

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

جامعة أبي بكر بلقايد - تلمسان

Université Aboubakr Belkaïd – Tlemcen –

Faculté de TECHNOLOGIE



THESE

Présentée pour l'obtention du **grade de DOCTORAT 3^{ème} Cycle**

En : Télécommunications

Spécialité : Communication et réseaux sans fil

Par : BOUKERN Dounya.

Sujet

Etude et Conception d'Antennes Planaires à haute directivité à Cavité Résonnante à Base de Métamatériaux

Soutenue publiquement, le 11 / 05 / 2023, devant le jury composé de :

Mr. BOUKLI-HACENE Noureddine	Professeur	Univ. Tlemcen	Président
Mr. BOUACHA Abdelhafid	Professeur	Univ. Tlemcen	Directeur de thèse
Mr. AISSAOUI Djelloul	MCA	Univ. Djelfa	Co- Directeur de thèse
Mr. MERAD Lotfi	Professeur	ESSAT	Examineur 1
Mr. KAMECHE Samir	Professeur	Univ. Tlemcen	Examineur 2
Mr. DENIDNI Tayeb A.	Professeur	INRS (Canada)	Invité

Remerciement

Avant tout je remercie ALLAH, mon créateur qui m'a soutenu en bonheur et en malheur et m'avoir donné la patience et le courage durant ces longues années d'étude.

Je tiens à exprimer ma sincère gratitude à mes directeurs de recherche, messieurs Bouacha Abdelhafid, et Aissaoui Djelloul pour leurs soutien vital et leurs conseils avisés tout au long de ma formation doctorale, et de toutes les activités de recherche qui y sont associées.

je remercie aussi Monsieur Tayeb DENIDNI, Professeur à l'INRS au Canada, pour m'avoir accueilli chaleureusement dans son laboratoire. Je le remercie également pour orientations effectives, ses encouragements permanents et ses conseils avisés.

Ma profonde appréciation et gratitude au Ministère d'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique pour m'avoir sponsorisé pendant mon stage postdoctoral à l'INRS dans le cadre du programme national exceptionnel (PNE 2019-2020).

J'exprime toute ma reconnaissance aux membres du Jury : Mr. BOUKLI-HACENE Nouredine, Mr. MERAD Lotfi et Mr. KAMECHE Samir et Mr. DENIDNI Tayeb Ahmed qui m'ont fait l'honneur d'examiner mon travail en participant à ce jury de thèse.

Mes profonds remerciements à tous mes collègues de laboratoire TTL et de l'INRS-EMT, particulièrement au Dr Arun Kesavan et Dr Massinissa Belazoug pour leurs aide généreuse et leurs discussions constructives.

Résumé

La présente thèse est dédiée pour un but d'étudier, de concevoir et réaliser de nouvelles antennes cavités planaires à fort gain afin être utilisées dans les nouveaux systèmes de communication sans fil précisément les objets connectés. Deux structures d'antennes proposées sont construites en intégrant des structures métallo-diélectriques en dessus et/ou en dessous du plan de masse de la cavité, agissant comme des surfaces sélectives en fréquence (FSS) et conducteur magnétique artificiel (AMC). Les cellules unitaires des structures FSS proposées doivent avoir un coefficient de transmission parfait à la fréquence de résonance, et les cellules unitaires de la structure AMC proposée doivent avoir un coefficient de réflexion en phase égale à zéro à la fréquence désirée. Un prototype a été fabriqué et mesuré a donné de très bons résultats en termes de gain.

Mots clés : Cavité Fabry-Pérot, gain élevé, directivité, Structure FSS, Structure AMC.

Abstract

The present thesis is dedicated to the study, design and realization of new high gain planar cavity antennas to be used in new wireless communication systems precisely the connected objects. Two proposed antenna structures are built by integrating metal-dielectric structures above and/or below the cavity ground plane, acting as frequency selective surfaces (FSS) and reflective artificial magnetic conductor (AMC). The unit cells of the proposed FSS structures must have a perfect transmission coefficient at the resonant frequency, and the unit cells of the proposed AMC structure must have a phase reflection coefficient equal to zero at the desired frequency. A prototype was manufactured and measured gave very good results in terms of gain.

