

Université Mohamed Boudiaf - M'sila

FACULTE DE TECHNOLOGIE
DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE



Numéro de série.....

Numéro d'inscription.....

Thèse

Présentée pour l'obtention du diplôme de

DOCTORAT EN SCIENCES

Spécialité : Electronique

Option : Communication

THEME

**ETUDE DE NOUVELLES ANTENNES PLANAIRES EN
TENANT COMPTE DES SURFACES SELECTIVES EN
FREQUENCE**

Présentée Par :

Mme. BELMESSAOU Djaouida

Soutenue le : 14/06/2020

Devant le jury composé de :

Nom & Prénom	Grade	Etablissement	Qualité
SAIGAA Djamel	Professeur	Université de M'Sila	Président
ROUABAH Khaled	Professeur	Université de BBA	Encadreur
DENIDNI. A. Tayeb	Professeur	EMT-INRS	Co-Encadreur
KHADROUCHE Djamel	Professeur	Université de M'Sila	Examineur
AYAD Mouloud	MCA	Université de Bouira	Examineur
MESSAOUDENE Idris	MCB	Université de BBA	Invité

Année Universitaire : 2019/2020

Remerciements

En premier lieu, je remercie ALLAH le tout puissant pour la force, la santé et la sagesse qu'il m'a toujours donnée et que sans lui rien n'aurait été accompli.

Mes remerciements vont ensuite à Monsieur **CHIKOUCHE Djamel**, Professeur à la retraite (الله يشفيه), qui a permis à cette thèse de voir le jour.

En deuxième position, je remercie profondément et j'exprime ma gratitude à mon Directeur de thèse Monsieur **ROUABAH Khaled**, Professeur à l'université de BBA pour m'avoir encadré durant les deux dernières années de cette thèse. Je le remercie aussi pour sa grande disponibilité inconditionnelle, son soutien, ses encouragements, et ses précieux conseils et idées.

Je remercie également très vivement Monsieur **DENIDNI Tayeb. A.**, Professeur à l'INRS- Canada, pour ses encouragements, ses conseils avisés. Il a été un soutien très important par son savoir et ses conseils.

Je tiens à remercier Monsieur **SAIGAA Djamel**, Professeur à l'université de M'sila, pour l'honneur qu'il m'a fait en acceptant de présider le jury de ma soutenance de thèse.

J'exprime toute ma reconnaissance aux membres du Jury :

- Monsieur **KHADROUCHE Djamel**, Professeur à l'université de M'sila ;
- Monsieur **AYAD Mouloud**, M.C.A à l'université de Bouira,

pour le temps précieux qu'ils ont pu sacrifier à la lecture de ma thèse.

J'adresse mes remerciements aussi à toute l'équipe du laboratoire d'Instrumentation – Equipe « Système RF et Micro-ondes » de l'université des Sciences et de la Technologie Houari Boumediene (USTHB) d'Alger. Mes remerciements vont aussi à tous ceux qui m'ont aidé de près ou de loin. Je cite, en particulier, Monsieur

LABANDJI Sami, pour m'avoir aidé à effectuer les mesures dans la chambre anéchoïque.

J'adresse pareillement mes remerciements à toute l'équipe du laboratoire Radio Fréquence et Antenne du Centre de recherche CDTA d'Alger et plus particulièrement au Professeur **MANSOUL Ali**, chef d'équipe de ce laboratoire et **Dr. Mounira BITCHIKH**, pour m'avoir aidé à effectuer les mesures des paramètres S.

Enfin, on ne peut clore cette page de remerciements, sans exprimer ma profonde reconnaissance à Monsieur **MESSAOUDENE Idris**, Maître de conférences « B » à l'université de BBA, et Monsieur **HAMMACHE Boualem** Doctorant à l'université de Constantine 1.

Enfin, un remerciement spécial s'adresse à mon mari Monsieur **BOUKHARI Farid** qui m'a soutenu, poussé et motivé durant toutes ces années et qui a, à sa manière, contribué à la réussite de ce travail.

Dédicaces

Je dédie ce travail à la source de tendresse qui sont : « Mes très chers parents ». Tout en étant convaincue que mon succès est une récompense pour tous leurs sacrifices, qu'ils trouvent ici l'expression de ma plus profonde gratitude ;

À mon mari Farid et mes filles Aya, Ritel et Yakine ;

À mes frères : Hamza et sa petite famille, Adel, Bilel et Zino ;

À toute la famille BELMESSAOUD ;

À ma belle-mère Louiza et mon beau père Moussa ;

À toute la famille BOUKHARI ;

À toutes mes amies

Table des matières

Remerciements	i
Dédicaces	iii
Table des matières	iv
Liste des Figures	viii
Liste des Tableaux	xiv
Liste des abréviations	xv
Liste des symboles	xvi

Introduction générale

I.1. Introduction	1
I.2. Organisation de la thèse	3

Chapitre I : Généralités sur les antennes planaires

I.1 Introduction	6
I.2 Définition d'une Antenne	7
I.3 Caractérisation d'une Antenne	7
I.3.1 Caractéristiques électriques	7
A-Impédance d'entrée et coefficient de réflexion	8
B-Bande passante	9
I.3.2 Caractéristiques de rayonnement	10
a-Gain	10
b-Directivité	11
c- Diagramme de rayonnement	11
d- Polarisation	12
I.4. Antennes imprimées	13
I.4.1 Antenne patch	14
I.4.2 Techniques d'alimentation	16
I.4.2.1 Alimentation par sonde coaxiale	16
I.4.2.2 Alimentation par couplage par fente	16
I.4.2.3 Alimentation par ligne microruban	17
I.4.3. Avantages et inconvénients	18
I.5. Techniques utilisées pour obtenir des antennes planaires à large bande	19
I.6. Méthodes d'analyse	20
I.6.1. Méthodes Analytiques	20
I.6.2 Méthodes Rigoureuses	20

Table des matières

I.7. Simulateurs électromagnétiques utilisés	22
I.7.1. Simulateur HFSS	22
I.7.2. Simulateur CST Microwave Studio	23
I.8. Concept d'optimisation	23
I.9. Conclusion	24

Chapitre II : Etude et optimisation de l'Antenne large bande à ouverture

II.1 Introduction	26
II.2. Antennes large bande à ouverture plane	27
II.2.1. Etat de l'art	27
II.2.2. Géométrie de l'antenne à fente	29
II.3. Conception et optimisation de l'antenne large bande à ouverture hexagonale	30
II.3.1. Procédure de conception	31
II.3.2. Présentation de l'antenne proposée	32
II.3.3. Paramètres de conception et d'optimisation	33
II.3.4. Etude paramétrique de	35
II.3.4.1. Influence des dimensions de substrat	35
II.3.4.2 Influence de la dimension de l'ouverture	36
II.3.4.3 Influence de la largeur de la ligne d'alimentation	38
II.3.5. Performances de l'antenne optimisée	40
a. Coefficient de réflexion et taux d'onde stationnaire	40
b. Distribution du courant	42
c. Gain	43
d. Efficacité de rayonnement	43
e. Diagrammes de rayonnement	44
II.4. Conclusion	45

Chapitre III : Réflecteurs d'antennes planaires à base de structures périodiques

III.1 Introduction	47
III.2. Réflecteur de type conducteur électrique parfait	48
III.2.1. Principe de fonctionnement	48
III.2.2 Application du réflecteur PEC à l'antenne ouverture proposée	51
III.3. Réflecteur de type conducteur magnétique parfait	53
III.4. Etat de l'art sur les réflecteurs magnétiques à base des Structures périodiques	54
III.4.1. Réflecteur de type conducteur magnétique artificiel	56

Table des matières

III.5. Structures surfaces sélectives en fréquence	57
III.5.1. Description	57
III.5.2. Types de structures et leurs réponses fréquentielles	58
III.5.3. Types de motifs	61
III.5. Principe de fonctionnement des FSS intégrés avec les antennes	63
III.6. Etat de l'art sur l'application des FSS avec les antennes	65
III.7. Conclusion	77

Chapitre IV : Antennes large bande à base des FSS : Résultats Expérimentaux et Discussions

IV.1. Introduction	79
IV.2. Principales étapes de conception	80
IV.3. Conception du réflecteur à base de FSS	81
IV.3.1 Conception et simulation de la cellule	82
IV.3.1.1. Géométrie	82
IV.3.1.2. Méthodologie de conception	83
IV.3.1.1. Etude paramétrique	86
a-Influence du gap	86
b-Influence de la périodicité	89
IV.3.2. Validation des résultats	89
IV.3.2.1. Coefficient de réflexion et transmission	90
IV.3.2.2. Phase du coefficient de réflexion	90
IV.3.3. Distribution du courant	91
IV.3.4. Construction du réflecteur FSS	92
IV.4. Intégration du réflecteur FSS avec l'antenne à ouverture proposée	93
IV.4.1. Etude paramétrique	94
IV.4.1.1. Influence de nombre de cellules	94
IV.4.1.2. Influence de la distance entre l'antenne et le réflecteur	96
IV.4.2. Résultats de simulation	98
IV.4.2.1. Coefficient de réflexion et bande passante	98
IV.4.2.2. Gain et diagrammes de rayonnement	99
IV.4.2.3. Efficacité de rayonnement	100
IV.5. Comparaison de l'effet FSS avec celui de PEC	101
IV.6. Réalisation de l'antenne avec et sans FSS	103
IV.6.1. Résultats expérimentaux de l'antenne seule	105

Table des matières

IV.6.2. Résultats expérimentaux de l'antenne avec FSS	106
IV.6.2.1. Coefficient de réflexion	108
IV.6.2. 2.Gain et diagrammes de rayonnement	109
IV.7. Comparaison de l'antenne proposée avec les antennes les plus pertinentes	112
IV.8. Conclusion	113

Conclusion générale

1. Conclusion	115
2. Perspectives	116
Références bibliographiques	117
ملخص	
Résumé	
Abstract	

Liste des figures

Figures du Chapitre I

Figure I.1 :	Système général de communication sans fil.	07
Figure I.2 :	Antenne émettrice	08
Figure I.3 :	Coefficient de réflexion et bande passante.	09
Figure I.4 :	Ellipse de polarisation	13
Figure I.5 :	Antenne patch rectangulaire.	15
Figure I.6 :	Différentes formes de l'antenne patch	15
Figure I.7 :	Alimentation par sonde coaxiale d'une antenne patch.	16
Figure I.8 :	Alimentation par couplage par fente.	17
Figure I.9 :	Alimentation par ligne microruban.	18
Figure I.10 :	Interface de simulateur HFSS	22
Figure I.11 :	Interface de simulateur CST	24

Figures du Chapitre II

Figure II.1 :	Antenne planaire à ouverture rectangulaire.	30
Figure II.2 :	Géométrie de l'antenne à ouverture : (a) vue de dessus, (b) vue de côté.	32
Figure II.3 :	Evaluation de la fonction de cout en fonction du nombre d'itérations	34
Figure II.4 :	Géométrie de l'antenne à ouverture sous HFSS.	35
Figure II.5 :	Variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence pour différentes dimensions de l'antenne : (a) Effet de la longueur « L » ; (b) : Effet de la largeur « W »..	37
Figure II.6 :	Variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence pour différentes dimensions de l'ouverture : (a) Effet de la longueur « L_s » ; (b) Effet de la largeur « W_s ».	38
Figure II.7 :	Variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence pour différentes dimensions de la ligne d'alimentation : (a) Effet de la largeur, (b) Effet de la longueur.	39
Figure II.8 :	Variation du coefficient de réflexion en fonction de fréquence (Simulations HFSS & CST).	41
Figure II.9 :	Variation du taux d'onde stationnaire en fonction de la fréquence (Simulations HFSS & CST).	41
Figure II.10 :	Distribution de la densité du courant pour différentes valeurs de la fréquence, (a) : $f = 3GHz$, (b) : $f = 5.2GHz$, (c) : $f = 6GHz$.	42
Figure II.11 :	Variation du gain réalisé en fonction de la fréquence (Simulations HFSS & CST).	43

Liste des figures

Figure. II.12 :	Variation de l'efficacité en fonction de la fréquence.	44
Figure. II.13 :	Diagrammes de rayonnement de l'antenne 2D (dans les plans E et H) et 3D simulés pour les fréquences : 4 GHz, 5.8 GHz et 7 GHz.	45
Figures du Chapitre III		
Figure.III.1 :	Courant image pour un PEC (Théorie des images)	49
Figure.III.2:	Principe de fonctionnement d'un réflecteur PEC placé au-dessous de l'antenne.	50
Figure.III.3	Géométrie de l'antenne à ouverture intégrée au-dessus du réflecteur parfaitement métallique PEC - Simulation HFSS.	51
Figure.III.4 :	Coefficient de réflexion de l'antenne avec réflecteur PEC.	52
Figure III.5 :	Gain réalisé de l'antenne avec réflecteur PEC.	52
Figure.III.6 :	Courant image dans un plan PMC	53
Figure.III.7:	Antenne au-dessus d'un plan PMC.	54
Figure III.8 :	Phase du coefficient de réflexion d'une surface haute impédance	56
Figure III.9 :	Réseau FSS bidimensionnel type patch.	57
Figure.III.10 :	Incidence d'une onde plane sur un réseau FSS bidimensionnel de types patches.	58
Figure.III.11:	Réseau FSS, (a) : type patch carré (filtre passe bas), (b) : type ouverture carrée (filtre passe haut).	60
Figure.III.12 :	Réseaux FSS et leurs réponses fréquentielles, (a) : type ouvertures anneaux (filtre passe-bande), (b) : type anneaux conducteurs (filtre stop-bande).	61
Figure.III.13 :	Différents motifs des FSS d'après Munk [53] ; (a) élément connectés au centre ; (b) type anneau ; (c) : type patch ; (d) : combinaison.	62
Figure III.14 :	Réseau de différents motifs : (a) dipôle ondulé, (b) croix conique, (c)croix formée de dipôles ondulés	63
Figure III.15 :	Différents motifs des FSS spirales.	63
Figure III.16 :	Principe de réflexion et de transmission d'onde : (a) entre la couche FSS et l'antenne ; (b) : La phase de réflexion du FSS idéale et la phase d'onde rayonnée arrière[89].	65
Figure III.17 :	Géométrie de la structure d'antenne de la référence [90] ;(a) : Structure de la cellule JC- FSS avec plan de masse, (b) : Plan AMC	66
Figure III.18:	Résultats, en termes de coefficient de réflexion et de gain, de la structure proposée de la référence [90].	66

Liste des figures

Figure III. 19:	Géométrie de la structure proposée dans la référence [91], (a) : cellule élémentaire, (b): vue de dessus, (c) : vue de côté.	67
Figure III. 20:	Résultats, en termes de coefficient de réflexion et de gain, de la structure proposée dans la référence [91]	67
Figure III. 21:	Photo de l'antenne de la référence [92] : (a) vue de face, (b) Structure HIS, (c) vue de côté.	68
Figure III. 22:	Résultats, en termes de coefficient de réflexion et de gain, de la structure proposée dans la référence [92] ; (a) Coefficient de réflexion, (b) : Gain.	69
Figure III. 23:	Structure de l'antenne proposée la référence [89] : (a) antenne à ouverture avec réflecteur FSS. (b) cellule unitaire FSS « 1 ^{ère} couche ». (c) cellule unitaire FSS « 2 ^{ème} couche ». (d) antenne à fente.	70
Figure III. 24:	Performances de l'antenne de la référence [89], (a) : Gain (b) : Adaptation.	71
Figure III. 25 :	Structure d'antenne proposée de la référence [93].	71
Figure III. 26 :	Résultats, en termes de coefficient de réflexion et de gain, de la structure de la référence [93], (a) : Coefficient de réflexion, (b) : Gain	72
Figure III. 27 :	Structure de l'antenne proposée dans la référence [94].	73
Figure III. 28 :	Résultats, en termes de coefficient de réflexion et de gain, de la structure de la référence [94].	74
Figure III. 29 :	Structure proposée dans la référence [95]	74
Figure III. 30 :	Résultats, en termes de coefficient de réflexion et de directivité, de l'antenne proposée dans la référence [95], (a) : coefficient de réflexion, (b) : directivité.	75
Figure III. 31 :	Structure de l'antenne proposée dans la référence [96].	76
Figure III. 32 :	Résultats, en termes de gain et de rapport d'onde stationnaire, de la structure proposée dans la référence [96], (a) : Gain, (b) : Rapport d'onde stationnaire.	77

Figures du Chapitre IV

Figure IV.1 :	Diagramme schématique des principales étapes de conception d'antenne à base des FSS.	81
Figure IV. 2:	Structure de la cellule unitaire proposée.	83
Figure IV. 3 :	Conception d'une cellule unitaire sous HFSS.	84
Figure IV.4 :	La réponse fréquentielle de la cellule FSS en termes de coefficient de transmission sur UWB.	85

Liste des figures

Figure IV. 5 :	Variation de la réponse fréquentielle pour les différentes valeurs du gap, (a): Coefficient de transmission. (b) : Phase du coefficient de réflexion.	87
Figure IV.6 :	Variation du coefficient de transmission pour différentes valeurs de la périodicité.	88
Figure IV.7 :	Variation de la phase du coefficient de réflexion pour différentes valeurs de la périodicité.	88
Figure IV.8 :	Configuration de la cellule sous CST.	89
Figure IV.9 :	Coefficients de réflexion et transmission de la cellule FSS optimisée.	90
Figure IV.10 :	Variation de la phase du coefficient de réflexion de la cellule FSS optimisée en fonction de la fréquence.	91
Figure IV.11 :	Distribution de courant surfacique sur la cellule optimisée aux fréquences : 3.2, 5.2 et 7 GHz.	92
Figure IV. 12 :	Configuration du réflecteur FSS (7x7) cellules unitaires. .	92
Figure IV.13 :	Géométrie de l'antenne à ouverture avec réflecteur FSS ; (a) : vue de dessus, (b) : vue de côté.	94
Figure IV.14 :	Performances de l'antenne en fonction du nombre de cellules n : (a) Coefficient de réflexion, (b) Gain réalisé.	96
Figure IV.15 :	Performances de l'antenne en fonction de la hauteur H : (a) Coefficient de réflexion, (b) Gain réalisé.	97
Figure IV.16 :	Variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence de l'antenne à ouverture avec FSS.	98
Figure IV.17 :	Variation du gain réalisé de l'antenne avec FSS en fonction de la fréquence.	99
Figure IV.18 :	Diagrammes de rayonnement de l'antenne à ouverture avec FSS pour les fréquences: 3.8, 5.2, 5.8, et 7GHz.	100
Figure IV.19 :	Efficacité de rayonnement de l'antenne à ouverture avec FSS.	101
Figure IV.20 :	Comparaison des performances de l'antenne seule, de l'antenne avec réflecteur PEC et de l'antenne avec réflecteur FSS : (a) Coefficient de réflexion, (b) Gain réalisé.	102
Figure IV.21 :	Prototype fabriqué de l'antenne à ouverture.	104
Figure IV.22 :	L'analyseur de réseau vectoriel Agilent N5224A : (a) Calibration, (b) Mesure des paramètres S de l'antenne seule sous teste.	104
Figure IV.23 :	Dispositifs de la chambre anéchoïque micro-onde.	105
Figure IV.24:	Coefficient de réflexion de la structure d'antenne pour les cas simulé et mesuré.	105

Liste des figures

Figure IV.25 :	Gain de la structure d'antenne pour les cas simulé et mesuré.	106
Figure IV.26 :	Photographie de l'antenne avec réflecteur FSS (7*7).	107
Figure IV.27 :	Mesures réalisées sur l'antenne avec FSS: (a) : Paramètres S calculés au Laboratoire CDTA, (b) : Caractéristiques de rayonnement calculées dans la chambre anéchoïque micro-onde.	107
Figure IV.28 :	Variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence de l'antenne à ouverture avec et sans FSS.	108
Figure IV.29 :	Variation du gain mesuré en fonction de la fréquence de l'antenne à ouverture avec et sans FSS.	109
Figure IV.30 :	Diagrammes de rayonnement simulés et mesurés dans les plans E et H pour les fréquences : 4GHz, 5.2GHz et 5.8GHz	112

Liste des tableaux

Tableau II.1 : Valeurs des paramètres en <i>mm</i> , utilisées pour initialiser le processus l'optimisation en .	34
Tableau II.2 : Paramètres géométriques optimaux de l'antenne.	35
Tableau II.3 : Variation de la bande passante en fonction de <i>Ws</i> .	37
Tableau II.4 : Valeurs optimales des paramètres de l'antenne proposée.	40
Tableau IV.1 : Dimensions de la cellule unitaire optimisée.	90
Tableau IV.2 : Dimensions de l'antenne avec réflecteur FSS.	93
Tableau IV.3 : Comparaison, en termes d'amélioration de gain, de l'antenne seule, de l'antenne avec réflecteur PEC et de l'antenne avec réflecteur FSS.	103
Tableau IV.4 : Comparaison des valeurs du gain simulé avec ceux du gain mesuré l'antenne avec et sans FSS	110
Tableau IV.5 : Comparaison de l'antenne proposée avec les antennes les plus pertinentes de la littérature scientifique.	113

Liste des abréviations

AMC: Artificial Magnetic Conductor ;
CST: Computer Simulation Technology ;
dBi : Décibel par rapport à l'antenne isotropique ;
EBG: Electromagnetic Band Gap;
FBW : Fractional Bandwidth (Largeur de Bande Relative);
FDTD: Finite Difference Time Domain;
FEM: Finit Element Method (Méthode des éléments finis);
FIT: Finit Integration Techniques;
FSS: Frequency Selective Surfaces;
GND : Ground (plan de masse);
HFSS: High Frequency Structure Simulator;
HIS: High Impedance Surface ;
MLT: Modèle de la Ligne de Transmissions ;
MoM: Moments method (Méthode des moments) ;
PEC: Perfect Electric Conductor (Conducteur Electrique Parfait) ;
ROS: Rapport d'Ondes Stationnaires ;
SMA : Sub Miniature Type A ;
UWB: Ultra-wide Band;
VSWR : Voltage Standing Wave Ratio;
WiMAX: Worldwide interoperability for Microwave Access;
WLAN: Wireless Local Area Network.

Liste des symboles

B_p : Bande passante;

C : Capacité ;

C_0 : Vitesse de la lumière dans le vide ;

$D(\theta, \varphi)$: Directivité de l'antenne dans la direction (θ, φ) ;

D : Directivité d'une antenne ;

D_{max} : Directivité maximale de l'antenne ;

E : Champ électrique ;

$F(\theta)$: Diagramme de rayonnement normalisé de l'antenne d'alimentation ;

f : Variable de la fréquence ;

f_c : Fréquence centrale ;

f_h : Fréquence maximale ;

f_l : Fréquence minimale ;

f_r : Fréquence de résonance ;

$G(\theta, \varphi)$: Gain de l'antenne dans la direction (θ, φ) ;

G_{max} : Gain maximal ;

G_{ref} : Gain de l'antenne de référence ;

G_x : Gain de l'antenne sous test ;

H : Champ magnétique ;

h : Distance optimale entre le réflecteur et l'antenne ;

t : Épaisseur du substrat ;

L : Inductance ;

L_s : Longueur de l'ouverture ;

W_s : largeur de l'ouverture ;

L_c : Périodicité des motifs élémentaires ;

p_e : Puissance d'émission ;

p_x : Puissance de l'antenne sous test ;

P_{ray} : Puissance totale rayonnée ;

P_r : Puissance de réception ;

R : Résistance ;

S_{11} : Coefficient de réflexion ;

$U(\theta, \varphi)$: Intensité de rayonnement dans la direction (θ, φ) ;

Liste des symboles

- U_{max} : Intensité maximale de rayonnement ;
 U_0 : Intensité de rayonnement d'une source isotrope ;
 W_{eff} : Largeur efficace de la ligne microruban ;
 W_p : Largeur du patch ;
 W_l : Largeur de la ligne microruban ;
 Z_{in} : Impédance d'entrée de l'antenne ;
 Z_c : Impédance caractéristique de la ligne de transmission ;
 Z_{air} : Impédance de l'air ;
 Γ : Coefficient de réflexion ;
 ϵ_{eff} : Permittivité effective ;
 ϵ_r : Permittivité relative ;
 λ_0 : Longueur d'onde dans le vide ;
 λ_g : Longueur d'onde dans le milieu diélectrique ;
 μ_0 : Perméabilité magnétique du vide ;
 φ_r : Phase de rayonnement avant ;
 φ_b : Phase de rayonnement en arrière ;
 φ_{fss} : Phase de réflexion du FSS ;
 η : Efficacité.

Introduction Générale

1. INTRODUCTION

Les antennes sont omniprésentes dans notre vie quotidienne. Les systèmes de communications sans fil, la radiodiffusion, la télévision par voie hertzienne ou par satellite et les systèmes radar, sont les exemples les plus courants dans lesquels interviennent divers types d'antennes comme les antennes cornets, filaires, paraboliques et planaires. L'histoire des antennes remonte à J.C. Maxwell [1] qui a unifié les théories de l'électricité et du magnétisme. En 1873, Maxwell a présenté un ensemble d'équations connues sous le nom « Equations de Maxwell » [2]. Par la suite, l'idée d'un élément rayonnant, à microruban, a été proposée par Deschamps en 1950 [3]. Après les années 1980, les antennes sont apparues dans plusieurs travaux de recherche [2,3] à cause de la découverte de nouveaux matériaux de substrat diélectrique.

Alors que durant les années passées, la conception des antennes pouvait être considérée comme un problème secondaire dans la conception globale des télécommunications, actuellement, l'antenne désigne un composant important dans les systèmes de communications sans fil récents et nécessite, par conséquent, une étude profonde. En effet, de nombreux succès des systèmes sans fil dépendent de la conception des antennes. Dans ces circonstances, l'antenne doit répondre à différentes contraintes telles que la multiplication des bandes de fréquences, le gain élevé, et la possibilité d'intégration facile dans l'architecture des terminaux avec un volume moins encombrant [4-5]. Pour répondre à ces contraintes, les antennes planaires (micro rubans ou imprimées) représentent le meilleur candidat. Réellement, elles sont très étudiées depuis de nombreuses années et présentent plusieurs avantages, comme leurs faibles poids et encombrement, leurs facilités de fabrication, leurs capacités à être en harmonie avec le système. etc. Malgré tous leurs avantages, ces antennes présentent des inconvénients majeurs comme leurs faibles bandes passantes en impédance, qui est de l'ordre de quelques pourcents par rapport à la fréquence centrale, et leurs faibles gains causés par le rayonnement arrière. Cette limitation a retardé, pendant longtemps, l'application de ce type d'antennes dans plusieurs domaines récents. Pour remédier à ce problème, plusieurs concepteurs ont proposé d'utiliser un réflecteur électrique avec l'antenne à fente [6 -7]. Néanmoins, les résultats restent toujours insuffisants et l'amélioration en gain reste de l'ordre de 2 à 3 dBi avec un profil de l'ordre de $\lambda/4$. Très récemment, avec le développement et l'évolution rapide des techniques de communication sans fil, une variété de

Introduction Générale

structures périodiques telles que les structures haute impédance (High Impedance Surface HIS), et les structures à surfaces sélectives en fréquence ont été apparues pour surpasser les problèmes de rayonnement arrière, du gain faible et de suppression des ondes de surfaces dans les antennes planaires.

De nos jours, de nouvelles structures sont proposées dans la littérature, parmi lesquelles il y a les réflecteurs où les superstrats à base de structures à surfaces sélectives en fréquence qui permettent d'améliorer significativement les caractéristiques d'adaptation ou de rayonnement d'une antenne de type ouverture ou de type patch [8-16]. Ces dernières sont caractérisées par des coefficients de réflexion ayant des phases décroissantes sur la bande de fréquences de fonctionnement. De plus, elles confèrent un faible profil et sont peu encombrantes, elles sont caractérisées par leur facilité de fabrication à moindre coût et elles peuvent avoir des gains maximaux sans avoir recours à des réseaux d'antennes.

Ces avancées technologiques, dans le domaine des antennes, ont fait que la conception et l'étude du comportement d'antennes, adaptées à des systèmes de communication large bandes, prennent toutes leurs importances car celles-ci doivent répondre à plusieurs challenges spécifiques aux différentes applications et doivent présenter des caractéristiques constantes sur une large bande de fréquences. En contrepartie, elles doivent conserver un coût limité. A cela s'ajoute, bien entendu, les problèmes d'intégration et donc le besoin de concevoir des structures possédant un encombrement minimal, sans toutefois détériorer leurs performances.

Dernièrement, les antennes, utilisant des FSS comme réflecteur ou bien comme superstrat, ont reçu une grande attention dans les revues techniques et par conséquent les recherches dans ce domaine restent très actives. Dans cette perspective, nous proposons, dans le cadre de cette thèse de Doctorat, une nouvelle structure de réflecteur FSS qui sera utilisée dans la conception et la réalisation d'une nouvelle antenne planaire à ouverture dans le but d'améliorer ses performances.

L'objectif principal de ce travail de recherche consiste de ce fait à étudier, concevoir et réaliser cette nouvelle structure d'antenne planaire à base de surfaces sélectives en fréquence FSS. Cette antenne, caractérisée par sa large bande et son gain élevé, est destinée à être utilisée dans les nouveaux systèmes de communications sans fil couvrant plusieurs bandes de

Introduction Générale

fréquences plus particulièrement la bande WiMAX, la bande WLAN et la bande C pour les applications satellitaires.

Les objectifs de notre thèse de doctorat sont multiples et sont donnés comme suit :

- ✓ La conception, la simulation et l'optimisation d'une antenne planaire large bande ;
- ✓ La conception, la simulation et l'optimisation d'un réflecteur à base de cellules FSS large bande ;
- ✓ La combinaison de l'antenne large bande avec le réflecteur FSS et l'optimisation pour but d'améliorer les performances, en termes de gain et de diagrammes de rayonnement, de la structure résultante.
- ✓ La Fabrication de l'antenne et du réflecteur en utilisant la technologie PCB (printed circuit board) ;
- ✓ La validation de tous les résultats de simulation par des mesures expérimentales.

2. ORGANISATION DE LA THESE

Le manuscrit de la thèse est constitué de la présente introduction, dans laquelle sont expliqués la problématique et les objectifs de ce travail de recherche et de quatre chapitres illustrant les différents aspects de nos travaux. Il se termine par une conclusion générale. Nous avons ajouté, au début de chaque chapitre, une introduction détaillant plus encore le contexte et les enjeux de la partie traitée dans chaque chapitre, ainsi que les travaux effectués.

Plus précisément, la thèse, retraçant les différents points énumérés précédemment, est organisée comme suit :

Chapitre 1

Dans le premier chapitre, nous présentons, d'une façon très générale, les antennes en technologie imprimée en décrivant ainsi leurs caractéristiques, leurs différents types, les méthodes d'alimentation rencontrées dans la littérature et les méthodes d'analyse utilisées pour traiter ce type d'antennes. Ensuite, nous présentons un rappel sur les techniques d'augmentation de la bande passante. La dernière partie de ce chapitre est consacrée au concept d'optimisation et à la présentation des logiciels de simulation électromagnétique HFSS et CST, utilisés.

Introduction Générale

Chapitre2

Dans le deuxième chapitre, nous présentons les principaux types d'antennes planaires large bande en mettant l'accent sur les antennes à ouverture. Notre choix est porté sur l'antenne à ouverture hexagonale alimentée par une simple ligne microstrip. Une étude paramétrique, de la ligne d'alimentation et des dimensions de l'ouverture, sera présentée. Enfin, nous montrons le principe d'optimisation de la structure d'antenne à ouverture sur substrat FR4 époxy permettant de maximiser la largeur de bande de la structure d'antenne et de miniaturiser le volume total.

Chapitre3

Ce chapitre introduit les différents types de réflecteurs qui peuvent être intégrés aux antennes planaires notamment les réflecteurs électriques (métalliques) et électromagnétiques à base de FSS. Une étude théorique générale de la propagation dans les structures périodiques sera alors présentée étant donné que nos travaux sont basés sur l'emploi des FSS. Pour illustrer l'avancement technologique dans ce domaine, un état de l'art clair sera exposé pour souligner les principaux travaux récemment effectués. En plus, les principes de fonctionnement et d'intégration de ce type de structures avec les antennes planaires seront aussi étudiés.

Chapitre4

Le quatrième chapitre est consacré à l'illustration des procédures de conception et de réalisation de l'antenne à ouverture intégrée avec le réflecteur à base des FSS. En effet, en premier lieu, comme la structure du réflecteur FSS est basée sur une cellule unitaire à large stop-bande, le principe de conception de cette dernière sera étudié en tenant en compte du fait qu'elle doit fonctionner dans la même bande de fréquence de l'antenne à ouverture. Pour l'optimiser, la cellule unitaire sera conçue, simulée et validée par les logiciels HFSS et CST Microwave studio. Ensuite, pour montrer les effets de la distance, entre le réflecteur FSS et l'antenne, d'une part, et du nombre de cellules formant ce réflecteur, d'une autre part, une étude paramétrique sera présentée. De plus, un test des caractéristiques d'adaptation et de rayonnement, pour la structure antenne-FSS optimisée, sera accompli. Pour montrer l'opportunité apportée par nos contributions, leurs résultats de simulation seront présentés et comparés avec ceux de la structure avec réflecteur métallique et avec l'antenne seule. En

Introduction Générale

outre, les mesures des caractéristiques électromagnétiques des prototypes fabriqués, avec et sans FSS, seront présentées et comparées avec celles issues des structures simulées pour but d'illustrer la crédibilité des apports scientifiques proposés dans le cadre de cette thèse.

Finalement, nous donnons une conclusion générale concernant le travail réalisé et nous mettons l'accent sur les résultats obtenus. Des perspectives pour un travail futur, concernant la conception d'autres types d'antennes larges bandes et multi bandes, à base de différentes structures telles que les FSS à tailles miniaturisées, les AMC ou les EBG, seront aussi données.

I.1. INTRODUCTION

Dans ce premier chapitre, nous présentons des généralités sur les antennes planaires. En effet, en premier lieu les principales caractéristiques des antennes seront détaillées. Ensuite, nous décrivons les formes et les techniques d'alimentation des antennes planaires de type patch ainsi que leurs avantages et limitations. Comme ce type d'antennes présente une bande étroite, nous exposons, en second lieu, quelques techniques permettant d'augmenter cette bande. De plus, nous arborons les méthodes d'analyse spécifiques au traitement de ce genre d'antenne. Enfin, nous terminons ce chapitre par l'illustration des principes des simulateurs électromagnétiques utilisés pour étudier et optimiser ce type d'antennes.

I.2. DEFINITION D'UNE ANTENNE

Une antenne est un dispositif permettant de rayonner ou de recevoir des ondes électromagnétiques. En d'autres termes, une antenne est un transducteur, qui sert à transformer une énergie électromagnétique guidée en une énergie électromagnétique rayonnée et réciproquement [2]. Dans un système de communication sans fil, nous pouvons définir une antenne émettrice, recevant une puissance électrique fournie par un bloc d'émission, comme un dispositif qui peut être utilisé pour diffuser cette puissance dans l'espace environnant, sous forme d'ondes électromagnétiques. Une antenne réceptrice peut également capter ces ondes électromagnétiques et fournir une puissance électrique à une charge dans la partie réception, comme le montre la figure I.1.

I.3. CARACTERISATION D'UNE ANTENNE

Les antennes se caractérisent généralement par quelques paramètres importants. Ces derniers sont classés en deux groupes. Le premier groupe caractérise l'antenne comme un élément de circuit électrique et le second groupe s'intéresse à ses propriétés de rayonnement, telles que les diagrammes de rayonnement, la directivité et le gain.

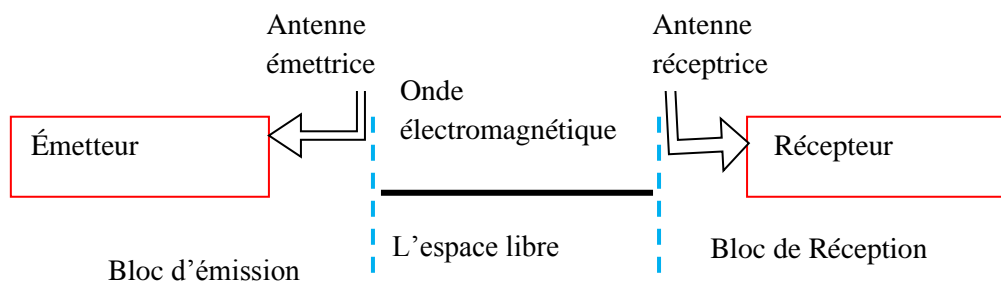


Figure I.1 : Système général de communication sans fil.

I.3.1 Caractéristiques électriques

Généralement, ces paramètres électriques définissent l'antenne comme élément du circuit dans lequel elle est connectée. Plusieurs paramètres peuvent servir à cette caractérisation mais nous ne définissons en effet que les deux principaux, à savoir l'impédance d'entrée et le coefficient de réflexion [17].

a) Impédance d'entrée et coefficient de réflexion

L'impédance d'entrée est définie comme étant l'impédance présentée par une antenne à ses bornes ; elle est égale au rapport de la tension V_e sur le courant I_e présentés à son entrée (figure I.1). Elle est donnée par [17-18] :

$$Z_{in} = \frac{V_e}{I_e} = R + jX \quad (I.1)$$

Où :

Z_{in} : impédance d'entrée aux bornes a et b ;

R : résistance de l'antenne aux bornes a et b ;

X : réactance de l'antenne aux bornes a et b.

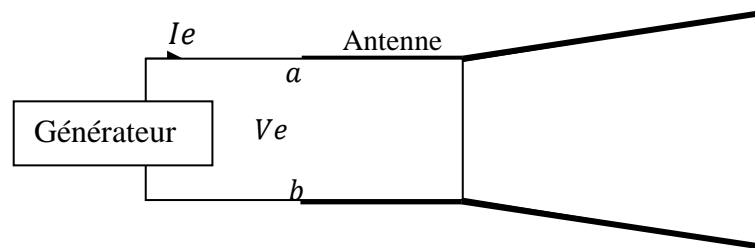


Figure I.2 : Antenne émettrice [17-18].

Généralement, pour qu'une antenne ait un bon rendement, il est nécessaire que l'émetteur, la ligne de transmission, et l'antenne possèdent presque la même impédance.

Le coefficient de réflexion est un paramètre qui permet d'évaluer la relation entre la quantité réfléchie d'un signal et la quantité incidente.

Le coefficient Γ est lié à l'impédance d'entrée de l'antenne et l'impédance caractéristique de la ligne d'alimentation par la relation suivante :

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

Où :

Z_c : Impédance caractéristique de la ligne d'alimentation, typiquement égale à 50Ω ;

On peut représenter Γ sous forme de paramètre S en dB comme suit :

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

Il est important de signaler que l'impédance d'une antenne peut être mesurée à l'aide d'un analyseur de réseau. Dans ce cas, l'entrée de l'antenne est connectée au port de l'analyseur par un câble SMA, celui-ci transmet un signal harmonique et est capable de séparer l'onde incidente de l'onde réfléchie. Par conséquent, il permet de mesurer les paramètres S notamment le coefficient de réflexion et donc d'en déduire l'impédance à la bande de fréquence considérée. Néanmoins, l'utilisation de cet analyseur nécessite une étape de calibration précise pour mesurer l'impédance dans le plan de référence de l'antenne.

b) Bande passante

Les antennes peuvent émettre et recevoir sur une gamme de fréquences. La largeur de bande d'une antenne se rapporte à cette gamme de fréquences sur laquelle celle-ci peut fonctionner convenablement. Généralement, on définit la largeur de bande comme suit [17-18] :

- ✓ En pourcentage autour de la fréquence centrale f_c , comme suit :

$$\text{Bp}(\%) = 100 \times \frac{f_h - f_l}{f_c} \quad (\text{I. 4})$$

- ✓ En différence entre les limites des fréquences de la bande passante, comme suit :

$$\text{Bp}(\text{GHz}) = f_h - f_l \quad (\text{I. 5})$$

Où :

f_h est la fréquence la plus élevée de la bande ; f_l est la fréquence la plus basse de la bande.

Pour une antenne, on considère, typiquement, qu'il y a une bonne adaptation de son impédance si le coefficient de réflexion S_{11} est inférieur à -10 dB (Voir figure I.3). Il est aussi commun d'utiliser le rapport d'ondes stationnaires (ROS en anglais VSWR pour Voltage Standing Wave Ratio) pour exprimer aussi la qualité de l'adaptation d'impédance (un $\text{VSWR} \leq 2$).

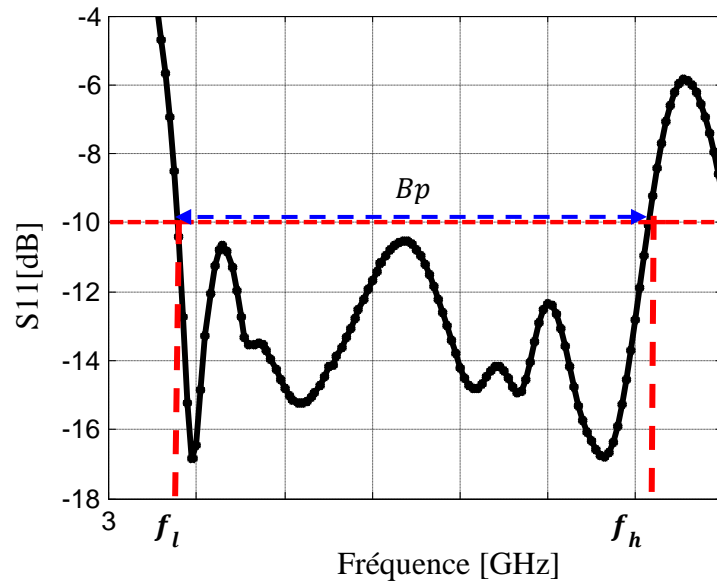


Figure I.3: Coefficient de réflexion et bande passante.

I.3.2 Caractéristiques de rayonnement

c) Gain

Le gain $G(\theta, \varphi)$ d'une antenne est une quantité descriptive de sa performance. Dans une direction donnée, c'est le rapport entre l'intensité de rayonnement de l'antenne et celle d'une antenne de référence. Cette dernière est souvent un dipôle, cornet, ou n'importe quelle antenne ayant un gain connu ou pouvant être calculé. Dans la plupart des cas, l'antenne de référence est une source isotrope sans pertes. Le gain est donc donné par [17-18] :

$$G(\theta, \varphi) = 4\pi \cdot \frac{U(\theta, \varphi)}{\text{Intensité de source isotropique sans perte}} \quad (\text{I. 6})$$

Habituellement, la valeur maximale de $G(\theta, \varphi)$ prend la dénomination du gain de l'antenne G_0 . Il est donné par :

$$G_0 = \text{MAX} [G(\theta, \varphi)] \quad (\text{I. 7})$$

Le gain peut également être exprimé en décibels comme suit :

$$G_{0_{dB}} = 10 \log(G_0) \quad (\text{I. 8})$$

a) Directivité

La directivité D d'une antenne est le rapport entre sa densité de puissance rayonnée dans une certaine direction et la densité de puissance rayonnée par l'antenne isotrope. Elle est toujours supérieure ou égale au gain [18]. Le rapport entre le gain et la directivité représente l'efficacité de rayonnement η . La relation entre ces trois paramètres est donnée par :

$$G_{max} = \eta \cdot D \quad (I.9)$$

b) Diagramme de rayonnement

Le diagramme de rayonnement d'une antenne présente les variations de la puissance rayonnée, par unité d'angle solide, dans les différentes directions de l'espace. En dehors du cas des antennes omnidirectionnelles, dans certains plans, les antennes ne rayonnent pas leurs puissances de façon uniforme dans toutes les directions de l'espace. Il y a généralement une direction de rayonnement maximale autour de laquelle se trouve concentrée une grande partie de la puissance rayonnée et des directions secondaires autour desquelles se répartit la fraction de la puissance restante [18-19].

La fonction caractéristique de rayonnement $F(\theta, \varphi)$ de l'antenne permet d'avoir une vision globale du rayonnement. Elle est définie comme étant le rapport entre la puissance transmise dans une direction donnée $P(\theta, \varphi)$ et la puissance $P(\theta_0, \varphi_0)$, dans la direction de rayonnement maximal [18-19]. Elle est donnée par :

$$F(\theta, \varphi) = \frac{P(\theta, \varphi)}{P(\theta_0, \varphi_0)} \quad (I.10)$$

On exprime généralement cette fonction, en décibel, comme suit :

$$F(\theta, \varphi)_{dB} = 10 \log \frac{P(\theta, \varphi)}{P(\theta_0, \varphi_0)} \quad (I.11)$$

Il est très difficile de définir le diagramme dans l'espace complet. Habituellement, on le trace dans deux plans perpendiculaires. Il s'agit du plan E (contenant l'axe de l'antenne et le vecteur champ électrique E) et le plan H (contenant l'axe de l'antenne et le vecteur champ magnétique H).

En fonction de leurs diagrammes de rayonnement, on distingue trois types d'antennes classifiées comme suit :

➤ L'antenne isotrope : c'est une antenne qui rayonne sa puissance sans pertes, uniformément, dans toutes les directions de l'espace. Elle est idéale et est considérée comme une antenne de référence utilisée pour estimer les propriétés directives d'une antenne réelle.

➤ L'antenne directionnelle : c'est une antenne qui rayonne sa puissance, d'une façon plus forte, dans une direction particulière de l'espace. Elle ne présente qu'un seul lobe principal. Cette propriété est souvent employée pour caractériser une antenne ayant une directivité maximale supérieure à celle d'un dipôle demi-onde ($L = \lambda/2$) qui présente deux lobes principaux et est par conséquent bidirectionnel.

➤ L'antenne omnidirectionnelle : c'est une antenne qui rayonne sa puissance dans toutes les directions de l'espace.

c) Polarisation

Une antenne, rayonnant une onde en champ lointain, présente localement les propriétés d'une onde plane. Par définition, la polarisation de cette onde est caractérisée par la projection, dans le plan orthogonal à la direction de propagation, de la courbe définie dans le temps par l'extrémité du vecteur champ électrique $E(t)$ de l'onde rayonnée en zone lointaine.

Dans le cas général, la polarisation d'une antenne est une ellipse contenue dans un plan perpendiculaire à la direction de rayonnement considérée comme le montre la figure (I.2). Pour l'identifier, le paramètre rapport axial (Axial ratio : AR) est utilisé. Ce dernier est donné par :

$$AR = \frac{\text{grand diamètre de l'ellipse}}{\text{petit diamètre de l'ellipse}} = \frac{AA'}{BB'} \quad (\text{I.12})$$

On voit, d'après cette figure, la forme d'une ellipse sur laquelle il est possible de distinguer que l'axe principal est incliné d'un angle ψ par rapport à l'axe (θ) [2].

Ce nouveau paramètre est plus habituellement exprimée en dB, comme suit :

$$AR_{dB} = 20 \log_{10} \left(\frac{AA'}{BB'} \right) \quad (\text{I.13})$$

A l'aide de ce nouveau critère, il est alors possible de déterminer la nature de la polarisation :

✓ La polarisation rectiligne ou linéaire ($AR \rightarrow \infty$ ou $AR = 0$) est obtenue quand le champ reste parallèle à une direction au cours du temps. Dans ce cas, l'ellipse devient un segment de droite.

✓ La polarisation circulaire ($AR = 1$, droite ou gauche) est obtenue lorsque les deux composantes du champ électrique sont équi-amplitudes ($E_{\theta m} = E_{\varphi m}$) et vibrent en quadrature de phase. Dans ce cas, l'ellipse devient alors un cercle.

