



République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
Université des Frères Mentouri Constantine
Faculté des Sciences de la Technologie
Département d'Electronique

N_ de série :

N_ d'ordre :

T H È S E
Pour l'obtention du diplôme de doctorat 3^{ème} cycle
en Electronique
Option : Hyperfréquences et télécommunications

Présentée et soutenue par

Meriem HARBADJI

Contribution à l'étude d'antennes miniatures multi-bandes

Soutenu le 21/11/2018

Jury :

Président :	Abderraouf MESSAI	Professeur	UFM. Constantine 1
Directeur de la Thèse :	Amel BOUFRIOUA	MCA	UFM. Constantine 1
Examineurs :	Salah REDDADA	Professeur	Université Guelma
	Ameur ZEGADI	Professeur	Université Sétif 1
Invité :	Abdelmadjid BENGHALIA	Professeur	Université Oum El-Bouaghi

2018/2019

Remerciement

Avant tout, nous remercions « Allah » le tout-puissant, qui m'a éclairé le bon chemin, et m'a donné courage et persévérance pour l'accomplissement de ce projet.

Ce travail a été effectué au sein de Trois laboratoires : Hyperfréquences et Semiconducteur (LHS), Modélisation Des Dispositifs à Energie Renouvelable Et Nanométrie (MODERNA) à l'Université des frères Mentouri Constantine et Radio -Frequency (RF) de INRS à Montréal-Canada.

*Je tiens tout d'abord à remercier ma directrice de thèse, **M. BOUFRIOUA Amel**, Professeur à l'Université des frères Mentouri Constantine. Je la remercie pour sa supervision, sa présence et ses conseils précieux tout le long de ma thèse. Je tiens à souligner la qualité de ses observations pertinentes ainsi le sujet intéressent qu'elle m'a proposé. Je la remercie aussi pour la grande confiance qu'elle m'a constamment accordée pendant son encadrement.*

*Mes mots seront insuffisants pour remercier Monsieur le Professeur **DENIDNI Tayeb Ahmed**, pour m'avoir accueilli dans son laboratoire Radio-Frequency (RF) de l'Institut National de la Recherche Scientifique INRS à Montréal-Canada, pour ses conseils et ses idées qui ont enrichi mes connaissances.*

J'exprime ma profonde gratitude aux membres du jury qui ont évalué cette thèse.

*A Monsieur **MESSAI Abderraouf** Professeur à l'Université des frères Mentouri Constantine pour avoir accepté de juger ces travaux ainsi que de m'avoir fait l'honneur de présider le jury de soutenance.*

*J'adresse mes remerciements à Monsieur **REDADAA Salah** Professeur à l'Université de Guelma pour m'avoir fait l'honneur de participer à mon jury de thèse.*

*Toute ma gratitude va à Monsieur **ZEGADI Aneur**, Professeur à l'Université de Ferhat Abbes Sétif pour avoir accepté d'évaluer ce travail.*

*Je tiens à exprimer mes plus vifs remerciements à Monsieur **BENGHALIA Abdelmadjid** Professeur à l'Université de Oum El-Bouaghi.*

Je tiens à exprimer mes vifs remerciements à toute ma famille chacun par son nom.

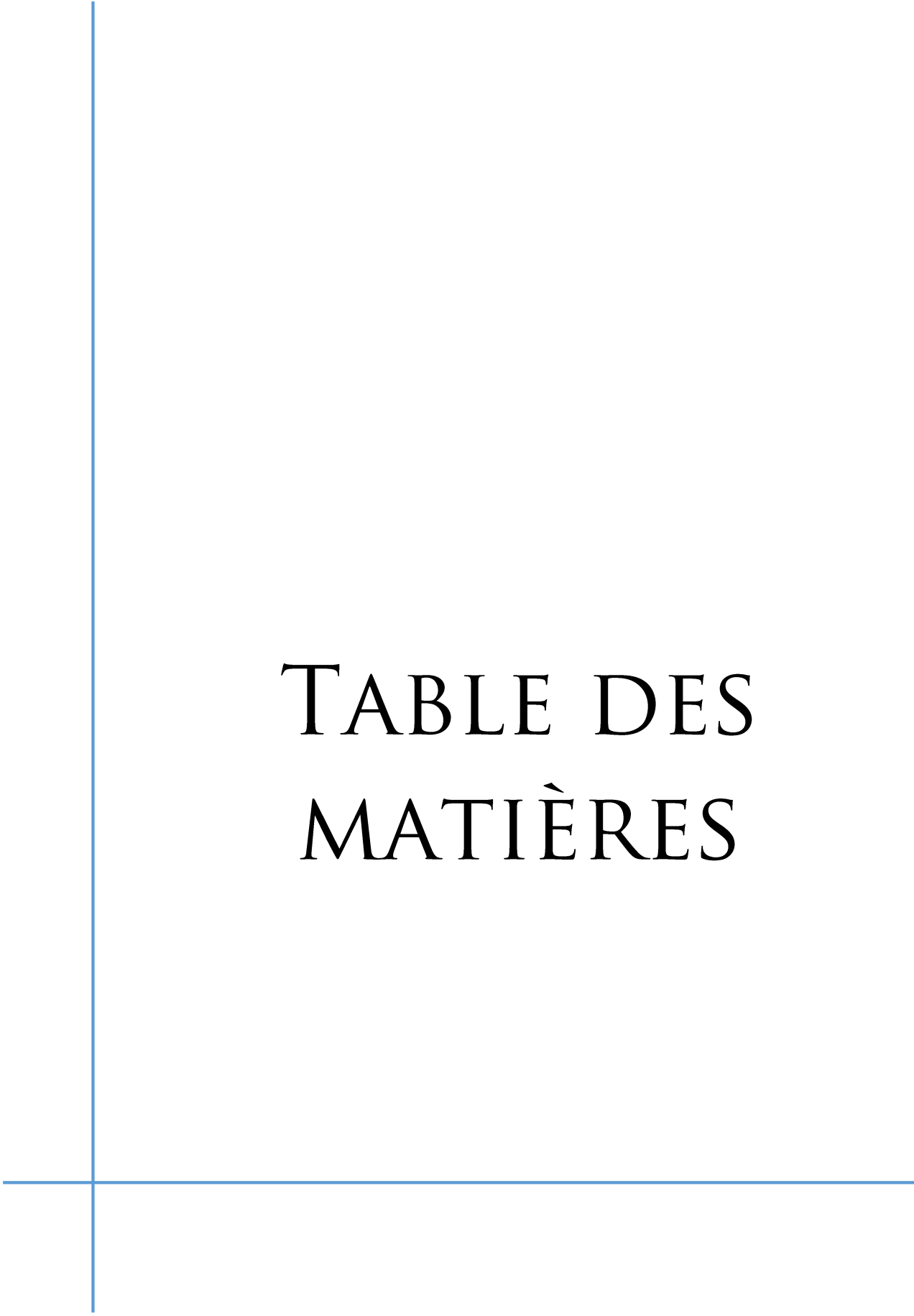


TABLE DES MATIÈRES

Table des matières	i
Liste des figures	v
Liste des tableaux	viii
Introduction général	1
<i>Chapitre I : Généralités sur les antennes associées aux télécommunications</i>	
I.1. Introduction	4
I.2. Antennes pour les télécommunications	4
I.2.1. Définition d'une antenne.....	4
I.2.2. Paramètres caractéristiques d'une antenne	5
I.2.2.1. Impédance d'entrée	6
I.2.2.2. Coefficient de réflexion.....	6
I.2.2.3. Diagramme de rayonnement, directivité et gain	7
I.2.2.4. Directivité.....	8
I.2.2.5. Gain d'une antenne.....	8
I.2.2.6. La bande passante.....	8
I.2.3. Différents types d'antennes	9
I.2.4. Antenne dipolaire et filaire	10
I.2.5. Les antennes patchs.....	10
I.2.5.1. Principe de fonctionnement.....	11
I.2.5.2. Techniques d'alimentation.....	12
I.2.6. Les antennes résonateurs diélectriques	12
I.2.7. Le spectre microonde	13
I.3. Antennes miniatures	14
I.3.1. Une antenne miniature :	14
I.3.2. Les paramètres et les limites fondamentales de l'AEP	15
I.3.2.1. Directivité.....	15
I.3.2.2. Efficacité de rayonnement.....	16
I.3.2.3. Facteur de qualité	16
I.3.3. Les techniques de miniaturisation.....	18
I.3.3.1. Substrat à haute permittivité.....	18
I.3.3.2. Les métamatériaux	18
I.3.3.3. Ajout de court-circuit - antennes PIFA	19
I.3.3.4. Repliement des éléments.....	21
I.3.3.5. Ajout de fentes dans l'élément rayonnant	22

Table des matières	i
Liste des figures	v
Liste des tableaux	viii
Introduction général	1
<i>Chapitre I : Généralités sur les antennes associées aux télécommunications</i>	
I.1. Introduction	4
I.2. Antennes pour les télécommunications	4
I.2.1. Définition d'une antenne.....	4
I.2.2. Paramètres caractéristiques d'une antenne	5
I.2.2.1. Impédance d'entrée	6
I.2.2.2. Coefficient de réflexion.....	6
I.2.2.3. Diagramme de rayonnement, directivité et gain	7
I.2.2.4. Directivité.....	8
I.2.2.5. Gain d'une antenne.....	8
I.2.2.6. La bande passante.....	8
I.2.3. Différents types d'antennes	9
I.2.4. Antenne dipolaire et filaire	10
I.2.5. Les antennes patchs.....	10
I.2.5.1. Principe de fonctionnement.....	11
I.2.5.2. Techniques d'alimentation.....	12
I.2.6. Les antennes résonateurs diélectriques	12
I.2.7. Le spectre microonde	13
I.3. Antennes miniatures	14
I.3.1. Une antenne miniature :	14
I.3.2. Les paramètres et les limites fondamentales de l'AEP.....	15
I.3.2.1. Directivité.....	15
I.3.2.2. Efficacité de rayonnement.....	16
I.3.2.3. Facteur de qualité	16
I.3.3. Les techniques de miniaturisation.....	18
I.3.3.1. Substrat à haute permittivité.....	18
I.3.3.2. Les métamatériaux	18
I.3.3.3. Ajout de court-circuit - antennes PIFA	19
I.3.3.4. Repliement des éléments.....	21
I.3.3.5. Ajout de fentes dans l'élément rayonnant	22

I.3.3.6. Utilisation des structures fractales.....	23
I.4. Etude de la technologie des antennes multi-bandes	24
I.4.1. Nécessité	25
I.5. Positionnement des antennes multi-bandes par rapport aux large-bandes	25
I.6. Conclusion	27
Chapitre II : Modélisation numérique des deux antennes à fente et à deux fentes	
II.1. Introduction	32
II.2. Méthodes d'analyse	32
II.2.1. Méthodes approximatives (analytiques)	33
II.2.1.1. Le modèle de la ligne de transmission	33
II.2.1.2. Le modèle de la cavité	33
II.2.2. Méthodes rigoureuses (full-wave)	34
II.2.2.1. La méthode des moments.....	34
II.2.2.2. Méthode d'analyse spectrale	35
II.2.2.3. La méthode des éléments finis FEM.....	35
II.3. Méthode des différences finies.....	36
II.3.1. Principe de la méthode	36
II.3.2. Les équations de Maxwell	37
II.3.3. La discrétisation des équations de Maxwell	39
II.3.3.1. Discrétisation spatiale	39
II.3.3.2. La discrétisation temporelle	41
II.3.4. Critère de stabilité.....	42
II.3.5. Choix de l'excitation	42
II.3.6. Equations implémentées dans l'algorithme de la FDTD en 3D	43
II.3.7. Condition aux limites d'absorption	44
II.4. Etude d'une antenne à une seule fente alimentée par une ligne microruban	46
II.4.1. Géométrie de l'antenne à une seule fente proposée	46
II.4.2. Résultats et discussion	47
II.4.2.1. Paramètres de la simulation FDTD.....	47
II.4.2.2. Coefficient de réflexion	47
II.4.2.3. Diagramme de rayonnement	48
II.4.2.4. Etude paramétrique	49
II.5. Etude d'une antenne à deux fentes alimentée par une ligne microruban	51
II.5.1. Géométrie de l'antenne à deux fentes proposée	51

II.5.2. Résultats et discussion	52
II.5.2.1. Coefficient de réflexion	52
II.5.2.2. Diagramme de rayonnement	53
II.5.2.3. Etude paramétrique	55
II.6. Etude comparative entre trois structures : une structure conventionnelle simple, à une fente et à deux fentes.....	57
II.6.1. Le coefficient de réflexion.....	57
II.6.2. Le gain	58
II.7. Conclusion.....	58
<i>Chapitre III: Conception et optimisation d'une antenne fractale bibande pour les applications WLAN et WiMAX</i>	
III. 1. Introduction	61
III. 2. Objectifs	62
III. 3. Généralités sur les fractales	62
III. 3. 1. Définition du fractal.....	62
III. 3. 2. Quelques géométries utiles pour l'ingénierie d'antenne fractale	63
III. 3. 3. Pourquoi le choix des structures fractales.....	65
III. 4. Evolution de la géométrie de l'antenne proposée.....	66
III. 5. Résultats de simulation et discussion	67
III. 5. 1. Coefficient de réflexion de différentes itérations.....	67
III. 5. 2. Etude paramétrique	68
III. 5. 3. La distribution du courant.....	69
III. 5. 4. L'efficacité.....	70
III. 6. Validation expérimentale.....	71
III. 6. 1. Fabrication du prototype	71
III. 6. 2. Résultats de mesure et discussion	74
III. 6. 2. 1. Le coefficient de réflexion(S_{11}).....	75
III. 6. 2. 2. Les diagrammes de rayonnement.....	76
III. 7. Conclusion	78
<i>Chapitre IV: Antenne en forme d'une fleur avec un plan de masse défectueux pour les application Bluetooth, WiMAX et WLAN</i>	
1. Introduction.....	81

IV. 2. Conception et analyse de l'antenne.....	82
IV. 3. Résultats de simulation et discussion	84
IV. 3. 1. Coefficient de réflexion de différentes itérations	84
IV. 3. 2. Etudes paramétriques.....	85
IV. 3. 2. 1. L'effet de La longueur du patch hexagonal et la distance entre le patch et le plan de masse	85
IV. 3. 2. 2. L'effet de la largeur de la fente dans le plan de masse	85
IV. 3. 3. La distribution du courant.....	88
IV. 3. 4. L'efficacité.....	89
IV. 4. Résultats mesurés et simulés	89
IV. 4. 1. Le coefficient de réflexion (S_{11})	90
IV. 4. 2. Les diagrammes de rayonnement	90
IV. 4. 3. Le gain	92
IV. 5. Conclusion.....	93
Conclusion général	95
Annexe : la méthode des différences finies centrées temporelle	97

Liste des figures

Figure I. 1. Principe de transmission par onde électromagnétique.....	5
Figure I. 2. Repère en coordonnées sphériques pour le calcul du champ rayonné en zone lointaine.	7
Figure I. 3. Bande passante et coefficient de réflexion.	9
Figure I. 4. Répartition du courant le long d'un dipôle et champ rayonné.....	10
Figure I. 5. La structure d'une antenne patch.	11
Figure I. 6. Rayonnement d'une antenne patch rectangulaire.	11
Figure I. 7. Antenne à résonateur diélectrique.....	13
Figure I. 8. Sphère minimale qui englobe l'antenne : sphère de Chu [17].....	14
Figure I. 9. Structure de l'antenne PIFA.	19
Figure I. 10. Représentation du champ électrique du mode fondamental des antennes : (a) demi-onde, (b) quart onde.	20
Figure I. 11. Antenne PIFA : (a) avec languette de court-circuit, (b) avec court-circuit plan.	20
Figure I. 12. Chargement capacitif en bout d'élément : (a) avec ajout d'un élément vertical, (b) par repliement de l'élément.	22
Figure I. 13. Antenne PIFA : (a) avec dite débouchante, (b) avec fente non débouchante.	23
Figure I. 14. Structure de Von Koch.	24
Figure I. 15. (a) Structure de Von Koch appliquée à une antenne patch, (b) structure de Sierpinsky appliquée à un dipôle.....	24
Figure II. 1. Modèle de la cavité.....	34
Figure II. 2. Position des composantes des champs à partir de plusieurs cellules de Yee [12].	39
Figure II. 3. La cellule de Yee : position du champ électrique E et magnétique H dans la structure élémentaire tridimensionnelle de la FDTD [12].	40
Figure II. 4. Représentation dans le plan $x = i - 1/2$ du calcul de la composante H_x à partir des composantes E_y et E_z	41
Figure II. 5. Discrétisation temporelle.....	42
Figure II. 6. Organigramme de la méthode FDTD.	45
Figure II. 7. la géométrie d'une antenne rectangulaire à fente rectangulaire : (a) vue de dessus,(b) vue latérale, (c) vue de dessous et (d) vue en 3D.	46
Figure II. 8. Coefficients de réflexion de l'antenne à fente.	48
Figure II. 9. Diagrammes de rayonnement de l'antenne à fente pour les fréquences (a) 13.6 et (b) 16.7 GHz (ligne continue plan E, ligne discontinue plan H).	48
Figure II. 10. Diagrammes de rayonnement de l'antenne à fente pour les fréquences (c) 25, (d) 30 et (e) 35.6GHz (ligne continue plan E, ligne discontinue plan H).	49
Figure II. 11. Variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de la largeur de la fente.	50
Figure II. 12. Variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de la largeur de la fente.	50
Figure II. 13. La géométrie d'une antenne rectangulaire à deux fentes rectangulaires, (a) vue de dessus, (b) vue latérale, (c) vue de dessous et (d) vue en 3D	51
Figure II. 14. Coefficients du réflexion de l'antenne à deux fentes.	52
Figure II. 15. Diagramme de rayonnement de l'antenne à deux fentes pour les fréquences (a) 8.3, (b) 12.1, (c)16.2 et (d) 18.2 GHz (ligne continue plan E, ligne discontinue plan H).	53

Figure II. 16. Diagramme de rayonnement de l'antenne à deux fentes pour les fréquences : (e) 20.6, (f) 24.4, (g) 27, (h) 29.6 et (e) 35.7 GHz (ligne continue plan <i>E</i> , ligne discontinue plan <i>H</i>).....	54
Figure II. 17. Variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de la largeur des deux fentes a_1	55
Figure II. 18. Variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de la longueur des deux fentes b_1	56
Figure II. 19. Variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de la longueur des deux fentes c	56
Figure II. 20. Comparaison du coefficient de réflexion entre les trois structures : carrée, à une seule fente et à deux fentes.....	57
Figure II. 21. Comparaison entre le gain des structures : carrée, à une seule fente et à deux fentes.....	58
Figure III. 1. Génération de la boucle fractale du triangle de Sierpinski [14].....	63
Figure III. 2. Génération de la boucle fractale de Flocon de Koch [15].....	64
Figure III. 3. Génération de la boucle fractale de Hilbert [16].....	64
Figure III. 4. Génération de la boucle fractale du tapis de Sierpinski [17].	65
Figure III. 5. Configuration de l'antenne proposée (a) vue de dessus, (b) vue latérale côté, (c) vue de dessous.	66
Figure III. 6. Les itérations de l'antenne fractale proposée.	67
Figure III. 7. Coefficient de réflexion en fonction de la fréquence pour différentes configurations d'antenne.	68
Figure III. 8. Variation de coefficient de réflexion en fonction de la fréquence tenant compte de l'effet de la longueur de la fente a	69
Figure III. 9. Variation de coefficient de réflexion en fonction de la fréquence tenant compte de l'effet de la longueur de la ligne microstrip L_f	69
Figure III. 10. La distribution du courant surfacique de l'antenne proposée à :(a) 2.4GHz ;(b) 3.75GHz.....	70
Figure III. 11. L'efficacité de l'antenne proposée en fonction de la fréquence.	70
Figure III. 12. (a) la machine LPFK Proto Laser S, (b) le logiciel de la machine LPFK Proto Laser S.	71
Figure III. 13. Fixation du substrat et enlèvement de cuivre.	72
Figure III. 14. La machine LPKF ProtoMatC60.	72
Figure III. 15. Le soudage des connecteurs.	73
Figure III. 16. Mesure du coefficient de réflexion d'antenne avec analyseur de réseau.	73
Figure III. 17. Mesure de diagramme de rayonnement dans une chambre anéchoïade (a) antenne de référence, (b) antenne d'émission, (c) absorbants.....	74
Figure III. 18. Le prototype de l'antenne fabriquée :(a) Vue de dessus, (b) vue de dessous. .	75
Figure III. 19. Coefficient de réflexion simulé et mesuré de l'antenne proposée en fonction de la fréquence.....	76
Figure III. 20. Diagrammes de rayonnement simulés et mesurés à 2.4 GHz : à gauche Plan E, à droite Plan H.....	77
Figure III. 21. Diagrammes de rayonnement simulés et mesurés à 3.75GHz : à gauche Plan E, à droite Plan H.....	77

Figure IV. 1. Configuration de l'antenne en forme de fleur proposée : (a) vue 3D, (b) photographie. .	82
Figure IV. 2. Itérations de l'antenne Fractale proposée.....	83
Figure IV. 3. Géométrie de la structure proposée.	83
Figure IV. 4. Coefficient de réflexion en fonction de la fréquence pour différentes configurations d'antenne.....	85
Figure IV. 5. Effet du paramètre de la longueur du patch hexagonal a sur les coefficients de réflexion.	86
Figure IV. 6. Effet du paramètre distance entre le patch et le plan de masse b sur les coefficients de réflexion.	86
Figure IV. 7. Effet du paramètre de la largeur de la fente dans le plan de masse S_0 sur les coefficients de réflexion.	87
Figure IV. 8. La distribution du courant surfacique de l'antenne proposée à (a) 2,4 GHz, (b) 3,6 GHz	88
Figure IV. 9. La distribution du courant surfacique de l'antenne proposée à : 5,8 GHz	89
Figure IV. 10. L'efficacité de l'antenne proposée en fonction de la fréquence.	89
Figure IV. 11. Coefficients de réflexion mesurés et simulés de l'antenne proposée.	90
Figure IV. 12. Diagrammes de rayonnement mesurés et simulés de l'antenne proposée dans le plan H (à droite) et le plan E (à gauche) en (a) 2,4 GHz, (b) 3,6 GHz et (c) 5,8 GHz.....	91
Figure IV. 13. Gain mesuré et simulé de l'antenne proposée.	92

Liste des tableaux

Tableau I. 1. Spectre microonde..... 13
Tableau I. 2. Points forts et faibles des antennes multi-bandes et large-bandes.....27

Tableau II. 1. Paramètres de l'antenne proposée (à une fente).47
Tableau II. 2. Paramètres de la simulation FDTD.47
Tableau II. 3. Paramètres de l'antenne proposée (à deux fentes)..... 52
Tableau II. 4. Les fréquences de résonance des trois antennes.57

Tableau III. 1. Propriétés des structures fractales et leurs conséquences.65
Tableau III. 2. Paramètres Optimisés pour l'antenne proposée.67

Tableau IV. 1. Paramètres Optimisés pour l'antenne proposée. 84
Tableau IV. 2. Comparaison de performance de l'antenne proposée avec d'autres antennes
déclarées 92



INTRODUCTION GÉNÉRALE

Introduction Générale

De nos jours, les appareils électroniques font partie intégrante de notre vie quotidienne. Ainsi, la téléphonie mobile a apporté à l'individu la liberté de communication et l'accès universel aux réseaux d'information. Une telle évolution a été rendue possible par les progrès de l'électronique et des techniques et moyens de traitement numérique de l'information dans les terminaux. La plupart de ces objets utilisent des liaisons sans fil, rendant ainsi indispensable l'intégration d'une ou plusieurs antennes dans ces dispositifs. Du domaine médical (avec les implants auditifs), en passant par les télécommunications (téléphones cellulaires, ordinateurs, tablettes, GPS, les appareils à longue et à courte distance, les dispositifs RFID (identification par radiofréquence), les transports (capteur de pression pour les pneus d'une voiture), l'aéronautique, ces petits objets connectés se retrouvent partout.

De plus en plus, de nouvelles fonctionnalités et de nouvelles applications font leur apparition dans ces dispositifs électroniques de plus en plus petits. Par conséquent, pour une utilisation quotidienne, il est indispensable de réduire l'encombrement des antennes dans ces appareils électroniques. La taille de celles-ci peut atteindre quelques centimètres ce qui est généralement élevée pour certaines fréquences d'utilisation visées. Face à ce défi, les industriels et les académiques s'attellent à trouver des solutions pour rendre ces antennes plus compactes. De plus, avec l'émergence de nouvelles applications, les standards de communication s'étant multipliés (Bluetooth, WIFI, WiMax, 4G...), ces objets nécessitent l'intégration de plusieurs antennes dans un même dispositif. Cette généralisation des dispositifs de communication sans fil contribue à renforcer la recherche de solutions d'antennes miniatures et multi bandes susceptibles d'être intégrées dans les objets communicants compacts.

Avant d'essayer de miniaturiser une antenne, il est important d'étudier les limites théoriques de ses performances. Ce problème est sujet à discussion depuis les années 1940. De nombreux scientifiques ont ainsi essayé de développer des théories sur les limites et les techniques des antennes miniatures.

L'intérêt pour les antennes multi-bandes ne fait que croître, en particulier dans le but de réduire le nombre d'antennes embarquées en associant plusieurs applications sur une même antenne. Notre statut de citoyen du monde a induit des changements profonds dans nos habitudes et notre consommation. L'apparition de nouvelles technologies (GSM, DCS, UMTS,...) nous permet

désormais de vivre et de travailler autrement. Communiquer de façon quasi instantanée, partager, échanger des informations grand public ou confidentielles, personnelles ou professionnelles d'un bout à l'autre de la planète font partie de notre quotidien. Grâce à un ensemble de services associés à la téléphonie permettant la transmission et la gestion de données tels les communiqués de presse et les mails, les réservations et les achats en ligne, les transactions bancaires et le système de géolocalisation..., la logistique d'une grande partie de notre vie tient désormais dans notre main. Cependant, les performances des antennes multi-bandes actuelles sont traditionnellement limitées par la forme et l'arrangement de leurs éléments rayonnants.

Diverses méthodes de modélisation électromagnétique sont proposées pour analyser les antennes. Notre choix sera porté sur la méthode des différences finies dans le domaine temporel (FDTD). Elle est basée sur la résolution des équations de Maxwell pour l'étude des structures ouvertes et elle prend en compte les conditions aux limites PML.

Dans cette thèse de doctorat, nous proposons une contribution à la modélisation, à la conception et à la réalisation de nouvelles antennes miniatures multi-bandes pour les applications sans fils. Optimiser les dimensions et les performances radioélectriques des antennes utilisées dans le domaine des liaisons sans fil (communications WLAN, Wifi, Bluetooth, communications de type multi-bandes), concevoir des antennes miniatures multi-bandes, généralement omnidirectionnelles et bidirectionnelles en termes de rayonnement, demeure l'une des orientations principales fixées par les besoins de l'application.

Dans ce travail, nous utilisons la méthode FDTD pour la modélisation des antennes à une fente et à deux fentes. La mise au point d'un programme de calcul nous a permis de calculer le coefficient de réflexion. Les simulateurs HFSS et CST sont utilisés pour valider ces résultats. Puis l'étude a été élargie à la conception et à la réalisation d'antennes miniatures multi-bandes plus compacte qui pourraient convenir à diverses applications sans fils récentes. Des applications portant sur l'insertion des fentes sur le plan de masse et une antenne fractale de forme fleur ont été faites.

Ce manuscrit est organisé de la façon suivante :

Le premier chapitre sera consacré à l'étude théorique des différents types d'antennes qui s'appliquent dans le domaine des télécommunications, les différentes techniques de miniaturisation et la technologie multi-bande, ainsi les paramètres clefs qui permettent d'évaluer les performances de l'antenne. Parmi les diverses techniques de miniaturisation

l'insertion de fente dans l'élément rayonnant ou le plan de masse et l'utilisation de la géométrie fractale constituent des solutions intéressantes pour la réduction de la taille des antennes.

Dans le deuxième chapitre, nous abordons la mise en équation de la méthode des différences finies dans le domaine temporel en trois dimensions pour l'analyse d'une antenne monopole planaire de forme rectangulaire intégrée par une fente et deux fentes. Les deux types de discrétisation (spatiale et temporelle) sont décrits ainsi que les critères de stabilité en présentant les conditions aux limites d'absorption (PML).

Le troisième et le quatrième chapitre seront focalisés à la conception des antennes à la fois miniatures et multi-bandes en se basant sur l'insertion de fentes et l'utilisation des formes fractales dont le but de réduire la taille de l'antenne pour diverses applications sans fils récentes. La première structure est une antenne possédant des fentes sur le plan de masse (qui utilise une approche géométrique fractale). Cette antenne fonctionne dans deux bandes à 2,4 GHz et 3,75 GHz pour les applications WLAN et WiMAX, respectivement.

Enfin, une autre nouvelle antenne fractale en forme de fleur avec un plan de masse défectueux, alimentée par un guide d'ondes coplanaire (CPW) est fabriquée. La configuration de cette antenne proposée provient de la combinaison de petits éléments hexagonaux ajoutés aux coins d'une simple antenne de forme hexagonale. En augmentant le nombre d'itérations dans cette conception, le nombre de fréquences de résonance peut être augmenté. L'antenne proposée fournit trois fréquences de résonance, qui pourraient convenir à différentes applications sans fil 2,4 GHz (Bluetooth), 3,6GHz (WiMAX) et 5,8 GHz (WLAN).

Ces deux antennes présentent un diagramme de rayonnement omnidirectionnel dans le plan H et bidirectionnel dans le plan E. Les deux antennes conçues sont adéquates pour des applications multi-bandes.



CHAPITRE I :

GÉNÉRALITÉS SUR LES ANTENNES ASSOCIÉES AUX TÉLÉCOMMUNICATIONS

I.1. Introduction

De nos jours, les évolutions rapides des systèmes de communications sans fil intensifient les besoins de terminaux mobiles de plus en plus petits, comme les téléphones cellulaires, l'équipement sans fil portable pour la connexion à Internet, les appareils de communication à courte et à longue distance, les dispositifs RFID (identification par radiofréquence), de transport (capteur de pression pour les pneus d'une voiture) en passant par la médecine (implant auditif par exemple) etc. Parallèlement, cette généralisation des dispositifs de communication sans fil contribue à renforcer la recherche de solutions d'antennes miniatures et multi bandes susceptibles d'être intégrées dans les objets communicants compacts.

Ce chapitre a pour objectif de présenter les différents types d'antennes qui s'appliquent dans le domaine des télécommunications. Nous allons dans un premier temps donner quelques informations généralistes sur les antennes. Puis, revenir sur certaines notions fondamentales d'électromagnétisme avant de se concentrer sur les antennes miniatures et la technologie de multi bandes. Les caractéristiques générales de l'antenne telles que le coefficient de réflexion, diagramme de rayonnement, la directivité et le gain γ sont mises en valeur également.

I.2. Antennes pour les télécommunications

I.2.1. Définition d'une antenne

Une antenne est habituellement un dispositif métallique utilisé pour la transmission ou la réception des ondes hertziennes. C'est un transducteur entre la ligne de transmission connectée à un générateur et le milieu où l'onde rayonne. Afin d'assurer la propagation dans l'air, il est nécessaire qu'un dispositif génère une onde rayonnée. Ainsi on peut définir une antenne en émission ou en réception selon son mode de fonctionnement. Le rôle de l'antenne d'émission est de transformer la puissance électromagnétique guidée, issue d'un générateur en une puissance rayonnée. Dans ce sens, c'est un transducteur [1].

De façon inverse, la puissance rayonnée peut être captée par une antenne de réception. Dans ce sens, l'antenne apparaît comme un capteur et un transformateur de puissance rayonnée en puissance électromagnétique guidée.

Dans la plupart des cas, une antenne peut être utilisée en réception ou en émission avec les mêmes propriétés rayonnantes. On dit que son fonctionnement est réciproque. Ceci est une conséquence du théorème de réciprocité.

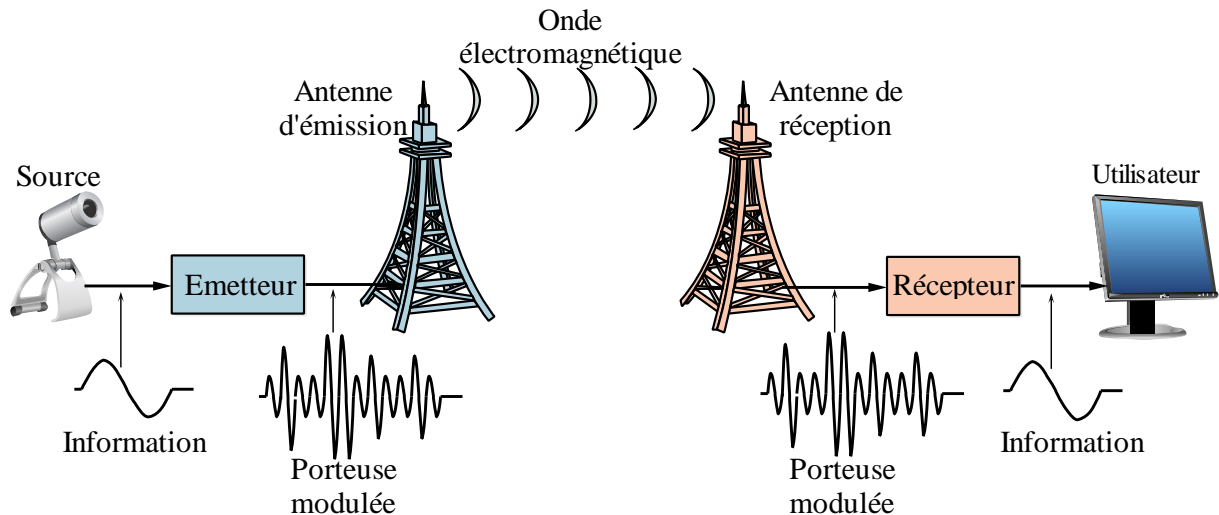


Figure I. 1. Principe de transmission par onde électromagnétique.

Dans quelques cas exceptionnels pour lesquels les antennes comportent des matériaux non linéaires ou bien anisotropes, elles ne sont pas réciproques [1,2].

Du fait de la réciprocité des antennes, il ne sera pratiquement jamais fait de différence entre le rayonnement en émission ou en réception. Les qualités qui seront annoncées pour une antenne le seront dans les deux modes de fonctionnement, sans que cela soit précis dans la plupart des cas [3].

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

- ✓ Permettre une adaptation correcte entre l'équipement radioélectrique et le milieu de propagation.
- ✓ Assurer la transmission ou la réception de l'énergie dans des directions privilégiées.
- ✓ Transmettre le plus fidèlement possible une information.

I.2.2. Paramètres caractéristiques d'une antenne

De nombreux paramètres sont utilisés pour décrire les caractéristiques et les performances des antennes tels que l'impédance d'entrée, le coefficient de réflexion, la directivité, le gain, l'efficacité ainsi que les diagrammes de rayonnement. Ces paramètres sont classés en deux groupes. Le premier groupe caractérise l'antenne comme un élément de circuit électrique (Z_{in} et S_{11}) et le second groupe s'intéresse à ses propriétés de rayonnement, tel que le diagramme de rayonnement, la directivité et le gain. Alors la performance d'une antenne peut être évaluée à partir de ses paramètres qui sont présentées ci-dessous.

I.2.2.1. Impédance d'entrée

Pour évaluer l'impédance d'une antenne, on assume une antenne en émission. L'antenne est alors considérée comme une charge à l'entrée de laquelle existent un courant I_{in} et une tension V_{in} . Le rapport de ces deux quantités fournit l'impédance Z_e [2].

$$Z_e = \frac{V_{in}}{I_{in}} = R_a + jX_a \quad (\text{I.1})$$

On considère simplement l'antenne comme un circuit électrique ayant cette même impédance lors des calculs de transfert de puissance.

Cela semble facile mais l'impédance que présentent les antennes est une fonction complexe et ce même pour les structures les plus simples. Comme toute impédance, celle de l'antenne comprend une partie réelle R_a (active) et une partie imaginaire X_a (réactive) telle que :

- ✓ La partie réactive (réactance) : est due aux champs d'induction au voisinage de l'antenne ; elle est capacitive pour les antennes électriquement courtes (un peu comme l'impédance vue près d'un circuit ouvert en régime sinusoïdale permanent) autrement, elle est inductive ou capacitive. Autrement dit elle est liée à la puissance réactive stockée au voisinage de l'antenne.
- ✓ La partie active est reliée aux champs (ou puissance) rayonnés et à la puissance perdue par effet de joules, elle est constituée de deux composantes, une résistance de rayonnement R_r et une résistance de perte R_L .

La puissance associée à la résistance R_r est la responsable du rayonnement de l'antenne, tandis que la puissance dissipée par la résistance de perte R_L est perdue en chaleur dans l'antenne [4].

I.2.2.2. Coefficient de réflexion

Le coefficient de réflexion est un paramètre qui permet de quantifier la quantité du signal réfléchi par rapport au signal incident. Généralement ce coefficient Γ est lié à l'impédance d'entrée de l'antenne et l'impédance caractéristique Z_c par cette relation :

$$\Gamma = \frac{Z_e - Z_c}{Z_e + Z_c} \quad (\text{I.2})$$

Signalons qu'on peut représenter Γ sous forme de paramètre S en dB tel que :

$$S_{11}(dB) = 20 \log(\Gamma) \quad (\text{I.3})$$

Le coefficient de réflexion est un paramètre important car il permet de définir d'autres notions importantes à la caractérisation des antennes. En effet, avec le coefficient de réflexion, il est possible de définir la notion d'adaptation et la bande de fréquence dans laquelle l'antenne présente un coefficient de réflexion inférieur à un certain niveau [5]. Dans cette thèse ce niveau est fixé à -10 dB .

I.2.2.3. Diagramme de rayonnement, directivité et gain

La densité de puissance rayonnée par une antenne est répartie dans l'espace autour de celle-ci en fonction de sa géométrie et de son adaptation. Les diagrammes de rayonnement sont utilisés pour représenter graphiquement cette répartition. Ils sont donnés en «zone lointaine» et généralement dans un repère en coordonnées polaires Figure I. 2. Le champ électromagnétique est considéré en zone lointaine si la distance entre le point où il est calculé et l'antenne respecte la condition donnée en équation (I.4) [2, 6] :

$$R > \frac{2D^2}{\lambda} \quad (\text{I.4})$$

où:

D est la dimension la plus grande de l'antenne et λ la longueur d'onde associée à la fréquence de fonctionnement de l'antenne.