Keywords: Fabry-Perot cavity, high gain, directivity, FSS structure, AMC structure.

ملخص

الأطروحة الحالية مخصصة لدراسة وتصميم وتحقيق هوائيات تجويف مستوية جديدة عالية الكسب لاستخدامها في أنظمة الاتصالات اللاسلكية الجديدة على وجه التحديد الكائنات المتصلة. تم بناء هيكلين مقترحين للهوائي من خلال دمج الهياكل المعدنية العازلة أعلى و / أو أسفل سطح الأرض التجويفي ، والتي تعمل كسطوح انتقائية للتردد (ف س س) وموصل مغناطيسي اصطناعي عاكس (ا م س). يجب أن يكون لخلايا الوحدات الخاصة بهياكل ف س س المقترحة معامل إرسال مثالي عند تردد الرنين ، ويجب أن يكون لخلايا الوحدة الخاصة بهيكل ا م س المقترح معامل انعكاس طور يساوي صفرًا عند التردد المطلوب. نموذج أولي تم تصنيعه وقياسه أعطى نتائج جيدة جدًا من حيث الكسب.

الكلمات المفتاحية : تجويف فابري بيرو, مكاسب عالية, اتجاهية, هيكل , هيكل.

Table des matières

Table de matières.....	i
Liste des Figures.....	iv
Liste des Tableaux.....	viii
Liste des abréveations.....	ix

Introduction Générale.....	2
-----------------------------------	----------

Chapitre 1 : Généralité sur les antennes

1.1 Introduction.....	7
1.2 Principales caractéristiques des antennes.....	7
1.2.1 Caractéristiques électriques.....	8
1.2.2 Caractéristiques de rayonnement.....	10
1.3 Classification des antennes.....	12
1.4 Antennes directives.....	13
1.4.1 Réseaux d'antennes.....	13
1.4.2 Antennes à ouverture.....	16
1.4.3 Antenne Fabry-Perot.....	19
4.3.1 Effet des dimensions sur les performances de la cavité FP.....	22
1.5 Conclusion.....	26

Chapitre 2 : Métamatériaux et applications

2.1 Introduction.....	28
2.2 Structures à haute impédance.....	28
2.2.1 Conducteurs électriques et magnétiques parfaits (PEC et PMC).....	28
2.2.2 Modèle de l'impédance de surface effective.....	30
2.3 Surfaces périodiques.....	31
2.3.1 Structures périodiques actives et passives.....	32
2.3.2 Caractéristique de résonance des surfaces périodiques.....	33
2.3.2.1 Surfaces périodiques en parallèle sans diélectrique.....	33
2.3.2.2 Surfaces périodiques unique avec diélectriques.....	33
2.3.2.3 Structures périodiques hybrides.....	34

2.3.3 Applications des structures périodiques	37
2.3.3.1 Radome hybride	37
2.3.3.2 Filtre stop-band.....	38
2.3.3.3 Sous-rélecteur dichroïque	38
2.3.3.4 Rélecteur principal dichroïque.....	39
2.4 Introduction au métamatériaux.....	39
2.4.1 Structures FSS	39
2.4.2 Différents types de cellules unitaires des structures FSS.....	41
2.4.3 Structures AMC	43
2.4.4 Application des FSS dans les antennes cavité	43
2.4.5 Application des AMC pour l'augmentation du gain	46
2.5 Conclusion.....	48

Chapitre 3 : Antenne cavité à gain élevé combinant un rélecteur AMC et un superstrat FSS