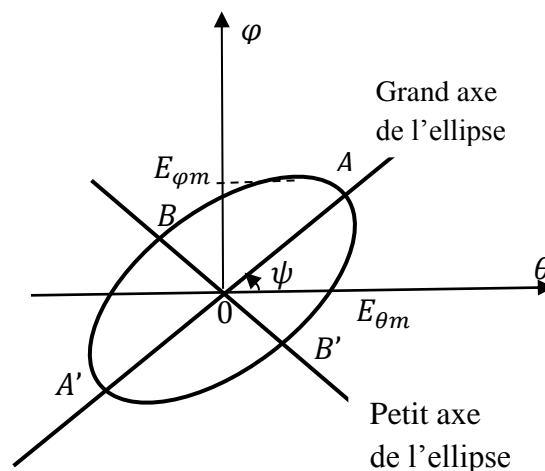


Figure I.4 : Ellipse de polarisation [18].

Dans la plupart des cas, il est très difficile d'obtenir une polarisation circulaire parfaite. Dans ce cas, le terme de polarisation elliptique est alors employé. De même que pour la polarisation circulaire, la polarisation elliptique est considérée comme la somme des deux ondes planes dont les champs électriques ne sont pas de même amplitudes mais sont perpendiculaires l'un par rapport à l'autre et sont déphasés de $\pm \pi/2$. Ces champs peuvent être de mêmes amplitudes mais de déphasage différent de $\pm \pi/2$.

I.4. ANTENNES IMPRIMEES

Le concept des antennes imprimées est apparu en 1953 avec les travaux de Deschamps [2,19]. Ces antennes, aussi appelées antennes plaquées ou antennes « patch », ont connu ces dernières années une forte utilisation à cause de leur faible encombrement, leur facilité de fabrication, leur capacité à être conformée, et la diversité de leurs mécanismes d'excitations permettant d'avoir des diagrammes de rayonnement en polarisation linéaire ou circulaire. Elles sont

aujourd'hui implantées dans de nombreux dispositifs électroniques et constituent le type d'antenne le plus privilégié (aux fréquences micro-ondes) dans les systèmes de communication tels que les systèmes mobiles et satellites. Les antennes imprimées peuvent être classifiées, selon leur structure, en deux catégories principales, la première catégorie est constituée d'antennes imprimées de type patch, alors que la deuxième catégorie regroupe les antennes imprimées à ouverture (slot antenna).

I.4.1. Antenne patch

Dans sa configuration géométrique usuelle, une antenne imprimée est généralement constituée d'un patch métallique, de forme arbitraire ou bien de forme régulière, gravé sur la face supérieure d'un matériau non conducteur appelé substrat diélectrique. Ce dernier est caractérisé par sa permittivité (ϵ_r) et sa tangente de perte ($\tan \delta$). L'autre face du substrat est souvent complètement ou partiellement métallisée formant ainsi le plan de masse [20]. L'élément rayonnant, à forme régulière, est le plus utilisé à cause de sa facilité d'analyse. L'alimentation de ce type de structure s'effectue par différentes façons plus particulièrement par sonde coaxiale, par ligne microruban, par effet de proximité ou encore par fente. La figure I.5 montre une antenne patch de forme rectangulaire de dimension totale ($L \times W \times t$).

La fréquence de résonance, pour un patch rectangulaire, est donnée par l'équation (I.12) [21] :

$$f_r = \frac{C_0}{2(Lp + 2\Delta Lp)\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (\text{I.14})$$

Où :

C_0 : La vitesse de lumière dans le vide ;

ϵ_{eff} : La permittivité effective.

ΔLp : L'extension de la longueur. Ce paramètre est utilisé pour tenir compte du débordement du champ électrique aux extrémités du patch. Son expression est donnée par l'équation (I.13) [20] :

$$\Delta Lp = 0.412 \cdot t \left[\frac{\epsilon_{eff} + 0.3}{\epsilon_{eff} - 0.258} \right] \cdot \frac{\left(\frac{Wp}{t}\right) + 0.264}{\left(\frac{Wp}{t}\right) + 0.8} \quad (\text{I.15})$$

Où :

$$\varepsilon_{eff} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{12 \cdot t}{Wp}\right)^{-\frac{1}{2}} \quad (I.16)$$

t : Épaisseur du substrat diélectrique et Wp : largeur du patch.

La largeur optimale du patch est donnée par l'équation (I.15) :

$$Wp = \frac{C_0}{2f_r} \cdot \left(\frac{\varepsilon_r + 1}{2}\right)^{-1/2} \quad (I.17)$$

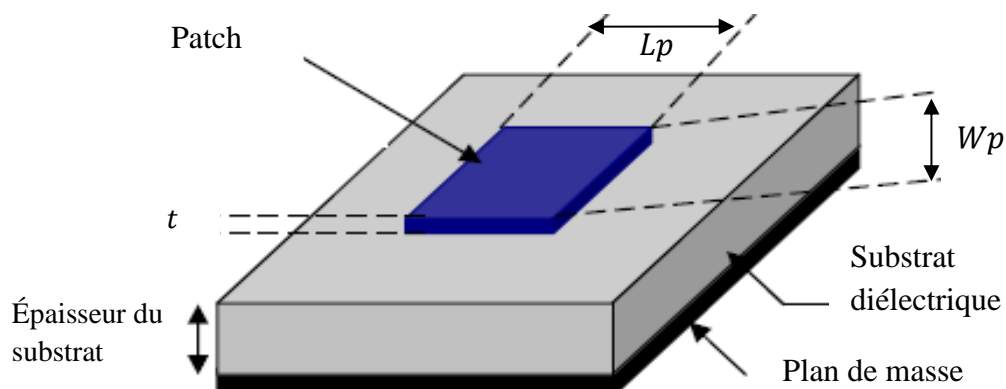


Figure I.5 : Antenne patch rectangulaire.

En plus de la forme rectangulaire de l'élément rayonnant de type patch, il existe d'autres formes qui peuvent être utilisées plus spécialement la forme circulaire, la forme triangulaire, la forme elliptique ou simplement un dipôle. Ces formes sont les plus courantes car elles présentent une grande facilité d'analyse et de fabrication, en plus d'un diagramme de rayonnement très intéressant. La figure (I.6) illustre différentes formes de l'antenne patch [21].



Figure.I.6 : Différentes formes de l'antenne patch [21].

I.4.2. Techniques d'alimentation

L'alimentation est l'étape la plus importante dans la fabrication d'une antenne. Elle peut être soit centrée, soit arbitraire par rapport à la forme de l'élément. Il existe une grande variété de mécanismes d'alimentation permettant ainsi de fournir à l'antenne l'énergie nécessaire pour le rayonnement. Dans ce qui suit, nous allons discuter les principales techniques d'alimentation utilisées.

I.4.2.1. Alimentation par sonde coaxiale

L'alimentation par sonde coaxiale est une technique très couramment utilisée pour l'alimentation des antennes microruban patch. Comme le montre la figure I.7, le conducteur interne du connecteur coaxial s'étend à travers le diélectrique pour être connecté au patch, tandis que le conducteur extérieur est relié au plan de masse. Le principal avantage de ce type d'alimentation est la possibilité de placer la sonde coaxiale à n'importe quel endroit à l'intérieur du patch afin d'obtenir la bonne adaptation. Malgré que cette méthode d'alimentation soit simple à concevoir, son inconvénient majeur est la bande passante très étroite résultante et la difficulté de fabrication qu'elle présente parce qu'un trou doit être percé dans le substrat. Pour les antennes à substrats épais ($h \geq 3.2mm$), la longueur de la sonde rend l'impédance plus inductive ce qui crée des problèmes d'adaptation.

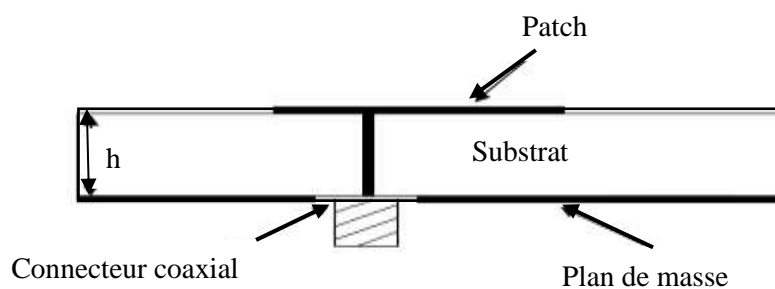


Figure I.7 : Alimentation par sonde coaxiale d'une antenne patch [22].

I.4.2.2 Alimentation par couplage par fente

Dans cette technique d'alimentation, le plan de masse sépare le patch rayonnant et la ligne d'alimentation, comme le montre la figure I.8. Le couplage entre les deux éléments est obtenu grâce à une fente ou une ouverture dans le plan de masse. Le couplage entre la ligne

d'alimentation et le patch est déterminé par la forme, la taille et l'emplacement de la fente. Dans cette technique d'alimentation, le rayonnement parasite est réduit au minimum [23].

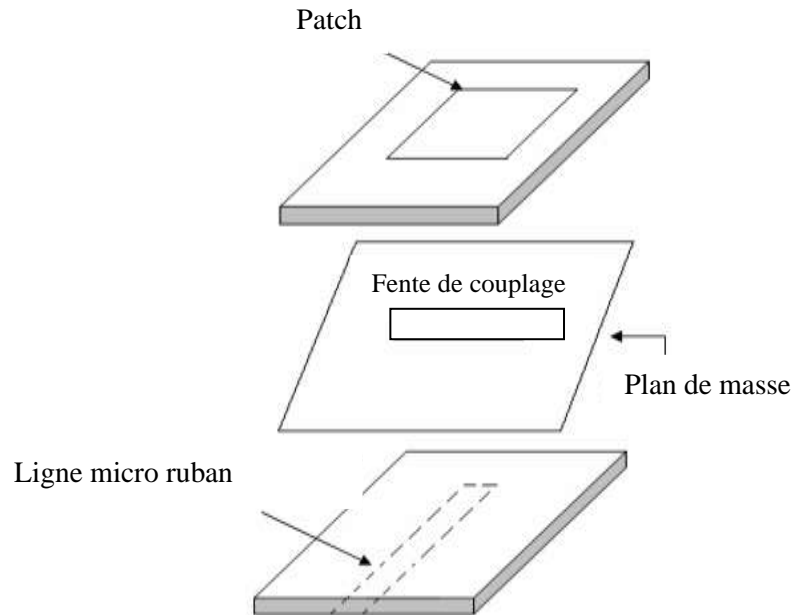


Figure I.8 : Alimentation par couplage par fente [22].

L'inconvénient majeur de cette configuration réside dans la difficulté de fabrication qui due à la présence de plusieurs couches, ce qui a pour effet d'augmenter l'encombrement et le coût de l'antenne.

I.4.2.3. Alimentation par ligne microruban

Dans ce cas, la ligne d'alimentation, de forme régulière, est imprimée sur le même substrat de l'antenne (figure I.9). En effet, l'élément rayonnant ainsi que la ligne qui l'alimente sont implantés sur le même substrat diélectrique. Le point de jonction est situé sur l'axe de symétrie de l'élément ou décalé par rapport à cet axe. Ceci permet une meilleure adaptation d'impédance [22,23]. Ce type d'excitation permet de contrôler et d'étudier la largeur de la ligne qui influe largement sur l'impédance d'entrée.

Il s'agit donc d'une technique d'alimentation relativement simple car elle offre une facilité de fabrication, une simplicité de modélisation et une bonne adaptation d'impédance avec le moindre coût.

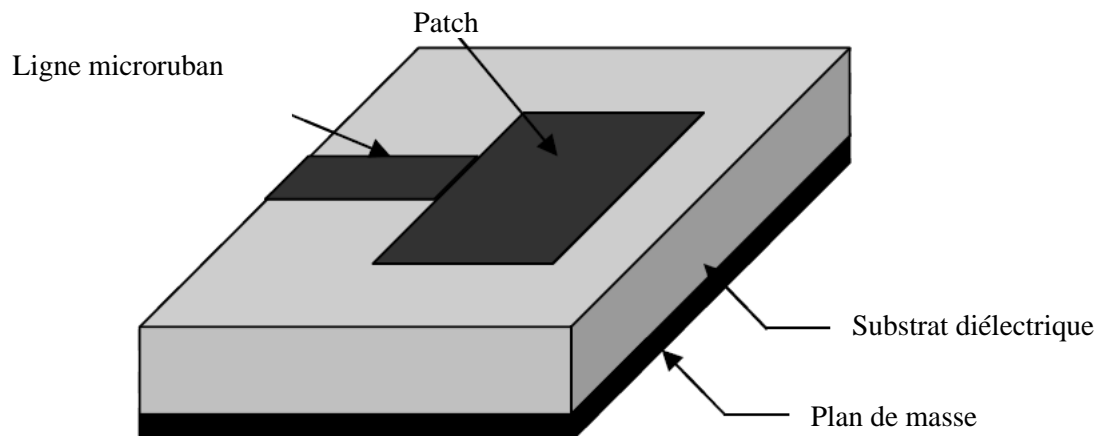


Figure I.9: Alimentation par ligne microruban [23].

I.4.3 Avantages et inconvénients

Les antennes patch sont devenues de plus en plus populaires à cause de leurs avantages dans les applications sans fil. Les principaux avantages de ce type d'antennes résident dans l'encombrement réduit, le faible poids, la possibilité de modifier leur caractéristique d'adaptation, la compatibilité avec les circuits hybrides et circuits MMIC (Microwave Monolithic Integrated Circuit) et le moindre coût de fabrication causé par le fait que la ligne d'alimentation est fabriquée conjointement avec l'antenne.

Malgré les avantages cités précédemment, ces antennes ont des limitations d'utilisation telles que : la bande passante étroite, le faible gain et le problème de la propagation des ondes de surface.

Il est important de mentionner que les pertes de rayonnement de l'antenne par des ondes de surface augmentent considérablement avec l'augmentation de la puissance utilisée. Ceci limite leur utilisation avec les hautes fréquences. Afin de surpasser ces inconvénients, des configurations multicouches et des réseaux d'éléments ont été utilisés [24]. Récemment, les principales techniques, utilisées pour augmenter le gain et minimiser la propagation des ondes de surface d'une antenne microruban sont les suivantes [25] :

- ✓ L'ajout d'un plan réflecteur métallique ;
- ✓ L'ajout d'un superstrat diélectrique distant de l'antenne ;
- ✓ L'ajout des structures périodiques telles que les HIS (High Impedance Surface), les AMC (Artificial Magnetic Conductor), les EBG (Electromagnetic Band Gap) ou les FSS.

I.5. TECHNIQUES UTILISEES POUR OBTENIR DES ANTENNES PLANAIRES A LARGE BANDE

En général, les techniques utilisées pour faire résonner une antenne à plusieurs fréquences sont variées et basées sur plusieurs concepts donnés comme suit :

a) La combinaison de plusieurs éléments rayonnants

La technique la plus classique, utilisée pour obtenir des antennes multi-bandes ou large bande, est la combinaison de deux ou plusieurs éléments rayonnants (résonateurs) mono-bande. Ces éléments mono-bande peuvent être de même ou de différents types. Les différents éléments rayonnants de ces antennes créent leurs propres fréquences de résonance fondamentales. Si l'on souhaite plutôt travailler sur plusieurs bandes de fréquences distinctes, il faut alors dimensionner différemment chaque résonateur. Si l'on désire obtenir une large bande passante, il faut choisir les longueurs résonnantes de ces éléments du même ordre de grandeur [26].

b) L'Augmentation de l'épaisseur du substrat

Une technique, bien connue, consiste à diminuer la permittivité du substrat et à augmenter son épaisseur [2]. Cependant, cette solution n'est pas adaptée à plusieurs applications aéroportées dans lesquelles l'une des principales contraintes est notamment l'épaisseur des antennes.

c) L'utilisation des algorithmes d'optimisation

Dernièrement, les antennistes se sont tournés vers de nouvelles techniques pour satisfaire le besoin d'antennes multi-bandes et large bande. Parmi ces techniques, on peut citer l'utilisation des algorithmes d'optimisation. Les publications, concernant ces méthodes pour l'optimisation des performances globales d'une antenne, sont apparues depuis une dizaine d'années. L'utilisation des algorithmes génétiques permet de répondre à un ou plusieurs objectifs en redessinant la géométrie de l'antenne, et/ou en y ajoutant des charges localisées, et/ou des courts circuits, et/ou en y intégrant des fentes [27].

d) L'utilisation de l'antenne à large ouverture plane

Les concepteurs ont essayé de trouver et d'explorer d'autres formes ou de nouvelles constructions géométriques qui peuvent satisfaire certaines caractéristiques de bande passante

plus performantes telles que les antennes microrubans à large ouverture [2,28]. Ce sont des antennes très spéciales qui permettent d'aboutir une large bande passante.

I.6. METHODES D'ANALYSE

Plusieurs méthodes d'analyse ont été utilisées, allant des modèles analytiques simples jusqu'aux méthodes numériques rigoureuses. Ces méthodes sont données dans les sections suivantes :

I.6.1. Méthodes analytiques

Les méthodes analytiques sont basées sur des suppositions physiques posées au préalable. Ces dernières aboutissent généralement à des formules analytiques simples, menant à une meilleure compréhension physique du phénomène [29]. Elles prennent en compte au départ la nature des phénomènes physiques, ce qui permet d'effectuer des approximations permettant la détermination du modèle [29-30]. Parmi ces modèles, on peut citer :

- Modèle de la ligne de transmission (MLT) ;
- Modèle de la cavité simple.

Le modèle de la ligne de transmission est le plus simple et il donne une bonne interprétation du mécanisme de rayonnement. Cependant, il modélise difficilement le couplage et il ne peut s'appliquer qu'aux antennes de formes carrées ou rectangulaires [30].

Le modèle de la cavité simple est plus précis que le modèle de la ligne de transmission du fait qu'il donne une bonne interprétation physique et présente de bons résultats. Cependant, il est plus complexe et la modélisation est limitée aux patchs de formes régulières. Comme c'est le cas dans la ligne de transmission, ce modèle devient moins précis avec l'augmentation de l'épaisseur du substrat ou de la valeur de sa permittivité [31, 32].

I.6.2. Méthodes rigoureuses

Dans le monde des méthodes numériques, il existe trois grandes familles principales qui sont :

- ✓ La méthode des moments (MoM) ;
- ✓ La méthode des différences finies (FDTD) ;
- ✓ La méthode des éléments finis (FEM).

Chacune de ces méthodes présente des facilités et des difficultés voir des incapacités pour traiter les problèmes rencontrés dans la modélisation d'antennes.

Ces méthodes tiennent compte de tous les mécanismes les plus importants de la propagation d'ondes et elles sont potentiellement plus précises. Toutes ces méthodes « full-wave » sont basées sur la discrétisation d'une certaine propriété électromagnétique inconnue. Cette dernière caractérise la densité de courant pour la méthode des moments et le champ électrique (aussi le champ magnétique dans le cas de la méthode FDTD) pour les méthodes FEM et FDTD [33].

Dans la procédure de discrétisation, la propriété électromagnétique d'intérêt est approchée par un ensemble de petits éléments dont l'amplitude complexe est inconnue. Ces amplitudes sont déterminées en appliquant la méthode numérique qui convient. La précision s'accroît avec l'augmentation du nombre d'éléments employés comme base de développement.

Un des principaux inconvénients originaux de ces méthodes réside dans le fait que, les substrats et les plans de masse des antennes imprimées sont considérés comme infinis, ce qui génère des approximations notamment sur les diagrammes de rayonnement. De plus, il est délicat de modéliser des structures 3D. Cependant, aujourd'hui, de plus en plus, des logiciels commerciaux intègrent cette possibilité ainsi que la prise en compte de substrats et de plans de masse finis, ce qui augmente le temps de calcul et rend ces méthodes utilisables pour l'analyse de structures 2D et 3D.

La technique d'intégration finie (FIT) repose sur la discrétisation des équations de Maxwell sous leurs formes intégrales. Le domaine de calcul doit être discrétisé suivant un maillage cubique pour développer les différentes équations sous formes matricielles pour chacune des faces des cubes. La résolution de ces systèmes matriciels permet de répondre à des problèmes statiques, temporels et aussi fréquentiels par transformée de Fourier. Comme pour la méthode FDTD, le volume de calcul doit être borné, ce qui implique d'utiliser des conditions absorbantes aux frontières pour étudier des systèmes ouverts [33].

Les méthodes rigoureuses sont extrêmement précises et peuvent traiter aussi bien les éléments de formes simples que ceux de formes compliquées. Dans notre travail nous nous intéressons à la méthode des éléments finis FEM qui est implantée dans le logiciel commercial Ansys HFSS et la technique d'intégration finie FIT qui est intégrée dans le logiciel CST Microwave Studio.

I.7. SIMULATEURS ELECTROMAGNETIQUES UTILISES

Dans nos travaux de recherche, nous nous basons sur deux importants simulateurs commerciaux qui sont le HFSS et le CST. Ces derniers ont prouvé leur efficacité et leur utilité spécialement dans le domaine de la conception des antennes planaires et ainsi pour la conception des structures périodiques.

I.7.1. Simulateur HFSS

Le simulateur HFSS d'Ansoft Designer est un simulateur électromagnétique des structures à trois dimensions. Il a une interface graphique pour la conception des structures, un processus qui utilise des procédés adaptatifs pour résoudre les champs et un post processeur qui est utilisé pour analyser une variété de paramètres de performances (figure.I.10). Ce simulateur est basé sur la méthode FEM qui consiste à diviser la structure étudiée en un grand nombre des discrétisations élémentaires de formes tétraédriques. Une solution approchée est proposée en se reposant sur les conditions aux limites. Tous les éléments de solution des champs sont combinés dans une seule matrice à résoudre.

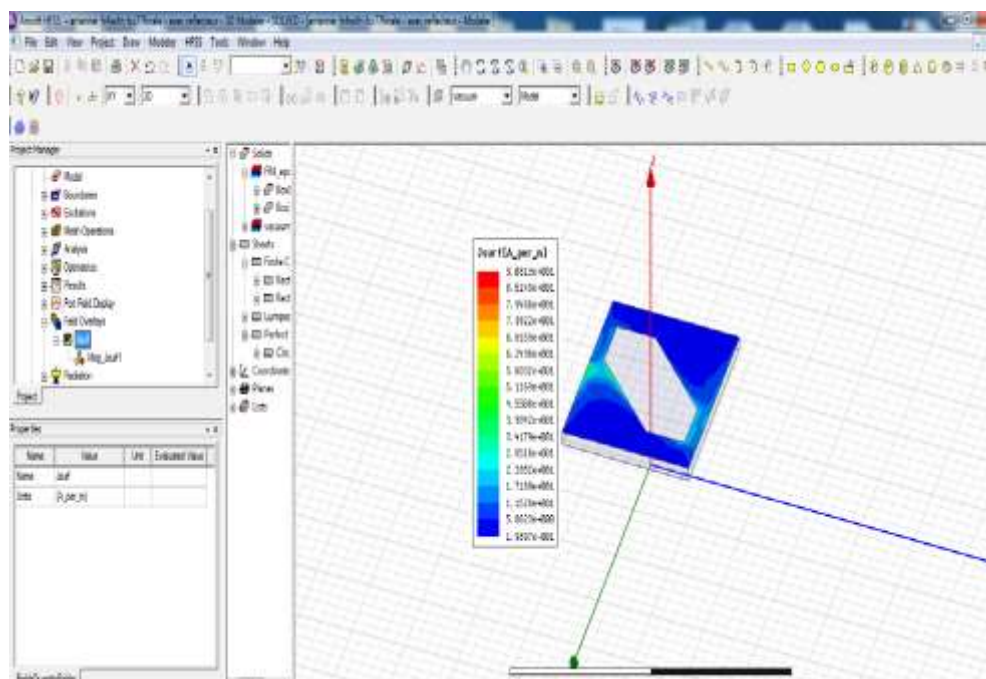


Figure I.10 : Interface du simulateur HFSS [35].

En théorie, la précision de la méthode FEM est absolue [34,35]. Mais comme une précision élevée exige un grand nombre d'éléments lors de la discrétisation, un temps de calcul important et une grande capacité mémoire sont alors exigés principalement pour le cas des structures complexes telles que les antennes à base des structures périodiques monocouche et multicouches (FSS, AMC et EBG). Le grand avantage ici est la potentialité d'étudier toutes les structures homogènes et inhomogènes.

I.7.2. Simulateur CST Microwave Studio

Le simulateur CST Microwave Studio est un outil spécialisé pour la simulation et la conception électromagnétique des composantes hautes fréquences à interface simple (figure I.11). Il est basé sur la technique des intégrations finies. Cette méthode numérique permet un arrangement spatial de discrétisation applicable à divers problèmes électromagnétiques et fournit une discrétisation de l'espace identique à celle de la méthode FDTD. Ce simulateur utilise un maillage parallélépipédique où l'espace est divisé en cellules élémentaires de forme cubique et la discrétisation générée est donc volumique [33]. Un processus de maillage peut être appliqué avant que la simulation de la structure ne soit lancée. Ceci permet directement une description en 3-D de tous les éléments de la structure ce qui le rend applicable à de nombreux problèmes électromagnétiques hyperfréquences dans les domaines temporel et fréquentiel. L'avantage de cet outil est sa potentialité de simuler toutes sortes de structures, quelle que soit la technologie utilisée avec un moindre temps de calcul par rapport au logiciel HFSS.

I.8. CONCEPT D'OPTIMISATION

Lors de la conception d'antennes paramétrées, il est parfois nécessaire de se tourner vers l'optimisation pour trouver un jeu de paramètres acceptables, d'autant plus lorsque ceux-ci sont nombreux. En effet, il est impossible de séparer la structure (que ce soit antenne ou cellule périodique) en plusieurs sous parties indépendantes les unes des autres. Les paramètres étant liés entre eux et influençant le comportement de la structure, d'une manière qui n'est pas toujours modélisable. Réellement, dans la mesure où des outils d'optimisation commerciaux ont majoritairement été employés, c'est la fonction de coût qui permet de diriger le processus d'optimisation et elle est le point d'interaction entre celui-ci et l'utilisateur [37].

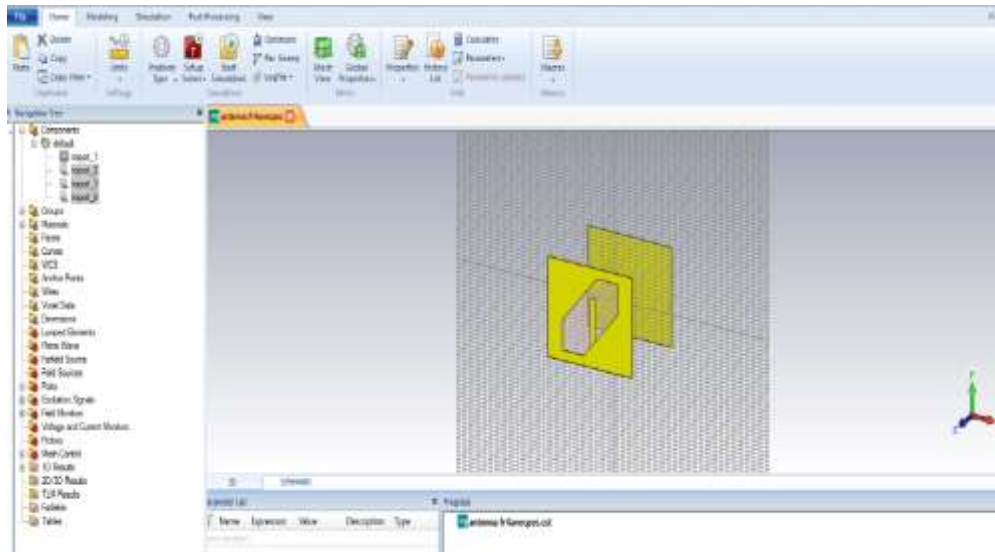


Figure I.11 : Interface de simulateur CST [36].

Les données d'entrée de tout algorithme d'optimisation sont les paramètres qui seront amenés à varier ; dans le cadre d'optimisations d'antennes, il s'agit le plus souvent des paramètres géométriques de l'antenne (dimensions, positionnement de sources, etc.). Ces différents paramètres peuvent être contraints, sur leur plage de variation ou par des relations les combinant, afin d'éviter par exemple qu'un jeu de paramètres qui génère une géométrie ne soit pas réalisable (superposition ou intersection d'éléments). Pour chaque vecteur de paramètres, les propriétés électromagnétiques de la structure associée sont calculées ; il est ensuite nécessaire d'estimer ses performances suivant différents critères, ce qui est réalisé au moyen d'une fonction de coût [25,37].

Il faut noter que la question d'optimisation est liée à celle du temps de calcul. En effet, le besoin en algorithmes d'optimisation vient directement du fait qu'il est impossible de simuler la totalité des géométries d'antenne engendrées par l'ensemble des jeux de paramètres en un temps raisonnable [38]. Dans nos travaux de recherche nous avons besoins de ce concept pour optimiser l'antenne à ouverture et la cellule à base de FSS, proposées

I.9. CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons présenté le contexte général des antennes imprimées. En premier lieu, nous avons rappelé les caractéristiques des antennes, selon lesquelles elles sont évaluées. Ensuite, nous avons présenté les antennes imprimées, leurs formes et leur fréquence de résonance, ainsi que les modes d'alimentation. De plus, nous avons dévoilé les méthodes

d'analyse utilisées pour traiter ce type d'antennes. En deuxième lieu, nous avons illustré quelques techniques d'élargissement de la bande passante. Enfin, nous avons terminé ce chapitre par la présentation des simulateurs électromagnétiques utilisés dans le cadre de cette thèse et le concept d'optimisation.

Comme dans nos travaux, le choix est porté sur des antennes planaires à ouverture qui seront par la suite optimisées pour obtenir une antenne large bande, les détails de leurs conceptions et les résultats obtenus seront présentés dans le chapitre suivant.

II.1 INTRODUCTION

Les progrès, concernant la multiplication des bandes de fréquences, ont généré, dans la communauté des Télécommunications sans fil, un besoin croissant concernant les antennes multi-bandes ou large-bandes. En effet, l'emploi de telles antennes s'est généralisé dans les divers systèmes de communications modernes. Cependant, la diversité des caractéristiques de différentes bandes à couvrir, telles que la forme du diagramme de rayonnement, la directivité et le gain, a augmenté la difficulté de la conception de ces antennes. Aujourd'hui, l'intérêt pour la conception des antennes planaires large bande ne fait que croître, en particulier dans le but de réduire le nombre d'antennes embarquées en associant plusieurs applications sur une même antenne. Les antennes à ouverture rayonnante plane sont parmi les meilleures candidates qui permettent une large bande passante de transmission.

Dans ce chapitre, nous réalisons l'étude, la conception et l'optimisation d'une antenne planaire type ouverture hexagonale large bande travaillant sur une plage de fréquences allant de 3 GHz à 7GHz. Avant d'aborder ces points, nous donnons, en premier lieu, un aperçu général sur les antennes large bande à ouvertures planes. Ensuite, la deuxième partie de ce chapitre sera consacrée à l'étude de l'effet des différents paramètres géométriques, notamment les dimensions de la ligne d'alimentation et de l'ouverture rayonnante et le comportement de l'antenne, sur les performances de cette dernière. Finalement, la structure obtenue sera adaptée à la bande de fréquence (3GHz – 7GHz) couvrant la bande WiMAX, la bande WLAN et la bande C pour les applications de télécommunications par satellites.

Nous montrons également, dans ce chapitre, les caractéristiques d'adaptation et de rayonnement de l'antenne proposée simulée sous HFSS et sous CST.

II.2. ANTENNE LARGE BANDE A OUVERTURE PLANE

II.2. 1. Etat de l'art

La bande passante est un paramètre très important pour la transmission à très grand débit, surtout dans l'essor des nouveaux systèmes de communication. Les concepteurs ont essayé toujours d'explorer de nouvelles constructions géométriques en technologies imprimées. Celles-ci concernent les antennes à ouvertures planes de différentes formes qui ont pour but d'offrir une large bande passante.

Les antennes à ouvertures rayonnantes planes correspondent à un type particulier d'antennes planaires adaptées aux applications nécessitant des faisceaux étroits à gain élevé. Elles possèdent les mêmes avantages que les antennes de type patch du fait qu'elles ont les caractéristiques de faibles dimensions, faible poids, facilité d'insertion des composants simples, etc.

Elles ont été inventées en 1938 par Alan Blumlein [39] et utilisées pour la première fois dans la diffusion de télévision VHF pour une polarisation horizontale et un diagramme de rayonnement omnidirectionnel. Depuis cette époque, les concepteurs ont utilisé ce type d'antennes dans plusieurs applications Radar et satellitaires. L'alimentation de ce type d'antennes est assurée par couplage électromagnétique, en utilisant une ligne coplanaire CPW (Coplanar Wave-guide) ou une ligne microruban [28,40]. L'avantage majeur de l'antenne à ouverture plane est sa largeur de bande passante qui est plus grande que celle de l'antenne de type patch [41]. De plus, une large bande passante peut être obtenue en utilisant des ouvertures rayonnantes de formes régulières plus spécialement rectangulaire, circulaire ou hexagonale. Ici, les formes d'alimentation microruban peuvent être de formes spéciales c'est-à-dire en T [42], en L et en F. En outre, les dimensions de l'ouverture et la topologie du point d'alimentation affectent énormément l'impédance d'entrée [43-44].

Durant la dernière décennie, une attention considérable a été accordée à ce type d'antenne. Cependant, l'étude des antennes à ouverture était restreinte aux antennes à fente étroite (en comparaison avec la taille totale de l'antenne) possédant une bande passante ne dépassant pas 48% par rapport à la fréquence centrale. Par exemple, dans la référence [45], les auteurs ont proposé une antenne à ouverture hexagonale implantée sur un plan de masse (70x70) mm² sur le substrat diélectrique FR4 Epoxy et alimentée par une ligne microstrip de forme 'U'. En

effet, ce type d'antennes présente le caractère large bande grâce à la modification du type d'alimentation.

Récemment, de nombreuses études sur les antennes à fente, alimentées par CPW [46-50] et par ligne microruban [51-56], ont été présentées dans la littérature, en particulier, les antennes microrubans à large ouverture, dans le but d'améliorer leurs bandes passantes.

Dans cette orientation, une étude, menée dans la référence [57], a montré que la bande passante augmente avec l'augmentation de la largeur de la fente hexagonale. Par conséquent, une largeur de bande en impédance de 40 %, par rapport à la fréquence centrale, a été obtenue pour une largeur de fente égale à 15 mm.

Par exemple, la structure proposée dans [46] est une antenne à large fente carrée alimentée par ligne CPW. La bande passante obtenue, concernant cette antenne, est de 60% (1,56 -2,88 GHz), mais sa taille est grande et la bande passante n'est pas assez large pour prendre en charge la plupart des applications sans fil. De même, dans la référence [47], une antenne à fente carrée, alimentée par CPW, a été proposée mais avec l'addition de quatre bandes à fente pour produire plusieurs résonances. Cette antenne présente une bande passante de 62,9%, mais, similairement à la précédente, sa taille est toujours grande.

Dans la référence [51], une antenne à fente polygonale, alimentée par ligne microruban, a été proposée. Cette antenne utilise un assemblage d'une fente rectangulaire avec une fente triangulaire sur un plan de masse pour atteindre une bande passante allant de 1,85 à 5,83 GHz. Les résultats ont montré que la bande passante est assez grande. Toutefois, la taille est très grande (100 mm x 80 mm).

Dans les références [52, 53], les auteurs ont proposé une antenne à large fente avec une fente en forme de losange alimentée par ligne microruban. Malgré ses performances, cette antenne présente une bande passante étroite et une grande taille.

Des résultats similaires ont été obtenus par la modification des configurations d'ouvertures régulières, en anneaux, telles que les formes rectangulaires et circulaires, pour améliorer la largeur de bande passante. Comme conséquence, une grande bande passante est obtenue lorsqu'une fente de forme U est coupée à l'intérieur du patch rectangulaire. En effet, elle donne une bande passante d'environ 40% pour un VSWR <2 [58]. Similairement antennes

préexistantes, les mêmes résultats sont obtenus lorsqu'une fente en U est découpée à l'intérieur d'un patch circulaire ou triangulaire [59]. Cependant, à mesure que la taille de l'antenne diminue, ses paramètres tels que le gain, l'efficacité et la polarisation se détériorent.

Pour résumer, les antennes à fente microruban ont de nombreuses caractéristiques prometteuses, mais elles souffrent de plusieurs inconvénients tels que le rayonnement bidirectionnel qui peut être corrigé en utilisant une cavité métallique ou magnétique. Ce type de structures fonctionne sur différentes fréquences allant de quelques MHz jusqu'à 20 GHz, ce qui couvre plusieurs types d'applications notamment le WLAN, les communications mobiles satellites et le Wi-Max [59-60].

Dans ce qui suit, nous allons présenter la géométrie et le principe d'optimisation d'une antenne à ouverture hexagonale permettant d'obtenir une structure large bande passante, ayant une taille miniaturisée et avec une simple alimentation.

II.2.2. Géométrie de l'antenne à fente

Une antenne à fente est constituée d'une ouverture de forme arbitraire ou régulière (rectangulaire, circulaire ou hexagonale) implantée sur un plan conducteur à la face supérieure d'un substrat diélectrique, formant le plan de masse (complètement métallisé). Le substrat diélectrique est caractérisé par sa permittivité (ϵ_r) et sa tangente de perte ($\tan \delta$).

La figure II.1 illustre la structure d'une antenne à ouverture rectangulaire, de dimensions ($L_s \times W_s$), implantée sur un plan de masse conducteur ($L \times W$) à la face supérieure du substrat diélectrique et alimentée par une ligne microruban.

La longueur et la largeur de la fente, ainsi que les propriétés des matériaux, déterminent les caractéristiques de fonctionnement de l'antenne. Pour évaluer la bonne longueur de la fente, il est nécessaire de connaître la permittivité effective de l'antenne. Pour les substrats diélectriques épais, la moyenne de la permittivité diélectrique et de l'air sont utilisées c'est-à-dire [2]:

$$\epsilon_{eff} = (\epsilon_r + 1) / 2 \quad (\text{II. 1})$$

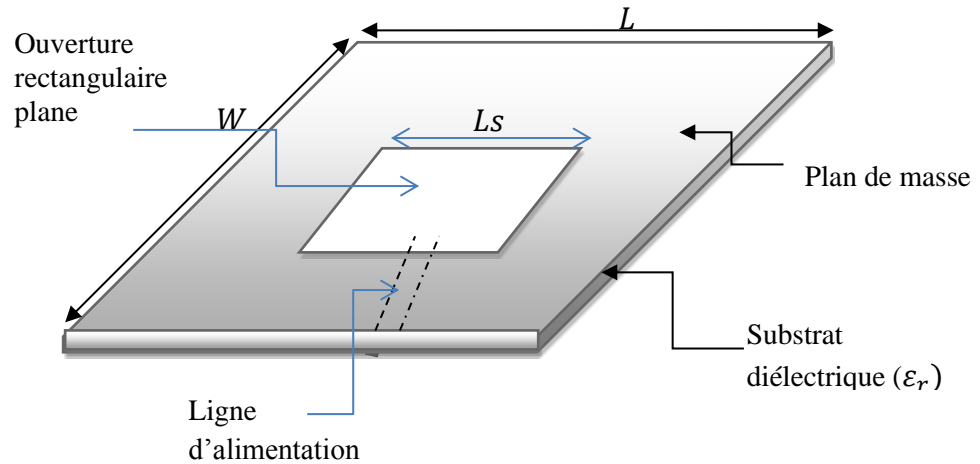


Figure II.1 : Antenne planaire à ouverture rectangulaire.

La fréquence de résonance f_r d'une ouverture rayonnante dépend de la taille de l'ouverture. Pour le cas d'une ouverture plane, la fréquence de résonance est donnée par l'équation (II.2) [43] :

$$L_s = \frac{C_0}{2f_r \sqrt{\epsilon_{eff}/2}} \quad (\text{II. 2})$$

Où :

C_0 : Célérité de la lumière ($3 \cdot 10^8 \text{ m/s}$)

L_s : Longueur de l'ouverture.

II.3. CONCEPTION ET OPTIMISATION DE L'ANTENNE PLANAIRE A OUVERTURE HEXAGONALE

Compte tenu des informations présentées précédemment sur les antennes à ouverture hexagonale et en considérant les besoins de l'application que nous avons définie, nous allons tout d'abord examiner l'antenne large bande à ouverture hexagonale. Cette dernière présente en effet un rayonnement bidirectionnel, ce qui limite l'application de cette antenne à des domaines prédéfinis. Cependant, pour notre cas, on s'intéresse à ce type d'antennes car elles peuvent être intégrées avec une cavité résonante (réflecteur électrique ou magnétique) pour éliminer le rayonnement arrière et rendre par conséquent l'antenne directionnelle avec une simplicité de conception et une facilité de fabrication, comme nous allons le voir dans les prochains chapitres.

II.3. 1. Procédure de conception

Dans ce qui suit, nous présentons la procédure de conception l'antenne large bande à ouverture hexagonale proposée.

a) Cahier des charges

Dans le cadre de cette thèse de Doctorat, le choix de l'antenne est porté sur la forme de l'ouverture hexagonale implantée sur substrat FR4 époxy, alimentée par une ligne microruban. Le but est d'avoir une antenne ayant une large bande passante d'impédance allant de la fréquence 3 GHz à la fréquence 7 GHz avec un volume réduit.

b) Choix du substrat diélectrique

Le substrat joue deux rôles différents. En effet, électriquement, c'est une partie intégrante des lignes de transmission, des circuits et des antennes. En outre, mécaniquement, c'est le support de la structure. Les substrats, exploités dans la conception des antennes imprimées, sont nombreux et leurs permittivités varient de 2.2 à 12 ($2.2 < \epsilon_r < 12$). Parfois, pour les circuits micro-ondes, l'utilisation de substrats minces, ayant des permittivités élevées, est recommandée parce qu'elle minimise les ondes de surfaces, les radiations non désirées et le volume total du composant. Au contraire, pour les antennes, il est préférable d'utiliser un substrat diélectrique de grande épaisseur et de basse permittivité dans le but d'avoir une grande efficacité et une large bande passante. Dans ce cas, la perte par ondes de surface augmente et l'antenne devient de plus en plus encombrante. Toutefois, l'efficacité, le gain et la bande passante diminuent à cause de la grande perte dans le substrat.

Généralement, il est rare de trouver une antenne simple qui présente à la fois des caractéristiques de fonctionnement (bande passante, efficacité de rayonnement, diagramme de rayonnement, gain, etc.) importantes et un encombrement compatible avec les besoins exigés dans les différents systèmes actuels. Par conséquent, un compromis doit être réalisé entre toutes ces caractéristiques et la taille dans le but d'avoir une antenne la plus performante possible. Dans le cadre de cette thèse, pour réaliser notre antenne, nous avons utilisé le FR4 époxy comme substrat. Notre choix est justifié par le fait que ce type de substrat est largement disponible dans le marché avec un faible coût. De plus, il peut fonctionner jusqu'à la fréquence 10 GHz .

c) Choix de la technique d'alimentation

Habituellement, les antennes à ouverture plane peuvent être alimentées par diverses techniques comme nous l'avons expliqué dans la section II.2. Pour notre cas, nous avons alimenté l'élément rayonnant par une simple ligne microruban de forme rectangulaire. Ce genre d'alimentation a l'avantage d'être gravé sur le même substrat pour former une structure plane. Ce type d'alimentation est donc très pratique puisqu'il fournit une facilité de fabrication et une simplicité de modélisation.

II.3.3. Présentation de l'antenne

La structure de l'antenne proposée est représentée dans la figure II.2. Comme le montre cette figure, cette antenne consiste en une large ouverture de forme hexagonale de dimensions (w_s , L_s), implantée sur un plan de masse rectangulaire ($L \times W$) dans la face supérieure du substrat FR4 époxy de permittivité $\epsilon_r = 4.4$ et de tangente de perte diélectrique $\tan \delta = 0.02$. La ligne d'alimentation microruban rectangulaire, d'impédance caractéristique de 50Ω , est implantée sur la face inférieure du substrat. Elle a une largeur S_w et une longueur F (à partir du bord du substrat selon l'axe des Y). Le volume total de l'antenne est $L \times W \times t \text{ mm}^3$. La sonde d'alimentation de l'antenne est un connecteur SMA.

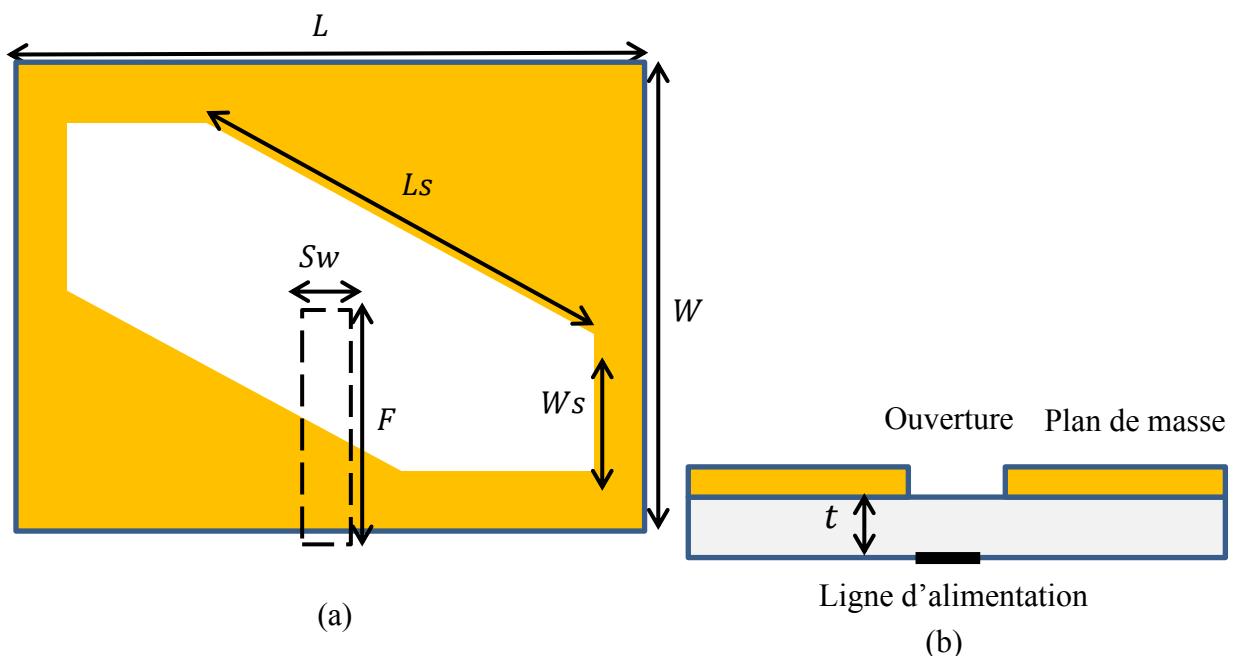


Figure II.2 : Géométrie de l'antenne à ouverture : (a) vue de dessus, (b) vue de côté.

La structure proposée ressemble à celle qui a été utilisée dans la référence [61]. Cependant, pour notre cas, la structure proposée est utilisée pour obtenir un comportement large bande avec une taille miniaturisée et une alimentation par ligne rectangulaire simple. De plus, contrairement à la structure de la référence [61] qui utilise le Taconics RF35 avec trois bandes à fentes rectangulaires (en anglais : Slits), notre structure proposée utilise le FR4 époxy. De plus, l'alimentation dans la structure de la référence [61] est effectuée par ligne modulée en largeur pour obtenir un comportement multi-bandes. La polarisation dans ce cas est circulaire et les dimensions sont deux fois plus grandes que celles de notre structure proposée.