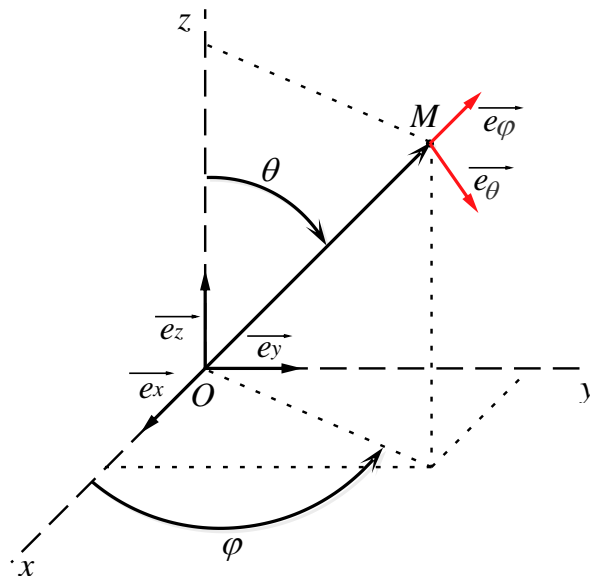


Figure I. 2. Repère en coordonnées sphériques pour le calcul du champ rayonné en zone lointaine.

I.2.2.4. Directivité

La directivité caractérise l'aptitude d'une antenne à concentrer l'énergie dans une ou plusieurs directions privilégiées. C'est un paramètre intrinsèque de l'antenne, sans dimension [6,7].

La directivité $D(\theta, \varphi)$ est une mesure relative de la puissance rayonnée dans une direction (θ) par rapport à la puissance totale rayonnée notée P_R :

$$D(\theta, \varphi) = \frac{P(\theta, \varphi)}{\frac{P_R}{4\pi}} = 4\pi \cdot \frac{P(\theta, \varphi)}{P_R} \quad (\text{I.5})$$

I.2.2.5. Gain d'une antenne

En général, une antenne rayonne une puissance qui varie en fonction de la direction considérée. On appelle gain $G(\theta, \varphi)$ d'une antenne dans une direction (θ, φ) , le rapport de la puissance $P(\theta, \varphi)$ dans cette direction à la puissance $P_0(\theta_0, \varphi_0)$ d'une source isotrope de référence par unité d'angle solide avec la même puissance d'alimentation [7].

Le gain est proportionnel à la directivité. Il porte la même information sur les directions de rayonnement.

Le gain s'exprime en décibel (dB). On utilise quelque fois la notation dB_i pour préciser la référence au rayonnement isotrope. On trouve aussi parfois le gain exprimé en dB_d , lorsqu'une antenne dipôle est utilisée comme référence. D'après les définitions précédentes le gain G peut s'écrire comme suit :

$$G(\theta, \varphi) = 4\pi \frac{P(\theta, \varphi)}{P_A} \quad (\text{I.6})$$

où :

P_A est la puissance d'alimentation d'une antenne.

I.2.2.6. La bande passante

La bande passante est définie comme étant une plage de fréquences sur laquelle les performances d'un dispositif électronique sont conformes à certaines spécifications. Dans le domaine des antennes en applications terrestres, la bande passante correspond généralement à la plage de fréquences sur laquelle 90% de la puissance incidente est transmise, ce qui correspond à $S_{11} = -10dB$, et sous condition que le diagramme de rayonnement, ou la répartition de l'énergie rayonné, ne change pas sur cette bande [1].

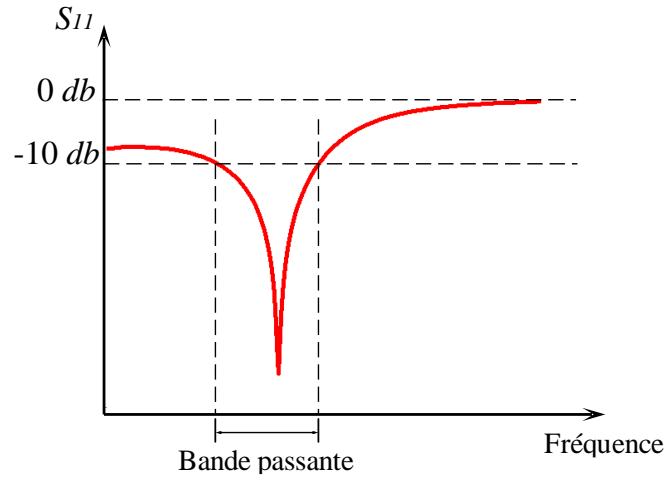


Figure I. 3. Bande passante et coefficient de réflexion.

Pour connaître la largeur de bande d'une antenne relativement au rayonnement, on trace le paramètre S_{11} de réflexion en fonction de la fréquence. On admet généralement que si ce paramètre est inférieur à -10 dB ou -15 dB , la puissance de rayonnement est suffisante. Il suffit alors de repérer sur la courbe les valeurs de la fréquence correspondant à cette valeur comme sur la Figure I.3 [1].

I.2.3. Différents types d'antennes

Les antennes sont réparties en plusieurs catégories selon la géométrie, le gain, la forme du faisceau, et la bande passante. Ainsi, on peut les classer comme suit [1, 6] :

A. Selon la forme géométrique

- ✓ antennes filaires : dipôle, boucle, spirale.
- ✓ antennes à ouvertures : cornet, fente, antenne à réflecteur
- ✓ antennes imprimées : patch, dipôle imprimé, spirale.

B. Selon le gain

- ✓ gain élevé : cornet.
- ✓ gain moyen : planaire.
- ✓ gain bas : dipôle, fente, patch.

C. Selon la forme du faisceau

- ✓ omnidirectionnelle : dipôle.
- ✓ faisceau étroit : antenne réseau.
- ✓ faisceau large : planaire.

D. Selon la largeur de bande

- ✓ bande large : spirale.
- ✓ bande étroite : patch, fente.

I.2.4. Antenne dipolaire et filaire

L'antenne dipolaire est constituée de deux tiges cylindriques de diamètre fin ($d < \lambda/100$), très courtes et reliées chacune à deux fils parallèles et très proches constituant une ligne bifilaire Figure I. 4. En émission, cette ligne est reliée à un générateur alternatif, caractérisé par sa fréquence et son impédance interne. À la réception, la ligne bifilaire est branchée sur un récepteur [1].

Dans la ligne bifilaire, les courants sont de sens contraire, alors que dans le dipôle les courants sont dans le même sens. L'influence de ces deux courants s'annule dans la ligne bifilaire. Ce sont les courants variables, de même sens, qui rayonnent et créent l'onde électromagnétique dans l'espace. Étant donnée la symétrie du dipôle, le rayonnement s'effectue autour de l'axe, matérialisé par le fil. Il est isotrope dans un plan perpendiculaire à cet axe. Le rayonnement est nul dans la direction du fil. On ne peut donc pas parler d'un rayonnement isotrope [1,6-7].

D'autres antennes de même type sont obtenues avec des tiges rayonnantes plus longues. Ces antennes de type filaires ont de nombreuses applications sur les bandes VHF et UHF comme récepteurs radio, talkie-walkie, etc...

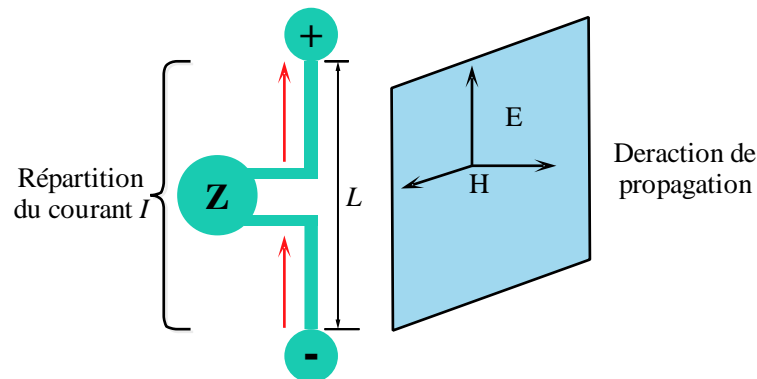


Figure I. 4. Répartition du courant le long d'un dipôle et champ rayonné.

I.2.5. Les antennes patches

Les antennes patches (ou antennes imprimées) sont des antennes planaires généralement réalisées sur des circuits imprimés. Elles sont couramment employées dans les communications mobiles étant donné leurs faibles dimensions et leur facilité d'intégration. Elles se composent d'un élément rayonnant, d'un plan de masse et d'un substrat diélectrique de permittivité ϵ_r et de perméabilité μ_r . Le patch peut être excité soit à l'aide d'une alimentation coaxiale soit à l'aide d'une ligne micro-ruban comme nous le constatons sur la Figure I. 5.

Cependant ces antennes disposent d'une bande passante généralement réduite (inférieure à 5% à $S_{11} < -10dB$), pouvant être élargie grâce à l'utilisation de patches parasites. Il est possible à la

fois de rendre ces structures miniatures multi-bandes (par l'insertion des fentes ou l'utilisation des géométries fractales qui seront utilisés dans les chapitres suivants) et à la fois d'obtenir des polarisations linéaires ou circulaires en fonction du mode d'alimentation [8].

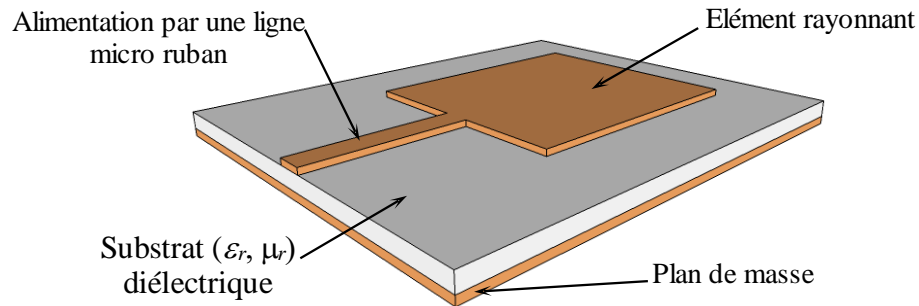


Figure I. 5. La structure d'une antenne patch.

I.2.5.1. Principe de fonctionnement

Dans sa configuration originale, Le mécanisme de rayonnement d'une antenne patch rectangulaire s'effectue à partir de sa forme géométrique. Une fois, la ligne d'alimentation excitée par une source RF, une onde électromagnétique se propage sur cette ligne, puis attaque l'élément rayonnant. Une distribution de charge va se mettre à l'interface substrat - plan de masse, sur et sous le composant rayonnant, Figure I. 6, ce qui va provoquer :

- ✓ Une inversion des phases des composantes verticales du champ électrique sur la longueur de l'antenne.
- ✓ Contrairement à précédemment, des rayonnements qui sont en phase dans le plan de l'antenne et dus aux composantes horizontales des lignes de champ qui entoure l'élément imprimé.
- ✓ Une modélisation de l'antenne patch rectangulaire par une cavité à 4 murs magnétiques (bords de la cavité) et 2 murs électriques (formés par les métallisations).

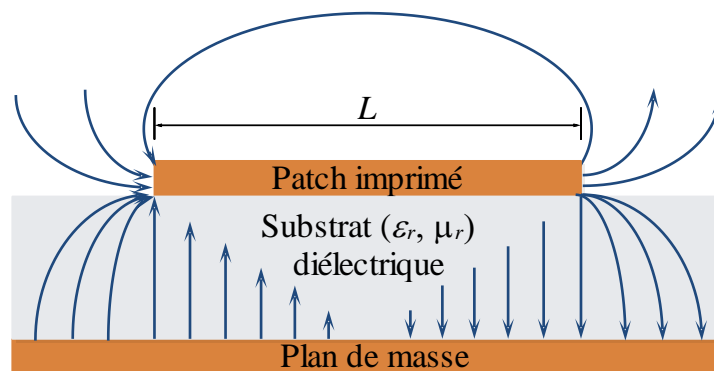


Figure I. 6. Rayonnement d'une antenne patch rectangulaire.

La répartition des lignes de champs qui s'étendent autour et dans la structure dépend essentiellement :

- ✓ de la largeur w des circuits de métallisation.
- ✓ des caractéristiques du substrat : à savoir sa constante diélectrique et son épaisseur h .

I.2.5.2. Techniques d'alimentation

L'alimentation des antennes patches est l'une des parties les plus importantes dans le processus de la conception, plusieurs techniques ont été alors considérées dans ce but, on peut classer ces techniques en deux grandes catégories [9-11] :

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

I.2.6. Les antennes résonateurs diélectriques

Aujourd'hui, le domaine des télécommunications est en plein essor et l'antenne constitue un élément essentiel dans la chaîne de transmission. Le développement des communications modernes conduit à la nécessité d'antennes large bandes et multi-bandes qui ont trouvé plusieurs applications. Aussi bien pour des systèmes de télécommunication, que pour des radars ou des capteurs micro-ondes, la large bande et la réduction des dimensions d'antennes sont des points très importants et les chercheurs ont proposé ces dernières années plusieurs modèles pour satisfaire ces demandes. En se basant sur la configuration des antennes patch et dans le but de compenser les inconvénients majeurs à savoir la bande passante limitée ...tel que les antennes reconfigurables (la technique consiste à ajouter un élément actif sur la structure afin d'augmenter la plage de fréquence de fonctionnement..), les antennes miniatures multi bandes, les antennes à résonateurs diélectriques (DRA : Dielectric Resonator Antenna) qui permettent d'obtenir des caractéristiques de rayonnement désirables. L'antenne à résonateur diélectrique présentée dans la Figure I. 7 est constituée d'un résonateur diélectrique (généralement de forme cylindrique ou en anneau) reporté sur un support, qui tient lieu de plan de masse, auquel est associé un dispositif d'alimentation qui assure l'excitation du résonateur. Ce dernier est dépourvu de partie métallique ce qui limite d'autant les pertes ohmiques. On remarque sur la figure que l'excitation a été ici réalisée par couplage d'une ligne micro ruban à travers une fente rectangulaire découpée dans le plan de masse.

Grâce à un facteur de qualité élevé, ces structures ont été dans un premier temps utilisées dans les circuits micro-ondes blindés pour assurer des fonctions de filtrage ou d'oscillateur. Une fois le résonateur laissé en environnement libre, on constate que le facteur de qualité décroît sensiblement ce qui laisse entrevoir une application en tant qu'antenne puisque la puissance perdue est dorénavant rayonnée. Précisons que l'efficacité de rayonnement sera d'autant plus élevée que le mode sera convenablement excité [1, 12].

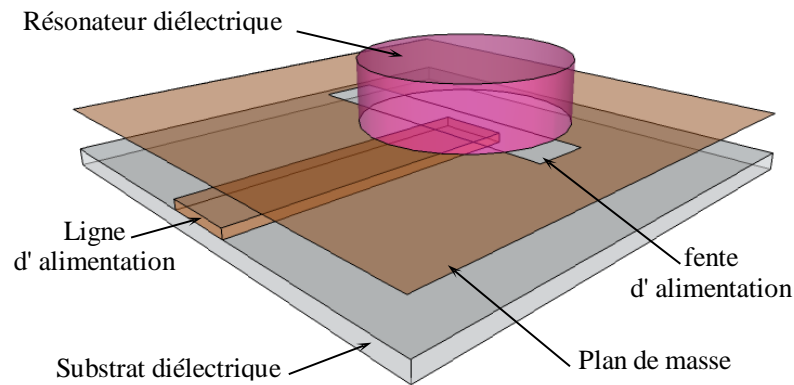


Figure I. 7. Antenne à résonateur diélectrique.

I.2.7. Le spectre microonde

Les micro-ondes ou hyperfréquences correspondent à une bande comprise entre 300 MHz et 300 GHz. Les longueurs d'ondes associées sont comprises entre 1 m et 1 mm. C'est pourquoi on parle d'ondes métriques, décamétriques, centimétriques et millimétriques. Pour des plus petites longueurs d'ondes, le domaine est appelé submillimétrique ou quasi-optique. Il correspond à des technologies intermédiaires entre les micro-ondes et l'optique. Le spectre microonde est partagé en différentes bandes de fréquence utilisées dans les différents domaines de télécommunications, comme le montre le Tableau I. 1. [13].

Tableau I. 1. Spectre microonde.

Bande	Fréquences	Applications
L	1 à 2 GHz	Communications mobiles (marine, aviation, véhicules terrestres...)
S	2 à 4 GHz	
C	4 à 8 GHz	Service fixe
X	8 à 12,5 GHz	Applications militaires
Ku	12,5 à 18 GHz	Radionavigation et exploration de la terre par satellite
K	18 à 26 GHz	
Ka	26 à 40 GHz	
V	40 à 75 GHz	Radioastronomie et Recherche spatiale
W	75 à 111 GHz	

I.3. Antennes miniatures

De nos jours, les antennes peuvent être retrouvées dans des objets usuels de toutes sortes. Maintes applications qui s'étendent des télécommunications (terminaux mobiles) aux moyens de transport (capteur de pression pour les pneus d'une voiture) en passant par la médecine (implant auditif par exemple). Dans un contexte de généralisation des systèmes de communication sans fil, le besoin de miniaturiser les antennes va en augmentant afin de permettre leur intégration sur de petits objets. L'antenne est le composant le plus volumineux et sa miniaturisation constitue un des défis actuels les plus importants des concepteurs d'objets communicants. La multiplication des standards de communication renforce également ces besoins d'intégration et de miniaturisation puisqu'aujourd'hui près d'une dizaine d'antennes peuvent être amenées à cohabiter sur un même terminal mobile. Dans ce travail, nous allons définir en premier lieu qu'est une antenne miniature et présenterons ses paramètres, et en second lieu nous détaillerons les techniques de miniaturisation qui existent dans la littérature.

I.3.1. Une antenne miniature

Selon les travaux de Wheeler [14], une antenne est dite électriquement petite (AEP) si sa dimension maximale est inférieure à λ / π (λ étant la longueur d'onde), cette valeur est communément nommée la radian sphère [15]. Cette définition est équivalente au fait de dire qu'une antenne est électriquement petite si elle satisfait la condition suivante [16] :

$$ka < 1 \quad (\text{I.7})$$

où :

k est le nombre d'onde égale $2\lambda / \pi$, et a le rayon de la sphère minimale qui englobe l'antenne (Figure I. 8).

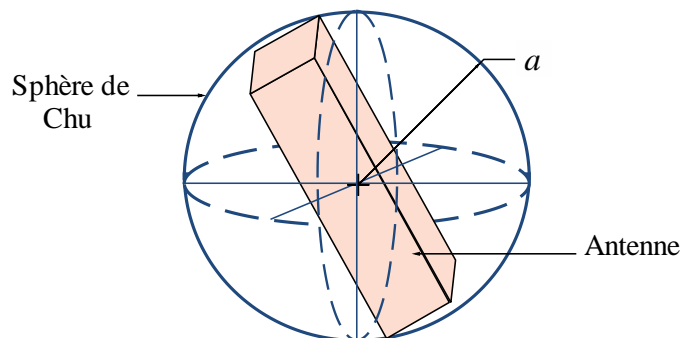


Figure I. 8. Sphère minimale qui englobe l'antenne : sphère de Chu [17].

La radian sphère correspond à la distance de transition entre le champ proche où l'énergie électromagnétique est stockée dans l'antenne et le champ lointain où celle-ci est propagée. Cette réduction de taille des antennes par rapport à la longueur d'onde électrique limite les performances radioélectriques des antennes.

Les performances d'une AEP sont caractérisées par la taille électrique ka , le facteur de qualité Q (ou bande passante), et l'efficacité. En effet, plusieurs études ont été menées pour déterminer la valeur minimale du facteur de qualité (et donc maximum de bande passante) pour une taille d'antenne donnée.

I.3.2. Les paramètres et les limites fondamentales de l'AEP

La miniaturisation et l'intégration de l'élément rayonnant dans un système nécessitent un compromis imposé par les dimensions minimales, la forme de l'antenne et les performances recherchées en termes de gain, de rayonnement et d'adaptation d'impédance. Les limites théoriques à la miniaturisation des antennes font actuellement l'objet de nombreuses discussions mais les travaux initiaux menés par Wheeler, Chu, McLean et Harrington [14, 17-19] restent des références. Pour la discussion des limites fondamentales des AEP, nous allons présenter les paramètres les plus importants à prendre en compte.

I.3.2.1. Directivité

La directivité d'une antenne est définie comme "le rapport de l'intensité du rayonnement de l'antenne dans une direction donnée (θ, φ) par celle qui serait rayonnée uniformément dans toutes les directions" [2]. On l'exprime mathématiquement par :

$$D(\theta, \varphi) = \frac{U(\theta, \varphi)}{U_0} = \frac{4\pi U(\theta, \varphi)}{P_{rad}} \quad (I.8)$$

où :

$D(\theta, \varphi)$ est la directivité dans la direction (θ, φ) , $U(\theta, \varphi)$ est l'intensité de rayonnement dans la direction (θ, φ) , U_0 est l'intensité de rayonnement par une source isotrope (indépendant de (θ, φ)), P_{rad} est l'énergie rayonnée total.

Il faut noter ici que les AEP sont souvent caractérisées par leur faible directivité [16, 20].

I.3.2.2. Efficacité de rayonnement

L'efficacité de rayonnement η est un paramètre critique pour les AEP, défini par le rapport entre la puissance rayonnée P_{ray} et celle acceptée P_{acc} dans l'antenne. On peut l'exprimer par :

$$\eta = \frac{P_{ray}}{P_{acc}} \quad (I.9)$$

D'autre part, si les pertes au niveau de l'antenne sont modélisées par une résistance série R_{loss} , nous pouvons écrire l'efficacité rayonnée sous la forme suivante [21] :

$$\eta = \frac{R_{rad}}{R_A} = \frac{R_{rad}}{R_{rad} + R_{loss}} \quad (I.10)$$

où :

R_{rad} est la résistance de rayonnement et R_A est la résistance totale d'entrée.

En pratique, il est observé que lorsque la taille électrique de l'antenne ka diminue, R_{rad} diminue également. En conséquence R_{loss} devient le terme dominant dans l'équation (I.10) et explique la diminution de l'efficacité. L'origine des pertes dans les antennes dépend des matériaux utilisés pour leur réalisation et est principalement liée aux pertes par conduction et aux pertes diélectriques et magnétiques [11].

Notons que l'efficacité rayonnée ne prend pas en compte la désadaptation d'impédance de l'antenne dans sa définition, cette dernière correspond à la différence entre l'efficacité rayonnée et l'efficacité totale.

I.3.2.3. Facteur de qualité

Les études des limites théoriques à la miniaturisation des antennes définissent le facteur de qualité Q comme le rapport entre l'énergie maximale stockée dans l'antenne et la puissance totale rayonnée. Par analogie avec les circuits résonants électriques, ce facteur peut s'écrire sous la forme suivante [18] :

$$Q = \begin{cases} \frac{2\omega W_e}{P_{rad}} & \text{si } W_e > W_m \\ \frac{2\omega W_m}{P_{rad}} & \text{si } W_e < W_m \end{cases} \quad (I.11)$$

où :

W_e , W_m sont respectivement l'énergie électrique moyenne stockée et l'énergie magnétique moyenne stockée, P_{rad} est la puissance rayonnée, $\omega = 2\pi f$.

En considérant qu'à l'intérieur de la sphère aucun mode ne se propage, le travail de Chu [17] a consisté dans l'étude du comportement des champs électromagnétiques à l'extérieur de la sphère de Wheeler. Chu limite son étude aux antennes omnidirectionnelles et polarisées rectilignement. L'énergie rayonnée de l'antenne est modélisée comme une somme de modes sphériques qui se trouve à l'extérieur de la sphère. Chaque mode est ensuite modélisé par un circuit équivalent RLC. Plus tard, McLean [18] détermine le coefficient de qualité pour un mode TM₀₁ en calculant l'énergie stockée à partir de circuits RLC parallèles équivalents modélisant l'énergie non propagée autour de la sphère. En revanche, la puissance rayonnée est évaluée en champ lointain, ceci conduit à établir une formulation de la valeur du facteur de qualité pour le mode TM₀₁ d'une antenne électriquement petite à polarisation linéaire comme suivant [18] :

$$Q = \eta \left(\frac{1}{ka} + \frac{1}{K^3 a^3} \right) \quad (\text{I.12})$$

De plus, la bande passant à -3db, $\Delta f / f_0$, définie sur le coefficient de réflexion peut être approximée par la relation [19]:

$$\frac{\Delta f}{f_0} = \frac{1}{Q} \quad (\text{I.13})$$

Dans le cas des antennes très petites, $ka \ll 1$, $(ka)^3 \ll ka$ donc $1/(ka)^3 \gg 1/ka$, le facteur de qualité se simplifie :

$$Q \approx \frac{\eta}{(ka)^3} \quad (\text{I.14})$$

Ainsi, d'après (I.7) et (I.8), nous obtenons :

$$\frac{\Delta f}{f_0} \eta \approx (ka)^3 \quad (\text{I.15})$$

Avec $ka \ll 1$ où $a \ll \lambda / 2\pi$.

L'équation (I.15) représente la limite fondamentale à la miniaturisation. La valeur du rayon de la "radian sphère", $\lambda / 2\pi$ introduite par Wheeler correspond à la distance de transition entre le champ proche où l'énergie électromagnétique est stockée dans l'antenne et le champ lointain où celle-ci est propagée. Cette équation permet d'établir la relation qu'il existe entre le volume

occupé par l'antenne et le produit de son efficacité η par sa bande passante $\Delta f / f_0$, plusieurs méthodes permettent de calculer Q , ici nous citons celle donnée par Yaghjian noté Q_z [22] :

$$Q_z = \frac{\omega_0}{2R_0(\omega_0)} |Z_0'(\omega_0)| \quad (\text{I.16})$$

où :

R_0 étant la partie réelle de l'impédance complexe, Z_0' est la dérivée de l'impédance complexe et ω_0 la pulsation.

I.3.3. Les techniques de miniaturisation

Modifier la forme et la structure des antennes influe sur le comportement des courants. Ces modifications demeurent le moyen le plus efficace de réduction de la taille des antennes. En effet, l'allongement de la longueur électrique et donc l'abaissement de la fréquence de résonance du mode fondamental et des modes supérieurs de l'élément sont les conséquences révélées par cette technique. Il existe néanmoins différentes techniques pour résoudre le problème de l'encombrement de l'antenne et aboutir à des antennes de petites dimensions. Nous présenterons ici les techniques les plus courantes.

I.3.3.1. Substrat à haute permittivité

L'utilisation de matériaux à forte permittivité permet d'allonger les longueurs électriques. La longueur d'onde dans un matériau de permittivité relative ϵ_r est donnée par l'équation I.17 où λ est la longueur d'onde, f la fréquence et c la vitesse de la lumière :

$$\lambda = \frac{c}{f \sqrt{\epsilon_r}} \quad (\text{I.17})$$

Il est évident qu'augmenter la permittivité du substrat réduira les longueurs résonantes de l'élément. Les antennes utilisant ce type de substrat souffrent généralement d'une diminution de la largeur de bande et d'une efficacité dégradée. Le coût de fabrication est également augmenté [21].

I.3.3.2. Les métamatériaux

L'utilisation des métamatériaux est une méthode de miniaturisation assez récente. Ces matériaux artificiels, homogènes de permittivité et de perméabilité négatives possèdent des

caractéristiques électromagnétiques inhabituelles [23]. Ils offrent de nouvelles propriétés physiques permettant de confiner les ondes électromagnétiques dans des dimensions réduites (propriétés basées sur les lois de Snell-Descartes inversées : indice de réfraction du milieu négatif). Ce sont des structures périodiques de dimensions inférieures à la longueur d'onde.

I.3.3.3. Ajout de court-circuit - antennes PIFA

L'ajout de court-circuit reste une bonne solution pour réduire les dimensions d'une antenne. Cette méthode est utilisée en particulier dans les antennes PIFA [24]. Elles sont constituées d'un plateau métallique rayonnant, relié à la masse par un court-circuit. La largeur du court-circuit peut être plus ou moins importante en fonction des propriétés recherchées. Le plateau rayonnant est excité par une alimentation verticale en un point où l'adaptation est la meilleure. L'air est le plus souvent le diélectrique utilisé entre le plan de masse et le plateau rayonnant, Figure I. 9. Néanmoins il est possible d'utiliser d'autres matériaux pour assurer un maintien mécanique plus satisfaisant de la structure (comme de la mousse par exemple). Ces antennes sont compactes et leurs coûts de production faibles. Réalisées sur circuit souple en métal découpé et plié ou en matière plastique métallisée, il est possible de les replier sur elles-mêmes afin de réduire les dimensions du plateau rayonnant. Le fait d'insérer des fentes dans ce plateau peut faire apparaître d'autres fréquences de résonance. Le rayonnement de ce type d'antenne s'effectue en général dans toutes les directions de l'espace.

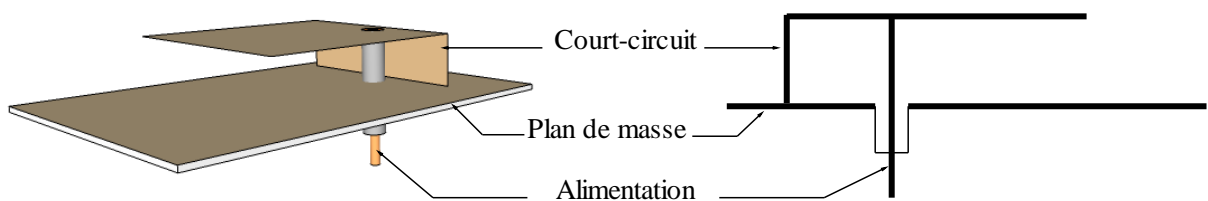


Figure I. 9. Structure de l'antenne PIFA.

L'antenne PIFA présente aussi des dimensions réduites par rapport à l'antenne demi-onde. En effet, l'ajout d'un court-circuit placé le long de la ligne où le champ électrique est nul, entre l'élément rayonnant et le plan de masse, permet de réduire les dimensions de l'antenne. Comme l'illustre la Figure I. 10, l'endroit où le court-circuit se trouve sur la PIFA correspond à l'emplacement où le champ électrique de l'antenne demi-onde est maximal. Par conséquent, tous les modes supérieurs pairs du résonateur vont être supprimés, le champ E étant nul en ce point. Seules les modes impairs (mode $(1,0)$, mode $3(3,0)$, ...) resteront.

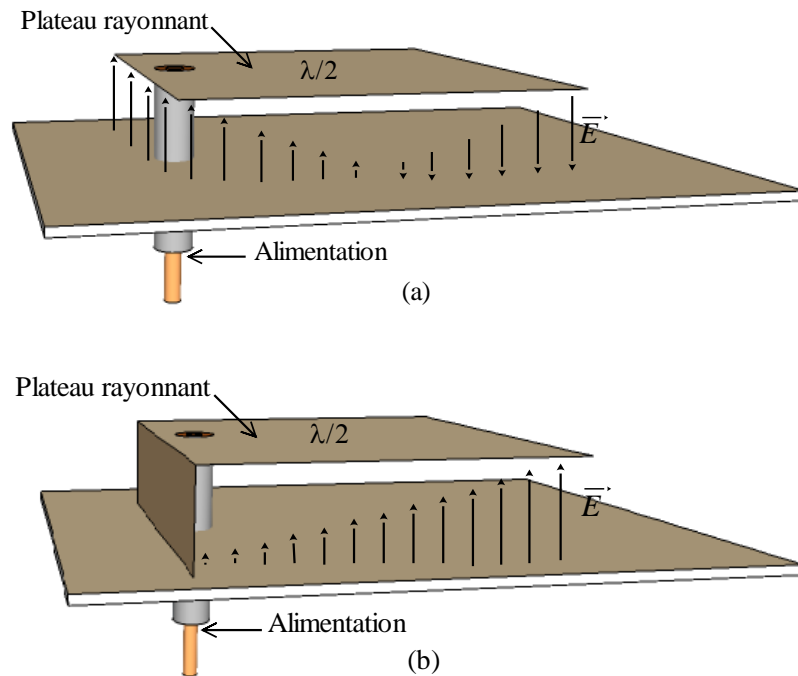


Figure I. 10. Représentation du champ électrique du mode fondamental des antennes : (a) demi-onde, (b) quart onde.

Ainsi pour réduire les dimensions d'une antenne, les courts-circuits ajoutés peuvent être de type verticaux, plans [25, 26] et filaires [27], souvent réalisés par une structure de type languette, entre l'élément rayonnant et le plan de masse (Figure I. 11).

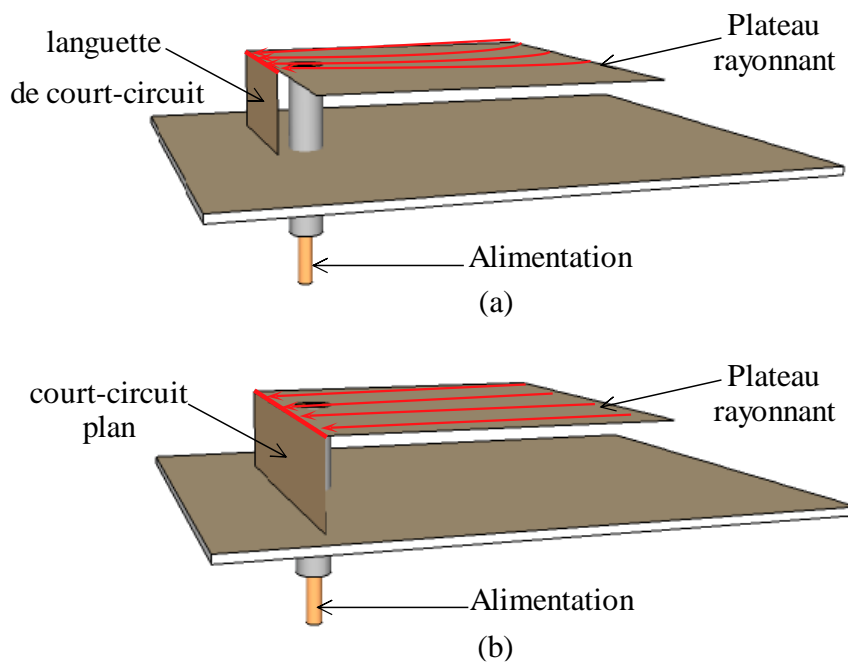


Figure I. 11. Antenne PIFA : (a) avec languette de court-circuit, (b) avec court-circuit plan.

Lorsque le court-circuit est positionné dans le coin du plateau rayonnant (a), le trajet des courants est incurvé. Il est plus long que dans le cas où le court-circuit est plan (b) et où la

trajectoire des courants s'effectue de façon rectiligne. La fréquence de résonance fondamentale des deux structures est différente. En effet avec un court-circuit de type languette, nous avons une fréquence de résonance plus basse, pouvant se calculer par :

$$f_r = \frac{c}{4 \times (L + W + H)} \quad (\text{I.18})$$

où:

c est la vitesse de la lumière, L la longueur du plateau rayonnant, W est la largeur du plateau rayonnant, H est la hauteur du plateau rayonnant.

Avec un court-circuit plan nous avons :

$$f_r = \frac{c}{4 \times (L + H)} \quad (\text{I.19})$$

L'ajout de courts-circuits crée des effets inductifs dépendant de ses dimensions. En augmentant la partie imaginaire de l'impédance d'entrée de l'antenne puis en éliminant certains modes de cavité, ces effets ont un réel impact sur le fonctionnement de l'antenne. La fréquence de résonance varie en fonction du type de court-circuit utilisé. Elle varie aussi en fonction de sa distance par rapport à l'alimentation [28]. Les antennes PIFA ou IFA présentées précédemment minimisent les contraintes propres aux objets communicants. Elles s'avèrent être une solution efficace pour réduire de moitié les dimensions sans que l'efficacité de rayonnement ou la bande passante soit trop dégradée. Ces performances sont à l'origine de leur utilisation dans les objets communicants [29-31]. Cependant, lorsque nous désirons couvrir les basses fréquences, l'utilisation d'une PIFA ou d'une IFA ne suffit plus.

I.3.3.4. Repliement des éléments

Le repliement est également une technique pour apporter des modifications à la forme originale de l'antenne. Ceci ayant pour objectif de réduire son encombrement. Deux configurations sont représentées sur la Figure I. 12 [32].

- (a) le chargement capacitif avec ajout d'un élément vertical en bout d'élément rayonnant.
- (b) le chargement capacitif avec repliement de l'élément.

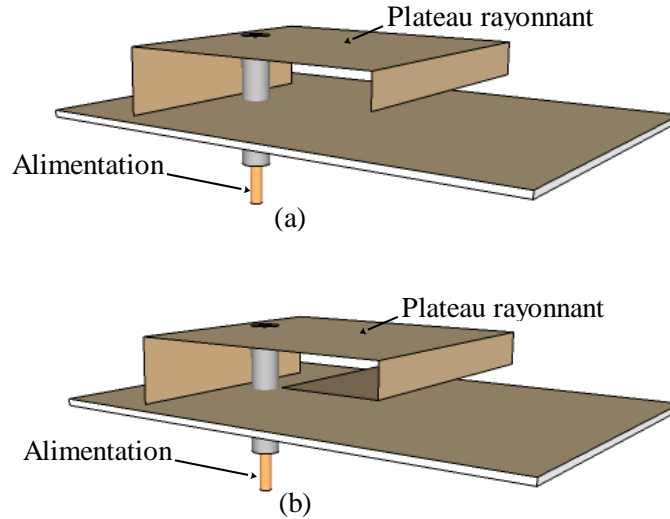


Figure I. 12. Chargement capacitif en bout d'élément : (a) avec ajout d'un élément vertical, (b) par repliement de l'élément.

Le principe de réduction consiste à perturber la trajectoire des courants réduisant ainsi les fréquences de résonance. Non seulement le repliement du plateau rayonnant réduit le volume de la structure mais il crée en plus un effet capacitif qui contribue aussi à la diminution des fréquences de résonance. Cet effet capacitif peut se contrôler en modifiant certains paramètres de l'antenne comme le montre l'équation (I.20).

$$C = \frac{\varepsilon_0 \times \varepsilon_r \times S}{h} \quad (\text{I.20})$$

où :

ε_0 est la permittivité du vide $8.85 \times 10^{-12} \text{ F.m}^{-1}$, ε_r est la Permittivité relative, S l'aire des surfaces de métal en regard l'une de l'autre et h est la distance entre les deux plaques de métal.