3.1 Introduction.....	50
3.2 Conception de l'antenne excitatrice, du rélecteur et du superstrat	51
3.2.1 Conception de l'antenne excitatrice à fente de forme I.....	51
3.2.2 Conception de cellule unitaire AMC	52
3.2.3 Conception de la cellule unitaire FSS	55
3.3 Fabrication et mesure de l'antenne cavité.....	57
3.3.1 Procédure de fabrication	58
3.3.2 Procédure mesure.....	59
3.3.3 Discussions de résultats de mesure	61
3.4 Comparaison des résultats	65
3.5 Conclusion.....	66

Chapitre 4 : Cavité à base d'une antenne microruban multi-patchs et d'un superstrat FSS

4.1. Introduction.....	68
4.2. Processus de conception de l'antenne excitatrice	68
4.2.1. Antenne a un seul patch circulaire	68
4.2.2. Antenne a trois patchs circulaires	69

4.3. Processus de conception de superstrat à base de FSS	72
4.3.1. Etude paramétrique	73
4.4. Processus de conception de la cavité	75
4.5. Conclusion.....	79
Conclusion Générale.....	81
Production Scientifique de thèse	84
Références Bibliographiques.....	84

Liste des figures

Chapitre 1

Figure 1.1 : Schéma équivalent d'une antenne.....	8
Figure 1.2: Coefficient de réflexion et rapport d'onde stationnaire en fonction de la fréquence.	9
Figure 1.3 : (a) diagramme de rayonnement, (b) plan E et (c) plan H du diagramme de rayonnement [12].	10
Figure 1.4 : Diagramme de rayonnement pour une antenne (a) directive, (b)sectorielle, (c)omnidirectionnelle [3]......	12
Figure 1.5 : Exemples de réseaux d'antennes, réseaux d'antennes patches circulaires et carrés planaire et cylindrique, réseau de fentes et réseau de cornets.	14
Figure 1.6 : Système de coordonnées sphérique.	15
Figure 1.7: Réseau linéaire de plusieurs sources alignées selon l'axe x.....	16
Figure 1.8 : Différentes configurations de réseaux d'antennes, (a) (b) (c) planaires avec maillage rectangulaire et circulaire, (d) (e) (f) facteur de réseau, (g) (i) la configuration cylindrique et conique avec plusieurs étages (h) (j) diagrammes de rayonnement [9].	17
Figure 1.9: Exemples d'antennes à ouverture rayonnante, (a) antenne à réflecteur parabolique, (b) et (c) cornets rectangulaires et circulaire [4], et différents types d'antennes (d) lentilles homogène et lentille hétérogène (e) plane et (f) sphérique [23]......	18
Figure 1.10 : Un schéma descriptif de la cavité Fabry-Perot.	19
Figure 1.11 : Un schéma descriptif de fonctionnement de la cavité Fabry-Perot.	20
Figure 1.12 : Effet des dimensions de la cavité sur la directivité [32]......	23
Figure 1.13 : Schéma descriptif de la cavité à base d'un réseau d'antennes et un plan réflecteur [32]......	24
Figure 1.14 : Schéma d'un réseau circulaire de 4-éléments phasés et le diagramme de rayonnement pour R=50mm, R=80mm et R=110mm [32].	25
Figure 1.15 : Diagramme de rayonnement de (a) réseau seul de R=110mm, (b) cavité FP, ainsi une comparaison des diagrammes de rayonnement dans le plan E [27]......	25