II.3.4. Paramètres de conception et d'optimisation

Dans le procédé de conception, la première étape, après la fixation du type de substrat et de la ligne d'excitation, est le choix de la taille de l'ouverture satisfaisant la condition de la fréquence de résonance donnée dans l'équation (II.2) et correspondant à la bande de fréquence concernée (3GHz – 7GHz). Pour cela, nous avons choisi une longueur de l'ouverture égale à $15.78mm$, soit approximativement $16mm$ à la fréquence $5.75GHz$. L'idée ensuite est de rendre cette ouverture large par rapport à la taille totale de l'antenne. En effet, cette dernière sera variée dans la plage allant de $30mm$ à $40mm$ pour la première génération.

Dans la deuxième étape, nous avons utilisé les paramètres géométriques tels que : la longueur et la largeur totale de l'antenne (L, W), les dimensions de l'ouverture (L_s, W_s), les dimensions de la ligne d'alimentation (S_w, F) comme des variables d'optimisation de l'antenne. Lors, plusieurs simulations ont été effectuées à l'aide de « Optimetrics Toolbox » de HFSS pour but d'obtenir une structure à large bande passante en impédance allant de 3 à 8 GHz, avec un minimum d'encombrement et un volume total ne dépassant pas: $30 \times 40 \times 1,57 mm^3$.

Notons que pour éviter l'utilisation des paramètres géométriques irraisonnables (intersections, superposition...), il est nécessaire d'étudier les dimensions de l'antenne avant de fixer les limites inférieures et supérieures des intervalles de recherche pour toutes les variables utilisées dans le processus d'optimisation (Voir le tableau II.1). Rapportons aussi que lors du lancement du processus d'optimisation, plusieurs géométries ont été simulées avec un temps de calcul plus grand. Ceci est dû au fait que le nombre d'itérations est égale au nombre des géométries simulées sur HFSS.

Tableau II.1 : Valeurs, en mm, des paramètres utilisés pour initialiser le processus d'optimisation.

Paramètres	Structure de base (Valeur de début « mm »)	Valeur minimum (mm)	Valeur maximum (mm)
<i>L</i>	30	20	40
<i>W</i>	30	20	30
<i>Ls</i>	16	13	19
<i>ws</i>	6	2	9
<i>F</i>	14	18	16
<i>Sw</i>	1.5	1	2.5

Une fois ce processus est terminé, la géométrie la plus performante, en termes de taille et de bande passante, et présentant le moindre coût, sera choisie. Le résultat de la fonction de coût en fonction du nombre d'itérations, obtenus avec ce processus d'optimisation, est présenté dans la figure II.3. Comme le montre cette figure, le minimum du coût correspond à l'itération 101. Les dimensions de la structure optimale, en accord à ce résultat, sont regroupées dans le tableau II.2.

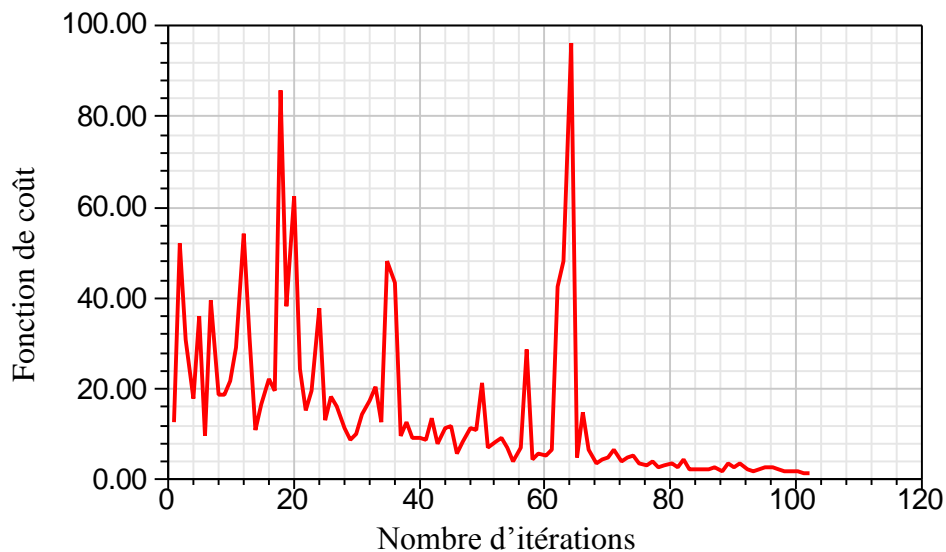


Figure II.3 : Evaluation de la fonction de coût en fonction du nombre d'itérations.

Également, afin d'étudier et comprendre l'effet des différentes dimensions de l'ouverture et de la ligne d'alimentation sur le fonctionnement de la structure antennaire optimisée, nous allons effectuer une étude paramétrique sous HFSS. Dans cette étude, nous allons nous intéresser aux caractéristiques essentielles telles que la largeur de bande en impédance et le coefficient de réflexion.

Tableau II.2 : Paramètres géométriques optimaux de l'antenne.

Paramètres	Valeurs (mm)
<i>L</i>	28.97
<i>W</i>	24.02
<i>Ls</i>	16.88
t	1.57
<i>ws</i>	7.11
F	16.68
<i>Sw</i>	2.00

III.3.5. Etude paramétrique de l'antenne à ouverture

Comme le montre la figure II.4, la géométrie de l'antenne à ouverture a été simulée, sous HFSS, selon les dimensions des paramètres regroupées dans le tableau II.2. Les différentes étapes de l'étude vont être effectuées pour permettre de mieux comprendre les influences des différentes dimensions de l'ouverture rayonnante « *Ls* » et « *Ws* », de la ligne d'excitation et de la taille totale du substrat, sur le coefficient de réflexion et sur la bande passante.

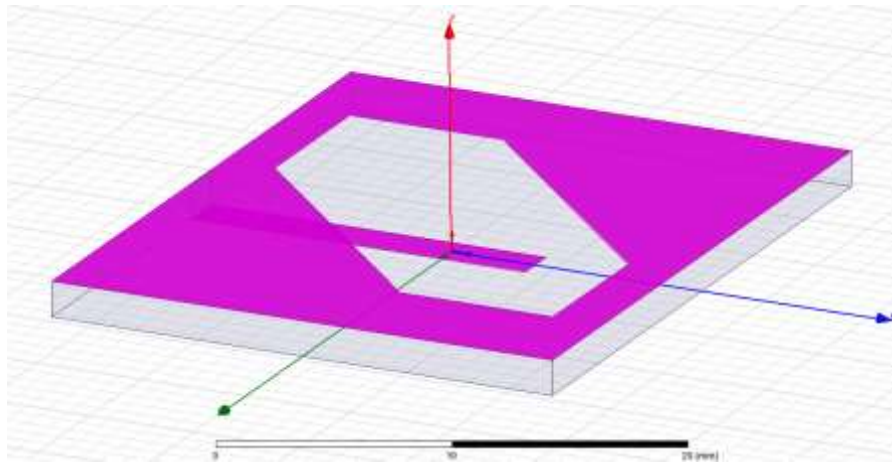


Figure.II.4 : Géométrie de l'antenne à ouverture simulée sous HFSS.

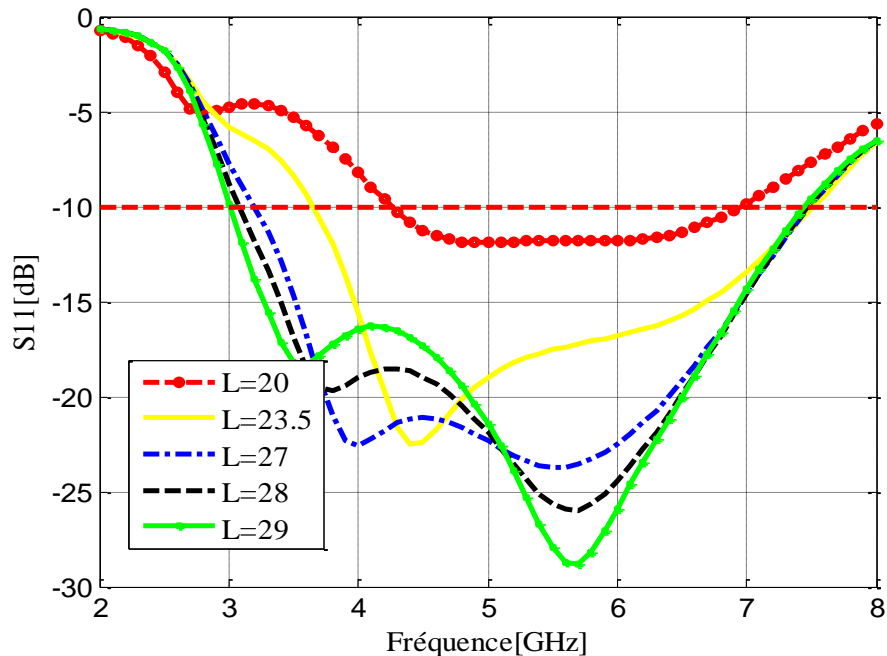
II.3.5.1. Influence des dimensions de substrat

Pour fixer les tailles de l'antenne et du substrat, on a varié la longueur *L* et la largeur *W*. Les résultats de cette étude sont montrés à la figure II.5 (a et b). D'après cette figure, nous remarquons qu'il est possible d'obtenir le caractère large bande pour une valeur de *L* supérieure à 20mm. En effet, une large bande passante supérieure à 80%, par rapport à la fréquence centrale (5.2GHz), peut être obtenue quand *L* égale respectivement 27,

28 et 29 mm. Maintenant, pour une valeur de $L = 29mm$, en variant la largeur de l'antenne W entre 20mm et 40mm et en fixant tous les autres paramètres, on remarque, d'après la figure II.5 (b), que la largeur de la bande passante est bien affectée. Effectivement, le comportement large bande apparaît pour des valeurs égales à : $W = 24mm$ et $W = 28mm$. En revanche, ce comportement disparaît complètement pour $W = 40mm$.

II.3.5.2. Influence de la dimension de l'ouverture

Afin de montrer que la taille de l'ouverture est le paramètre le plus influant sur la fréquence de résonance et sur la bande passante, une étude de l'effet de la longueur L_s et la largeur W_s de cette ouverture, a été réalisée. La figure II.6 (a et b) présente la variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence pour différentes valeurs des dimensions L_s et W_s . Comme le montre la figure II.6 (a), le changement de la longueur L_s de l'ouverture de 9.98mm jusqu'à 19.97mm s'accompagne d'une augmentation de la largeur de la bande de fréquence. En fait, une large bande passante, égale à 84.6% par rapport à la fréquence centrale 5.2GHz, est obtenue pour une valeur de $L_s = 17.67 mm$.



(a)

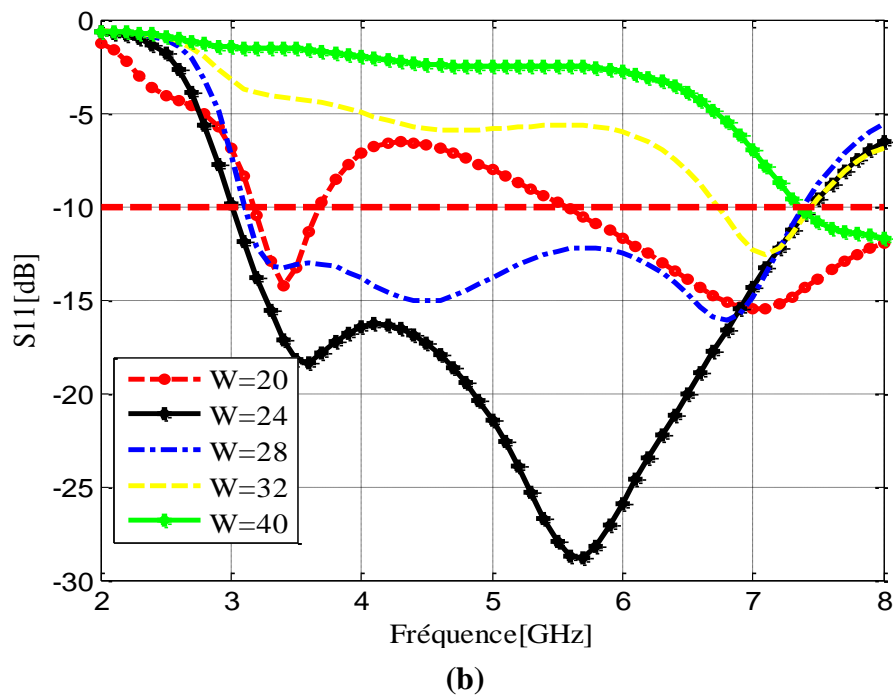
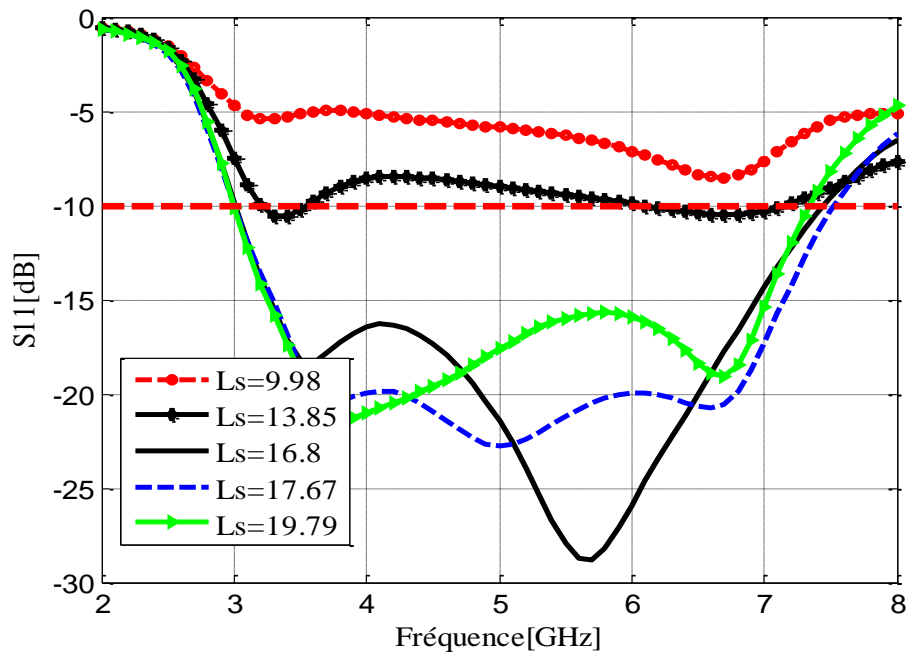


Figure II.5 : Variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence pour différentes dimensions de l'antenne : **(a)** Effet de la longueur « L » ; **(b)** : Effet de la largeur « W ».

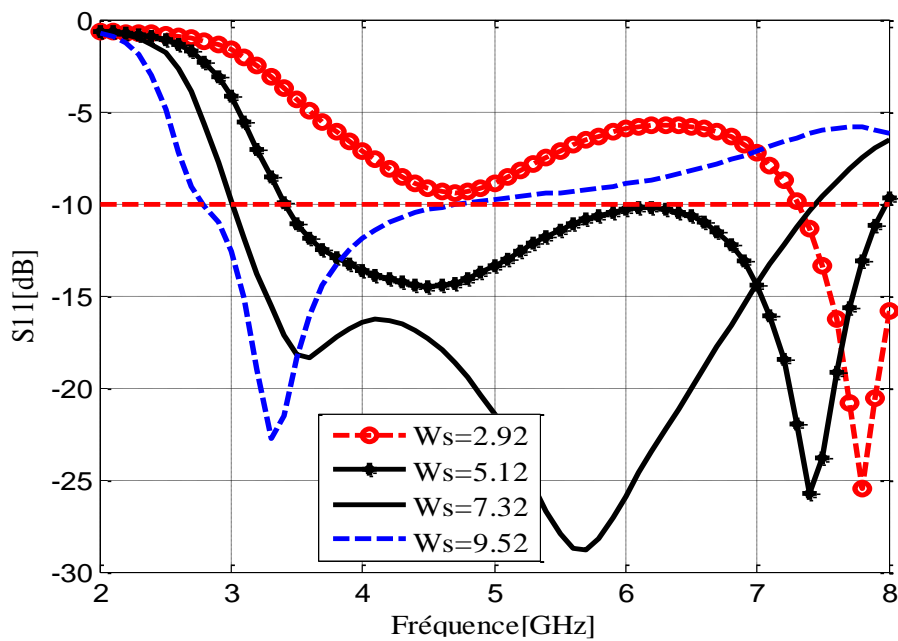
Concernant la largeur Ws , l'effet de cette dernière sur la bande passante et sur le coefficient de réflexion correspondant sont montrés sur la figure II.6 (b). D'après cette figure, on remarque que lorsque Ws augmente (dans l'intervalle allant de 2.92 à 9.52 mm), la bande passante aussi augmente (de 0.7GHz jusqu'à 4.4GHz). L'élargissement de la bande passante est accompagné d'un décalage de la fréquence de résonance vers les basses fréquences. Notons ici que pour la valeur $Ws = 2.92\text{mm}$, il existe une seule fréquence de résonance égale à 7.8GHz et pour la valeur $Ws = 5.9\text{mm}$, on trouve une deuxième fréquence de résonance qui est égale à 4.5GHz. Par conséquent, comme le montre le tableau II.3, le comportement large bande, avec une bande passante égale à 84.6% par rapport à la fréquence centrale, est obtenu lorsque $Ws = 7.32\text{mm}$.

Tableau II.3 : Variation de la bande passante en fonction de Ws .

$Ws(\text{mm})$	2.92	5.12	7.32	9.52
f_r (GHz)	7.8	7.2 et 4.5	3.5 et 5.75	3.3
Bande passante	7.4-8.5 GHz (13.83%)	3-7.4GHz (84.6%)	3.5-8GHz (78.26%)	2.9-4.4GHz (41%)



(a)



(b)

Figure II.6: Variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence pour différentes dimensions de l'ouverture : **(a)** Effet de la longueur « L_s » ; **(b)** Effet de la largeur « W_s ».

II.3.5.3. Influence des dimensions de la ligne d'alimentation

La figure II.7 montre l'effet de la largeur Sw et de la longueur F de la ligne d'alimentation sur le coefficient de réflexion. D'après la figure II.7 (a), on constate que la variation de la largeur

Sw , de 1.6mm à 2.4mm, a un effet adéquat sur le niveau du coefficient de réflexion. En contrepartie, la variation de ce même paramètre a une légère conséquence sur la bande passante totale.

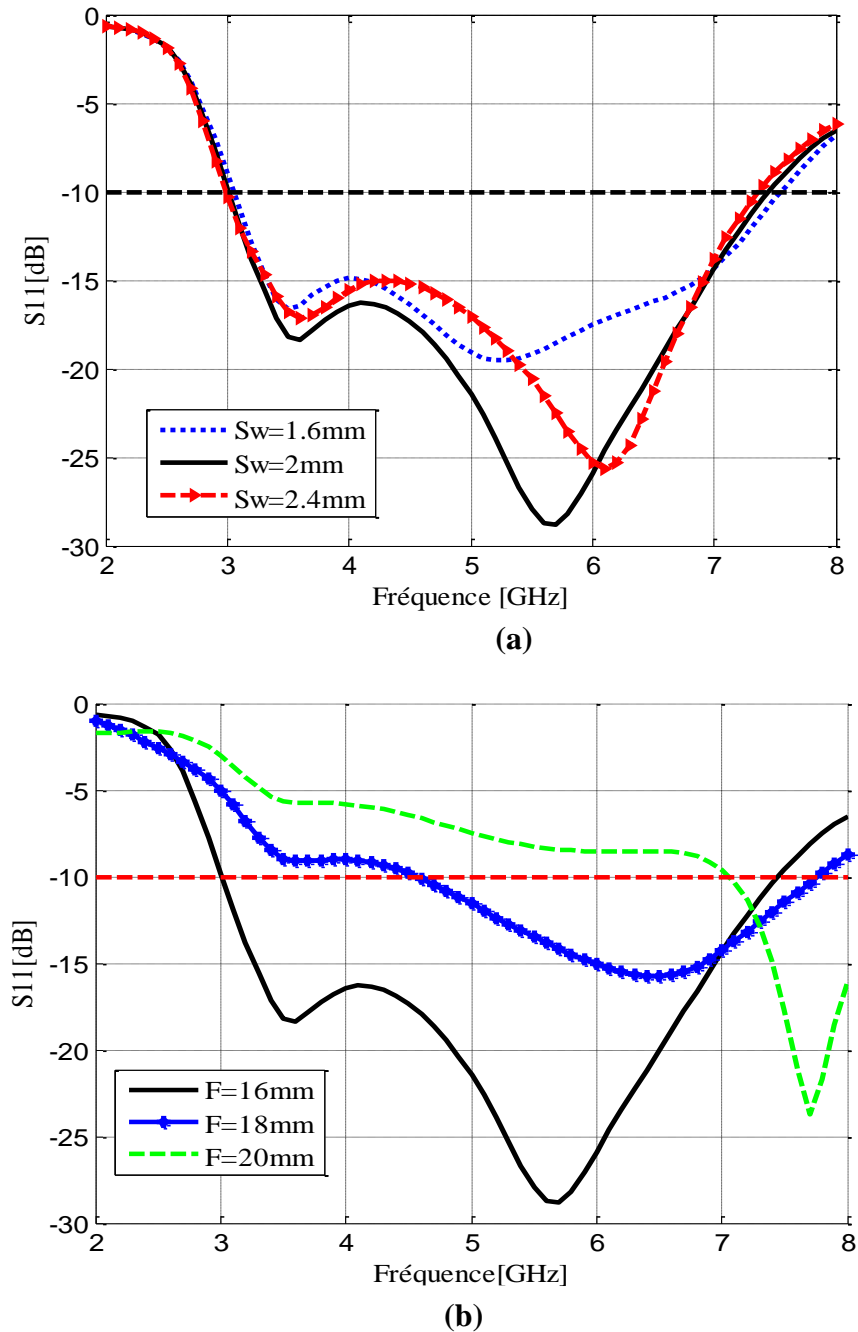


Figure II.7 : Variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence pour différentes dimensions de la ligne d'alimentation : **(a)** Effet de la largeur ; **(b)** Effet de la longueur.

D'après la figure II.7 (b), on remarque un décalage de la fréquence de résonance vers les hautes fréquences. Ce décalage est dû à l'accroissement, avec un pas de 2 mm, de la longueur de la ligne d'alimentation F dans l'intervalle allant de 16mm à 20mm. On remarque aussi que la bande passante est complètement détériorée. Pour $F = 16mm$ et $Sw = 2mm$, l'antenne a un comportement large bande. Dans ce cas, la bande passante est égale à 84.6 % par rapport à la fréquence centrale qui est égale à 5.2GHz. Après avoir effectué l'étude paramétrique approfondie des différentes démentions, les valeurs optimales, concernant l'antenne proposée, sont regroupées dans le tableau II.4.

Tableau II.4. Valeurs optimales des paramètres de l'antenne proposée.

Paramètres	Valeurs (mm)
L	29
W	24
Ls	16.68
t	1.57
ws	7.32
F	16
Sw	2

II.3.6. Performances de l'antenne optimisée

Dans cette partie, nous présentons une étude des performances, électriques et de rayonnement, de l'antenne optimisée, basée sur les résultats issus du logiciel de simulation électromagnétique HFSS. Afin de valider les résultats obtenus par simulation HFSS, ceux-ci seront comparés avec les résultats obtenus par les simulations, de la même structure antennaire, sous logiciel CST. Dans ce qui suit, on présente les résultats concernant le coefficient de réflexion et le taux d'onde stationnaire, la distribution du courant, le gain, l'efficacité de rayonnement et le digramme de rayonnement.

II.3.6.1. Coefficient de réflexion et taux d'onde stationnaire

La figure II. 8 présente la variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence de l'antenne optimisée simulée sous HFSS. D'après cette figure, on remarque que l'antenne a une large bande passante allant de 3 GHz à 7.4 GHz soit 84.61 % par rapport à la fréquence centrale qui est égale 5.2GHz. On présente également dans cette figure une comparaison entre le coefficient de réflexion issu des simulations de l'antenne sous HFSS et celui obtenu des simulations de la même antenne sous CST. Pour la bande passante de l'antenne (Coefficient

de réflexion inférieur à -10 dB), on constate une très grande similarité entre les résultats de simulations HFSS et CST. Cependant, on remarque une légère différence par rapport au coefficient de réflexion qui est due probablement aux différentes méthodes numériques utilisées dans les deux logiciels (FIT dans le CST et FEM dans le HFSS).

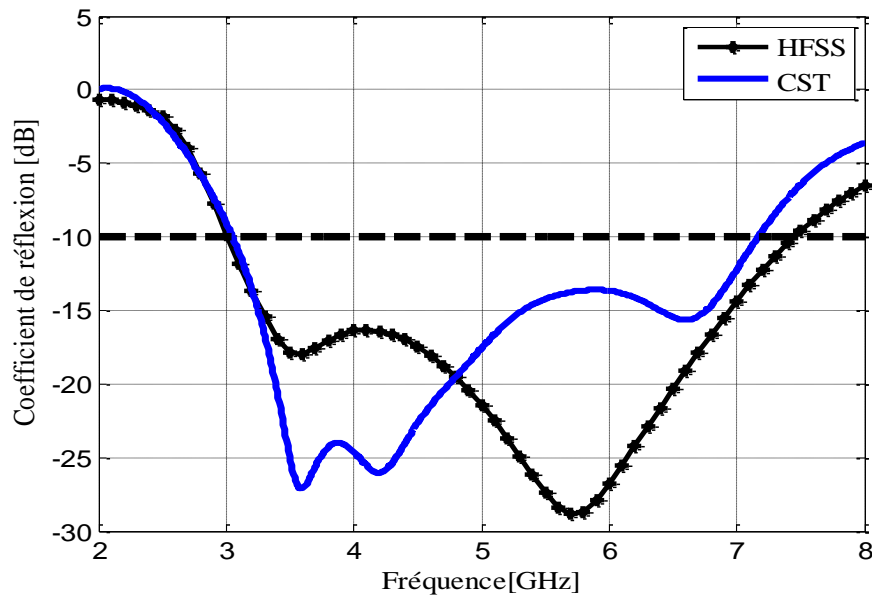


Figure II.8 : Variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence (Simulations HFSS & CST).

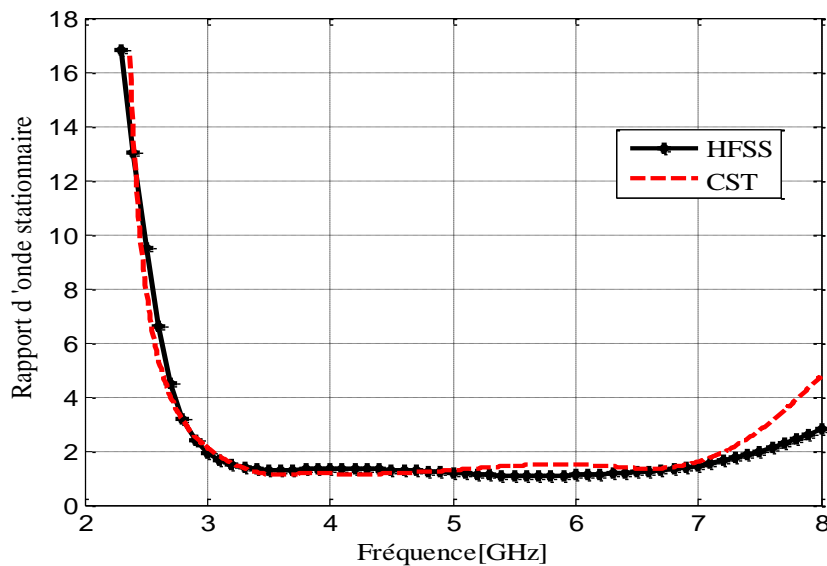


Figure II.9 : Variation du rapport d'onde stationnaire en fonction de la fréquence (Simulations HFSS & CST).

Pour le rapport d'onde stationnaire, on remarque, d'après la figure II.9, que la bande passante (pour un ROS inférieur à 2) est très similaire à la largeur de bande (de 3GHz à 7.4GHz) obtenue pour un S_{11} inférieur à $-10dB$. De plus, les résultats du ROS obtenus par HFSS coïncident avec ceux du ROS obtenus par CST.

II.3.6.2. Distribution du courant

La figure II.10 présente la distribution de la densité du courant sur la face de l'ouverture et sur la ligne d'alimentation pour différentes valeurs de la fréquence ($f = 3GHz$, $5.2GHz$ et $6GHz$). Pour ces trois fréquences, on observe que la densité du courant est répartie à partir du bord de la ligne d'alimentation vers les extrémités de l'ouverture.

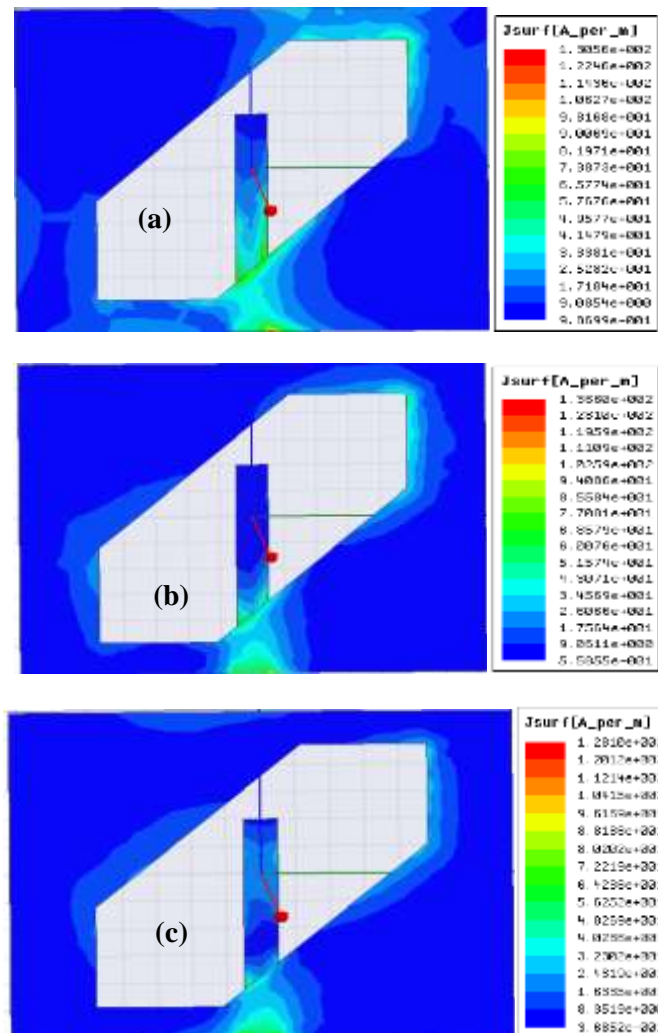


Figure II.10 : Distribution de la densité du courant pour différentes valeurs de la fréquence, **(a)** : $f = 3GHz$, **(b)** : $f = 5.2GHz$, **(c)** : $f = 6GHz$.

II.3.6.3. Gain

La figure II.11 montre la variation du gain réalisé de l'antenne à ouverture en fonction de la fréquence dans la direction $\varphi = 0^\circ$ et $\theta = 0^\circ$. On remarque, d'après cette figure, que le niveau du gain est supérieur à 3.5 dBi sur la bande de fréquence allant de 4.2 GHz à 7.2 GHz avec un maximum égal à 3.9 dBi (pour une fréquence égale à 6.8 GHz). Pareillement, on constate que les deux courbes de gain, issus respectivement de HFSS et de CST, sont similaires.

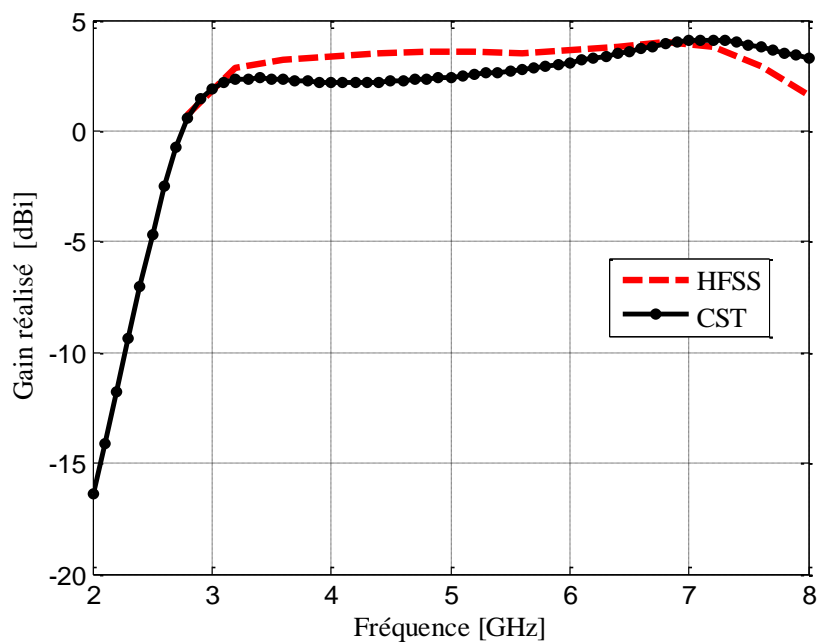


Figure II.11 : Variation du gain réalisé en fonction de la fréquence (Simulations HFSS & CST).

II.3.6.4. Efficacité de rayonnement

L'efficacité de l'antenne a été également simulée sous HFSS et comparée avec celle simulée dans le logiciel CST comme le montre la figure II.12.

D'après cette figure, on remarque que l'efficacité moyenne (proche de 89 %) varie entre 96% à la fréquence 3.5 GHz et 82 % à la fréquence limite 7.4 GHz . Identiquement, on constate que la courbe de l'efficacité issue du logiciel HFSS coïncide avec celle issue du logiciel CST. Cependant, on remarque une légère différence qui est de l'ordre de 2 à 3 % sur toute la bande de fonctionnement.

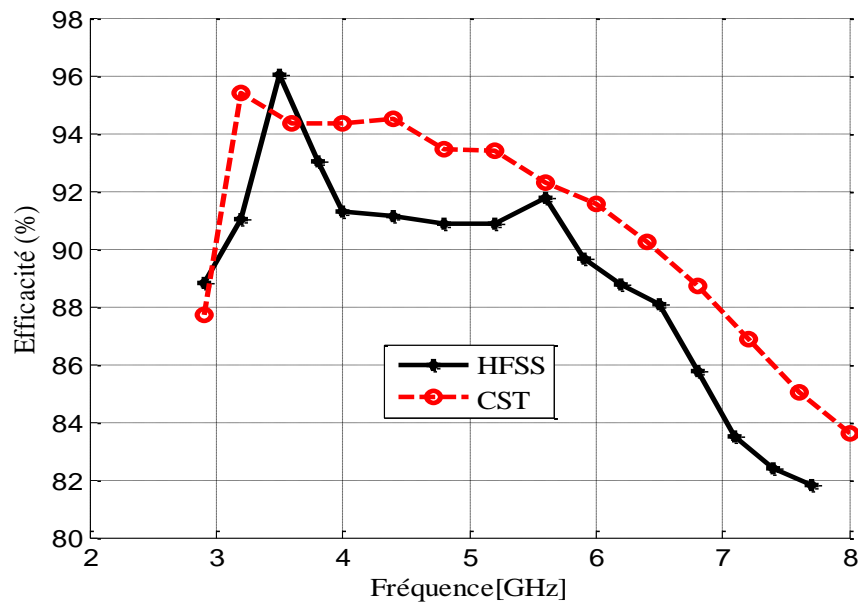
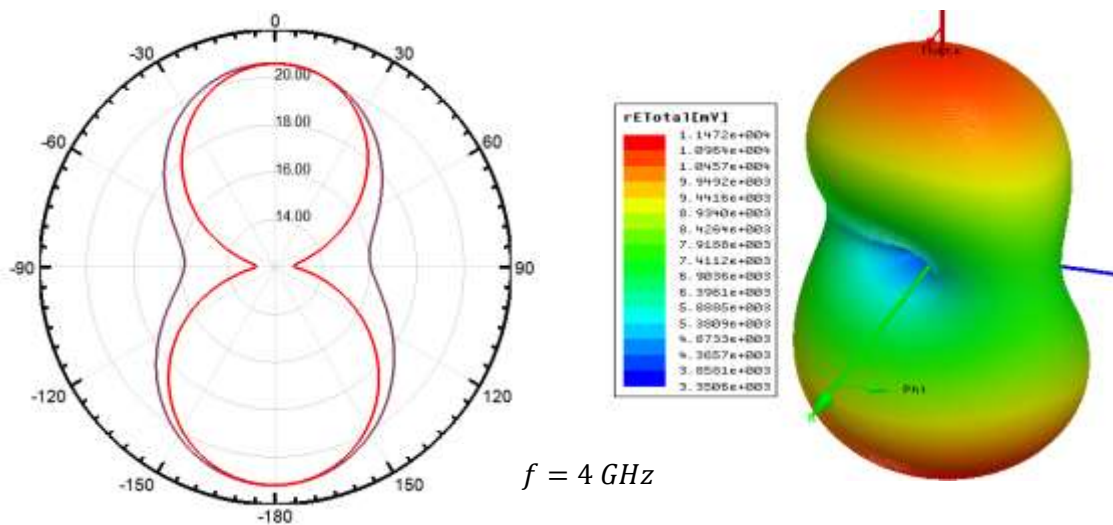


Figure II.12 : Variation de l'efficacité en fonction de la fréquence.

II.6.3.5. Diagramme de rayonnement

Les diagrammes de rayonnement 2D (dans les plans E et H) et 3D simulés, pour les fréquences 4 GHz, 5.8 GHz et 7 GHz, sont présentés dans la figure II.13. Comme nous le montre cette figure, ce type d'antennes est caractérisé par un diagramme de rayonnement bidirectionnel dans le plan E et omnidirectionnel dans le plan H . Ceci est valable pour n'importe quelle fréquence dans la bande de fonctionnement et il est causé par le rayonnement arrière de l'ouverture rayonnante.



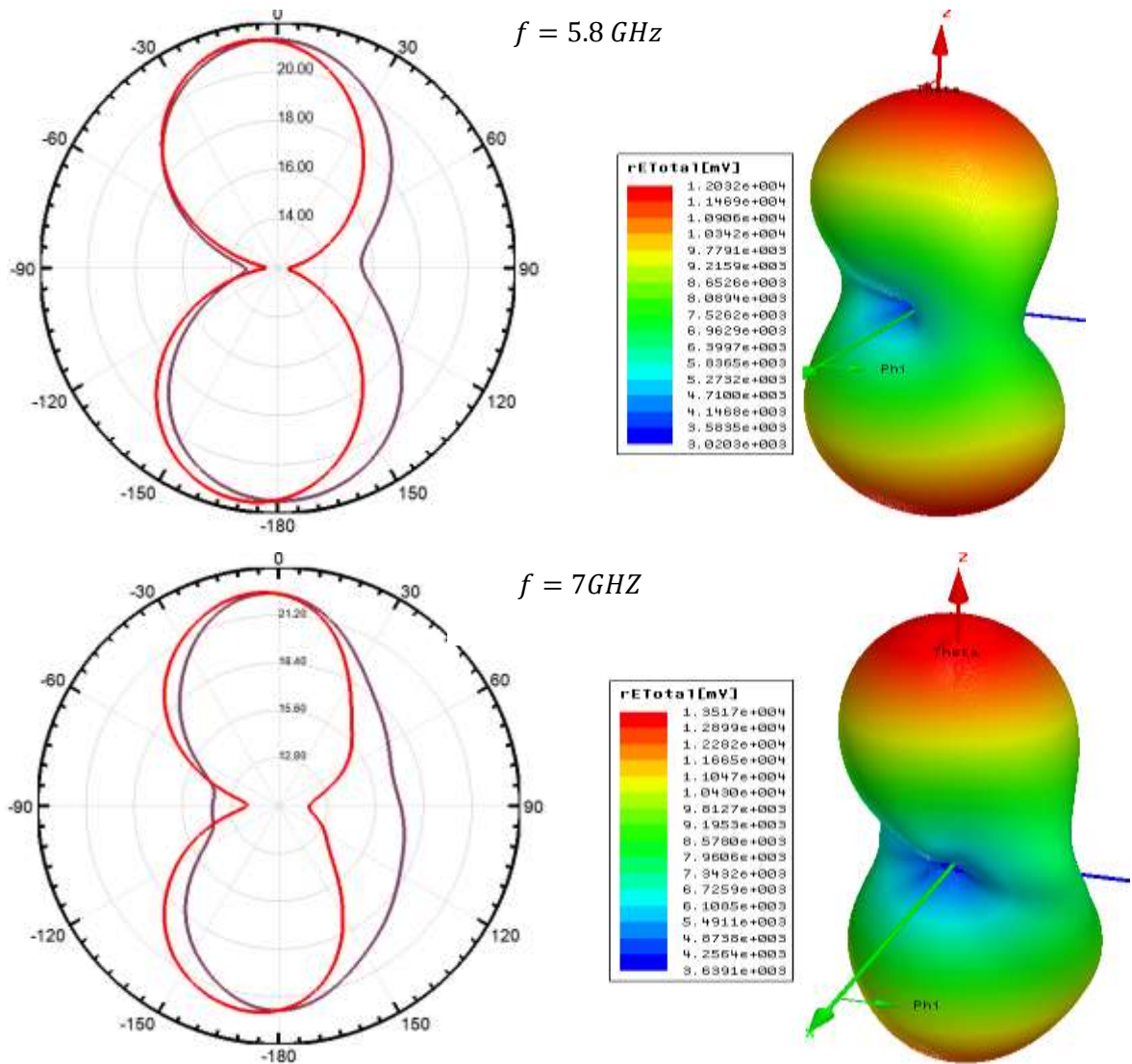


Figure II.13 : Diagrammes de rayonnement de l'antenne 2D et 3D simulés pour les fréquences : 4 GHz, 5.8 GHz et 7 GHz.

— Plan E — Plan H

Notons ici que le choix de cette structure d'antenne a été effectué pour montrer l'effet de l'intégration du réflecteur FSS avec cette dernière. En effet, cette contribution va faire l'objet du chapitre suivant.

II.4. CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons présenté, en premier lieu, un petit peu d'histoire sur les antennes microruban à ouverture. En deuxième lieu, nous avons exposé le principe de la conception et de l'optimisation de l'antenne à ouverture hexagonale proposée. Une étude paramétrique a été

réalisée, concernant les dimensions de l'antenne, pour mieux comprendre l'effet de chaque paramètre sur la bande passante de l'antenne. Par la suite, les résultats de simulation de l'antenne optimisée, sous HFSS, ont été présentés, discutés et comparés à ceux issus du logiciel de simulation CST. Les résultats obtenus ont démontré que cette antenne présente une spécificité géométrique qui lui confère la possibilité de résonner sur une large gamme de fréquences en gardant éventuellement les mêmes caractéristiques électromagnétiques. De plus, il a été illustré que cette antenne est très intéressante du fait qu'elle présente une bande passante de 84.6% (par rapport à la fréquence centrale 5.2GHz) avec une taille totale miniaturisée ($2.9 \times 2.4 \times 0.157 \text{ cm}^3$). Néanmoins, le seul inconvénient de cette antenne concerne son gain maximum qui est inférieur à 4dBi et son diagramme de rayonnement qui est bidirectionnel. Pour pallier à ces deux problèmes, nous proposons l'intégration d'un réflecteur au-dessous de cette antenne afin d'augmenter son gain et de rediriger son rayonnement arrière vers la direction de rayonnement principal. Dans le chapitre suivant, on présente une étude détaillée sur les différents réflecteurs qui peuvent être intégrés au-dessous de ce type d'antenne pour améliorer les performances tout en gardant la même bande passante.

III.1. INTRODUCTION

Durant ces dernières années, le domaine des systèmes de communications sans fil a connu une évolution très rapide et l'antenne à hautes performances est devenue l'une des exigences de ces systèmes. A cet effet, les chercheurs se sont beaucoup intéressés à l'antenne planaire à gain élevé ayant un diagramme de rayonnement directif. Parmi les techniques les plus utilisées pour obtenir ce type d'antenne, on peut citer la méthode d'ajout des plans réflecteurs pour but d'améliorer le gain et la directivité de l'antenne d'une part, et de protéger les appareils électroniques (situés à proximité de l'antenne) d'autre part. Ces réflecteurs peuvent être de nature électrique comme le PEC (Perfect Electric Conductor) ou bien magnétique à base de structures périodiques placées au-dessous de l'antenne. Par conséquent, le rayonnement ne s'effectue que dans un demi-espace, ce qui permet d'augmenter davantage la puissance rayonnée dans la direction de rayonnement principal de l'antenne.

Dans ce chapitre, nous allons présenter un état de l'art sur les différents réflecteurs d'antenne planaire électrique et magnétique, qui peuvent être utilisés pour améliorer les performances des antennes large bande ou les antennes à bandes étroites caractérisées par un faible gain.

En premier lieu, nous commençons par la définition d'un réflecteur électrique PEC et de son principe de fonctionnement, comme surface électrique, selon la théorie des images. Dans ce contexte, nous donnons les résultats de simulation HFSS du coefficient de réflexion et du gain, de l'antenne large bande à ouverture hexagonale intégrée avec un conducteur parfaitement électrique afin d'améliorer ses performances.

En deuxième lieu, nous présentons les réflecteurs magnétiques à base de structures périodiques qui peuvent être intégrés avec la même structure d'antenne. Il s'agit ici des surfaces à haute impédance (HIS) ou des conducteurs artificiels magnétiques (AMC) et plus particulièrement les réflecteurs à base de surfaces sélectives en fréquence (FSS) qui constituent en effet le point clé de notre structure proposée. A cet égard, nous donnons la définition des FSS, leurs différents types et les différentes formes de motifs métalliques qui peuvent être utilisées pour leurs compositions.

En troisième lieu, on procède à la présentation des diverses applications des FSS dans les antennes planaires tout en arborant le principe de fonctionnement des structures antennes-réflecteurs et le mécanisme de réflexion.

Enfin, nous arborons les principaux travaux proposés dans la littérature concernant les antennes à base de surfaces sélectives en fréquence.

III.2. REFLECTEUR DE TYPE CONDUCTEUR ELECTRIQUE PARFAIT

Le réflecteur PEC est un plan de masse métallique installé au-dessous d'une antenne pour diriger son rayonnement arrière vers la direction de rayonnement principal et augmenter de ce fait la directivité et le gain. Il est utilisé aussi pour but de protéger les autres composants électroniques situés à proximité de l'antenne. L'exemple le plus simple de l'application des PEC est celui où une antenne bidirectionnelle, à faible gain, telles que les monopoles et les antennes à ouverture, est intégré avec ce type de réflecteurs.

III.2.1. Principe de fonctionnement selon la théorie des images

Dans une surface de plan conducteur électrique, le champ électrique est normal par rapport à cette dernière et la composante tangentielle est nulle. Cependant, le champ magnétique est tangentiel à cette surface ainsi que la densité de courant. Cette notion est résumée dans les conditions aux limites données par les équations suivantes [33] :

$$\vec{n} \wedge \vec{E} = \vec{0} \quad (\text{III. 1})$$

$$\vec{n} \wedge \vec{H} = \vec{J}_s \quad (\text{III. 2})$$

$$E_{t-total} = E_{t-ref} + E_{t-inc} = 0 \quad (\text{III. 3})$$

Avec :

\vec{J}_s : La densité de courant électrique,

$E_{t-total}$: Le champ électrique tangentiel total,

E_{t-inc} : Le champ électrique tangentiel incident,

E_{t-ref} : Le champ électrique tangentiel réfléchi.