Le fait d'augmenter la distance entre les deux plaques de métal et/ou d'augmenter la surface de métal en regard l'une de l'autre, augmentera en parallèle la valeur de la capacité et réduira ainsi la fréquence de résonance. Cependant, en augmentant la capacité équivalente du circuit, la bande passante et l'efficacité risquent d'être dégradées.

I.3.3.5. Ajout de fentes dans l'élément rayonnant

Nous définissons une "fente" comme une ouverture découpée dans une surface conductrice métallique [33] obligeant les courants de surface à allonger leur trajet pour la contourner. Ainsi l'insertion d'une fente dite débouchante ou non débouchante (Figure I. 13) permet de diminuer

les fréquences de résonances pour un volume d'antenne constant. L'insertion de fentes est une étape fondamentale vers la miniaturisation des prototypes antennaires.

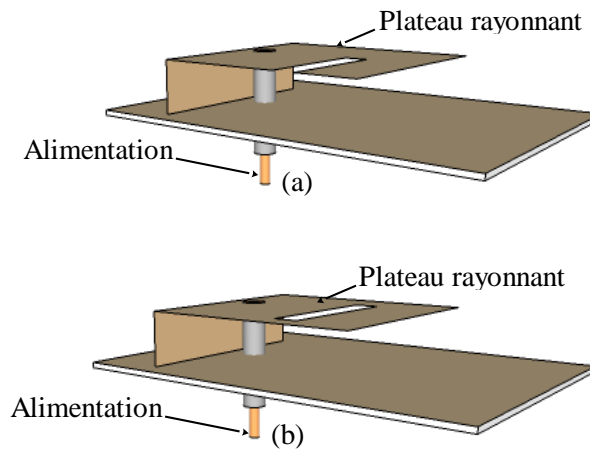


Figure I. 13. Antenne PIFA : (a) avec dite débouchante, (b) avec fente non débouchante.

Une autre solution consisterait aussi à insérer plusieurs fentes débouchantes de part et d'autres de l'élément rayonnant, lesquelles modifieraient le comportement des courants en les allongeant, les obligeant ici aussi à les contourner. La généralisation de ce principe à plusieurs fentes a conduit à la réalisation de certaines antennes à méandres latéraux [34]. En effet en "méandrant" un simple monopôle, nous augmenterons, à volume constant, la longueur des fils. Les fréquences de résonance se déplaçant vers les basses fréquences. En diminuant la fréquence de résonance [35], ce principe va créer des effets capacitifs, répartis tout autour de la fente.

I.3.3.6. Utilisation des structures fractales

Les antennes dites fractales sont connues comme étant des structures dont la propriété essentielle est de remplir complètement un espace donné [36,37]. Il s'agit d'antennes classiques planaires ou filaires dont la structure est issue d'algorithmes mathématiques basés sur des fonctions itératives. Ces antennes présentent une spécificité géométrique qui leur confère la possibilité de résonner sur plusieurs fréquences en gardant éventuellement les mêmes caractéristiques électromagnétiques [38]. Parmi les formes fractales les plus utilisées, il y a celles de Von Kock, de Hilbert et de Sierpinsky. La Figure I. 14 illustre une structure de Von Kock appliquée à un dipôle du premier et du second ordre. La structure présente la propriété suivante : à mesure que l'on augmente le nombre d'itérations (donc la longueur du dipôle à hauteur constante), la fréquence de résonance diminue.

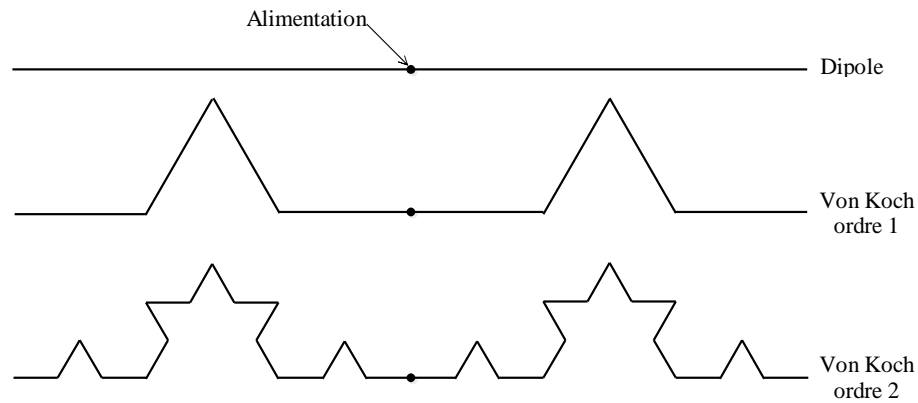


Figure I. 14. Structure de Von Koch.

Les structures fractales peuvent également être appliquées à des structures imprimées ou planaires comme l'indique l'antenne sur la Figure I. 15. Il s'agit d'un dipôle utilisant deux triangles de Sierpinsky et d'une structure de Von Koch appliquée à une antenne patch [36-38].

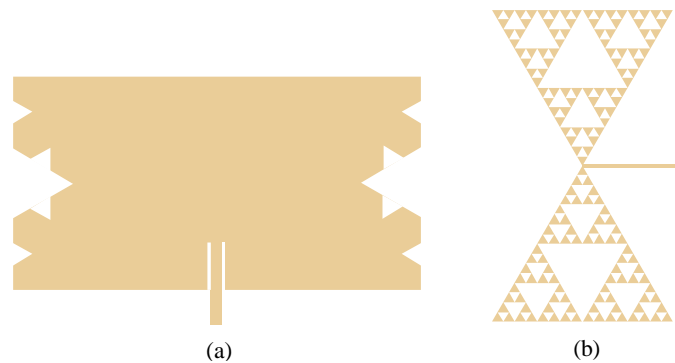


Figure I. 15. (a) Structure de Von Koch appliquée à une antenne patch, (b) structure de Sierpinsky appliquée à un dipôle.

Ces structures permettent de réduire la taille des antennes de 20 à 40% et présentent un certain intérêt en télécommunications dans le cas d'applications large bande et multi-bandes. Dans les chapitres suivants, nous essaierons alors de conclure sur la possibilité d'utiliser certaines techniques de miniaturisation pour rendre les antennes compactes et multi-bandes.

I.4. Etude de la technologie des antennes multi-bandes

Une antenne multi-bande est une antenne qui résonne sur au moins deux fréquences avec les mêmes exigences (adaptation, valeur du coefficient de réflexion,...). La fréquence de résonance d'une antenne définit sa fréquence de fonctionnement, qu'est la fréquence pour laquelle la partie imaginaire de son impédance d'entrée est nulle. Cela autorise, dans la majorité des cas, un coefficient de réflexion minimum. Le fonctionnement d'une antenne sur une bande de fréquence se traduit généralement par une adaptation de l'antenne pour toutes les fréquences de

la bande. Cette adaptation est définie par un coefficient de réflexion ou un taux d'onde stationnaire (TOS) à l'entrée de l'antenne inférieur à une valeur fixée. (Couramment : -10dB, -15 dB, ou -20 dB pour le coefficient de réflexion et 2, 1.5, 1.2 pour le TOS) [39 –41].

I.4.1. Nécessité

Actuellement, la plupart des téléphones mobiles fonctionnent avec des antennes intégrées tribandes. GSM900/DCS1800/UMTS2172. La plupart des solutions existantes pour réaliser ces antennes sont basées sur des éléments court-circuités (quart-d'onde). L'élément rayonnant est généralement optimisé pour assurer le fonctionnement en bande basse (GSM900). Le fonctionnement en bande haute (DCS 1800) est, quant à lui, assuré par l'abaissement des modes supérieurs de l'élément quart-d'onde. Pour cela, en simplifiant, deux principes sont utilisés la plupart du temps : l'allongement des longueurs électriques et/ou la création d'effets capacitifs. Les bandes passantes ainsi obtenues au moyen d'une seule résonance pour chaque standard, sont cependant souvent trop étroites pour assurer un bon fonctionnement, en particulier lorsque l'antenne se trouve dans son environnement de travail définitif (Boîtier plastique, batterie, composants ajoutés sous l'antenne ...).

Etant donné la largeur des bandes passantes, il est nécessaire d'ajouter un ou plusieurs résonateurs supplémentaires, indispensables à l'obtention du caractère large bande, tout en conservant un encombrement plus réduit. De ce fait les concepteurs des antennes pour les terminaux mobiles ont pensés à rajouter un nouveau type d'antenne qui assure les fonctionnalités pour plusieurs applications (GSM 900, DCS 1800, UMTS 2160, Bluetooth 2400,...) en même temps, ce qu'on appelle les antennes multi-bandes ; dans la littérature scientifique on a trouvé plusieurs types tels que : les antennes fractales (l'antenne de Sierpinsky, de Koch...), les antennes large bande, l'antenne Yagi, etc [40-42].

I.5. Positionnement des antennes multi-bandes par rapport aux large-bandes

Les télécommunications civiles et militaires utilisent de plus en plus de bandes de fréquence. Cette utilisation exhaustive du spectre radioélectrique a engendré un grand intérêt pour les dispositifs permettant de couvrir deux ou plusieurs bandes simultanément. Un élément fondamental jouant un rôle déterminant dans ces dispositifs est l'antenne. Cette dernière concrétise clairement cette tendance de multiplication de bandes de fréquence, d'où l'importance des antennes multi-bandes et large-bandes [38].

Les antennes compactes classiques sont intrinsèquement des dispositifs à bande étroite de part leur nature souvent résonante. Leur comportement dépend fortement du rapport « taille sur longueur d'onde ». Le moindre désaccord de la fréquence de fonctionnement affecte considérablement les performances de l'antenne (adaptation, diagramme de rayonnement, gain).

Une antenne multi-bande, par définition, est une antenne fonctionnant dans deux ou plusieurs bandes de fréquence avec des performances assez similaires dans ces bandes. Le fonctionnement d'une antenne sur une bande de fréquence se traduit généralement par une adaptation raisonnable de l'antenne pour toutes les fréquences de la bande.

Une antenne large-bande est une antenne dont les performances sont indépendantes ou quasi indépendantes de la fréquence. Ces antennes sont caractérisées par la largeur de leur bande de fonctionnement ainsi que les dimensions minimales et maximales fixant respectivement la plus haute et la plus basse fréquence de fonctionnement. Pour un nombre donné de bandes de fréquence à couvrir, les deux topologies d'antennes peuvent être utilisées. Toutefois, suivant les performances recherchées (diagramme de rayonnement, type de polarisation, gain,..) ainsi que les contraintes fréquentielles (largeur de bande, espacement entre deux bandes successives et nombre de bandes à couvrir), une configuration est préférée par rapport à l'autre. Concernant les contraintes fréquentielles, le premier critère de choix est l'écart fréquentiel entre la première et la dernière bande. En effet, les antennes large-bandes sont limitées en largeur de bande. Ainsi, pour un écart assez important la configuration à base d'antennes multi-bandes est beaucoup plus commode. Dans les cas d'un écart faible, le nombre de bandes à couvrir est le deuxième paramètre à considérer.

En effet, plus le nombre de bandes à couvrir est grand plus une conception à l'aide d'antennes multi-bandes est difficile voire impossible. Enfin, l'écart entre les bandes successives permet aussi de privilégier une configuration par rapport à une autre du moment où il n'est pas aisé d'avoir une configuration multi-bande avec des bandes relativement serrées.

Une antenne multi-bande est une antenne beaucoup plus sélective qu'une antenne large bande. Autrement dit, elle ne permet de faire passer que les bandes d'intérêt en jouant le rôle d'un filtre. Pour une antenne large-bande un circuit réjecteur peut s'avérer nécessaire pour quelques applications. Un autre avantage des antennes multi-bandes par rapport aux large-bandes est la possibilité d'utiliser des éléments rayonnants indépendants pour chaque bande [42]. Ainsi, il est aisé de faire varier la zone de couverture d'une des bandes sans modifier les couvertures des autres bandes de l'antenne. La variation de la couverture d'une bande est obtenue par une variation de l'élément rayonnant responsable de cette bande. Il convient de signaler qu'une

antenne large-bande ne peut effectuer une telle modification. Le tableau I.1 résume les différents points forts et faibles des antennes multi-bandes et large-bandes [41].

Tableau I. 2. Points forts et faibles des antennes multi-bandes et large-bandes.

	Antennes multi-bandes	Antenne large-bandes
Points forts	<ul style="list-style-type: none"> ✓ Forte sélectivité ✓ Post traitement simplifié 	<ul style="list-style-type: none"> ✓ Conception relativement facile ✓ Moins sensible aux erreurs de fabrication ✓ L'antenne peut être également utilisée pour d'autres applications contenues dans la large bande couverte
Points faibles	<ul style="list-style-type: none"> ✓ Faible maîtrise des rapports de fréquences de fonctionnement ✓ Nombre de bandes à couvrir limité ✓ plus sensible aux erreurs de fabrication 	<ul style="list-style-type: none"> ✓ Adaptation d'impédance souvent délicate dans toute la largeur de la bande ✓ Post traitement nécessaire pour séparer les bandes ✓ Largeur de bande limitée Faible directivité

I.6. Conclusion

Ce chapitre a permis d'avoir une vue d'ensemble sur les différentes antennes destinées aux réseaux de télécommunications. Une première partie a décrit quelques informations sur les types d'antennes et les notions fondamentales d'électromagnétisme, suivie d'une deuxième partie qui représente des antennes miniatures et les techniques de miniaturisation, ou une partie est consacrée aux antennes multi-bande ainsi que leurs nécessités.

Notre objectif est donc d'étudier des topologies d'antennes simples miniatures avec un fonctionnement multi-bande, pour cela nous nous sommes orientés vers l'utilisation de certaine technique de miniaturisation.

Références bibliographiques du chapitre I

- [1] O. Picon et col, Les antennes Théorie, conception et application. Dunod, Paris, 2009.
- [2] C.A. Balanis, Antenna Theory: Analysis and Design. John Wiley & Sons Inc, 1997.
- [3] X. Wang, et al., "Design and Characterization of Conformal Microstrip Antennas Integrated into 3D Orthogonal Woven Fabrics," *Journal of Engineered Fibers and Fabrics*, Vol. 7, pp. 76-80, 2012.
- [4] Y.-M. Lee, T. Wang, H.-C. Teng, and S. Cherng, "A Functional Microstrip Circuit Module For Annular Slot Antenna," *Progress In Electromagnetics Research*, Vol. 136, pp. 255-267, 2013.
- [5] S.N. Makarov, Antenna and EM Modeling with MATLAB. John Wiley & Sons, Inc, 2002.
- [6] J.D. Kraus, Antennas. McGraw-Hill book company, New York, USA, 1950.
- [7] J.R. James, P.S. Hall, C. Wood, Microstrip antenna theory and design. Peter Peregrinus Ltd, New York, USA, 1981
- [8] S. Pflaum, R. Staraj and G. Kossiavas, "Circular polarization wire patch antenna for RFID applications," 2012 6th *European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)*, Prague, 2012, pp. 2997-3000.
- [9] L. I. Basilio, M. A. Khayat, J. T. Williams and S. A. Long, "The dependence of the input impedance on feed position of probe and microstrip line-fed patch antennas," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 49, no. 1, pp. 45-47, 2001.
- [10] M. Titaouine, *Analyse des antennes microrubans de forme arbitraire par la méthode des moments et le modèle généralisé de la cavité*. Thèse de Doctorat, Université de Sétif, Sept.2007.
- [11] D. Khedrouche, *Modélisation des antennes microbandes par une analyse tridimensionnelle rigoureuse en utilisant une méthode intégrale*. Thèse de Doctorat, Université de Constantine, Juin 2009.
- [12] K. M Luk, K.W Leung, Dielectric Resonator Antennas. Electronic & Electrical Engineering Research Studies Press Ltd, 2003.
- [13] P. F. Combes, Circuits Passifs, Propagation, Antennes. Micro-ondes Tome 2, Dunod, 1997.

- [14] H. A. Wheeler, "Fundamental Limitations of Small Antennas," *Proceedings of the IRE*, vol. 35, no. 12, pp. 1479-1484, 1947.
- [15] H. A. Wheeler, "The Radian sphere around a Small Antenna," *Proceedings of the IRE*, vol. 47, no. 8, pp. 1325-1331, 1959.
- [16] R. C. Hansen, "Fundamental limitations in antennas," *Proceedings of the IEEE*, vol. 69, no. 2, pp. 170-182, 1981.
- [17] L. J. Chu, "Physical Limitations of Omni-Directional Antennas," *Journal of Applied Physics*, vol. 19, no. 12, pp. 1163-1175, 1948.
- [18] J. S. McLean, "A re-examination of the fundamental limits on the radiation Q of electrically small antennas," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 44, no. 5, p. 672, 1996.
- [19] R. F. Harrington, "Effect of antenna size on gain, bandwidth, and efficiency," *Journal of research of national bureau of standards-D. Radio Propagation*, vol. 64D, pp. 1-12, 1960.
- [20] G. A. Thiele, P. L. Detweiler, and R. P. Penno, "On the lower bound of the radiation Q for electrically small antennas," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 51, no. 6, pp. 1263 - 1269, 2003.
- [21] J. L. Volakis, C.-C. Chen, and K. Fujimoto, *Small antennas: miniaturization techniques & applications*. New York: McGraw-Hill, 2010.
- [22] D. Yaghjian and S. R. Best, "Impedance, bandwidth, and Q of antennas," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 53, no. 4, pp. 1298- 1324, 2005.
- [23] V. Veselago, "The electrodynamics of substances with simultaneously negative values of ϵ and μ ," *Soviet Physics Uspekhi*, vol. 10, pp. 509-514, 1968.
- [24] S.-J. Liao, K.-L. Wong, and L.-C. Chou, "Small-size uniplanar coupled-fed PIFA for 2.4/5.2/5.8 GHz WLAN operation in the laptop computer," *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 51, pp. 1023-1028, 2009.
- [25] R. Chair, K. M. Luk, and K. F. Lee, "Small dual patch antenna," *Electronics Letters*, vol. 35, pp. 762-764, 1999.

- [26] R. Chair, K. M. Luk, and K. F. Lee, "Bandwidth and cross-polarization characteristics of quarter-wave shorted patch antennas," *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 22, n°2, pp. 101-103, July 1999.
- [27] R. B. Waterhouse, S. D. Targonski, D. M. Kokotoff, "Design and performance of small printed antennas," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 46, n°11, pp. 1629-1633, November 1998.
- [28] T. Taga, "Analysis of planar inverted-F antennas and antenna design for portable radio equipment," in *Analysis, Design, and Measurement of Small and Low Profile Antennas*, K. Hirasawa and M. Haneishi, Eds. Boston, MA: Artech, 1992, ch. 5.
- [29] K. Wong, *Planar antennas for wireless communications*. Wiley New York, 2003.
- [30] C. R. Rowell, R. D. Murch, "A compact PIFA suitable for dual-frequency 900/1800-MHz operation," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 46, no. 4, pp. 596-598, 1998.
- [31] S. A. Bokhari, J. F. Zurcher, J. R. Mosig, and F. E. Gardiol, "A small microstrip patch antenna with a convenient tuning option," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 44, pp. 1521-1528, 1996.
- [32] S. Villeger, P. Le Thuc, R. Staraj, G. Kossiavas, "Dual-band planar inverted-F antenna", *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 38, n°1, pp. 40-42, 2003.
- [33] S. Drabowitch, C. Ancona, *Antennes 2. Applications*. Editions Masson, pp. 155-159, 1986.
- [34] J. W. Wu, C. R. Lin, J. H. Lu, "A planar meander-line antenna for triple-band operation of mobile handsets", *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 41, n°5, pp. 380-386, 2004.
- [35] Serrano-Vaello, D. Sanchez-Hernandez, "Printed antennas for dual-band GSM/DCS 1800 mobile handsets", *Electronics Letters*, Vol. 34, n°2, pp. 140-141, 1998.
- [36] S. R. Best, "On the Performance Properties of the Koch Fractal and Other Bent Wire Monopoles", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 51, No 6, pp.1292-1300, 2003.

- [37] S. R. Best, "A Discussion on the Significance of Geometry in Determining the Resonant Behavior of Fractal and Other Non-Euclidean Wire Antennas," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, Vol. 45, No. 3, pp. 9-28, June 2003.
- [38] C. Puente, J. Romeu, R. Pous, A. Cardama, "On the behavior of the Sierpinsky multiband fractal antenna," *IEEE Transactions on Antennas Propagation*. Vol. 46, pp. 517-524, 1998.
- [39] Mirkamali, P. S. Hall, M. Soleimani, "Elliptical multiple-ring monopole antennas," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 48, no. 1, pp. 4-8, 2006.
- [40] T. P. Song, P. S. Hall, H. Ghafouri-Shiraz, "Multiband multiple ring monopole antennas," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 51, no. 4, pp. 722-729, 2003.
- [41] J.-S. Chen, "Multi-frequency characteristics of annular-ring slot antennas," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 38, no. 6, pp. 506-511, 2003.
- [42] Y.-T. Liu, S.-W. Su, C.-L. Tang, H.-T. Chen, K.-L. Wong, "On-vehicle low-profile metalplate antenna for AMPS/GDM/DCS/PCS/UMTS multiband operations," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 41, no. 2, pp. 144-146, 2004.

CHAPITRE II :

MODÉLISATION
NUMÉRIQUE DES DEUX
ANTENNES À UNE FENTE
ET À DEUX FENTES

II.1. Introduction

Dans le premier chapitre, l'importance des antennes miniatures multi-bandes a été soulignée. Les différentes techniques de miniaturisation pour l'étude des antennes ont été décrites. En effet, selon la manière dont l'étude est abordée et la précision recherchée, des simulations numériques peuvent être utilisées. Des modèles analytiques ou expérimentaux ont également été rapportés dans la littérature [1-3]. Dans ce chapitre, nous avons utilisé une méthode numérique FDTD (Finite Difference Time Domain) et deux logiciels commerciaux de simulation numérique HFSS et CST. Dans un premier lieu, la méthode des différences finies dans le domaine temporel (FDTD) a été introduite. La méthode FDTD est utilisée pour calculer les caractéristiques électromagnétiques des antennes proposées, en adoptant des couches absorbantes de type PML (Perfectly Matched Layer) comme des conditions aux limites.

Dans un second temps, on propose deux antennes rectangulaires à une seule fente et à deux fentes alimentées par une ligne microstrip. En comparaison avec une antenne conventionnelle carrée, nous remarquons que le nombre de fréquence augmente avec l'augmentation du nombre de fente. Les résultats numériques obtenues, concernant la fréquence de résonance et le coefficient de réflexion sont également validés par les deux simulateurs électromagnétiques hyperfréquences HFSS et CST.

II.2. Méthodes d'analyse

Plusieurs méthodes sont utilisées pour l'analyse des antennes microbandes. La plupart de ces méthodes peuvent être classés dans une des deux catégories : méthodes approximatives et méthodes rigoureuses (Full-wave) [1].

Les méthodes approximatives sont basées sur des hypothèses simplificatrices donc elles ont des limitations et elles fournissent des solutions moins précises. Elles sont généralement utilisées pour la modélisation des antennes à élément unique à cause de la difficulté rencontrée dans la modélisation du couplage entre les différents éléments. Cependant, elles offrent un bon aperçu physique avec un temps de calcul généralement très petit [2].

Les méthodes rigoureuses tiennent compte de tous les mécanismes importants de l'onde et s'appuient énormément sur l'utilisation d'algorithmes numériques efficaces. Lorsqu'elles sont appliquées convenablement, les méthodes rigoureuses sont très précises et peuvent être employées pour la modélisation d'une variété d'antennes y compris les antennes réseaux. Ces méthodes ont tendance à être plus complexes et fournissent moins d'aperçu physique. Souvent, elles nécessitent plus de calculs et donc un temps de calculs élevé [2].

Les méthodes approximatives utilisent les valeurs locales du champ aux points du maillage sur la surface, tandis que les méthodes exactes sont globales et utilisent les valeurs du champ dans la structure entière.

La meilleure méthode pour la résolution d'un problème électromagnétique donné dépend du :

- ✓ type de la structure ou du domaine de la solution.
- ✓ type de l'équation électromagnétique.
- ✓ type des conditions initiales associées (pour la variable temporelle) et/ou les conditions aux limites (pour les variables spatiales).

II.2.1. Méthodes approximatives (analytiques)

Les méthodes approximatives prennent en compte au départ la nature des phénomènes physiques, ce qui permet d'effectuer des approximations, permettant la modélisation du modèle en question. Parmi ces méthodes, on cite :

- ✓ Le modèle de la ligne de transmission.
- ✓ Le modèle de la cavité.

II.2.1.1. Le modèle de la ligne de transmission

Le modèle de la ligne de transmission est considéré comme le plus simple. Ce modèle exploite l'analogie qui existe entre un patch d'une antenne imprimée et un tronçon d'une ligne de transmission ayant deux bords rayonnants. Ce modèle prend en compte au départ la nature des phénomènes physiques, ce qui permet d'effectuer des approximations, permettant la modélisation du modèle. Dans le modèle de la ligne de transmission, l'inconnu à déterminer est la constante de propagation. Les pertes par rayonnement sont incluses dans le coefficient d'atténuation de la constante de propagation. Cependant, cette technique ne rend pas compte des effets des modes d'ordre supérieur [2].

II.2.1.2. Le modèle de la cavité

La structure imprimée peut être assimilée à une cavité fermée par deux murs électriques en bas par un plan de masse en $z=0$, en haut par une plaque conductrice en $z=h$, et par des murs magnétiques verticaux. Une longueur et une largeur effective sont introduites pour prendre en compte les débordements des champs sur les bords de l'antenne. Pour l'excitation, on prend pour modèle un courant électrique J parallèle à l'axe oz (Figure II.1) et répartie uniformément [3,4].

Pour calculer le champ E_z interne à la cavité, on utilise la méthode dite de raccord de mode. Elle consiste à diviser la cavité en deux régions I et II dépourvues de sources et ensuite à résoudre l'équation de Helmholtz (sans second membre) dans chaque région. Les champs lointains sont donnés par le rayonnement des ouvertures verticales et la puissance totale rayonnée est obtenue en intégrant le champ lointain dans tout le demi-espace supérieur [5], [6].

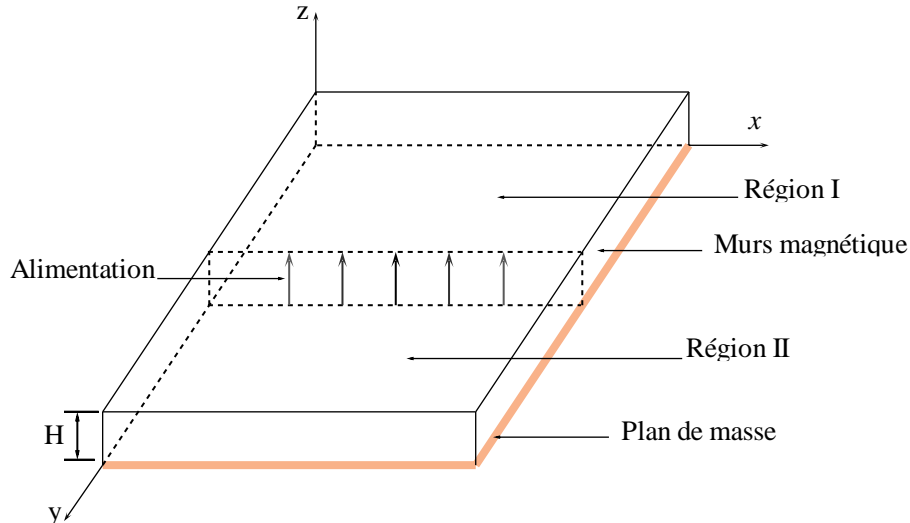


Figure II. 1. Modèle de la cavité.

II.2.2. Méthodes rigoureuses (full-wave)

Ces méthodes sont les plus utilisées récemment. Elles sont basées sur la distribution du courant électrique sur le conducteur. Parmi ces méthodes, on cite :

- ✓ La méthode des différences finies.
- ✓ La méthode des éléments finis.
- ✓ Le système d'équations intégrales couplées, discrétisées par la méthode des moments.
- ✓ La méthode spectrale, qui correspond à la transformée de Fourier de la méthode de l'équation d'intégrale.

II.2.2.1. La méthode des moments

La technique de résolution la plus efficace dans l'analyse des antennes microbandes est l'application de la méthode des moments. Cette méthode opère dans le domaine spectral. La procédure de résolution consiste à trouver le zéro du déterminant de la matrice impédance [7]. Malgré les avantages de cette méthode, elle souffre de quelques inconvénients tels que.

- ✓ La précision exigée pour déterminer les éléments de la matrice impédance.
- ✓ Le temps de calcul qui est important.

- ✓ L'existence des solutions parasites.

II.2.2.2. Méthode d'analyse spectrale

Ce modèle prend en considération l'équation intégrale du champ électrique [2], dans le domaine spectral. Cette méthode permet de résoudre efficacement le système d'équations intégrales dans le domaine spatial. Elle est basée sur la connaissance des champs électromagnétiques dans chaque région. Le système d'équations intégrales à résoudre peut s'écrire sous la forme matricielle, le choix de la condition de continuité surfacique et le vecteur de courant sur le patch permet de réduire une relation entre les composantes tangentielles des champs électromagnétiques et les courants surfaciques. L'approche de l'équation intégrale dans le domaine spectral est largement utilisée dans l'analyse et la conception de structures imprimées.

II.2.2.3. La méthode des éléments finis FEM

La modélisation par éléments finis a montré son efficacité pour le calcul du champ dans les structures 3-D complexes pour lesquelles les dimensions sont de l'ordre d'une fraction de la longueur d'onde [2].

Le modèle mathématique de la méthode FEM pour l'analyse des structures a été présenté pour la première fois en 1943, par Richard Courant. Mais, cette technique n'a été utilisée pour le traitement des problèmes électromagnétiques qu'en 1968 [8].

L'analyse par éléments finis s'effectue en quatre étapes :

- ✓ Discrétisation du domaine de la structure en un certain nombre de sous-domaines appelés éléments, de forme triangulaire pour les problèmes bidimensionnels (2-D) ou de forme tétraédrique pour les problèmes 3-D.
- ✓ Dérivation des équations du champ, pour chaque élément, en termes de coefficients inconnus définis sur les nœuds, le long des frontières, ou sur les surfaces de l'élément utilisant des fonctions linéaires simples ou non linéaire.
- ✓ Assemblage de tous les éléments de la structure dans une matrice d'équations.
- ✓ Résolution du système d'équations obtenues.

La discrétisation FEM peut être appliquée à l'équation d'onde de Helmholtz qui est dérivée directement des équations de Maxwell, elle peut être aussi appliquée à un ensemble d'équations dérivées d'une formulation du vecteur potentiel scalaire. D'autres formulations mixtes ont été également proposées et implémentées [8].

Les algorithmes de résolution numérique par la méthode FEM sont écrits pour des classes spécifiques de problèmes électromagnétiques. Les problèmes des structures fermées, tel que le calcul du champ dans les guides d'ondes et les cavités, sont facilement résolus utilisant la méthode des éléments finis. D'autre part, la modélisation des structures ouvertes est relativement plus difficile. En effet, le calcul numérique exige la troncature du maillage de la structure. Cela est effectué sur une surface où la condition de rayonnement de Sommerfeld est imposée exactement ou approximativement.

II.3. Méthode des différences finies

II.3.1. Principe de la méthode

La méthode FDTD (Finite Difference Time Domain) ou la méthode des différences finies dans le domaine temporel est une approche numérique permettant la résolution des équations différentielles dans le temps [9].

Cette approche a pour but de mettre au point des méthodes de calcul permettant d'analyser la propagation d'ondes hyperfréquences dans des lignes planaires. Nous avons choisi la simulation dans le domaine temporel, selon la méthode des différences finies, car elle a l'avantage de permettre une caractérisation dans une large bande de fréquence d'une structure en une seule simulation [10]. En appliquant la transformée de Fourier aux signaux temporels obtenus, il nous est possible de déterminer les caractéristiques d'antenne, notamment les paramètres de propagation et l'impédance caractéristique en fonction de la fréquence.

La méthode consiste à approcher les dérivées ponctuelles spatiales et temporelles qui apparaissent dans les équations de Maxwell par des différences finies centrées. Le schéma proposé par Yee permet de surmonter la difficulté due à la dépendance simultanée des champs électriques E et des champs magnétiques H entre eux. En effet, on obtient un schéma numérique explicite permettant le calcul du champ électromagnétique dans tout le volume d'étude en fonction du temps. Les composantes des champs électriques et magnétiques sont décalées d'un demi-pas spatial et calculées de manière alternative et itérative, respectivement à des multiples pairs et impairs du demi-pas temporel [11].

En choisissant une excitation large bande, et après une transformée de Fourier, on obtient la caractérisation large bande de la structure en une seule simulation. Plus tard, en 1975, le schéma de Yee a été généralisé par Taflove [9] par l'introduction des termes de conductivité électrique et magnétique autorisant le traitement des pertes.

La résolution des problèmes électromagnétiques sous leur forme générale, se réduit à la solution de six équations différentielles aux dérivées partielles de premier ordre couplées pour les composantes du champ électrique et magnétique. Ces équations présentées pour la première fois par Maxwell, décrivent la variation spatio-temporelle du champ électromagnétique. Une méthode générale pour résoudre ces équations consiste à découpler les champs électriques et magnétiques dans deux équations de second ordre séparées, appelées équations de Helmholtz ou équations d'onde. Ces équations peuvent être résolues directement dans le domaine temporel pour une variation arbitraire du temps, ou pour une variation sinusoïdale à une fréquence donnée [10].

La solution est définie en termes des propriétés des constituants (conductivité, permittivité et perméabilité) de la structure à étudier et de ses frontières. La structure est linéaire si les propriétés de ses constituants sont indépendantes du champ appliqué et elle est non linéaire dans le cas contraire. Elle est homogène si ses propriétés sont identiques dans toute la région et non homogène dans le cas contraire, et elle est isotrope si elles sont indépendantes de la direction du champ et anisotrope dans le cas contraire [9]. La plupart des problèmes rencontrés sont linéaires et isotropes et entièrement ou partiellement homogènes. Le volume du calcul peut être fermé ou ouvert.

La formulation FDTD des problèmes du champ électromagnétique est peut-être la plus générale et la plus facile pour la résolution des problèmes de dispersion et de rayonnement dans les structures électromagnétiques. L'algorithme de Yee emploie une discrétisation cartésienne de la structure dont l'élément de base est une maille cubique ou parallélépipède [11]. La méthode de Yee a plusieurs avantages ; il est robuste, rapide et simple à implémenter. En plus, l'utilisation d'une excitation impulsionnelle permet d'obtenir la réponse dans une bande de fréquence choisie par une seule simulation. Nous allons présenter dans ce qui va suivre un compte rendu simple de l'algorithme de Yee.

II.3.2. Les équations de Maxwell

Le point de départ de la méthode des différences finies est la forme différentielle des équations de Maxwell (II. 1 et II. 2) [11]. Lorsque l'on considère un milieu linéaire, homogène, isotrope et sans perte, et en l'absence des charges et de courants. Le milieu est caractérisé par une permittivité (relative) ϵ et une perméabilité magnétique (relative) μ réelles, ces équations ont la forme suivante :

$$\overrightarrow{\text{rot}} \vec{E} = -\mu \frac{\partial \vec{H}}{\partial t} \quad (\text{II.1})$$

$$\overrightarrow{\text{rot}} \vec{H} = \varepsilon \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} \quad (\text{II.2})$$

où :

E et H désignent les champs électrique (v/m) et magnétique (A/m), respectivement.

Lorsque ces équations sont projetées suivant les directions x , y et z , on obtient les équations suivantes :

$$\frac{\partial \overrightarrow{H}_x}{\partial t} = -\frac{1}{\mu} \left[\frac{\partial \overrightarrow{E}_z}{\partial y} - \frac{\partial \overrightarrow{E}_y}{\partial z} \right] \quad (\text{II.3})$$

$$\frac{\partial \overrightarrow{H}_y}{\partial t} = -\frac{1}{\mu} \left[\frac{\partial \overrightarrow{E}_x}{\partial z} - \frac{\partial \overrightarrow{E}_z}{\partial x} \right] \quad (\text{II.4})$$

$$\frac{\partial \overrightarrow{H}_z}{\partial t} = -\frac{1}{\mu} \left[\frac{\partial \overrightarrow{E}_y}{\partial x} - \frac{\partial \overrightarrow{E}_x}{\partial y} \right] \quad (\text{II.5})$$

$$\frac{\partial \overrightarrow{E}_x}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon} \left[\frac{\partial \overrightarrow{H}_z}{\partial y} - \frac{\partial \overrightarrow{H}_y}{\partial z} \right] \quad (\text{II.6})$$

$$\frac{\partial \overrightarrow{E}_y}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon} \left[\frac{\partial \overrightarrow{H}_x}{\partial z} - \frac{\partial \overrightarrow{H}_z}{\partial x} \right] \quad (\text{II.7})$$

$$\frac{\partial \overrightarrow{E}_z}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon} \left[\frac{\partial \overrightarrow{H}_y}{\partial x} - \frac{\partial \overrightarrow{H}_x}{\partial y} \right] \quad (\text{II.8})$$

Pour implémenter ces équations dans le programme, on doit donc les discrétiser à partir de l'approximation de la dérivée centrée donnée [11] dans l'annexe A.

II.3.3. La discrétisation des équations de Maxwell

II.3.3.1. Discrétisation spatiale

La résolution des équations de Maxwell passe par la discrétisation des grandeurs électromagnétiques (électrique, magnétique) suivant le schéma de Yee [12], il a créé une cellule qui porte son nom. Elle est devenue la cellule élémentaire d'un maillage FDTD cartésien et elle est représentée sur la Figure II. 2.

Son principe de base consiste à distribuer dans chaque cellule les six composantes du champ électromagnétique de façon à ce que les équivalents discrets des opérateurs spatiaux soient eux aussi des taux de variation centré ; c'est -à- dire les composantes du champ électrique (nœuds électriques) sont calculées en des points de la cellule de Yee qui sont toujours placées au milieu d'une arête, tandis que les composantes du champ magnétique (nœuds magnétiques) sont situées au centre des faces et perpendiculairement à celle-ci (Figure II. 3). Cette répartition des champs électromagnétiques permet de respecter la condition de continuité des composantes tangentielle du champ électrique et normale du champ magnétique à l'interface de deux milieux différents.

