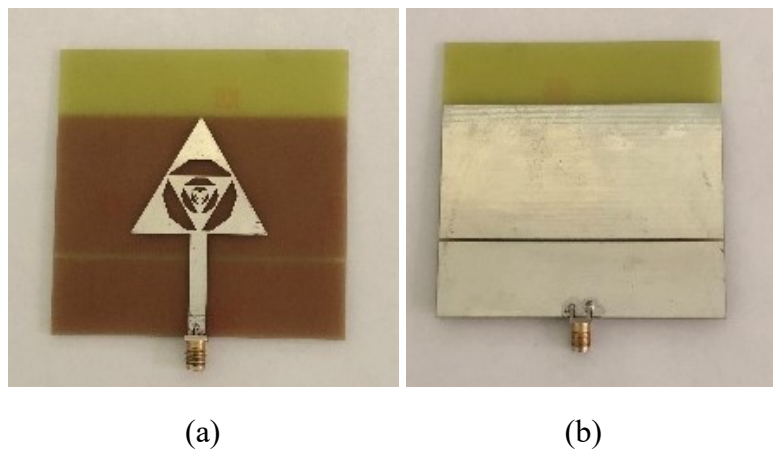


Figure 6.34 Antenne fabriquée (a) vue de dessus (b) vue de dessous

Tableau 6.13 Résultat simulé de l'antenne proposée

Fréquence de résonance (GHz)	Largeur de bande (MHz)	Coefficient de réflexion (dB)	GAIN (dB)
1.84	38.3	-15.85	1.38
2.77	96.2	-23.90	2.67
2.94	71.1	-31.77	6.01
4.33	178.7	-22.45	3.71
5.79	200.1	-24.21	3.72

D'après les résultats mesurés présentées sur la Figure 6.35, l'antenne proposée résonne à cinq fréquences de résonance : 1.84 GHz, 2.77 GHz, 2.94 GHz, 4.33 GHz et 5.79 GHz, avec une perte de retour de -15.85 dB, -11.25 dB, -29.21 dB, -22.09 dB et -20.07 dB respectivement,

avec cinq bandes passantes de [1.81-1.85] GHz, [2.76-2.82] GHz, [2.90-2.98] GHz, [4.24-4.44] GHz et [5.75- 6] GHz.

Selon la Figure 6.35 il y a peu de variation entre les résultats mesurés et simulés, cela peut être causé par l'effet des matériaux de substrat réels et des paramètres expérimentaux. Cependant, nous pouvons dire que les résultats expérimentaux et simulés révèlent que les deux résultats sont cohérents. Le Tableau 6.14 présente quelques applications assurées par le patch proposé.

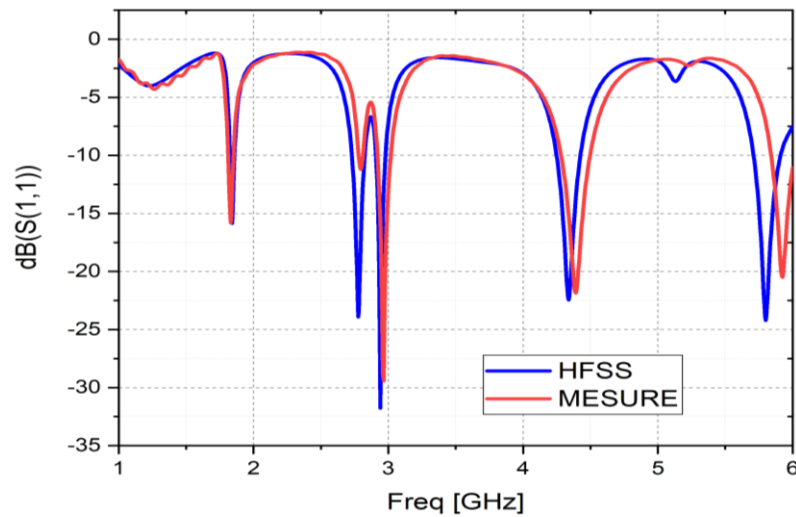


Figure 6.35 S_{11} simulé et mesuré pour l'antenne proposée

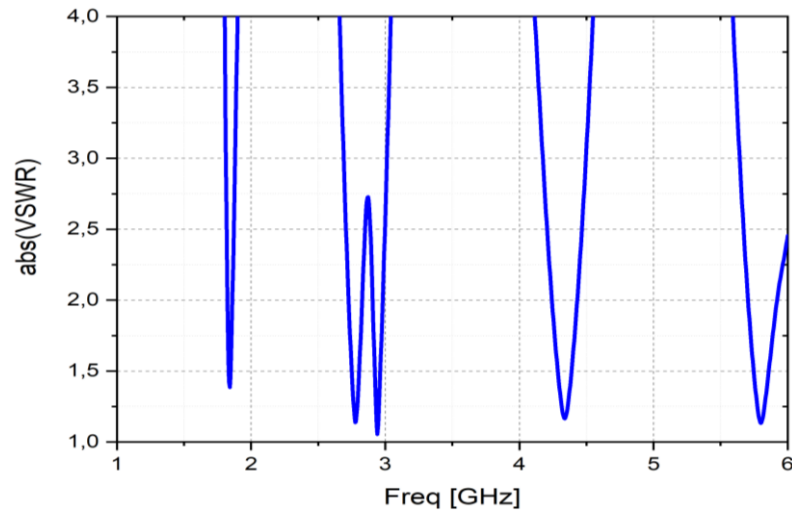
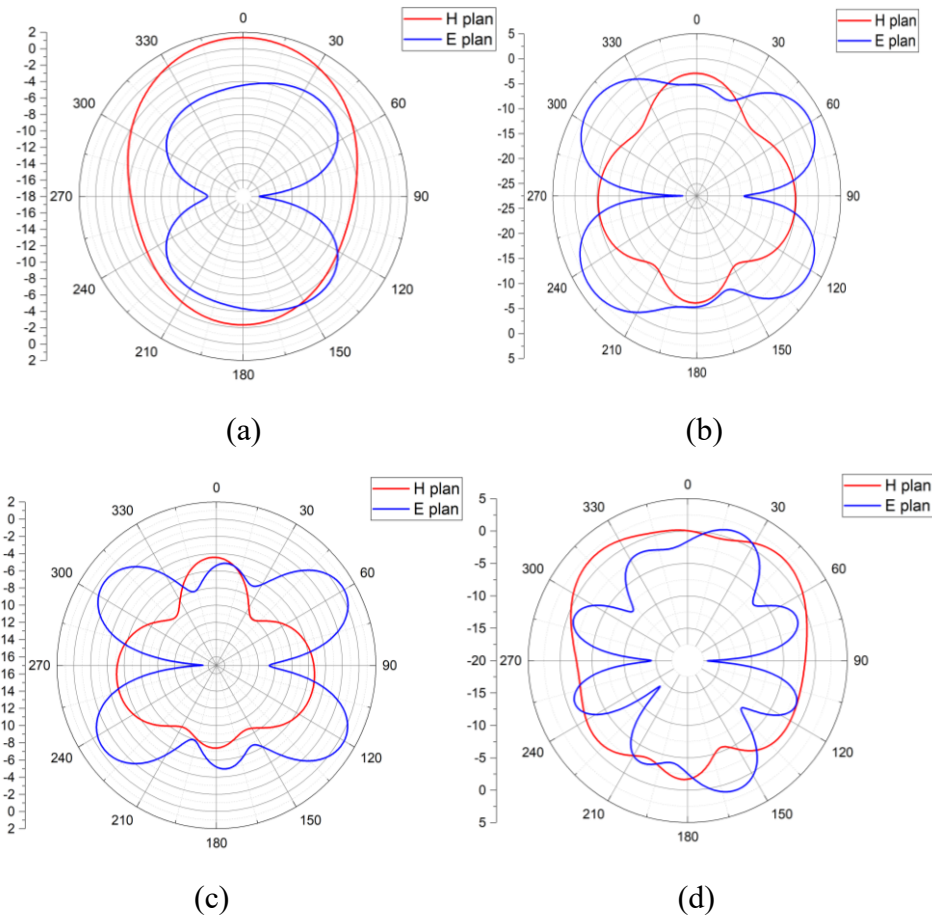


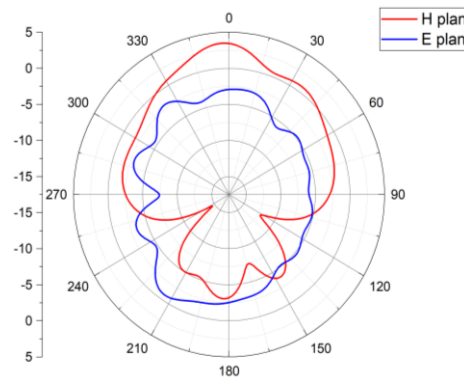
Figure 6.36 VSWR simulé

Tableau 6.14 Bande de fréquence couverte par le patch proposé

	Largeur de bande (GHz)	Bandes commerciales couvertes
Résultat par HFSS	[1.824:1.859] [2.731:2.825] [2.908:2.979] [4.242:4.424] [5.710:5.910]	GSM/WLAN/WiMAX
Résultat de Measures	[1.824:1.859] [2.761:2.823] [2.908:2.281] [4.247:4.498] [5.751:6.00]	

La Figure 6.37 montre les diagrammes de rayonnement simulés dans les deux plans E et H à 1,84 GHz, 2,77 GHz, 2,94 GHz, 4,33 GHz et 5,79 GHz respectivement. De la Figure 6.37, il est observable que dans le plan H, les diagrammes de rayonnement sont omnidirectionnels dans les fréquences de fonctionnement présentées sur la Figure 6.37 (a), (b), (c) et (d). Cependant il est directionnel dans la Figure 6.37 (e) vu que le substrat FR4 n'est pas stable dans les fréquences élevées. En ce qui concerne le plan E, il est clair que les diagrammes de rayonnement sont bidirectionnels vu que le diagramme a une forme en "8" sur la Figure 6.36 (a), (b) et (c). Dans la Figure 6.37 (d) (e), les diagrammes de rayonnement sont quasi-omnidirectionnels.