En général, l'impédance d'une surface réfléchissante est donnée par :

$$Z_{surface} = \frac{E_t}{H_t} \quad (III.4)$$

Où :

H_t : Le champ magnétique tangentiel.

La théorie des images prouve que s'il y a un courant au-dessus d'un plan de masse métallique, celui-ci crée une image parallèle au courant original mais en opposition de phase (figure III.1). Comme le montre cette figure, cette opposition de phase fait que les deux courants, de part et d'autre du plan de masse, s'annulent.

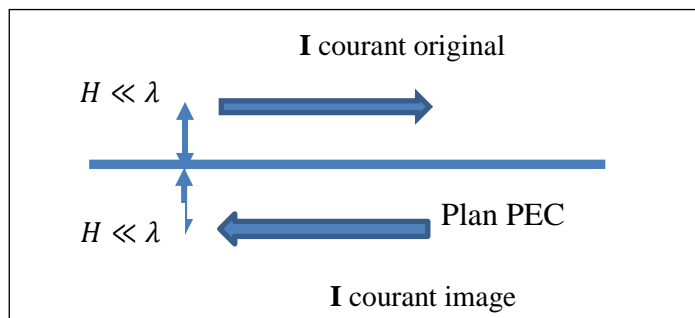


Figure III.1 : Courant image pour un PEC (Théorie des images) [2].

Dans le cas d'une surface électrique, le champ électrique tangentiel est nul selon l'équation (III.1) et l'impédance de surface métallique est nulle aussi selon (III.4). De ce fait, cette surface peut être considérée comme un court-circuit [62].

Dans le cas d'une antenne, placée au-dessus d'un plan PEC, une des solutions, permettant d'éviter le déphasage entre le courant original et son image, est de placer l'antenne à une distance $\lambda/4$ par rapport à son réflecteur métallique. En effet, le déphasage de l'onde électromagnétique est donné, en fonction de la distance séparant l'antenne de son réflecteur métallique, comme suit [62] :

$$\varphi = \frac{2\pi}{\lambda} \cdot H \quad (\text{III. 5})$$

Où :

H : La distance séparant l'antenne de son réflecteur métallique.

Comme le montre la figure III.2, de cette façon, l'onde rayonnée par l'antenne et celle réfléchiée par le plan de masse PEC disposeront d'un déphasage nul donné par :

$$\nabla\varphi = \frac{\pi}{2} + \varphi_{pec} + \frac{\pi}{2} = 2\pi \quad (\text{III. 6})$$

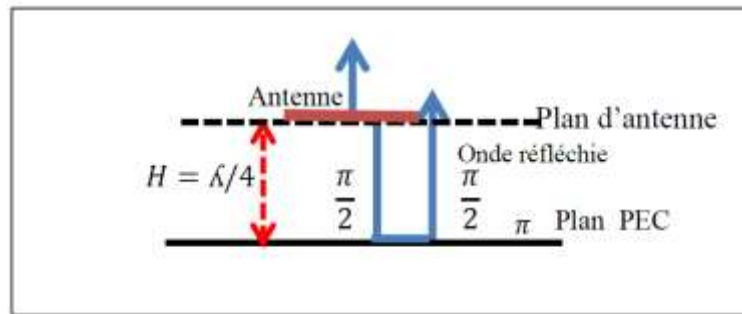


Figure III.2 : Principe de fonctionnement d'un réflecteur PEC placé au-dessous d'une antenne.

Le phénomène donné plus haut peut être interprété, d'une autre façon, en termes de la réflectivité ou de l'impédance de surface « $Z_{surface}$ ». En fait, le coefficient de réflexion d'une onde plane, en incidence normale sur un plan PEC, est égal à -1 ($\Gamma = -1$). C'est à dire que l'onde réfléchiée est déphasée de 180° par rapport à l'onde incidente. Par conséquent, l'impédance de surface est nulle ce qui donne [32].

$$\Gamma = \frac{E_{ref}}{E_{inc}} = \frac{Z_{surface} - Z_{air}}{Z_{surface} + Z_{air}} = -1 \quad (\text{III. 7})$$

Où: $Z_{surface} \ll Z_{air}$

Z_{air} : L'impédance caractéristique de l'espace libre (égale à $120\pi\Omega = 377\Omega$).

III.2.2 Application du réflecteur PEC à l'antenne à ouverture proposée

Dans ce qui suit, nous proposons l'intégration d'un réflecteur PEC au-dessous de l'antenne à ouverture optimisée et présentée dans le chapitre précédent, afin d'améliorer son gain maximum. Comme nous l'avons vu déjà, l'antenne seule produit un rayonnement bidirectionnel avec un faible gain et une large bande passante ($3\text{ GHz} - 7.4\text{ GHz}$). La simulation HFSS de la structure géométrique 3D de l'antenne, placée au-dessus du réflecteur PEC, est illustrée dans la figure III.3. Ainsi, deux configurations sont proposées à savoir :

- ✓ L'antenne est tout d'abord installée à une distance $H = 12\text{ mm}$, près du plan réflecteur PEC ;
- ✓ L'antenne est installée à une distance $H = 22\text{ mm}$ (proche de $\lambda/4$), par rapport au plan réflecteur PEC.

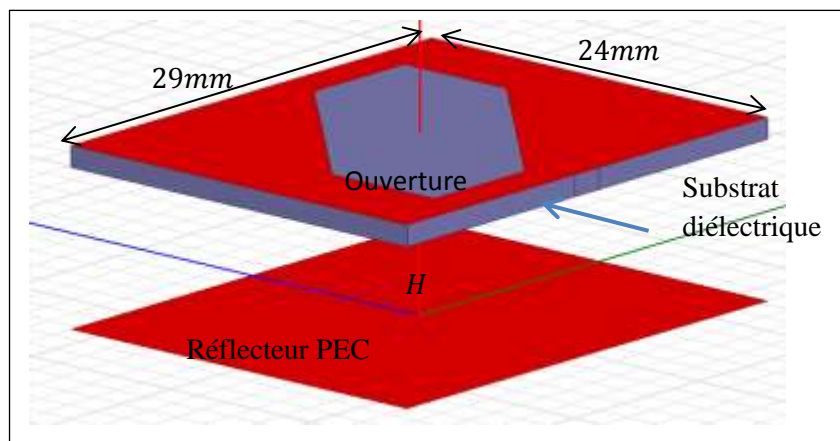


Figure III.3 : Géométrie de l'antenne à ouverture intégrée au-dessus du réflecteur PEC - Simulation HFSS.

Les courbes du coefficient de réflexion de l'antenne avec réflecteur PEC, correspondant à chacun des cas donnés précédemment, sont montrés dans la figure (III.4). Comme l'illustre la figure III.4, le fait d'installer un réflecteur métallique au-dessous de l'antenne à ouverture à une distance 12 mm (de l'ordre de $\lambda/8$), la bande passante sera détériorée ($S_{11} \leq -10$). Par conséquent, comme le montre la courbe en ligne continue de cette figure, l'antenne sera désadaptée à cause de l'annulation du courant d'image produit. Cependant, comme le montre la même figure (la courbe en pointillé), correspondant à une distance égale à 22 mm (proche

de $\lambda/4$), la bande passante de l'antenne à ouverture sera beaucoup améliorée. Dans ce cas, l'adaptation de l'antenne est de 80% (3 à 7GHz) avec un gain maximum de plus de 6.65dBi (voir figure III.5). Par conséquent, même si le gain obtenu n'est pas très élevé, le concept d'intégration de réflecteur métallique prouve la possibilité d'obtenir une amélioration du gain maximum.

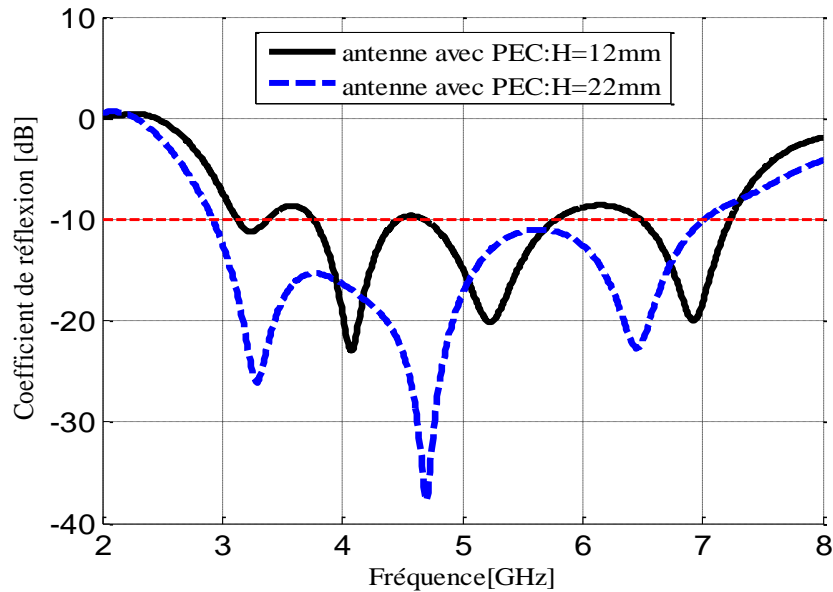


Figure III.4 : Coefficient de réflexion de l'antenne avec réflecteur PEC.

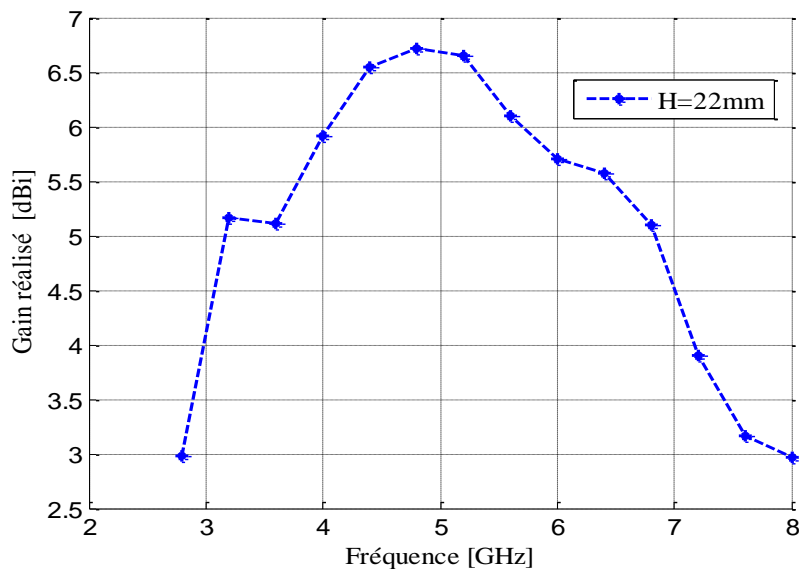


Figure III.5 : Gain réalisé de l'antenne avec réflecteur PEC.

Malgré ces résultats, l'utilisation du réflecteur métallique présente l'inconvénient du profil élevé, en particulier dans les basses fréquences, ce qui exige l'utilisation d'un grand volume. En plus, ce réflecteur permet la propagation des courants de surface, appelés « ondes de surface », ce qui entraîne une désadaptation et une dégradation du rayonnement de l'antenne. Afin de surpasser ces inconvénients, les concepteurs des antennes se sont orientés vers les réflecteurs magnétiques tels que les PMC qui peuvent être considérés comme des circuits ouverts au-dessous de l'antenne et permettent par conséquent d'améliorer les performances avec un faible profil.

III.3. REFLECTEUR DE TYPE CONDUCTEUR MAGNETIQUE PARFAIT

Contrairement à un conducteur PEC, un conducteur magnétique PMC réagit d'une manière différente lorsqu'il est utilisé comme plan réflecteur. Selon les conditions aux limites données par les équations (III.8) et (III.9), la composante tangentielle du champ magnétique et la composante normale du champ électrique, pour le cas d'un réflecteur PMC, sont toutes les deux nulles [63]. Ceci est montré par les équations suivantes :

$$\vec{n} \wedge \vec{H} = \vec{0} \quad (\text{III. 8})$$

$$\vec{n} \wedge \vec{E} = -\vec{M}_s \quad (\text{III. 9})$$

\vec{M}_s : la densité surfacique du courant magnétique

En plus de sa première caractéristique, le conducteur PMC produit un courant image parallèle et en phase par rapport au courant original comme le montre la figure III.6. De ce fait, ces deux courants s'additionnent et ne s'annulent pas contrairement au cas de l'utilisation du plan PEC. De plus, par l'intégration de ce type de réflecteur avec l'antenne, il n'est pas nécessaire de laisser un espacement, de l'ordre de $\lambda/4$, entre les deux composants pour but d'obtenir une interférence constructive (figure III.7) [2].

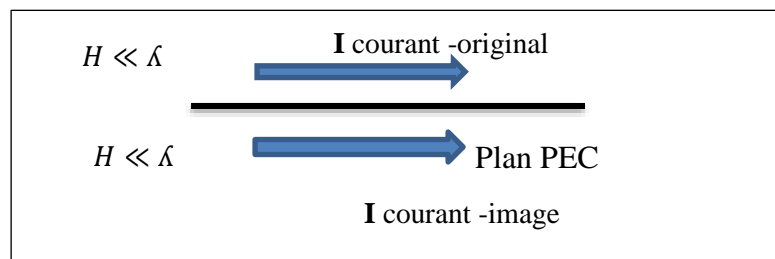


Figure III.6 : Courant image dans un plan PMC [2].

Ce phénomène peut être interprété par le fait que dans le cas de la présence d'une onde plane en incidence normale, les réflecteurs PEC et PMC présentent des coefficients de réflexion de mêmes amplitudes mais avec une différence de phase de 180° . Le coefficient de réflexion, dans le plan PMC, est égal $+1$ [2,64].

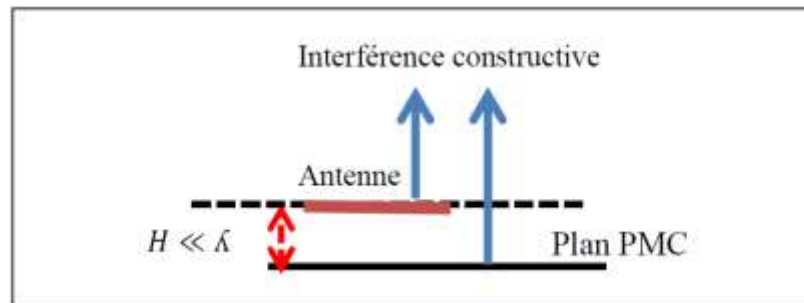


Figure III.7 : Antenne au-dessus d'un plan PMC [2].

Selon l'équation (III.4), contrairement au plan PEC qui se comporte comme un court-circuit avec une impédance nulle, le PMC se comporte comme un circuit-ouvert avec une impédance infinie ce qui ne permet pas la propagation des courants de surface.

Les matériaux ayant ces caractéristiques n'existent pas dans la nature ce qui implique l'utilisation de nouvelles structures de type matériaux artificiels dénommés par « métamatériaux ». Ces derniers ont des propriétés similaires, en termes de phase du coefficient de réflexion et d'impédance élevée, aux structures de surfaces hautes impédances, aux conducteurs magnétiques artificiels et aux surfaces sélectives en fréquence.

III.4. ETAT DE L'ART SUR LES REFLECTEURS MAGNETIQUES A BASE DES STRUCTURES PERIODIQUES

Historiquement, l'utilisation des structures périodiques pour contrôler la propagation d'une onde électromagnétique, a commencé avec les travaux de Lord Rayleigh en 1887 sur les couches diélectriques [65] et William Laurence Bragg en 1915 qui réalisa le premier matériau à Bande Interdite Photonique (BIP) représentant le miroir de Bragg [66]. Ce dernier permet, par l'emploi d'un empilement périodique de plusieurs couches diélectriques, de réfléchir totalement l'onde incidente. Depuis cette époque, les physiciens se sont beaucoup intéressés

aux propriétés de ces structures. Par conséquent, ils ont procédé à leur utilisation originelle dans le domaine de l'optique puis dans le domaine des Micro-ondes particulièrement dans le domaine des antennes. En 1960, les structures périodiques de type surfaces sélectives en fréquences ont été utilisées pour la première fois dans le domaine militaire afin de rendre les objets non détectables par les radars. Elles ont été insérées aussi dans les radômes pour la protection des antennes des intempéries [67-68].

Également, les structures de type surfaces hautes impédances planaires ou AMC ont été découvertes par Sievenpiper depuis les années 1999 [69]. L'approche utilisée, pour obtenir ce type de structures, est basée le remplacement d'un plan PEC, ayant une impédance presque nulle, par un plan ayant une impédance élevée. C'est-à-dire, transformer l'impédance d'une valeur presque nulle à une autre valeur très élevée. Cette opération peut être réalisée par le biais de méthodes basées sur la modification physique de la surface du plan conducteur PEC pour augmenter son impédance [70]. Parmi les techniques utilisées pour obtenir une surface à haute impédance, on peut citer celles basées sur l'introduction des corrugations, l'ajout de bosses métalliques ou l'impression de formes métalliques [69]. Cette dernière méthode permet d'obtenir des structures périodiques de type planaires de la famille dite texturée qui est la plus populaire dans le monde des structures périodiques. La réputation de ces structures est due à leurs simplicité, à leur facilité de réalisation et à leur efficacité d'améliorer les performances. Ce sont des structures constituées de matériaux artificiels obtenus par l'introduction d'un réseau d'éléments conducteurs, d'une façon périodique, sur une seule ou plusieurs couches de matériau naturel tel que le substrat diélectrique. Ici, la distance qui sépare ces éléments périodiques doit être plus petite par rapport à la longueur d'onde. Par l'intégration de ces matériaux, les propriétés des diélectriques, telles que la permittivité, la perméabilité, la composition chimique et le comportement par rapport aux ondes incidente et réfléchie, seront complètement modifiées [70].

Dans ce qui suit, nous allons présenter les réflecteurs magnétiques de type surfaces à hautes impédances (dits aussi réflecteurs artificiels magnétiques) qui peuvent être placés à une distance très faible de l'antenne pour permettre de minimiser les ondes de surfaces.

III.4.1. Réflecteur de type conducteur artificiel magnétique

Un conducteur artificiel magnétique est la réalisation pratique du plan conducteur magnétique parfait discuté dans la section III.3. Ce dernier a des caractéristiques qui sont similaires, en termes de phase de coefficient de réflexion et d'impédance élevée, à un réflecteur PMC.

En effet, la phase du coefficient de réflexion d'une surface haute impédance ou d'un conducteur artificiel magnétique AMC varie, en fonction de la fréquence, de -180° à 180° (Voir figure III.8). Dans la bande passante sur laquelle la phase varie entre -90° à $+90^\circ$, des interférences constructives se produisent parce que l'onde rayonnée par l'antenne et l'onde réfléchiée par le réflecteur AMC sont en phase. La réflexion en phase permet l'augmentation du gain et de la directivité dans le cas de l'application du réflecteur avec l'antenne.

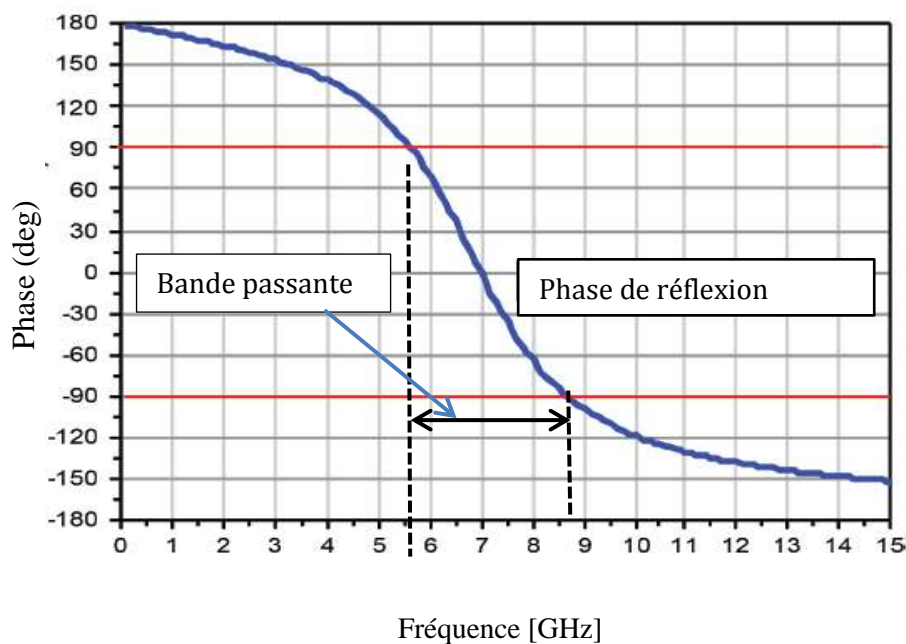


Figure III.8: Phase du coefficient de réflexion d'une surface haute impédance [71].

En général, la surface haute impédance, permettant d'avoir la caractéristique donnée plus haut, est une combinaison entre les structures FSS et un plan de masse métallique. Dans notre cas d'étude, nous nous intéressons uniquement aux structures FSS c'est-à-dire sans plan de masse. Par conséquent, dans les sections suivantes, nous allons détailler leur principe de fonctionnement, leurs différents types et leurs applications avec les antennes.

III.5. STRUCTURES DES SURFACES SELECTIVE EN FREQUENCE PLANAIRE

De nos jours, les structures périodiques FSS ont attiré beaucoup d'attention et ont été appliquées à une variété d'applications nécessitant des performances très élevées. En effet, elles ont été utilisées dans les domaines militaires, les applications Radar et les systèmes de communications modernes [72-73]. La description et le principe de propagation de ces structures ainsi que leurs types seront présentés dans les sections suivantes.

III.5.1. Description des surfaces sélectives en fréquence planaires

Les surfaces sélectives en fréquence planaires sont des structures périodiques constituées d'un arrangement d'éléments de types conducteurs implantés sur un substrat diélectrique ou de types ouvertures perforées sur un plan conducteur. Chaque élément est appelé cellule unitaire et se répète selon un, deux ou trois vecteurs de translation. L'espace entre les cellules, appelé « gap », est généralement inférieur à la longueur d'onde (figure III.9). Les paramètres clés qui influencent sur la réponse fréquentielle des surfaces sélectives en fréquence sont : la nature de la géométrie de l'élément (imprimés ou ouvertures), le gap et la périodicité selon les axes x et y [73].

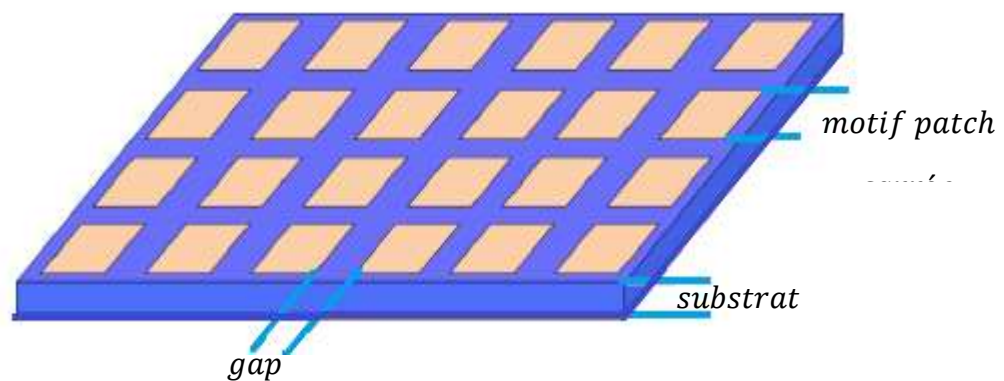


Figure III.9 : Réseau FSS bidimensionnel de type patch.

À cause de la similarité et de la répétition des cellules unitaires, l'amplitude du champ électromagnétique à chaque cellule est la même [67]. En contrepartie, du fait de la régularité des différents décalages des cellules, la phase entre celles-ci varie de manière régulière. Cette propriété permet de limiter l'analyse du groupe de cellules en l'analyse d'une seule cellule unitaire grâce au théorème de « Floquet ». Ce théorème est basé sur la décomposition en série

de Fourier appliquée aux fonctions périodiques. En effet, ce dernier permet de donner une représentation modale d'un champ qui se répète de manière périodique [74]. Plusieurs simulateurs tels que l'HFSS et le CST utilisent le théorème « Floquet » pour analyser ce type de structures.

La structure FSS est une structure semi réfléchissante c'est-à-dire elle se caractérise, lors de l'incidence d'une onde électromagnétique plane, par la réflexion de certaines fréquences et la transmission d'autres [68]. La figure III.10 présente un réseau FSS bidimensionnel avec les vecteurs de périodicité \vec{D}_u et \vec{D}_v qui sont donnés comme suit [70] :

$$\vec{D}_u = D_u (\cos \alpha_1 \hat{x} + \sin \alpha_1 \hat{y}) \quad (\text{III. 10})$$

$$\vec{D}_v = D_v (\cos \alpha_2 \hat{x} + \sin \alpha_2 \hat{y}) \quad (\text{III. 11})$$

Où :

α est l'angle entre \vec{D}_u et \vec{D}_v , α_1 l'angle d'incidence entre \vec{D}_u et l'axe x , et α_2 l'angle entre \vec{D}_v et l'axe x .

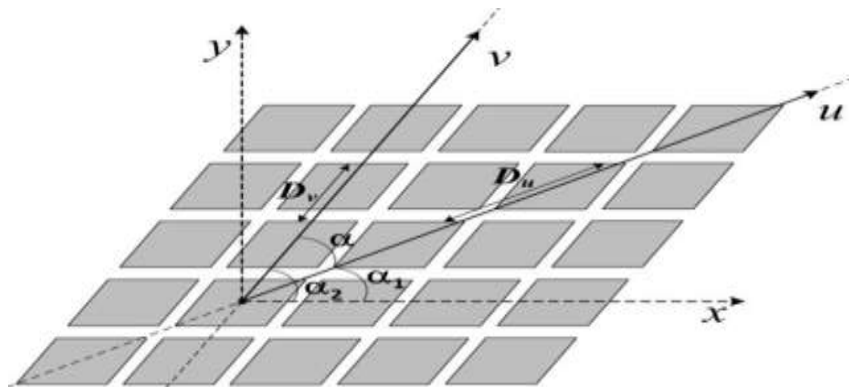


Figure III.10 : Incidence d'une onde plane sur un réseau FSS bidimensionnel de type patch [70].

III.5.2. Types de structures et leurs réponses fréquentielles

La géométrie de l'élément (imprimé ou ouverture) joue un rôle très important dans la détermination de la nature de la réponse fréquentielle de la structure (Passe-bas, passe-haut, passe-bande ou coupe-bande). Dans le cas où la structure soit symétrique, le principe de Babinet peut être utilisé pour produire des filtres coupe-bandes, à base d'FSS, à partir de ceux

ayant des réponses passe-bandes. Il peut être aussi utilisé pour créer des filtres passe-bas à partir des filtres passe-haut et vice versa [74]. Cela signifie que de multiples caractéristiques sont obtenues par combinaison des filtres individuels et, par conséquent, n'importe quelle réponse spectrale souhaitable peut être obtenue. Un filtre approprié est choisi selon les critères de conception qui sont : les niveaux d'atténuations dans la bande passante et dans la bande coupée, la fréquence de coupure, la bande passante et la sensibilité à l'angle d'incidence des ondes électromagnétiques.

Dans ce qui suit, nous allons présenter les principes des structures telles que le réseau de patches conducteurs et le réseau d'ouvertures. Nous allons dévoiler également leurs réponses spectrales en se basant sur la classification de Munk [68].

- a) **Réseau de patches conducteurs** : Il consiste en un ensemble d'éléments conducteurs de formes régulières (carrée, circulaire ou rectangulaire) répétés périodiquement $n \times n$ fois dans chacune des directions x et y avec une périodicité donnée. Comme le montre la figure III.11 (a), chaque deux éléments adjacents de la structure sont espacés du même écart. Ce type de structure peut être considéré comme une surface capacitive du fait que l'espace entre deux patches carrés voisins agit comme une capacité contrôlée par ce dernier. En termes de réponse fréquentielle, la structure résultante transmet l'onde incidente à basse fréquence et réfléchit celle à haute fréquence ce qui se traduit par le comportement d'un filtre passe-bas [70,74].

- b) **Réseau d'ouvertures** : c'est la structure complémentaire de Babinet de l'arrangement patches de la figure III.11(a). C'est à dire un réseau d'ouvertures dans un plan conducteur imprimé sur plan diélectrique. De la sorte, cette structure peut être considérée comme une surface inductive. Elle transmet l'onde incidente à haute fréquence et réfléchit celle à basse fréquence agissant ainsi comme un filtre passe-haut (figure III.11 b).

Similairement aux filtres montrés plus haut, les réponses spectrales du filtre passe-bande et de son complément de Babinet (coupe-bande) peuvent être obtenues à partir des structures de types anneaux [74]. La figure (III.12) représente un exemple d'une structure à anneaux carrés.

- c) **Réseau FSS pour un filtre passe-bande** : c'est un arrangement d'ouvertures planaires périodiques perforées sur un plan conducteur. Ces dernières peuvent avoir différentes formes notamment celles des anneaux, circulaires, hexagonales ou carrés. La structure agit, dans ce cas, comme un filtre passe-bande (Voir la figure III.12 (a)).
- d) **Réseau FSS pour un filtre stop-bande** : c'est la structure complémentaire du filtre passe-bande. Ce dernier apparaît sous la forme d'arrangement d'éléments conducteurs planaires périodiques ayant les géométries de dipôles, d'anneaux circulaires, d'anneaux carrés, d'anneaux hexagonaux, de croix de Jérusalem, de tripodes, etc. La structure de réseau FSS correspondante représente un filtre stop-bande et est illustrée dans la figure III.12 (b).

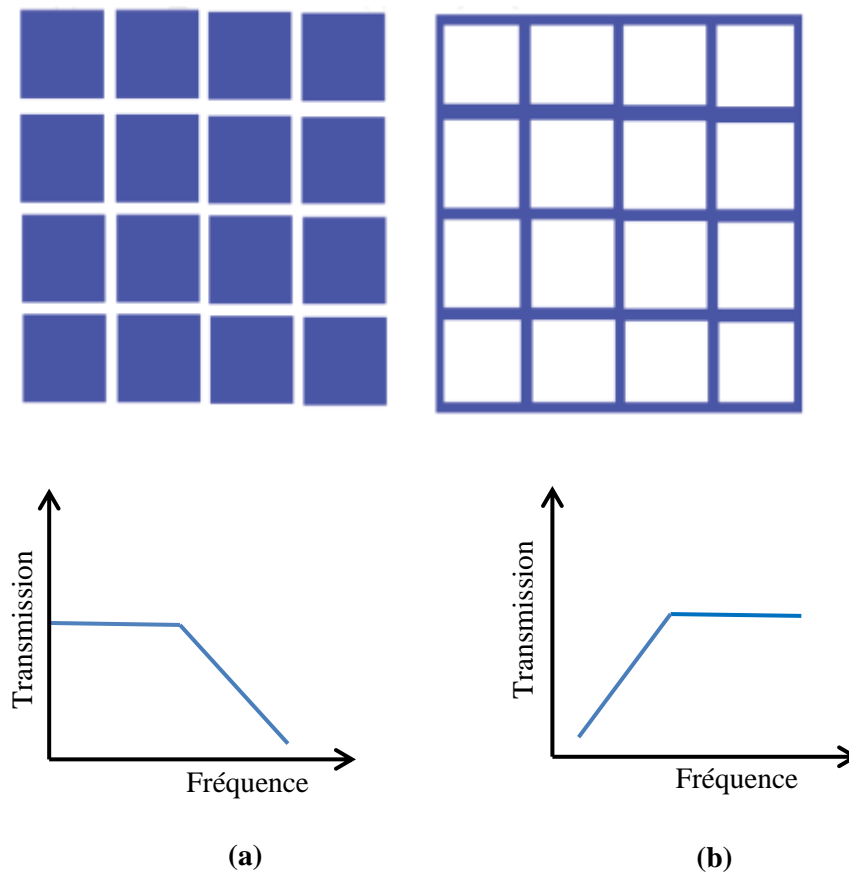


Figure III.11 : Réseau FSS, (a) : type « patch carré » (filtre passe bas), (b) : type « ouverture carrée » (filtre passe haut).

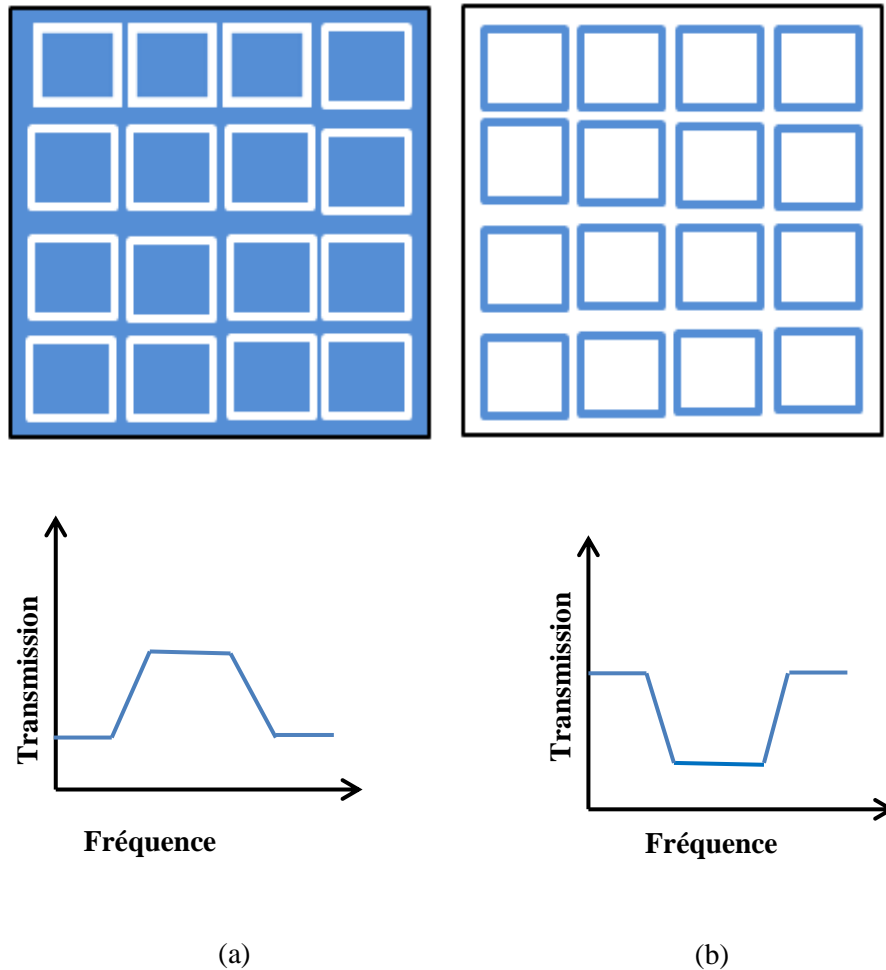


Figure III.12 : Réseaux FSS et leurs réponses fréquentielles, (a) : type « ouvertures anneaux » (filtre passe-bande), (b) : type « anneaux conducteurs » (filtre coupe-bande).

III.5.3 Types de motifs

Dans les dernières années, de nombreuses recherches sur les FSS ont permis l'apparition de nouvelles structures avec différents motifs. Cependant, les motifs de base, utilisés dans les FSS, sont classés, d'après Munk [68], en quatre catégories comme le montre la figure III.13. Ces dernières sont données comme suit :

- La première catégorie rassemble les motifs à éléments connectés au centre. On peut donner comme exemples les croix de Jérusalem, les dipôles et les tripodes [75-78].
- La deuxième catégorie regroupe les motifs élémentaires de types anneaux de forme circulaire, carrée et hexagonale. Ce type de motif est le plus utilisé avec de nombreuses publications utilisant des anneaux circulaires et carrés [79-85].

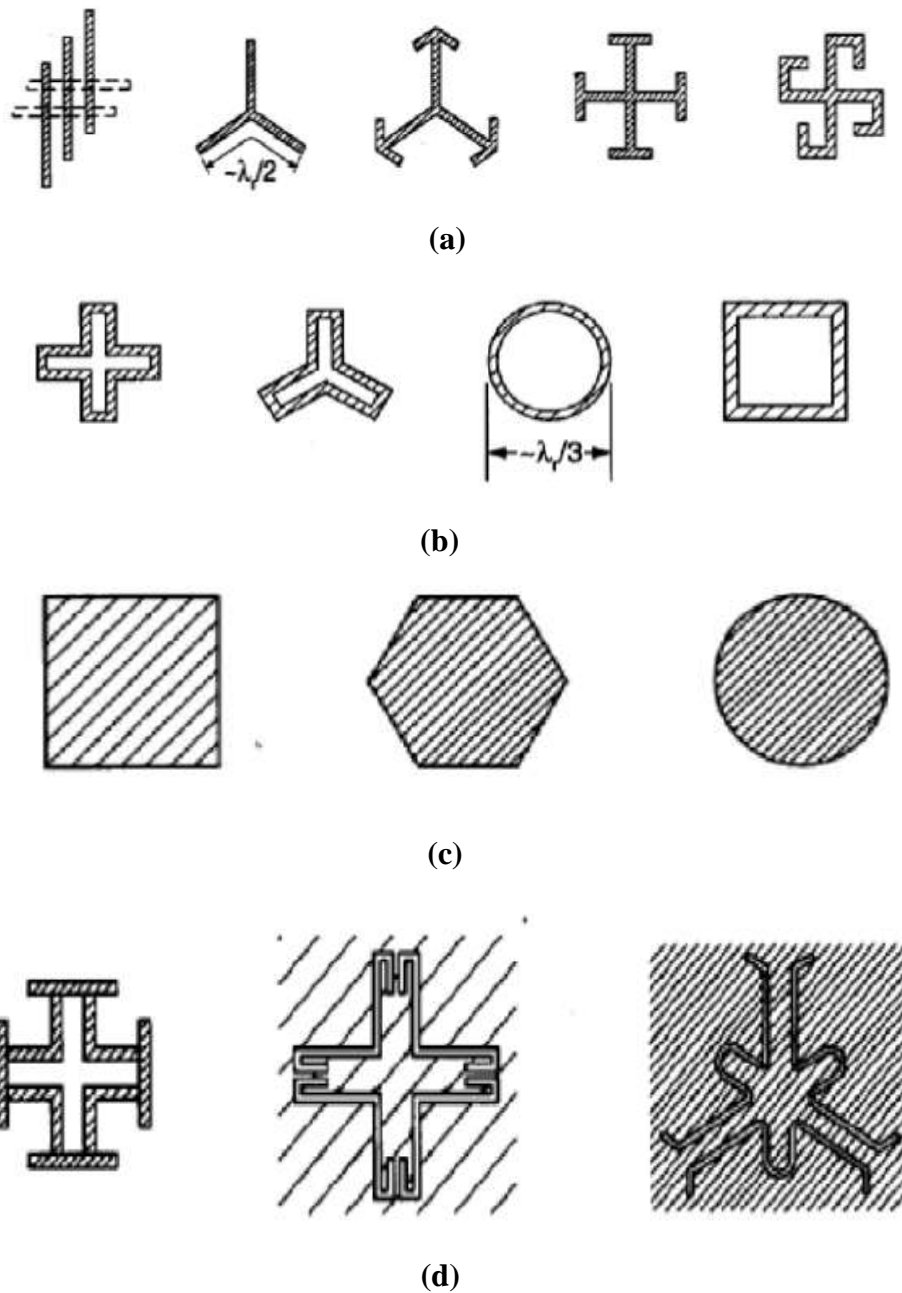


Figure III.13 : Différents motifs des FSS d'après Munk [68] ; **(a)** Éléments connectés au centre ; **(b)** Type anneau ; **(c)** : Type patch ; **(d)** : Combinaison multi-motifs.

- La troisième catégorie consiste en des motifs de type patches imprimés sur substrat ou bien de type ouvertures de forme circulaire, carrée, hexagonale, percées dans un plan conducteur. Ces structures peuvent apparaître dans des configurations à simple couche unique ou bien multicouches.

- La quatrième catégorie consiste en la combinaison d'un ensemble de motifs appartenant aux trois catégories précédentes dans le but de construire de nouvelles configurations de cellules à différents motifs métalliques pour but de limiter les inconvénients issus de l'utilisation d'éléments de la même classe (figure III.13(d))

Il existe d'autres motifs qui peuvent être utilisés pour faire de nouvelles configurations. On peut citer par exemple les FSS constitués par des éléments complexes. Ces derniers caractérisent les formes à base de dipôle ondulé, de croix conique et de croix constituée de dipôles ondulés [86-87] (figure III.14) et les spirales (bifilaire, bifilaire inversé et quadri filaire) [88] comme le montre la figure III.15.

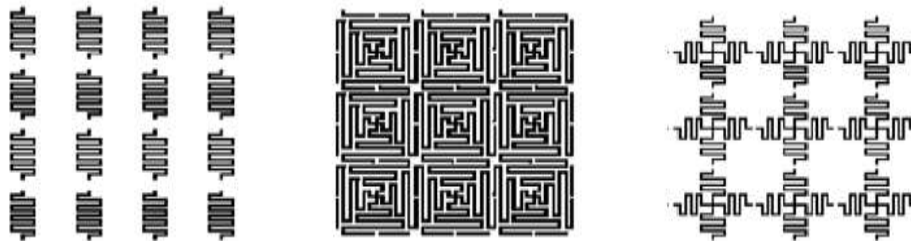


Figure III.14 : Réseau de différents motifs : (a) Dipôle ondulé, (b) Croix conique, (c) Croix formée de dipôles ondulés [86], [87].

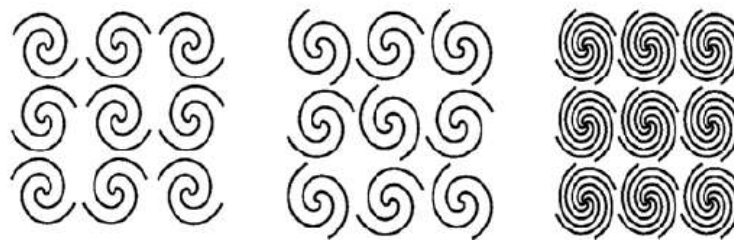


Figure III.15 : Différents motifs des structures FSS spirales [88].

III.5. PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT DES FSS INTEGRES AVEC LES ANTENNES

De nombreux travaux ont été effectués concernant l'application des FSS aux différents types d'antennes pour objectif de contrôler leurs caractéristiques et d'améliorer leurs performances concernant la bande passante, le gain, la directivité et la réduction des lobes secondaires, tout en gardant une structure légère de l'antenne ainsi qu'un faible profil.

En général, ce type de structure est basé sur le rayonnement et la réflexion simultanés de l'antenne et du réflecteur. En effet, lors de l'installation du réflecteur FSS (que ce soit à une seule couche ou à plusieurs couches) au-dessous de l'antenne, une puissance maximale peut être obtenue dans la direction de propagation principale. Dans ce cas, les ondes en provenance du réflecteur FSS sont en phase avec les ondes rayonnées par l'antenne. Ceci conduit à une interférence constructive comme le montre la figure III.16 (a). Notons ici que la phase de l'onde rayonnée arrière ϕ_r augmente linéairement avec la fréquence et la hauteur de la cavité selon l'équation (III.1) [89]:

$$\phi_r = 2 \frac{2\pi f}{C} H \quad (\text{III.12})$$

Où :

f : La fréquence de fonctionnement ;

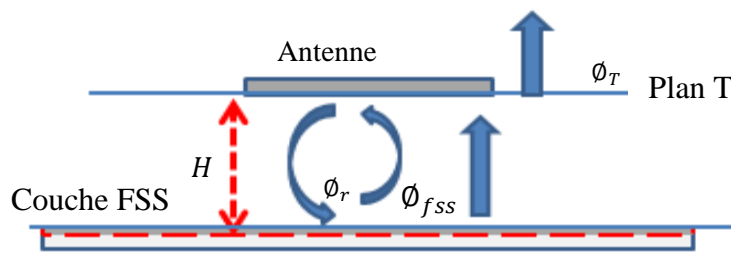
C : La vitesse de lumière ;

H : La hauteur de la cavité. Elle représente, dans notre cas, la distance entre l'antenne et le réflecteur FSS.

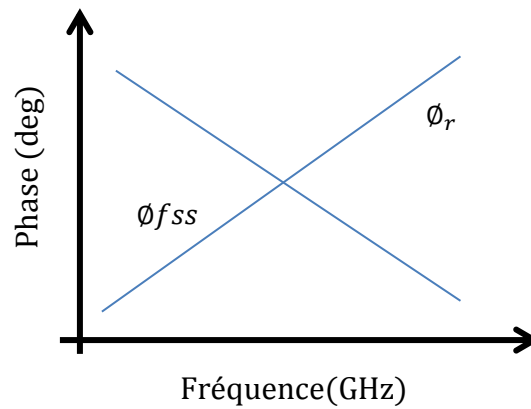
Pour compenser la croissance linéaire de cette phase et obtenir par conséquent une interférence constructive, la phase, ϕ_{fss} , du réflecteur FSS doit diminuer linéairement avec la fréquence comme l'illustre la figure III.10 (b). En fait, la phase de cohérence est obtenue lorsque ϕ_T devient un multiple de 2π . Cela peut être donné selon les équations suivantes [56], [74] :

$$\phi_T = 2\pi n \quad n = 0,1,2 \dots \quad (\text{III.13})$$

$$\phi_T = \phi_r + \phi_{fss} \quad (\text{III.14})$$



(a)



(b)

Figure III.16 : Principe de la transmission et de la réflexion de l'onde : **(a)** Mécanisme de fonctionnement des ondes réfléchies et transmises entre la couche FSS et l'antenne ; **(b)** : Phase de l'onde réfléchie par le FSS et phase de l'onde rayonnée arrière [89].

III.6. ETAT DE L'ART SUR L'APPLICATION DES FSS DANS LES ANTENNES PLANAIRE

Dans cette partie, nous montrons un état de l'art sur les structures d'antennes planaires de type patch et à ouverture intégrées avec des structures périodiques. Nous nous intéressons plus particulièrement aux structures, à base des FSS, les plus pertinentes. Les différentes méthodes d'intégrations et d'assemblages des FSS seront également présentées pour permettre de faire, dans le prochain chapitre, des comparaisons de la structure réalisée dans le cadre de cette thèse avec les structures les plus pertinentes de la littérature.

Dans ce contexte, plusieurs techniques, basées sur la combinaison des structures périodiques telles que FSS / EBG, FSS / AMC, ou FSS / HIS, ont été proposées dans la littérature pour permettre de rediriger le rayonnement arrière des antennes et augmenter par conséquent le gain tout en améliorant la bande passante de l'antenne microruban de type patch. À titre d'exemple, nous pouvons citer la structure FSS de motif croix de Jérusalem (JC-FSS), utilisée comme superstrat dans un conducteur magnétique artificiel (AMC) au-dessus de l'antenne patch, proposée dans la référence [90] (Voir la figure III.17). Les résultats, en termes de bande passante et de gain, de cette structure, sont copiés de la référence [90] et sont présentés à la figure III.18. Comme le montre cette figure, la combinaison de l'antenne avec réflecteur FSS-AMC a permis d'améliorer le gain de l'antenne. Malgré cette amélioration, la bande passante

reste de l'ordre de 10.44% par rapport à la fréquence centrale et le gain maximum obtenu ne dépasse pas les 7dBi.