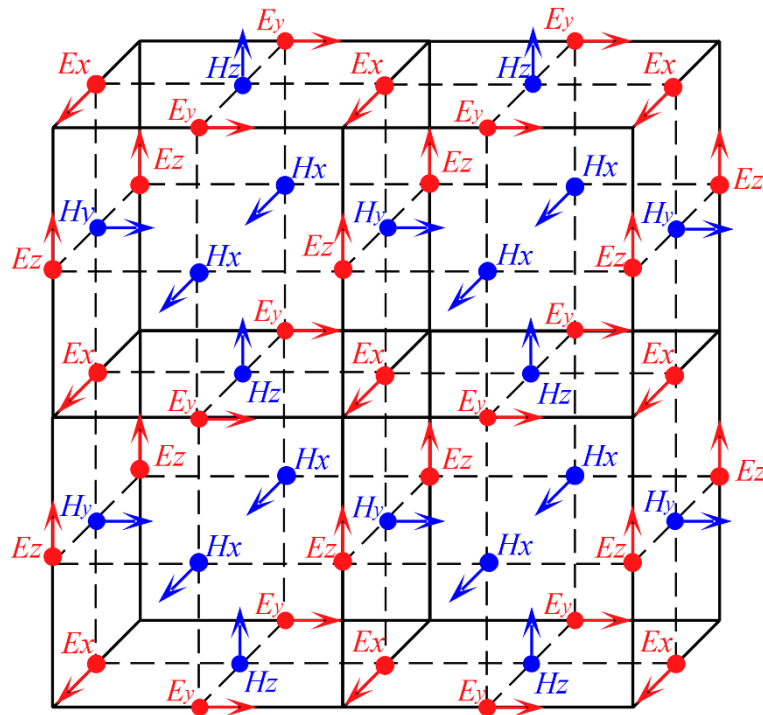


Figure II. 2. Position des composantes des champs à partir de plusieurs cellules de Yee [12].

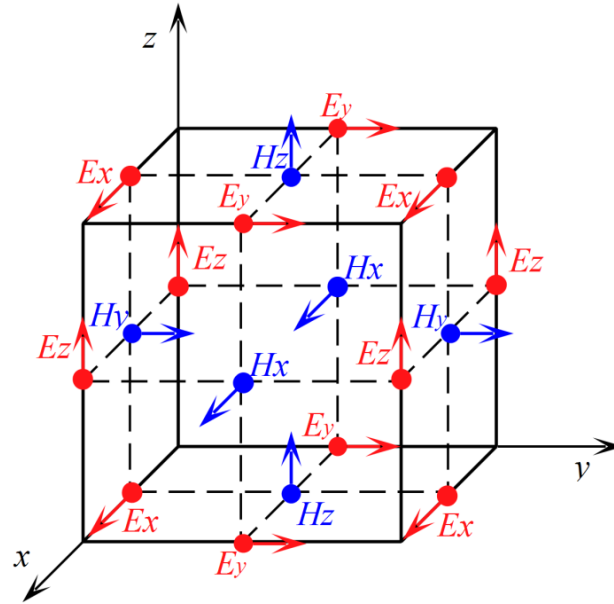


Figure II. 3. La cellule de Yee : position du champ électrique E et magnétique H dans la structure élémentaire tridimensionnelle de la FDTD [12].

On remarque le décalage d'un demi-pas spatial et temporel entre les composantes électriques E et magnétique H inhérent à l'approximation des opérateurs de dérivation par le schéma centré des différences finies. Lors de la discrétisation spatiale les cellules sont repérées par, les indices spatiaux (i, j, k) ; ce sont des entiers réels positifs, correspondant respectivement à la grille tridimensionnelle (x, y, z) , les distances sont aussi quantifiées selon les relations suivantes :

$$\begin{cases} x = i \cdot \Delta x \\ y = j \cdot \Delta y \\ z = k \cdot \Delta z \end{cases} \quad (\text{II.9})$$

Généralement $\Delta x = \Delta y = \Delta z$ pour obtenir une grille cubique. L'approche de Yee pour les grandeurs, dépendantes de l'espace et du temps se note :

$$F_m^n(i \cdot \Delta x, j \cdot \Delta y, k \cdot \Delta z) = F_m^n(i, j, k) \quad (\text{II.10})$$

La fonction scalaire F est remplacée par les composantes de E et H .

m : représente la direction de la composante. ($m = x, y$ ou z), et n correspond à la $n^{\text{ième}}$ itération temporelle. Si on prend l'exemple de l'équation (II.3) en appliquant l'approximation de différence finie centré et ensuite on fait l'emplacement de la composante H_x dans la cellule (i, j, k)

$$\begin{aligned} \overline{H}_x^{n+1} = & (i - 1/2, j + 1, k + 1) = \overline{H}_x^n (i - 1/2, j + 1, k + 1) + \\ & \frac{\Delta t}{\mu_x (i - 1/2, j + 1, k + 1) \Delta z} \left[E_y^{n+1/2} (i - 1/2, j + 3/2, k + 1) - E_y^{n+1/2} (i - 1/2, j + 1/2, k + 1) \right] - \\ & \frac{\Delta t}{\mu_x (i - 1/2, j + 1, k + 1) \Delta y} \left[E_z^{n+1/2} (i - 1/2, j + 1, k + 3/2) - E_z^{n+1/2} (i - 1/2, j + 1, k + 1/2) \right] \end{aligned} \quad (\text{II. 10})$$

Le calcul de la composante H_x à partir des composantes E_y et E_z est illustré dans le schéma suivant (Figure II .4). La même procédure s'applique pour calculer toutes les composantes électromagnétiques.

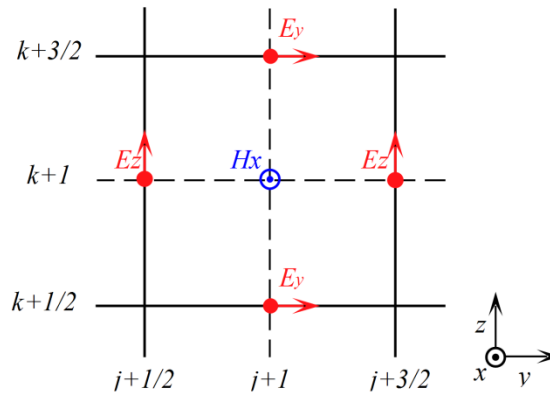


Figure II. 4. Représentation dans le plan $x = i - 1/2$ du calcul de la composante H_x à partir des composantes E_y et E_z .

II.3.3.2. La discrétisation temporelle

De la même manière de la discrétisation spatiale des composantes électromagnétiques (électrique, magnétique) est effectuée à travers un remplacement de la variable continue t par une suite de valeurs t_n de la forme $t_n = n \cdot \Delta t$, où Δt représente le pas temporel [13]. Les champs magnétiques sont évalués à des instants multiples pairs du demi-pas $\Delta t / 2$ d'échantillonnage temporel et les champs électriques aux instants multiples impairs. Le choix de cette discrétisation spatio-temporelle est imposé par la nécessité de centrer les dérivées spatiales et temporelles.

Nous pouvons dire que les valeurs de $\overline{H}(\vec{r})$ et de $\overline{E}(\vec{r})$ sont déterminées dans le temps de façon itérative et en alternance. Ceci est représenté dans la Figure II. 5.

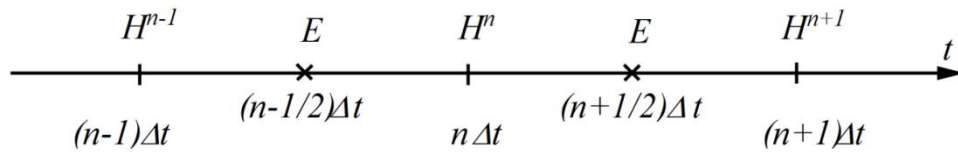


Figure II. 5. Discrétisation temporelle.

II.3.4. Critère de stabilité

Le choix des paramètres de discrétisation (Δx , Δy et Δz) et temporel (Δt) est très crucial pour la stabilité de la méthode des différences finies dans le domaine temporel.

D'après la condition de stabilité Courant-Friedrichs-Levy (CFL) [14,15], ces paramètres sont reliés par l'équation suivante

$$\Delta t \leq \frac{1}{c \sqrt{\left(\frac{1}{\Delta x^2} + \frac{1}{\Delta y^2} + \frac{1}{\Delta z^2} \right)}} \quad (\text{II.11})$$

où :

c est la vitesse de la lumière, Δx , Δy , Δz sont les pas de discrétisation spatiale.

Par conséquent, afin qu'il n'y ait pas d'instabilités numériques, le pas de temps pour le calcul doit être plus petit que le pas de temps correspondant à la propagation de l'onde sur une maille [16].

Précisons que dans le cas où ce critère de stabilité n'est pas respecté, l'algorithme sera divergent. En pratique, on choisit Δt assez proche de sa valeur maximum pour réduire autant que possible le nombre d'itérations, donc la durée du calcul informatique.

II.3.5. Choix de l'excitation

En général, pour chaque structure à analyser on va choisir une excitation pour garantir un bon fonctionnement de l'antenne et une bonne adaptation. L'excitation est imposée suivant le domaine d'application et la bande de fréquence [11].

Pour obtenir de bons résultats dans la simulation FDTD, on a choisi l'excitation gaussienne à cause de son expression analytique simple et ayant un spectre en fréquence facilement contrôlable [13].

Une source Gaussienne sera définie de la façon suivante :

$$S(n) = e^{\frac{-(\Delta t - t_0)^2}{T^2}} \quad (\text{II.12})$$

où :

n est le nombre d'itérations, Δt est le pas temporel et t_0 désigne le retard par rapport à l'instant $t = 0$.

Le paramètre T est déterminé à partir de la largeur de l'impulsion gaussienne w . Il est donné par la relation suivante [17] :

$$T = \frac{\frac{1}{W}}{v \sqrt{3}} \quad (\text{II.13})$$

où :

v est la vitesse de l'onde dans le substrat.

II.3.6. Equations implémentées dans l'algorithme de la FDTD en 3D

Après avoir défini les conditions de discrétisation spatiale et temporelle, on peut alors exprimer les équations aux différences finies, c'est-à-dire, la forme discrète des six équations de Maxwell [18-20].

Nous venons de montrer le choix de la discrétisation spatio-temporelle des équations de Maxwell (II.3-II.8) au sens des différences finies. Il s'agit de respecter ces conditions afin de déterminer les six équations de Maxwell sous leur forme discrète dans la cellule élémentaire (i, j, k) d'une part et dans l'espace-temps d'autre part.

$H_x^{n+1/2}(i, j, k)$, $H_y^{n+1/2}(i, j, k)$, $H_z^{n+1/2}(i, j, k)$ sont les valeurs des composantes du champ magnétique appartenant à la maille (i, j, k) . Elles sont calculées à l'instant $(n+1/2) \Delta t$.

$E_x^n(i, j, k)$, $E_y^n(i, j, k)$, $E_z^n(i, j, k)$ sont les valeurs des composantes du champ électrique appartenant à la maille (i, j, k) . Elles sont calculées à l'instant $n \Delta t$.

✓ Pour les équations du champ magnétique

$$H_x^{n+1/2}(i, j, k) = H_x^{n-1/2}(i, j, k) + \frac{\Delta t}{\mu \Delta z} (E_y^n(i, j, k) - E_y^n(i, j, k-1)) - \frac{\Delta t}{\mu \Delta y} (E_z^n(i, j, k) - E_z^n(i, j-1, k)) \quad (\text{II.14})$$

$$H_y^{n+1/2}(i, j, k) = H_y^{n-1/2}(i, j, k) + \frac{\Delta t}{\mu \Delta x} (E_z^n(i, j, k) - E_z^n(i-1, j, k)) - \frac{\Delta t}{\mu \Delta z} (E_x^n(i, j, k) - E_x^n(i, j, k-1)) \quad (\text{II.15})$$

$$H_z^{n+1/2}(i, j, k) = H_z^{n-1/2}(i, j, k) + \frac{\Delta t}{\mu \Delta y} (E_z^n(i, j, k) - E_y^n(i, j-1, k)) - \frac{\Delta t}{\mu \Delta x} (E_z^n(i, j, k) - E_z^n(i-1, j, k)) \quad (\text{II.16})$$

✓ **Pour les équations du champ électrique**

$$E_x^{n+1}(i, j, k) = E_x^{n-1/2}(i, j, k) + \frac{\Delta t}{\varepsilon \Delta z} (H_y^{n+1/2}(i, j+1, k) - H_y^{n+1/2}(i, j, k)) - \frac{\Delta t}{\varepsilon \Delta z} (H_z^{n+1/2}(i, j, k+1) - E_z^{n+1/2}(i, j, k)) \quad (\text{II.17})$$

$$E_x^{n+1}(i, j, k) = E_x^n(i, j, k) + \frac{\Delta t}{\varepsilon \Delta z} (H_z^{n+1/2}(i, j+1, k) - H_z^{n+1/2}(i, j, k)) - \frac{\Delta t}{\varepsilon \Delta x} (H_z^{n+1/2}(i+1, j, k) - E_z^{n+1/2}(i, j, k)) \quad (\text{II.18})$$

$$E_z^{n+1}(i, j, k) = E_z^n(i, j, k) + \frac{\Delta t}{\varepsilon \Delta x} (H_z^{n+1/2}(i+1, j, k) - H_z^{n+1/2}(i, j, k)) - \frac{\Delta t}{\varepsilon \Delta y} (H_z^{n+1/2}(i, j+1, k) - H_z^{n+1/2}(i, j, k)) \quad (\text{II.19})$$

Cette mise en équations a permis l'élaboration d'un programme de calcul en Matlab. Un calcul itératif permet d'obtenir l'évolution temporelle du champ électromagnétique tenant compte des conditions imposées.

L'algorithme principal de la méthode FDTD est représenté sur la Figure II.6, elle représente une interprétation du programme élaboré en Matlab.

II.3.7. Condition aux limites d'absorption

Le système à étudier est étendu dans un support infini et toute machine ne peut pas simuler un tel système. Donc, la solution est d'entourer le système d'intérêt par ABC (Absorbing Boundary conditions) [21]. Parmi les ABC les plus connus, on trouve les couches parfaitement adaptées PML (Perfectly Matched Layers), proposées par Brenger [22] et développées par d'autres chercheurs. Le principe des couches parfaitement adaptées PML est dérivé de la condition

d'adaptation d'impédance de deux ondes à l'interface entre deux milieux de même indice, dont l'un des deux est absorbant. Dans ce cas l'onde s'atténue dans la partie absorbante. Ces conditions sont certainement les plus performantes, elles permettent de descendre à des réflexions en amplitude du champ de l'ordre de 10^{-5} , sur une très large gamme d'incidences et de fréquences. Le plan de masse est partiellement imprimé au-dessous du substrat.

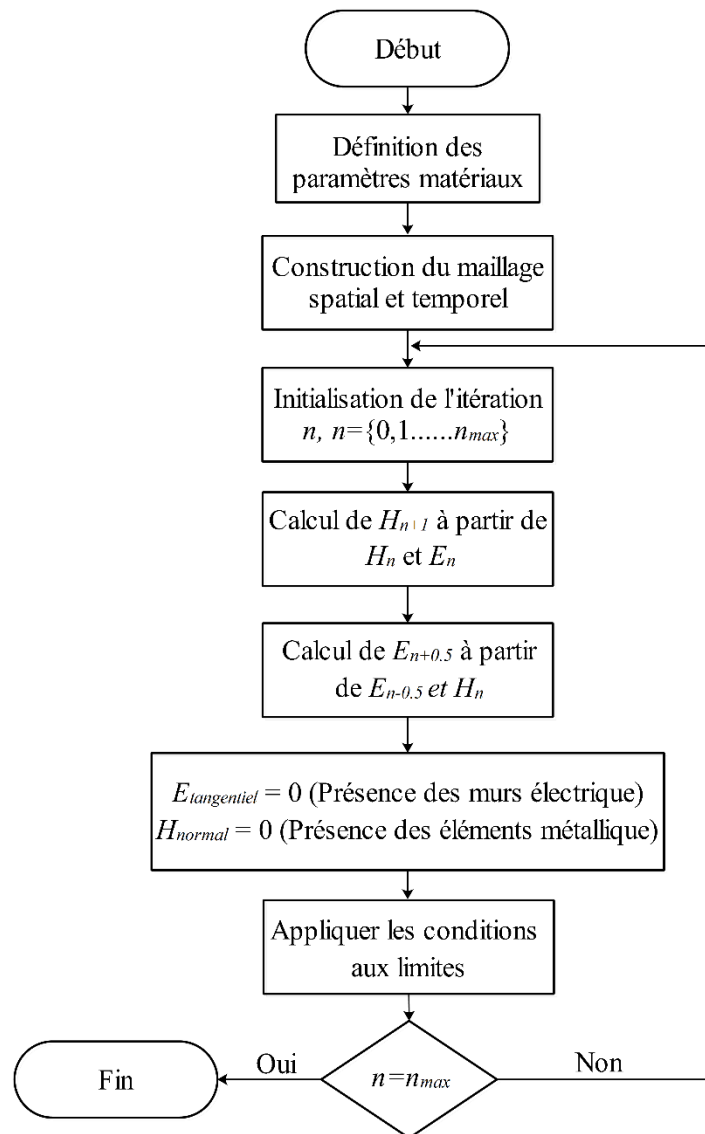


Figure II. 6. Organigramme de la méthode FDTD.

II.4. Etude d'une antenne à une seule fente alimentée par une ligne microruban

II.4.1. Géométrie de l'antenne à une seule fente proposée

La Figure II.7 présente la géométrie de l'antenne à une seule fente proposée. La structure étudiée comporte un patch de forme rectangulaire ($L_p \times W_p$) avec une fente de forme rectangulaire de dimension ($a \times b$), alimentée par une ligne microruban qui a une longueur L_f et une largeur W_f imprimée sur la face supérieure du substrat ($L \times W$) de type RT/DUROÏD 5870 avec une permittivité $\epsilon_r=2.3$ et une tangente de perte de 0.0012.

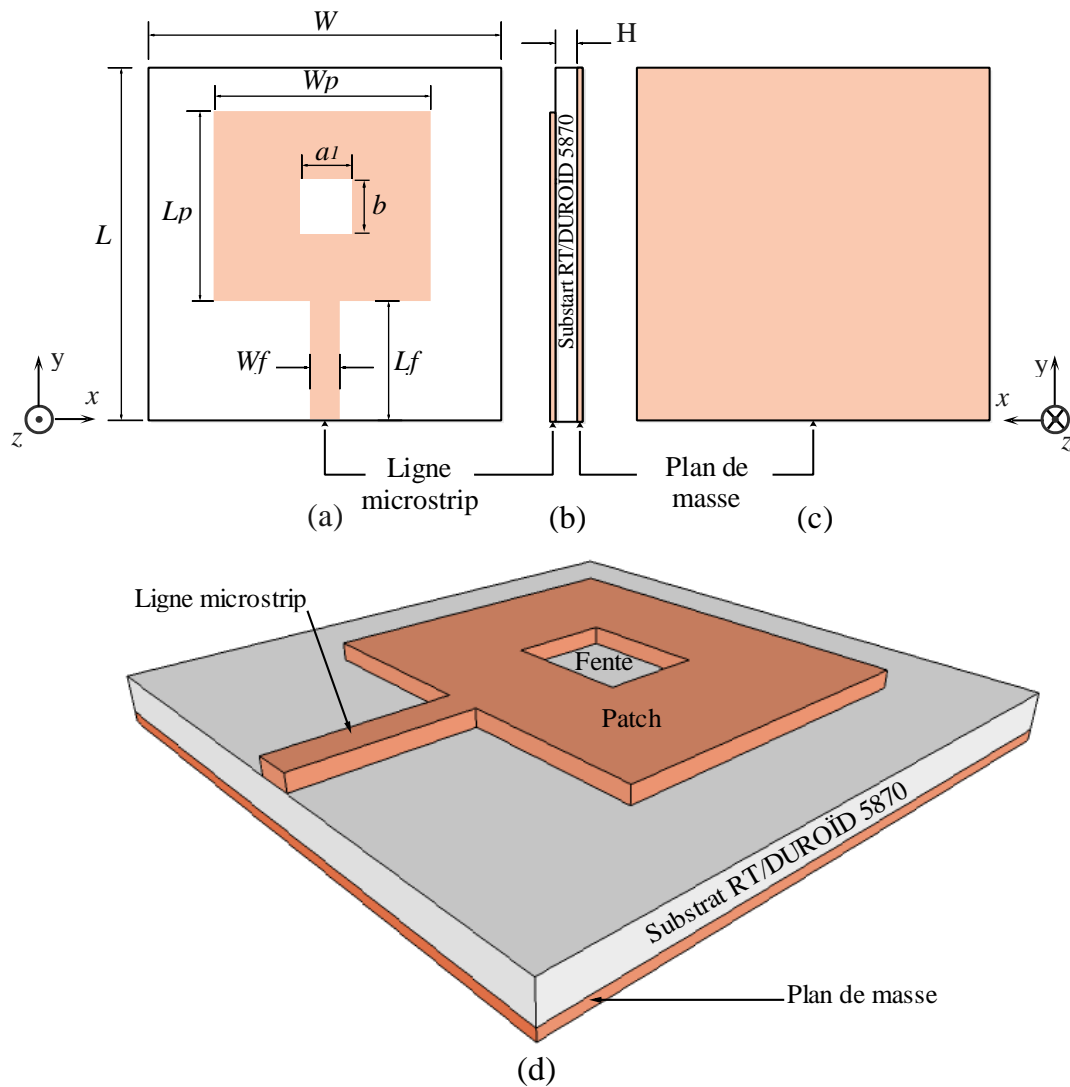


Figure II. 7. la géométrie d'une antenne rectangulaire à fente rectangulaire : (a) vue de dessus, (b) vue latérale, (c) vue de dessous et (d) vue en 3D.

Le Tableau II.1 donne les valeurs optimales des paramètres de l'antenne à fente proposée.

Tableau II. 1. Paramètres de l'antenne proposée (à une fente).

paramètre	L	W	L_p	W_p	L_f	W_f	a	b
Valeur (mm)	28	28	16	15	10	3.2	3	1

II.4.2. Résultats et discussion

Dans un premier lieu, la structure proposée est analysée par l'implémentation de la méthode PML-FDTD pour le calcul des caractéristiques électromagnétiques. Ensuite, les résultats issus de la méthode des différences finies sont validés en simulant la même structure par les deux logiciels de simulation électromagnétique, HFSS d'Ansoft et CST Microwave Studio. Enfin, une étude paramétrique a été effectuée pour étudier l'effet de certains paramètres de l'antenne sur ses performances.

II.4.2.1. Paramètres de la simulation FDTD

Le Tableau II.2 résume les différents paramètres de la méthode PML-FDTD utilisés pour la simulation de la structure à une seule fente proposée.

Tableau II. 2. Paramètres de la simulation FDTD.

Paramètres de la FDTD	valeur
Δx (mm)	0.4
Δy (mm)	0.28
Δz (mm)	0.1
Nombre d'itération	6548
La largeur d'impulsion gaussienne T , (ps)	3
Le temps de retard de l'impulsion gaussienne t_0 , (ps)	15
Nombre de couche PML	10

II.4.2.2. Coefficient de réflexion

La Figure II.8 présente la comparaison du coefficient de réflexion entre Les résultats numériques réalisés par le code PML-FDTD et de simulation par les deux logiciels HFSS et CST. D'après la figure, on peut avoir une antenne multi-bande qui résonne à plusieurs fréquences 13.6 ,16.7 ,25 ,30 et 35 .6GHz par la méthode FDTD. De même, les résultats des logiciels montrent que l'antenne proposée fonctionne aussi à plusieurs bandes. D'après ces résultats, on constate que l'antenne proposée peut appartenir aux antennes multi-bandes. En

plus, les résultats numériques obtenus à partir des différentes simulations montrent un bon accord .

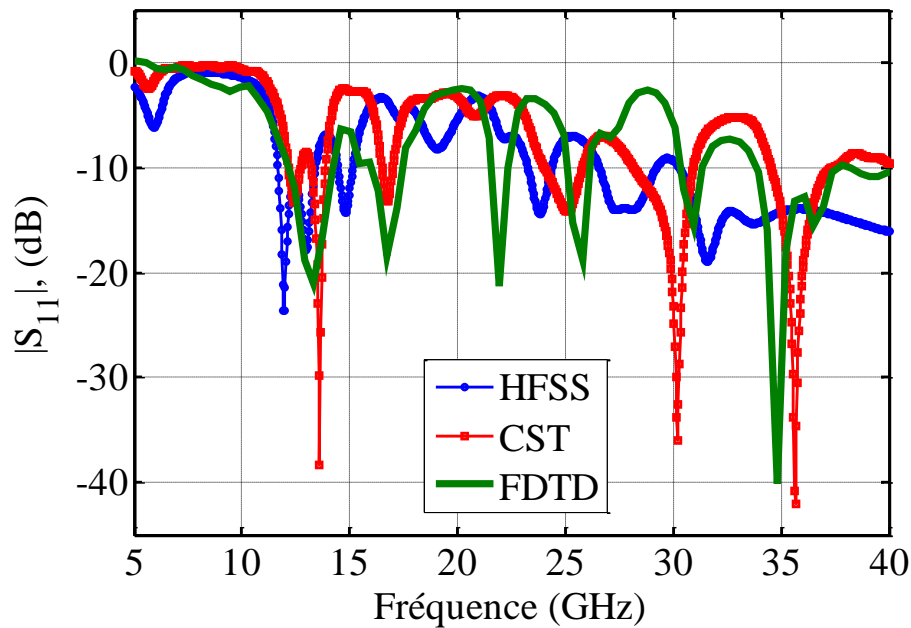


Figure II. 8. Coefficients de réflexion de l'antenne à fente.

II.4.2.3. Diagramme de rayonnement

La Figure II .9 présente les diagrammes de rayonnement autour de la résonance en fonction de l'angle θ pour une antenne rectangulaire possédant une fente.

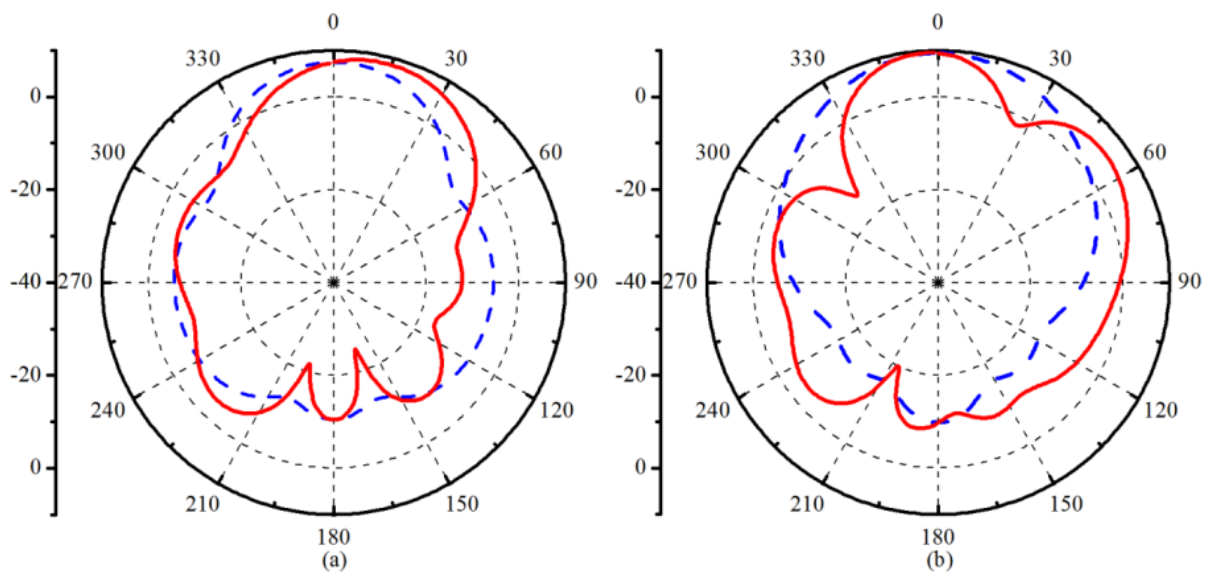


Figure II. 9. Diagrammes de rayonnement de l'antenne à fente pour les fréquences (a) 13.6 et (b) 16.7 GHz (ligne continue plan E , ligne discontinue plan H).

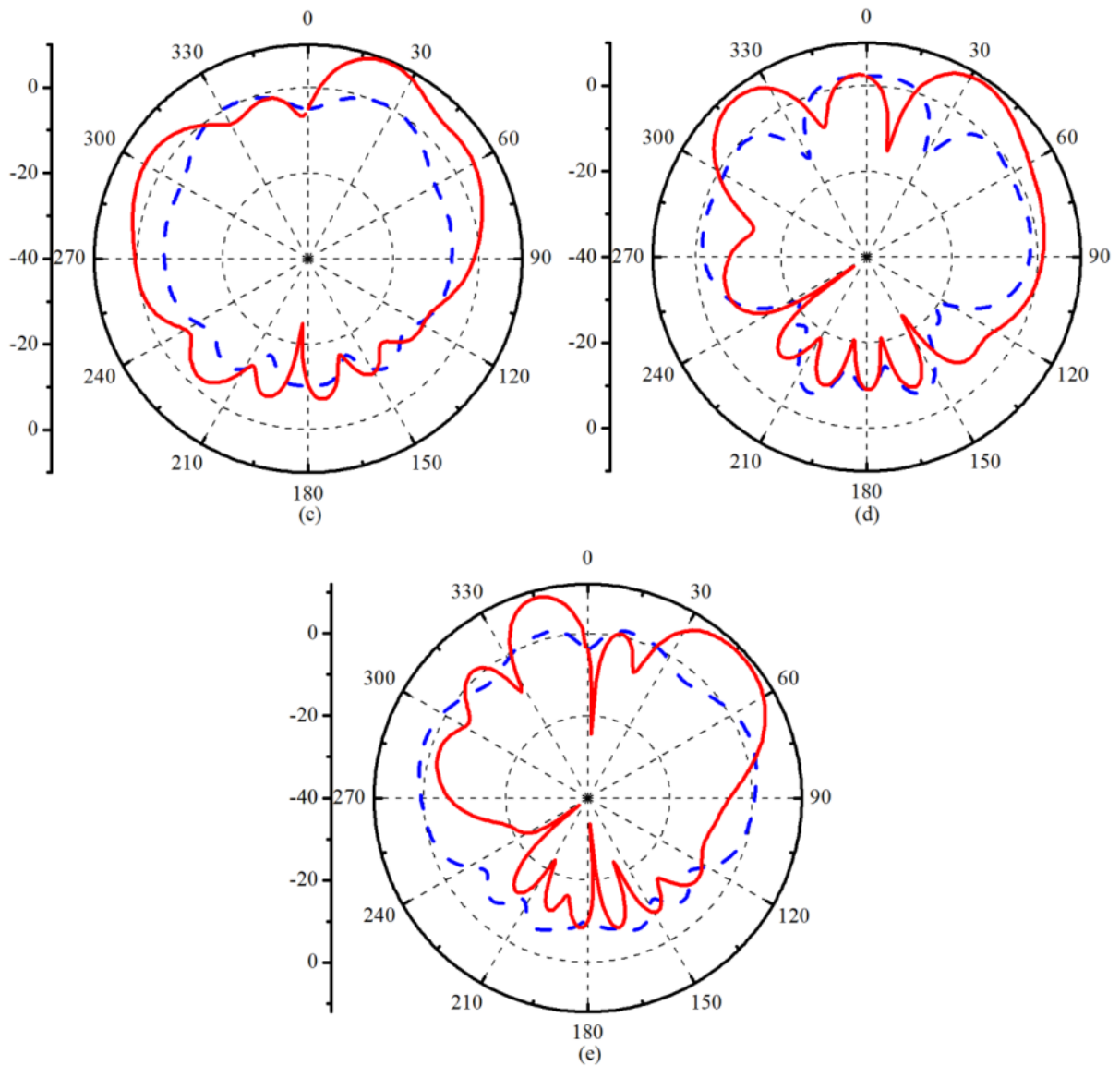


Figure II. 9. Diagrammes de rayonnement de l'antenne à fente pour les fréquences (c) 25, (d) 30 et (e) 35.6GHz (ligne continue plan E , ligne discontinue plan H).

II.4.2.4. Etude paramétrique

a. L'effet de la largeur de la fente

La Figure II .10 représente montre l'influence de la largeur de la fente sur les fréquences de résonance de l'antenne pour différentes valeurs de la largeur de la fente ($a=1\text{mm}$, $a=2\text{mm}$, $a=3\text{mm}$ et $a=6\text{mm}$). On observe une bonne adaptation de l'impédance pour la fréquence de résonance 13.6GHz et on peut avoir une autre fréquence de résonance à 16.7, 25, 30 et 35.6 GHz en réglant la valeur du paramètre a . La valeur optimale de ce paramètre est $a=3\text{mm}$.

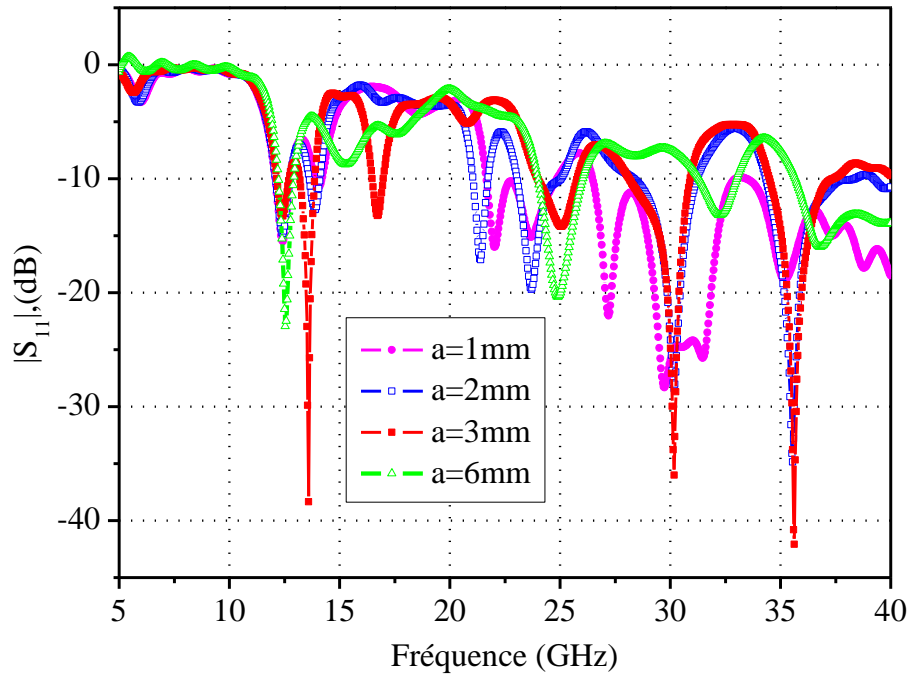


Figure II. 100. Variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de la largeur de la fente.

b. L'effet de la longueur de la fente

Nous nous intéressons maintenant au paramètre b qui est la longueur de la fente. Le comportement de l'antenne en fonction de ce paramètre est représenté sur la Figure II. 11. Nous observons que les fréquences de résonance sont très sensibles à ce paramètre b . La valeur optimale de ce paramètre est $b=1$ mm.

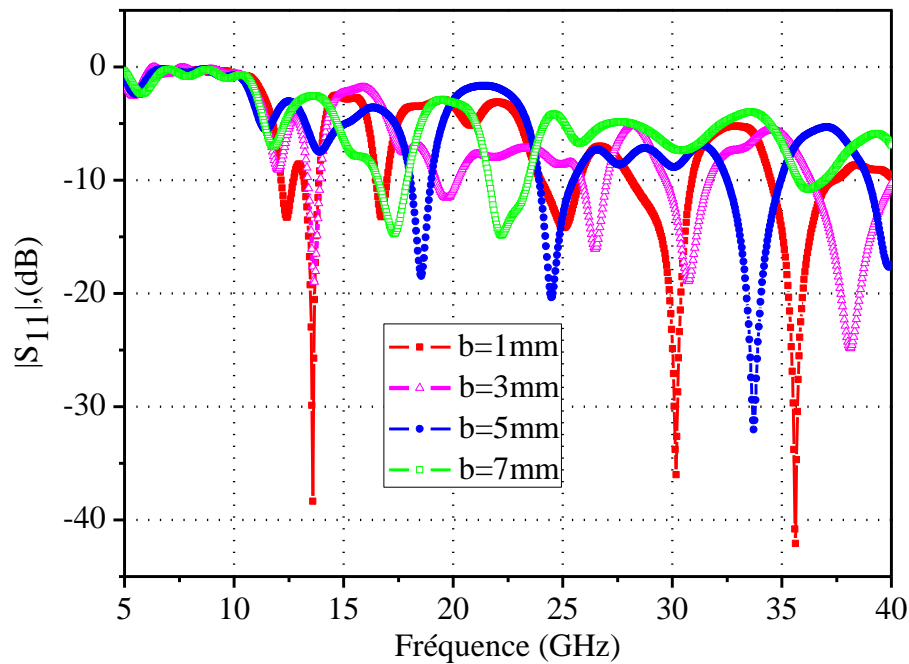


Figure II. 11. Variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de la longueur de la fente.

II.5. Etude d'une antenne à deux fentes alimentée par une ligne microruban

II.5.1. Géométrie de l'antenne à deux fentes proposée

Nous allons utiliser dans cette partie la même structure de la partie précédente et nous allons lui associer une deuxième fente. La Figure II.12 illustre la structure de l'antenne rectangulaire à deux fentes. Les valeurs optimales des paramètres de l'antenne à deux fentes proposée sont données dans le Tableau II.3.