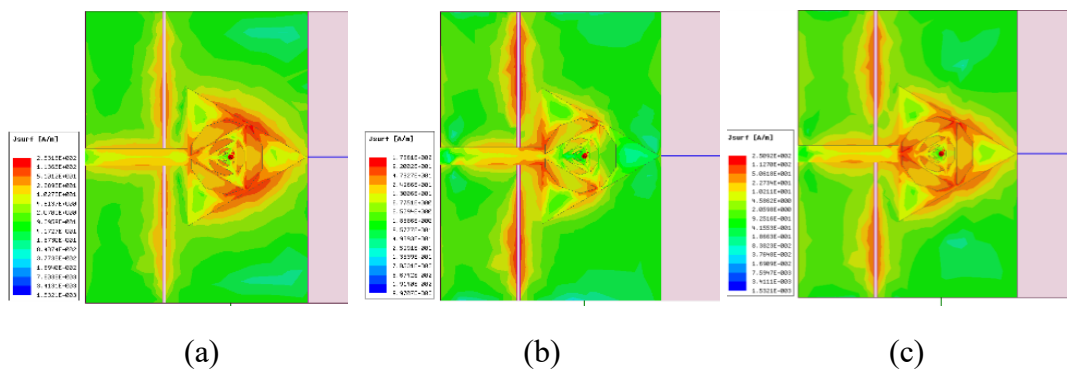


(e)

Figure 6.37 Diagramme de rayonnement de l'antenne proposée dans les plans E et H (a) 1,84 GHz (b) 2,77 GHz (c) 2,94 GHz (d) 4,33 GHz (e) 5,79 GHz

La Figure 6.38 illustre la distribution de courant simulée de l'antenne proposée aux fréquences de résonance 1,84 GHz, 2,77 GHz, 2,94 GHz, 4,33 GHz et 5,79 GHz pour expliquer le phénomène à l'origine de cette performance multi-bande. D'après la Figures 6.38 (a) et (c), il est clair que le courant est bien réparti autour du patch et sur la fente. Ainsi, la fente a un effet sur la création des deux bandes résonnant à 1,84 GHz et 2,94 GHz. Le courant de surface à la fréquence 2,77 GHz est presque égal sous le patch triangulaire et la fente. Pour la quatrième fréquence, le flux de courant autour de la fente est plus dominant que le résonateur. De plus, on remarque sur la Figure 6.38 (d) que les courants de surface sont presque égaux autour de toute l'antennes patch. En visualisant les résultats de la Figure 6.38, il est clair que la fente joue un rôle important pour l'adaptation de l'antenne.

Le Tableau 6.15 compare les propriétés de l'antenne suggérée (taille, nombre de fréquences de résonance et gain) à celles de patches proposés dans la littérature. Les auteurs de [222] présentent une antenne de grande taille de 100x100 mm² et deux bandes passantes. Dans [220], le patch fonctionne sur deux bandes avec un faible gain. Les chercheurs de [223] ont développé une antenne à trois bandes passantes avec un faible gain et une grande taille de 300x300 mm². Malgré le fait que l'antenne présentée par [224] est compacte, mais le gain ne dépasse pas 3,2 dB. Il est clair que le travail présenté par cette section est avantageux en termes de taille et de gain.



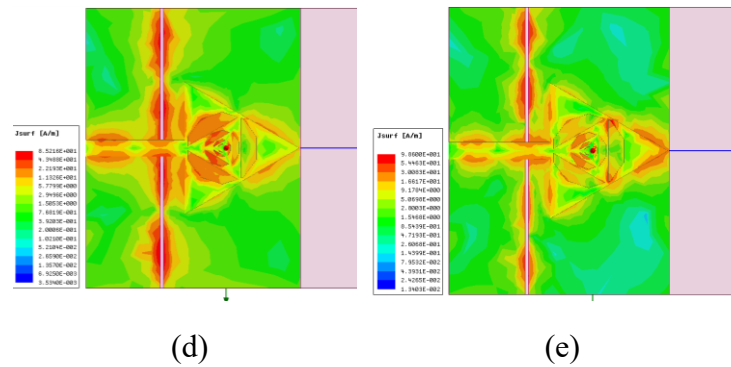


Figure 6.38 Simulations du courant de surface de l'antenne (a) 1.84 GHz (b) 2.77 GHz (c) 2.94 GHz (d) 4.33 GHz (e) 5.79 GHz

Tableau 6.15 Comparaison de l'antenne proposée avec quelques antennes existantes

Réf	Dimension (mm ²)	Fréquence de résonance (GHz)	Gain(dB)
[222]	100x100	1.6 2.57	6 7.25
[220]	95×60	0.85 1.9	0.76 4.5
[223]	300x300	1.58 2.51 3.8	1.2 1.7 2
[224]	75x55	1.57 2.61 3.71 4.08	2.64 3.27 2.54 3.23
Antenne proposée	75x75	1.84 2.77 2.94 4.33 5.79	1.38 2.67 6.01 3.71 3.72

6.6 CONCLUSION

Une antenne fractale est une figure géométrique de structure complexe dont la création met en jeu des règles utilisant le fractionnement. Les géométries d'antenne fractales sont celles qui ne pourraient être définies en utilisant la géométrie euclidienne. La plupart de ces phénomènes sont autosimilaires à différentes échelles, et les dimensions sont des nombres fractionnaires. Comme nous avons vu dans ce chapitre, plusieurs études ont adopté des structures fractales et ont montré que cette technique permet d'avoir un comportement multi-bandes et large-bandes et aussi une amélioration des performances en augmentant le nombre des itérations. Quatre travaux sont présentés et ont prouvé l'efficacité de cette méthode pour assurer un fonctionnement multi-bande et/ou large bande avec une taille compacte et un des caractéristiques électriques améliorées.

Conclusion générale et perspectives

Globalement, l'antenne est une composante essentielle de tout système de communication (satellites, radars, applications aéronautiques et médicales, etc.) en tant qu'interface entre l'émetteur-récepteur et l'espace libre. Malgré le fait que les antennes existent dans une variété de formes, de tailles et de types, elles fonctionnent toutes de la même manière. L'antenne est utilisée pour recevoir des signaux électromagnétiques et les convertir en courant électrique, ainsi que pour convertir le courant électrique en signaux électromagnétiques et les transmettre. Le terme "réciprocité" est utilisé pour décrire cette caractéristique dynamique.

Une antenne imprimée, également connue sous le nom d'antenne patch. Elle tire son nom du fait qu'elle est composée d'un élément métallique conducteur appelé patch en or, cuivre ou aluminium qui est suspendu sur une plaque métallique plus grande appelée plan de masse de différentes formes et tailles. Pour une bande passante améliorée, les deux plaques métalliques sont séparées par un substrat diélectrique. Les antennes micro-ruban ou les antennes imprimées se présentent sous une variété de formes et de tailles. La demande d'antennes fiables et compactes augmente parallèlement à la production et l'utilisation d'appareils électroniques portables. Avec leurs caractéristiques attrayantes, elles peuvent se fondre dans pratiquement toutes les formes de surface, les antennes micro-ruban ont répondu à la demande et sont désormais intégrées dans les téléphones mobiles, les gadgets électroniques portables, les récepteurs GPS, les dispositifs de réseau local sans fil (LAN), ainsi que les équipements de diagnostic militaires et biomédicaux. L'antenne patch est souvent très fine, légère et a une structure relativement simple. Une antenne peut être de forme rectangulaire, carrée, elliptique ou circulaire.

Le défi consiste à obtenir des caractéristiques multi-bande avec un gain de crête élevé et une bande passante de fonctionnement améliorée sur chacune des bandes de fonctionnement tout en maintenant une zone compacte de l'antenne. Ces défis associés motivent les chercheurs à proposer de nouvelles antennes monopôles imprimées multi-bandes et/ou large bandes efficaces pour les applications dans plusieurs systèmes de communication sans fil modernes. La technologie multicouche et la technologie fractale sont des moyens efficaces qui répondent aux besoins des systèmes de télécommunication moderne. Ces technologies permettent de concevoir efficacement des antennes miniaturisées et d'intégrer plusieurs composants de communication radio dans un seul appareil.

La notion d'antennes reconfigurables a été développée afin de répondre à une demande mondiale toujours croissante. Le mot reconfigurable fait référence aux performances électromagnétiques d'une antenne patch pouvant être modifiées de manière dynamique et

réversible après la production pour correspondre aux conditions réelles d'utilisation, plutôt que d'être fixes. Il a toujours la structure de base d'une antenne au sens classique, mais il modifie la structure du radiateur d'antenne en chargeant des composants électriques ou en utilisant des méthodes mécaniques. Les propriétés de résonance et les caractéristiques de rayonnement de l'antenne seront considérablement améliorées. Il répond non seulement aux exigences changeantes et à haut débit des canaux de communication modernes, mais il permet également une réduction significative du nombre d'antennes sur la plate-forme de communication, ce qui contribue à optimiser l'environnement électromagnétique.

Les antennes reconfigurables en fréquence (y compris les réalisations à large bande et multi-bandes), les antennes reconfigurables par rayonnement, les antennes reconfigurables par polarisation et les antennes reconfigurables multi-paramètres électromagnétiques sont toutes des types d'antennes reconfigurables. En raison de sa petite taille, de ses diverses fonctionnalités et de sa facilité d'utilisation, elle est devenue un point névralgique de la recherche. En général, la conception d'une antenne reconfigurable néglige le processus sophistiqué de traitement du signal aux extrémités de l'émetteur et du récepteur, et se concentre plutôt sur la conception structurelle de l'antenne.

L'objectif de cette thèse était de créer des topologies d'antennes patch innovantes pour des fréquences fixes et reconfigurables pour une utilisation dans des appareils sans fil et cellulaires. L'étude rapportée dans ce rapport de thèse porte sur une variété d'antennes à fréquence fixe, y compris à bande étroite et à bande ultra large, ainsi que des antennes reconfigurables en fréquence, qui ont été construites à l'aide d'un solveur numérique et de la soi-disant « méthode des éléments finis ». Nous avons examiné certaines des stratégies de conception courantes, telles que l'ajustement de la longueur électrique de l'élément rayonnant à l'aide de géométries de base ou spécifiques pour modifier la distribution du courant sur l'antenne afin d'obtenir les performances et les fréquences de résonance souhaitées.