Chapitre 2

Figure 2.1 : Théorie des images et réflexion d'ondes sur des plan PEC et PMC [31].	30
Figure 2.2 :Circuit équivalent de la surface haute impédance [33].	30
Figure 2.3: structures périodiques à base d'un conducteur électrique (dipôle) d'une impédance ZL , (a) structure périodique passive, (b) structure périodique active [34].	31
Figure 2.4: Structure périodique à base des fentes caractérisées par une admittance YL [34].	32
Figure 2.5: Utilisation des structures périodiques en parallèle et leurs effets sur la transmittance [34].	33
Figure 2.6: Une surface périodique (a) avec diélectriques de même épaisseur, (b) coefficient de transmission sans/avec diélectriques, et (c) élargissement de la bande passante en fonction de l'angle d'incidence de l'onde plane [34].	35
Figure 2.7: Effet du diélectrique sur la fréquence de résonance, (a) un FSS est immergé dans un milieu infini, (b) les diélectriques des deux côtés de la surface périodique [34].	36
Figure 2.8: Coefficient de transmission de la structure FSS en fonction de la fréquence avec polarisation, (a) dans le plan E, (b) dans le plan H [34].	37
Figure 2.9: Radome hybride avec caractéristique d'une bande passante [3].	37
Figure 2.10 : Filtre stop-band pour réduire le RCS d'antenne [34].	38
Figure 2.11 : Structure a périodique (a) sous-réflecteur Cassegrain, (b) un réflecteur plan et (c) un réseau de dipôles	39
Figure 2.12 : Schéma descriptif de la structure FSS.	40
Figure 2.13 : Schéma d'onde incidente sur une structure périodique.	41
Figure 2.14 : Différents types d'unité FSS [34].	42
Figure 2.15 : Schéma descriptif de la structure AMC.	43
Figure 2.16 : (a) Schéma descriptif de la cavité proposée, (b) Schéma descriptif de la double-couche de FSS, (c) Magnitude et phase de réflexion de la couche FSS, (c) la directivité de la cavité [45].	44
Figure 2.17 : (a) Schéma descriptif de la cavité proposée, (b) Magnitude et phase de réflexion de la couche FSS, (c) la directivité de la cavité [46].	45

Liste des figures

Figure 2.18 : (a) et (d) Schémas descriptifs des cavités proposées, (b) et (c) phase de réflexion des couches FSS, (c) la directivité de cavités	46
Figure 2.19 : (a) Schéma descriptif, (b) phase de réflexion de la cellule AMC, (c) Schéma descriptif, (d) coefficient de réflexion et (e) la directivité de la cavité [49].	47
Chapitre 3	
Figure 3.1 : Antenne cavité Fabry-pérot proposée.....	51
Figure 3.2 : Antenne à fente I proposée pour alimenter la cavité.....	52
Figure 3.3 : la présentation en 3D de la cellule unitaire AMC.....	53
Figure 3.4 : Etude paramétrique de la cellule unitaire AMC de (a) R1 (b) R2 et (c) dx en fonction de la phase de réflexion.	55
Figure 3.5 : (a) vue supérieure et inférieure et (b) vue tridimensionnelle de la cellule unitaire de la surface sélective en fréquence (FSS).....	55
Figure 3.6 : Amplitude du coefficient de réflexion de la cellule unitaire du FSS pour des études paramétriques de (a) la périodicité P_x et P_y , (b) la largeur du patch cylindrique R et (c) l'espacement entre couches S.	56
Figure 3.7 : Amplitude du coefficient de réflexion et de transmission de la cellule unitaire du FSS proposée.....	57
Figure 3.8 : Présentation schématique de l'antenne à cavité proposée.	58
Figure 3.9 : Machine de fabrication laser LPKF ProtoLaser S de l'INRS [67].	58
Figure 3.10 : Machine LPKF ProtoMat C60 [67].	59
Figure 3.11 : Photo d'analyseur Agilent VNA 8722ES de l'INRS [67].	60
Figure 3.12 : Photo de la chambre anéchoïque de l'INRS [67].	61
Figure 3.13 : Prototype fabriqué de l'antenne cavité proposée.	61
Figure 3.14 : Coefficient de réflexion (a) simulé et (b) mesuré pour les trois configurations.	62
Figure 3.15 : Diagramme de rayonnement dans le plan E (a) simulé, (b) mesuré.	63
Figure 3.16 : Diagramme de rayonnement dans le plan H (a) simulé, (b) mesuré.....	64
Figure 3.17 : Gain simulé et mesuré pour les trois configurations.	65
Chapitre 4	
Figure 4.1: Antenne initiale à un seul patch circulaire.	69
Figure 4.2 : Antenne à trois patches, proposées pour alimenter la cavité.	70