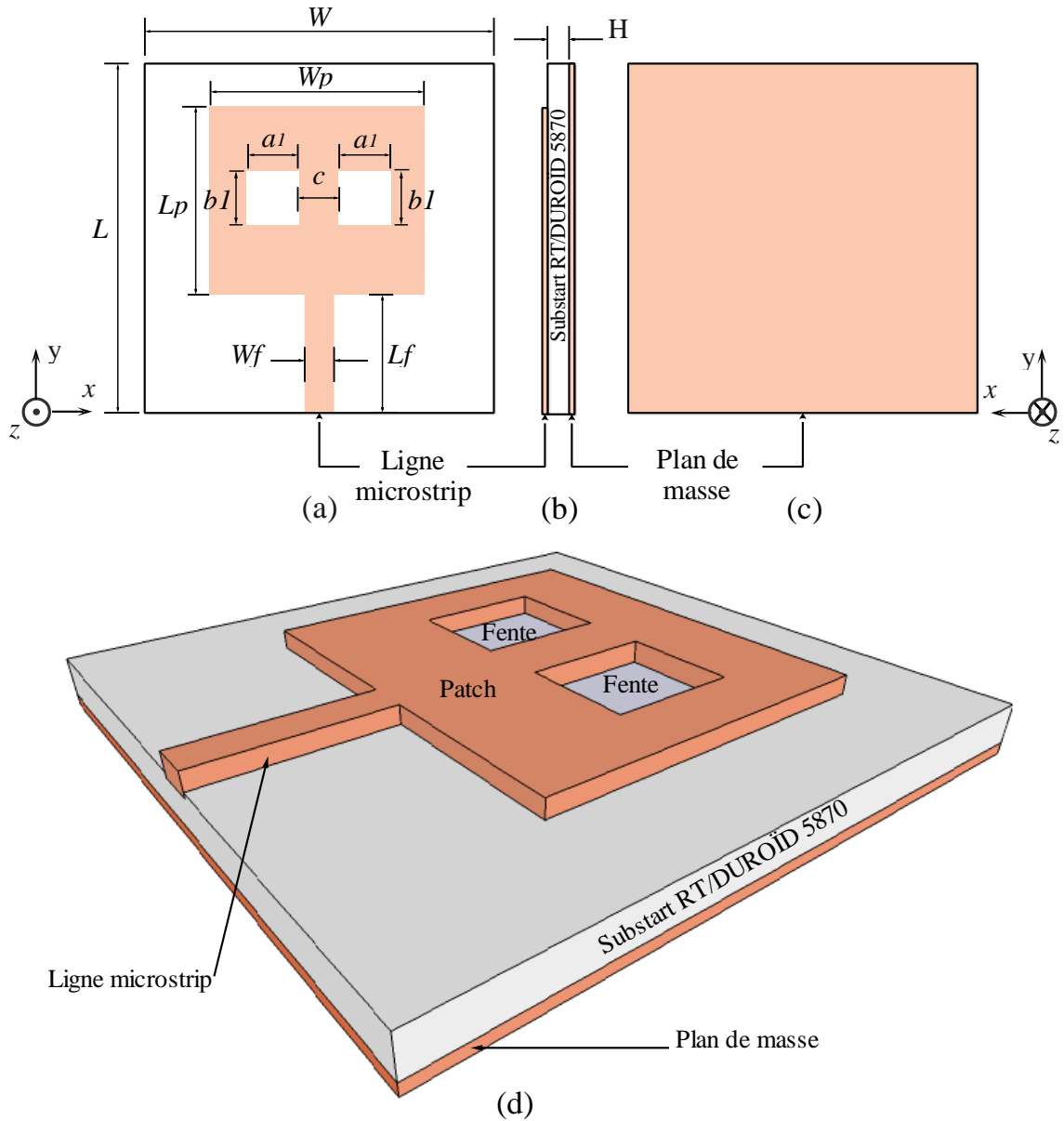


Figure II. 122. La géométrie d'une antenne rectangulaire à deux fentes rectangulaires, (a) vue de dessus, (b) vue latérale, (c) vue de dessous et (d) vue en 3D

Tableau II. 3. Paramètres de l'antenne proposée (à deux fentes).

paramètre	L	W	L_p	W_p	L_f	W_f	a_l	b_l	c
Valeur (mm)	28	28	16	15	10	3.2	1.7	10	2

II.5.2. Résultats et discussion

La deuxième structure proposée est analysée aussi par l'implémentation de la méthode PML-FDTD et les deux logiciels de simulation électromagnétique, HFSS d'Ansoft et CST Microwave Studio. Les mêmes paramètres de la méthode PML-FDTD utilisés dans la première structure (une seule fente) sont utilisés pour cette deuxième structure (deux fentes).

II.5.2.1. Coefficient de réflexion

La Figure II .13 présente la comparaison entre nos résultats numériques obtenus par le code FDTD avec ceux simulés par les deux simulateurs HFSS et CST pour le cas d'une antenne à deux fentes. Nous constatons un bon accord entre nos résultats et ceux des deux simulateurs. On peut avoir une antenne multibande qui résonne à plusieurs fréquences 8.3 ,12.1, 16.2, 18.2, 20.6, 27, 29.6 et 35.7GHz

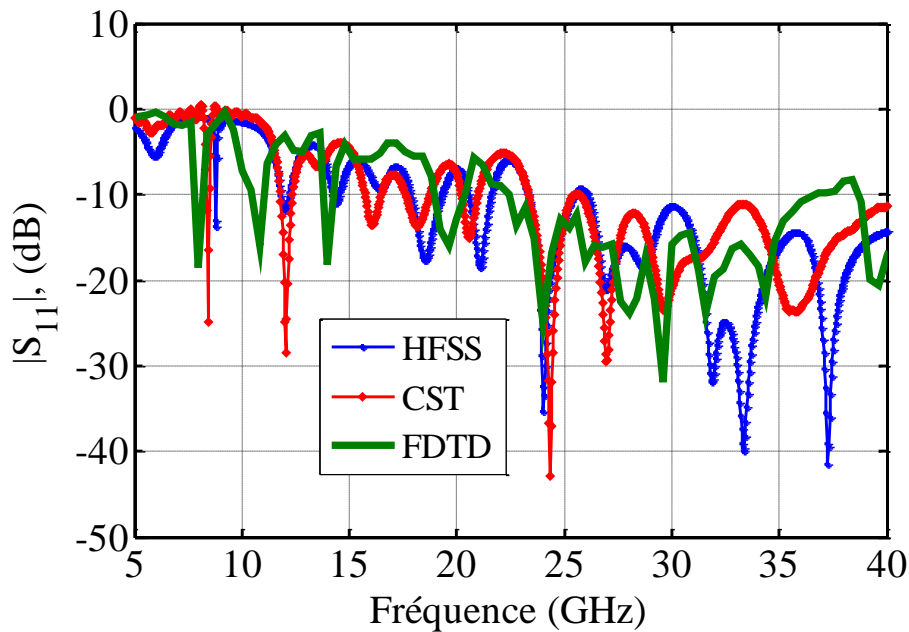


Figure II. 133. Coefficients du réflexion de l'antenne à deux fentes.

II.5.2.2. Diagramme de rayonnement

Les Figures II .14 et 15 présentent les diagrammes de rayonnement de l'antenne rectangulaire à deux fentes dans les deux plans principaux (plan E et plan H) pour ces différentes fréquences : 8.3 ,12.1, 16.2, 18.2, 20.6, 27, 29.6 et 35.7 GHz, respectivement.

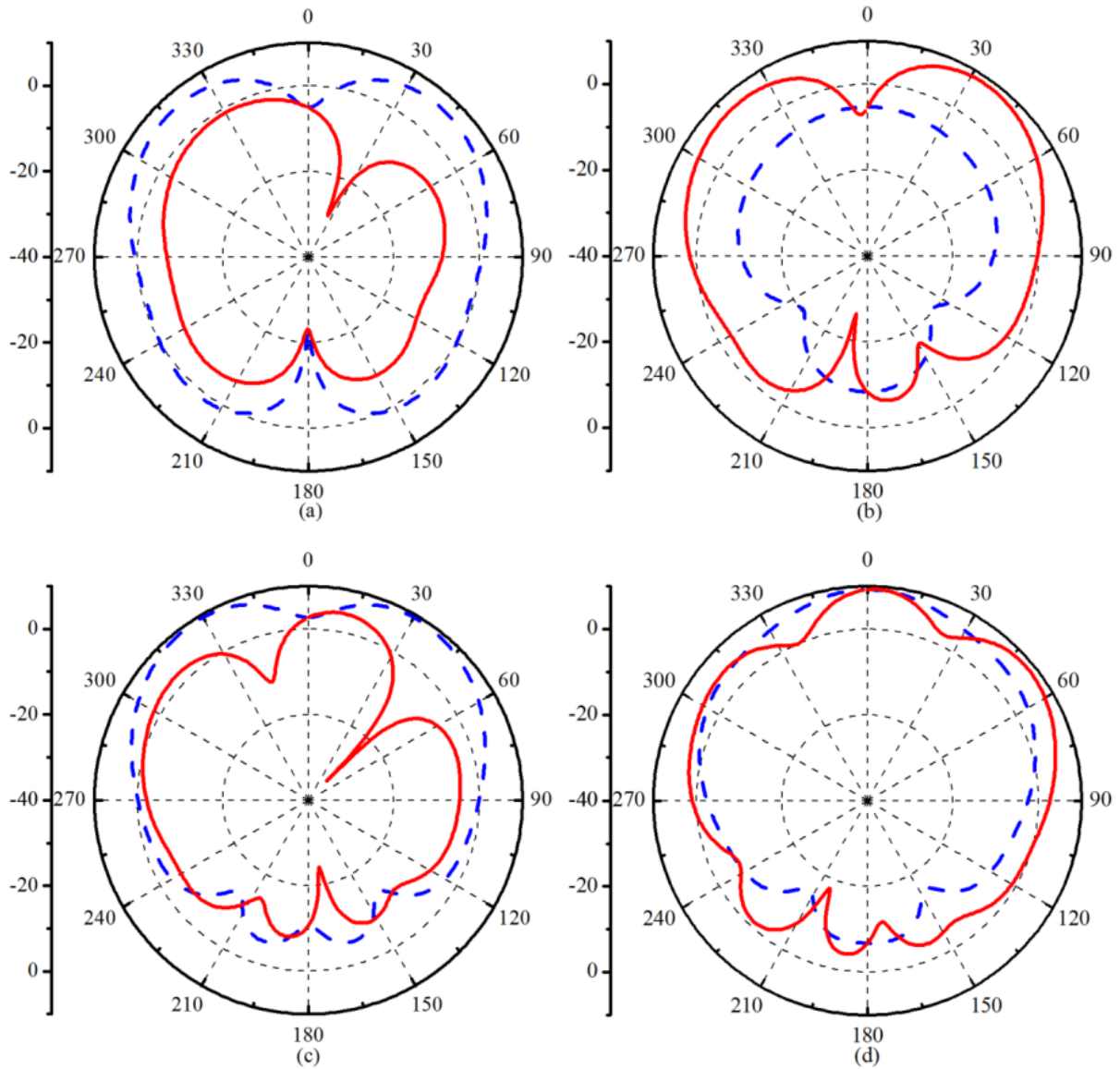


Figure II. 144. Diagramme de rayonnement de l'antenne à deux fentes pour les fréquences (a) 8.3, (b) 12.1, (c)16.2 et (d) 18.2 GHz (ligne continue plan E , ligne discontinue plan H).

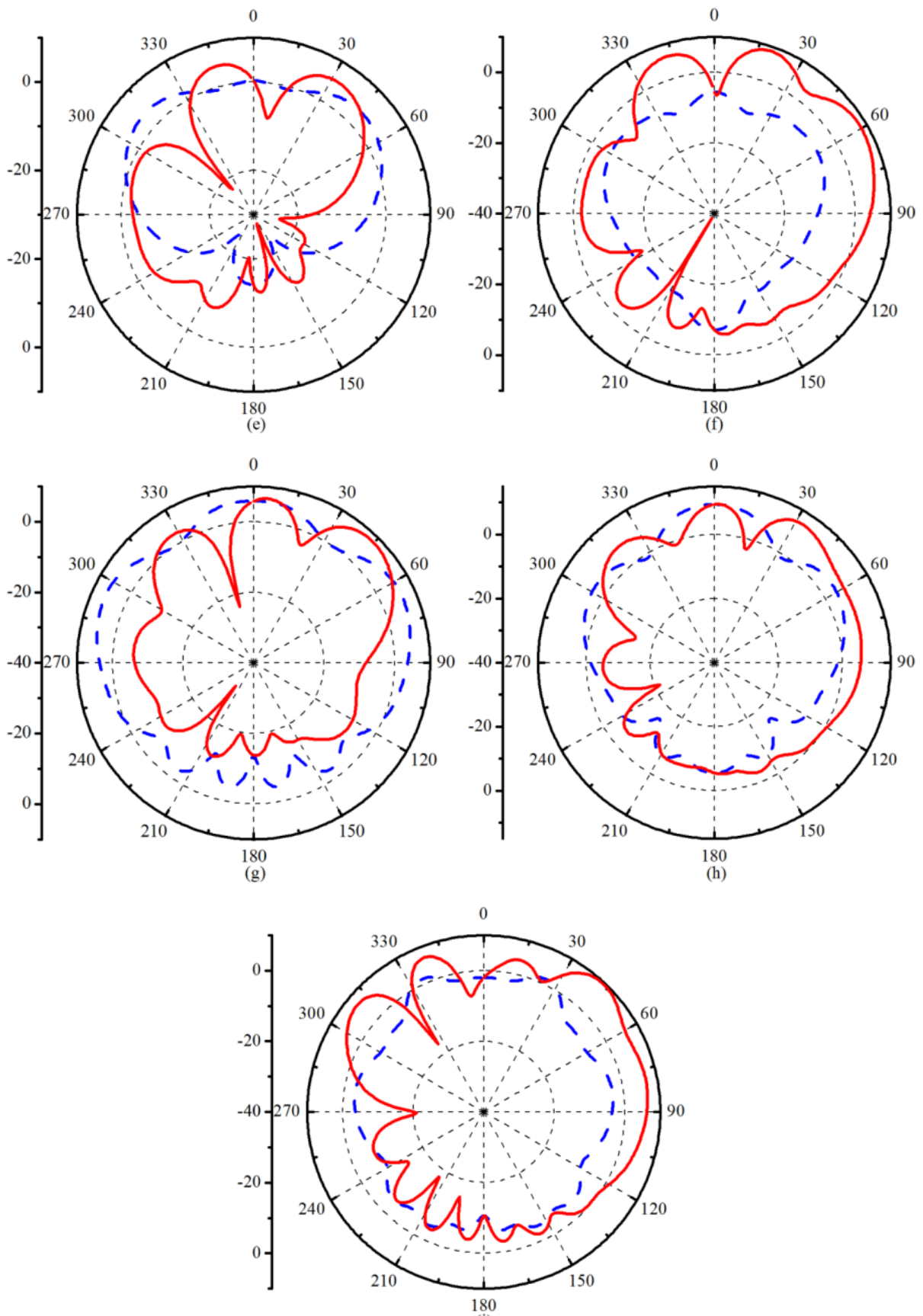


Figure II. 155. Diagramme de rayonnement de l'antenne à deux fentes pour les fréquences : (e) 20.6, (f) 24.4, (g) 27, (h) 29.6 et (e) 35.7 GHz (ligne continue plan E , ligne discontinue plan H).

II.5.2.3. Etude paramétrique

a. L'effet de la largeur de la fente

La Figure II .16, représente les coefficients de réflexion S_{11} les fréquences de résonance pour différentes valeurs de la largeur de la fente ($a_1=1\text{mm}$, $a_1=2\text{mm}$, $a_1=3\text{mm}$ et $a_1=6\text{mm}$). Cette figure montre l'influence de la largeur de la fente sur les fréquences de résonance de l'antenne.

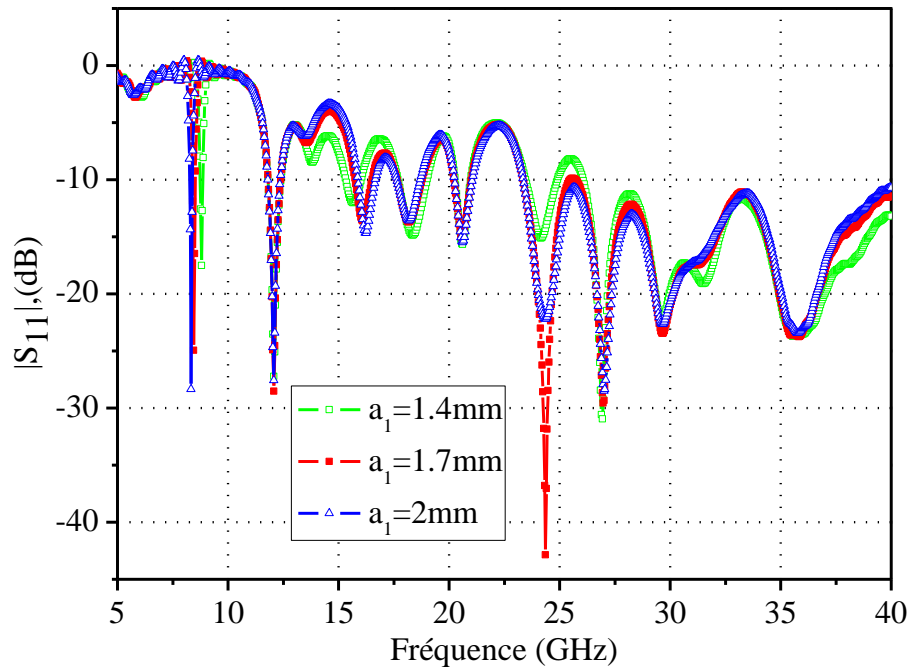


Figure II. 16. Variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de la largeur des deux fentes a_1 .

On observe une bonne adaptation de l'impédance pour la fréquence de résonance 24.4 GHz en réglant la valeur de paramètre a_1 . La valeur optimale de ce paramètre est $a_1=1.7\text{mm}$.

b. L'effet de la longueur de la fente

Une autre étude paramétrique s'est faite sur la dimension de la longueur de la fente b_1 . Il est clairement observé à partir de la Figure II.17 que la dimension b_1 affecte sur les fréquences de résonance 16.2 ,18.2 ,20.6 et 24.4 GHz. D'après cette figure, on constate que la valeur optimale pour la longueur de la fente est $b_1=10\text{mm}$.

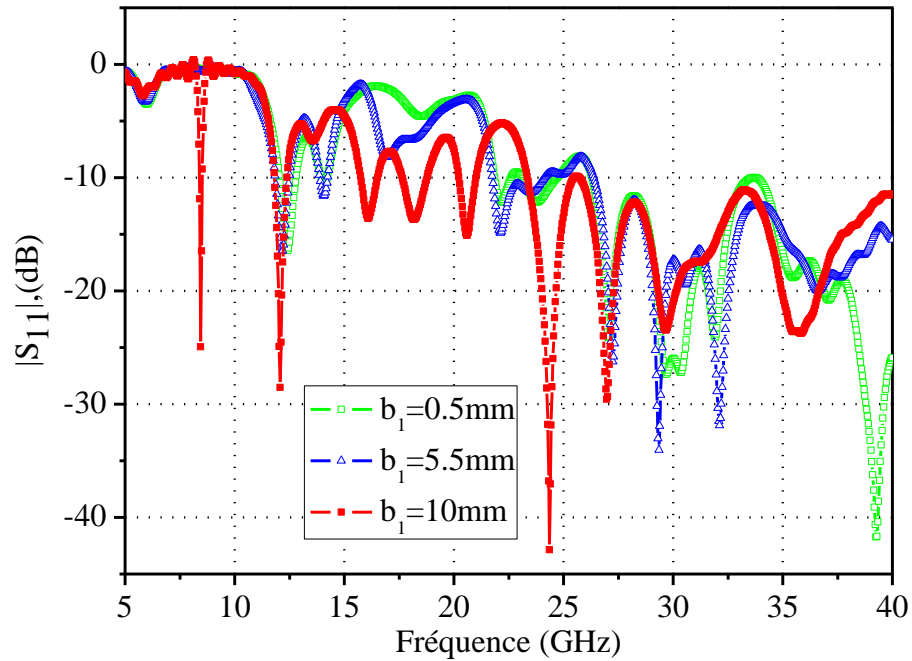


Figure II. 17. Variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de la longueur des deux fentes b_1 .

c. L'effet de l'espacement entre les deux fentes

La Figure II.18 montre l'effet de l'espacement entre les deux fentes sur le coefficient de réflexion. D'après cette figure, on constate que l'augmentation de l'espace c mène à une bonne adaptation des fréquences de résonance. la valeur optimale de c est 3.5 mm.

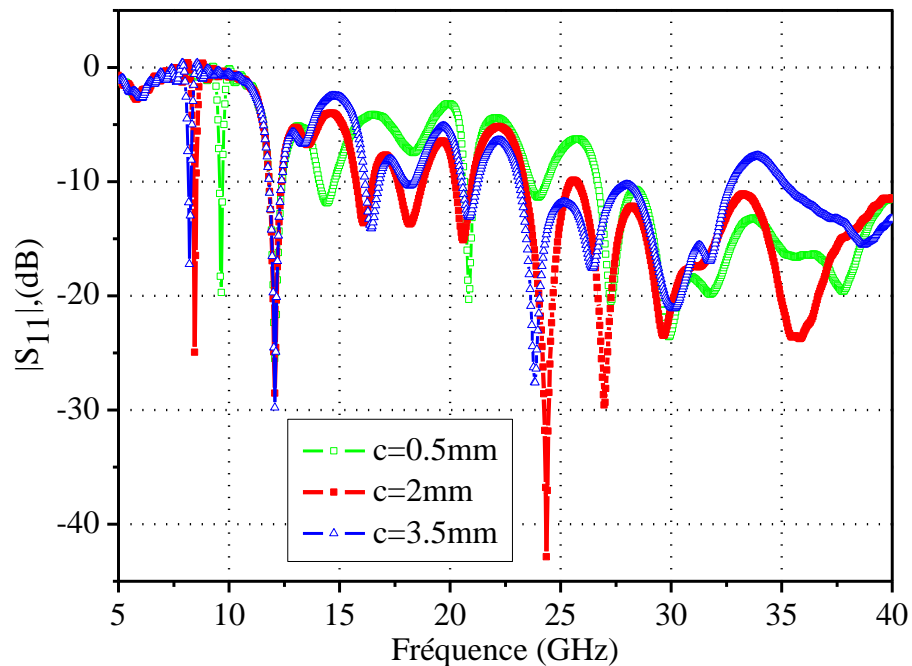


Figure II. 168. Variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de la longueur des deux fentes c .

II.6. Etude comparative entre trois structures : une structure conventionnelle simple, à une fente et à deux fentes

II.6.1. Le coefficient de réflexion

Dans la Figure II. 19, nous comparons le coefficient de réflexion de trois antennes, une antenne carrée conventionnelle (sans fente), une antenne à une seule fente et une antenne à deux fentes. Nous remarquons que le nombre des fréquences de résonance augmente avec l'augmentation des nombre des fentes. On conclue donc que l'ajout des fentes constitue un outil efficace pour avoir une antenne multi-bande. Le Tableau II. 4 résume les fréquences de résonance des différentes antennes.

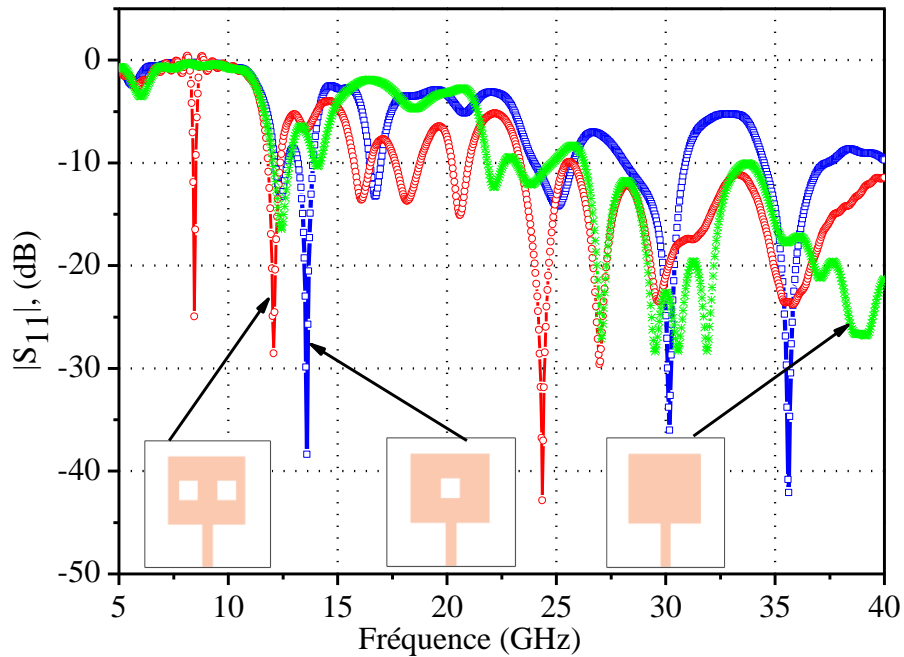


Figure II. 17. Comparaison du coefficient de réflexion entre les trois structures : carrée, à une seule fente et à deux fentes.

Tableau II. 4. Les fréquences de résonance des trois antennes.

L'antenne	Les fréquences de résonance (GHz)
Antenne conventionnelle	12.4, 22, 27
Antenne à une fente	13.6, 16.7, 25, 30 et 35.6
Antenne à deux fentes	8.3, 12.1, 16.2, 18.2, 20.6, 24.4, 27, 29.6 et 35.7

II.6.2. Le gain

Dans cette sous-section, nous effectuons une comparaison entre le gain d'une antenne carrée conventionnelle (sans fente), une antenne à une seule fente et une antenne à deux fentes. La comparaison est montrée dans la Figure II. 20, une antenne à deux fentes offre un gain maximal de 17dB à 8.3 GHz.

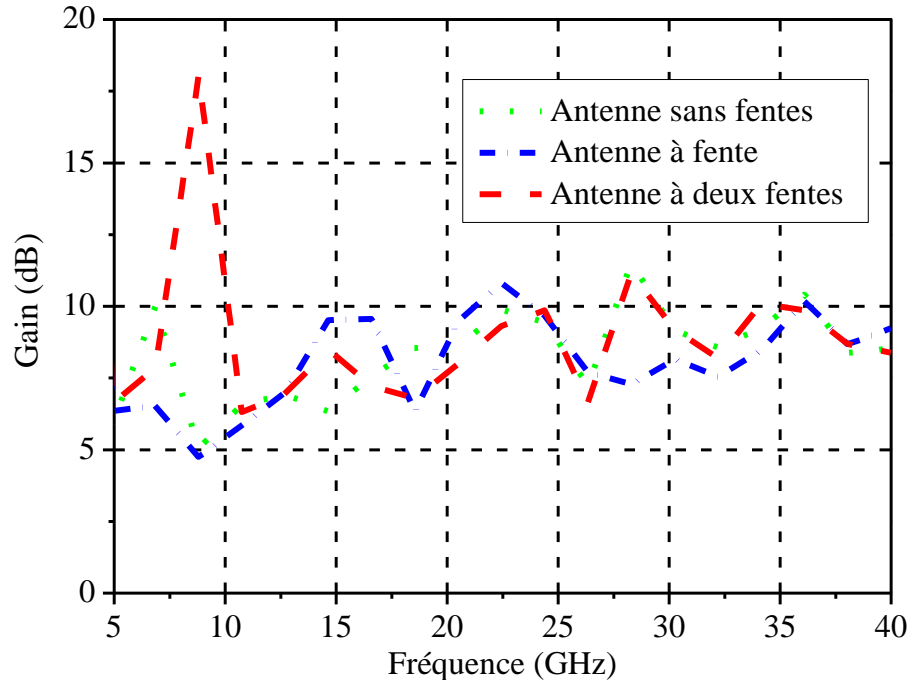


Figure II. 180. Comparaison entre le gain des structures : carrée, à une seule fente et à deux fentes.

II.7. Conclusion

Dans ce chapitre, on a détaillé les nécessaires étapes de la méthode des différences finies. Elle est bien adaptée à la simulation d'antennes puisqu'elle permet à la fois de connaître les caractéristiques du point de vue du rayonnement. La force de la FDTD réside dans sa simplicité de mise en œuvre. Deux nouvelles antennes multi-bandes sont analysées et optimisées par la méthode FDTD et deux logiciels de simulation HFSS et CST. Le fonctionnement multi-bande des deux antennes est obtenu à l'aide d'introduire des fentes dans le patch

Références bibliographiques du chapitre II

- [1] M. Titaouine, *Analyse des antennes microrubans de forme arbitraire par la méthode des moments et le modèle généralisé de la cavité*. Thèse de Doctorat, Université de Sétif, Sept.2007.
- [2] G. Kumar and K.P. Ray, *Broadband Microstrip Antennas*. Artech House, USA, 2003.
- [3] E. H. Newman and P. Tulyathan, "Analysis of microstrip antennas using moment methods," *IEEE Trans. Antennas Propaga.*, vol. 29., no. 1 pp. 47-53, 1981.
- [4] J. P. Daniel, G. Dubost, C. Terret, J. Citerne, and M. Drissi, "Research on planar antennas and arrays: structures rayonnantes," *IEEE Trans. Antennas Propaga.*, vol.35, no.1,pp. 14 38, 1993.
- [5] K.-F. Lee, K. Ho and J. Dahele, "Circular-disk microstrip antenna with an air gap," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 32, no. 8, pp. 880-884, 1984.
- [6] J. Bahl and P. E. Bhartia, *Microstrip antennas*. Dedham, MA: Artech House, 1980.
- [7] R. C. Boutout, J R, *Computational methods for electromagnetic and microwaves*. wiley-Interscience publication, New York, Wiley, 1990.
- [8] O. C Zienkiewicz , R. L. Taylor, "La Méthode des éléments finis – Formulation de base et problèmes linéaires », Afhor Technique, 1991.
- [9] A.Taflove, et M. E. Brodwin, "Numerical solution of steady-state electromagnetic scattering problems using the time-dependent Maxwell's equations," *IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques*, vol. 23, pp. 623-630, 1975.
- [10] Odile P. et coll., *Les antennes: Théorie, conception et applications*. Dunod, 2009.
- [11] A.Taflove and C. Hagness, *Computational Electrodynamics: The Finite Difference Time Domain Method*. 2nd Edition, Artech House, 2000.
- [12] K. S. Yee; "Numerical solution of initial boundary value problems involving Maxwell's equations in isotropic media", *IEEE Trans. on Antennas and Propaga.*, vol. 14, N°.3, pp. 302-307, 1966.
- [13] D. M. Sillivan, *Electromagnetic Simulation Using the FDTD Method*. IEEE Press, 2000.

- [14] R. Courant, K. Friedrichs and H. Lewy, "On the Partial Difference Equations of Mathematical Physics," *IBM Journal*, vol. 11, pp. 215-234, 1967.
- [15] E. Tan, "Fundamental schemes for efficient unconditionally stable implicit finite difference time-domain methods," *IEEE Trans. on Antennas and Propaga.*, vol. 56, No 01, pp. 170–177, 2008.
- [16] T. Namiki, "3D ADI-FDTD method-unconditionally stable time-domain algorithm for solving full vector Maxwell's equations," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 48, No. 10, pp. 1743–1748, 2000.
- [17] P. B. Johns and R. L. Beurle, "Numerical solution of 2 dimensional scattering problems using a transmission line matrix," *Proceeding IEE*, vol. 118, pp. 1203-1208, 1971.
- [18] M. N. O. Sadiku, Numerical techniques in electromagnetics. CRC press, 1992.
- [19] A. Taflove and Susan C. Hagness, The Finite-Difference Time-Domain Method. Artech House Antennas and Propagation Library, Computational Electrodynamics, 1995.
- [20] A. Hafiane, *Etude du couplage d'antennes imprimées par la méthode des différences finies et extraction du modèle électrique*. Thèse de Doctorat, Université de MARNE LA VALLEE, Mars 2003.
- [21] M. Shreim and M. F. Hadi, "Integral PML absorbing boundary conditions for the high-order M24 FDTD algorithm," *Progress In Electromagnetics Research, PIER* vol. 76, pp.141–152, 2007.
- [22] J. P. Bérenger, "A Perfectly Matched Layer for the Absorbing of Electromagnetic Wave," *Journal of computational physics*, Vol. 114, No 02, pp. 185-200, 1994.

CHAPITRE III :

CONCEPTION ET
OPTIMISATION D'UNE
ANTENNE FRACTALE BI-
BANDE POUR LES
APPLICATIONS WLAN ET
WIMAX

III. 1. Introduction

De nombreux services radio mobiles se développent actuellement et attirent de plus en plus d'utilisateurs. L'accès à ces services d'un terminal unique nécessite l'utilisation d'antennes compactes multi-bandes. Pour cela, diverses solutions ont été étudiées pour fournir la caractérisation de radiateurs flexibles répondant aux exigences demandées. Il fut noté que les fréquences utilisées par ces diverses applications s'étalent sur plusieurs octaves et il est donc difficile de concevoir une structure unique réunissant les caractéristiques requises permettant l'accès à ces différents services. Pour pallier à cette problématique certains auteurs ont par exemple proposé des antennes alimentées par CPW pour deux différentes fréquences de fonctionnement (1,5 et 3,5 GHz) [2]. Cependant, pour les systèmes de communication sans fil mobiles, il est difficile de miniaturiser la taille de l'antenne tout en conservant de meilleures performances, telles que profil bas, fonctionnement multiples, large bande passante, simplicité de conception et rendement élevé.

Dans cette perspective, plusieurs conceptions d'antennes avec diverses configurations ont été proposées pour fournir une opération multi-bande [3-8]. Dans [3], une antenne à fente a été proposée pour les systèmes GPS, WiMAX et WLAN. Un autre travail dans [4] a suggéré une antenne monopôle multi-bande de petite taille $22 \times 50 \text{ mm}^2$ fonctionnant avec une polarisation circulaire pour les applications GNSS. De plus, des antennes monopôles multi-bandes chargées par des structures métamatériaux et CSRR ont été proposées dans [5] pour des applications véhiculaires. D'autres approches ont été décrites dans [6] et [7], où les auteurs ont exploité l'utilisation des fentes dans le plan de masse pour le fonctionnement multi-bande. De plus, dans [8], une antenne miniaturisée a été obtenue en coupant les fentes incurvées le long des directions orthogonales du radiateur de patch. Les antennes en forme de fractale sont une autre technique courante pour introduire plusieurs bandes et réduire la taille de l'antenne. Dans [9], une nouvelle antenne modifiée par une technique semi-fractale a été utilisée pour les applications RFID à des fréquences de 3,8, 5,8, 8,2 et 9,7 GHz. Une antenne fractale en étoile a également été utilisée pour couvrir des applications commerciales et militaires [10]. En outre, une antenne textile dipolaire Fractal Koch a été proposée dans [11] pour les applications portables (0,9 GHz, 2,45 GHz et 5,8 GHz). Un concept d'antenne fractale est proposé en [12] pour atteindre la compacité ainsi que la polarisation circulaire.

Dans cette perspective, nous avons consacré le présent chapitre à la conception et à l'étude de nouvelle antenne fractale bi-bande compacte et alimentée par une ligne micro ruban pour les applications WLAN et WiMAX. L'antenne multi-bande proposée est étudiée et conçue à l'aide de l'outil de simulation électromagnétique CST. La méthodologie utilisée pour concevoir l'antenne est également décrite et l'effet de différentes parties de l'antenne est discuté. Enfin, pour valider le concept proposé, un prototype expérimental est fabriqué et mesuré, et les résultats obtenus sont présentés et discutés.

III. 2. Objectifs

Ce chapitre sera consacré à la conception d'une antenne fractale multi-bande respectant plusieurs normes différentes. Nous essayons d'optimiser, avec l'outil de simulation CST Microwave Studio, les caractéristiques de rayonnement de l'antenne en jouant sur les dimensions afin d'obtenir une antenne multi-bande avec seulement les fréquences de résonance désirées.

A partir des études paramétriques menées, nous pouvons déduire les paramètres importants affectant les performances d'adaptation de l'antenne, Une antenne optimisée peut donc être présentée. L'objectif est donc de fournir une antenne simple qui soient bien adaptée dans les deux bandes WLAN et WiMAX.

III. 3. Généralités sur les fractales

III. 3. 1. Définition d'une fractale

Les fractales, (fractale inspirée du mot latin fractus qui veut dire cassé ou brisé) ont été définies comme un nouveau domaine pour classer les structures géométriques dont la dimension n'est pas entière [13]. Le procédé de génération d'une géométrie fractale est simple ; on part d'une forme géométrique initiale qu'on appelle 'initiateur' ou 'générateur', ce dernier peut être composé de plusieurs parties simples. Comme première itération, chaque partie de l'initiateur est remplacée par une forme réduite de l'initiateur, c'est-à-dire on procède à une diminution d'échelle. Comme résultat on aura une nouvelle structure qui globalement ressemble à l'initiateur, et dont les détails ressemblent à ceux de l'initiateur. Pour la deuxième itération, on reprend le même procédé avec les nouvelles petites parties des initiateurs réduits et ainsi de suite indéfiniment. On remarque bien qu'on est en train de développer une structure complexe infinie, qui s'accroît et s'affine dans un espace limité.

Les fractales sont générées d'une façon itérative, aboutissant à des structures auto similaires. Si les paramètres de la fractale sont maintenus constants à chaque itération la fractale résultante est dite déterministe et si un de ces paramètres se modifie d'une façon aléatoire le long de l'opération de génération, elle dite aléatoire.

III. 3. 2. Quelques géométries utiles pour l'ingénierie d'antenne fractale

Cette section présente un bref aperçu de quelques-unes des géométries fractales les plus courantes qui se sont avérées utiles dans le développement de conceptions nouvelles et innovantes pour les antennes.

La première fractale qui sera considérée est le triangle populaire de Sierpinski [14]. Les premières étapes de la construction du triangle de Sierpinski sont montrées dans la Figure III.1. La procédure de construction géométrique de cette fractale commence par un triangle équilatéral contenu dans le plan, tel qu'illustré à l'itération 0 de la Figure III.1. L'étape suivante du processus de construction (voir l'itération 1 de la Figure III.1) consiste à enlever le triangle central avec les sommets qui sont situés aux points médians des côtés du triangle original, montrés à l'itération 0. Ce processus est ensuite répété pour les trois triangles restants, comme illustré à l'itération 2 de la Figure III. 1. Les deux étapes suivantes (étapes 3 et 4) dans la construction du triangle de Sierpinski sont également représentées sur la Figure III.1. La fractale du triangle de Sierpinski est générée en effectuant ce processus itératif un nombre infini de fois. Il est facile de voir à partir de cette définition que le triangle de Sierpinski est un exemple de fractale autosimilaire.