Nous sommes ensuite passés à la conception de nouvelles antennes micro-ruban multi-bande et ultra large bande miniaturisée. Les résultats obtenus ont démontré que les antennes enregistrées fonctionnaient mieux que les antennes conventionnelles précédemment construites et publiées. Les propriétés des antennes suggérées sont optimisées à l'aide de la technique des éléments finis (FEM) et d'un examen paramétrique des différents paramètres. En conséquence, ces travaux offrent un certain nombre d'avantages, notamment une taille réduite, une structure simple et compacte, une facilité de fabrication et une plus grande bande passante. Toutes ces caractéristiques font de ces antennes une option viable pour les différents systèmes de télécommunications modernes.

Enfin, le développement de diverses stratégies pour modifier les topologies de radiateur standard pour obtenir un fonctionnement multi-bande et étendre la largeur de bande passante d'une antenne, peut faciliter les études futures dans les domaines multi-bande et ultra large bande.

La demande de systèmes multi-bande et ou large bande augmente de jour en jour afin d'augmenter les débits de données pour diverses applications d'antennes. Étant donné que la

recherche sur la conception d'antennes progresse à un rythme rapide, les points suivants peuvent être poursuivis en tant que recherches futures pour les résultats présentés dans cette thèse :

Premièrement, l'utilisation de structures de radiateur modifiées pour augmenter la longueur électrique effective afin de prendre en charge des bandes de fréquences de fonctionnement inférieures pouvant être utilisées pour réduire la taille effective de l'antenne afin de la rendre adaptée à une utilisation dans de petits appareils portatifs.

Deuxièmement, les systèmes UWB sont limités en termes de transmission de puissance maximale. Cette contrainte nécessite d'étudier le développement d'un frontal de système récepteur avec un niveau de seuil de sensibilité au signal inférieur, et des techniques de suppression de bruit adéquates, afin d'établir une communication sur une large zone de couverture.

Finalement, certaines des architectures mentionnées dans cette étude n'ont pas encore été confirmées empiriquement. Nous essaierons de tester expérimentalement toutes les données obtenues, dans un proche avenir.

REFERENCE

- [1] S. Drabowitch, A. Papiernik, H. Griffiths, J. Encinas, and B. Smith, *Modern Antennas*. Aug. 2005. DOI: 10.1007/978-0-387-26231-4.
- [2] Constantine A. Balanis, "Antenna Theory Analysis and Design" John Wiley & Sons, Inc, 1104 Pages, February 2016.
- [3] J. D. Kraus, "Antennas since Hertz and Marconi," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, Vol. AP-33, No. 2, pp. 131–137, February 1985.
- [4] J. C. Maxwell, *A Treatise on Electricity and Magnetism*, Oxford University Press, London, UK, 1873, 1904.
- [5] R. Sheriff and Y. Hu, "Mobile communication system evolution", in. Feb. 2002, pp. 1–42. DOI: 10.1002/0470845562.ch1.
- [6] S. Bigelow, J. Carr, and S. Winder, "1. the telephone system", in. Dec. 2001. DOI: 10.1016/B978-075067175-0/50002-1.
- [7] S. Taylor, "A communications revolution", vol. 40, pp. 195–197, Jan. 2009.
- [8] P. Nicopolitidis, M. Obaidat, G. Papadimitriou, and A. Pomportsis, "First generation (1g) cellular systems", in. Mar. 2003, pp. 95–109. DOI: 10.1002/047085801X.ch3.
- [9] B. Kalra and D Chauhan, "A comparative study of mobile wireless communication network: 1g to 5g", *International Journal of Computer Science and Information Technology Research*, vol. 2, pp. 430–433, Sep. 2014.
- [10] A. Wiesler, O. Muller, R. Machauer, and F. Jondral, "Parameter representations for baseband processing of 2g and 3g mobile communications systems", in. Jan. 2001, pp. 199–210, ISBN: 978-1-85233-346-1. DOI: 10.1007/978-1-4471-0343-1_17.
- [11] P. Traynor, P. McDaniel, and T. Porta, "Vulnerabilities in the short messaging service (sms)", Jan. 2008. DOI: 10.1007/978-0-387-72442-3_5.
- [12] H. Hanrahan, "Important ngns: Third generation mobile communication systems", in. Feb. 2007, pp. 273–326. DOI: 10.1002/9780470024430. ch7.
- [13] O. Eluwole, N. Udoh, M. Ojo, C. Okoro, and A. Akinyoade, "From 1g to 5g, what next?", *IAENG International Journal of Computer Science*, vol. 45, pp. 413–434, Aug. 2018.
- [14] P. Nicopolitidis, M. Obaidat, G. Papadimitriou, and A. Pomportsis, "Future trends: Fourth generation (4g) systems and beyond", in. Mar. 2003, pp. 189–201. DOI: 10.1002/047085801X.ch6.
- [15] T. Zahariadis and D. Kazakos, "(r)evolution toward 4g mobile communication systems", *Wireless Communications, IEEE*, vol. 10, pp. 6 –7, Sep. 2003. DOI: 10.1109/MWC.2003.1224973.

- [16] Wong KL. Design of Nonplanar Microstrip Antennas and Transmission Lines. New York: John Wiley & Sons, Inc.; 1999.
- [17] Josefsson L, Persson P. Conformal Array Antenna Theory and Design. Hoboken: John Wiley & Sons, Inc.; 2006.
- [18] M. Mohaisen, Y. Wang, and K. Chang, “Multiple antenna technologies”, Sep. 2009.
- [19] Y. Zaki, “Mobile communication systems”, pp. 5–11, Jan. 2013. DOI:10.1007/978-3-658-00808-6_2.
- [20] N. Nasimuddin, Microstrip Antennas. Apr. 2011, ISBN: ISBN 978-953-307-247-0. DOI: 10.5772/609.
- [21] A. Ghosh, M. Pal, P. Bhadra, and P. Sarcar, “Design of dielectric resonator antenna with different dielectric constants”, vol. 335, pp. 39–45, Jan. 2015. DOI: 10.1007/978-81-322-2274-3_5.
- [22] D. Fitzpatrick, “Transmission lines”, in. Jan. 2018, pp. 243–258, ISBN:9780081025055. DOI: 10.1016/B978-0-08-102505-5.00017-3.
- [23] Constantine A. Balanis, "Antenna Theory Analysis and Design" John Wiley & Sons, Inc, 1104 Pages, February 2016.
- [24] Thomas A. Milligan, “Modern antenna design”, 2nd ed, John Wiley & Sons, Inc. All rights reserved, 2005
- [25] I. Network, The Authoritative Dictionary of IEEE Standards Terms. Jan. 2000, ISBN: 0738126012
- [26] A. Karlsson, “On the efficiency and gain of antennas”, Progress in Electromagnetics Research, vol. 136, pp. 479–494, Jan. 2013. DOI: 10.2528/PIER12110504.
- [27] “Ieee standard for definitions of terms for antennas - redline,” IEEE Std 145-2013 (Revision of IEEE Std 145-1993) - Redline, pp. 1–92, March 2014.
- [28] A. Ghiotto, Conception d’antennes de tags RFID UHF, application a la réalisation par jet de matière. PhD thesis, Institut National Polytechnique de Grenoble-INPG, 2008.
- [29] M. Deshpande and M. Bailey, “Input impedance of microstrip antennas,” IEEE Transactions on antennas and propagation, vol. 30, no. 4, pp. 645–650, 1982.
- [30] I. J. Bahl and P. Bhartia, Microstrip antennas. Artech house, 1980.
- [31] F. T. Ulaby, E. Michielssen, and U. Ravaioli, Fundamentals of Applied Electromagnetics 6e. Prentice Hall, 2001.
- [32] J. Raines, “Powerful new formulas for input impedance of antennas and arrays”, vol. 51, pp. 134–138, Jan. 2008

- [33] K. R. Carver and J. W. Mink, "Microstrip Antenna Technology," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, Vol. AP-29, No. 1, pp. 2–24, January 1981.
- [34] E. J. Martin, "Radiation Fields of Circular Loop Antennas by a Direct Integration Process," *IRE Trans. Antennas Propag.*, Vol. AP-8, pp. 105–107, January 1960.
- [35] R. J. Mailloux, "On the Use of Metallized Cavities in Printed Slot Arrays with Dielectric Substrates," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, Vol. AP-35, No. 5, pp. 477–487, May 1987.
- [36] J. T. Aberle and F. Zavosh, "Analysis of Probe-Fed Circular Microstrip Patches Backed by Circular Cavities," *Electromagnetics*, Vol. 14, pp. 239–258, 1994.
- [37] R. J. Collier and P. D. White, "Surface Waves in Microstrip Circuits," *Proc. 6th European Microwave Conference*, 1976, pp. 632–636.
- [38] Stutzman, W.L. and Thiele, G.A., *Antenna Theory and Design*, John Wiley & Sons, Inc, 1998.
- [39] Saunders, S.R., *Antennas and Propagation for Wireless Communication Systems*, John Wiley & Sons, Ltd, 1999.
- [40] K. Siwiak, *Radiowave propagation and antennas for personal communications*. Artech House, Inc., 1998.
- [41] J. T. Bernhard, "Reconfigurable antennas," *Synthesis lectures on antennas*, vol. 2, no. 1, pp. 1–66, 2007.
- [42] G. H. Huff and J. T. Bernhard, "Reconfigurable antennas," *Modern Antenna Handbook*, pp. 369–398, 2008.
- [43] L. Liu and R. Langley, "Liquid crystal tunable microstrip patch antenna," *Electronics Letters*, vol. 44, no. 20, p. 1, 2008.
- [44] E. Erdil, K. Topalli, M. Unlu, O. A. Civi, and T. Akin, "Frequency tunable microstrip patch antenna using rf mems technology," *IEEE transactions on antennas and propagation*, vol. 55, no. 4, pp. 1193–1196, 2007.
- [45] J.-C. Chiao, Y. Fu, I. M. Chio, M. DeLisio, and L.-Y. Lin, "Mems reconfigurable vee antenna," in *Microwave Symposium Digest, 1999 IEEE MTT-S International*, vol. 4, pp. 1515–1518, IEEE, 1999.
- [46] T. Aboufoul, C. Parini, X. Chen, and A. Alomainy, "Pattern-reconfigurable planar circular ultra-wideband monopole antenna," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 61, no. 10, pp. 4973–4980, 2013.
- [47] D. Rodrigo, L. Jofre, and B. A. Cetiner, "Circular beam-steering reconfigurable antenna with liquid metal parasitics," *IEEE transactions on antennas and propagation*, vol. 60, no. 4, pp. 1796–1802, 2012.