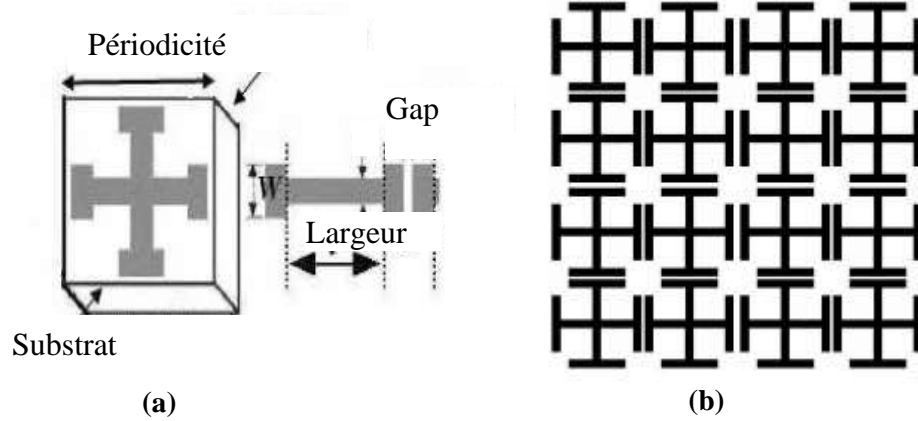


Figure III.17: Géométrie de la structure d'antenne de la référence [90] ;(a) : Structure de la cellule JC- FSS avec plan de masse, (b) : Plan AMC.

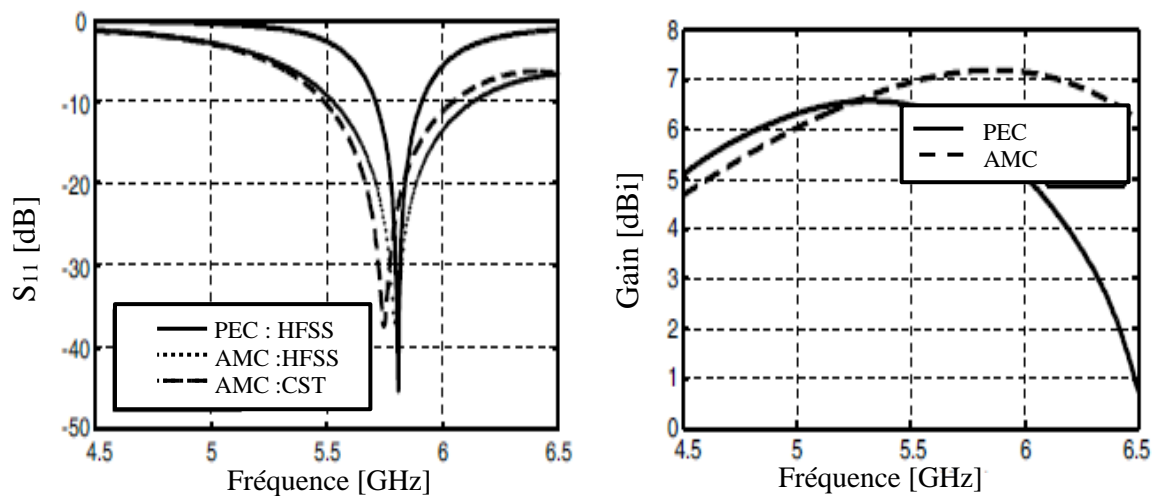


Figure III.18 : Résultats, en termes de coefficient de réflexion et de gain, de la structure proposée dans la référence [90].

Les auteurs de la référence [91] ont également proposé d'utiliser une surface réfléchissante de type métamatériau (MRS) comme superstrat de l'antenne patch comme le montre la figure (III.19). Une amélioration du gain de 7 dB, par rapport à l'antenne patch sans superstrat, a été obtenue pour la fréquence 2.5 GHz. De plus, une bande passante fractionnelle, égale à 14.08% par rapport à la fréquence centrale, a été observée (figure III.20).

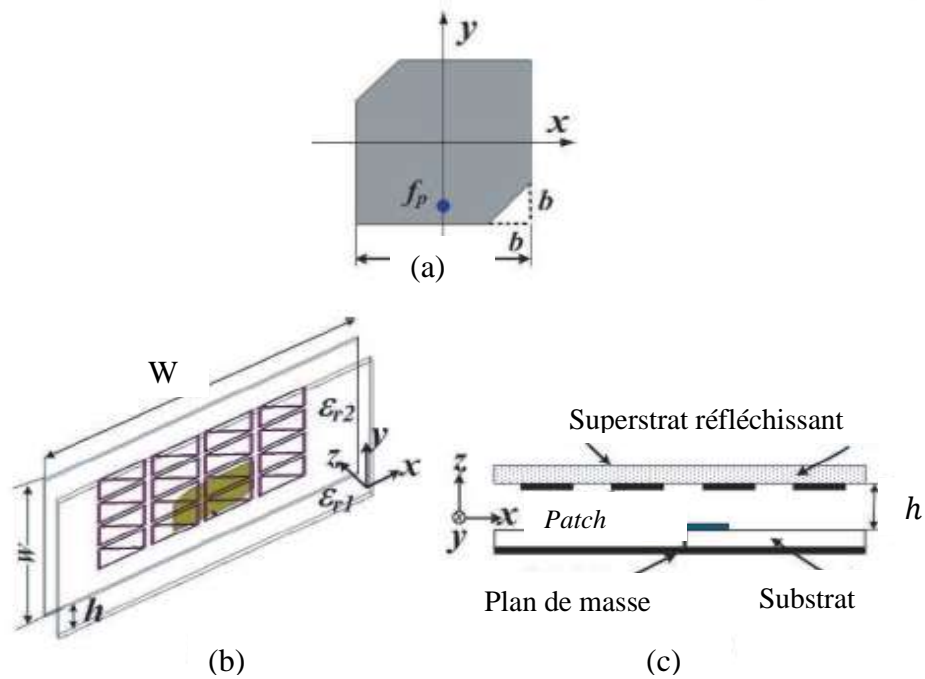


Figure III.19 : Géométrie de la structure proposée dans la référence [91], (a) : cellule élémentaire, (b) : vue de dessus, (c) : vue de côté.

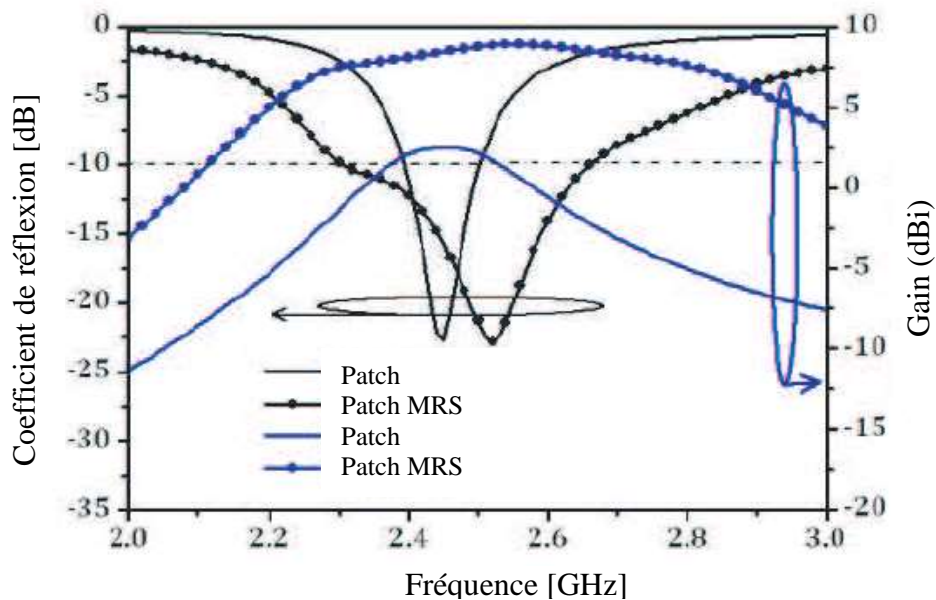


Figure III.20 : Résultats, en termes de coefficient de réflexion et de gain, de la structure proposée dans la référence [91].

Une autre combinaison, arborée dans la référence [92], a été réalisée en utilisant une surface à haute impédance (HIS) (comme plan de masse) et un réseau FSS dans le but de réduire l'épaisseur de la cavité tout en remportant un gain élevé. Les résultats obtenus ont montré que la structure d'antenne réalisée présente un profil de 0.8mm et un gain maximum de 10 dBi. Cependant, la bande passante obtenue est de l'ordre de quelques pourcents avec une dimension totale de la structure égale à $120 \times 120\text{mm}^2$.

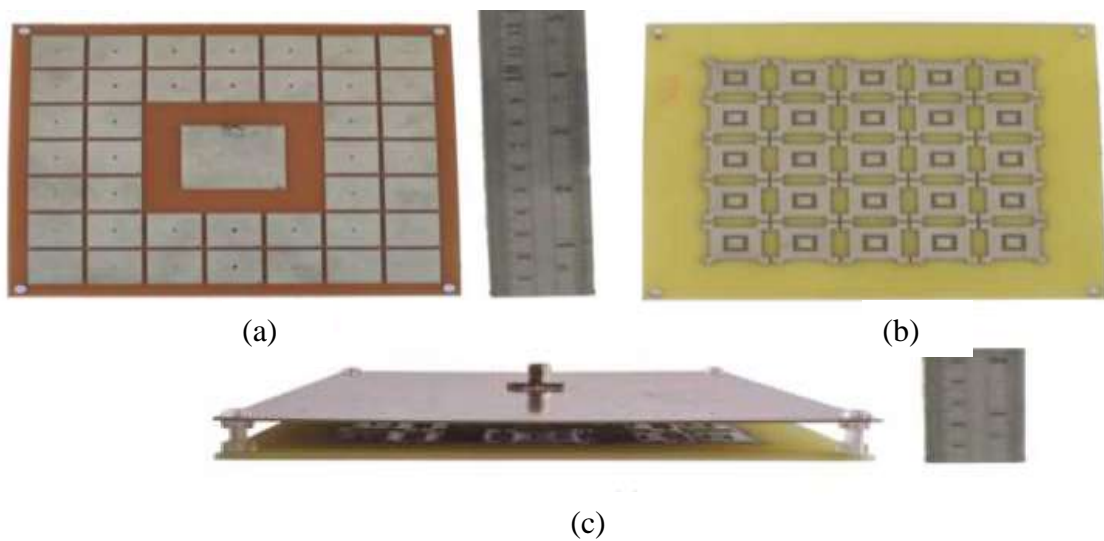
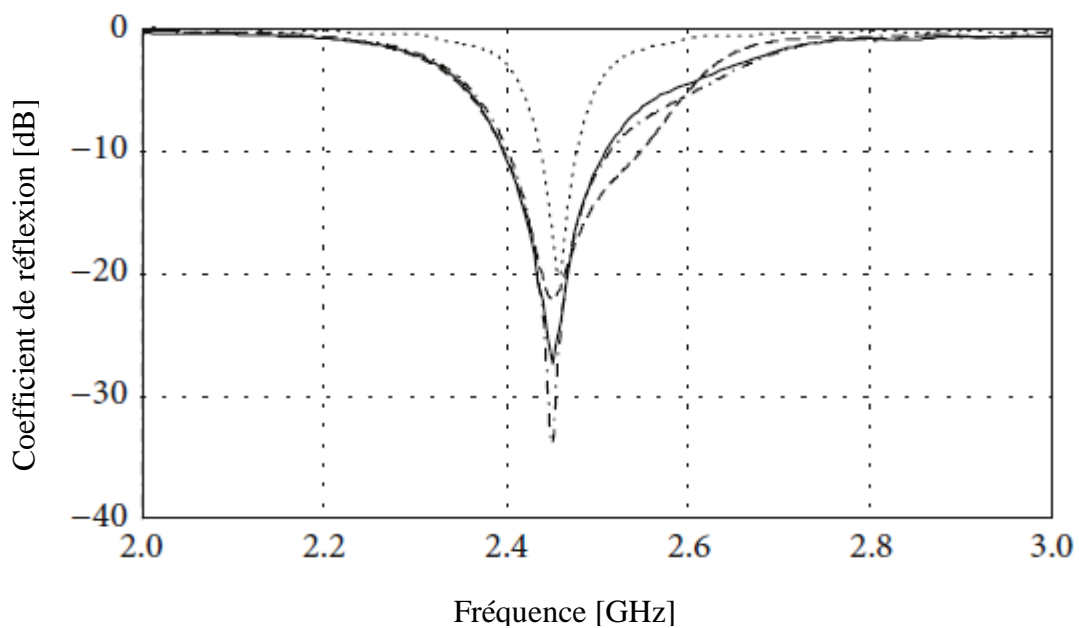
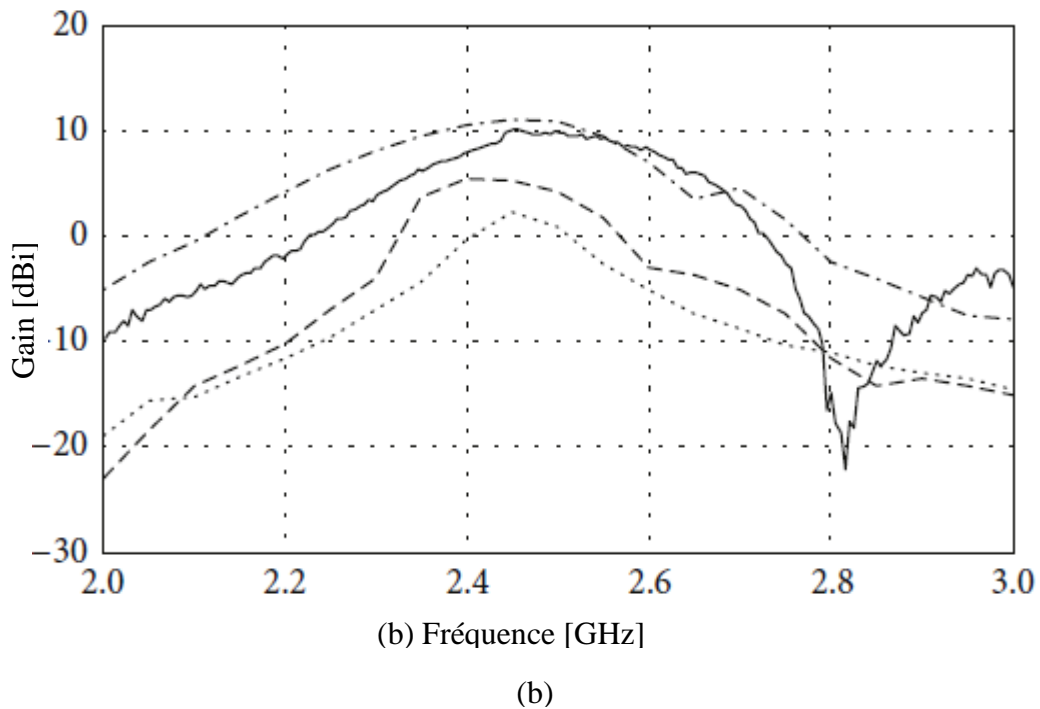


Figure III.21 : Photo de l'antenne de la référence [92] : (a) vue de face, (b) Structure HIS, (c) vue de côté.



(a)



..... Antenne : simulation ——— Structure proposée : simulation
 - - - - - Antenne : mesure - - - - - Structure proposée : mesure

Figure III.22 : Résultats, en termes de coefficient de réflexion et de gain, de la structure proposée dans la référence [92] ; **(a)** Coefficient de réflexion, **(b)** : Gain.

D'après les résultats montrés plus haut, concernant les différentes combinaisons, toutes les structures périodiques intégrées avec l'antenne patch, présentent les inconvénients d'une bande passante réduite et d'une complexité de réalisation. Ceci est causé par l'installation de plusieurs compositions périodiques dans la même structure d'antenne.

Plusieurs autres techniques, basées sur l'utilisation des structures FSS seules, ont été également proposées dans la littérature afin d'obtenir un gain élevé sur une large bande passante. Par exemple, dans la référence [89], les auteurs ont proposé une antenne large bande passante d'impédance avec réflecteur multicouches. La conception dans [89] est basée sur l'utilisation de deux couches FSS, imprimées sur deux diélectriques, comme réflecteur d'antenne à ouverture planaire. Dans cette configuration, une ultra large bande a été obtenue avec une amélioration du gain maximum de plus de 3,5dBi à la fréquence 8GHz. Néanmoins, à cause de l'utilisation des FSS multicouches, la hauteur de la cavité est devenue très grande et la taille de la cellule élémentaire (17mm) a entraîné une augmentation du volume total

($119 \times 119 \text{ mm}^2$). La géométrie de cette structure d'antenne et ses résultats, en termes de coefficient de réflexion et de gain, sont respectivement donnés dans les figures III.23 et III.24.

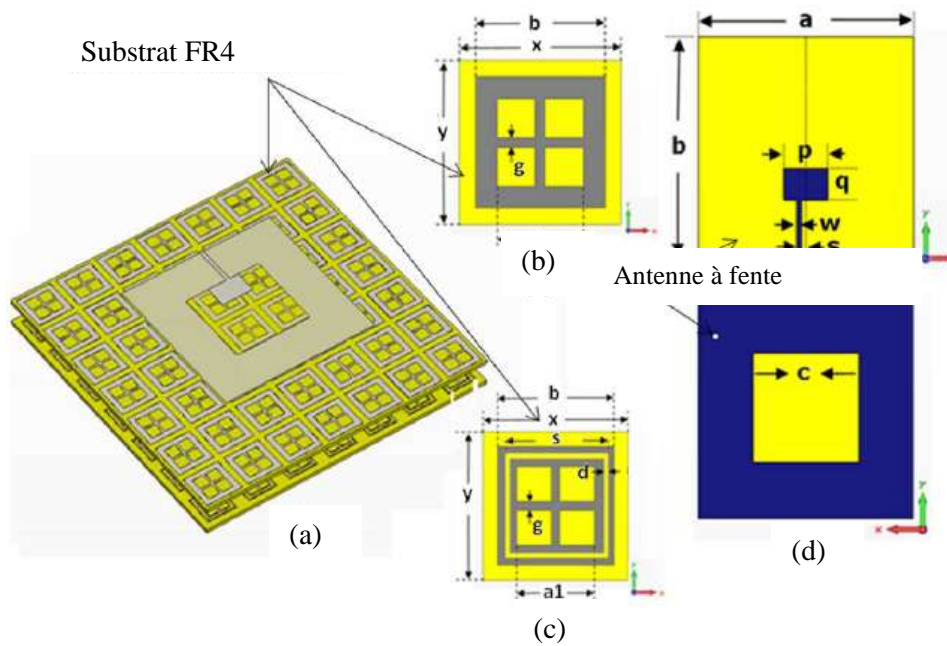
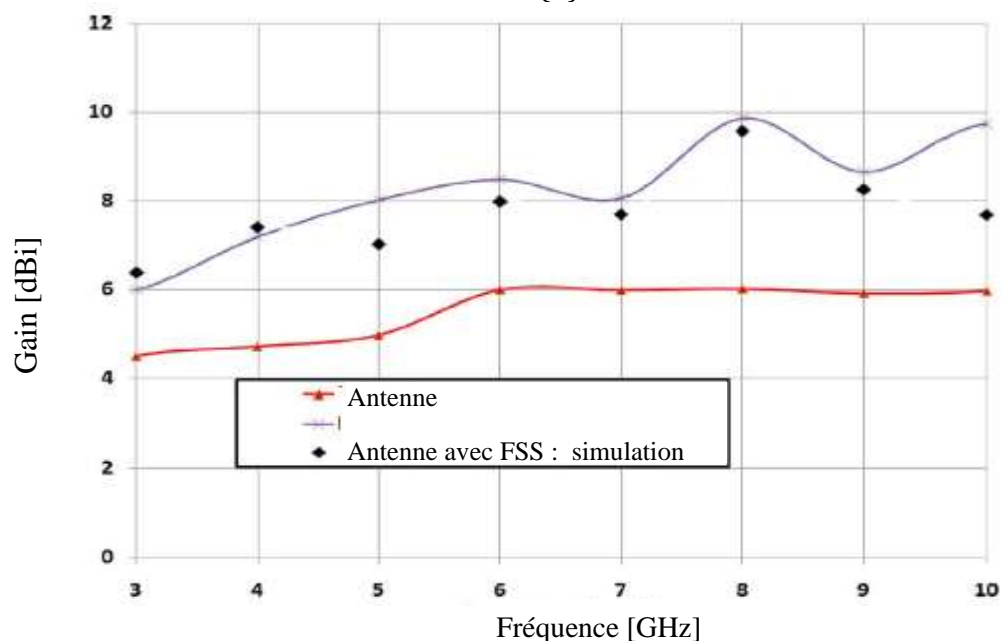
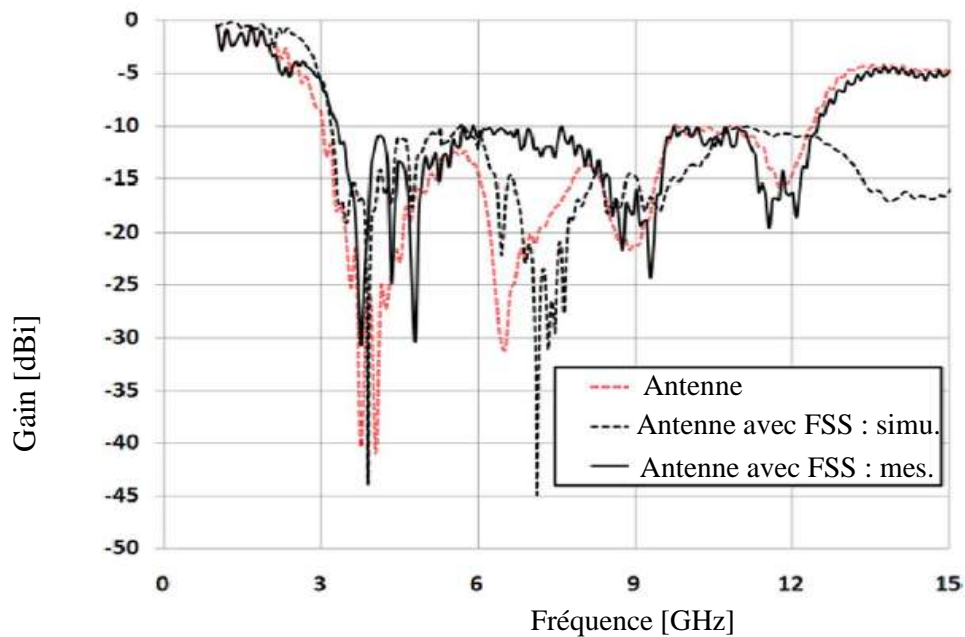


Figure III.23 : Structure de l'antenne proposée dans la référence [89] : (a) Antenne à ouverture avec réflecteur FSS. (b) Cellule unitaire FSS « 1^{ère} couche ». (c) Cellule unitaire FSS « 2^{ème} couche ». (d) Antenne à fente.



(a)



(b)

Figure III.24: Performances de l'antenne de la référence [89], (a) : Gain (b) : Adaptation.

Dans la référence [93], des couches FSS capacitive et inductive, imprimées sur le même type de substrat, ont été utilisées comme superstrat de l'antenne à ouverture carrée dans le but d'obtenir un gain élevé et une large bande passante (Voir figure III.25).

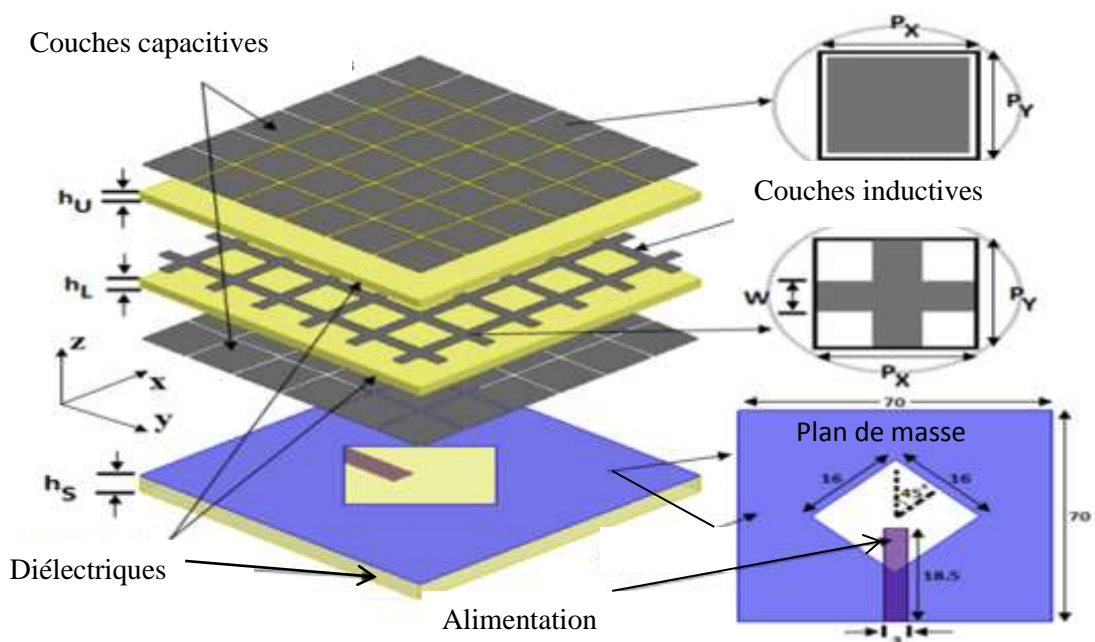
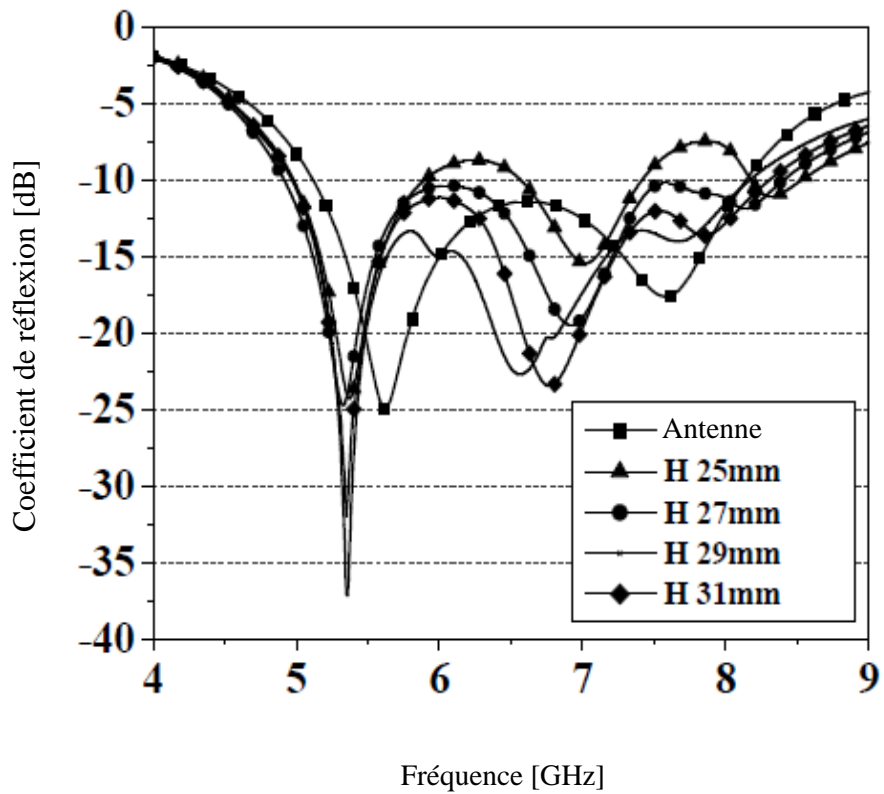
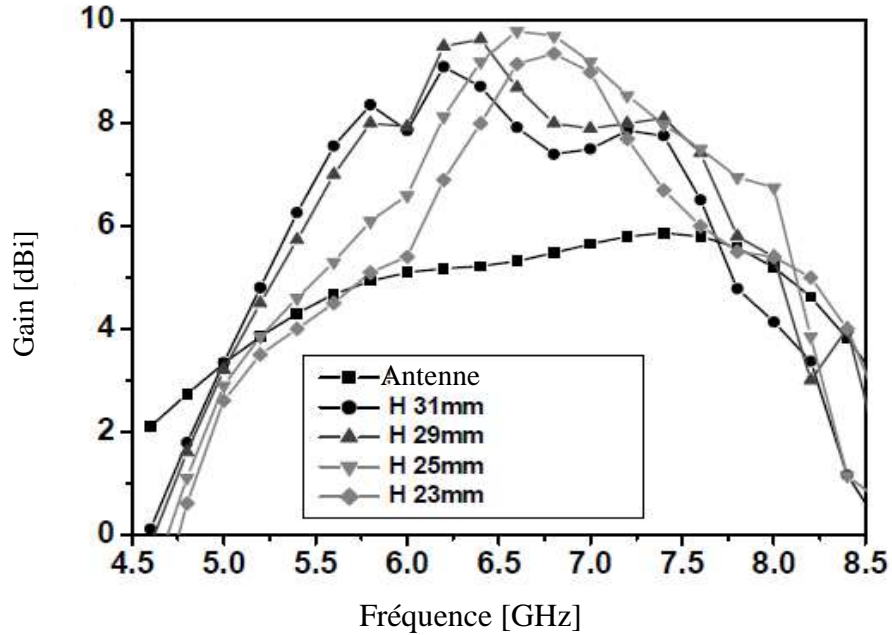


Figure III.25 : Structure de l'antenne proposée de la référence [93].



(a)



(b)

Figure III.26 : Résultats, en termes de coefficient de réflexion et de gain, de la structure de la référence [93], **(a)** : Coefficient de réflexion, **(b)** : Gain.

Comme le montre les résultats de la figure III.26, la structure résultante offre une bande passante fractionnelle de 65% avec une amélioration du gain ne dépassant pas 4dBi . De plus, la structure complète a une taille égale à $70 \times 70 \text{ mm}^2$ avec un profil élevé égal à 29mm . Pour remédier à ce problème, des structures FSS compactes, ayant une seule couche, ont été proposées dans la littérature pour obtenir un gain élevé avec une large bande passante et une taille réduite.

En effet, dans la référence [94], une seule couche FSS, utilisée comme superstrat d'une antenne à ouverture carrée, a été proposée (figure III.27). La structure produite montre une large bande passante (40% par rapport à une fréquence centrale égale à 10 GHz) avec une faible hauteur. Cependant, comme le montre la figure (III.28), une amélioration de seulement $2,5\text{dBi}$ du gain maximum mesuré, a été obtenue par l'intégration du réflecteur FSS.

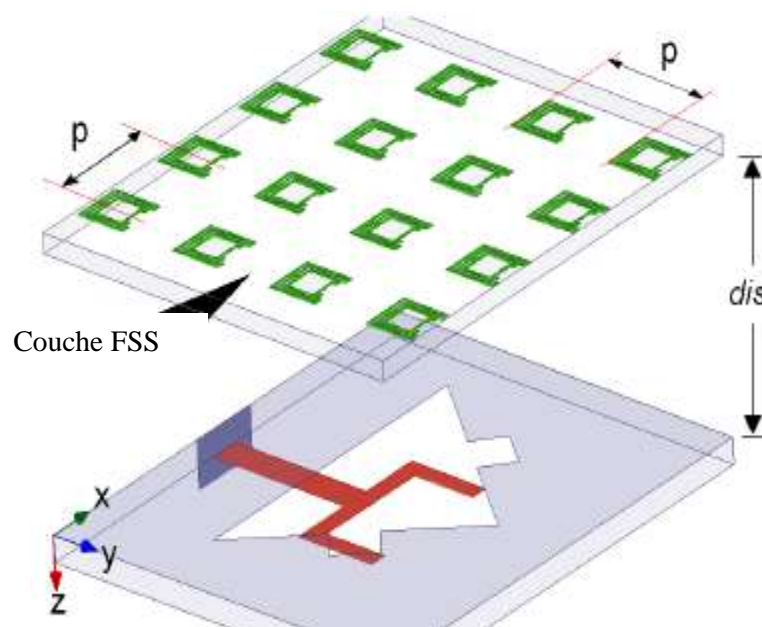


Figure III.27 : Structure de l'antenne proposée dans la référence [94].

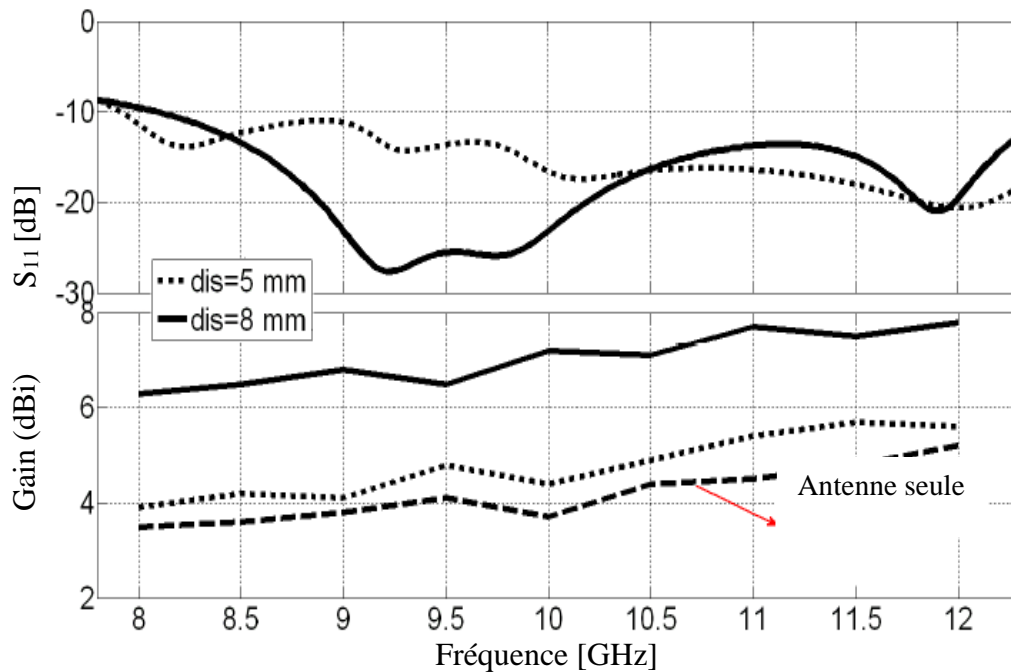


Figure III.28: Résultats, en termes de coefficient de réflexion et de gain, de la structure de la référence [94].

Une autre technique de combinaison, basée sur le couplage d'une antenne patch microruban à ouverture avec un superstrat FSS, a été proposée dans la référence [95] (Voir la figure III.29). Comme le montre les résultats de la figure III.30, on observe une amélioration en directivité de plus de 6 *dBi* par rapport à la structure sans FSS.

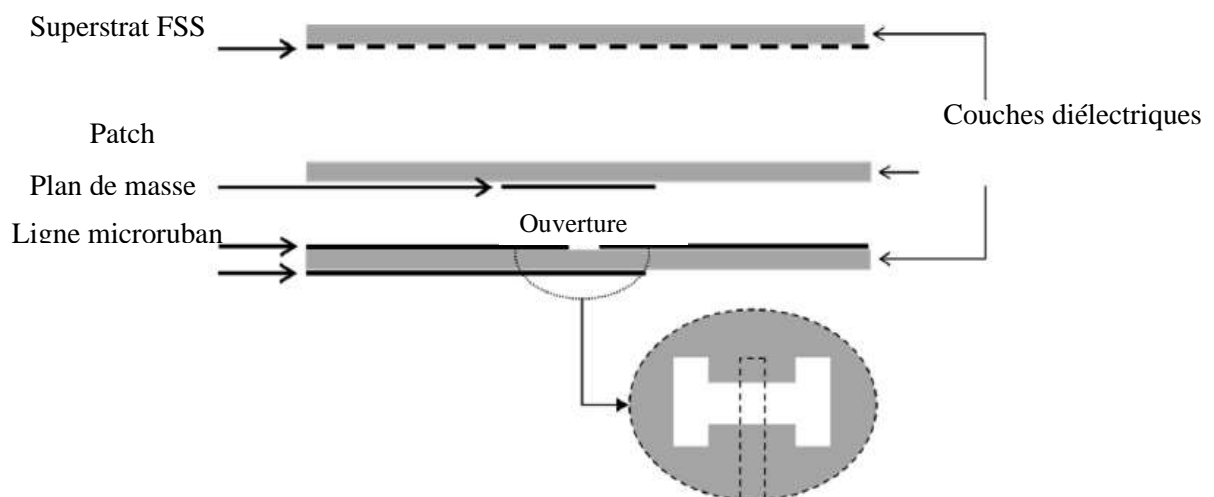
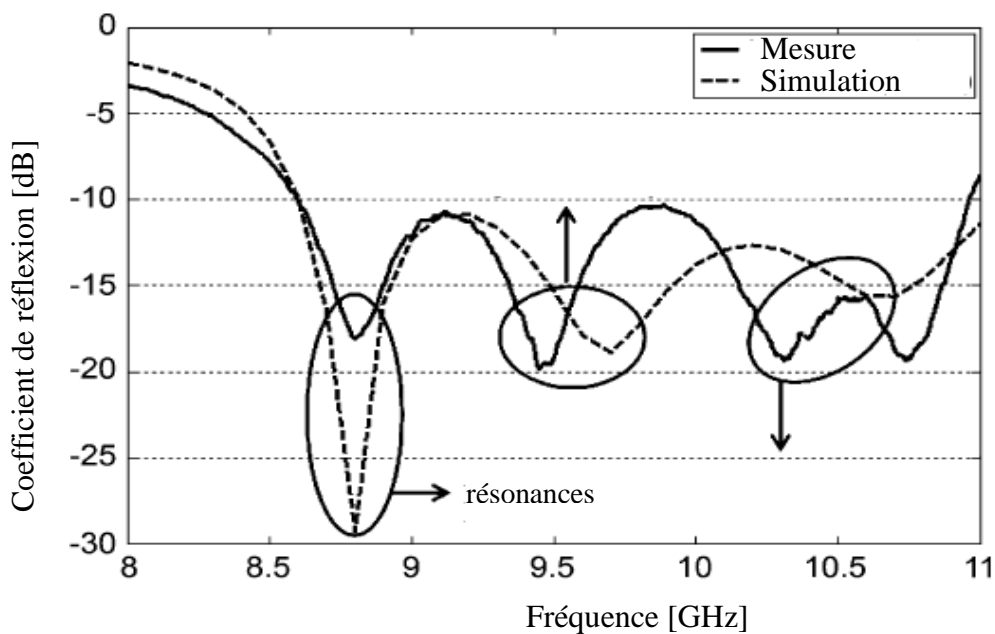
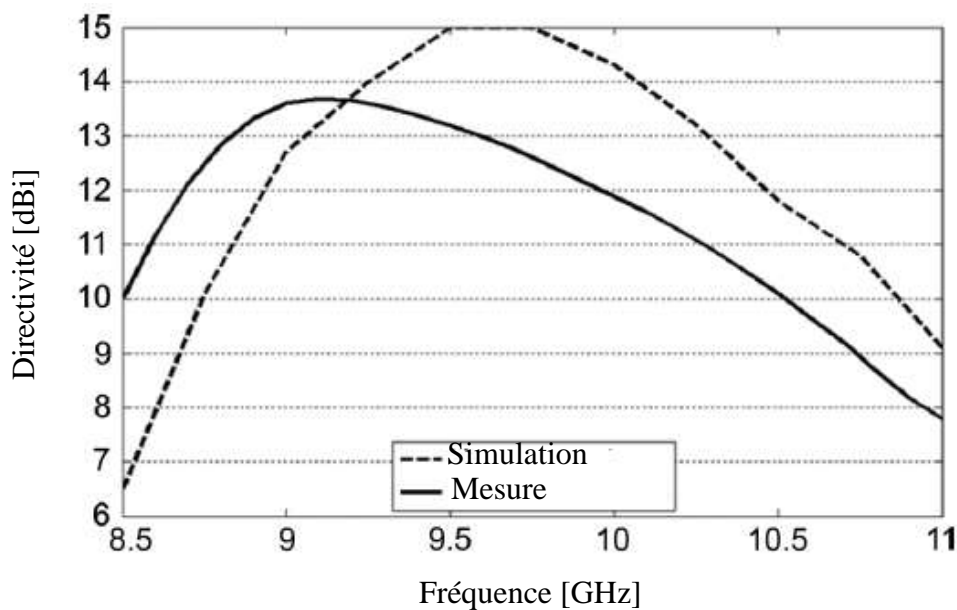


Figure III.29: Structure proposée dans la référence [95].



(a)



(b)

Figure III.30: Résultats, en termes de coefficient de réflexion et de directivité, de l'antenne proposée dans la référence [95], (a) : Coefficient de réflexion, (b) : Directivité.

En outre, un gain maximum de 14 dBi , à la fréquence $9,5 \text{ GHz}$, a été démontré pour la structure résultante. Malgré cela, cette structure présente un lobe arrière élevé, une bande passante fractionnelle de seulement $34,6\%$ par rapport à la fréquence centrale et un profil de 18 mm .

En plus des structures présentées dans les sections précédentes, une conception d'antenne planaire, avec FSS compact, très intéressante, a été proposée dans la référence [96]. Les résultats obtenus ont démontré que cette structure d'antenne fournit une très large bande passante et une amélioration de 4 *dBi* du gain maximum. De plus, du fait des dimensions de la cellule unitaire qui sont de $14 \times 14 \text{ mm}^2$, une augmentation de l'espace occupé a été observée dans la composition résultante. La structure de cette antenne ainsi que ses résultats sont représentées dans les figures III.31 et III.32, respectivement. D'après ces figures, on peut dire qu'il est difficile de concevoir, en utilisant une seule couche FSS, une structure d'antenne compacte, simple et présentant de meilleures performances en termes de gain, de largeur de bande passante, de taille et de profil.

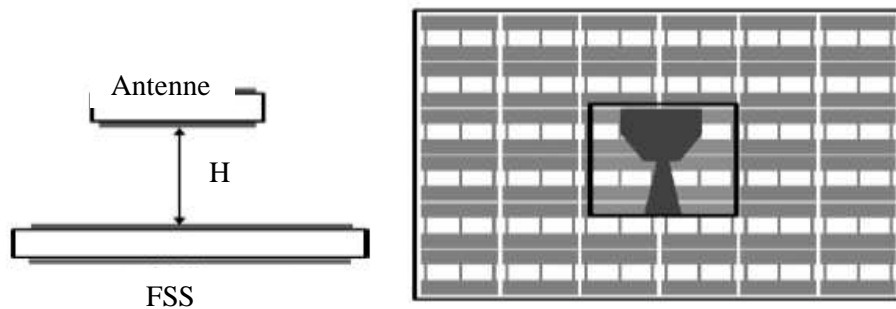
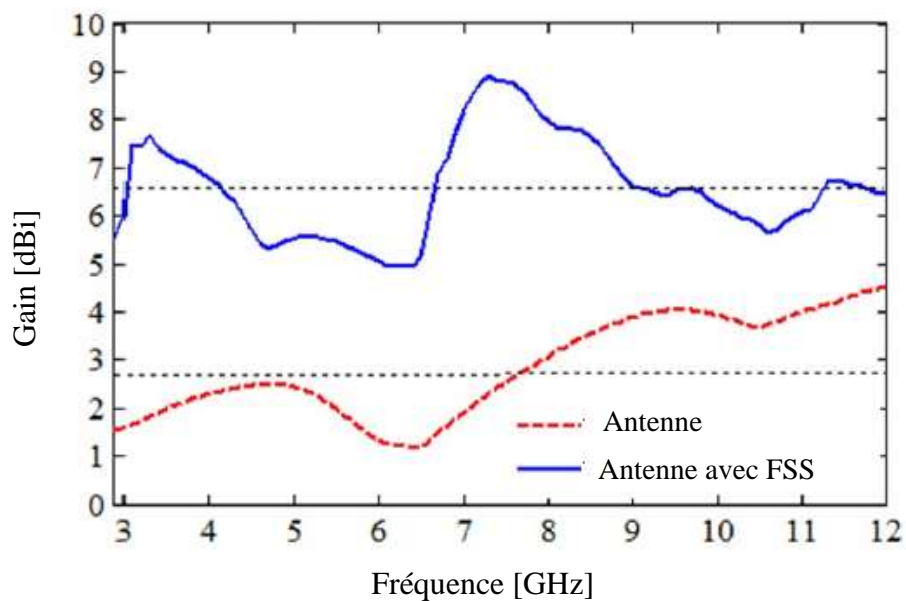
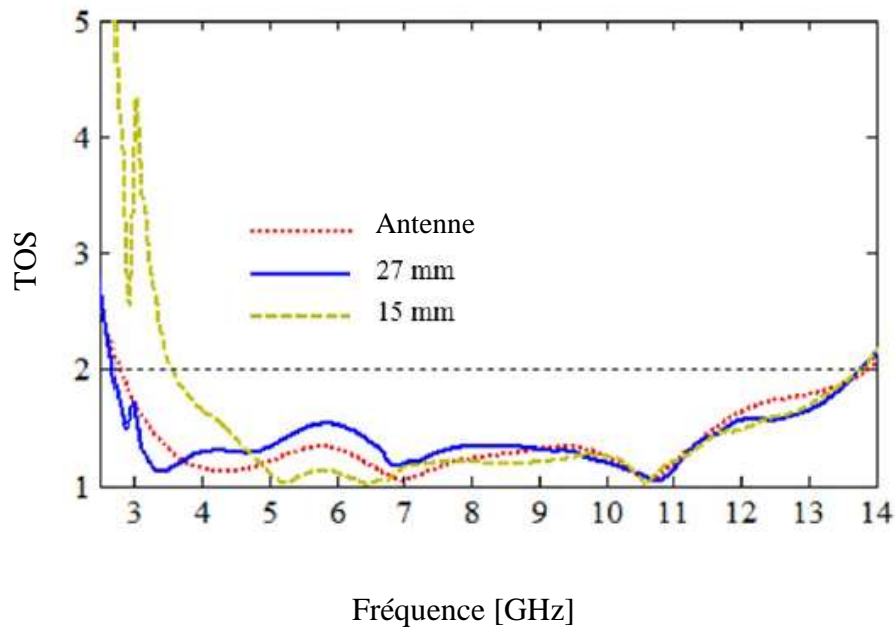


Figure III.31: Structure de l'antenne proposée dans la référence [96].



(a)



(b)

Figure III.32: Résultats, en termes de gain et de taux d'onde stationnaire, de la structure proposée dans la référence [96], (a) : Gain, (b) : Taux d'onde stationnaire.

III.7. CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons présenté les réflecteurs d'antennes planaires à base des structures périodiques. Au début, nous avons commencé par la définition et le principe de fonctionnement d'un réflecteur PEC en donnant l'application de ce type de réflecteur avec l'antenne à ouverture hexagonale. Les résultats de simulation de la combinaison antenne-PEC utilisée afin d'améliorer les performances en termes de gain, sont également présentés. Ensuite, un état de l'art, concernant les réflecteurs magnétiques à base des structures périodiques et plus particulièrement les surfaces sélectives en fréquence, a été présenté. De plus, une description de la structure FSS, de ses différents types notamment les patches métalliques et les ouvertures et leurs réponses spectrales ont été aussi arborées. Dans ce contexte, différentes formes des motifs, constituant une cellule élémentaire, ont été élaborées. Cette description a été accompagnée de la présentation du principe de fonctionnement de ces éléments lorsqu'ils sont intégrés, comme réflecteurs, au-dessous des antennes. Enfin, les principaux travaux de recherche relatifs à ce type d'antennes et aux

différentes méthodes d'intégration des réflecteurs, ont été montrés. Ces structures vont permettre de faire, au dernier chapitre, une comparaison des performances par rapport à la nouvelle structure d'antenne proposée dans le cadre de cette thèse.