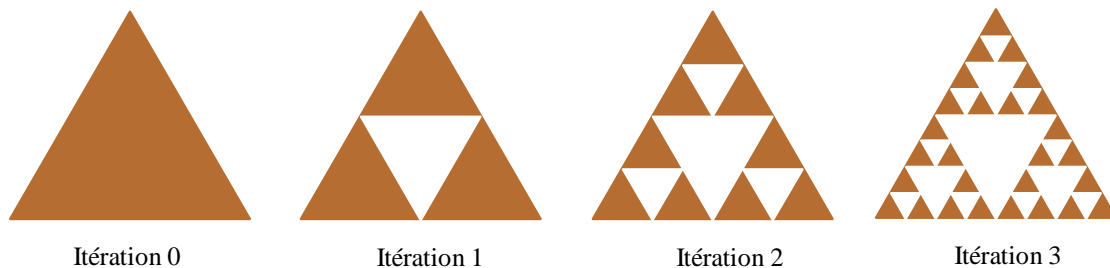


Figure III. 1. Génération de la boucle fractale du triangle de Sierpinski [14]

Du point de vue de l'ingénierie des antennes, une interprétation utile de la figure. III.1 est que les zones triangulaires marron représentent un conducteur métallique, tandis que les zones triangulaires blanches représentent les régions où le métal a été retiré.

Une autre fractale populaire est connue sous le nom de Flocon de Koch [15]. Cette fractale commence aussi comme un triangle équilatéral solide dans le plan, comme illustré à l'étape 0 de la Figure III. 2. Cependant, contrairement au joint de Sierpinsky, qui a été formé en enlevant systématiquement des triangles de plus en plus petits de la structure originale en ajoutant des triangles de plus en plus petits à la structure de manière itérative. Ce processus est clairement représenté sur la Figure III.2, où sont présentées les premières étapes de la construction géométrique d'un flocon de Koch.

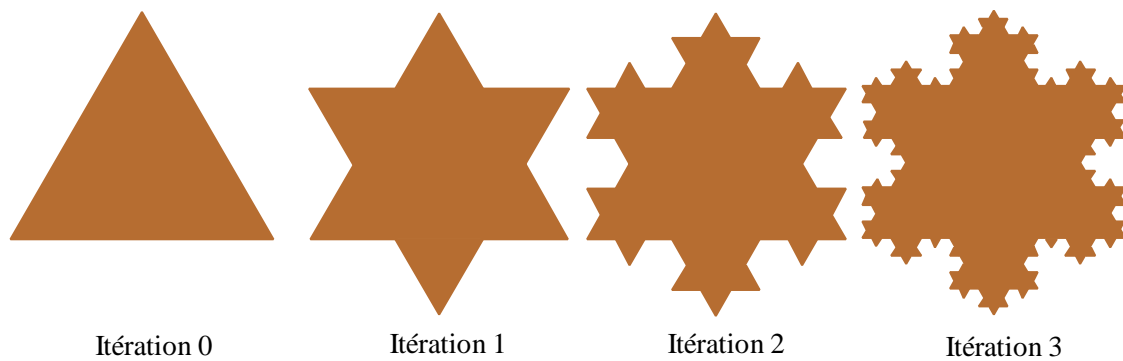


Figure III. 2. Génération de la boucle fractale de Flocon de Koch [15].

En fait, Les quatre premières étapes de la construction de la courbe de Hilbert sont illustrées à la Figure III.3 [16]. La courbe de Hilbert est un exemple d'une courbe fractale remplissant l'espace qui s'auto-évite (c'est-à-dire n'a pas de points d'intersection).

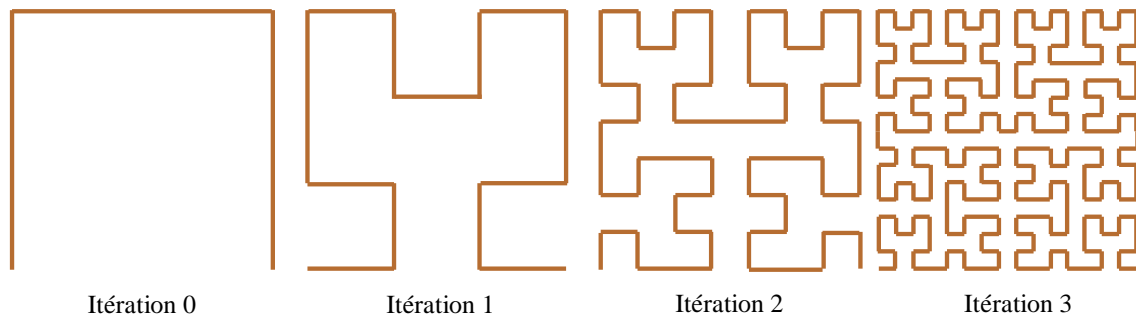


Figure III. 3. Génération de la boucle fractale de Hilbert [16].

Enfin, la structure autosimilaire des tapis de Sierpinski a été exploitée pour développer des éléments d'antennes multi-bandes. Le tapis de Sierpinsky est une fractale obtenue à partir d'un carré. Le tapis se fabrique en découpant le carré en neuf carrés égaux avec une grille de trois par trois, et en supprimant la pièce centrale, et en appliquant cette procédure indéfiniment aux huit carrés restants comme illustré à l'étape 0 de la Figure III. 4.

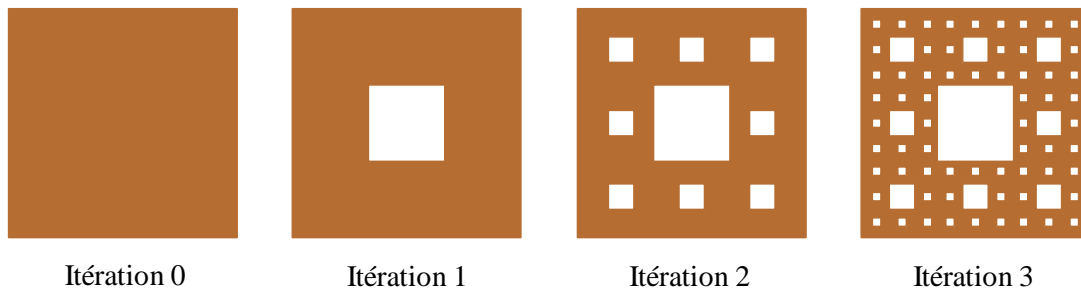


Figure III. 4. Génération de la boucle fractale du tapis de Sierpinski [17].

III. 3. 3. Pourquoi le choix des structures fractales

Il existe deux raisons pour lesquelles il est intéressant de concevoir des antennes dont la géométrie est fractale.

La première raison est que l'on s'attend à ce qu'une antenne auto-similaire (c'est-à-dire, une antenne qui contient plusieurs copies d'elle-même à différentes échelles) fonctionne de façon identique pour plusieurs longueurs d'onde différentes. Dans ce cas, les paramètres du rayonnement de l'antenne sont similaires pour plusieurs bandes de fréquence.

La deuxième raison est que les propriétés d'occupation de l'espace de certaines formes fractales (caractérisées par la dimension fractale) devraient permettre à de petites antennes de forme fractale de mieux tirer avantage du petit espace l'entourant. Pour des structures fractales « repliées » sur elles-mêmes, c'est peut-être le moyen le plus efficace pour augmenter le périmètre d'une aire donnée (prenons l'exemple du Flocon de Koch dont le périmètre tend vers l'infini avec une aire comprise dans le cercle circonscrit au triangle initiateur). On sait que le périmètre d'un cadre d'antenne est le facteur le plus important pour la détermination de sa fréquence de résonance, or une antenne à géométrie fractale de périmètre donné occupe moins de surface qu'un cadre d'antenne carré comparable. On peut donc réaliser des antennes plus petites.

Le Tableau III.1 résume les deux raisons pour lesquelles nous avons choisi d'étudier des structures dont la géométrie est fractale.

Tableau III. 1. Propriétés des structures fractales et leurs conséquences.

Propriétés des structures fractales	Conséquences
Autosimilarité fractale	Antennes multi-bandes
Occupation de l'espace due aux formes très accidentées	Petites antennes

III. 4. Evolution de la géométrie de l'antenne proposée

L'antenne proposée est représentée sur la Figure III.5. La configuration simple de cette antenne est constituée d'un plan de masse possédant des fentes (qui utilise une approche géométrique fractale), en utilisant un substrat Rogers RO3006 avec une permittivité $\epsilon_r = 6.15$. Cette antenne est alimentée par une ligne microstrip, située au-dessous de substrat, placée au milieu, considérée comme un élément rayonnant et une ligne microruban en même temps [18].

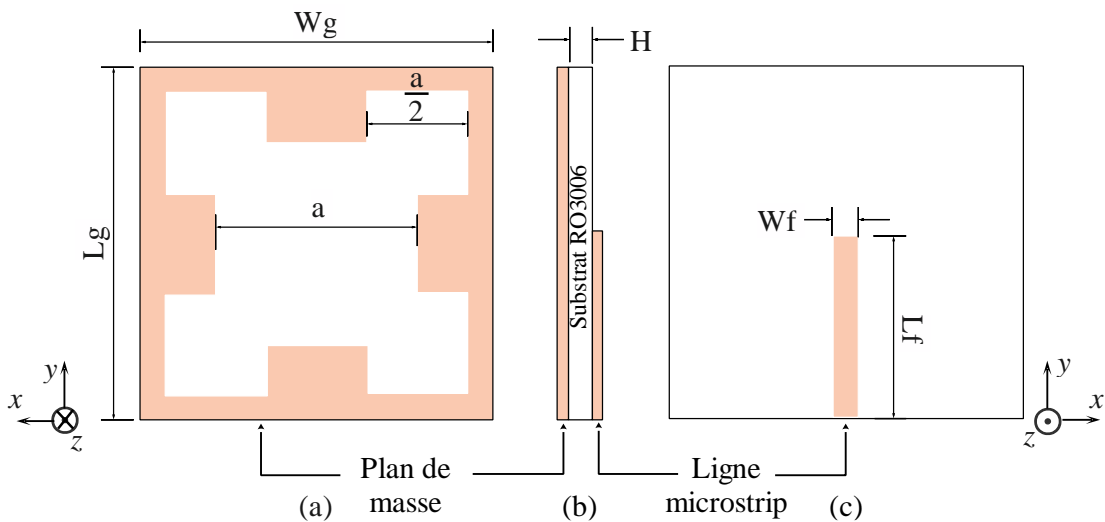


Figure III. 5. Configuration de l'antenne proposée (a) vue de dessus, (b) vue latérale côté, (c) vue de dessous.

Les fentes fractales sont obtenues en appliquant un processus itératif dans le but de générer une géométrie répétitive à différentes échelles. Le processus de conception de L'antenne proposée peut être généré à partir de l'utilisation de l'évolution illustrée sur la Figure III.6.

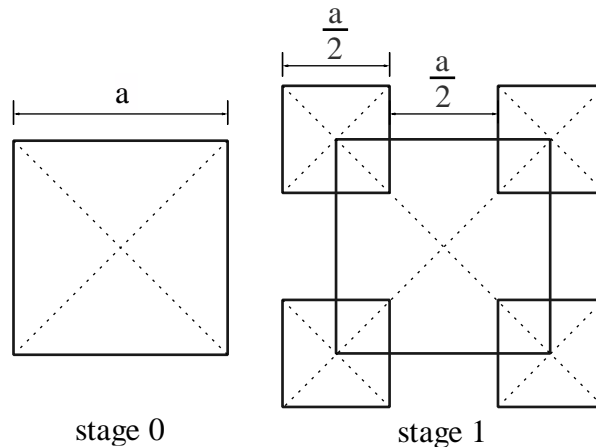


Figure III. 6. Les itérations de l'antenne fractale proposée.

III. 5. Résultats de simulation et discussion

Afin de faire fonctionner l'antenne en multibande, le concept de fractale est appliqué à la structure proposée dans le plan de masse. L'antenne fractale est alimentée par une ligne d'alimentation de 50Ω avec une largeur de bande de 1.8 mm. Une bonne adaptation d'impédance aux bandes de fonctionnement est obtenue pour les applications WLAN et WiMAX en fixant les dimensions optimales de l'antenne proposée, comme illustré dans le Tableau III.2. Les paramètres d'antenne sont simulés à l'aide du simulateur CST. En augmentant le nombre d'itérations dans la conception proposée, le nombre de fréquences de résonance augmente. L'antenne proposée fournit deux fréquences de résonance, ce qui conduit à une antenne bibrande.

Tableau III. 2. Paramètres Optimisés pour l'antenne proposée.

Paramètre	L_g	W_g	L_f	W_f	a	H
Valeur optimale (mm)	25	25	12.5	1.8	15.1	1.27

III. 5. 1. Coefficient de réflexion de différentes itérations

D'après les simulations effectuées par le simulateur de modélisation électromagnétique, la Figure.III.7 montre la comparaison entre le coefficient de réflexion de l'antenne carré classique et l'antenne fractale proposée. Dans le stage 0, lorsque l'emplacement carré est utilisé, il est clair que l'antenne génère une seule fréquence à 4.5 GHz. Cependant, à l'étape 2, lorsque on utilise plus d'une fente carrée, l'antenne proposée fournit deux fréquences de résonances avec ($S_{11} < -10$) à 2,4 GHz et 3,75 GHz, qui couvrent respectivement les bandes WLAN et WiMAX.

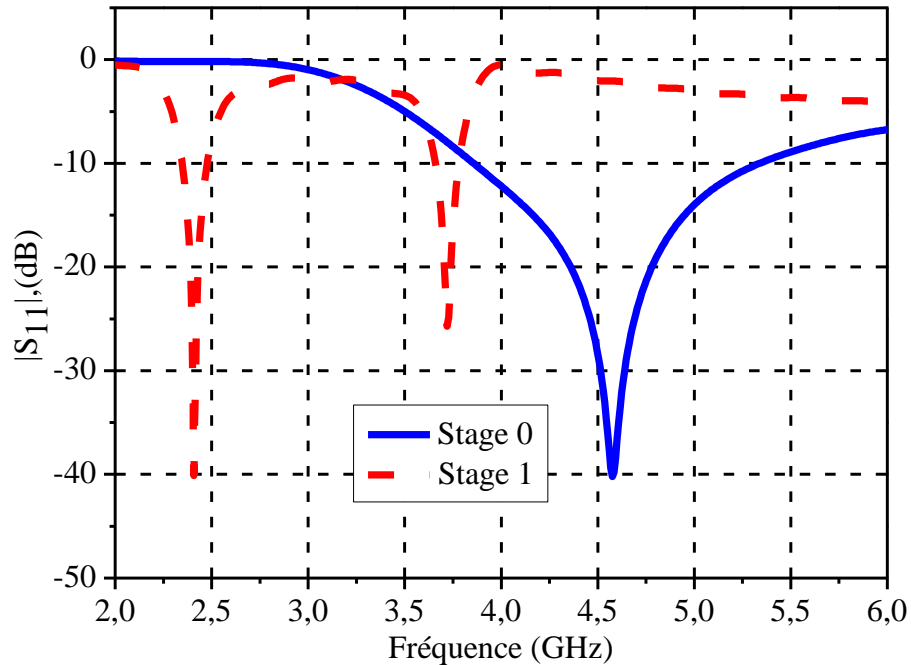


Figure III. 7. Coefficient de réflexion en fonction de la fréquence pour différentes configurations d'antenne.

On constate que la fréquence inférieure de l'antenne proposée est légèrement inférieure à la fréquence correspondante de l'antenne carrée en raison de la plus grande surface de l'antenne fractale.

III. 5. 2. Etude paramétrique

Une étude paramétrique a été faite pour étudier les effets des paramètres de l'antenne sur l'adaptation de l'impédance. Cette étude est importante parce qu'elle fournit une certaine compréhension des caractéristiques de l'antenne pour le concepteur.

Des simulations ont été effectuées pour étudier l'effet de différents paramètres de l'antenne sur ses performances. Les Figures III. 8 et III. 9 montrent qu'une bonne adaptation de l'impédance d'entrée pour les bandes WiMAX et WLAN peut être obtenue en réglant les valeurs des paramètres a et L_f . En conséquence, on constate que les bandes de WLAN et WiMAX peuvent être contrôlées simultanément en accordant la longueur de la fente a et la longueur de ligne microstrip L_f . Les valeurs optimales pour a et L_f sont 15.1 ,12.5 mm respectivement.

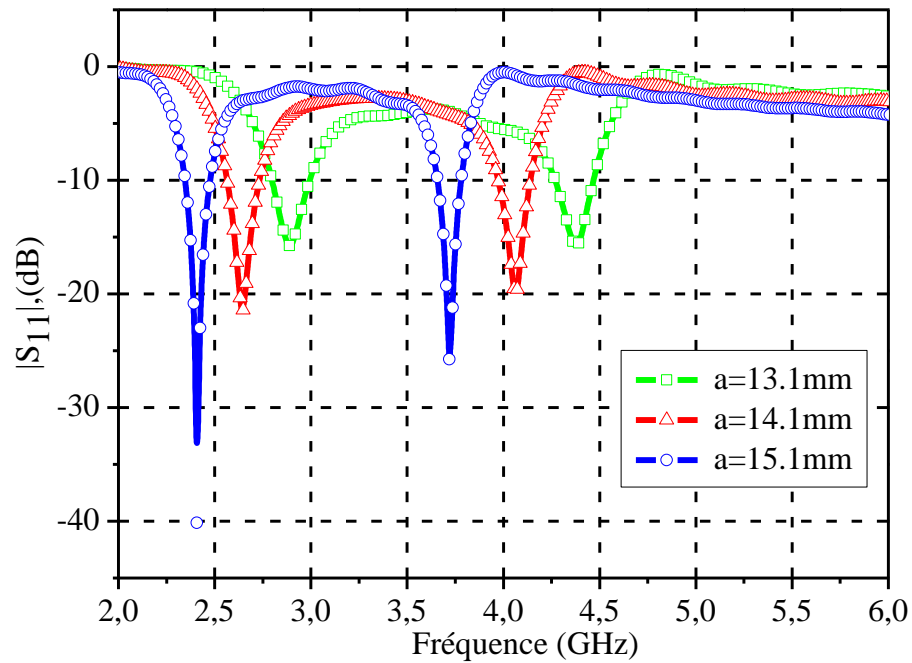


Figure III. 8. Variation de coefficient de réflexion en fonction de la fréquence tenant compte de l'effet de la longueur de la fente a .

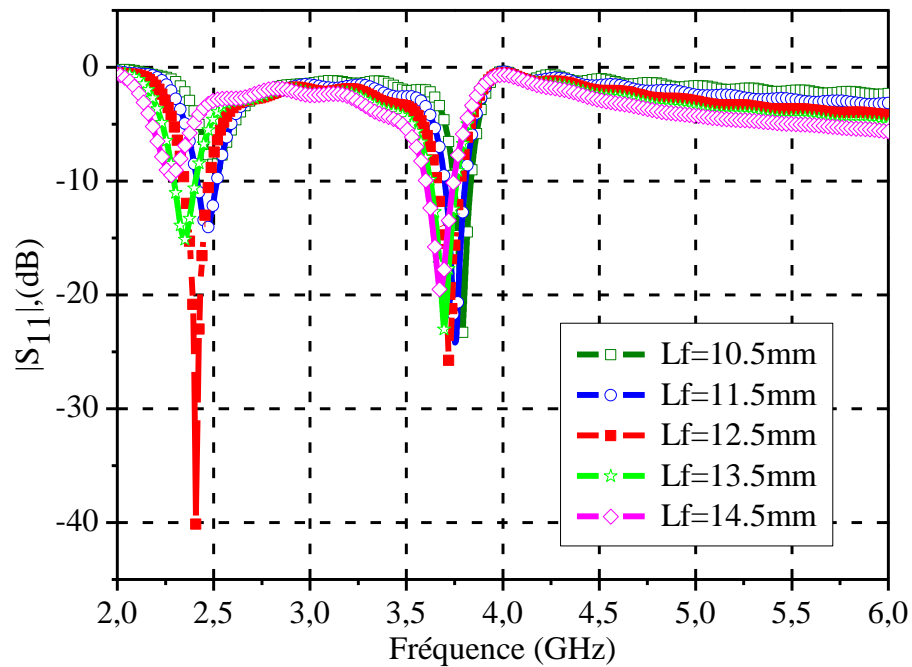


Figure III. 9. Variation de coefficient de réflexion en fonction de la fréquence tenant compte de l'effet de la longueur de la ligne microstrip L_f .

III. 5. 3. La distribution du courant

Les distributions du courant de surface simulées de l'antenne proposée aux fréquences de résonance 2,4 et 3,75 GHz sont représentées sur la Figure III. 10. D'après la Figure III. 10. (a), on constate que la distribution à la fréquence 2,4 GHz, se situe principalement sur les bords

inférieurs de la fente sur le plan de masse tandis que la Figure III. 10. (b) montre que le courant est principalement situé sur les bords supérieurs de la fente sur le plan de masse pour la fréquence de résonance de 3,75 GHz.

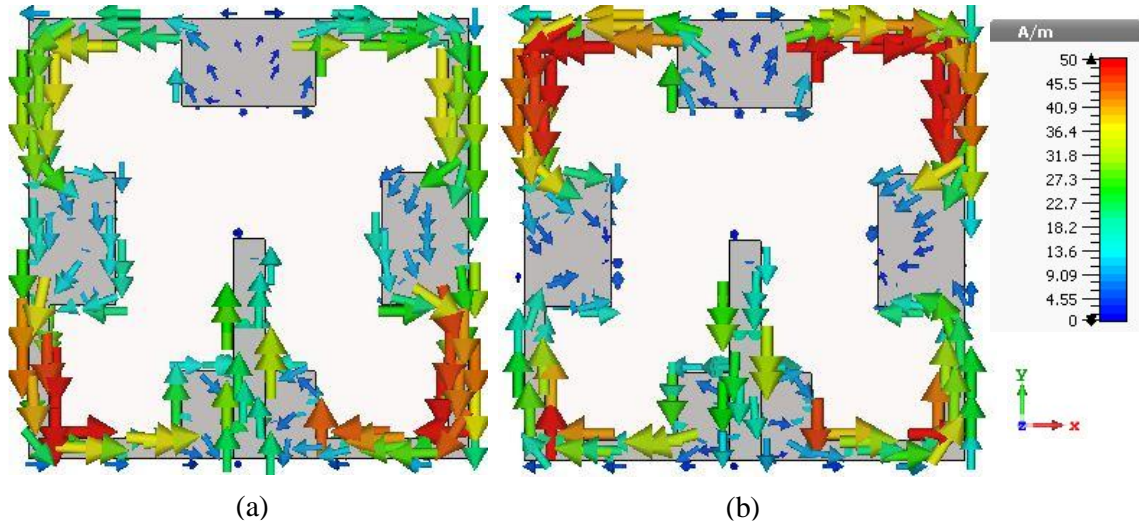


Figure III. 10. La distribution du courant surfacique de l'antenne proposée à :(a) 2.4GHz ;(b) 3.75GHz.

III. 5. 4. L'efficacité

La Figure III.11 présente l'efficacité du rayonnement de l'antenne proposée. On constate que l'antenne patch a une efficacité moyenne de 70%, à 2,4 GHz et, plus de 72%, à sa seconde fréquence de fonctionnement 3,75 GHz.

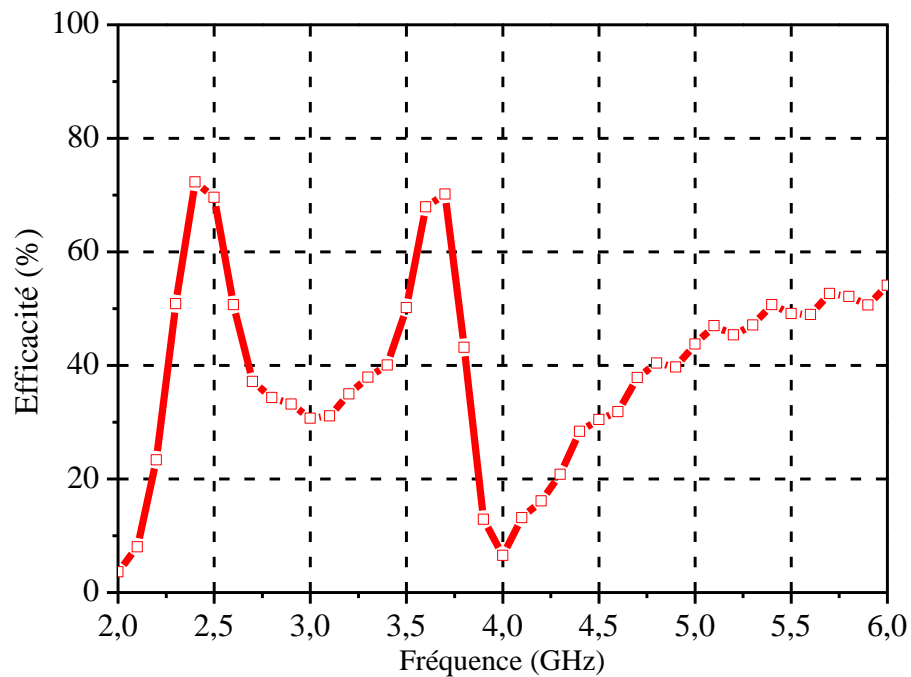


Figure III. 11. L'efficacité de l'antenne proposée en fonction de la fréquence.

III. 6. Validation expérimentale

Afin de valider les résultats obtenus théoriquement, nous développons une antenne selon les critères exposés précédemment. Tout d'abord, nous introduirons les techniques de fabrication. Ensuite, nous présenterons les résultats du coefficient de réflexion et de rayonnement de l'antenne mesurée et comparerons ces résultats avec ceux obtenus en simulation. Enfin, nous terminerons notre étude sur les performances de cette antenne.

III. 6. 1. Fabrication du prototype

Toutes les fabrications et les mesures sont effectuées au sein du laboratoire RF (Radio Frequency) de l'institut nationale de la recherche scientifique INRS à Montréal, Canada.

On peut résumer les principales étapes de fabrication du prototype de l'antenne proposée comme suit :

- ✓ **Etape1** : l'exportation des structures de simulation CST Microwave Studio sous la forme de gerber pour permettre la machine LPKF Proto Laser S, illustrée sur la Figure III 12. (a), de graver le modèle avec son logiciel, montré sur la Figure III 12. (b)

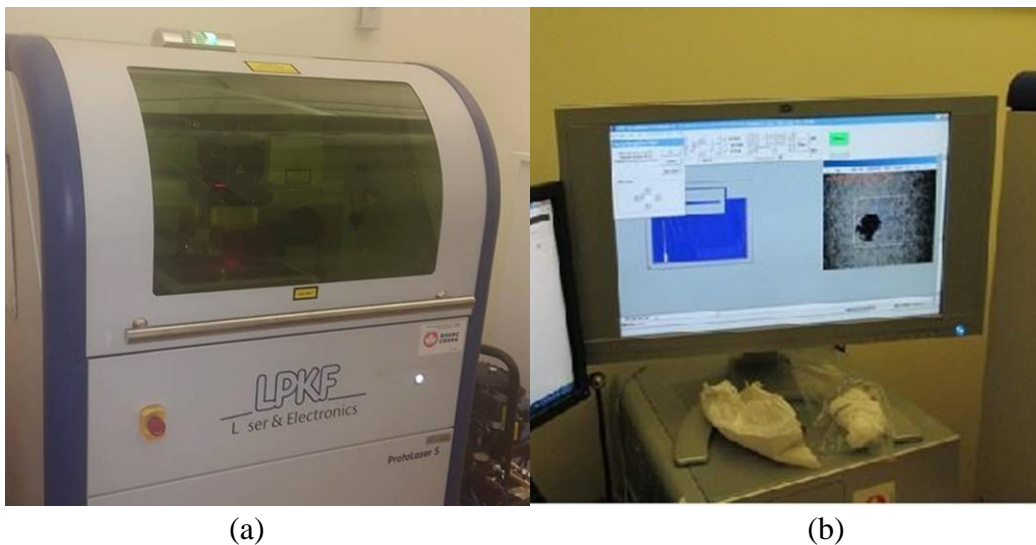


Figure III. 12. (a) la machine LPKF Proto Laser S, (b) le logiciel de la machine LPKF Proto Laser S.

- ✓ **Etape 2** : fixation du substrat diélectrique sur un support dans la machine LPKF ProtoLaser S et l'enlèvement du cuivre par le Laser comme montré sur les photos de la Figure III 13.

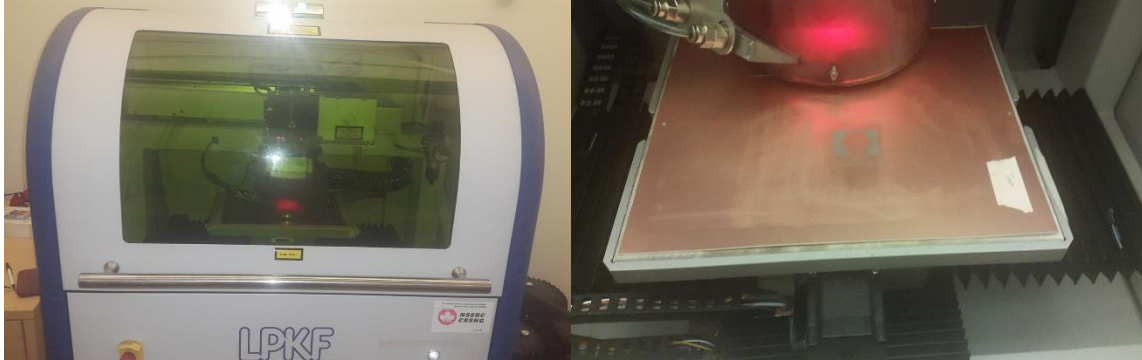


Figure III. 13. Fixation du substrat et enlèvement de cuivre.

- ✓ **Etape 3** : l'utilisation de la machine LPKF ProtoMat C60 pour découper le substrat et avoir le prototype proposée comme montré sur les photos de la Figure III 14.

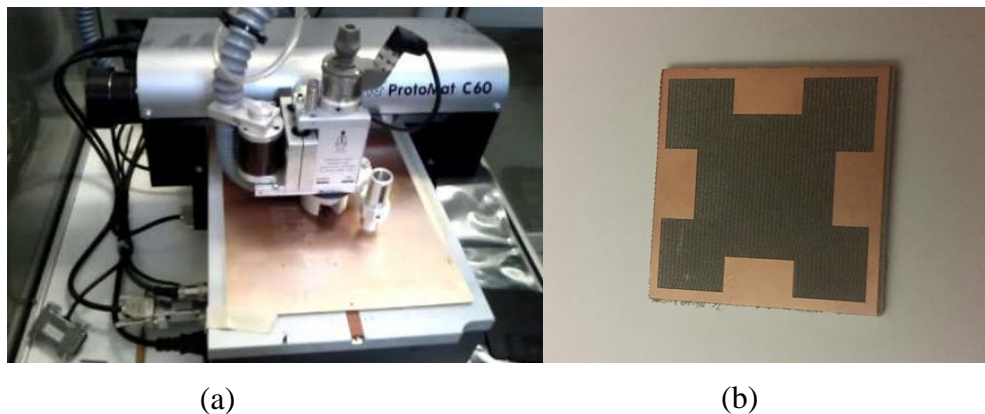


Figure III. 14. La machine LPKF ProtoMatC60.

- ✓ **Etape 4** : Le soudage des connecteurs aux points d'alimentation de l'antenne proposée est illustré sur la Figure III. 15.

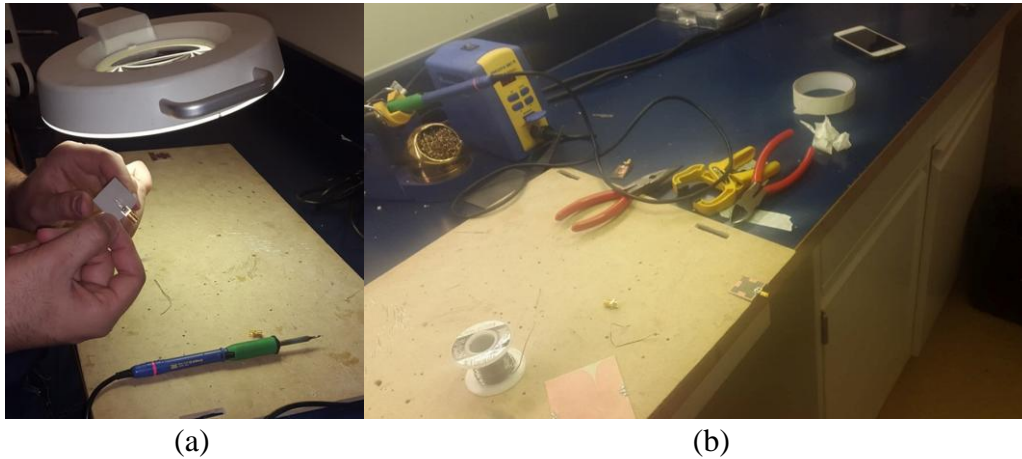


Figure III. 15. Le soudage des connecteurs.

- ✓ **Etape 5 :** Les mesures des paramètres d'antenne proposées sont illustrées sur la Figure III. 16 et la Figure III. 17. Un analyseur de réseau est un équipement souple capable de faire des mesures rapides et précises dans le domaine de fréquence et de temps. L'analyseur permet de mesurer les paramètres S de l'antenne proposée, illustré sur les photos de la Figure III.16 .Les mesures de rayonnement, illustré sur les photos de la Figure III.17, sont effectuées dans une chambre anéchoïque. Ces mesures consistent à caractériser les antennes sous test dans le domaine fréquentiel. La chaîne de transmission est composée principalement d'un analyseur de réseau, de l'antenne d'émission de l'antenne de référence.

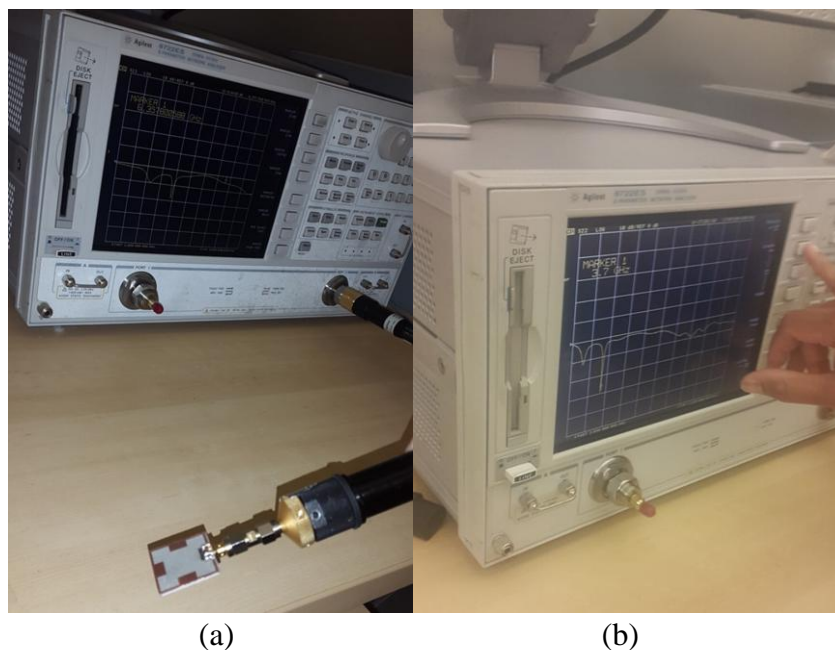


Figure III. 16. Mesure du coefficient de réflexion d'antenne avec analyseur de réseau.