- [48] S. V. Hum and J. Perruisseau-Carrier, "Reconfigurable reflectarrays and array lenses for dynamic antenna beam control: A review," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 62, no. 1, pp. 183–198, 2014.
- [49] R. N. Simons, D. Chun, and L. P. Katehi, "Reconfigurable array antenna using microelectromechanical systems (mems) actuators," 2001.
- [50] Z. Lou and J. Jian-Ming, "A new explicit higher-order time-domain finite element method for solving maxwell's equations", in *2007 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, 2007, pp. 5075–5078.
- [51] Y. Baba and V. A. Rakov, "The finite-difference time domain method for solving maxwell's equations", in *Electromagnetic Computation Methods for Lightning Surge Protection Studies*. 2016, pp. 43–72.
- [52] L. Yu, "The application of computer simulation technology in building design", *Applied Mechanics and Materials*, vol. 686, pp. 554–559, Oct. 2014. DOI: 10.4028/www.scientific.net/AMM.686.554.
- [53] Goldsmith, Andrea, *Wireless communications*, Cambridge university press, 2005.
- [54] Ali-Yahiya, Tara. *Understanding LTE and its Performance*. Springer Science & Business Media, 2011.
- [55] Roshan, Pejman, and Jonathan Leary. *802.11 Wireless LAN fundamentals*. Cisco press, 2004.
- [56] Gast, Matthew. *802.11 wireless networks: the definitive guide*. " O' Reilly Media, Inc.", 2005.
- [57] Choi, J. K., et al. "Review on QoS issues in IEEE 802.11 W-LAN." *2006 8th International Conference Advanced Communication Technology*. Vol. 3. IEEE, 2006.
- [58] Sun, Weiping, Munhwan Choi, and Sunghyun Choi. "IEEE 802.11 ah: A long range 802.11 WLAN at sub 1 GHz." *Journal of ICT Standardization* 1.1 (2013): 83-108.
- [59] Andrews, Jeffrey G., Arunabha Ghosh, and Rias Muhamed. *Fundamentals of WiMAX: understanding broadband wireless networking*. Pearson Education, 2007.
- [60] Ahmadi, Sassan. *Mobile WiMAX: A systems approach to understanding IEEE 802.16 m radio access technology*. Academic Press, 2010.
- [61] More, Sarla, and Durgesh Kumar Mishra. "4G revolution: WiMAX technology." *2012 Third Asian Himalayas International Conference on Internet*. IEEE, 2012.
- [62] Pozar, David M. *Microwave engineering*. John Wiley & Sons, 2009.
- [63] Liao, Samuel Y. *Microwave devices and circuits*. Pearson Education India, 1989.
- [64] J. Machàc, M. Hudlicka, J. Zehentner, N.G. Spiliotis and A.S. Omar, "Coplanar waveguide transmitting a left-handed wave", *European Microwave Conference*, October 2005.

- [65] L. Zhu, “Effective 1-D material properties of coplanar-waveguide-based EBG- and metamaterial”, IEEE Metamaterials International Workshop, December 2008.
- [66] A. Cardama, Ll. Jofre, J. M. Rius, J. Romeu, S. Blanch, and M. Ferrando, *Antenas*, Edicions UPC, 2002.
- [67] J. D. Kraus and R. J. Marhefka, *Antennas for All Applications*, John Wiley & Sons, 2002.
- [68] D. A. Sanchez-Hernandez, *Multiband integrated antennas for 4G terminals*, Artech House, 2008.
- [69] M. Vasujadevi, Dr. P. Siddaiah and S Nagakishore Bhavanam “Rectangular Patch Antenna Array Design at 13GHz Frequency Using HFSS 14.0”. Springer India: *Advancements of Medical Electronics*, Chapter: 24, ISSN:2195-2728, ISBN: 978-81-322-2255-2, ISBN: 978-81-322-2256-9 (eBook), Springer Book Publications, January 2015, pp.263-270.
- [70] Ruina Lian, Zedong Wang, Yingzeng Yin, Jianjun Wu, and Xueyan Song “Design of a Low-profile Dual-Polarized Stepped Slot Antenna Array for Base Station”. DOI 10.1109/LAWP.2015.2446193, *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*.
- [71] H. Wang and M. Zheng, “An internal triple-band WLAN antenna,” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 10, pp. 569-572, Jun. 2011.
- [72] Y. C. Yu and J. H Tarng, “A novel modified multiband planar invertedF Antenna,” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 8, pp. 189-192, Apr. 2009.
- [73] H. F. Abutarboush, R. Nilavalan, T. Peter, and S. W. Cheung, “Multiband inverted-F antenna with independent bands for small and slim cellular mobile handsets,” *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, vol. 59, no. 7, pp. 2636-2645, Jul. 2011.
- [74] P. S. Hall, E. Lee, and C. T. P. Song, “Planar inverted-F antennas,” in *UPrinted Antennas for Wireless Communications*, R. Waterhouse, Ed. Hoboken, NJ: Wiley, 2007, ch. 7.}
- [75] A. R. Razali and Ma. E. Bialkowski, “Coplanar inverted-F antenna with open-end ground slots for multiband operation,” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 8, pp. 1029-1032, Sep. 2009.}
- [76] L. Pazin and Y. Leviatan, “Narrow-size multiband Inverted-F Antenna,” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 10, pp. 139-141, Mar. 2011.}
- [77] Pritam Singh Bakariya, Santanu Dwari, Member, IEEE, Manas Sarkar, and Mrinal Kanti Mandal, Senior Member, IEEE “Proximity Coupled Microstrip Antenna for Bluetooth, WiMAX and WLAN Applications” DOI 10.1109/LAWP.2014.2379611, *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*.
- [78] Dian Widi Astuti, Ahmad Firdausi, and Mudrik Alaydrus Department of Electrical Engineering Universitas Mercu Buana, Indonesia “Multiband Double Layered Microstrip

Antenna by Proximity Coupling for Wireless Applications” 978-602-50431-1-6/17/\$31.00 ©2017 IEEE. 2017 15th Intl. Conf. QIR: Intl. Symp. Elec. and Com. Eng

[79] Jing Pei, An-Guo Wang, Shun Gao, and Wen Leng “Miniaturized Triple-Band Antenna with a Defected Ground Plane for WLAN/WiMAX Applications” IEEE ANTENNAS AND WIRELESS PROPAGATION LETTERS, VOL. 10, 2011.

[80] S.C. Basaran, U. Olgun and K. Sertel “Multiband monopole antenna with complementary split-ring resonators for WLAN and WiMAX applications” © The Institution of Engineering and Technology 2013. 29 January 2013 doi: 10.1049/el.2013.0357

[81] M. Veysi, M. Kamyab, and A. Jafargholi, “Single-feed dual-band duallinearly-polarized proximity coupled patch antenna,” IEEE Antennas and Propagation Magazine, vol. 53, no. 1, pp. 90-96, Feb. 2011

[82] Shufeng Zheng, Student Member, IEEE, Yingzeng Yin, Jun Fan, Xi Yang, Student Member, IEEE, Biao Li, Student Member, IEEE, and Weixing Liu “Analysis of Miniature Frequency Selective Surfaces Based on Fractal Antenna–Filter–Antenna Arrays”. IEEE ANTENNAS AND WIRELESS PROPAGATION LETTERS, VOL. 11, 2012.

[83] Abolfazl Azari,” A New Super Wideband Fractal Microstrip Antenna”. IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION, VOL. 59, NO. 5, MAY 2011

[84] Tao Hong, Student Member, IEEE, Shu-Xi Gong, Ying Liu, Member, IEEE, and Wen Jiang, Student Member, IEEE “Monopole Antenna with Quasi-Fractal Slotted Ground Plane for Dual-Band Applications”. IEEE ANTENNAS AND WIRELESS PROPAGATION LETTERS, VOL. 9, 2010.}

[85] Pritam Singh Bakariya, Santanu Dwari, Member, IEEE, Manas Sarkar, and Mrinal Kanti Mandal, Senior Member, IEEE” Proximity Coupled Microstrip Antenna for Bluetooth, WiMAX and WLAN Applications”. DOI 10.1109/LAWP.2014.2379611, IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters.

[86] Md. Shahidul Alam, Mohammad Tariqul Islam, and Haslina Arshad “Gain Enhancement of a Multiband Resonator Using Defected Ground Surface on Epoxy Woven Glass Material” Hindawi Publishing Corporation the Scientific World Journal Volume 2014, Article ID 159468, 9 pages <http://dx.doi.org/10.1155/2014/159468>.

[87] R. Cavallari, F. Martelli, R. Rosini, C. Buratti, and R. Verdone, “A survey on wireless body area networks: Technologies and design challenges,” IEEE Communications Surveys & Tutorials, vol. 16, no. 3, pp. 1635–1657, 2014.

[88] M. I. Jais, M. F. B. Jamlos, M. Jusoh, T. Sabapathy, M. R. Kamarudin, R. B. Ahmad, A. A. A.-H. Azremi, E. I. Bin Azmi, P. J. Soh, G. A. Vandenbosch et al., “A novel 2.45 GHz switchable beam textile antenna (sbta) for outdoor wireless body area network (wban) applications,” Progress In Electromagnetics Research, vol. 138, pp. 613–627, 2013.