IV.1 INTRODUCTION

Dans ce chapitre, on présente les résultats de l'intégration d'un réflecteur FSS à large bande au-dessous de l'antenne planaire à ouverture proposée, dans le but d'améliorer ses performances en termes de gain et de diagramme de rayonnement.

En premier lieu, pour construire le réflecteur à base des FSS, une cellule unitaire a été proposée, étudiée et simulée. Les résultats ont été obtenus par le simulateur électromagnétique HFSS et validés par CST Microwave Studio TM. Par la suite, le réflecteur FSS a été intégré au-dessous de l'antenne large bande à ouverture optimisée présentée dans le chapitre II. Une étude paramétrique, concernant la hauteur entre l'antenne et le réflecteur et le nombre de cellules formant le réflecteur, a été effectuée.

En deuxième lieu, les résultats de simulation de la structure de l'antenne avec réflecteur, optimisée via HFSS, seront présentés et comparés avec ceux de l'antenne seule et avec l'antenne intégrée à un réflecteur PEC. Tous les résultats de simulation obtenus seront validés et comparés avec ceux obtenus expérimentalement. En effet, les paramètres tels que le coefficient de réflexion et la bande passante, le gain et les diagrammes de rayonnement des structures simulées seront comparés avec ceux des structures réalisées pour deux configurations possibles à savoir avec et sans FSS [97].

Ici, les mesures des prototypes ont été effectuées au sein de deux laboratoires de recherche. Le premier, qui nous a permis d'effectuer les mesures des paramètres S, est le laboratoire Radio Fréquence et Antenne (RFA) du Centre de Développement des Technologies Avancées (CDTA). Quant au 2^{ème}, c'est le laboratoire d'Instrumentation (équipe « Système RF et Micro-ondes ») de l'université des Sciences et de la Technologie Houari Boumediene (USTHB) d'Alger. Ce laboratoire est doté de simulateurs (CST, HFSS,...) et des équipements nécessaires (analyseur de réseaux, chambre anéchoïque) pour atteindre l'objectif visé par ce travail de thèse.

IV.2. PRINCIPALES ETAPES DE CONCEPTION

L'organigramme de la figure IV.1 montre les principales étapes que nous avons suivi le long de ce travail de recherche afin d'atteindre l'objectif visé par la présente thèse. Ces dernières peuvent être résumées comme suit :

1- Dans la 1^{ère} étape, afin de fixer un cahier de charge, nous avons effectué une recherche bibliographique profonde sur les propriétés et les caractéristiques des différentes antennes à base de structures périodiques et plus particulièrement les structures à base des surfaces sélectives en fréquence. Cette étude concerne aussi les méthodes les plus utilisées pour intégrer ces FSS avec les antennes planaires pour but d'améliorer leurs performances.

2- Après la fixation du cahier de charge, la deuxième étape est la conception de l'antenne à ouverture d'une part, et d'autre part la conception du réflecteur FSS en utilisant les deux logiciels HFSS et CST. Dans ce contexte, des études paramétriques ont été réalisées afin d'optimiser les deux structures sur la même bande de fonctionnement. La conception du réflecteur a été faite après la simulation et l'optimisation de la cellule unitaire FSS à large stop-bande.

3- Dans la 3^{ème} étape, nous avons procédé à l'opération d'assemblage de l'antenne optimisée avec le réflecteur FSS. En effet, on réalise, dans ce cas, l'optimisation de la distance entre l'antenne et le réflecteur et le nombre de cellules formants ce dernier de manière à obtenir de meilleures performances en termes de coefficient de réflexion et de gain tout en gardant un volume et un profil les plus faibles que possible. Dans le cas où les résultats obtenus ne sont pas optimaux, il faut refaire la conception de l'antenne ou la cellule FSS. Une fois la partie simulation et optimisation est terminée, on passe à l'étape de réalisation pratique de l'antenne et du réflecteur FSS.

4- La dernière étape est la mesure des caractéristiques des paramètres S et des caractéristiques de rayonnement des prototypes. Pour permettre de faire les comparaisons et les validations de tous les résultats numériques, la mesure des caractéristiques de l'antenne sera effectuée pour les deux cas de configurations : antenne seule et antenne avec réflecteur FSS.

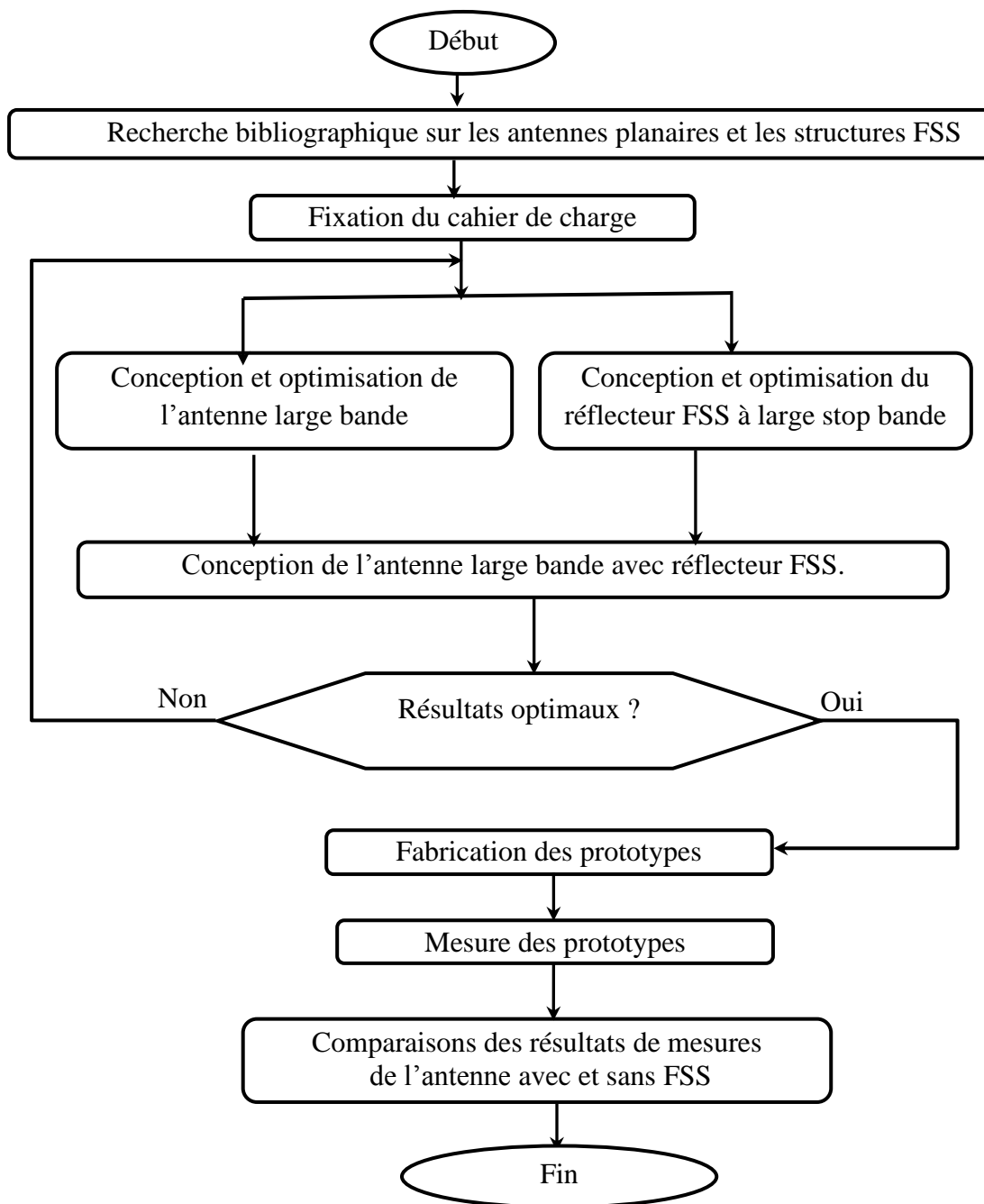


Figure IV.1 : Organigramme donnant les principales étapes de conception de l'antenne à base des FSS, proposée.

IV.3. CONCEPTION DU REFLECTEUR A BASE DES FSS

Comme il a été mentionné dans le chapitre précédent, il existe plusieurs motifs qui peuvent être utilisés dans la composition des surfaces sélectives en fréquence. Il y a également

plusieurs configurations ayant chacune une réponse fréquentielle bien précise. Le choix des motifs et de la configuration est donc lié à la nature de l'application destinée. Dans notre cas, l'application principale est l'utilisation des FSS dans la conception d'antenne planaire large bande à ouverture afin d'améliorer ses performances en termes de gain et de diagramme de rayonnement. Or, la cellule unitaire du réflecteur FSS doit montrer une forte réflexion de puissance et une très faible transmission de puissance sur une large bande de fréquence (coefficient de transmission inférieure à -10dB) avec une diminution de la phase du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence. En d'autres termes, elle doit agir comme un filtre stop-bande (bloquant). Ceci explique notre choix concernant, les motifs et la configuration vers une cellule constituée d'une seule couche de substrat avec deux anneaux métalliques de forme carrée chacun. Le choix de la cellule a été motivé par sa puissance de réflexion élevée ; une caractéristique qui la rend attractive pour la conception des antennes. Dans ce qui suit, nous présentons la conception et l'étude paramétrique de la cellule unitaire à une seule couche de substrat.

IV.3.1. Conception et simulation de la cellule FSS

Rappelons ici que l'application principale consiste en l'utilisation des FSS avec la structure d'antenne planaire large bande à ouverture que nous avons proposé et ce dans le but d'améliorer ses performances en termes de gain et de réduction des lobes arrière du diagramme de rayonnement.

IV.3.1.1. Géométrie

La cellule FSS proposée est constituée d'une seule couche de substrat FR4 époxy de permittivité $\epsilon_r = 4.4$, de tangente de perte diélectrique $\tan \delta = 0.02$, de deux anneaux métalliques de formes carrées, l'un à l'intérieur de l'autre. L'anneau métallique intérieur, d'une épaisseur (d_1) et de diamètre R_1 , est orienté par un angle de 45° par rapport à l'anneau extérieur ayant une épaisseur (d_2) (figure IV.2). La forme utilisée ici semble similaire à celle utilisée dans la référence [15]. Toutefois, contrairement à la cellule proposée de la référence [15] qui présente une grande dimension, dans notre cas les anneaux métalliques sont complètement modifiés et la taille totale de la cellule a été miniaturisée pour obtenir le comportement FSS à large stop bande.

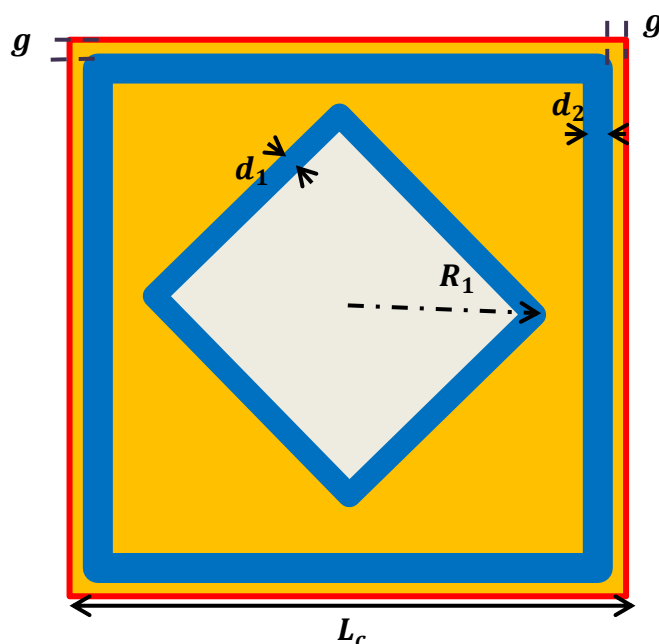


Figure IV.2 : Structure de la cellule unitaire proposée.

IV.3.1.2. Méthodologie de conception

Comme il a été mentionné au chapitre précédent, dans l'étude des structures périodiques, uniquement une seule cellule unitaire a été simulée et étudiée en appliquant les conditions aux limites basées sur le théorème de Floquet. Ce dernier s'applique également aux structures périodiques comme par exemple les conducteurs artificiels magnétiques et dans le domaine des métamatériaux de type Bande Interdite Electromagnétique (BIE) ou de type FSS.

La méthode principale, utilisée pour concevoir sous HFSS la cellule FSS proposée, consiste à simuler, sous incidence normale ($\theta = 0^\circ$), la structure FSS avec deux ports d'excitation dits de Floquet et des murs Maîtres-Esclaves (Master-Slave). Cette simulation permet le calcul des coefficients de réflexion et de transmission et de la phase du coefficient de réflexion. Contrairement au cas du réseau de cellules, la simulation d'une seule cellule permet une réduction du temps de calcul.

Comme l'illustre la figure IV.3, le volume de calcul correspond à un parallélépipède de 6 faces. Les quatre parois latérales sont fonction de l'approche de simulation et sont définies comme des murs périodiques de Floquet pour l'approche périodique infinie. Enfin, les faces de dessus et de dessous sont définies comme des parois d'excitation sur lesquelles est appliquée l'onde incidente. On montre dans la figure IV.3 le vecteur champ incident a et le

vecteur d'onde b qui nous renseignent sur la polarisation de l'onde et sur la direction d'incidence.

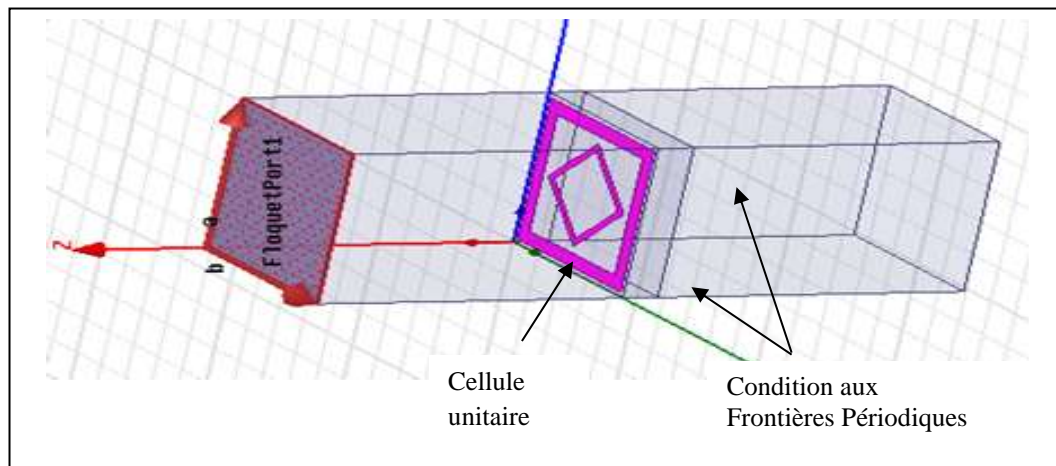


Figure IV.3: Conception de la cellule unitaire sous HFSS.

Comme nous l'avons déjà discuté dans le chapitre III, les cellules FSS sont supposées agir comme un réflecteur large bande. Par conséquent, les cellules unitaires ont été conçues pour fournir une réponse stop-bande sur toute la bande souhaitée. La phase de réflexion, dans ce cas, décroît linéairement avec la fréquence ce qui permis la réflexion sur toute la bande passante.

La cellule unitaire FSS proposée, tel qu'expliqué précédemment, est composée de deux éléments résonants de formes anneaux. Chacun des éléments présente une réponse stop-bande sur une partie de la bande UWB. Ces formes des éléments ont été choisies en raison de leur capacité à résonner à des fréquences adjacentes incluses dans la bande UWB. De plus, chaque élément résonne lorsque la longueur de ses quatre côtés est égale à un quart de la longueur d'onde [68]. L'anneau extérieur résonne pour une longueur totale inférieure à celle de l'anneau intérieure. Donc, on peut combiner les deux éléments pour obtenir la réponse large stop-bande souhaitée. En effet, ceci est réalisé en contrôlant la largeur de la bande passante par la manipulation de l'espace entre les deux éléments.

Dans la première étape, la cellule unitaire conçue est simulée pour obtenir un comportement bi-bandes, selon la première configuration avec les dimensions suivantes : $d_1 = 0.7$ mm, $L_c = 9$ mm, $g = 0.3$ mm, $d_2 = 1$ mm. Dans l'objectif de montrer ces deux stop-bandes ainsi que le

caractère ultra large bande, le paramètre R_1 a été varié de 3mm à 4.1 mm. La figure IV.4 montre la variation du coefficient de transmission de la cellule unitaire FSS en fonction de la fréquence. Comme le montre cette figure, la réponse en fréquence consiste en deux bandes bloquantes entre lesquelles se situe une bande passante. Dans ce cas, l'anneau carré intérieur résonne à la fréquence la plus élevée et présente une largeur de bande d'impédance allant de 3,2 GHz à 6,7 GHz lorsque $R_1=3$ mm. La fréquence inférieure est contrôlée par l'anneau extérieur dans la bande de 14 GHz à 18 GHz. La bande passante (correspondant à S_{21} supérieur à -10 dB) est contrôlée par l'espace séparant les deux structures (carrés intérieur et extérieur). Ce dernier dépend du diamètre R_1 , de l'épaisseur d_1 et d_2 et de l'écart entre les cellules. Comme le montrent les courbes de cette même figure, pour R_1 supérieur ou égale à 3.6 mm, on voit clairement apparaître le comportement ultra large bande dans la plage de fréquences allant de 4GHz à plus de 18GHz.

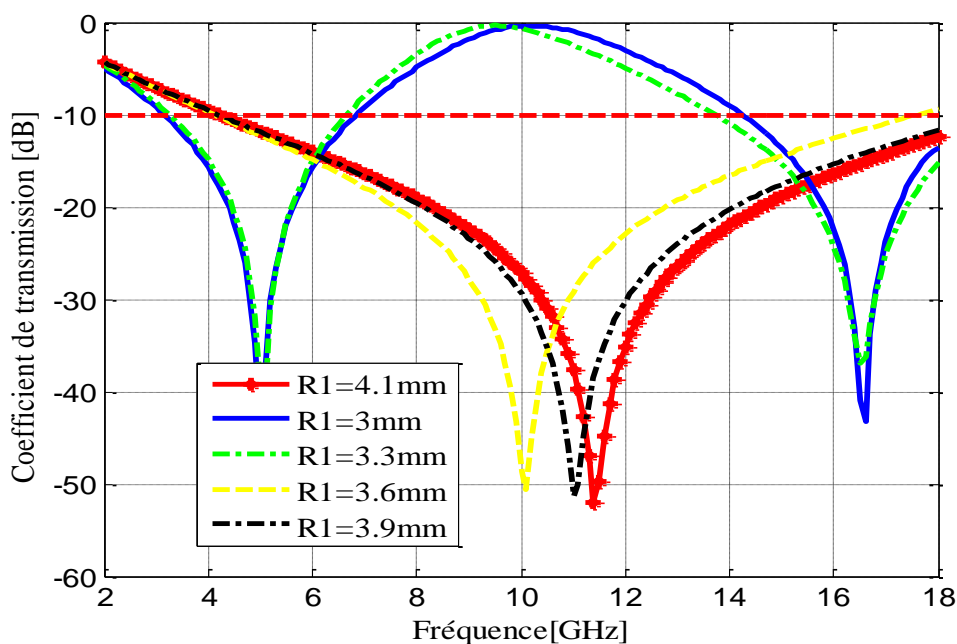


Figure IV.4: Réponse fréquentielle de la cellule FSS (Coefficient de transmission) sur la bande UWB.

Dans la deuxième étape, une étude a été réalisée sur la cellule unitaire pour permettre d'obtenir une plage de fréquences allant de 3 GHz à 7.32 GHz couvrant ainsi les bandes WLAN, WiMAX et C. En effet, ces dernières bandes correspondent à la bande de

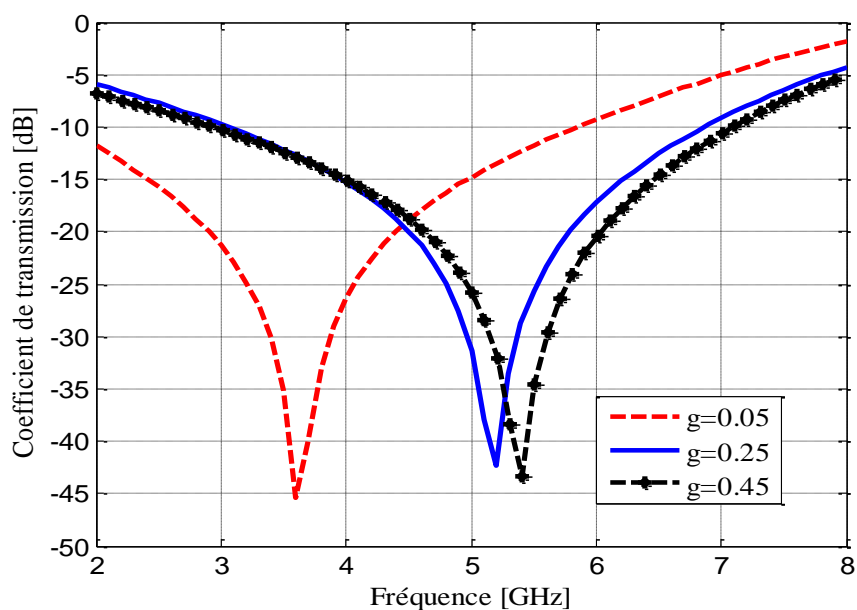
fonctionnement de l'antenne large bande proposée dont le gain peut être amélioré. Pour adapter la cellule à la bande désirée, les performances, en termes d'amplitude et de phase des paramètres S, de cette cellule unitaire seront étudiées dans ce qui suit.

IV.3.1.3. Etude paramétrique

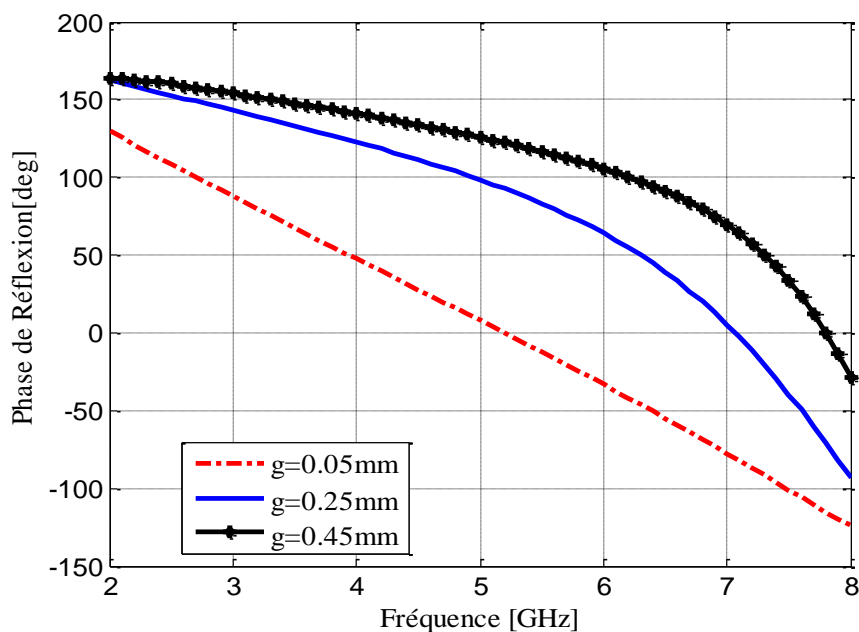
Une étude paramétrique des dimensions a été menée pour mieux connaître et comprendre l'influence des différents paramètres sur les réponses fréquentielles en amplitude et en phase de cette structure. L'influence de chacun des paramètres les plus pertinents sera discutée dans les sections suivantes.

a) Influence du gap

Pour une incidence normale $\theta = 0^\circ$ et $\varphi = 0^\circ$, le paramètre dimensionnel de l'écart entre les cellules ' g ' a été varié de $0.05mm$ à $0.45mm$ avec un pas de $0.2 mm$ alors que les autres paramètres sont choisis fixes. La figure IV.5(a) présente la variation du coefficient de transmission en fonction de la fréquence pour différentes valeurs du gap. D'après cette figure, on remarque que l'augmentation de la valeur de la dimension du gap g entraîne un décalage de la fréquence de résonance du coefficient de transmission vers les hautes fréquences. Également, la valeur de $g = 0.25mm$ correspond à une bande coupée de 80% (3 à 7GHz pour $S_{21} \leq -10dB$). La figure IV.5(b) présente la phase du coefficient de réflexion de la cellule FSS en fonction de la fréquence pour différentes valeurs du gap. Ces résultats correspondent à la cellule soumise à une onde plane en incidence normale ($\theta = 0^\circ$). Dans cette figure, il est clair que la variation de la phase du coefficient réflexion décroît linéairement avec la fréquence pour les valeurs du gap allant de $0.05mm$ à $0.45mm$. Pareillement, la fréquence, pour laquelle la phase du coefficient réflexion est nulle, est décalée vers les hautes fréquences par l'augmentation du gap g . Il est très important de rappeler que la phase du coefficient de réflexion d'une cellule FSS doit décroître avec l'augmentation de la fréquence. Cette propriété assure la condition d'interférence constructive entre l'onde rayonnée et l'onde réfléchi sur le plan réflecteur FSS.



(a)



(b)

Figure IV.5 : Variation de la réponse fréquentielle pour différentes valeurs du gap :
(a): Coefficient de transmission. (b) : Phase du coefficient de réflexion.

b) Influence de la périodicité

En gardant les mêmes dimensions paramétriques que précédemment et en variant le paramètre de la périodicité L_c de 8mm à 11mm avec un pas de 1mm, on remporte les résultats présentés sur les figures IV.6 et IV.7 pour respectivement le coefficient de transmission et la

phase du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence. D'après la figure IV.6, nous remarquons que lorsque la largeur L_c augmente, il en résulte un décalage de la fréquence de résonance du coefficient de transmission vers les basses fréquences. Notons qu'une large bande bloquante a été obtenue pour $L_c = 9\text{mm}$. Cette bande est de 4GHz ($3\text{GHz} - 7\text{GHz}$) soit 80% par rapport à une fréquence centrale de 5GHz .

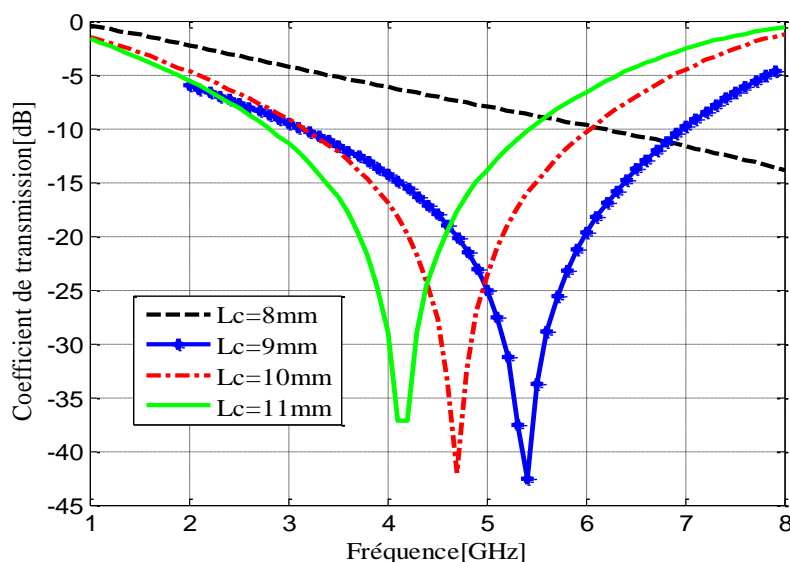


Figure IV.6 : Variation du coefficient de transmission pour différentes valeurs de la périodicité.

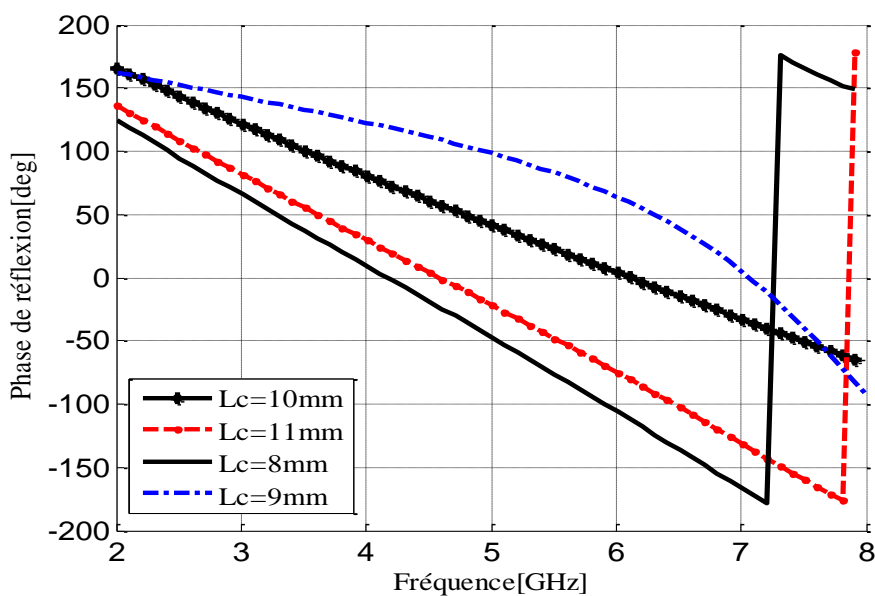


Figure IV.7 : Variation de la phase du coefficient de réflexion pour différentes valeurs de la périodicité.

D'après la figure IV.7, on remarque que pour toutes les valeurs de la périodicité, la phase du coefficient de réflexion décroît linéairement avec la fréquence. Cependant, l'augmentation de la périodicité (de 8 à 11mm), entraîne le décalage de la fréquence correspondant au zéro de la phase du coefficient de réflexion, vers les hautes fréquences.

IV.3.2. Validation des résultats

La cellule élémentaire conçue est optimisée pour atteindre une taille compacte et des performances supérieures en termes de coefficient de transmission et de phase du coefficient de réflexion.

Les dimensions finales obtenues sont regroupées dans le tableau IV.1. Avant de passer à l'étape de construction du réflecteur, il est indispensable de valider les résultats de simulation de la cellule optimisée par un autre logiciel de simulation. Pour se faire, nous allons effectuer des comparaisons entre les résultats des simulations obtenus par le logiciel HFSS et ceux obtenus par les simulations du logiciel CST. La configuration, sous CST, de la cellule élémentaire conçue et optimisée, est illustrée dans la figure IV.8.

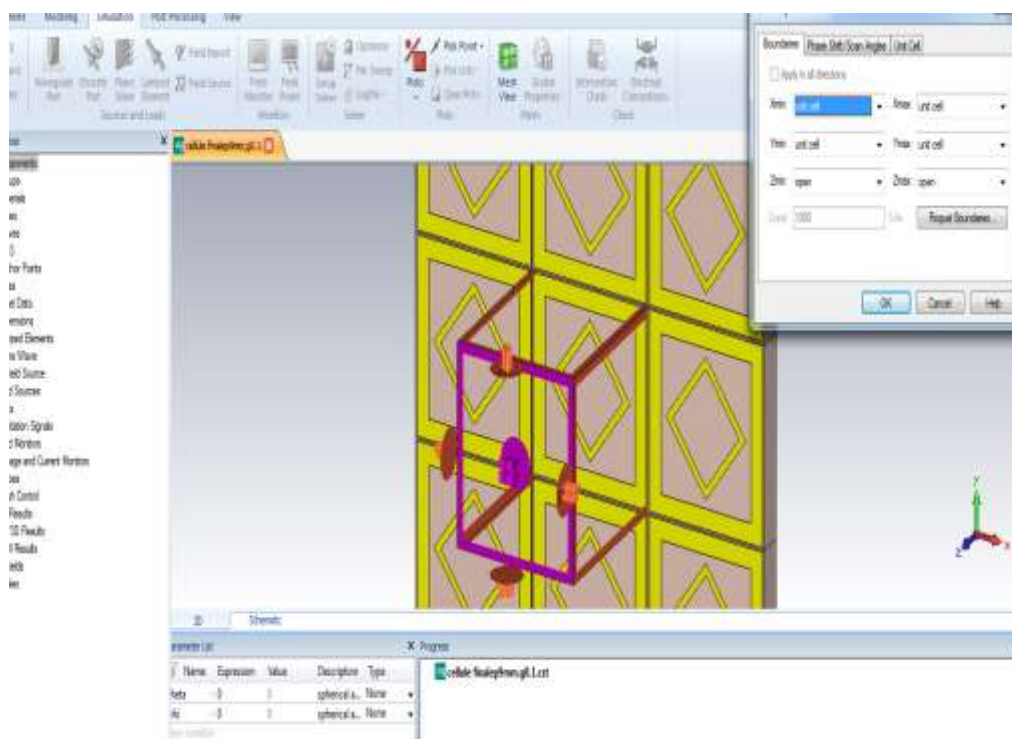


Figure IV.8 : Configuration de la cellule proposée sous CST.

Tableau IV.1 : Dimensions de la cellule unitaire optimisée.

Paramètres	Valeurs (mm)
L_c	9
g	0.25
d_1	0.5
d_2	0.7
R_1	3.1

IV.3.2. 1. Coefficients de réflexion et de transmission

Les résultats de la comparaison des coefficients de réflexion et de transmission sont montrés sur la figure IV.9. D'après cette figure, nous constatons l'existence d'une bonne concordance entre les résultats obtenus par les deux logiciels HFSS et CST.

IV.3.2. 2. Phase du coefficient de réflexion

Concernant la phase du coefficient de réflexion présentée à la figure IV.10, on remarque que les courbes obtenues par les deux logiciels sont presque similaires. En effet, les deux courbes présentent une décrémentation linéaire en fonction de la fréquence. Cependant, on observe une petite différence entre les deux résultats. Celle-ci est due au fait que les deux logiciels utilisent deux différentes méthodes de calcul (spécifique à chacun des deux simulateurs).

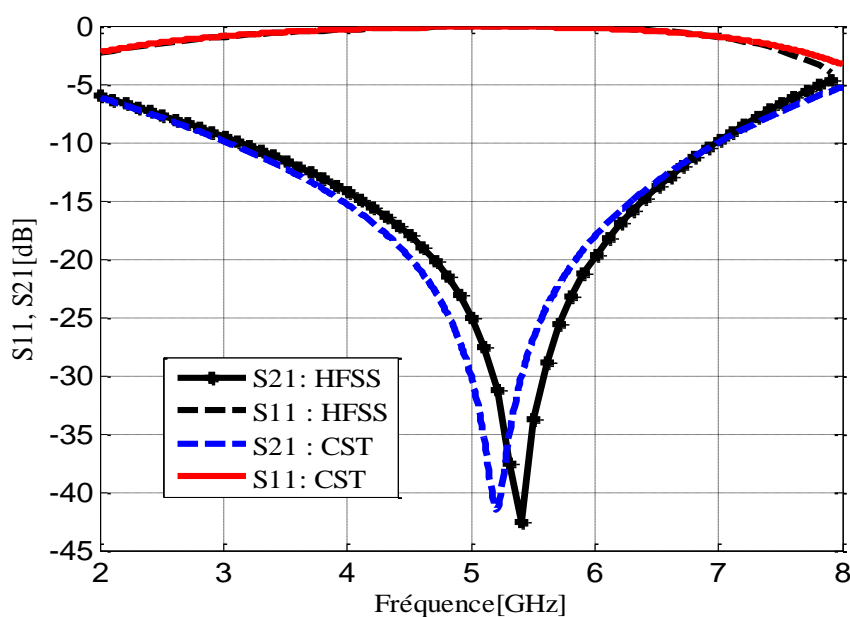


Figure IV.9 : Coefficients de réflexion et de transmission de la cellule FSS optimisée. Comparaison HFSS – CST.

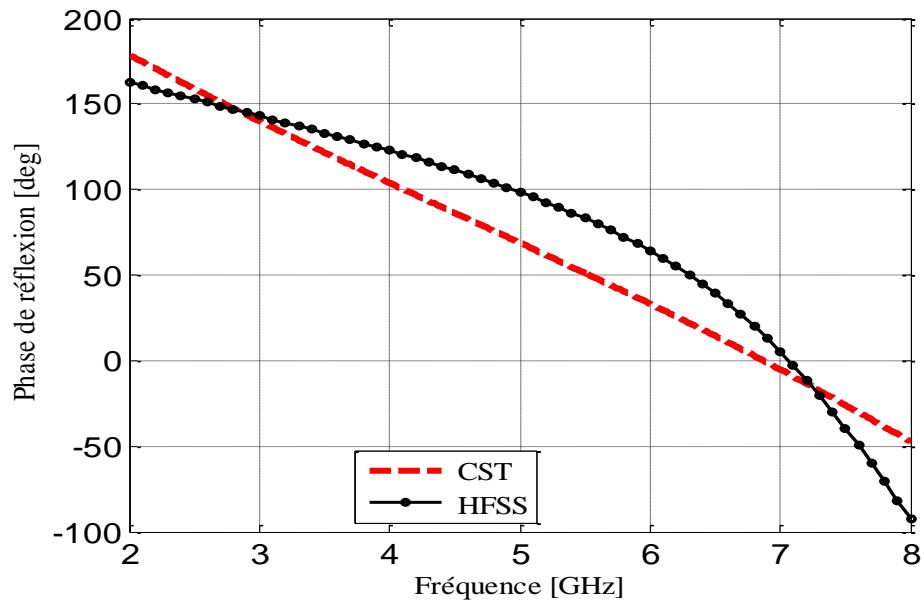
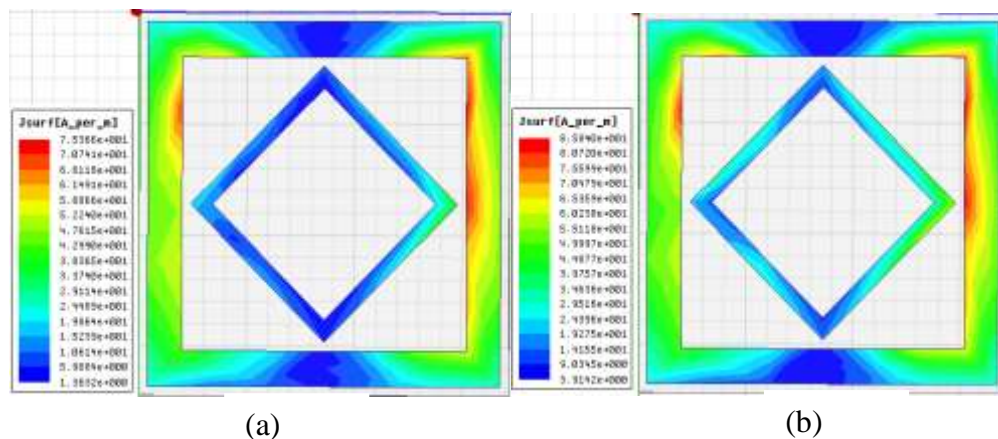


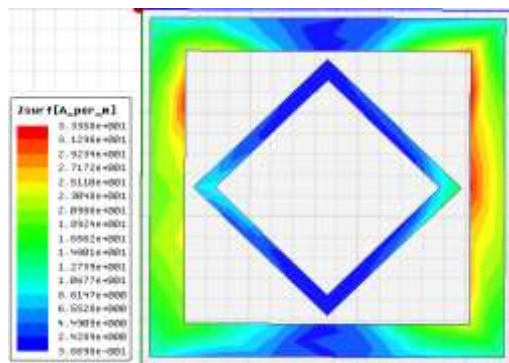
Figure IV.10: Variation de la phase du coefficient de réflexion de la cellule FSS optimisée en fonction de la fréquence. Comparaison HFSS – CST.

Il est important de souligner que le CST a un temps d'exécution plus rapide que le HFSS. En contrepartie, le HFSS présente une précision élevée en comparaison avec le CST.

IV. 3.3. Distribution du courant

Pour étudier les caractéristiques de la cellule proposée, la distribution du courant sur la face supérieure a été également simulée. La figure IV.11 (a, b et c) illustre la distribution du courant pour respectivement trois fréquences à savoir 3.2GHz, 5.2 GHz et 7 GHz. Comme le montre cette figure, l'amplitude du courant est maximale et est plus intensive près de l'anneau extérieur de la cellule et moins intensive près de l'anneau intérieur et ce pour les trois fréquences. Le maximum des intensités de courant correspond à la fréquence 5.2GHz.





(c)

Figure IV.11 : Distribution du courant surfacique sur la cellule optimisée pour les fréquences : 3.2 GHz, 5.2 GHz et 7 GHz.

IV.3.4. Construction du réflecteur FSS

Après la validation de la réponse fréquentielle de la cellule à large stop-bande, nous passerons maintenant à la construction du réseau de $n \times n$ cellules comme le montre la figure IV.12. Comme il a été déclaré dans l'étude des structures périodiques dans le chapitre III, la répétition de la cellule unitaire n fois selon les deux vecteurs de translation x et y permet la construction du réflecteur FSS. Dans notre cas, nous avons conçu 3 réflecteurs de tailles respectivement: 6×6 , 7×7 et 8×8 cellules élémentaires.

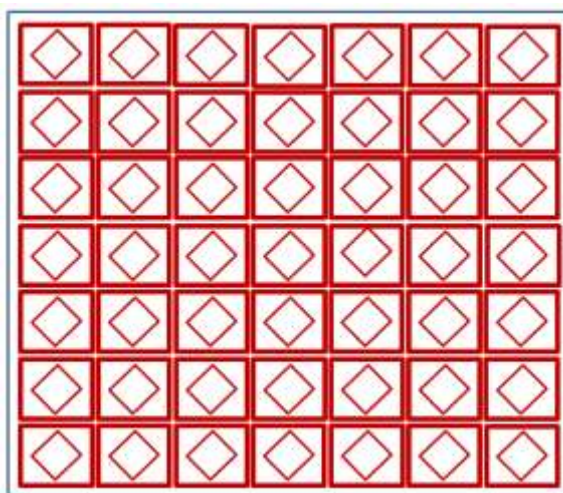


Figure IV.12 : Configuration du réflecteur FSS (7×7) cellules unitaires.

En résumé, la cellule unitaire proposée montre une forte réflexion de puissance et une très faible transmission de puissance dans la bande de fréquence allant de 3 à 7GHz. La forte

réflexion de puissance conduit à un supplément de puissance réfléchi sur le plan de l'antenne, et donc un gain supplémentaire de cette dernière. Ainsi, la puissance réfléchie élevée par la surface sélective en fréquence offre deux avantages. En effet, :

- 1- Elle réduit le niveau du lobe arrière du diagramme de rayonnement de l'antenne ;
- 2- Elle renforce le gain du fait que la puissance réfléchie est redirigée vers la direction de rayonnement principal de l'antenne.

Dans ce qui suit, on va vérifier les deux caractéristiques précédentes de cette surface sélective en fréquence par intégration de celle-ci avec l'antenne à ouverture proposée.

IV.4. INTEGRATION DU REFLECTEUR FSS AVEC L'ANTENNE A OUVERTURE PROPOSEE

Afin de démontrer l'amélioration des performances de l'antenne à ouverture optimisée apportée par l'intégration du réflecteur FSS proposé, nous allons procéder à la présentation de la structure conçue et des simulations effectuées. Pour permettre d'effectuer une meilleure comparaison, nous allons utiliser l'antenne à ouverture large bande, proposée et présentée dans le deuxième chapitre, comme antenne de référence. Cette dernière est aussi utilisée pour être intégrée avec un réseau carré composé de $n \times n$ cellules unitaires. Comme l'illustre la figure IV.13, l'antenne est placée au-dessus du centre du réflecteur avec un espacement H . Les paramètres optimisés des dimensions de l'antenne seule sont récapitulées dans le tableau IV.2. Notons ici qu'une étude paramétrique a été réalisée afin de fixer la distance H entre l'antenne et le réflecteur ainsi que le nombre de cellules constituant ce dernier ($n \times n$).

Tableau IV.2 : Dimensions de l'antenne avec réflecteur FSS.

Paramètres	Valeurs (mm)
L	29
W	24
L_s	16.8
W_s	7.32
F	16
S_w	2
L_c	9
d_2	1
d_1	0.5
R_1	2.6
g	0.28

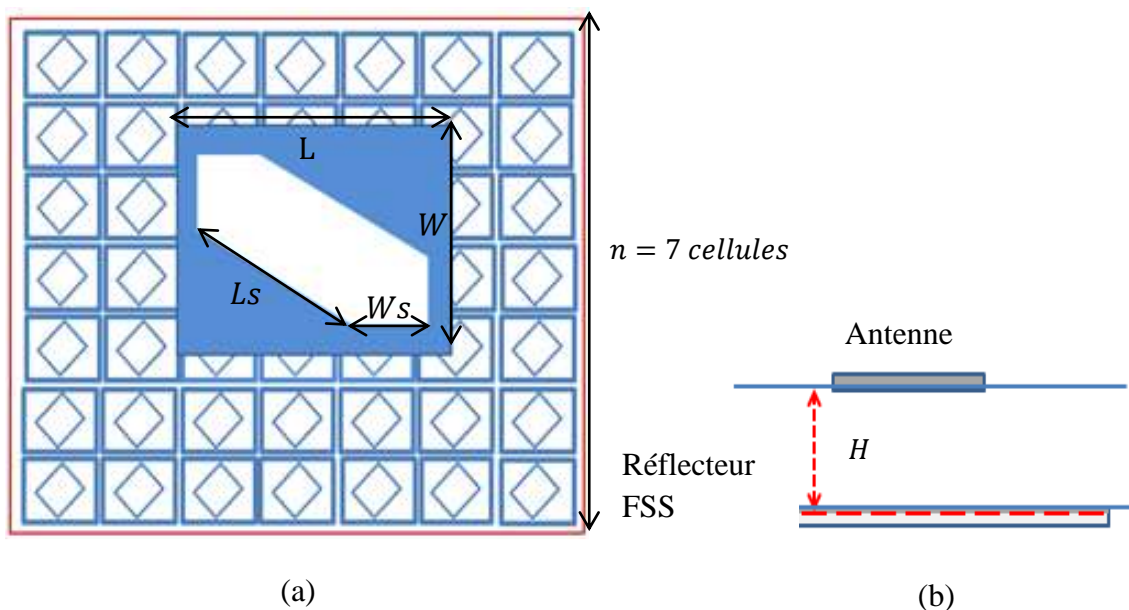


Figure IV.13 : Géométrie de l'antenne à ouverture avec réflecteur FSS ;
(a) : Vue de dessus, **(b)** : Vue de côté.