Liste des figures

Figure 4.3 : Coefficient de réflexion pour une antenne à un seul patch et trois éléments en fonction de la fréquence.	71
Figure 4.4 : Diagramme de rayonnement dans (a) le plan H et (b) le plan E.	72
Figure 4.5 : Gain obtenu pour une antenne à un seul élément et à trois éléments.	72
Figure 4.6 : (a) vue supérieure et inférieure et (b) vue tridimensionnelle de la cellule unitaire de la surface sélective en fréquence (FSS).	73
Figure 4.7 : Etude paramétrique de la cellule FSS (a) grandeur extérieur (b) grandeur intérieure du patch et (c) la variation de l'espacement s en fonction de la phase de réflexion.	74
Figure 4.8 : Présentation schématique de la cavité proposée.	75
Figure 4.9 : Antenne cavité Fabry-pérot proposée.	76
Figure 4.10 : Le coefficient de réflexion (a) antenne seule, (b) antenne et superstrat.	77
Figure 4.11 : Efficacité de rayonnement en fonction de fréquence.	77
Figure 4.12 : Diagramme de rayonnement dans (a) le plan E et (b) plan H.	78
Figure 4.13 : le gain obtenu pour l'antenne seule et l'antenne avec superstrat.	79

Liste des tableaux

Chapitre 3

Tableau 3.1 : Dimensions de l'antenne à fente I.....	52
Tableau 3.2 : les dimensions de la cellule unitaire AMC.....	53
Tableau 3.3 : Dimensions de la cellule unitaire AMC.....	55
Tableau 3.4 : Comparaison de l'antenne proposée avec des travaux récemment publiés.	66

Chapitre 4

Table 4.1 : Dimensions de l'antenne à un seul patch circulaire.....	69
Table 4.2 : Dimensions de l'antenne à trois patches circulaires.....	70
Table 4.3 : Dimensions de la cellule constituant le superstrat.....	73

Liste des abbreviations

- FSS:** Frequency selective surface
- AFSS:** Active Frequency selective surface
- AMC:** Artificial Magnetic Conductor
- EBG:** Electromagnetic band gap
- LHM:** Left Hand Metamaterial
- PMC:** Perfect Magnetic Conductor
- PEC:** Perfect Electric Conductor
- HIS:** High Impedance Surface
- IEEE:** L'institut of Electrical and Electronic Engineers
- ROS:** Rapport d'Onde Stationnaire
- FPC:** Fabry Péroto Cavity
- PRS:** Partial Reflector Surface
- BIE:** Bande Interdite électromagnétique
- RCS:** Radar Cross Section
- WLAN:** Wireless Local Area Network
- SIW:** Substrate Integrated Waveguide
- RF:** Radio Frequency
- Wi-Fi:** Wireless Fidelity

Introduction Générale

Introduction générale

Etat de l'art :

Le mot "méta", en langue grecque, signifie au-delà. Il implique que la réponse électromagnétique des métamatériaux (MTM) est irréalisable ou non disponible dans les matériaux conventionnels. De nombreux efforts ont été déployés pour trouver une définition adéquate des MTM. En 2002, J.B. Pendry a écrit dans un document : "Métamatériaux, matériaux dont la perméabilité et la permittivité découlent de leur structure". Plus tard, en 2005, C. Caloz et T. Itoh ont écrit : "Les métamatériaux sont généralement définis comme des structures électromagnétiques artificielles effectivement homogènes avec des propriétés inhabituelles qui sont difficilement disponibles dans la nature" [1]. Le fait que les chercheurs travaillant sur ces objets ne s'accordent pas sur leurs caractéristiques les plus essentielles constitue peut-être un obstacle sérieux sur la voie d'une définition universelle du terme MTM. Dans [2] et [3], certains des aspects problématiques de la définition de non-naturalité ont été soulevés.