- [89] T. Haagensohn, S. Noghianian, P. de Leon, and Y.-h. Chang, "Textile antennas for spacesuit applications: Design, simulation, manufacturing, and testing of textile patch antennas for spacesuit applications." *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 57, no. 4, pp. 64–73, 2015.
- [90] J. DicCbshfsE, M. K. Abd Rahim, N. A. Samsuri, H. A. M. Salim, and M. F. Ali, "Embroidered fully textile wearable antenna for medical monitoring applications," *Progress in Electromagnetics Research*, vol. 117, pp. 321–337, 2011.
- [91] Guay, P.; Gorgutsa, S.; LaRochelle, S.; Messaddeq, Y. "Wearable Contactless Respiration Sensor Based on Multi-Material Fibers Integrated into Textile". *Sensors* 2017, 17, 1050; doi:10.3390/s17051050 [CrossRef] [PubMed].
- [92] Azpilicueta, L.; Lopez-Iturri, P.; Aguirre, E.; Mateo, I.; Astrain, J. J.; Villadangos, J.; Falcone, F. "Analysis of radio wave propagation for ISM 2.4 GHz wireless sensor networks in inhomogeneous vegetation environments". *Sensors* 2014, 14, 23650-23672; doi:10.3390/s141223650 [CrossRef] [PubMed].
- [93] Vinayak Samarthay, Swarna Pundir, Bansi Lal "Designing and Optimization of Inset Fed Rectangular Microstrip Patch Antenna (RMPA) for Varying Inset Gap and Inset Length". *International Journal of Electronic and Electrical Engineering*. ISSN 0974-2174 Volume 7, Number 9 (2014), pp. 1007-1013 © International Research Publication House <http://www.irphouse.com>.
- [94] P.S. Bakariya, S. Dwari, M. Sarkar, M.K. Mandal, "Proximity-Coupled microstrip antenna for bluetooth, WiMAX, and WLAN applications", Citation information: DOI 10.1109/LAWP.2014.2379611, *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*.
- [95] Ahmad Firdausi, Mudrik Alaydrus "Designing Multiband Multilayered Microstrip Antenna for mm Wave Applications", *IEEE, 2016 International Conference on Radar, Antenna, Microwave, Electronics, and Telecommunications*. 978-1-5090-6116/\$31.00 ©2016 IEEE.
- [96] Rocío Sánchez-Montero, Carlos Camacho-Gómez, Pablo-Luís López-EspíandSancho Salcedo-Sanz. "Optimal Design of a Planar Textile Antenna for Industrial Scientific Medical (ISM) 2.4 GHz Wireless Body Area Networks (WBAN) with the CRO-SL Algorithm", *Sensors* 2018, 18, 1982; doi:10.3390/s18071982.
- [97] P.S. Bakariya, S. Dwari, M. Sarkar, M.K. Mandal, "Proximity-Coupled microstrip antenna for bluetooth, WiMAX, and WLAN applications", Citation information: DOI 10.1109/LAWP.2014.2379611, *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*.
- [98] L. Pazin, Y. Leviatan, "Narrow-size multiband inverted-F antenna", *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, VOL. 10, 2011.
- [99] C. T. Lee and K. L. Wong, "Uniplanar printed coupled-fed PIFA with a band-notching slit for WLAN/WiMAX operation in the laptop computer," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 57, no. 4, pp. 1252–1258, Apr. 2009.

- [100] A.R. Razali, M.E. Bialkowski, “Coplanar inverted-F antenna with open-end ground slots for multiband operation”, *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, VOL. 8, 2009 1029–1032.
- [101] S. Shen, L. Gong, “Investigation of gain effect of multi-band patch antenna based on composite rectangular SRRs”, *Optik* 125 (2014) 930–933. © 2013 Elsevier GmbH. All rights reserved.
- [102] H.F. Abutarboush, R. Nilavalan, T. Peter, S.W. Cheung, “Multiband inverted-F antenna with independent bands for small and slim cellular mobile handsets”, *IEEE transactions on antennas and propagation*, vol. 59, No. 7, july 2011.
- [103] H.W. Yang, Z.K. Yang, J.X. Liua, A.P. Li, X. You, “A novel DGS microstrip antenna simulated by FDTD”, *Optik* 124 (2013) 2277–2280. © 2013 Elsevier GmbH. All rights reserved. <http://dx.doi.org/10.1016/j.ijleo.2012.02.052>.
- [104] M.S. Alam, M. Tariqul, H. Arshad, “Gain enhancement of a multiband resonator using defected ground surface on epoxy woven glass material”, *Sci. World J.* 6 (2014), Vol 2014, Article ID 159468, 9 pages <http://dx.doi.org/10.1155/2014/159468>.
- [105] J. Pei, A.-G. Wang, S. Gao, W. Leng, “Miniaturized triple-band antenna with a defected ground plane for WLAN/WiMAX applications”, *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.* VOL. 10, 2011.
- [106] Yinting Liu, Dan Shi, Member, IEEE, Shuyi Zhang, Yougang Gao, Member, IEEE. “Multiband Antenna for Satellite Navigation System”, Citation information: Doi 10.1109/LAWP.2015.2507701, *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*.
- [107] J. X. Li, H. Y. Shi, H. Li, A. X. Zhang, “Quad-Band Probe-Fed Stacked Annular Patch Antenna for GNSS Applications,” *IEEE Antennas and wireless propagation letters*, vol.13,2014. pp. 372-375.
- [108] O. P. Falade, M. U. Rehman, Y. Gao, X. D. Chen, and C. G. Parini, “Single feed stacked circular polarized antenna for triple band GPS receivers,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 60, no. 10, pp. 4479–4484, Oct. 2012.
- [109] Odile Picon et Coll. *Les Antennes Théorie, Conception et Applications*. © Dunod, Paris, 2009 ISBN 978-2-10-054245-1
- [110] Ahmed Kishk-Advancement in Microstrip Antennas with Recent Applications-InTech (2013).
- [111] Rui Zhang, Hyung-Hoon Kim, Hyeondong Kim. “Triple-band ground radiation antenna for GPS, WiFi 2.4 and 5 GHz band application”. *Electron Lett* 10th December 2015 Vol. 51 No. 25 pp. 2082–2084.
- [112] T. Ali, Biradar. R. C.A “compact hexagonal slot dual band frequency reconfigurable antenna for WLAN applications”. *Microw Opt Technol/Vol.* 59, No. 4, April 2017.

- [113] T. Ali, R.C. Biradar “A compact multiband antenna using rectangular stub loaded with metamaterial for IEEE 802.11N and IEEE 802.16E”. *Microw Opt TechnolLett* / Vol. 59, No. 5, May 2017.
- [113] Pan, Y., Ma, Y., Xiong, J., Hou, Z., Zeng, Y. “A compact antenna with frequency and pattern reconfigurable characteristics”. *Microw Opt TechnolLett*, / Vol. 57, No. 11, November 2015.
- [114] Jwo-Shiun Sun, Han-Sheng Fang, Po-Yen Lin, Ching-Song Chuang. “Triple-band MIMO Antenna for Mobile Wireless Applications”. *IEEE Antennas WirelPropagLett* Citation information: DOI 10.1109/LAWP.2015.2454536.
- [115] G. L. Zhen, X. G. Yong, "Dual Band Low Profile Antenna for Body Centric Communications", *IEEE transactions on antennas and propagation*, VOL. 61, NO. 4, Page(s): 2282 – 2285, April 2013.
- [116] D. H. Werner and Z. H. Jiang, Eds., “Electromagnetics of Body Area Networks: Antennas, Propagation and RF Systems”, Wiley-IEEE Press, Pages: 536 / Chapters 1-17, DOI: 10.1002/9781119082910, 5 August 2016.
- [117] M. Carlos, P. Custodio, Member IEEE, "A Dual-Mode Single-Band Wearable Microstrip Antenna for Body Area Networks", *IEEE antennas and wireless propagation letters*, vol. 16, DOI: 10.1109/LAWP.2017.2760142, Page(s): 3055 – 3058, 06 October 2017.
- [118] A. S. Muzahir, H. Zahra, H. P. E. Raheel, Karu, L. V. John, "Compact On-body Antennas for Wearable Communication Systems". 2019 International Workshop on Antenna Technology (iWAT), *IEEE Xplore*, DOI: 10.1109/IWAT.2019.8730638, 06 June 2019.
- [119] A. S. Muzahir, P. E. Karu, M. Ladislau, R. Muhammad and U. Leena, "On-body Antennas: Design Considerations and Challenges", 2016 URSI International Symposium on Electromagnetic Theory (EMTS), *IEEE Xplore*, DOI: 10.1109/URSI-EMTS.2016.7571326, 22 September 2016.
- [120] X. C. Lin and C. C. Yu, “A dual-band CPW-fed inductive slot-monopole hybrid antenna,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 56, no. 1, pp. 282–285, DOI: 10.1109/TAP.2007.905978, 07 January 2008.
- [121] K. Fertas, H. Kimouche, M. Challal, H. Aksas and R. Aksas, “Multiband Microstrip Antenna Array for Modern Communication Systems”, 2015 4th International Conference on Electrical Engineering (ICEE), *IEEE Xplore*, DOI: 10.1109/INTEE.2015.7416756, 25 February 2016.
- [122] K. Fertas, H. Kimouche, M. Challal, H. Aksas, R. Aksas and A. Azrar, “Design and Optimization of a CPW-Fed Tri-Band Patch Antenna Using Genetic Algorithms”, *ACES-Applied Computational Electromagnetics Society Journal*, vol. 30, no. 7, July 2015.