IV.4.1. Etude paramétrique

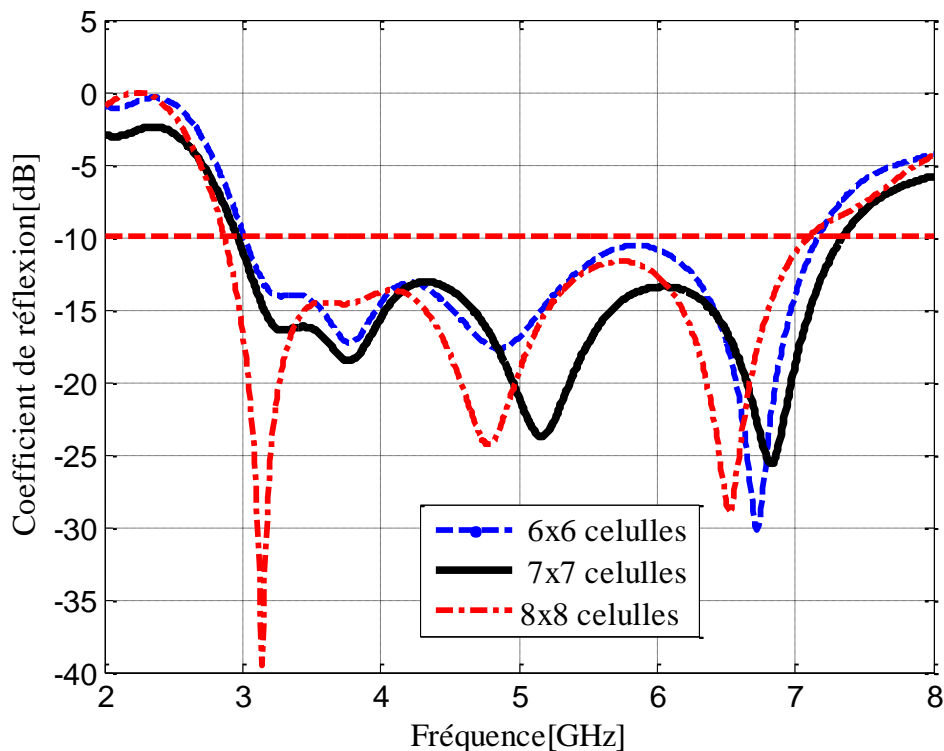
Pour réaliser une étude paramétrique pertinentes, les simulations ont été effectuées pour quatre différentes valeurs de la distance H entre l'antenne et le réflecteur, ainsi que pour trois tailles du réflecteur (nombre de cellules $n \times n$). Lors de cette étude paramétrique, nous allons faire varier un seul paramètre tout en fixant tous les autres paramètres de l'antenne comme l'illustre le tableau IV.2. Dans les sections suivantes, on montre l'influence de chacun des paramètres sur la structure réalisée.

IV.4.1 .1. Influence du nombre de cellules

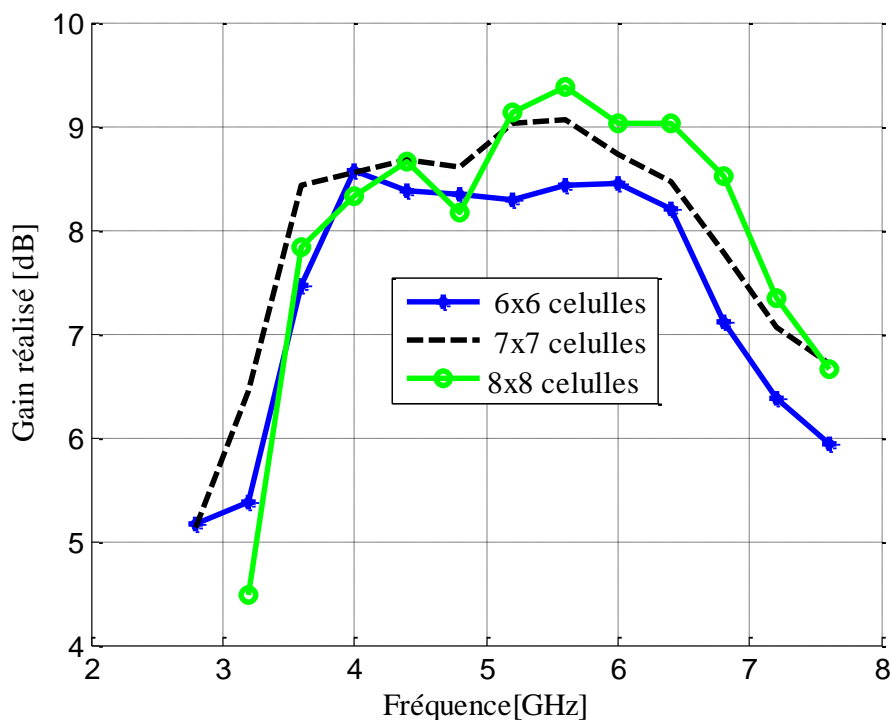
Pour monter l'effet du nombre de cellules $n \times n$, formant le réflecteur FSS, sur les performances de l'antenne avec comme condition une surface moins encombrante, trois tailles du réflecteur FSS ont été considérées à savoir :

- Un nombre de cellules égal à $n \times n = 6 \times 6$ et une surface totale de $L \times W = 36$ cellules
= $5,4 \times 5,4$ cm² ;
- Un nombre de cellules égal à $n \times n = 7 \times 7$ et une surface totale de $L \times W = 49$ cellules
= $6,3 \times 6,3$ cm² ;
- Un nombre de cellules égal à $n \times n = 8 \times 8$ et une surface totale de $L \times W = 64$ cellules
= $7,2 \times 7,2$ cm².

La figure IV.14 (a) représente les courbes du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence pour les trois surfaces du réflecteur qui sont données plus haut. D'après cette figure, on constate que le nombre de cellules affecte légèrement la bande passante. Nous observons que la meilleure bande passante correspond aux deux derniers cas (49 et 64 mm²). En revanche, pour le premier cas, correspondant à la surface de 36mm², la bande passante à -10 dB est complètement détériorée.



(a)



(b)

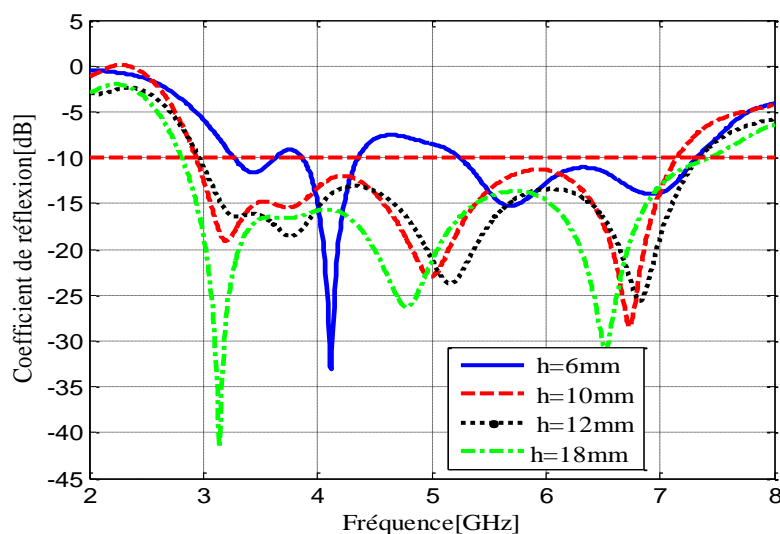
Figure IV.14 : Performances de l'antenne pour différentes valeurs du nombre de cellules n :

(a) Coefficient de réflexion, (b) Gain réalisé.

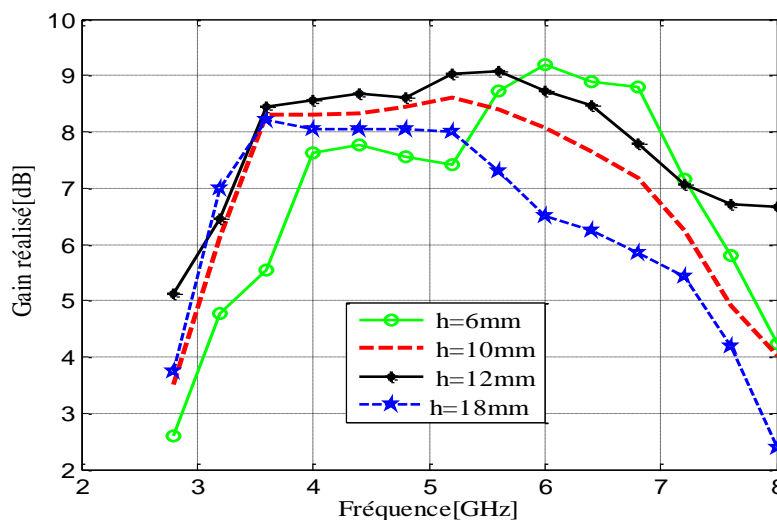
Également, d'après la figure IV.14(b), on remarque que le gain réalisé maximum augmente avec l'accroissement du nombre de cellules : 8.5dBi pour 36 cellules, 9.06dBi pour 49 cellules et un maximum de 9.5 dBi, pour le cas 64 cellules. Cependant, on remarque que l'augmentation du gain s'est accompagnée d'un accroissement de la taille de l'antenne. Par conséquent, un compromis doit être respecté entre le gain et le nombre de cellules.

IV.4.1 .2. Influence de la distance entre l'antenne et le réflecteur

Dans cette partie, pour voir l'influence de la distance H sur l'adaptation de la bande passante et sur le gain de l'antenne, nous varions ce paramètre de 6mm à 18mm. Les résultats, en termes de coefficient de réflexion et de gain réalisé, sont illustrés sur la figure IV.15.



(a)



(b)

Figure IV.15 : Performances de l'antenne pour différentes valeurs de la hauteur H :
(a) Coefficient de réflexion, (b) Gain réalisé.

Dans la figure IV.15 (a), on montre les courbes de variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence pour quatre valeurs de la distance H qui sont « $H = 6$, $H = 10$, $H = 12$ et $H = 18$ mm ». D'après cette figure, nous observons clairement que plus cette distance est grande et plus la bande passante sera élargie. Cependant, on remarque que l'augmentation de la bande passante s'est accompagnée d'un accroissement du profil de l'antenne. Par conséquent, un compromis doit être respecté entre la bande passante nécessaire et la distance entre l'antenne et le réflecteur. La figure IV.15 (b) présente la variation du gain réalisé pour différentes valeurs de la hauteur H . D'après cette figure, on remarque que le gain réalisé est

plus stable pour les deux cas $H=10\text{mm}$ et $H = 12\text{mm}$, avec un maximum de 8.5 dBi et 9 dBi, respectivement. Pour les hauteurs $H = 6\text{mm}$ et $H = 18\text{mm}$, les courbes de gain ne sont pas stables. En effet, pour ces deux cas, le gain est élevé dans les hautes fréquences et est plus faible dans les basses fréquences. En plus, le cas correspondant à la hauteur 6mm est éliminé à cause de la désadaptation de l'antenne (voir la figure IV.15 (a)). Par conséquent, les paramètres optimaux de la hauteur et du nombre de cellules sont fixés comme suit : « $n = 7$ et $H = 12\text{mm}$ ».

IV.4.2. Résultats de simulation

Dans cette section, nous présentons tous les résultats de simulation de la structure de l'antenne (intégrée avec réflecteur FSS) optimisée obtenus par HFSS.

IV.4.2.1. Coefficient de réflexion et bande passante

D'après la figure IV.16, on observe que la bande passante de l'antenne, intégrée au réflecteur FSS, est de 4.3GHz (de 3GHz jusqu'à 7.3GHz), ce qui représente 83.49% par rapport à la fréquence centrale égale à 5.15GHz. Par conséquent, on constate que notre structure proposée affecte bien le niveau du coefficient de réflexion avec une légère influence sur la largeur de la bande passante en impédance.

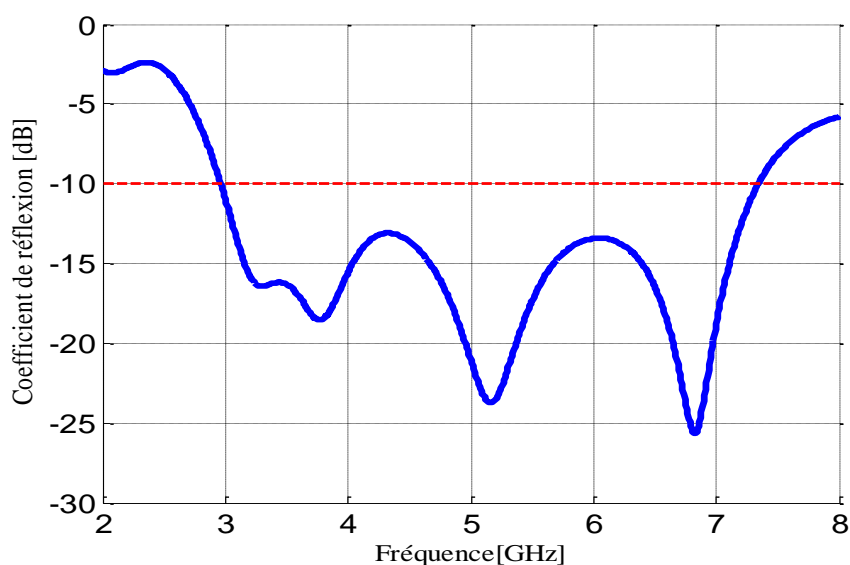


Figure IV.16 : Variation du coefficient de réflexion, de l'antenne à ouverture intégrée avec réflecteur FSS, en fonction de la fréquence.

IV.4.2.2. Gain réalisé et Diagramme de rayonnement

La figure IV.17 montre les variations des gains réalisés de l'antenne seule et de l'antenne intégrée avec le réflecteur FSS. D'après les résultats de simulation présentés dans cette figure et résumés dans le tableau IV.4, on constate que l'intégration du réflecteur FSS avec l'antenne montre une amélioration considérable du gain (de 3 jusqu'à 5.51dBi) par rapport à ce que l'on observe pour l'antenne seule. Également, le gain maximal réalisé de l'antenne proposée est de 9.06 dBi pour une bande de fréquences allant de 5.2 jusqu'à 5.8 GHz. Ceci est considéré comme un gain élevé pour ce type d'antenne. Cette bonne valeur de gain représente en fait l'une des conséquences des interférences constructives dues à l'utilisation du réflecteur FSS.

La figure IV.18 montre les diagrammes de rayonnement 3D, en champ électrique, obtenus des simulations sous HFSS pour les fréquences 3.8 GHz, 5.2GHz, 5.8 GHz et 7GHz respectivement. Il est clair, d'après cette figure, que le lobe principal du diagramme de rayonnement de la structure, après l'application des FSS est directif. En plus, les lobes secondaires sont de niveaux très réduits. Ces résultats sont valables pour les fréquences 5.2, 5.8 et 7 GHz. Ceci est dû à la réflexion des ondes vers l'avant de l'antenne provoquant ainsi une sommation constructive des ondes électromagnétiques.

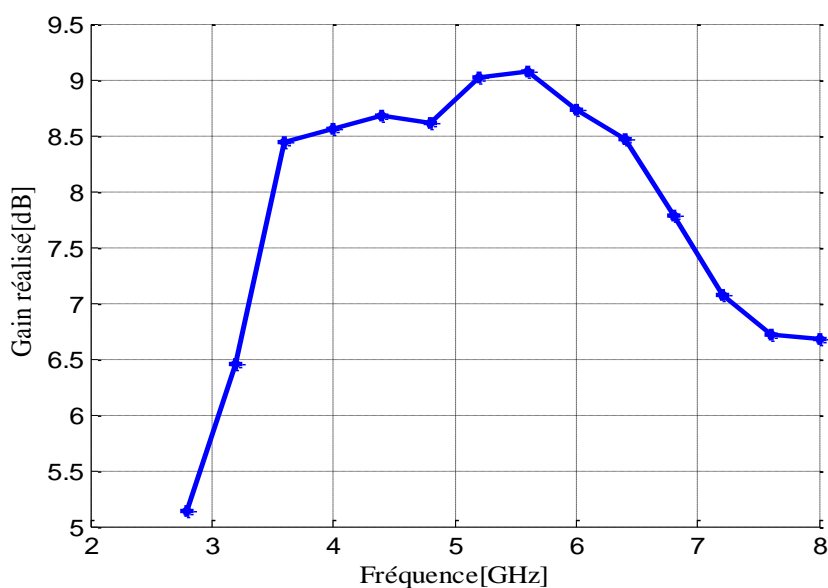


Figure IV.17 : Variation du gain réalisé de l'antenne avec FSS en fonction de la fréquence.

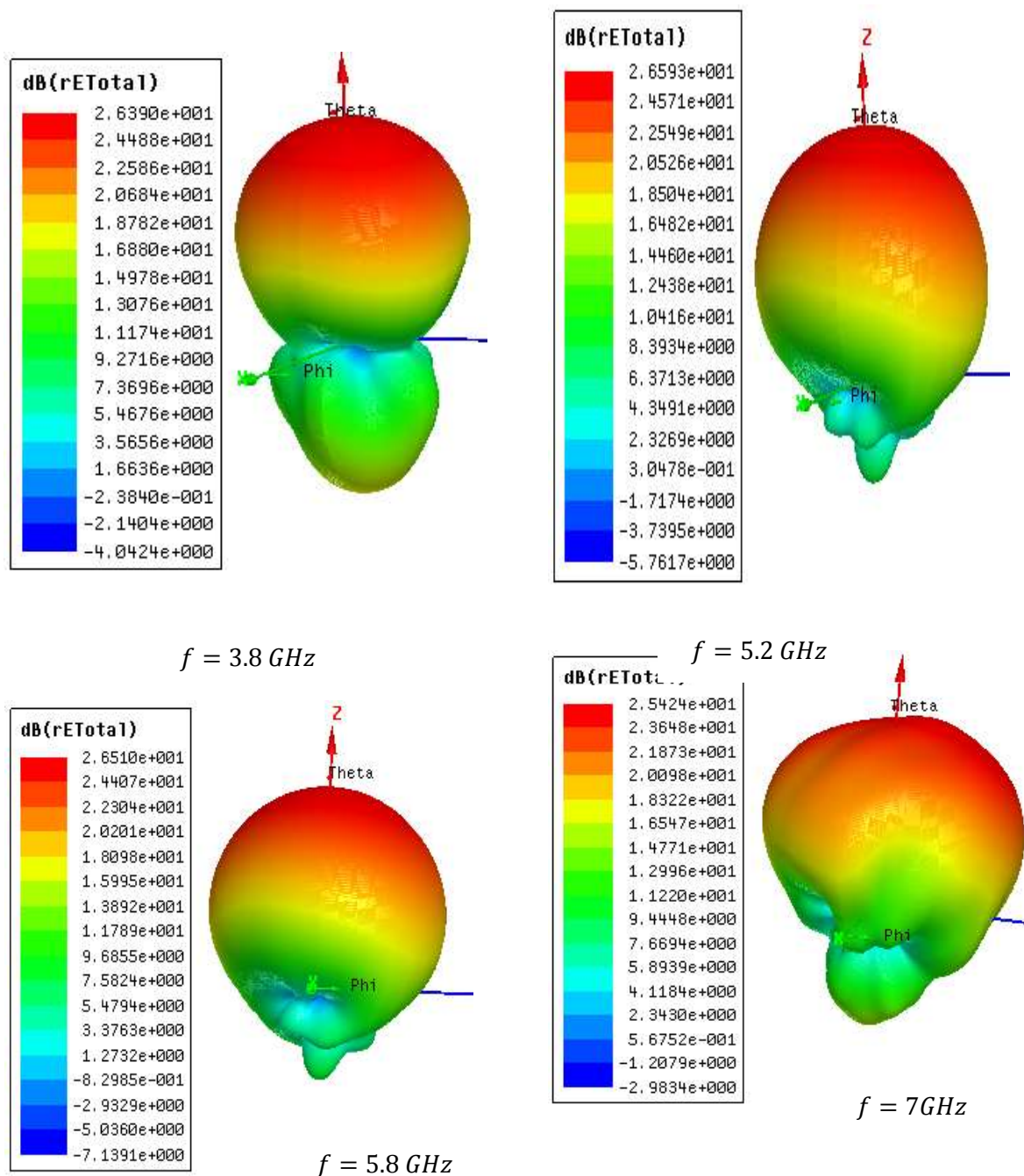


Figure IV.18 : Diagrammes de rayonnement de l'antenne à ouverture intégrée avec le réflecteur FSS pour les fréquences: 3.8 GHz, 5.2 GHz, 5.8 GHz, et 7GHz.
IV.4.2.3. Efficacité de rayonnement

L'efficacité de rayonnement de l'antenne intégrée avec le réflecteur FSS, en fonction de la fréquence, est présentée dans la figure IV.19. On remarque, d'après cette figure, que

l'efficacité de rayonnement de l'antenne varie entre 88% et 92% sur une plage de variation de la fréquence allant de 3 GHz jusqu'à 6.4 GHz. Le minimum de cette efficacité correspond à un taux de 82% pour la fréquence 7.2GHz.

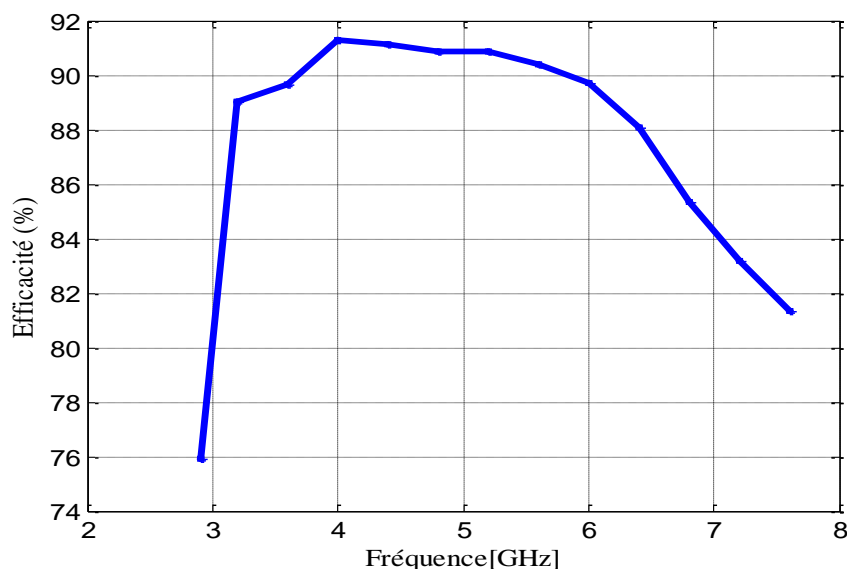
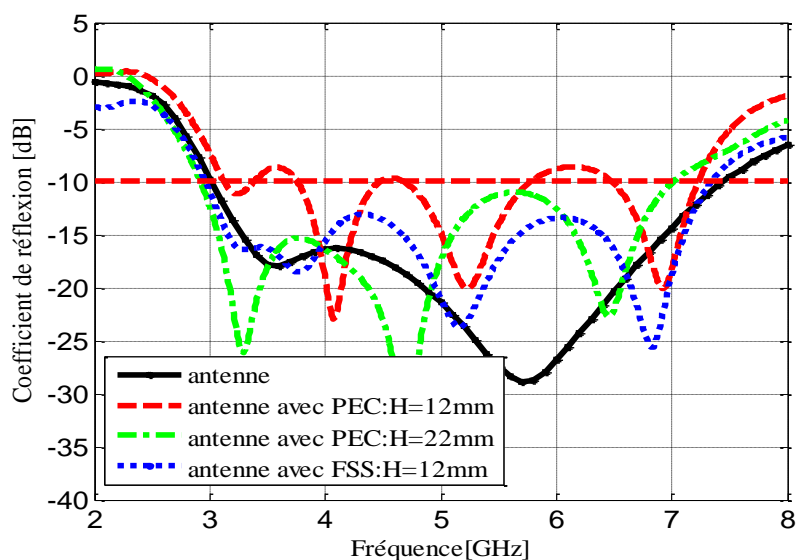


Figure IV.19 : Efficacité de rayonnement de l'antenne à ouverture avec FSS.

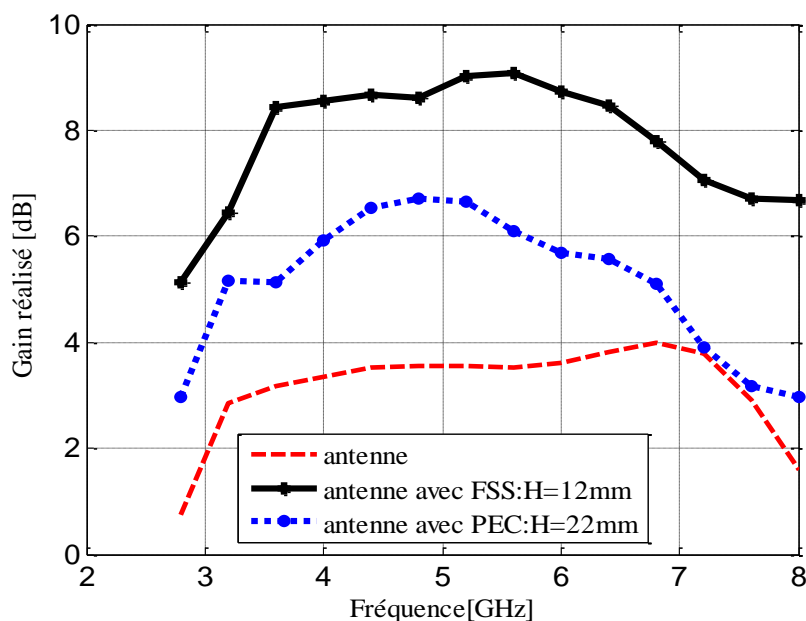
IV.5. COMPARAISON DE L'EFFET DU REFLECTEUR FSS AVEC CELUI DU REFLECTEUR PEC

Pour illustrer l'importance du choix du type de réflecteur, les performances de l'antenne à ouverture intégrée avec réflecteur FSS sont comparées avec celles de l'antenne seule et avec celles de la même antenne mais cette fois ci intégrée avec réflecteur PEC. Les résultats, en termes de coefficient de réflexion et de gain réalisé, sont montrés dans la figure IV.20. D'après cette figure, il est clair que le réflecteur FSS pour une hauteur $H = 12\text{mm}$ est très efficace, en termes d'adaptation et de bande passante (83,49%). Pour cette même hauteur, l'antenne avec réflecteur PEC présente une bande passante complètement détériorée. Cependant, avec l'augmentation de la hauteur ($H = 22\text{mm}$), la bande de fonctionnement obtenue est de l'ordre de 80% comme l'indique la figure IV.20 (a). La figure IV. 20 (b) présente le gain réalisé en fonction de la fréquence pour les trois antennes à savoir l'antenne seule, l'antenne avec réflecteur PEC et l'antenne avec réflecteur FSS. Le tableau IV.3 résume les résultats de la comparaison des trois configurations d'antennes. D'après ce tableau et les

courbes de la figure IV.20 (b), on constate une amélioration considérable du gain (5.51dBi) de l'antenne intégrée avec réflecteur FSS à la fréquence 5.2 GHz en comparaison à ce que l'on observe pour l'antenne seule. Cette amélioration est uniquement de 3.32dBi pour la structure avec réflecteur PEC ce qui explique notre choix du réflecteur FSS.



(a)



(b)

FigureIV.20 : Comparaison des performances entre les structures « Antenne seule », « Antenne avec réflecteur PEC » et « Antenne avec réflecteur FSS » :
(a) Coefficient de réflexion, (b) Gain réalisé.

Tableau IV.3 : Comparaison des performances, en termes d'amélioration du gain, entre les structures « Antenne seule », « Antenne avec réflecteur PEC » et « Antenne avec réflecteur FSS ».

	Antenne avec PEC, H=22mm	Antenne avec FSS, H=12mm
Fréquence (GHz)	Augmentation du Gain (dBi)	
3.2	2.16	3.60
3.6	1.94	5.26
4.8	3.27	5.06
5.2	3.09	5.51
6	2.07	5.18
6.8	1.12	3.81

IV.6. REALISATION DE L'ANTENNE AVEC ET SANS REFLECTEUR FSS

Afin de valider tous les résultats de simulations de l'antenne seule et de l'antenne avec réflecteur FSS, les deux structures ont été fabriquées en utilisant la technologie PCB (Printed Circuit Bord). La figure IV.21 montre le prototype de l'antenne seule.

Pour mesurer les paramètres S (S_{11} , S_{12} , S_{22} , S_{21}) des deux structures sous test, nous avons utilisé l'analyseur de réseau vectoriel Agilent N5224A de CDTA. Ici, le principe de mesure est basé sur la comparaison entre l'onde incidente et l'onde réfléchi par l'antenne dans un plan de référence, imposé au cours de la calibration du dispositif, comme le montre la figure IV.22 (a) et (b). Les mesures des caractéristiques de rayonnement des prototypes ont été effectuées dans la chambre anéchoïque de l'équipe RF et Micro-ondes du laboratoire d'Instrumentation & Système de l'université des Sciences et de la Technologie Houari Boumediene (USTHB) d'Alger. Comme il est mentionné dans l'introduction de ce chapitre, ce laboratoire est doté de simulateurs (CST et HFSS) et d'autres équipements (deux analyseurs de réseaux, chambre anéchoïque) nécessaires pour atteindre les objectifs tracés dans cette thèse de Doctorat. Comme le montre la figure IV.23, la chambre anéchoïque contient plusieurs dispositifs tels que :

- ✓ Les antennes de référence : c'est l'antenne hyper log (1-18 GHz) et l'antenne Log périodique (1-6GHz) ;

✓ Les antennes sous test : ce sont les prototypes concernant l'antenne seule et l'antenne à ouverture avec réflecteur qui sont placées en face de l'antenne de référence pour une distance précise dans un espace où la mesure peut être effectuée sans perturbations et avec un minimum de réflexions ;

✓ Le support de l'antenne sous test ;

✓ Les plateaux tournants qui ont une vitesse de rotation pas à pas permettant des mesures en élévation et en azimut en tournant l'antenne de test de 0 à 180 degrés ;

✓ L'ordinateur de contrôle et de traitement des données qui sert à piloter l'analyseur de réseau et les moteurs permettant ainsi la rotation des supports des antennes sous test.

Cette chambre a été utilisée pour mesurer les diagrammes de rayonnement dans les plans E et H et les gains des antennes sous test avec et sans intégration du réflecteur FSS. Similairement au cas simulé, les résultats de mesures ont été aussi enregistrés dans une disquette et une clé USB. Pour toutes les structures, les résultats des mesures ont été analysés, tracés et comparés avec les résultats de simulation en utilisant le logiciel « Matlab ».

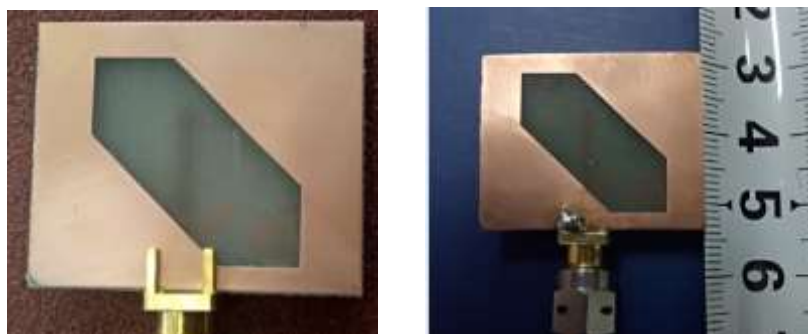


Figure IV.21 : Prototype fabriqué de l'antenne à ouverture.



(a)

(b)

Figure IV.22 : L'analyseur de réseau vectoriel Agilent N5224A :
(a) Calibration, (b) Mesure des paramètres S de l'antenne seule sous test.

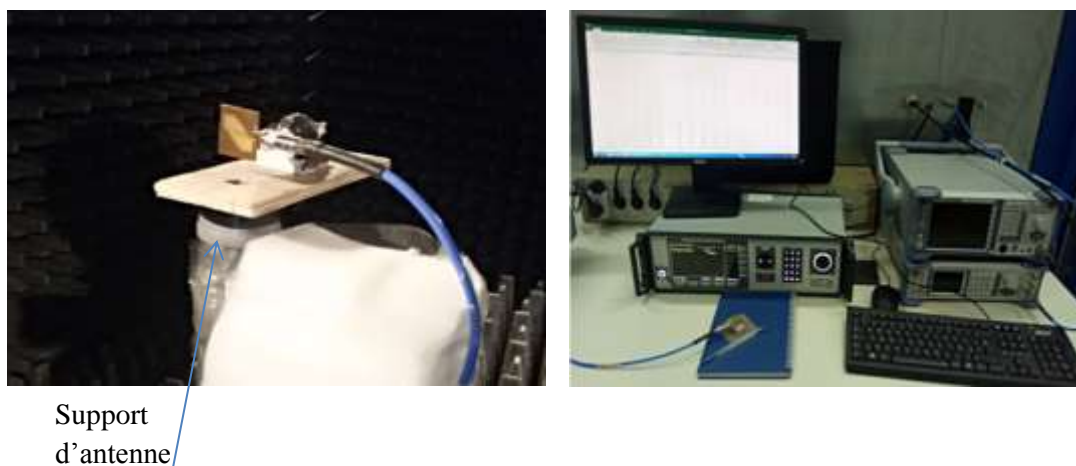


Figure IV.23 : Dispositifs de la chambre anéchoïque micro-onde.

IV.6.1. Résultats expérimentaux de l'antenne seule

La figure IV.24 montre une comparaison des résultats de simulation avec ceux des mesures concernant le coefficient de réflexion et la bande passante en impédance de l'antenne à ouverture. D'après cette figure, on constate que la bande passante de l'antenne simulée varie de 3 GHz à 7.4 GHz (84.49%), alors que la bande passante de l'antenne mesurée varie de 2,92 GHz à 7,36GHz (84.6%). La différence légère entre ces deux résultats est due aux erreurs de fabrication. Malgré cela, on constate une très grande similarité entre les différentes courbes.

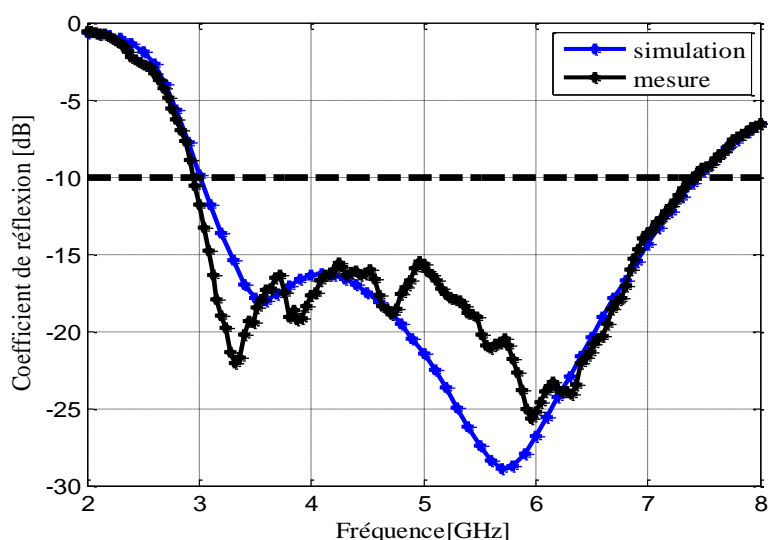


Figure IV.24 : Coefficient de réflexion de la structure d'antenne pour les cas simulé et mesuré.

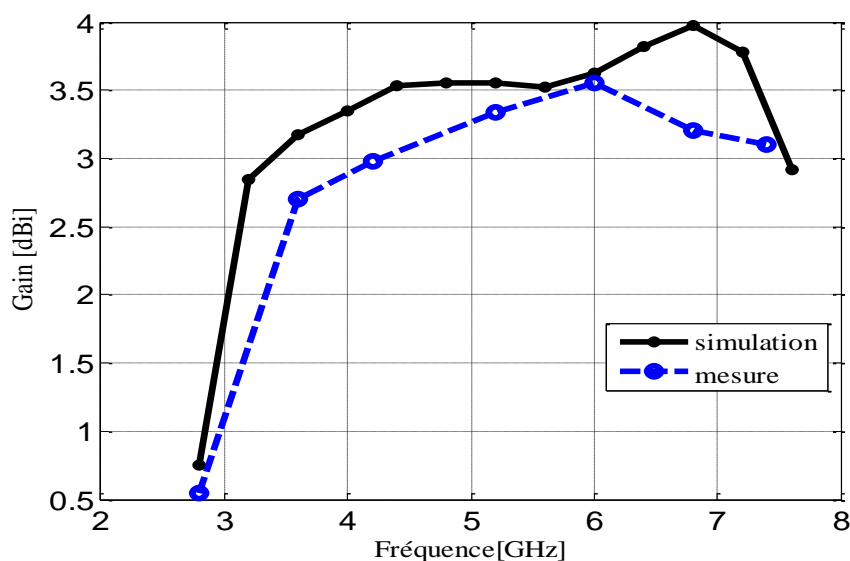


Figure IV.25 : Gain de la structure d'antenne pour les cas simulé et mesuré.

Pareillement, la figure IV.25 présente les variations des gains simulé et mesuré en fonction de la fréquence (dans la direction $\theta = 0^\circ$ et $\varphi = 0$). D'après cette figure, on voit clairement un décalage de la fréquence correspondant au maximum de gain mesuré par rapport à celle correspondant au maximum du gain simulé. En effet, le gain maximum de la structure mesurée (3.5dBi) se situe à la fréquence 6GHz tandis que celui de la structure simulée (3.95dBi) se situe à la fréquence 6.8 GHz. Nous pensons que ce décalage en fréquence est dû essentiellement aux tolérances de fabrication.

IV.6.2. Résultats expérimentaux de l'antenne avec réflecteur FSS

Après la validation des résultats de simulation de l'antenne seule, nous passerons maintenant à l'étape de validation des résultats de cette dernière intégrée avec le réflecteur FSS. Une image de la structure proposée est illustrée dans la figure IV.26. Dans la figure IV.27, on présente la méthode de mesure de la caractéristique d'adaptation (S_{11}) via l'analyseur de réseau et le principe de mesure des caractéristiques de rayonnement dans la chambre anéchoïque. L'espace entre l'antenne à ouverture et le réflecteur FSS doit être un matériau léger et de permittivité égale à celle de l'air telle que la mousse (en anglais foam spacer), par exemple. Cette dernière ne doit pas affecter le rayonnement et l'adaptation de l'antenne. Les résultats de mesure du prototype sont comparés avec ceux de la simulation pour les structures avec et sans FSS.

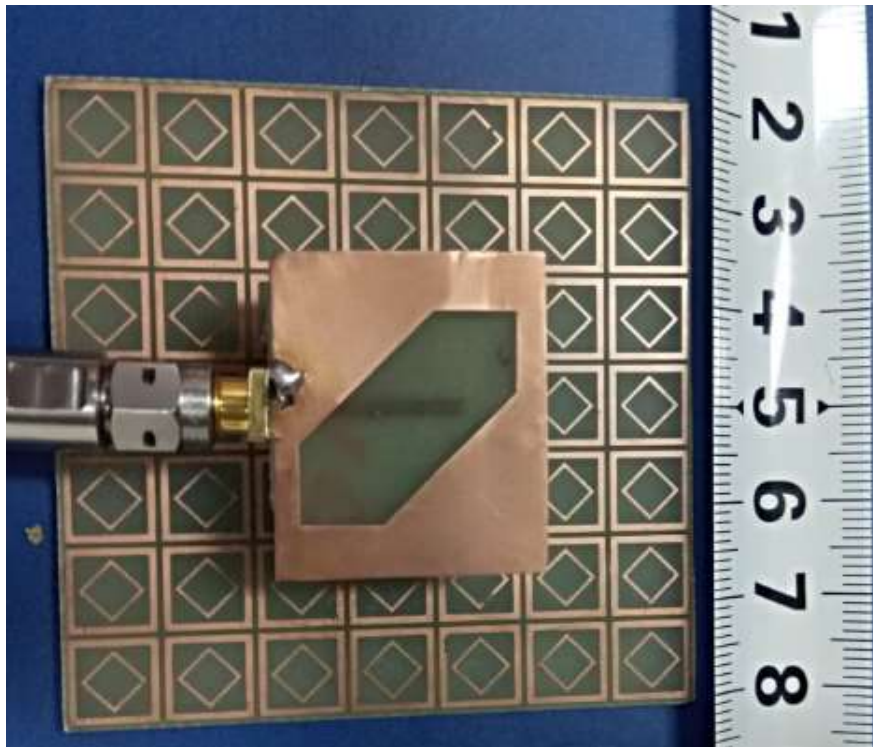


Figure IV.26: Photographie de l'antenne avec réflecteur FSS (7x7).

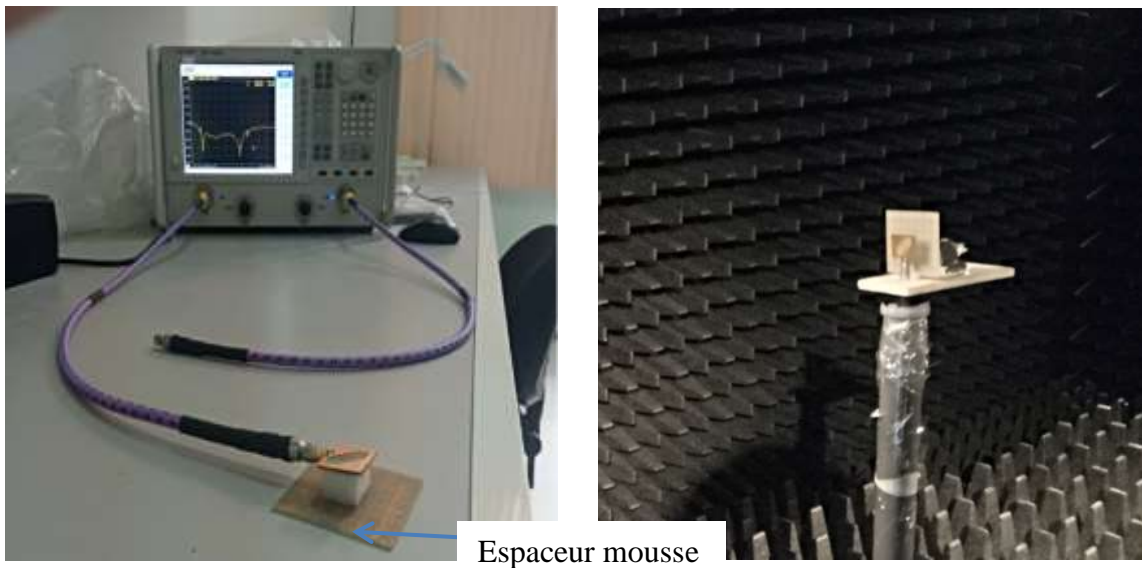


Figure IV.27: Mesures réalisées sur l'antenne avec FSS:
(a) : Paramètres S calculés au Laboratoire CDTA, (b) : Caractéristiques de rayonnement calculées dans la chambre anéchoïque micro-onde.

IV.6.2.1. Coefficient de réflexion

La figure IV.28 montre les coefficients de réflexion de l'antenne avec et sans FSS pour les deux cas simulé et mesuré. Comme le montre cette figure, les résultats, en termes de bande passante, sont très proches pour les deux structures avec une bonne concordance entre les résultats de simulations et expérimentaux. Pour une valeur du coefficient de réflexion égale à -10dB , la bande passante est égale à 4.1GHz pour la structure mesurée et 4GHz pour la structure simulée.

A ce point, on peut dire que l'antenne intégrée au réflecteur présente une bonne adaptation avec une bande passante mesurée de 86.38% . Aussi, comme le montre cette même figure, toutes les courbes des coefficients de réflexion, pour les cas simulé et mesuré, sont presque superposées ce qui montre une bonne concordance entre les résultats expérimentaux et ceux des simulations.

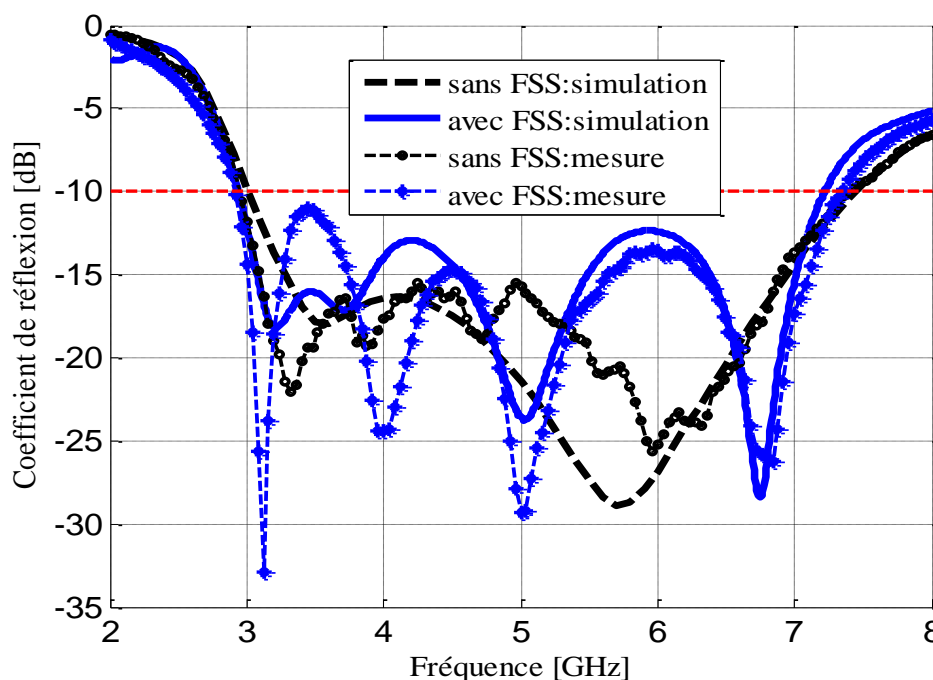


Figure IV.28 : Variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence pour les structures d'antenne à ouverture avec et sans FSS.

IV.6.2.2. Gains et diagrammes de rayonnement

La chambre anéchoïque micro-onde permet de reproduire les conditions du champ lointain à une distance précise. En effet, les parois de cette chambre étant recouvertes de mousses de forme pyramidale absorbantes en polyuréthane chargées de particules de carbone, elles permettent de réduire les réflexions parasites et d'éviter davantage les perturbations électromagnétiques environnantes. Ici, le principe de mesure utilisé est basé sur la comparaison de la puissance de l'antenne sous test avec celle de l'antenne de référence. Ces deux puissances sont reliées au gain par l'expression de l'équation (IV.1). Cette formule donne la puissance reçue lors de la transmission d'une onde en espace libre, via deux antennes de gains différents [98]. Elle est donnée par :

$$G_x = G_{ref} + 10 \log \left(\frac{P_x}{P_{ref}} \right) \quad (IV. 1)$$

Où G_{ref} est le gain de l'antenne de référence, G_x est le gain de l'antenne sous test (l'antenne à ouverture avec ou sans FSS), P_{ref} est la puissance d'émission de l'antenne de référence, P_x est la puissance de réception de l'antenne sous test.

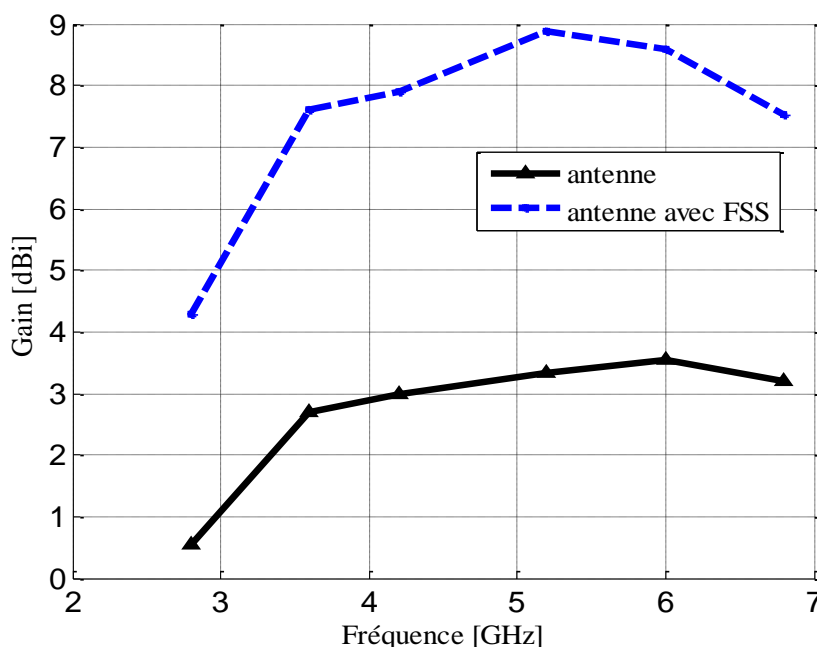


Figure IV.29 : Variation du gain mesuré en fonction de la fréquence de la structure d'antenne à ouverture avec et sans FSS.