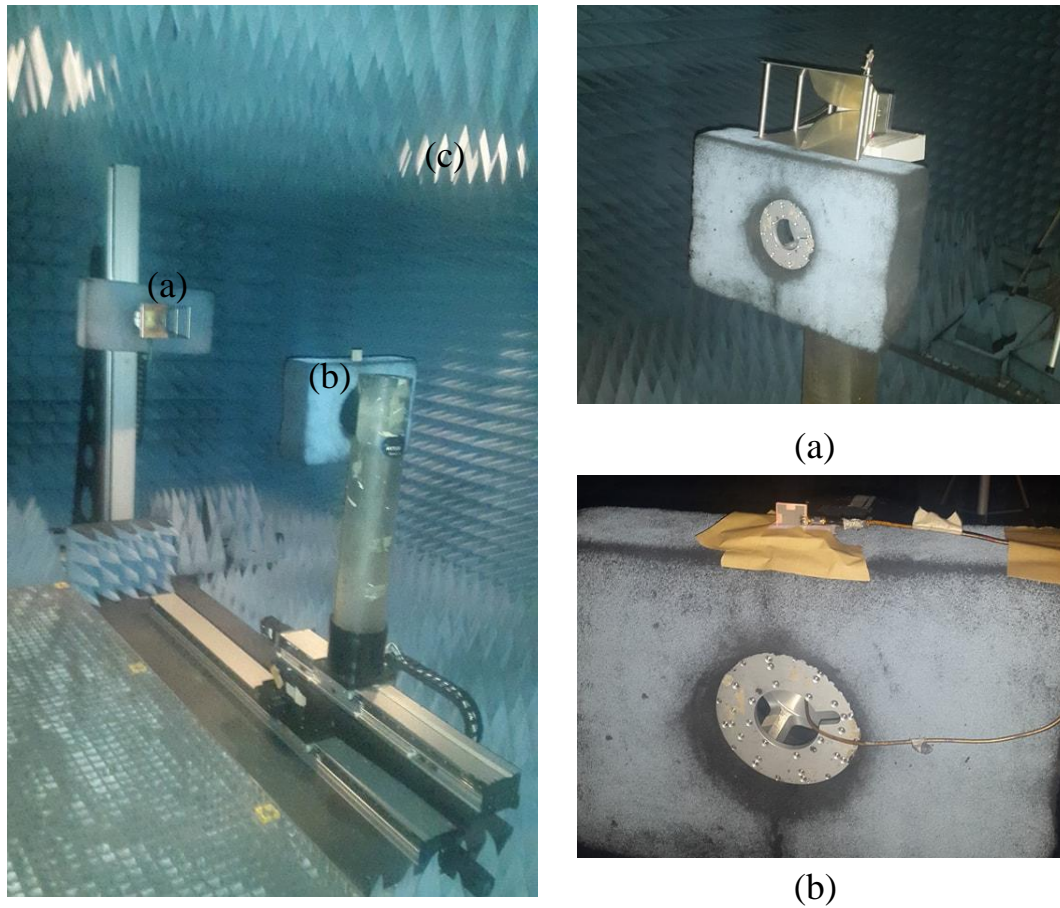
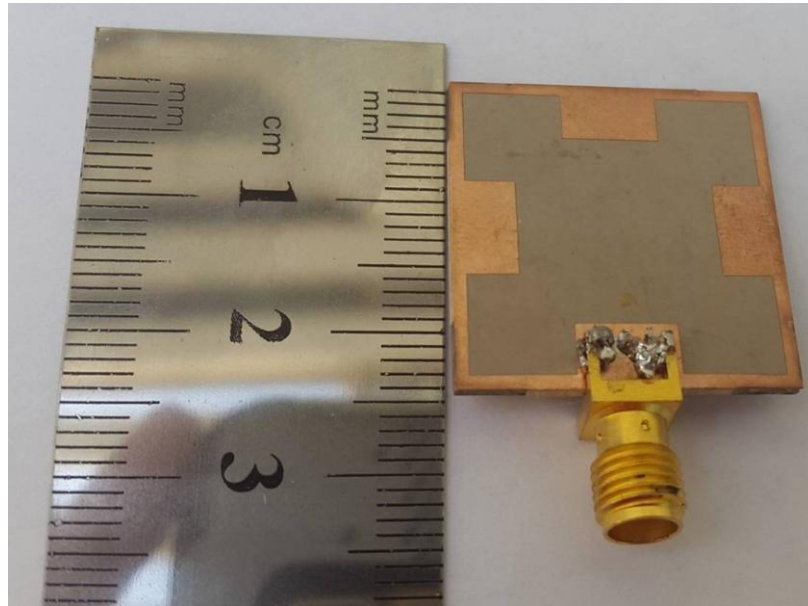


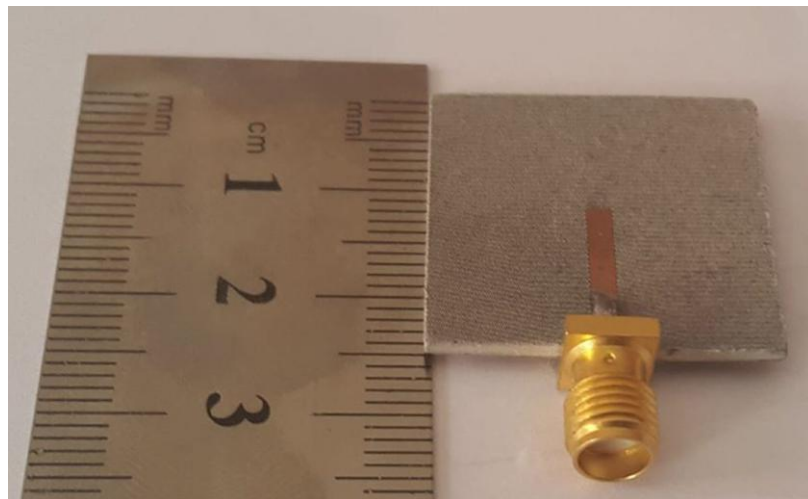
Figure III. 17. Mesure de diagramme de rayonnement dans une chambre anéchoïde (a) antenne de référence, (b) antenne d'émission, (c) absorbants

III. 6. 2. Résultats de mesure et discussion

Pour examiner les performances de l'antenne proposée, un prototype expérimental a été fabriqué, testé et mesuré à l'aide de l'Analyseur de réseau Agilent 8722ES. La Figure III.18 montre la photographie du prototype fabriqué.



(a)



(b)

Figure III. 18. Le prototype de l'antenne fabriquée :(a) Vue de dessus, (b) vue de dessous.

III. 6. 2. 1. Le coefficient de réflexion(S_{11})

La comparaison entre les coefficients de réflexion simulés et mesurés est illustrée sur la Figure III.19, où un bon accord entre les résultats simulés et mesurés est atteint. La petite différence est principalement due au câble d'alimentation utilisé dans la mesure, qui peut être décrit comme suit. En simulation par ordinateur, aucun câble d'alimentation n'est utilisé. Cependant, lors des

mesures, un câble d'alimentation est nécessaire pour connecter l'antenne au système de mesure. Aux basses fréquences, le plan de masse de l'antenne devient électriquement petit et certains courants retournent de l'antenne à la surface extérieure du câble d'alimentation. A partir de ces courbes, on constate que l'antenne fournit deux bandes de fréquences, qui peuvent couvrir facilement des applications WLAN et WiMAX.

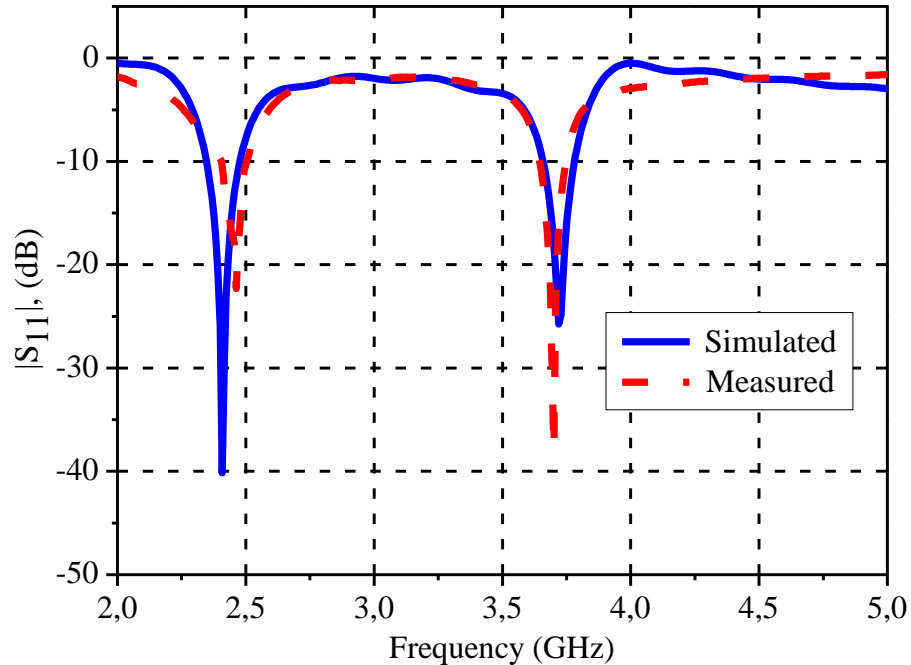


Figure III. 19. Coefficient de réflexion simulé et mesuré de l'antenne proposée en fonction de la fréquence.

III. 6. 2. 2. Les diagrammes de rayonnement

Les Figures III. 20 et III. 21 présente les diagrammes de rayonnement ,mesurés et simulés de l'antenne proposé dans les deux principaux plans (plan E et plan H) à 2,4 et 3,75 GHz ,respectivement . Des diagrammes de rayonnement sont presque omnidirectionnels dans le plan $H(yz)$ et bidirectionnel dans le plan $E(xy)$ à 2,4 et 3,75 GHz. Comme on le voit sur ces dernières figures, un bon accord en termes de diagrammes de rayonnement entre les résultats simulés et les résultats mesurés.

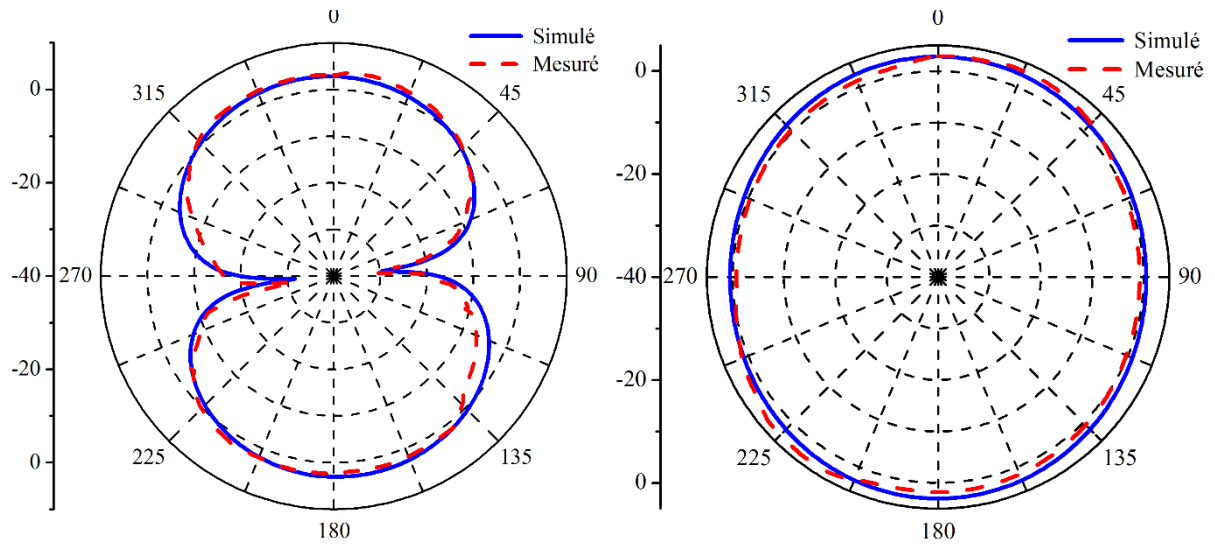


Figure III. 20. Diagrammes de rayonnement simulés et mesurés à 2.4 GHz : à gauche Plan *E*, à droite Plan *H*

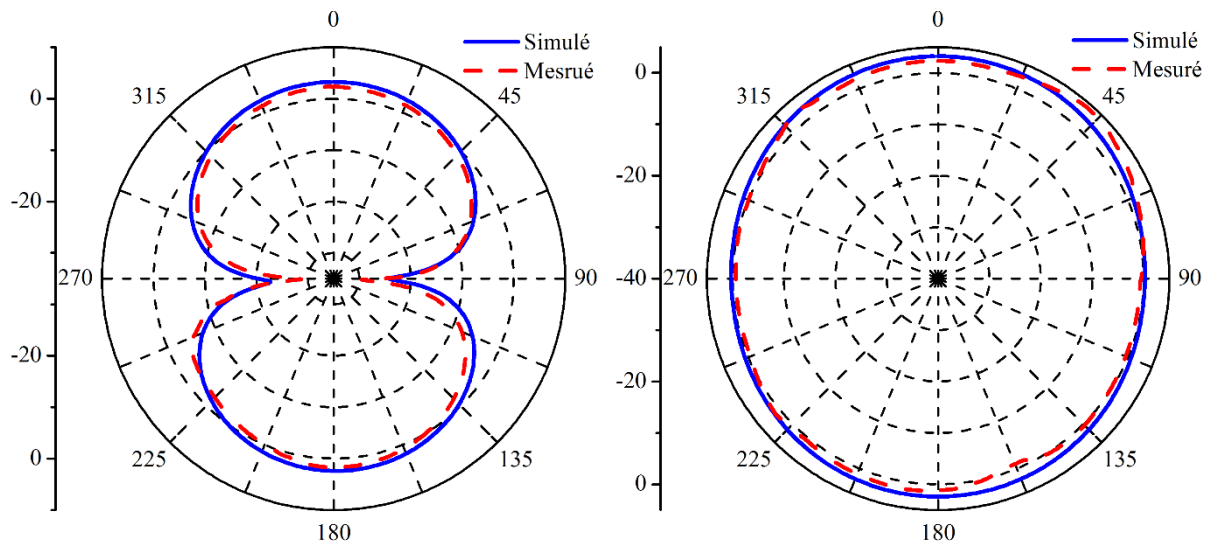


Figure III. 21. Diagrammes de rayonnement simulés et mesurés à 3.75GHz : à gauche Plan *E*, à droite Plan *H*

III. 7. Conclusion

Dans ce chapitre, la conception et l'analyse d'une antenne fractale bi bande a été présentée. Les processus de conception et de fabrication de l'antenne proposée ont été décrits. L'originalité de ce travail est que la ligne d'alimentation joue comme un élément rayonnant et d'excitation en même temps. L'antenne assure un fonctionnement multi-bandes en gravant les fentes sur le plan de masse, ce qui est beaucoup plus facile à fabriquer. Les résultats obtenus ont montré que le prototype proposé couvre simultanément deux bandes à 2,4 GHz et 3,75 GHz pour les applications WLAN et WiMAX, respectivement.

Références bibliographiques du chapitre III

- [1] R. A. Bhatti, Y.-T. Im, and S.-O. Park, "Compact PIFA for Mobile Terminals Supporting Multiple Cellular and Non-Cellular Standards," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 57, no. 9, 2534-2540, Sept. 2009.
- [2] S.-W. Chen, D.-Y. Wang, and W.-Hua.Tu, "Dual-Band/Tri-Band/Broadband CPW-Fed Stepped-Impedance Slot Dipole Antennas," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 62, no. 1, pp. 485-490, Jan. 2014.
- [3] Y. F. Cao, S. W. Cheung and T. I. Yuk, "A Multiband Slot Antenna for GPS/WiMAX/WLAN Systems," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 63, no. 3, 952-958, Mar. 2015.
- [4] Z. Liang, Y. Li, and Y. Long, "Multiband Monopole Mobile Phone Antenna With Circular Polarization for GNSS Application," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 62, no. 4, 1910-1917, Apr. 2014.
- [5] A. Mehdipour, T.A. Denidni, and A.-R. Sebak, "Multi-Band Miniaturized Antenna Loaded by ZOR and CSRR Metamaterial Structures With Monopolar Radiation Pattern," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 62, no. 2, 555-562, Feb. 2014.
- [6] C. Picher, J. Anguera, A. Bujalance, A. Andujar, and C. Puente, "Analysis of a multiband monopole handset antenna combined with a slotted ground plane," *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 51, no. 1, 173-180, Jan. 2013.
- [7] C. Picher, J. Anguera, A. Cabedo, C. Puente, and S. Kahng, "Multiband handset antenna using slots on the ground plane: Considerations to facilitate the integration of the feeding transmission line," *Progress In Electromagnetics Research C*, Vol. 7, 95-109, 2009.
- [8] S. Kumar, D. Kumar vishwakarma, "Miniaturized curved slotted patch antenna over a fractalized EBG ground plane," *International Journal of Microwave and Wireless Technologies*, vol. 9, no. 3, 599-605, Apr. 2017.
- [9] J. Zaid, M. L. Abdelghani and T. A. Denidni, "CPW-fed multiband semifractal antenna for RFID reader applications," *Microwave and Opt. Technol. Lett.*, vol. 57, pp.1852-1853. 2015
- [10] N. Rao, A. Malik, R. Kumar, S Goel and D. Kumar V, "Novel star-shaped fractal antenna for multiband applications," *Microwave and Wireless Technologies*, vol. 9, no. 2, pp. 1-7, Nov.2015.
- [11] M. E. B. Jalil, M. K. Abd Rahim, N. A. Samsuri, N. A. Murad, H. A. Majid, K. Kamardin, and M. Azfar Abdullah, "Fractal Koch multiband textile antenna performance with

- bending, wet conditions and on the human body,” *Progress In Electromagnetics Research*, Vol. 140, pp.633-652, 2013.
- [12] C. Raviteja, C. Varadhan, M. Kanagasabai, A. K. Sarma and S. Velan, “A Fractal-Based Circularly Polarized UHF RFID Reader Antenna,” *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 13, pp. 499 -502, Mar 2014.
- [13] H. Werner et S. Ganguly, “An overview of Fractal antenna engineering research,” *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 45, no. 11, pp. 38-57, 2003.
- [14] L. Li, Z. Wu, K. Li, S. Yu, X. Wang, T. Li, G. Li, X. Chen, and H. Zhai, “ Frequency-Reconfigurable Quasi-Sierpinski Antenna Integrating With Dual-Band High-Impedance Surface,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 62, no. 9, pp. 4459-4467, Sept. 2014.
- [15] Y. K. Choukiker and S. K. Behera, “ Wideband frequency reconfigurable Koch snowflake fractal antenna,” *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, vol. 11, no. 2, pp. 203-208, 2017.
- [16] X. Chen, S. Safavi, and Y. Liu, “A Down-sized Printed Hilbert Antenna for VHF band,” *IEEE APS International Symposium*, Columbus, OH, USA vol. 2, pp. 581–584, , June 22–27, 2003.
- [17] R. Ghatak, R. K. Mishra and D. R. Poddar, “ Perturbed Sierpinski Carpet Antenna With CPW Feed for IEEE 802.11 a/b WLAN Application,” *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 7, pp. 742-744, 2008.
- [18] M. Harbadji, T. A. Denidni, and A. Boufrioua, “Miniaturized Dual-Band Fractal Antenna with Omnidirectional Pattern for WLAN/WiMAX Applications,” *Progress In Electromagnetics Research Letters*, Vol.70, p. 31-38, 2017,

CHAPITRE IV :

ANTENNE EN FORME
D'UNE FLEUR AVEC UN
PLAN DE MASSE
DÉFECTUEUX POUR LES
APPLICATIONS
BLUETOOTH, WIMAX ET
WLAN

IV. 1. Introduction

L'émergence de nouvelles applications, les standards de communication s'étant multipliés (Bluetooth, WIFI, ZigBee, WiMax, 4G...), ces objets nécessitent l'intégration de plusieurs antennes dans un même dispositif. Cette généralisation des dispositifs de communication sans fil contribue à renforcer la recherche de solutions d'antennes miniatures et multi bandes susceptibles d'être intégrées dans les objets communicants compacts.

Les progrès concernant de nouvelles applications, les standards de communication s'étant multipliés (Bluetooth, WIFI, ZigBee, WiMax, 4G...) ont généré un besoin croissant d'antennes multi-bandes ou large-bandes. Cependant, il est intéressant de concevoir des antennes de petite taille et multi-bande pour couvrir simultanément plusieurs bandes, telles que les bandes LTE, Bluetooth, WiMAX et WLAN dans un seul système sans fil [1,2]. Pour cette raison, les systèmes sans fil multi bande doivent éviter d'utiliser plusieurs antennes pour diverses fréquences de fonctionnement [3]. Pour atteindre cet objectif, quelques techniques ont récemment été proposées pour concevoir des antennes multi-bandes. Par exemple, les antennes monopôles planaires ont été proposées en utilisant une antenne à fente annulaire double bande compacte (ARSA) [4], une antenne en forme U inversé avec des supplémentaires en forme de I et de L [5], une antenne à fente hexagonale avec des autres fentes de forme L [6], une antenne microruban convexe en forme de pentagone [7]. En outre, une antenne à microruban triple-stack a été proposée pour le fonctionnement en double et triple bande [8], [9], une antenne imprimée PIFA sur un substrat FR4 de petite taille pour 2,4 / 5,2 / 5,8 GHz.

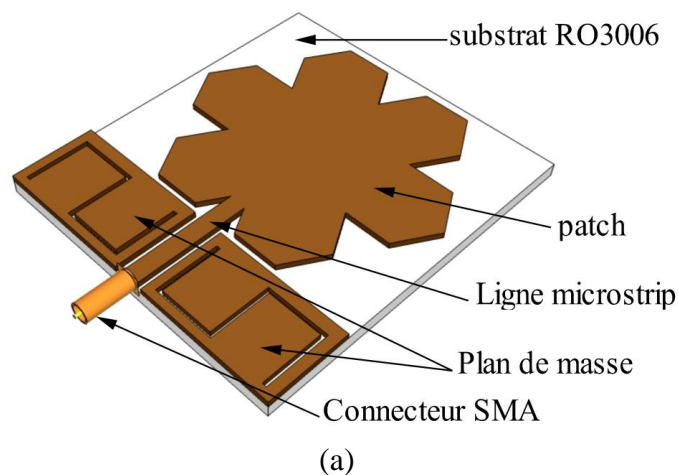
Un fonctionnement dans l'ordinateur portable a été proposé dans [10], et une antenne IFA imprimée quadri-bande a également été proposée dans [11] pour fonctionner à 0,9 GHz, 1,57 GHz, 1,8 GHz et 2,45 GHz. De plus, une nouvelle antenne modifiée utilisant une technique semi-fractale a été développée pour les applications de lecteur RFID multi-bande [12]. Le plan de masse fendu a également été utilisé pour obtenir des réponses multi-bandes [13]. Cependant, l'antenne proposée occupe la plus petite zone et a une géométrie plus simple pour réaliser les bandes de fonctionnement requises par rapport aux autres conceptions de [6, 7].

Dans ce chapitre, nous présentons une nouvelle antenne fractale en forme d'une fleur avec un plan de masse défectueux, alimentée par une ligne coplanaire (CPW) pour les applications Bluetooth / WiMAX / WLAN. La configuration de l'antenne proposée provient de la combinaison de petits éléments hexagonaux ajoutés aux coins d'une simple antenne de forme hexagonale pour réaliser une opération multi-résonance dans une petite zone. La conception de

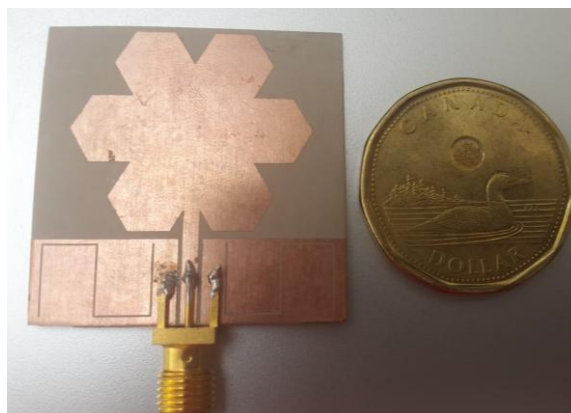
l'antenne multi-bande proposée et l'effet de leurs différents paramètres sont examinés et présentés dans la section II. Dans la section III, les résultats expérimentaux sont présentés et comparés aux résultats simulés. Enfin, la dernière section présente la conclusion.

IV. 2. Conception et analyse de l'antenne

La Figure IV. 1 montre la configuration de l'antenne proposée en forme de fleur. La vue 3D et la photographie de l'antenne proposée sont représentées sur la Figure IV. 1 (a) et (b), respectivement. L'antenne est imprimée sur le substrat diélectrique commercial RO3006 avec une épaisseur de 1,27 mm et une permittivité relative de 6,15. Les dimensions du substrat sont $W \times L$, et la ligne d'alimentation a une largeur $W_f = 1,8$ mm, ce qui correspond à une impédance caractéristique de 50Ω , et un espace $g = 0,4$ mm [14].



(a)



(b)

Figure IV. 1. Configuration de l'antenne en forme de fleur proposée : (a) vue 3D, (b) photographie.

La conception de l'antenne commence par une antenne patch microruban hexagonale, comme le montre la Figure IV. 2. Afin de faire fonctionner l'antenne en multi-bande, le concept de fractale est appliqué à la structure hexagonale de base. La géométrie et les dimensions de l'antenne multi-bande proposée sont représentées sur la Figure IV. 3.

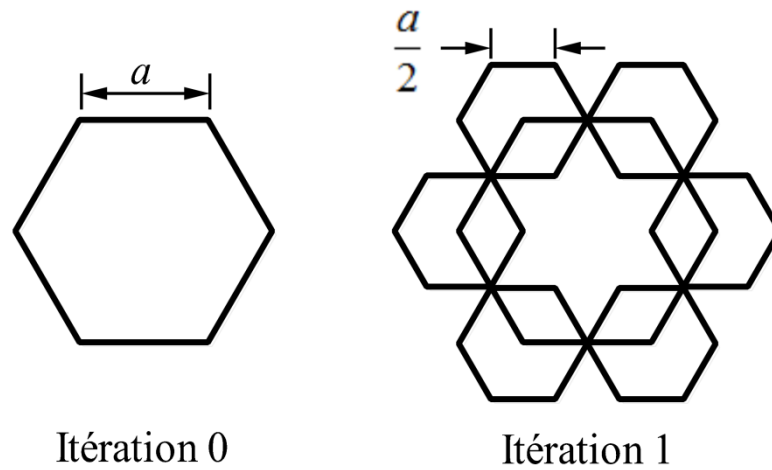


Figure IV. 2. Itérations de l'antenne Fractale proposée.

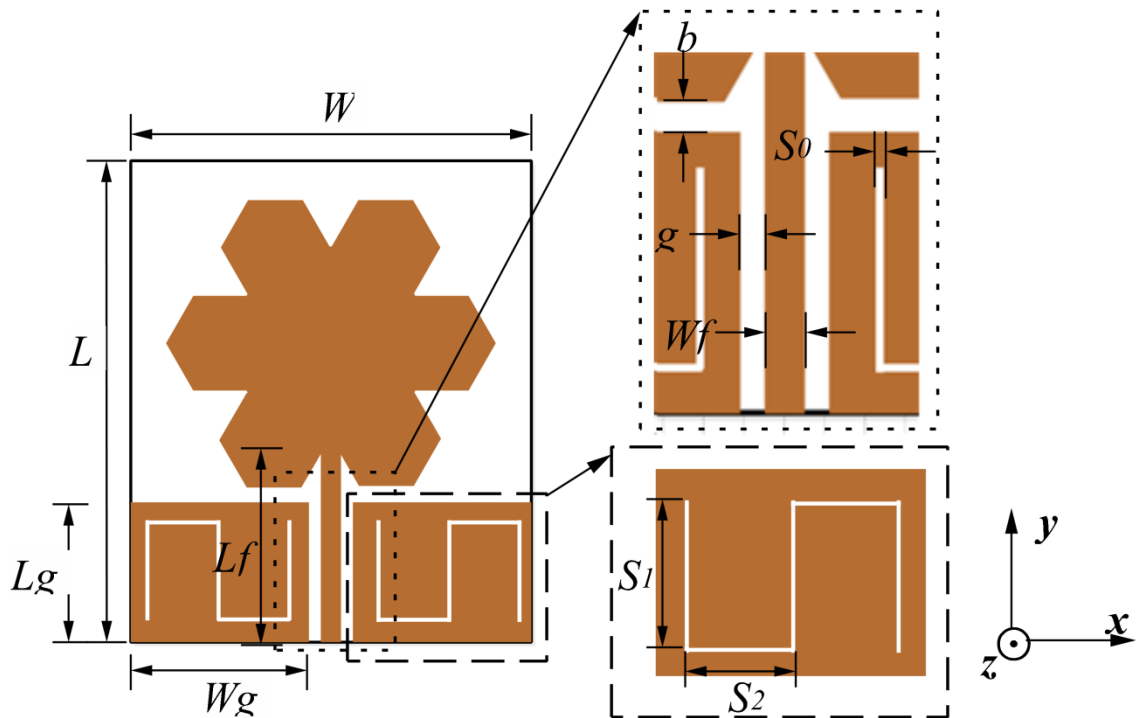


Figure IV. 3. Géométrie de la structure proposée.

L'antenne proposée consiste à une jonction de ligne d'alimentation CPW, un plan de masse rectangulaire fendu et une plaque fractale de forme fleur composée de six hexagones dont la largeur est de 4,6 mm. Cette modification sur le plan de masse améliore la correspondance entre

le patch et la ligne d'alimentation, ce qui entraîne à un fonctionnement multi-bande. En augmentant le nombre d'itérations dans cette conception, le nombre de fréquences de résonance peut être augmenté. L'antenne proposée fournit trois fréquences de résonance, qui pourraient convenir à différentes applications sans fil. Tous les paramètres d'antenne sont simulés en utilisant CST Microwave Studio 16 et mesurés en utilisant l'analyseur de réseau Agilent 8722ES. Les paramètres géométriques de l'antenne sont énumérés dans le tableau IV. 1.

Tableau IV. 1. Paramètres Optimisés pour l'antenne proposée.

Paramètre	L	W	L_g	W_g	L_f	W_f
Valeur optimale (mm)	35	35	9.5	16.2	12	1.8
Paramètre	g	a	b	S_0	S_1	S_2
Valeur optimale (mm)	0.4	9.2	1.1	0.16	8	6

IV. 3. Résultats de simulation et discussion

Pour étudier les effets de différents paramètres sur la réponse en fréquence de l'antenne proposée, des simulations numériques ont été réalisées dans trois scénarios:

- i) Le patch hexagonal sans fentes sur le plan de masse (Ant.1);
- ii) Le patch fractal sans fentes sur le plan de masse (Ant.2);
- iii) Le patch fractal proposé avec des fentes sur le plan de masse (Ant.3).

IV. 3. 1. Coefficient de réflexion de différentes itérations

Les résultats obtenus avec des conditions sous-titrées sont montrés sur la Figure IV. 4. On peut voir que, dans le scénario 1 où seulement le patch hexagonal (Ant.1) est utilisé, l'antenne génère une bande de fréquence à 3,5 GHz (WiMAX).

Dans le second cas (Ant.2), lorsque des hexagones sont ajoutés aux coins du premier hexagone, celui-ci résonne à deux bandes : 3,5 et 5,7 GHz (WLAN).

Enfin, dans le troisième cas (Ant.3), lorsque tous les éléments sont utilisés, l'antenne proposée (Ant.3) génère trois bandes de fréquences : 2,4 GHz, 3,6 GHz et 5,8 GHz, correspondant à Bluetooth, WiMAX et WLAN, respectivement.

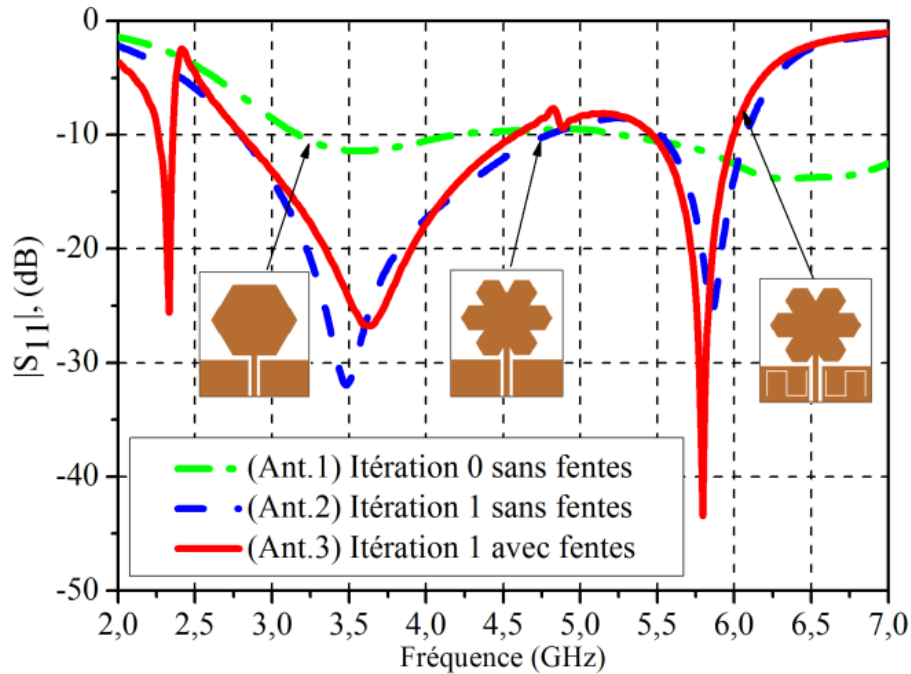


Figure IV. 4. Coefficient de réflexion en fonction de la fréquence pour différentes configurations d'antenne.

IV. 3. 2. Etudes paramétriques

Des simulations ont été effectuées pour étudier l'effet des différents paramètres de l'antenne sur sa performance.

IV. 3. 2. 1. L'effet de La longueur du patch hexagonal et la distance entre le patch et le plan de masse

La longueur du patch hexagonal a et la distance entre le patch et le plan de masse b affectent à l'adaptation de l'impédance. Les Figures IV.5 et 6 montrent qu'une bonne adaptation d'impédance d'entrée pour les bandes WiMAX et WLAN peut être obtenue en accordant les valeurs des paramètres a et b .

IV. 3. 2. 2. L'effet de la largeur de la fente dans le plan de masse

La Figure IV. 7 montre l'effet de la largeur de la fente S_0 dans le plan de masse. Il montre que la position de bande à 2,4 GHz peut être réglée par les largeurs des fentes S_0 dans le plan de masse. En maintenant les autres paramètres fixes, la fréquence de résonance inférieure correspondant à la bande Bluetooth diminue légèrement avec la diminution de la largeur de la fente S_0 dans le plan de masse. En conséquence, les bandes de WLAN et WiMAX peuvent être contrôlées simultanément en accordant la longueur du patch hexagonal a et la distance entre le

patch et le plan de masse b avec un léger changement dans la bande Bluetooth. Sur la base de cette étude paramétrique, les paramètres d'antenne optimaux sont choisis et répertoriés dans le Tableau IV. 1.

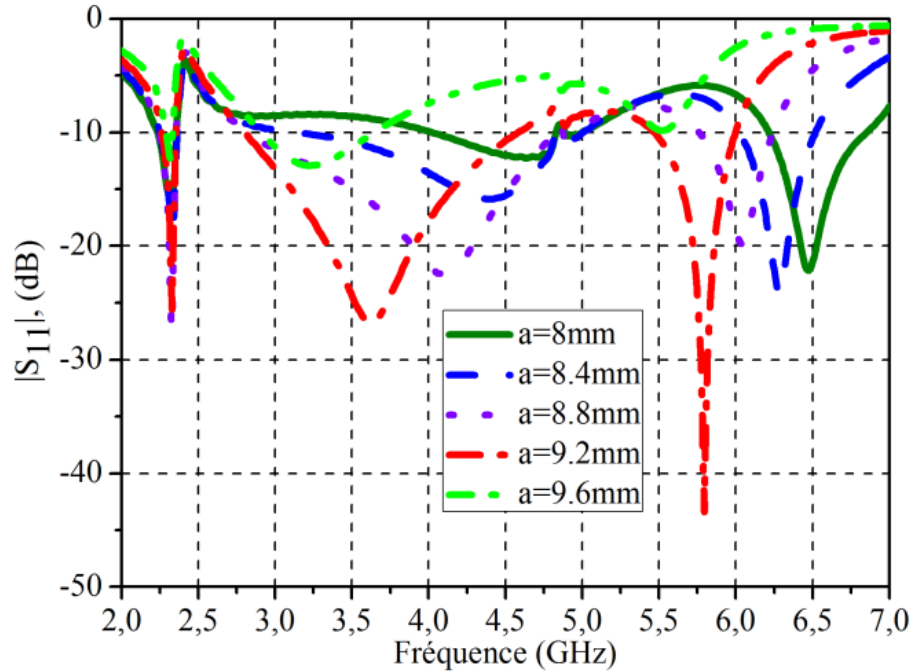


Figure IV. 5. Effet du paramètre de la longueur du patch hexagonal a sur les coefficients de réflexion.

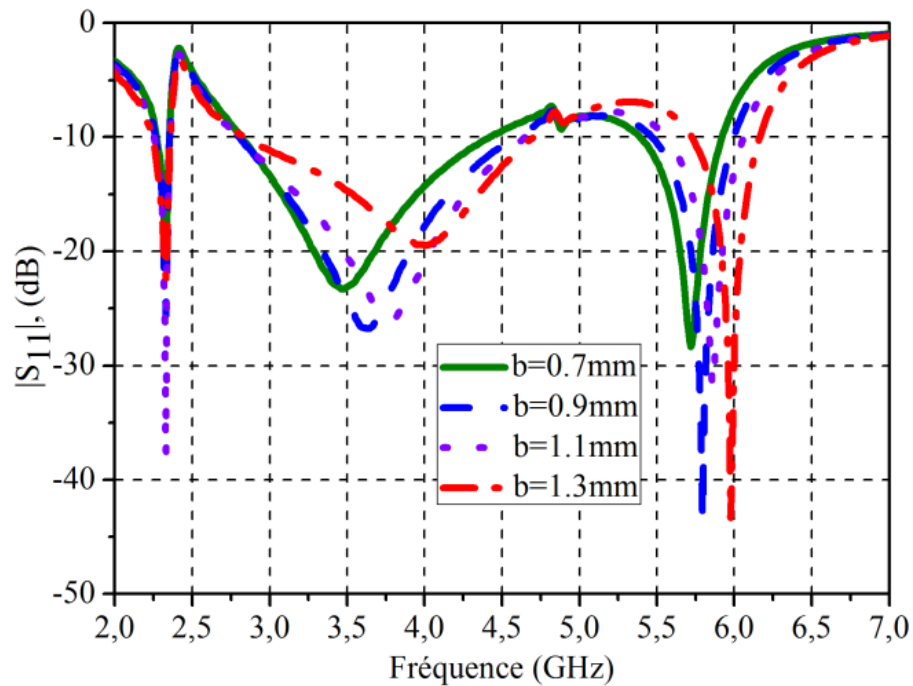


Figure IV. 6. Effet du paramètre distance entre le patch et le plan de masse b sur les coefficients de réflexion.

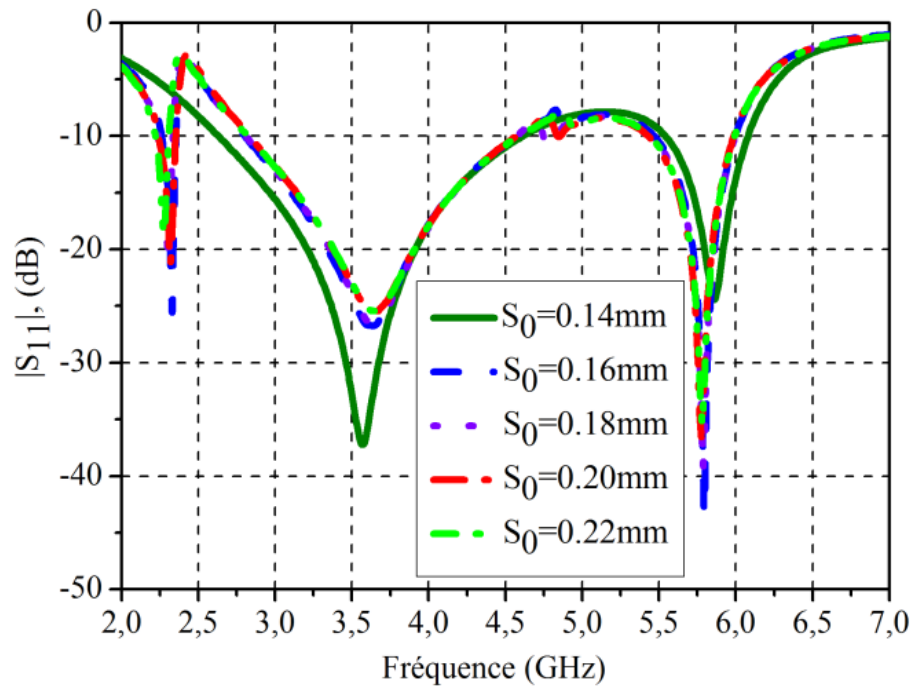


Figure IV. 7. Effet du paramètre de la largeur de la fente dans le plan de masse S_0 sur les coefficients de réflexion.