- [123] A. Kumar, C. Tyagi, R. Rani and R. Tripathi, "A Compact Planar Multiband Antenna For WLAN: Design, Simulation and Results", *International Journal of Emerging Technology and Advanced Engineering*, vol. 1, no. 2, pp. 17–21, Dec. 2011.
- [124] N. Ibrahime Hassan, R. Youssef, A. L. Mustapha, B. Seddik, "Designing Multiband Multilayered Microstrip Antenna for UMTS, ISM, Communication Satellite, HiperLAN and C-Band", *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, doi: 10.1109/ISAECT.2018.8618728, 24 January 2019.
- [125] R. Youssef, E. B. Outman, B. Seddik, A. L. Mustapha, Y. El Mrabet, N. Ibrahime Hassan, M.N. Srifi, "Design and analysis of a novel Multiband Microstrip Patch Antenna for Wireless Communication", *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, doi: 10.1109/ISAECT. 2018.8618828, 24 January 2019.
- [126] N. Ibrahime Hassan, R. Youssef, A. L. Mustapha, B. Seddik, "Designing Multiband Multilayered Microstrip Antenna for UMTS, ISM, Communication Satellite, HiperLAN and C-Band", *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, doi: 10.1109/ISAECT.2018.8618728, 24 January 2019.
- [127] A. Sara, M. Elham, K. Karoliina, B. Toni, S. Lauri, U. Leena, M. R. Jan, Y. Rahmat-Samii," Design and Optimization of mm-Size Implantable and Wearable On-Body Antennas for Biomedical Systems", Print ISSN: 2164-3342, The 8th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2014) IEEE Xplore, DOI: 10.1109/EuCAP.2014.6901807, 18 September 2014.
- [128] B. Freek, V. Luigi, R. Hendrik," Cylindrical Bending of Deformable Textile Rectangular Patch Antennas", Hindawi Publishing Corporation *International Journal of Antennas and Propagation* Volume 2012, Article ID 170420, doi:10.1155/2012/170, pages 11, 24 January 2012.
- [129] I. Pele, A. Chousseaud, and S. Toutain, "Simultaneous modeling of impedance and radiation pattern antenna for UWB pulse modulation, "IEEE Antennas Propag. Soc. Symp. 2004, doi:10.1109/APS.2004.1330566, Septembe 2004
- [130] M. Ansarizadeh, A. Ghorbani, and R. A. Abd-Alhameed, "An approach to equivalent circuit modeling of rectangular microstrip antennas", *Pro in Elect Research B*, vol. 8, pp. 77–86, 2008.
- [131] J. Ma, S. Li, S. Zhang, "Bending effect on antenna with radiation performance for electronic tag", *Proceedings of 2014 3rd Asia-Pacific Conference on Antennas and Propagation*, DOI: 10.1109/APCAP.2014.6992571, 22 December 2014
- [132] P. Salonen and Y. Rahmat-Samii, "Textile Antennas: Effects of Antenna Bending on Input Matching and Impedance Bandwidth", *IEEE A&E SYSTEMS MAGAZINE*, Volume: 22, Issue: 12, March 2007.

- [133] S. Sankaralingam and B. Gupta, "Development of Textile Antennas for Body Wearable Applications and Investigations on Their Performance Under Bent Conditions", *Progress In Electromagnetics Research B*, Vol. 22 > pp. 53-71, January 2010
- [134] D. Ferreira, P. Pires, R. Rodrigues, R. F.S. Caldeirinha, "Wearable Textile Antennas: Examining the effect of bending on their performance", *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, Volume: 59, Issue: 3, Page(s): 54 - 59, June 2017
- [135] J. T. Bernhard, *Reconfigurable Antennas*. Morgan & Claypool Publishers, 2007.
- [136] K. Fertas, H. Kimouche, M. Challal, H. Aksas and R. Aksas, "Multiband Microstrip Antenna Array for Modern Communication Systems", 2015 4th International Conference on Electrical Engineering (ICEE), IEEE Xplore 25 February 2016.
- [137] Shruthi G and Yogesh Kumar Choukiker, "Multiband PIFA Antenna for Mobile Handheld Devices", Citation information: DOI 10.1109/INCAP.2018.8770948.
- [138] Ibrahime Hassan Nejdi, Youssef Rhazi, Mustapha Ait Lafkih, Seddik Bri, "Development of Rectangular Multilayer Antennas for Several Bands", *European Journal of Scientific Research* ISSN 1450-216X / 1450-202X Vol. 153 No 1 May 2019, pp. 91-104.
- [139] Pir Saadullah Shah, Shahryar Shafique Qureshi, Muhammad Haneef, Sohail Imran Saeed, "Size Reduction and Performance Enhancement of Pi Shaped Patch Antenna using Superstrate Configuration", Vol. 10, No. 5, 2019, (IJACSA) International Journal of Advanced Computer Science and Applications.
- [140] J. L. Volakis, R. C. Johnson, and H. Jasik, *Antenna Engineering Handbook*. London: Mcgraw-hill publishing co., 2007.
- [141] J.-B. Yan and J. T. Bernhard, "Design of a MIMO Dielectric Resonator Antenna for LTE Femtocell Base Stations," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 60, no. 2, pp. 438–444, 2012.
- [142] Zhen Su, Mohammad Vaseem, Shuai Yang, Weiwei Li, Kirill Klionovski, Atif Shamim, "Fully Printed VO2 Switch Based Reconfigurable PIFA / T-shaped Monopole Antenna", 2018 18th International Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics (ANTEM), Citation information: DOI 10.1109/ANTEM.2018.8572855.
- [143] Zhen Su, Mohammad Vaseem, Weiwei Li, Shuai Yang, Atif Shamim, "Additively Manufactured Frequency/Radiation Pattern Reconfigurable Antenna Based on Monolithically Printed VO2 Switch", 2019 13th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), Date Added to IEEE Xplore 20 June 2019, INSPEC Accession Number 18760050.
- [144] D. E. Anagnostou, G. Goussetis, D. Torres, and Nelson Sepulveda, "Ultra-Fast Reconfigurable Antennas with Phase Change Materials", in *Proc. Int. Workshop on Antenna Technology (iWAT)*, Athens, Greece, March 2017, pp. 40–43.
- [145] L. Huitema, A. Crunteanu, H. Wong, and E. Arnaud, "Highly integrated VO2-based tunable antenna for millimeter-wave applications", *Applied Physics Letters*, vol. 11, 2017.

- [146] Zhenghang Nie, Huiqing Zhai, Member, IEEE, Longhua Liu, Jiaxu Li, Diwei Hu, and Junhao Shi, "A Dual-Polarized Frequency-Reconfigurable Low-Profile Antenna with Harmonic Suppression for 5G Application", *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters* (Volume: 18, Issue: 6, June 2019), Date of Publication 25 April 2019, DOI: 10.1109/LAWP.2019.2913170.
- [147] Hattan F. Abutarboush IEEE Member and A. Shamim IEEE Senior Member, "A Reconfigurable Inkjet Printed Antenna on Paper Substrate for Wireless Applications", *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters* (Volume 17, Issue 9, Sept. 2018), 31 July 2018, DOI 10.1109/LAWP.2018.2861386.
- [148] Tu Tuan Le, Han-Young Park and Tae-Yeoul Yun, "Simple Reconfigurable Circularly Polarized Antenna at Three Bands", *Sensors* 2019, 19, 2316; doi:10.3390/s19102316.
- [149] Tong Li, Huiqing Zhai Member IEEE, Xin Wang, Long Li Senior Member IEEE, and Changhong Liang Senior Member IEEE, "Frequency-Reconfigurable Bow-Tie Antenna for Bluetooth, WiMAX, and WLAN Applications", *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters* (Volume: 14), Page(s) 171 - 174, DOI: 10.1109/LAWP.2014.2359199, Date of publication 19 September 2014.
- [150] Mahmoud Shirazi Student Member, IEEE, Junyi Huang Student member IEEE, Tianjiao Li Student member IEEE and Xun Gong Senior Member IEEE, "A Switchable-Frequency Slot-Ring Antenna Element for Designing a Reconfigurable Array", *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters* (Volume 17, Issue: 2, Feb. 2018), DOI: 10.1109/LAWP.2017.2781463, Page(s): 229 – 233.
- [151] Manoj Kumar Garg, Jasmine Saini, "Multi-Band and Multi-Parameter Reconfigurable Slotted Patch Antenna with Embedded Biasing Network", Vol. 10, No. 10, 2019, (IJACSA) International Journal of Advanced Computer Science and Applications.
- [152] Ibrahime Hassan Nejdi, Youssef Rhazi, Mustapha Ait Lafkih, Seddik Bri, "Rectangular Three Band Antenna Bending Effect", 2019 7th Mediterranean Congress of Telecommunications (CMT), DOI: 10.1109/CMT.2019.8931335, Date of publication in IEEE Xplore 16 December 2019.
- [153] Pawan Kumar, Student Member, IEEE, Santanu Dwari, Member, IEEE, Rohit Kumar Saini, and Mrinal Kanti Mandal, Senior Member, IEEE, "Dual-Band Dual-Sense Polarization Reconfigurable Circularly Polarized Antenna", *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters* (Volume: 18, Issue: 1, Jan. 2019), Page(s): 64 - 68, DOI: 10.1109/LAWP.2018.2880799, Date of Publication: 12 November 2018.
- [154] Youcef Braham Chaouche, Farid Bouttout, Idris Messaoudene, Lionel Pichon, Massinissa Belazzoug, and Farouk Chetouah, "Design of reconfigurable fractal antenna using pin diode switch for wireless applications", 2016 16th Mediterranean Microwave Symposium (MMS), Electronic ISSN: 2157-9830, DOI: 10.1109/MMS.2016.7803852, Date Added to IEEE Xplore: 05 January 2017

[155] www.ansys.com

[156] I. Amjad, U. Sadiq, N. Umair, B. Abdul et U. Ali, "Conception, fabrication et mesure d'une antenne planaire compacte, reconfigurable en fréquence et modifiée en forme de T pour les applications portables", DOI : 10.5370 /JEET.2017.12.4.1611, Journal of Electrical Engineering and Technology · Mai 2017.

[157] K. Pawan, membre étudiant, IEEE, D. Santanu, membre, IEEE, R. Kumar Saini et M. Kanti Mandal, membre senior, IEEE, "Antenne à polarisation circulaire reconfigurable à polarisation double bande", IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters (Volume : 18, Issue : 1, Jan. 2019), Page(s) : 64 - 68, DOI : 10.1109/LAWP.2018.2880799, Date de publication : 12 novembre 2018.

[158] Muhammad Waqas, Zubair Ahmed, Mojeeb Bin Ihsan, « Multiband Sierpinski Fractal Antenna », 2009 IEEE 13th International Multitopic Conference, DOI : 10.1109/INMIC.2009.5383097, Date ajoutée à IEEE Xplore : 15 janvier 2010.

[159] S Das, A Karmakar, PP Sarkar, SK Choudhury, "Design and analysis of a novel open-ended T-shaped slot loaded compact multifrequency microstrip patch antenna", Microwave and opt. Technol. Lett. 2014; 56(2): 316-322.