Le métamatériau interagit avec les ondes électromagnétiques de manière résonnante, ce qui nous donne une nouvelle voie pour les dispositifs micro-onde à une longueur d'onde bien définie, tels que les substrats compacts d'antennes et les cavités résonnantes. Grâce à la technique de fabrication multicouches, la configuration de type planaire a été reconnue comme le moyen le plus efficace et le plus facile pour la réalisation de métamatériaux dans les régimes micro-onde. Il est intéressant de noter, contrairement aux notions communes, que la largeur de bande opérationnelle du métamatériau est généralement très étroite en raison de la nature de la résonance.

De nombreuses études ont été publiées dans la littérature sur l'amélioration des performances des antennes patch microruban. La plupart des solutions proposées par le passé consistaient à utiliser un réseau de plusieurs antennes. L'inconvénient particulier de ce procédé provient de l'alimentation de chaque antenne et également du couplage entre chaque élément. D'autres solutions intéressantes ont alors été proposées : la première par Jackson & Alexópoulos [4], consistait à utiliser un superstrat de haute permittivité ou perméabilité au-dessus de l'antenne patch, la seconde par Nakano et al. [5], consistait à prendre en sandwich l'antenne par des couches diélectriques de même permittivité. Un superstrat de type LHM (Left-handed Materials) où la permittivité et la perméabilité sont simultanément négatives a

également été suggéré par Burokur et al. [6]. L'étude de cette dernière structure a montré une amélioration de gain d'environ 3 dB. Cependant, ces solutions sont toutes basées sur des conceptions non planaires qui sont encombrantes pour les nouveaux systèmes de télécommunications nécessitant des antennes directives compactes à profil bas et respectueuses de l'environnement.

Pour éliminer le problème majeur des systèmes d'alimentation complexes dans les réseaux d'antennes, la conception de sources électromagnétiques directives compactes basées sur un seul point d'alimentation est devenue un domaine de recherche important et intéressant. Différentes solutions intéressantes basées sur ce concept ont été proposées. Dans un premier temps, des cavités résonantes dans des cristaux photoniques diélectriques unidimensionnels (1D) ont été utilisées par Cheype et al., [7]. Ensuite, des structures tridimensionnelles (3D) ont été utilisées, ce qui a permis d'obtenir de meilleures performances, Temelkuran et al. [8]. Une autre solution intéressante proposée par Enoch et al. [9], consistait à utiliser les propriétés de réfraction d'une interface de matériau faible indice optique afin d'obtenir une émission directive. Les auteurs ont montré comment un simple empilement de grilles métalliques peut conduire à une ultra-réfraction. Comme la structure métamatérielle résultante a un indice de réfraction positif mais proche de zéro, tous les rayons émanant d'une source ponctuelle à l'intérieur d'une telle dalle de matériau d'indice zéro se réfracteraient, selon la loi de Snell, presque parallèlement à la normale de chaque ouverture rayonnante. Nous noterons que ces solutions sont toutes basées sur l'utilisation d'un matériau 3-D volumineux.

Sinon, la méthode la plus courante pour atteindre l'émission directive est évidemment basée sur le mécanisme de la cavité réflexe de Fabry-Pérot. De telles cavités ont d'abord été considérées comme assez encombrantes puisqu'une épaisseur de la moitié de la longueur d'onde de travail est nécessaire [10]. Mais récemment, l'introduction des métamatériaux composites a montré que la restriction d'épaisseur à la demi-longueur d'onde dans une cavité de Fabry-Pérot pouvait être judicieusement évitée. Par exemple, Feresidis et al. [11] ont montré qu'une cavité de Fabry-Pérot épaisse d'un quart de longueur d'onde peut être conçue en utilisant des surfaces de conducteur magnétique artificiel (AMC) introduisant un déphasage de réflexion de zéro degré aux ondes incidentes. En supposant qu'il n'y a pas de pertes et une phase de réflexion d'exactly 0° , la surface est appelée conducteur magnétique parfait (PMC), qui est le complémentaire d'un conducteur électrique parfait (PEC). Ces dernières surfaces AMC ont d'abord été proposées pour agir en tant que surface dite à haute impédance (HIS). Le HIS permet également la suppression des ondes de surface qui se propagent sur le

plan de masse conventionnel. Cependant, le HIS nécessite un processus de fabrication non-planaire, qui n'est pas adapté à une mise en œuvre dans de nombreux circuits hyperfréquences et millimétriques.