IV. 3. 3. La distribution du courant

Les distributions du courant de surface simulées de l'antenne proposée aux fréquences de résonance 2,4 GHz, 3,6 GHz et 5,8 GHz sont représentées sur la Figure IV.8. La Figure IV.8. (a) montre que la distribution du courant électrique à 2,4 GHz est située sur le bord inférieur de l'antenne du plan de masse. Cela signifie que le bord inférieur de l'antenne affecte les caractéristiques d'impédance aux basses fréquences. La Figure IV.8. (b) montre la distribution du courant électrique à 3,6 GHz. La distribution actuelle est principalement concentrée sur les éléments fractals inférieurs et les bords latéraux. On voit que la distribution de courant est plus compliquée que la première distribution de courant de fréquence de résonance. Les courants excités par les éléments fractals inférieurs ont fortement affecté et amélioré les fréquences moyennes. La Figure IV.9 montre la répartition du courant électrique dans la troisième fréquence de résonance, 5,8 GHz. On observe que le courant électrique a été excité par tous les éléments fractals. La distribution actuelle confirme que les éléments font partie de la structure rayonnante et ont créé la résonance à 3,6 et 5,8 GHz.

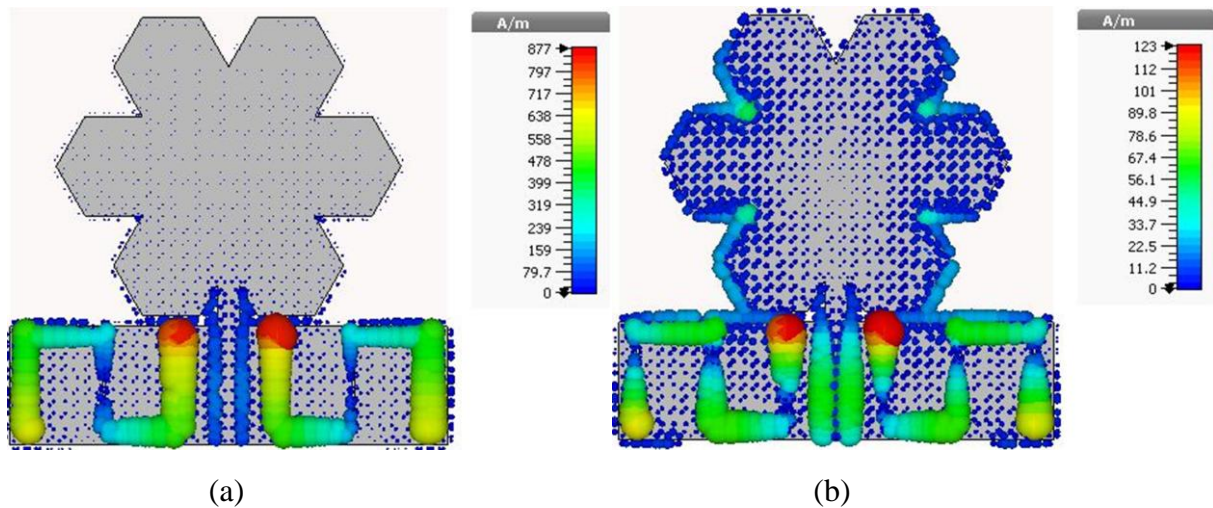


Figure IV. 8. La distribution du courant surfacique de l'antenne proposée à (a) 2,4 GHz, (b) 3,6 GHz

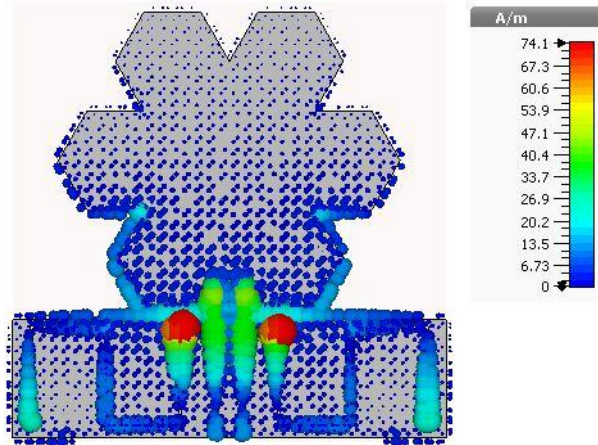


Figure IV. 9. La distribution du courant surfacique de l'antenne proposée à : 5,8 GHz

IV. 3. 4. L'efficacité

La Figure IV.10 présente l'efficacité du rayonnement de l'antenne proposée. On constate que l'antenne patch a une efficacité moyenne de 85 %, à 2,4 GHz et, plus de 95%, à sa seconde fréquence de fonctionnement 3,6 GHz et 90 % à 5.8 GHz.

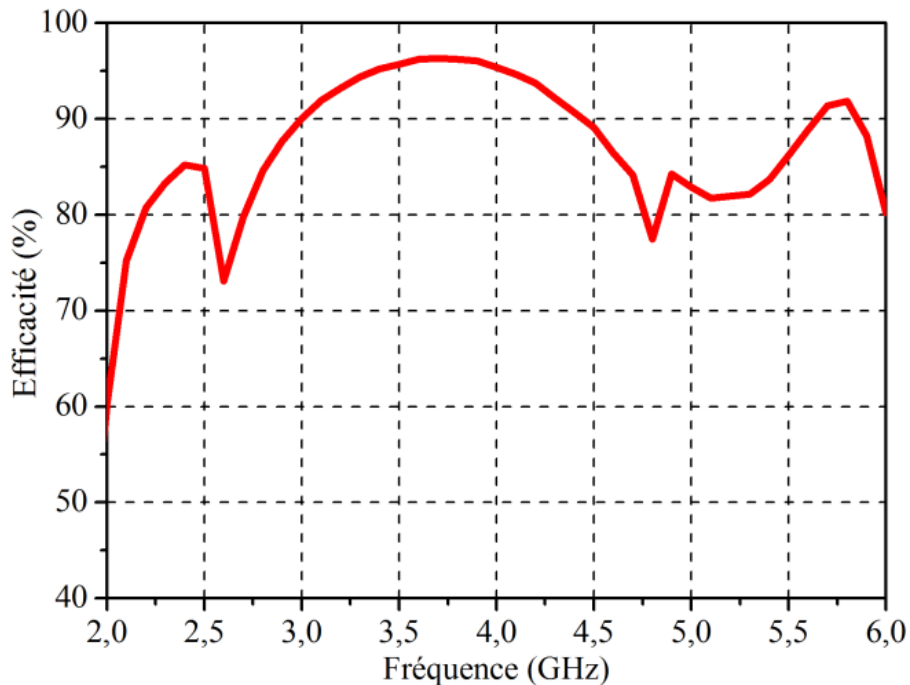


Figure IV. 10. L'efficacité de l'antenne proposée en fonction de la fréquence.

IV. 4. Résultats mesurés et simulés

Pour valider le concept proposé, un prototype d'antenne expérimentale a été fabriqué, testé et mesuré. L'antenne fabriquée est représentée sur la Figure IV. 1. (b). Les mesures ont été

effectuées à l'aide de l'analyseur de réseau Agilent 8722ES et à l'intérieur d'une chambre anéchoïque pour les mesures de paramètres S, de diagramme de rayonnement et de gain.

IV. 4. 1. Le coefficient de réflexion (S_{11})

La Figure IV.11 présente les coefficients de réflexion simulés et mesurés de l'antenne proposée. La petite différence est principalement due au câble d'alimentation utilisé dans la mesure, qui peut être décrit comme suit. Dans la simulation par ordinateur, aucun identifiant de câble d'alimentation n'est utilisé pour mesurer un câble d'alimentation afin de connecter l'antenne au système de mesure. L'antenne proposée fournit trois fréquences de résonance (2,4GHz, 3,6 GHz et 5,8 GHz), qui peuvent être utilisées pour certaines applications sans fil.

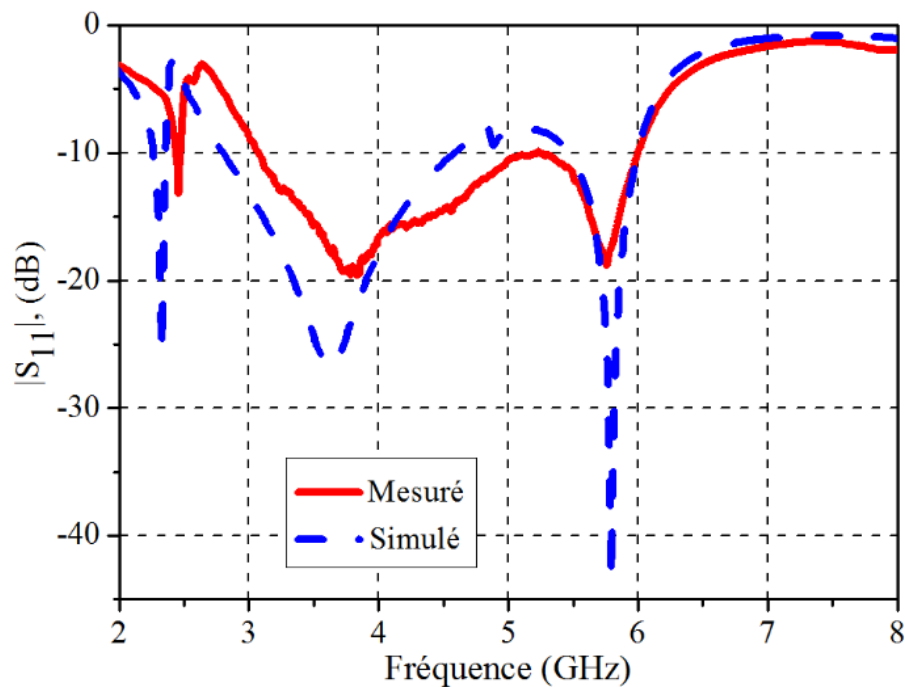


Figure IV. 11. Coefficients de réflexion mesurés et simulés de l'antenne proposée.

IV. 4. 2. Les diagrammes de rayonnement

Les diagrammes de rayonnement ont été simulés et mesurés aux fréquences de résonance : 2,4GHz, 3,6 GHz et 5,8 GHz dans les deux plans principaux (plans E et H). Comme le montre la Figure IV. 12, un bon accord entre les résultats simulés et mesurés est atteint. De plus, les diagrammes de rayonnement dans le plan H (yz) sont omnidirectionnels toutes les fréquences, bien que le rayonnement du plan E (xy) soit bidirectionnel.

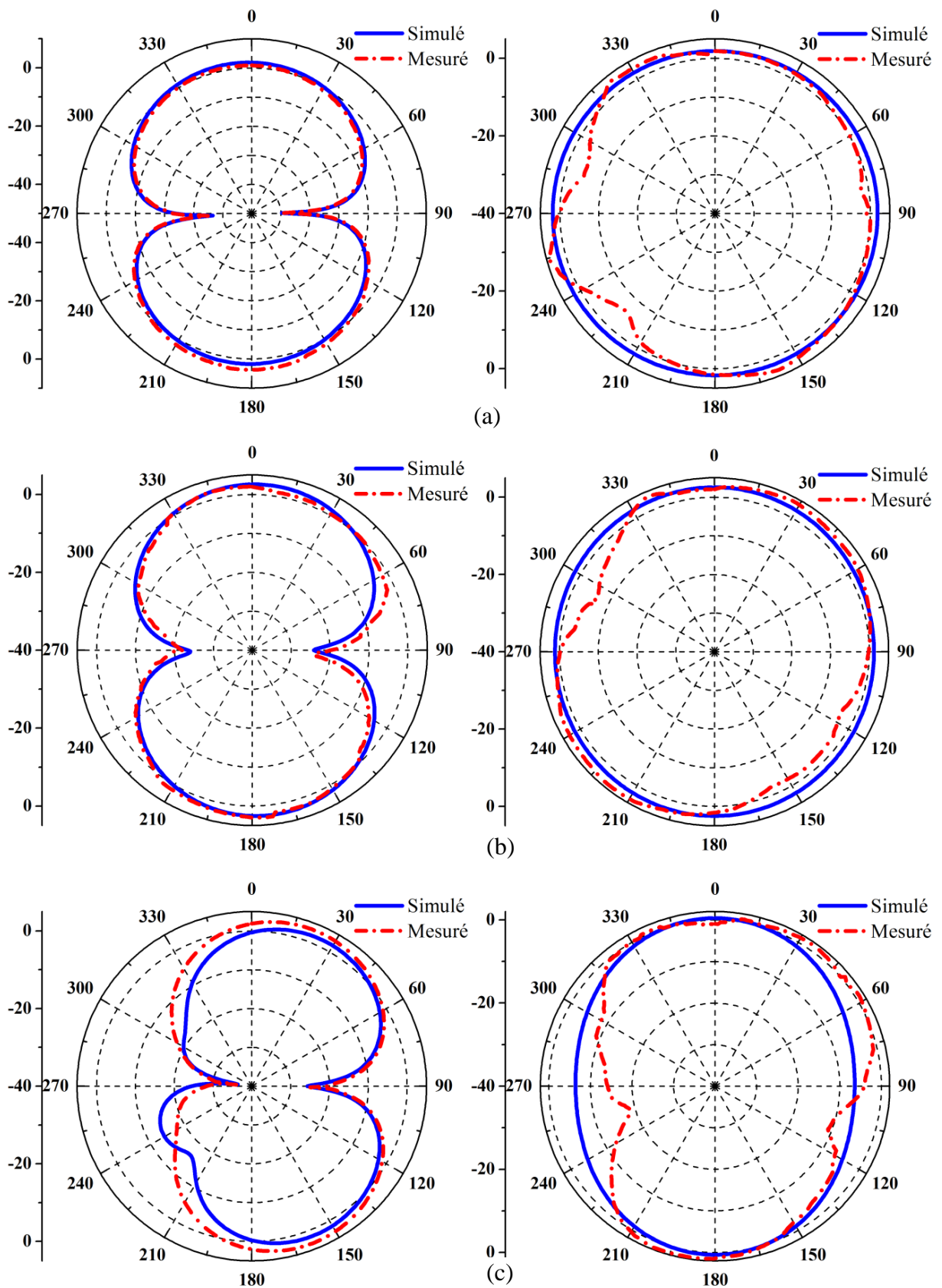


Figure IV. 12. Diagrammes de rayonnement mesurés et simulés de l'antenne proposée dans le plan H (à droite) et le plan E (à gauche) en (a) 2,4 GHz, (b) 3,6 GHz et (c) 5,8 GHz

IV. 4. 3. Le gain

La Figure IV.13 montre le gain simulé et mesuré de l'antenne proposée sur la bande de fréquences de fonctionnement. On observe que l'antenne a une performance stable sur les bandes proposées.

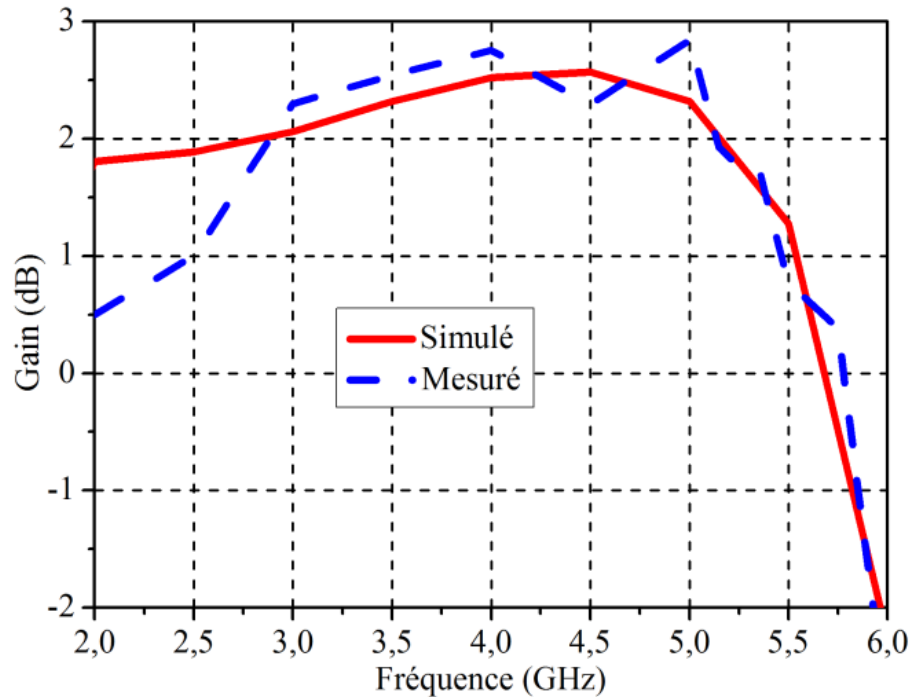


Figure IV. 13. Gain mesuré et simulé de l'antenne proposée.

Tableau IV. 2. Comparaison de performance de l'antenne proposée avec d'autres antennes déclarées

Référence	La taille (mm ²)	Les fréquences de résonance (GHz)
[5]	52×55	2.4, 3.5, 5.3 et 5.8
[6]	60 ×60	3.53, 4.15 et 5.08
[7]	102×83	1.82 et 2.45
[8]	150×150	0.855 et 1.715
L'antenne proposée	35×35	2.4, 3.6 et 5.8

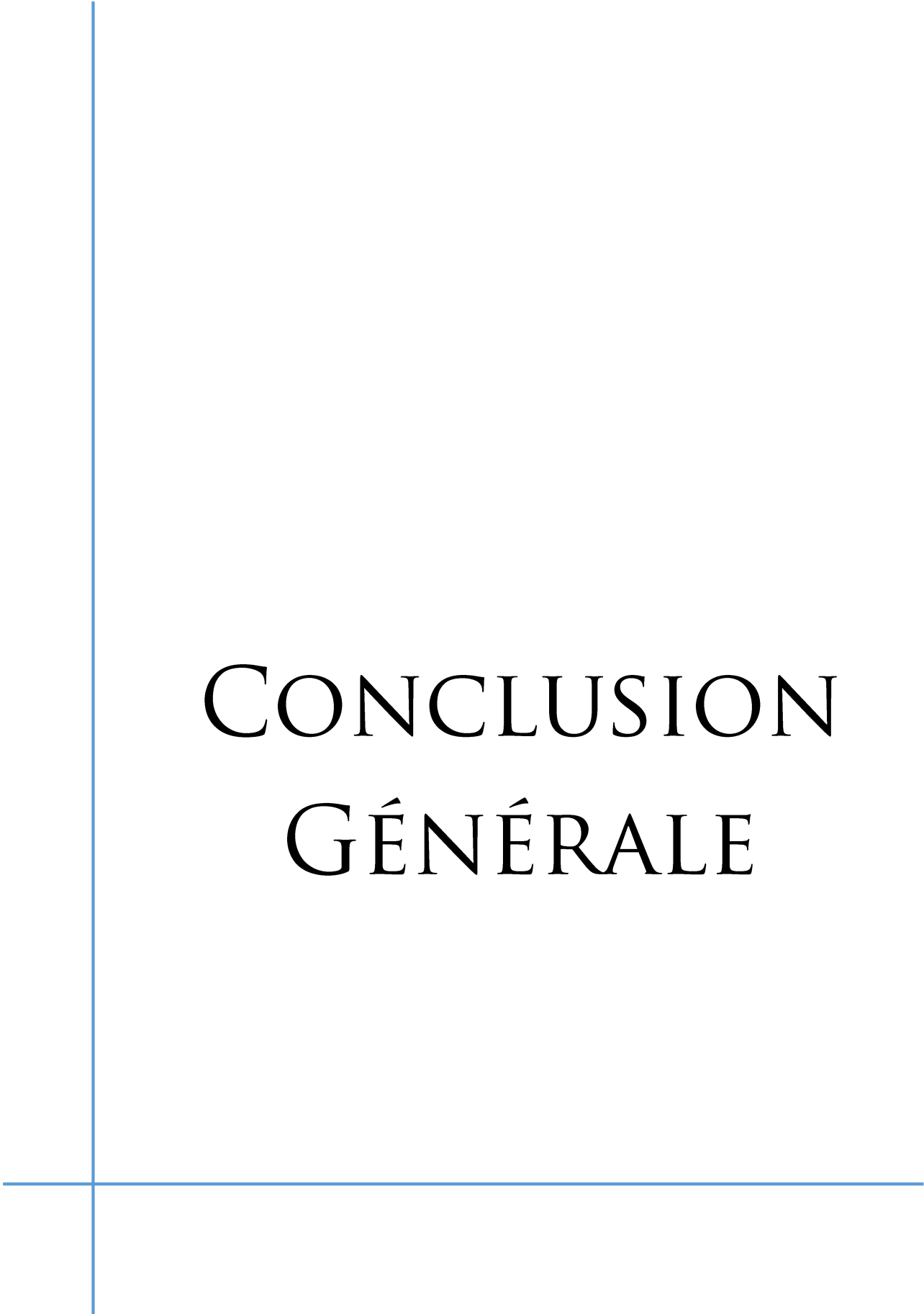
IV. 5. Conclusion

Dans ce chapitre, une nouvelle antenne de forme d'une fleur avec un plan de masse fendu a été étudiée. Cette structure couvre trois bandes de fréquence : Bluetooth (2400 MHz), WiMAX (3600 MHz) et WLAN (5800 MHz). Les améliorations de performances en termes de compacité, de stabilité du gain, de bande passante et de diagramme de rayonnement ont été obtenues et vérifiées expérimentalement. L'antenne présente un diagramme de rayonnement omnidirectionnel dans le plan H et bidirectionnel dans le plan E. Cependant, l'antenne proposée occupe la plus petite zone et a une géométrie plus simple pour réaliser les bandes de fonctionnement requises par rapport à d'autres conceptions, comme le montre le tableau IV. 2. La position des bandes peut être facilement contrôlée, ce qui rend l'antenne proposée adaptée aux systèmes de communication sans fil multi-bande.

Références bibliographiques du chapitre IV

- [1] A. Boufrioua, *Microstrip antennas modelling for recent applications*, New Yourk, Nova Science Publishers INC, 2016.
- [2] P. S. Bakariya, S. Dwari, M. Sarkar, and M. K. Mandal, "Proximity-Coupled Multiband Microstrip Antenna for Wireless Applications," *IEEE Antennas and Wireless Propag. Lett.*, vol. 14, pp. 646-649, 2015
- [3] P. S. Bakariya, S. Dwari, M. Sarkar, and M. K. Mandal, "Proximity-Coupled Microstrip Antenna for Bluetooth, WiMAX, and WLAN Applications," *IEEE Antennas and Wireless Propag. Lett.*, vol. 14, pp. 755-758, 2015.
- [4] J.Y. Sze, T.H. Hu, and T.J. Chen, "Compact dual-band annular-ring slot antenna with meandered grounded strip," *Progress In Electromagnetics Research*, vol. 95, pp. 299–308, 2009.
- [5] T. -V. Hoang, T. -T. Le, Q. -Y. Li and H. -C. Park, "Quad-Band Circularly Polarized Antenna for 2.4/5.3/5.8-GHz WLAN and 3.5-GHz WiMAX Applications," *IEEE Antennas and Wireless Propag. Lett.*, vol. 15, 1032–1035, 2016.
- [6] J. G. Baek, K. C. Hwang, "Triple-band unidirectional circularly polarized hexagonal slot antenna with multiple L-shaped slits," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 61, pp. 4831–4835, 2013.
- [7] J. Abraham, K. K. AjuJohn, T. Mathew, "Microstrip antenna based on durer pentagon fractal patch for multiband wireless applications," *International Conference on Information Communication and Embedded Systems (ICICES2014)*, Chennai, 2014, pp. 1-5.
- [8] H. -C. Ryu, H. -R. Ahn, S. -H. Lee; Wee Sang Park, "Triple-stacked microstrip patch antenna for multiband system," *Electron.Lett.*, vol. 38, pp. 1496-1497, 2002.
- [9] O. P. Falade, Y. Gao, X. Chen, C. Parini, "Stacked-patch dual polarized antenna for triple-band handheld terminals," *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 12, pp. 202–205, 2013.
- [10] S.-J. Liao, K.-L. Liao, L.-C. Chou, "Small-size uniplanar coupled-fed PIFA for 2.4/5.2/5.8 GHz WLAN operation in the laptop computer," *Microwave Opt. Technol. Lett.*, vol. 51, pp.1023–1028, 2009.
- [11] D. M. Elsheakh, AM. E. Safwat, "Slow-wave quad-band printed inverted-F antenna (IFA)," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 62, pp. 4396–4401, 2014.

- [12] J. Zaid, M. L. Abdelghani, T. A. Denidni, "CPW-fed multiband semifractal antenna for RFID reader applications," *Microwave and Opt. Technol. Lett.*, vol. 57, pp.1852-1853, 2015.
- [13] J. S. Hong, B. M. Karyamapudi "A general circuit model for defected ground structures in planar transmission lines," *IEEE Microwave Wireless Compon. Lett.*, vol. 15, pp. 706–708, 2005.
- [14] M. Harbadji, A. Boufrioua and T. A. Denidni "Triple band Compact Fractal Antenna with Defected Ground Plane for Bluetooth, WiMAX, and WLAN Applications," *Advanced electromagnetics*, vol. 7, no. 5, pp. 26-30, 2018.



CONCLUSION GÉNÉRALE

Conclusion générale

Les travaux de thèse présentés dans ce manuscrit sont axés sur le développement, l'amélioration, l'évaluation des performances et la conception des nouvelles configurations d'antennes miniatures multi-bandes. Ce travail est constitué de trois axes : des études théoriques, des analyses numériques et des réalisations pratiques des antennes miniatures multi-bandes.

Nous avons dans un premier temps présenté l'essentiel de la théorie des antennes, ainsi que les antennes miniatures, leurs caractéristiques spéciales, les techniques de miniaturisation et la technologie multi-bande et la description de la méthode des différences finies dans le domaine temporel FDTD.

Le deuxième point est consisté à calculer les caractéristiques électromagnétiques des structures multi-bandes, en choisissant des formes des antennes rectangulaires à une seule fente et à deux fentes. L'analyse de ces antennes est faite par la méthode des différences finies dans le domaine temporel FDTD, en adoptant des couches absorbantes de type PML (Perfectly Matched Layer) comme des conditions aux limites. et deux autres logiciels de modélisation HFSS et CST. En plus, une étude paramétrique a été effectuée pour l'étude de certains paramètres des antennes sur ses performances.

La troisième partie est consacrée à la conception et la réalisation pratiques des deux nouvelles antennes miniatures multi-bandes. Ces deux antennes s'appuient sur deux techniques de miniaturisation identifiées dans la littérature scientifique, l'insertion des fentes dans l'élément rayonnant ou le plan de masse et l'utilisation des géométries fractales. Nous nous sommes concentrés par la suite sur la caractérisation expérimentale des antennes. Après avoir détaillé la méthodologie de fabrication et de mesures effectuées, le premier prototype fabriqué est celui d'une antenne possédant des fentes sur le plan de masse. L'étude et la réalisation de cette structure est basée sur une technique de miniaturisation en utilisant l'ajout de fente, et la ligne d'alimentation peut jouer le rôle d'un élément rayonnant aussi. Cette antenne peut fonctionner en deux bandes 2,4 GHz et 3,75 GHz pour les applications WLAN et WiMAX. Les fabrications et les mesures ont été effectuées au sein du laboratoire RF (Radio Frequency) de l'institut nationale de la recherche scientifique INRS à Montréal, Canada.

Enfin, nous avons étudié, conçu une nouvelle structure en forme de fleur basé sur la géométrie fractale avec un plan de masse déféctueux, alimentée par une ligne coplanaire (CPW). Le concept de l'antenne proposée présente un gain stable et un diagramme de rayonnement omnidirectionnel. Cette antenne peut fonctionner en trois bandes 2,4 GHz (Bluetooth), 3,6GHz (WiMAX) et 5,8 GHz (WLAN).

Plusieurs perspectives peuvent être envisagées à partir des travaux de cette thèse, Tout d'abord, il parait intéressant de continuer les recherches sur les antennes miniatures multi-bandes en optimisant ces structures par les différentes techniques de miniaturisation. Concernant la miniaturisation des antennes, un axe de développement important concerne la recherche d'une efficacité de rayonnement maximale. Des investigations sont ainsi à mener sur les propriétés des matériaux utilisés lors de la réalisation des antennes afin de limiter les pertes d'efficacité lorsque les dimensions de l'antenne sont très compactes.



ANNEXE

Annexe : la méthode des différences finies centrées temporelle

Les dérivées spatiales et temporelles des équations de Maxwell peuvent être traitées numériquement par la technique des différences finies centrées [8], cette technique est basée sur le développement en série de Taylor à l'ordre deux, la différenciation à droite est donnée par :

$$f\left(x_0 + \frac{h}{2}\right) = f(x_0) + \frac{h}{2}f'(x_0) + \frac{h^2}{8}f''(x_0) + \frac{h^3}{48}f'''(x_0) + \dots \quad (\text{A.1})$$

Et la différenciation à gauche est donnée par :

$$f\left(x_0 - \frac{h}{2}\right) = f(x_0) - \frac{h}{2}f'(x_0) + \frac{h^2}{8}f''(x_0) - \frac{h^3}{48}f'''(x_0) + \dots \quad (\text{A.2})$$

En faisant la différence des deux équations (A.1) et (A.2) puis en divisant par h , on obtient le résultat suivant :

$$f'(x_0) = \frac{f\left(x_0 + \frac{h}{2}\right) - f\left(x_0 - \frac{h}{2}\right)}{h} + \theta(h^2) \quad (\text{A.3})$$

$\theta(h^2)$: représente l'erreur d'ordre 2, cette erreur sera négligeable dans la suite des calculs. f est une fonction scalaire désignant une composante cartésienne du champ électromagnétique (E ou H).

Finalement, nous obtenons les approximations dites droite ou gauche données par les formules (A.3), (A.3) suivante :

$$f'(x_0) = \frac{f(x_0 + h) - f(x_0)}{h} + \theta(h) \quad (\text{A.3})$$

$$f'(x_0) = \frac{f(x_0) - f(x_0 + h)}{h} + \theta(h) \quad (\text{A.4})$$

On calcule la dérivée centrée d'une fonction (figure A.1), au centre d'un intervalle en se basant sur les valeurs de la fonction aux extrémités.

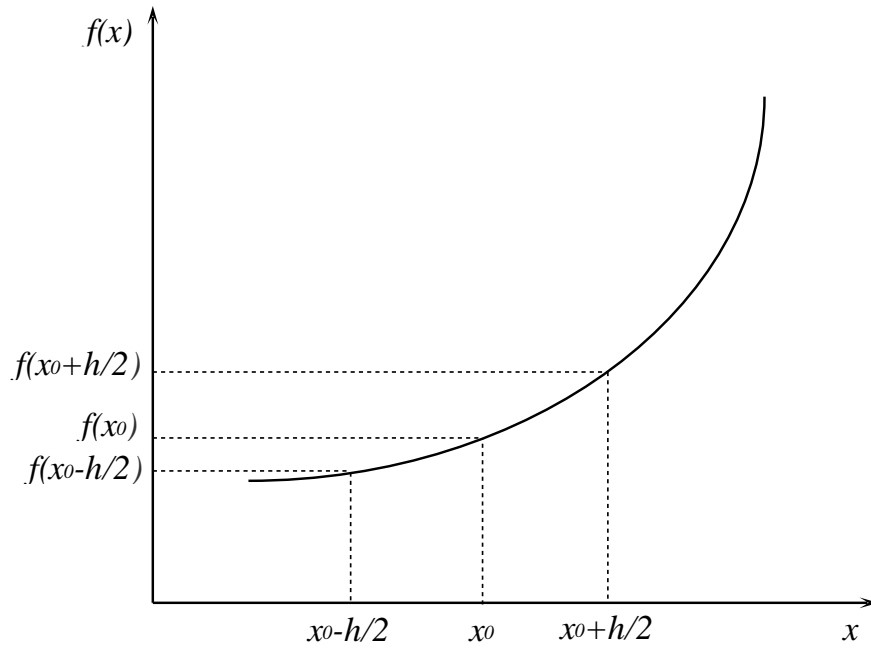


Figure A. 1. Principe de calcul de la dérivée première de $f(x)$ locale en x_0

Cette approximation permet d'exprimer les six équations de Maxwell, tout en remarquant que les dérivées spatiales sont liées aux dérivées temporelles.

Production Scientifique

Articles Publiés dans des Revues Internationales

1. **M. Harbadji**, T. A. Denidni, and A. Boufrioua, “Miniaturized Dual-Band Fractal Antenna with Omnidirectional Pattern for WLAN/WiMAX Applications,” *Progress In Electromagnetics Research Letters*, Vol.70, pp. 31-38, 2017, doi:10.2528/PIERL1706050.
2. **M. Harbadji**, A. Boufrioua and T. A. Denidni “Triple band Compact Fractal Antenna with Defected Ground Plane for Bluetooth, WiMAX, and WLAN Applications,” *Advanced electromagnetics*, vol. 7, no. 5, pp. 26-30, 2018.

Articles Présentés dans des Conférences Internationales

1. **Meriem Harbadji**, Amel Boufrioua, “Compact Multiband Annular-Ring Slots Antenna For Bluetooth, WiMAX and WLAN”, *International Conference on Electrical Engineering and Control Applications (ICEECA'2017)*, Nov., 21-23, 2017. Constantine, Algeria.
2. **M. Harbadji**, A. Boufrioua, “The finite difference time domain analysis of a multiband rectangular patch antenna with slot,” *International Conference on embedded systems in telecommunications and instrumentation (ICESTI'14)*, 27-29 Octobre 2014, Annaba.
3. **Meriem Harbadji**, Amel Boufrioua, “Investigation of rectangular multi-band Microstrip patch antennas with slots,” *Proceedings of 2014 Mediterranean Microwave Symposium (MMS2014)* , 12-14 Dec. 2014, ISBN: 978-1-4799-7391-0, Marrakech, Morocco, doi: 10.1109/MMS.2014.7088992.

Résumé

Les travaux de ce mémoire s'inscrivent dans la continuité des recherches sur les antennes à la fois miniatures et multi-bandes. La première partie est consacrée à l'étude théorique d'antennes qui s'appliquent dans le domaine des télécommunications, les différentes techniques de miniaturisation et la technologie multi-bande. Passant à la description de la méthode des différences finies dans le domaine temporel FDTD, cette méthode et deux autres logiciels (l'Ansoft HFSS et le CST Microwave Studio) sont utilisés pour calculer les caractéristiques électromagnétiques et étudier les effets de certains paramètres sur les performances des antennes monopoles planaires de forme rectangulaire à une fente et à deux fentes. Le deuxième axe de recherche s'intéresse au développement des antennes miniatures originales susceptibles de répondre aux besoins des systèmes sans fils actuels en se basant sur l'insertion de fentes et l'utilisation des formes fractales dont le but de réduire la taille de l'antenne. La première structure est une antenne possédant des fentes sur le plan de masse qui fonctionne dans deux bandes à 2,4 GHz (WLAN) et 3,75 GHz (WiMAX). La deuxième antenne fractale en forme de fleur avec un plan de masse défectueux fournit trois fréquences de résonance 2.4 GHz (Bluetooth), 3.6 GHz (WiMAX) et 5.8 GHz (WLAN).

Mots clés : Antenne miniature multi-bande, méthode des différences finies (FDTD), insertion des fentes, la géométrie fractale, systèmes sans fils.

Abstract

The work of this thesis is part of the continuity of research on antennas both miniature and multi-band. The first part is devoted to the theoretical study of the antennas that apply in the field of telecommunications, different techniques of miniaturization and multi-band technology. Turning to the description of the finite difference method in the FDTD time domain, this method and two other software programs (the Ansoft HFSS and the CST Microwave Studio) are used to calculate the electromagnetic characteristics and to study the effects of certain parameters on the performance of planar rectangular monopole antennas with a slot and two slots. The second area of research focuses on the development of original miniature antennas that can meet the needs of today's wireless systems based on slot insertion and the use of fractal shapes to reduce the size of antenna. The first structure is an antenna with ground plane slots that operates in two bands at 2.4 GHz (WLAN) and 3.75 GHz (WiMAX). The second flower-shaped fractal antenna with a defective ground plane provides three 2.4 GHz (Bluetooth), 3.6 GHz (WiMAX) and 5.8 GHz (WLAN) resonance frequencies.

Keywords: Miniature Multiband Antenna, Finite Difference Method (FDTD), Slot Insertion, Fractal shapes, Wireless Systems.

ملخص

تعتبر هذه الأطروحة جزء من استمرارية الأبحاث على الهوائيات المصغرة والمتعددة النطاق. يخصص الجزء الأول دراسة نظرية لأنواع الهوائيات المستعملة في مجال الاتصالات، والتقنيات المختلفة للتصغير والتقنية متعددة النطاقات. كما تطرقنا إلى وصف الفروق المحدودة في المجال الزمني FDTD، حيث استخدمنا هذه الطريقة واثنين من برامج المحاكاة (HFSS ANSOFT و CST STUDIO) لحساب الخصائص الكهرومغناطيسية ودراسة آثار بعض المعلمات على أداء هوائيات أحادية الاستقطاب مستوية الشكل مستطيلة مع فتحة و فتحتين. المجال الثاني من الأطروحة يركز على تطوير الهوائيات المصغرة الأصلية التي يمكن أن تلي احتياجات الأنظمة اللاسلكية الحالية القائمة على إدخال الفتحات واستخدام الأشكال الكسورية لتقليل حجم الهوائي. الهيكل الأول هو هوائي به فتحات بالمستوي الأرضي تعمل في نطاق 2.4 جيجا هرتز (WLAN) و 3.75 جيجا هرتز (WiMAX). يوفر الهوائي الفراغي الثاني على شكل زهرة مع المستوي الأرضي ثلاث ترددات تردد 2.4 جيجا هرتز (Bluetooth) و 3.6 جيجا هرتز (WiMAX) و 5.8 جيجا هرتز (WLAN).

الكلمات المفتاحية: الهوائيات المصغرة والمتعددة النطاق، الفروق المحدودة في المجال الزمني FDTD، فتحة، الأشكال الكسورية، الأنظمة اللاسلكية.