[160] Debasish Pal, Rahul Singhal, Abhishek Joshi and Ayan Kumar Bandyopadhyay, "Multiband planar antenna with CSRR loaded ground plane for WLAN and fixed satellite service applications", Frequenz, 2020; 74: 393-399.

[161] Hajlaoui, E.A, "New triple band electromagnetic band gap microstrip patch antenna with two shaped parasitic elements", J Comput ELECTRON 17, 452-457 (2018)

[162] S Das, PP Sarkar, SK Choudhury," Modified π -shaped slot loaded multifrequency microstrip antenna", Progress in Electromagnetics Research B. 2015; 64: 103–117.

[163] L. Kang, X. H. Wang, H. Li and X. W. Shi, "Planar monopole antenna with a compact radiator for tri-band applications", Microwave Opt Technol Lett. 57 (2015) 706–709.

[164] M. Wu and M. Chuang, "Multibroadband Slotted Bow-Tie Monopole Antenna", IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett. 14 (2015) 887.

[165] Yang, L., Ying-zeng, Y., Yuan-yuan, G., and Yang Z., A, "Dual-Wideband Antenna with An Open L-Slot for Wlan/Wimax Applications", Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 54 (6), June 2012.

[166] H. Liu, P. Wen, S. Zhu, B. Ren, X. Guan, and H. Yu, "Quad-band CPW-fed monopole antenna based on flexible pentangle-loop radiator", IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett. 14 (2015) 1373–1376.

[167] Y. F. Cao, S. W. Cheung and T. I. Yuk, "A Multi-band Slot Antenna forGPS/WiMAX/WLAN Systems", IEEE Trans. Antennas Propag. 63 (2015) 952.

- [168] Liu, Q., J. Shen, J. Yin, H. Liu, and Y. Liu, "Compact 0.92/2.45-GHz dual-band directional circularly polarized microstrip antenna for handheld RFID reader applications", *IEEE Transaction on Antenna and Propagation*, Vol. 63, No. 9, 3849–3856, 2015.
- [169] K. Mondal, A. Samanta, and P. P. Sarkar, "Compact multiband monopole antenna for ISM band 2.4 GHz, Bluetooth, WiMAX, Wi-Fi applications", *Wirel. Pers. Commun.* 97 (2017) 181–195.
- [170] Garhwal, A., Ahmad, M. R., Ahmad, B. H., Rawat, S., Singh, P., Ray, K., and ABandyopadhyay, "Circular and Elliptical Shaped Fractal Patch Antennas for Multiple Applications", *International Journal of Engineering and Advanced Technology*, Vol. 8 Issue-5, 2249-8958, June 2019.
- [171] Gangwar, S.P., Gangwar, K., Kumar, A., "Dual band modified circularring shaped slot antenna for GSM and WiMAX applications", *Microw Opt Technol Lett.* 2019;1–8.
- [172] S. Ullah, F. Faisal, A. Ahmad, U. Ali, F. A. Tahir and J. A. Flint, "Design and analysis of a novel tri-band flower-shaped planar antenna for GPS and WiMAX applications", *J. Electromagn. Waves Appl.* 31 (2017) 927–940.
- [173] Yao, Y., S. Liao, J. Wang, K. Xue, E. A. Balfour, and Y. Luo, "A new patch antenna designed for CubeSat: Dual feed, L/S dual-band stacked, and circularly polarized", *IEEE Journals & Magazines on Antenna and Propagation*, Vol. 58, No. 3, 16–21, 2016.
- [174] R. S. Brar, K. Saurav, D. Sarkar and K. V. Srivastava, "A quad-band dual-polarizedmonopole antenna for GNSS/UMTS/WLAN/WiMAX applications", *Microw. Opt.Technol. Lett.* 60 (2018) 538–545.
- [175] Gangwar, S.P, Gangwar, K., and Kumar, A., "Dual-Band Modified Circular Slot Antenna for WLAN and WiMAX Applications", *Progress In Electromagnetics Research C*, Vol. 85, 247–257, 2018.
- [176] Brahim Fady, Terhzaz, A. Tribak, and F. Riouch, Angel Mediavilla, "Novel miniaturized multiband antenna and applications for smart navigation media", *Int. J. RF Microw. Computer-Aided Eng.*, vol. 29, p. e21940, 2019.
- [177] Van Rooyen, M., J. W. Odendaal, and J. Joubert, "High-gain directional antenna for WLAN and WiMAX applications", *IEEE Letters on Antennas and Wireless Propagation*, Vol. 16, 286–289, 2017.
- [178] B. Gowrish and A. Basu, "Analysis and design of a dual-band stepped impedance PCB monopole antenna", *IETE J. Educat.*, vol. 58, pp. 29–38, 2017.
- [179] Dong, J., X. Yu, and L. Deng, A decoupled multiband dual-antenna system for WWAN/LTE smartphone applications, *IEEE Letters on Antennas and Wireless Propagation*, vol. 16, 1528–1532, 2017.

- [180] Wei, K., J. Y. Li, L. Wang, R. Xu, and Z. J. Xing, A new technique to design circularly polarized microstrip antenna by fractal defected ground structure, *IEEE Trans. on Antennas and Propa.*, Vol. 65, No. 7, 3721–3725, 2017.
- [181] R. S. Brar, K. Saurav, D. Sarkar, and K. V. Srivastava, A quadband dual-polarized monopole antenna for GNSS/UMTS/WLAN/ WiMAX applications, *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 60, pp. 538–545, 2018.
- [182] Choukiker, Y. K. and S. K. Behera, “Wideband frequency reconfigurable Koch snowflake fractal antenna”, *IET Microwave Antennas Propagation*, Vol. 11, No. 2, 203–208, Feb. 2017.
- [183] Chang, T. H., & Kiang, J. F., “Compact multi-band H-shaped slot antenna”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 61(8), 4345–4349, August 2013.
- [184] Bulgaroni R, Torres WM, de Araujo HX, Casella IRS, Capovilla CE., “Low-cost quadband dual antipodal Vivaldi antenna using microstrip to CPS transition”, *Microw Opt Technol Lett.* 2018;60:2315–2320. <https://doi.org/10.1002/mop.31348>
- [185] Zahraoui, I., Zbitou, J., Errkik, A., Abdelmounim, E., & Sanchez Mediavilla , A ., “A novel printed multiband low cost antenna for WLAN and WiMAX applications”, *International Journal of Microwave and Optical Technology*, Vol.11, 131–136, January 2016.
- [186] Shah, I. A., Hayat, S., Khan, I., Alam, I., Ullah, S., & Afridi, A., “A compact, tri-band and 9-shape reconfigurable antenna for WiFi, WiMAX and WLAN applications”, *International Journal of Wireless and Microwave Technologies (IJWMT)*, Vol. 6(5), 45–53, September 2016.
- [187] Ullah, S., Hayat, S., Umar, A., Ali, U., Tahir, F. A., & Flint, J. A., “Design, fabrication and measurement of triple band frequency reconfigurable antennas for portable wireless communications”, *AEU-International Journal of Electronics and Communications*, 81, 236–242, July 2017.
- [188] Velan, S., E. F. Sundarsingh, M. Kanagasabai, A. K. Sarma, C. Raviteja, R. Sivasamy, and J. K. Pakkathillam, “Dual-band EBG integrated monopole antenna deploying fractal geometry for wearable applications”, *IEEE Antennas Wireless Propa. Letters*, Vol. 14, 249–252, 2015.
- [189] Gupta, A., H. Dutt, and R. Khanna, “An X-shaped fractal antenna with DGS for multiband applications”, *International Journal of Microwave and Wireless Technologies*, Vol. 9, No. 5, 1075–1083, 2017.
- [190] Benyetho, T., J. Zbitou, L. El Abdellaoui, H. Bennis, and A. Tribak, “A new fractal multiband antenna for wireless power transmission applications”, *Hindawi Active and Passive Electronic Components*, Vol. 2018, 1–10, 2018.
- [191] Amandeep, K., and Praveen, K., M., “Multiband Elliptical Patch Fractal and Defected Ground Structures Microstrip Patch Antenna for Wireless Applications”, *Progress In Electromagnetics Research B*, Vol. 91, 157–173, March 2021.

- [192] Jawad, A., Seevan, A., Ali, H., Ali, S., Mahmood, Y., Mohammed, H., and Hussain, A., “Cantor fractal-based printed slot antenna for dual-band wireless applications”, *International Journal of Microwave and Wireless Technologies*, page 1 of 8, doi:10.1017/S1759078714001469, November 2014.
- [193] R. Patel, T. Upadhyaya, A. Desai, M. Palandoken, “Low profile multiband meander antenna for LTE/WiMAX/WLAN and INSAT-C Application”, *AEU-International Journal of Electronics and Communications* (2019), doi: <https://doi.org/10.1016/j.aeue.2019.02.010>, February 2019.
- [194] R. Mark, N. Mishra, K. Mandal, P. Pratim Sarkar, S. Das, “Hexagonal ring fractal antenna with dumb bell-shaped defected ground structure for multiband wireless applications”, *AEU-International Journal of Electronics and Communications* (2018), doi: <https://doi.org/10.1016/j.aeue.2018.06.039>, June 2018.
- [195] H. Rajabloo, V.A. Kooshki, H. Oraizi, “Compact Microstrip Fractal Koch Slot Antenna with ELC Coupling Load for Triple Band Application”, *AEU-International Journal of Electronics and Communications* (2017), doi: <http://dx.doi.org/10.1016/j.aeue.2016.12.027>, December 2016.
- [196] Sandeep, S. S., Jagtar, S. S., “ANN and IFS based wearable hybrid fractal antenna with DGS for S, C and X band application”, *AEU-International Journal of Electronics and Communications* 127 (2020) 153425, <https://doi.org/10.1016/j.aeue.2020.153425>, August 2020.
- [197] Mandelbrot, B. *The Fractal Geometry of Nature*; W. H. Freeman and Company: San Francisco, CA, USA, 1982.
- [198] Werner, D.H.; Haupt, R.L.; Werner, P.L. *Fractal antenna engineering: The theory and design of fractal antenna arrays*. *IEEE Antennas Propag. Mag.* 1999, 41, 37–58. [CrossRef]
- [199] Gianvittorio, J.P.; Rahmat-Samii, Y. *Fractal antennas: A novel antenna miniaturization technique, and applications*. *IEEE Antennas Propag. Mag.* 2002, 44, 20–36. [CrossRef]
- [200] Anguera, J.; Puente, C.; Borja, C.; Soler, J. *Fractal-Shaped Antennas: A Review*. *Encyclopedia of RF and Microwave Engineering*; Chang, K., Ed.; Wiley: Chichester, NY, USA, 2005; Volume 2, pp. 1620–1635.
- [201] Puente, C.; Pous, R. *Fractal design of multiband and low side-lobe arrays*. *IEEE Trans. Antennas Propag.* 1996, 44, 730. [CrossRef]
- [202] Cohen, N. *Fractal antenna applications in wireless elecommunications*. In *Professional Program Proceedings, Electronic Industries Forum of New England*; IEEE: Boston, MA, USA, 1997; pp. 43–49.
- [203] Werner, D.H.; Ganguly, S. *An overview of fractal antenna engineering research*. *IEEE Antennas Propag. Mag.* 2003, 45, 38–57. [CrossRef]