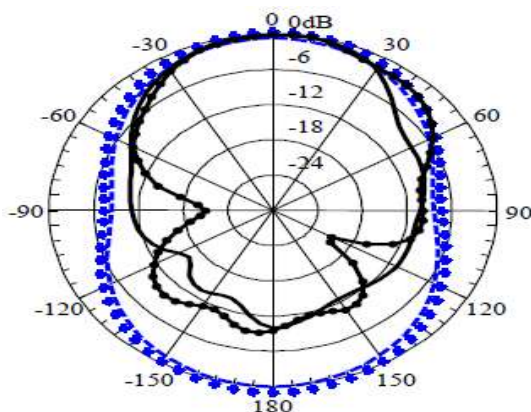
La figure IV.29 présente la variation du gain mesuré en fonction de la fréquence pour l'antenne avec et sans réflecteur FSS. Comme l'illustre cette figure et le résume le tableau IV.4, le gain maximum mesuré est de $8,87\text{dBi}$ à la fréquence $5,2\text{GHz}$. Ce même gain max présente une valeur de $3,55\text{dBi}$, à la fréquence 6GHz avant intégration de réflecteur FSS. Ceci montre que l'antenne avec réflecteur FSS présente une augmentation de $5,53\text{dBi}$ du gain maximum à la fréquence $5,2\text{GHz}$ par rapport à l'antenne seule. De même, la comparaison entre les résultats de simulation et ceux de mesure dans le tableau IV.4, montre aussi une bonne concordance. La petite différence entre ces résultats est probablement due aux erreurs de fabrication, à la qualité du connecteur SMA et aux pertes de substrat.

Les diagrammes de rayonnement en champ électrique normalisés, du prototype fabriqué, ont été également mesurés pour différentes fréquences de la bande de fonctionnement ($4, 5,2$ et $5,8\text{GHz}$). La figure IV.30 montre les résultats des diagrammes de rayonnement, obtenus de la simulation et de la mesure, dans les deux plans E et H.

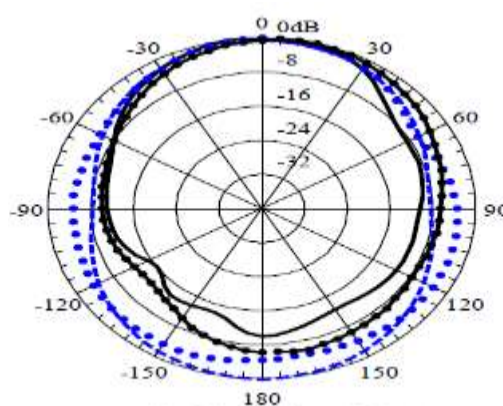
Tableau IV.4 : Comparaison des valeurs du gain simulé avec ceux du gain mesuré de l'antenne avec et sans FSS.

	Antenne sans FSS Simulation	Antenne sans FSS Mesure	Antenne avec FSS, Simulation	Antenne avec FSS, Mesure
Fréquence (GHz)	Gain (dBi)			
2.8	0.74	0.55	5.13	4.30
3.6	3.17	2.70	8.43	7.60
4.2	3.5	2.98	8.86	7.90
5.2	3.54	3.34	9.06	8.87
6	3.62	3.55	8.8	8.60
6.8	3.97	3.2	7.78	7.43
7.4	3.7	3.1	7.00	6.50

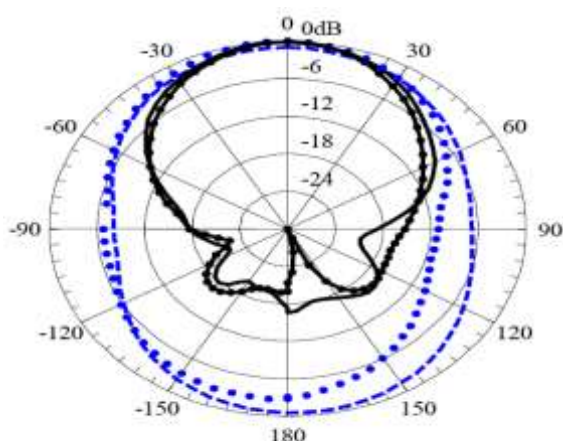
D'après cette figure, on remarque que les niveaux des lobes secondaires (pour les résultats expérimentaux et simulés) de l'antenne intégrée avec le réflecteur FSS sont approximativement inférieurs par une valeur égale à 15 dB (aux fréquences 5.2GHz et 5.8GHz) par rapport à ceux de l'antenne seule. Ceci confirme le fait que l'intégration des FSS provoque une excellente réduction du lobe secondaire comme l'illustre la même figure. On remarque que ces mêmes niveaux peuvent être inférieurs à une valeur supérieure à 15 dB pour les fréquences 5.2, 5.8 et 6 GHz. Aussi, nous constatons un bon accord entre les résultats de simulations et ceux des mesures dans les deux plans E et H.



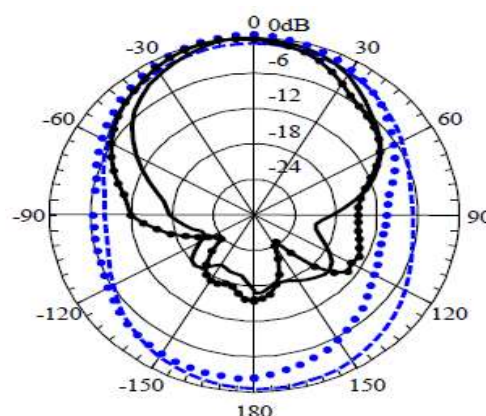
Plan E, $f = 4\text{GHz}$



Plan H, $f = 4\text{GHz}$



Plan E, $f = 5.2\text{GHz}$



Plan H, $f = 5.2\text{GHz}$

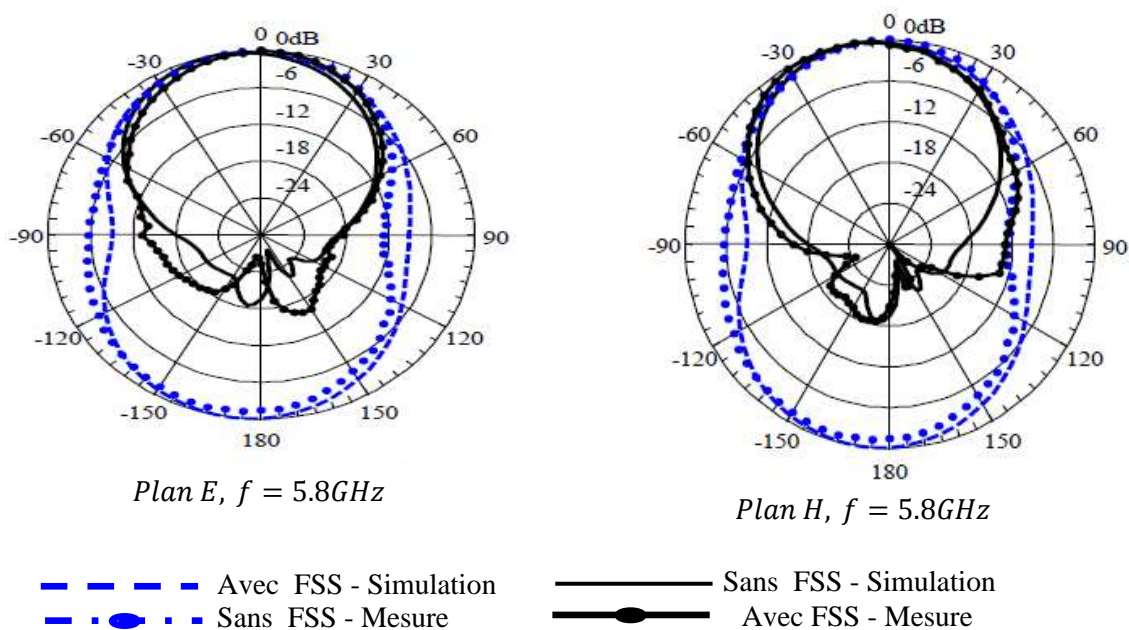


Figure IV.30: Diagrammes de rayonnement des structures simulés et mesurés dans les deux plans E et H pour les fréquences : 4GHz, 5.2GHz et 5.8GHz.

IV.7. COMPARAISON DE L'ANTENNE PROPOSEE AVEC LES ANTENNES LES PLUS PERTINENTES

Pour situer notre structure par rapport à celles proposées dans la littérature, une comparaison sera faite entre ses performances et celles de quelques autres antennes ayant différentes techniques de conception. La comparaison, prenant en compte la bande passante fractionnelle, l'amélioration du gain maximum et le profil électrique, est résumée dans le tableau IV.5. Comme le montre le tableau IV.5, la structure proposée présente de meilleures performances en termes d'amélioration du gain et de bande passante fractionnelle, en comparaison avec celles proposées dans les références [91], [93], [94] et [98]. Cependant, dans la référence [99], une amélioration de 6,9 dBi de la directivité est observée à la fréquence 10,8 GHz. Néanmoins, cette structure présente un profil élevé et une bande passante étroite.

En outre, dans la référence [95], l'antenne microruban à ouverture, combinée avec un conducteur magnétique artificiel et un superstrat FSS, présente une amélioration de 6 dBi de la directivité à une fréquence égale à 9,5 GHz. Malgré cela, cette structure a un lobe arrière élevé, une bande passante fractionnelle de seulement 34,6% par rapport à la fréquence centrale et un profil élevé. Outre cela, contrairement à la structure proposée qui présente un

meilleur gain, une bande passante importante et une simplicité en termes de conception et de fabrication, l'antenne issue de structure de la référence [100] est plus complexe. En effet, cette dernière est basée sur un réflecteur 3D.

Table IV.5: Comparaison de l'antenne proposée avec les antennes les plus pertinentes de la littérature scientifique.

Ref.	Fréquence (GHz)	Profile (λ_0)	F.B.W (%)	Amélioration de Gain (dBi)
[91]	2.45	0.22	4.89	5 en directivité
[93]	6.5	0.63	65	4.0
[94]	8	0.47	40	2.5
[95]	8.6	0.52	34.6	6 en directivité
[98]	7.5	/	13.33	2.73
[99]	10.8	0.52	5.5	6.9 en directivité
[100]	5.5	0.18	18	5.5
Ce travail [97]	5.14	0.12	86.38	5.53

IV.8. CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons présenté le principe et les résultats de l'application des FSS comme réflecteur, à l'antenne à ouverture hexagonale proposée. En premier temps, nous avons exposé le principe et les étapes de la construction du réflecteur à partir d'un réseau périodique de cellules FSS. Nous avons montré que la cellule unitaire FSS agit comme un filtre, sur une large stop-bande dans une gamme de fréquences allant de 3 GHz – 7GHz. De plus, nous avons expliqué comment l'intégration du réflecteur à l'antenne entraîne une amélioration des performances en termes de gain et de réduction du lobe arrière de rayonnement. Pour justifier le choix du réflecteur FSS, une comparaison a été effectuée pour les trois configurations à savoir l'antenne seule, l'antenne avec réflecteur PEC et l'antenne avec réflecteur FSS. Cette comparaison a montré que le réflecteur FSS est plus efficace et plus performant qu'un simple réflecteur PEC. En outre, les résultats de mesure des structures « antenne seule » et « antenne intégré au réflecteur FSS », validées expérimentalement, ont montré que la configuration Antenne-FSS est adaptée, avec un S_{11} inférieur à -10 dB, dans

la bande de fréquences allant de $2,92\text{GHz}$ à $7,36\text{GHz}$ (86,38%). Un gain élevé a été observé sur toute la bande de fonctionnement avec un maximum de 8.87dBi à la fréquence 5.8GHz. La structure complète antenne-réfecteur a une taille globale de $6,3 \times 6,3\text{ cm}^2$ avec une hauteur de $1,2\text{ cm}$. Suite aux résultats obtenus, on peut dire que la structure proposée couvre de nombreuses bandes standards telles que celle du WiMAX (3.2 – 3.8GHz), la bande « C » pour des applications satellitaires (3.7 – 4.2GHz) et la bande du WLAN (5.15 – 5.85GHz).

Conclusion Générale

1. CONCLUSION

Comme nous l'avons vu tout au long de cette thèse de Doctorat, les antennes microrubans à ouverture rayonnante sont des meilleurs candidats capables d'offrir de bonnes caractéristiques en termes de faible poids, de simplicité de conception, de facilité d'intégration, et de bande passante plus large en comparaison avec les antennes de type patch. En revanche, leur inconvénient majeur consiste en le gain faible et le diagramme de rayonnement bidirectionnel. Pour remédier à ce problème, nous avons proposé, dans le cadre de ce travail de recherche, l'intégration d'un réflecteur magnétique FSS au-dessous de cette antenne.

Le principal objectif de cette contribution était de concevoir une nouvelle antenne, à base des FSS, fonctionnant sur une large bande passante et ayant un gain élevé, un faible profil et un volume réduit. Cet objectif a été réalisé grâce à la conception et la simulation de trois configurations d'antennes à l'aide de deux simulateurs électromagnétiques HFSS et CST. En effet, le premier simulateur a été utilisé pour la conception et l'optimisation et le deuxième pour la validation des résultats obtenus.

En premier lieu, nous avons conçu, optimisé et réalisé une nouvelle antenne de type ouverture rayonnante plane de forme hexagonale alimentée par une simple ligne microruban. Notre choix de ce type d'antenne a été justifié par sa simplicité et par les meilleures caractéristiques qu'elle peut offrir. Ces dernières concernent la largeur de la bande passante, le faible poids de la structure, la facilité de conception et la possibilité de fabrication avec le moindre coût. Durant cette première phase, la structure conçue avait une taille réduite, une large bande passante allant de 3GHz à 7.4GHz soit 84.6% par rapport à la fréquence centrale, un gain maximal mesuré de 3.5dBi et un diagramme de rayonnement bidirectionnel. Le volume totale de cette structure d'antenne optimisée était de $29 \times 24 \times 1.57\text{mm}^3$.

En deuxième lieu, pour améliorer les performances, en termes de gain, de la structure d'antenne proposée, nous avons proposé son intégration avec un réflecteur PEC. Les résultats obtenus ont démontré que cette dernière présente une bande passante allant de 3GHz à 7GHz (80%), une amélioration du gain mesuré de 3dBi avec un gain maximal de 6.6dBi . Le volume total de cette structure antennaire est de $29 \times 24 \times 22\text{mm}^3$. Pour remporter plus de gain et réduire par conséquent les niveaux des lobes secondaires tout en gardant un faible profil de l'antenne proposée, nous avons proposé, en troisième lieu, de remplacer le

Conclusion Générale

réflecteur PEC par un réflecteur à base des FSS. Le choix ici était basé sur la conception d'un réflecteur, à base de structures FSS, ayant une réflectivité élevée. Par conséquent, une nouvelle cellule FSS compacte à une seule couche de substrat FR4 époxy, agissant comme un filtre stop-bande, a été conçue à l'aide du simulateur HFSS. La cellule conçue présente deux caractéristiques principales à savoir un coefficient de transmission inférieur à $-43.2dB$ ce qui implique une puissance réfléchissante élevée, et une phase du coefficient de réflexion qui décroisse linéairement avec la fréquence. Ceci a comme effet la compensation de l'accroissement de la phase des ondes rayonnées en arrière de l'antenne sur toute la bande de fonctionnement (3 à 7GHz). Par la suite, cette cellule a été optimisée par l'outil « Optimetrics Toolbox » de HFSS, et validée par le simulateur CST. La configuration antenne à ouverture hexagonale avec réflecteur FSS a été aussi optimisée et réalisée. Pour cette nouvelle structure antennaire, la bande passante mesurée est comprise entre 2,92 GHz et 7,36 GHz (86.8 %). Cette plage de fréquences couvre, de ce fait, la bande WiMAX (3.2 – 3.8GHz), la bande « C » pour des applications satellitaires (3.7 – 4.2GHz) et la bande WLAN (5.15 – 5.85GHz). Une amélioration en gain, égale à 5.53 dBi, de cette nouvelle structure intégrée avec FSS, a été observée en comparaison avec l'antenne sans réflecteur. Un gain maximal mesuré, égal à 8.87 dBi, à la fréquence 5.8GHz, a été observé pour cette nouvelle structure. De plus, le niveau des lobes secondaires est réduit de plus de 15 dBi, par rapport à la première antenne (sans réflecteur). La taille totale de la structure, à base des FSS, proposée est de $0.63\lambda_0 \times 0.63\lambda_0 \times 0.12\lambda_0$.

Finalement, l'antenne proposée a été comparée avec les antennes les plus pertinentes rapportées dans la littérature. Les résultats obtenus ont démontré que la structure proposée présente de meilleures performances en termes de taille, de profil, d'amélioration du gain et de bande passante en comparaison avec ces structures. Ceci la rend très utile pour les applications nécessitant des antennes à large bande passante avec un gain élevé, une taille miniaturisée et un profil bas.

2. PERSPECTIVES

Dans la continuité de cette thèse, la première perspective envisagée consiste en la conception et la réalisation pratique du réflecteur FSS sur un substrat mince (0.635mm) de type Rogers,

Conclusion Générale

en combinant les deux anneaux de la cellule unitaire pour obtenir le comportement ultra large bande avec une taille de la cellule très réduite.

Comme deuxième perspective à nos travaux, on peut étendre l'étude à d'autres configurations d'antennes ULB et / ou multi bandes avec d'autres types de réflecteurs où superstrats à base de FSS utilisant un plan de masse électrique afin d'obtenir le comportement d'un réflecteur AMC ou HIS.

Références Bibliographiques

- [1] James, J. R., Hall, P. S.: "Handbook of Microstrip Antennas", Electromagnetic waves series, Vol. 2, 1989.
- [2] Balanis, C.: "Antenna Theory: Analysis And Design", 3rd Edition, Wiley- Inter science, 2005.
- [3] Deschamps, G. A.: "Microstrip Microwave Antennas 3rd USAF", Symposium on Antennas, 1953.vision, 2003.
- [4] Souheyla, F.: "Traitement d'antennes adaptatives pour l'optimisation des performances des systèmes MIMO-OFDM dans les réseaux de télécommunications sans fil", Thèse de Doctorat présentée à l'université de Tlemcen, Algérie, 2014.
- [5] Matin, A., M.: "Ultra wideband Communications: Novel Trends–Antennas and Propagation", INTECH, ISBN 978-953-307-452-8, 396, August 2011.
- [6] Jang, Y. W. : "Broadband cross-shaped microstrip-fed slot antenna ", Electronics Letters, Vol. 36, no. 25, pp. 2056–2057, 2000.
- [7] Tong, K. F., Wong, T. P.: "Circularly polarized U-slot antenna", IEEE Transaction on Antennas and Propagation, Vol. 55, no.8, pp.2382-2385, August 2007.
- [8] Ranga, Y., Esselle, K. P., Matekovits, L.: "Increasing the gain of a semi-circular slot UWB antenna using an FSS reflector", Proc. IEEE International. Conference on Antenna and Propagation in Wireless Communication (APWC), Cape Town, South Africa, pp. 478-481, October 2012.
- [9] Ram Krishna, R. V. S., Kumar, R.: "Slotted ground microstrip antenna with FSS reflector for high-gain horizontal polarization", IET Electronics Letters, Vol.51, no.8, pp. 599-600, 2015.
- [10] Foroozesh, A., Shafai, L.: "Investigation into the effects of the patch-type FSS superstrate on the high-gain cavity resonance antenna design", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 58, no. 2, pp. 258–270, 2010.
- [11] Lee, D. H., Lee, Y. J., Yeo, J., Mittra, R., Park, W. S.: "Design of novel thin frequency selective surface superstrate for dual-band directivity enhancement", IET Microwaves Antennas and Propagation, Vol. 1, no. 1, pp. 248-254, 2007.
- [12] Pirhadi, A., Keshmiri, F., Hakkak, M., Tayarani, M.: "Analysis and design of dual band high directivity EBG resonator antenna using square loop FSS as superstrate layer", Progress In Electromagnetics Research, Vol.70, no 1, pp. 1-20, 2007.

Références Bibliographiques

- [13] Mahmood, S. M., Denidni, T. A.: "Pattern reconfigurable antenna using a switchable frequency selective surface with improved bandwidth", *IEEE Antenna and Wireless Propagation Letters*, Vol. 15, pp. 1148-1151, October 2015.
- [14] Tsai, Y. L., Hwang, R. B., Lin, Y. D.: "A reconfigurable beam-switching antenna base on active FSS". *Proc. 15th International Symposium Antenna Technology and Applied Electromagnetic (ANTEM)*, Toulouse, France, pp. 1-4, August 2012.
- [15] Chen, H.Y., Tao, Y.: "Bandwidth enhancement of a U-slot patch antenna using dual-band frequency-selective surface with double rectangular ring elements", *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 53, no 7, pp. 1547-1553, 2011.
- [16] Monavar, F. M., Komjani, N.: "Bandwidth enhancement of microstrip patch antenna using Jerusalem cross-shaped frequency selective surfaces by invasive weed optimization approach", *Progress In Electromagnetics Research*, Vol. 121, pp. 103-120, 2011.
- [17] Hafiane, A. : "Etude du couplage d'antennes imprimées par la méthode des différences finies et extraction du modèle électrique ", Thèse de Doctorat présentée à l'université de Marne la Vallée, France, 10 mars 2003.
- [18] Djellid, A. : "Analyse rigoureuse des antennes F inversées par la méthode des éléments finis d'ordre supérieur", Thèse de Doctorat présentée à l'université de Mohamed Boudiaf M'sila, Algérie, 2019.
- [19] Chaabane, A. : "Conception d'antenne BIP large bande et fort gain", Thèse de Doctorat présentée à l'université de Ferhat Abbas Sétif, Algérie, 2017.
- [20] Hassad, M. : "Modélisation d'une antenne patch réalisée sur un substrat à tenseurs de permittivité et de perméabilité diagonaux", Thèse de Doctorat présentée à l'université de Batna, Juin.2009.
- [21] Laib, S. : "Caractérisation de la ligne coplanaire à microruban volumique et ses discontinuités par l'approche Full-Wave basée sur la technique MPIE dans le domaine spatial ", Thèse de Doctorat présentée à l'université Ferhat Abbas Sétif, Algérie, 2012.
- [22] Pozar, D.M.: "Microstrip Antennas", *IEEE. Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 80, no.1, pp. 79-91, January 1992.
- [23] Bahl, I. J., Bhartia, P.: "Microstrip Antennas", *Artech House, U.S.A.*, 1980.
- [24] Schreider, L.: " Antennes à très large bande passante et de très faible épaisseur - Application à l'intégration d'antennes dans des structures de porteurs dans la bande

Références Bibliographiques

- 100MHz-1GHz ", Thèse de Doctorat présentée à l'université de Paris, 2006.
- [25] Loizeau, S.: "Conception et optimisation d'antennes reconfigurables multifonctionnelles et ultra large bande", Thèse de Doctorat présentée à l'université de Paris Sud - Paris XI, France, 2009.
- [26] Chen, J.S., Wong, K.L.: "A single-layer dual-frequency rectangular microstrip patch antenna using a single probe feed", *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 11, pp.83-84, February 1996.
- [27] Kiziltas, G., Psychoudakis, D., Volakis, J.L., Kikuchi, N.: "Topology design optimization of dielectric substrates for bandwidth improvement of a patch antenna", *Antennas and Propagation, IEEE Transactions*, Vol.51, no.10, pp. 2732-2743, Oct.2003.
- [28] Bhoobe, A. U., Holloway, C. L.: "Wide-band slot antennas with CPW-feed line: hybride and log-periodic design", *IEEE Transactions on Antennas Propagation*, Vol. 52, no. 10, 2545-2554, 2004.
- [29] Gan, Y.B., Chua, V.P., Li, L.W.: "An enhanced cavity model for microstrip antennas", *Microwave and optical Technology Letters*, Vol. 40, no.06, pp.520-523, March 2004.
- [30] Carver, K.R., Mink J.W.: "Microstrip Antenna Technology", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol.29, no.1, pp. 2-24, 1981.
- [31] Ridgers, G. M.: "Development and modeling of new wideband microstrip patch antennas with capacitive feed probes", PHD thesis of the University of Pretoria, 2004.
- [32] Yamachita, E.: "Analysis methods for electromagnetic wave problems", Chapter 3 Artech. House, Vol. 2, 1996.
- [33] Kanane, H. : "Etude des Métamatériaux pour antennes intégrées soumises à des perturbations électromagnétiques ", Thèse de Doctorat présentée à l'université Mouloud Mammeri Tizi-Ouzou, Algérie, 14 décembre 2015.
- [34] Ansoft Corporation "Parametric And Optimization Using Ansoft HFSS", Horizon House Publications, November 1999.
- [35] Ansys, High Frequency Structure Simulation (HFSSTM), Ver. 15. Available at: <http://www.ansys.com>.
- [36] CST Microwave Studio Computer Simulation Technology. Available at: www.cst.com .2015.

Références Bibliographiques

- [37] Saludjian, L.: " Optimisations en Electrotechnique par Algorithmes Génétiques", Thèse en ligne de l'Institut National Polytechnique de Grenoble (INPG), 1997.
- [38] Washington, G., Yoon, H.S., Angelino, M., Theunissen, W.H.: "Design, modeling, and optimization of mechanically reconfigurable aperture antennas", *Antennas and Propagation, IEEE Transactions*, Vol.50, no.5, pp.628-637, May 2002.
- [39] Yoshimura, Y.: "A microstrip line slot antenna", *IEEE Transactions, Microwave Theory and Technology*, Vol. 20, no.11, pp. 760-762, November 1972.
- [40] Wang, C.J., Lee, J.J., Huang, R.B.: "Experimental studies of a miniaturized CPW-fed slot antenna with the dual-frequency operation", *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, Vol. 2, no.1, pp. 151-154, 2003.
- [41] Kraisorn S.k, Vardhan, V., Akkaraekthalin, P.: "A Broadband CPW-fed Equilateral Hexagonal Slot Antenna", *IEEE International Symposium on Communications and Information Technology*, Bangkok, Thailand, 2006.
- [42] Combes, P. F. : "Circuits passifs, propagation, antennes", *Micro-ondes Tome 2*, Dunod, Avril 1997.
- [43] Jang, Y. W., Yoon, J. C., Shin, H. S.: "A large bandwidth t-shaped microstrip-fed ground plane slot antenna", *Microwave journal*, Vol. 45, no. 1, pp. 92-103, 2002.
- [44] Jan, J. Y., Su, J. W.: "Bandwidth Enhancement of a printed wide-slot antenna with a rotated slot", *IEEE Transactions, Antennas Propagation*, Vol. 53, no. 6, pp. 2111-2114, June 2005.
- [45] Jan, J. Y. Hsiang, C. Y., Su, J. W., Cheng, Y. T., Chen, W. S.: "Printed microstrip-line-fed wideband slot antenna with a hexagonal slot", *IEEE Antenna and Propagation Society International Symposium*, Vol. 1, pp.569-572, July 2005.
- [46] Chen, H. D., "Broadband CPW-fed square slot antennas with a widened tuning stub", *IEEE Transactions, Antennas and Propagation*, Vol. 51, no. 8, pp. 1982-1986, August 2003.
- [47] Chiou, J. Y., Sze, J. Y., Wong, K. L.: "A broad-band CPW-fed strip-loaded square slot antenna", *Antennas and Propagation IEEE Transactions*, Vol. 51, no.4, pp. 719-721, April 2003.
- [48] Jiao, J. J., Zhao, G., Zhang, F. S., Yuan, H.W., Jiao, Y.C.: "A broadband CPW-fed T-shape slot antenna", *Progress In Electromagnetics Research*, Vol. 76, pp.237-242, 2007.

Références Bibliographiques

- [49] Saed, M. A.: "Broadband CPW-fed planar slot antennas with various tuning stubs", Progress In Electromagnetics Research, Vol. 66, pp.199- 212, 2006.
- [50] Chair, R., Kishk. A. A., Lee, K.F., Smith, C. E., Kajfez, D.: "Microstrip line and CPW fed ultra wideband slot antennas with U-shaped tuning stub and reflector", Progress In Electromagnetics Research, Vol. 56, pp. 163-182, 2006.
- [51] Chen, W. S., Kao, B. H.: "A triple-band polygonal slot antenna for WiMAX applications", Microwave Journal, Vol. 50, pp. 134-143, January 2007.
- [52] Jan, J. Y., Su, J. W.: "Bandwidth enhancement of a printed wide-slot antenna with a rotated slot", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 53, pp.2111-2114, June 2005.
- [53] Jan, J. Y., Kao, J. C.: "Novel printed wide-band rhombus-like slot antenna with microstrip-fed line", IEEE Antennas and Wireless Propagation Letter, Vol. 6, pp.249-251, 2007.
- [54] Kalteh, A., Fallahi, R., Roozbahani, M. G.: "A novel microstrip-fed UWB circular slot antenna with 5-GHz band-notch characteristics", IEEE ICUWB, pp.117-120, September 2008.
- [55] Zhang, G.M., Hong, J.S., Wang, B.Z: "Two novel band- notched UWB slot antennas fed by microstrip line", Progress In Electromagnetics Research, Vol. 78, pp.209-218, 2008.
- [56] Jang, Y. W., Yoon, J. C., Shin, H. S.: "A large bandwidth t-shaped microstrip-fed ground plane slot antenna", Microwave journal, Vol. 45, no. 1, pp. 92-103, January. 2002.
- [57] Su. C. W., Lee, C.H., Tzeng, Y.B.: "Hexagonal slot antennas for broadband CP operation", IEEE International Symposium Antennas and Propagation, USA, pp. 389-392, June 2007.
- [58] Girish, K., Ray, K.P.: "Broadband Microstrip Antennas", Artech House, London. Edition 2003.
- [59] Ritosa, P., Korosec, T., Tratnik, J., Naglic, L., Batagelj, B.: "Adaptive Wi-MAX subscriber antenna for 2.6 GHz and 3.45 GHz", IEEE EUROCON. 2009, pp. 46-51, St-Petersburg, Russia, May 2009.
- [60] Wi-MAX Forum, <http://www.wimaxforum.org/home/>, last visited on May 10, 2014.

Références Bibliographiques

- [61] Baek, J. G., Hwang, K. C., Kim, H.S.: "Triple-Band unidirectional circularly polarized hexagonal slot antenna with multiple L-shaped slits", *IEEE Antennas and Propagation*, Vol. 61, no. 9, pp. 4831- 4835, September 2013.
- [62] Linot, F. : "Apport des surfaces à haute impédance à la conception d'antennes réseaux compactes et d'antennes réseaux à très large bande passante ", Thèse de Doctorat présentée à l'université de Paris Tech, Avril 2011.
- [63] Kim, E. Y., Yoon, J.H., Yoon, Y. J. , Kim, C. G.: "Low profile dual-band reflector antenna with dual resonant AMC", *IEEE International Symposium on Antennas and Propagation (APSURSI)*, Spokane, WA, pp. 1800-1803, 2011.
- [64] Zhoo, Li., Xi.x, J.liu, Yu, N.: "LF Ground-Wave Propagation Over Irregular Terrain", *IEEE Antenna and Wireless Propagation*, Vol.59, no.4, April 2011.
- [65] Rayleigh, L.: "On the maintenance of vibrations by forces of double frequency, and on the propagation of waves through a medium endowed with a periodic structure", *Philosophical Magazine*, Vol. 24, pp.145–159, 1887.
- [66] Menudier, C.: "Caractérisation des performances d'antennes à réflecteurs paraboliques illuminées par une source focale BIE, application à l'optimisation d'une couverture multimédia multi-faisceaux", Thèse de Doctorat présentée à l'université de Limoges, France, 2007.
- [67] Vardaxoglou, J. C.: "Frequency-selective surfaces: Analysis and design", *Research Studies Press, Ltd., Taunton, UK*, 1997.
- [68] Munk, B. A.: "Frequency Selective Surfaces: Theory and Design", *Wiley Inter science*, 2000.
- [69] Sievenpiper, D., Zhang, L., Broas, R., Alexopoulos, N, Yablonovitch, E.: "High impedances electromagnetic surfaces with a forbidden frequency band", *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 47, no. 11, pp. 2059-2074, November 1999.
- [70] Mohamed Lamine, A. : "Etude et conception d'antennes directives large bande à base de méta-surfaces ", Thèse de Doctorat présentée à l'université du Québec, Avril 2017.
- [71] Rabia, Y., Akira, N., Makoto, I.: "Ultra-Wideband FSS-based antennas", *Book Chapter 2 in Intech. Open*, <http://dx.doi.org/10.5772/ 79888>, pp.15-42, 2018.
- [72] Wu, T. K.: "Frequency Selective Surface and Grid Array", *John Wiley and Sons*, 1995.

Références Bibliographiques

- [73] Singh, D., Kumar, A., Meena, S., Agarwala V.: "Analysis of frequency selective surfaces for radar absorbing materials", Progress In Electromagnetics Research B, Vol. 38, pp.297-314, 2012.
- [74] Tchikaya, E. B. : "Modélisation électromagnétique des Surfaces Sélectives en Fréquence finies uniformes et non-uniformes par la Technique de Changement d'Echelle (SCT) ", Thèse de Doctorat présentée à l'université du Toulouse, Octobre 2010.
- [75] Cahill, R., Parker, E.A.: "Concentric ring and Jerusalem cross arrays as frequency selective surfaces for a 45° incidence diplexer", Electronic Letters, Vol. 18, no. 8, pp. 313-314, April 1982.
- [76] Parker, E.A., Hamdy, S.M.A., Langley R.J.: "Modes of resonance of the Jerusalem cross in frequency selective surfaces", IEE Proceedings H - Microwaves, Optics and Antennas, Vol. 130, no. 3, pp. 203-208, April 1983.
- [77] Au, P.W.B., Musa, L.S., Parker, E.A., Langley, R.J.: "Parametric study of tripole and tripole loop arrays as frequency selective surfaces", IEE Proceedings H - Microwaves, Optics and Antennas, Vol. 137, no. 5 , pp. 263-268, October 1990.
- [78] Vardaxoglou, J.C., Parker, E.A.: "Performance of two tripole arrays as frequency selective surfaces", Electronics Letters, Vol. 19, no. 18, pp. 709-710, September 1983.
- [79] Parker, E.A., Hamdy, S.M.A., Langley R.J., "Arrays of concentric rings as a frequency selective surface", Electronics Letters, Vol. 17, no. 23, pp. 880-881, November 1981.
- [80] Parker, E.A., Vardaxoglou, J.C.: " Plane wave illumination of concentric ring frequency selective surfaces", IEE Proceedings Pt. H, Vol. 132, no. 3, pp. 176-180, June 1985.
- [81] Parker, E.A., Antonopoulos ,C., Simpson ,N.E.: "Microwave band FSS in optically transparent conducting layers: Performance of ring element arrays", Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 16, no. 2, pp. 61-63, October 1997.
- [82] Huang, J., Wu, T.K., Lee, S.W.: "Tri-Band frequency selective surface with circular ring elements", IEEE Transactions on Antennas and propagation, Vol. 42, no. 2, pp. 166-175 , February 1994.
- [83] Wu, T.K. : "Four-Band frequency selective surface with double-square-loop patch elements", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 42, no. 12, pp. 1659-1663. December 1994.

Références Bibliographiques

- [84] Winnewisser, C., Lewen, F., Weinzierl, J., Helm, H.: "Frequency-selective surfaces analyzed by THz-time-domain spectroscopy". 1998 IEEE Sixth International Conference on Terahertz Electronics Proceedings. THZ 98. (Cat. No.98EX171), pp.196-198. 1998.
- [85] Wakabayashi, H., Kominami, M., Kusaka, H., Nakashima, H.: "Numerical simulations for frequency selective screen with complementary elements", IEE Proceedings Microwave Antennas and Propagation, Vol. 141, no. 6, pp. 477-482, December 1994.
- [86] Parker, E.A., El Sheikh, A.N.A.: "Convolved dipole array elements", Electronics Letters, Vol. 27, no. 4, pp. 322-323, 1991.
- [87] Parker, E.A., El Sheikh, A.N.A., Lima, A.C.: "Convolved frequency selective array elements derived from linear and crossed dipoles", *IEE Proceedings H - Microwaves, Antennas and Propagation*, Vol. 140, no. 5, pp. 378-380, February 1993.
- [88] TSAKONAS, C., MIAS, C. and OSWALD, C: "An investigation into feasibility of designing frequency-selective windows employing periodic structures ", final report for the Radiocommunications Agency. Radiocommunications Agency. The Nottingham Trent University, Department of Electrical and Electronic Engineering. 1998.
- [89] Ranga, Y., Matekovits, L., Esselle, K.P., Weily, A.R: "Multioctave frequency selective surface reflector for ultra-wide band antennas", *IEEE Antenna and Wireless Propagation Letters*, Vol.10, pp. 219–222, 2011.
- [90] Monavar, F. M., Komjani, N.: "Bandwidth enhancement of microstrip patch antenna using Jerusalem cross-shaped frequency selective surfaces by invasive weed optimization approach", *Progress In Electromagnetics. Research*, Vol. 121, pp. 103–120., 2011.
- [91] Chaimool, S., Chung, K., Akkaraekthalin, P.: "Simultaneous gain and bandwidths enhancement of a single-feed circularly polarized microstrip patch antenna using a meta material reflective surface", *Progress In Electromagnetics Research B*, Vol. 22, no. 22, pp. 23-37, January 2010.
- [92] Arnmanee, p., Phongcharoenpanich, C.: "Improved microstrip antenna with HIS elements and FSS superstrate for 2.4 GHz band applications", *International Journal of Antennas and Propagation*, Vol. 2018, no. 2, pp. 1-11, March 2018.
- [93] Chatterjee, A., Parui, S. K.: "Gain enhancement of a wide slot antenna using a second-order band pass frequency selective surface", *Radio Engineering*, Vol. 24,

Références Bibliographiques

no.2, pp. 455–461, 2015.

- [94] Moharamzadeh, E., Javan, A. M.: "Triple-band frequency selective surfaces to enhance gain of x-band triangle slot antenna", *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, Vol.12, pp. 1145-1148, 2013.
- [95] Pirhadi, A., Bahrami, H., Nasri, J.: "Wideband high directive aperture coupled microstrip antenna design by using a FSS superstrate layer", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 60, no. 4, pp. 2101-2106, 2012.
- [96] Tahir, F. A., Arshad, T., Ullah, S., et al.: "A novel FSS for gain enhancement of printed antennas in UWB frequency spectrum", *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol.59, no.10, pp. 2698-2704, 2017.
- [97] Belmessaoud, D. , Rouabah, K., Messaoudene ,I., Denidni, A. T.: " Broadband planar slot antenna using a simple single-layer FSS stop band", *IET Microwaves Antennas and Propagation*, Vol. 14, no. 3, pp. 203-210, 2020.
- [98] Dadgarpour, A., Zarghooni, B., Virdee, B. S., Denidni, T. A.: "Beam tilting antenna using integrated metamaterial loading", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 62, no.5, pp. 2874-2879, 2014.
- [99] Kurra, L., Abegaonkar, M. P., Basu, A., Koul, S. K.: "FSS properties of a uniplanar EBG and its application in directivity enhancement of a microstrip antenna", *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, Vol. 15, pp.1606-1609, 2016.
- [100] Park, J.S., Choi, H. K.: "The design of the dual band folded dipole antenna with a parabolic curved reflector", *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 61, no.5, pp. 1419-1424, 2019.

هدف من أطروحة الدكتوراه هذه هو تصميم وتحسين بنية بسيطة لهوائي مستو جديد يعتمد على الأسطح الانتقائية بتردد (طبقة انتقائية التردد) FSS أحادية الطبقة من أجل الحصول على بنية ذات عرض النطاق الترددي واسعة وكسب عالية في البداية ، تم تصميم وتحسين هوائي ذو فتحة مستوي ، مع عرض نطاق كبير مع الحد الأدنى من المساحة. هنا ، يتم تحقيق التحسين من خلال Optimetrics® Toolbox " لجهاز محاكاة الكهرومغناطيسي v.15.0 Ansys HFSS (محاكي بنية التردد العالي). يتم محاكاة المعلمات المميزة للرنين والإشعاع للهوائي والتحقق من صحتها بواسطة قياسات النموذج الأولي المصنعة. ثانياً ، لتحسين أداء هوائي ذو الفتحة من حيث مخططات الكسب والإشعاع ، يُقترح أيضاً إنشاء خلية FSS مطبوعة على ركيزة عازلة لبناء عاكس قائم على FSS. للحصول على نفس عرض نطاق الممانعة لهوائي الفتحة ، يتم إجراء دراسة حدية لتأثير الأبعاد المختلفة لخلية الوحدة ويتم استخدام النتائج التي تم الحصول عليها لتحسين الهيكل. لتأكيد النتائج ، فيما يتعلق بمعامل الإرسال ومرحلة معامل الانعكاس لخلية FSS التي تم الحصول عليها بواسطة HFSS ، يتم التحقق من صحة هذه النتائج باستخدام محاكي CST . بعد ذلك ، من أجل تحقيق الهدف الرئيسي المتمثل في زيادة الكسب ، يتم دمج عاكس FSS أسفل الهوائي. يتم محاكاة الهيكل النهائي الناتج ، الأمثل وتحقيقه عملياً. تُظهر النتائج ، التي تم الحصول عليها من عمليات المحاكاة القريبة جداً من نتائج القياسات ، مكسباً كبيراً لعرض النطاق الترددي الواسع في مقاومة 86.38% (2.92-7.36GHz) تغطي نطاق WiMAX ، النطاق C للتطبيقات الساتلية ونطاق WLAN (شبكة محلية لاسلكية). بالإضافة إلى ذلك ، يوفر الهوائي ربحاً محسوباً يبلغ 5.53 dB. مقارنةً بهوائي بدون FSS ، فإن الهيكل المقترح اقترح تحسناً في الكسب الأقصى البالغ 5.53 ديسيبل. بالإضافة إلى ذلك ، يتم تقليل الفصوص الخلفية ، في الهيكل المقترح ، بأكثر من 15 ديسيبل مقارنةً بهوائي وحده. الحجم الكلي للهيكل ، على أساس FSS ، المقترح هو $0.63\lambda_0 \times 0.63\lambda_0 \times 0.12\lambda_0 mm^2$.

الكلمات المفتاحية: هوائي مطبوع، فتحة سداسية، التصميم، هوائي ذو فتحة، عاكس FSS ، التحسين في الكسب ، عاكس واسع النطاق.

Abstract

The main objective of this Doctoral thesis is the design optimization of a new simple broadband planar slot antenna based on single-layer Frequency-Selective Surfaces (FSS) in order to have large bandwidth and high gain structure. Initially, a planar aperture antenna, having a wide impedance bandwidth, is designed and optimized. Here, optimization is accomplished via Optimetrics® Toolbox ANSYS High-Frequency Electromagnetic (HFSS) v.15.0. The antenna resonance and radiation characteristic parameters are simulated and validated by measurements of fabricated prototype.

Secondly, in order to improve the performances, in terms of gain and radiation patterns of the aperture antenna, a single layer FSS printed in dielectric substrate is also proposed to build the FSS-based reflector. To allow obtaining the same impedance bandwidth of the aperture antenna, a parametric study, of the influence of the different dimensions of the unit cell, is carried out and the obtained results are used to optimize the latter structure. To confirm the results, in terms of transmission coefficient and reflection coefficient phase, of the FSS cell obtained by HFSS simulator, these last are validated via the Computer Simulation Technology (CST) Microwave studio simulator.

Afterward, in order to achieve the main objective of increasing the gain, the FSS reflector is integrated below the slot antenna. The resulting final structure is simulated, optimized and essentially realized. The results, obtained from simulations, which are very close to those obtained from measurements, show a high gain for a wide bandwidth in impedance that is typically 86.38% (2.92-7.36GHz) covering thus the Worldwide interoperability for Microwave Access (WiMAX) band, the C band for satellite applications and the Wireless Local Area Network (WLAN) band. Furthermore, the antenna offers a 8.87 dBi measured maximum gain. Compared to antenna without FSS, a maximum gain improvement of 5.53 dBi is realized by the proposed structure. Besides, the back lobes are reduced in the proposed structure by more than 15 dBi, compared the antenna alone. The total size of the proposed FSS-based structure, is $0.63\lambda_0 \times 0.63\lambda_0 \times 0.12\lambda_0$.

The obtained results are very consistent and show the interest of this type of antenna in the field of broadband wireless communications.

Key words: FSS band stop, planar antennas, hexagonal slot, wideband reflector, gain enhancement, broadband operation.

Résumé

L'objectif principal de cette thèse de Doctorat est la conception et l'optimisation d'une nouvelle structure d'antenne planaire simple. Ici, l'amélioration est réalisée en combinant les surfaces sélectives en fréquence FSS (Frequency Selective Surfaces) monocouche avec la structure d'antenne planaire afin d'avoir une large bande passante et un gain élevé. Pour se faire, initialement une antenne planaire à ouverture, ayant une grande bande passante en impédance avec un minimum d'encombrement, est conçue et optimisée. Là, l'optimisation est accomplie via « Optimetrics® Toolbox » du simulateur électromagnétique Ansys HFSS v.15.0 (High Frequency Structure Simulator). Les paramètres caractéristiques de résonance et de rayonnement de l'antenne sont simulés et validés via des mesures de prototype fabriqué.

En deuxième lieu, une cellule FSS, imprimée sur un substrat diélectrique, est aussi proposée pour construire le réflecteur à base des FSS qui sera intégré à cette antenne. Pour permettre d'obtenir la même bande passante en impédance de l'antenne à ouverture, une étude paramétrique de l'influence des différentes dimensions de la cellule unitaire est réalisée et les résultats obtenus sont utilisés pour l'optimisation de la structure. Afin de confirmer les résultats obtenus par HFSS, ces derniers sont validés via le simulateur CST (Computer Simulation Technology) Microwave studio.

Par la suite, dans le but d'atteindre l'objectif essentiel qui consiste en l'augmentation du gain, le réflecteur FSS est intégré au-dessous de l'antenne à ouverture. La structure finale résultante est simulée, optimisée et réalisée pratiquement. Les résultats obtenus des simulations sont très proches de ceux issus des mesures. Par conséquent, les deux montrent un gain élevé pour une large bande passante en impédance égale à 86.38% (2.92 – 7.36GHz) couvrant la bande WiMAX (Worldwide interoperability for Microwave Access), la bande C pour les applications des télécommunications par satellite et la bande WLAN (Wireless Local Area Network). En outre, la structure antennaire proposée offre un gain maximum mesuré de 8,87 dBi. Par rapport à l'antenne sans FSS, une amélioration du gain maximum de 5,53 dBi est réalisée par la structure proposée. De plus, les niveaux des lobes secondaires, dans le diagramme de rayonnement de la structure proposée, sont réduits de plus de 15 dBi, par rapport à ceux du diagramme de rayonnement de l'antenne seule. La taille totale de la structure, à base des FSS, proposée est de $0.63\lambda_0 \times 0.63\lambda_0 \times 0.12\lambda_0$. Ceci montre que les résultats obtenus sont très consistants et dévoilent l'intérêt de ce type d'antenne dans le domaine des communications sans fil large bande.

Mots clés : Antenne planaire, FSS stop bande, réflecteur large bande, antenne à ouverture, optimisation, fonctionnement en large bande, amélioration de gain.