- [204] M. Aggarwal, A.P.S. Pharwaha, "Modified Koch curve broadband fractal antenna for spectrum sensing in cognitive radio", *International Journal of Microwave and Wireless Technologies* 1–7. <https://doi.org/10.1017/S1759078720001592>.
- [205] R.Devi, Dipak kr. Neogi, "Determination of Radius of Circular Microstrip Antenna Using Clonal Selection Algorithm", *IOSR Journal of Electronics and Communication Engineering (IOSR-JECE)*, Volume 10, Issue 4, PP 52-55, 2015.
- [206] Constantine A. Balanis, "Antenna Theory Analysis and Design" John Wiley & Sons, Inc, 1104 Pages, February 2016.
- [207] R. Devi, Dipak kr. Neog, "Determination of Radius of Circular Microstrip Antenna Using Clonal Selection Algorithm", *IOSR Journal of Electronics and Communication Engineering*, ISSN: 2278-8735. Volume 10, Issue 4, PP 52-55, 2015.
- [208] C. C. Hsu and H. H. Song, "Design, Fabrication, and Characterization of a Dual-Band Electrically Small Meander-line Monopole Antenna for Wireless Communications," *Int. J. Electromagn. Appl.*, vol. 3, no. 2, pp. 27–34, Mar. 2013.
- [209] C. Ben Nsir, R. Jean-Marc, C. Boussetta, and A. Gharsallah, "A Wide Band Transparent Koch Snowflake Fractal Antenna Design for Telecommunication Applications", 2019 IEEE 19th Mediterranean Microwave Symposium (MMS), DOI: 10.1109/MMS48040.2019.9157327, 04 August 2020.
- [210] S. Panusa and M. Kumar, "Modified U-Slot Microstrip Patch Antenna with Gain Enhancement," in 2014 International Conference on Computational Intelligence and Communication Networks, Nov. 2014, pp. 83–86. doi: 10.1109/CICN.2014.30.
- [211] A. Boukarkar, X. Q. Lin, and Y. Jiang, "A Dual-Band Frequency-Tunable Magnetic Dipole Antenna for WiMAX/WLAN Applications," *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 15, pp. 492–495, 2016, doi: 10.1109/LAWP.2015.2454001.
- [212] E. P. Bellido, G. D. Bernasconi, D. Rossouw, J. Butet, O. J. F. Martin, and G. A. Botton, "Self-similarity of plasmon edge modes on koch fractal antennas," *ACS Nano*, vol. 11, no. 11, pp. 11240–11249, Nov. 2017, doi: 10.1021/acsnano.7b05554.
- [213] K. J. Vinoy, K. A. Jose, V. K. Varadan, and V. V. Varadan, "Resonant frequency of Hilbert curve fractal antennas," in *IEEE Antennas and Propagation Society, AP-S International Symposium (Digest)*, 2001, vol. 3, pp. 648–651, doi: 10.1109/aps.2001.960180.
- [214] C. P. Baliarda, C. B. Borau, M. N. Rodero, and J. R. Robert, "An iterative model for fractal antennas: Application to the Sierpinski gasket antenna," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 48, no. 5, pp. 713–719, May 2000, doi: 10.1109/8.855489.
- [215] S. Suganthi, K. S. Tharini, P. S. Sarankumar, S. Raghavan, and D. Kumar, "Design and simulation of planar Minkowski fractal antennas," Feb. 2011, doi: 10.1109/WIRELESSVITAE.2011.5940935.

- [216] A. Gupta, H. D. Joshi, and R. Khanna, “An X-shaped fractal antenna with DGS for multiband applications,” *International Journal of Microwave and Wireless Technologies*, vol. 9, no. 5, pp. 1075–1083, Sep. 2017, doi: 10.1017/S1759078716000994.
- [217] Q. Liu, J. Shen, J. Yin, H. Liu, and Y. Liu, “Compact 0.92/2.45-GH dual-band directional circularly polarized microstrip antenna for handheld RFID reader applications,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 63, no. 9, pp. 3849–3856, Sep. 2015, doi: 10.1109/TAP.2015.2452954.
- [218] S. Ullah, F. Faisal, A. Ahmad, U. Ali, F. A. Tahir, and J. A. Flint, “Design and analysis of a novel tri-band flower-shaped planar antenna for GPS and WiMAX applications,” *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, vol. 31, no. 9, pp. 927–940, May 2017, doi: 10.1080/09205071.2017.1330160.
- [219] K. Wei, B. Zhu, and M. Tao, “The circular polarization diversity antennas achieved by a fractal defected ground structure,” *IEEE Access*, vol. 7, pp. 92030–92036, 2019, doi: 10.1109/ACCESS.2019.2927280.
- [220] J. Dong, X. Yu, and L. Deng, “A decoupled multiband dual-antenna system for WWAN/LTE smartphone applications,” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 16, pp. 1528–1532, 2017, doi: 10.1109/LAWP.2017.2647807.
- [221] S. Velan et al., “Dual-band EBG integrated monopole antenna deploying fractal geometry for wearable applications,” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 14, pp. 249–252, 2015, doi: 10.1109/LAWP.2014.2360710.
- [222] G. Lenin, T. G. Babu, R. Rajkumar, A. Ramanathan, “Design of an E shaped patch antenna for GPS and IRNSS application”, 2016 International Conference on Advanced Communication Control and Computing Technologies (ICACCCT), DOI: 10.1109/ICACCCT.2016.7831625, 26 January 2017.
- [223] M. Waqas, Z. Ahmed, M. Bin Ihsan, “Multiband Sierpinski fractal antenna”, 2009 IEEE 13th International Multitopic Conference, DOI: 10.1109/INMIC.2009.5383097, 15 January 2010.
- [224] D. El Nabaoui, A. Tajmouati, J. Zbitou, A. Errkik, H. Bennis, M. Latrach, “Multiband fractal CPW antenna for GPS, WiMAX and IMT applications”, 2017 International Conference on Wireless Technologies, Embedded and Intelligent Systems (WITS), DOI: 10.1109/WITS.2017.7934596, 29 May 2017.

- [225] Ibrahim Hassan Nejdi, Youssef Rhazi, Mustapha Ait Lafkih, Seddik Bri, "Frequency-Reconfigurable Multiband Antenna Based on Pin Switch for Wireless Applications", *International Journal of Advanced Trends in Computer Science and Engineering*, Volume 9, No.1.5, 2020.
- [226] Ibrahim Hassan Nejdi, Youssef Rhazi, Mustapha Ait Lafkih, Seddik Bri, "A High Gain Reconfigurable Frequency Antenna Multiband for Wireless Communications ", 2020 *International Symposium on Advanced Electrical and Communication Technologies (ISAECT)*, DOI: 10.1109/ISAECT50560.2020.9523654, 01 September 2021.
- [227] Ibrahim Hassan Nejdi, Youssef Rhazi, Mustapha Ait Lafkih, Seddik Bri, Lamsalli Mohammed "A novel multi-resonant and wideband fractal antenna for telecommunication applications", *International Journal of Electrical and Computer Engineering (IJECE)* Vol. 12, No. 4, August 2022, pp. 3850~3858, DOI: 10.11591/ijece.v12i4.pp3850-3858.
- [228] Ibrahim Hassan Nejdi, Aziz El fatimi, Youssef Rhazi, Mustapha Ait lafkih, Seddik Bri, Senthil Kumar, "A compact miniaturized star fractal antenna for modern wireless applications", *Indonesian Journal of Electrical Engineering and Computer Science*, Vol. 26, No. 2, May 2022, pp. 1~1x, DOI: 10.11591/ijeecs.v26.i2.pp1-1x.
- [229] Ibrahim Hassan Nejdi, Sudipta Das, Youssef Rhazi, Boddapati Taraka Phani Madhav, Seddik Bri and Mustapha Aitlafkih, "A Compact Planar Multi-Resonant Multi-Broadband Fractal Monopole Antenna for Wi-Fi, WLAN, Wi-MAX, Bluetooth, LTE, S, C, and X Band Wireless Communication Systems", *Journal of Circuits, Systems and Computers*, Vol. 31, No. 3 (2022) 2250204 (22 pages), DOI: 10.1142/S0218126622502048, April 7, 2022.
- [230] Mohamed Marzouk, Ibrahim Hassan Nejdi, Youssef Rhazi, Mohamed Saih, "A new multi-band fractal antenna using a triangular measured on the 1GHz to 6GHz band", 2022 2nd *International Conference on Innovative Research in Applied Science, Engineering and Technology (IRASET)*", DOI: 10.1109/IRASET52964.2022.9738391, 25 March 2022.
- [231] Ibrahim Hassan Nejdi, Youssef Rhazi, Mustapha Ait Lafkih, Seddik Bri, "Development of Rectangular Multilayer Antennas for Several Bands", *European Journal of Scientific Research* ISSN 1450-216X / 1450-202X Vol. 153 No 1 May 2019, pp. 91-104.