Contributions de la thèse :

Pour concevoir une nouvelle antenne Fabry-Pérot directive à base de métamatériaux, nous proposons dans cette thèse, comme première contribution, une antenne cavité basée sur une combinaison de deux types de métamatériaux, un réflecteur d'une couche de AMC pour assurer une réflexion quasiment totale des lobes arrière et un superstrat à 3 couches de FSS afin d'avoir une transmission et une focalisation de rayonnement.

Comme une deuxième contribution, nous proposons une antenne cavité à base de FSS multicouches excitée par un réseau de trois patches.

Organisation de la thèse :

Cette thèse est organisée sous forme de quatre chapitres,

Chapitre 1

Dans ce chapitre introductif, nous présentons les notions de base de la théorie des antennes. Dans ce contexte, plusieurs paramètres électriques et magnétiques sont introduits, certains de ces paramètres sont interreliés et ils ne doivent pas tous être spécifiés pour une description complète des performances de l'antenne. Une classification de différents types d'antennes, plus particulièrement les antennes directives, est aussi présentée dans ce chapitre.

Chapitre 2

Ce chapitre est consacré à l'introduction des métamatériaux, notamment, les structures sélectives en fréquence et les conducteurs magnétiques artificiels. L'implémentation de ce type de matériaux dans la cavité Fabry-Pérot sera présentée pour mettre en évidence l'amélioration de la directivité.

Chapitre 3

Dans ce chapitre, nous présentons une antenne à cavité Fabry-Pérot directive qui associe à la fois un réflecteur AMC et un superstrat FSS. Le réflecteur utilise des cellules unitaires AMC avec des patches semi-circulaires imprimés sur la face supérieure du substrat. En outre, pour améliorer le gain de l'antenne, trois couches de surface sélective en fréquence sont

utilisées comme superstrat. La conception de l'antenne, y compris l'alimentation, le réflecteur à cavité et le superstrat à surface sélective en fréquence, est décrite. La mise en œuvre de l'antenne proposée et l'analyse des résultats expérimentaux ainsi que les remarques finales sont aussi présentées.

Chapitre 4

L'objet de ce chapitre est de présenter la conception d'une deuxième antenne cavité directive à base des métamatériaux. Cette antenne cavité est formée d'une antenne d'excitation à base de trois patches circulaires et d'un superstrat de deux couches de surface sélective en fréquence FSS en polarisation linéaire pour maximiser les performances de l'antenne.

À la fin de notre manuscrit, nous terminerons avec une conclusion générale et nous aborderons les perspectives des futurs travaux.

Chapitre 1

Généralité sur les antennes

1.1 Introduction

Au cours des 60 dernières années, la technologie des antennes a fait partie intégrante de la révolution des communications. De nombreuses avancées majeures réalisées au cours de cette période sont d'usage courant aujourd'hui. Toutefois, nous sommes actuellement confrontés à plus de problèmes et de défis, pour ces raisons, de nombreux chercheurs travaillent au développement des antennes pour mieux les adapter aux nouvelles applications comme les communications spatiales, les communications sans fil et surtout l'internet des objets (IoT).

Le dictionnaire définit une antenne comme « un dispositif généralement métallique (tel qu'une tige ou un fil) pour émettre ou recevoir des ondes radio ». Le standard IEEE 145-1983, définit l'antenne comme « un moyen de rayonnement ou de réception d'ondes radio ». En d'autres termes, l'antenne est la structure de transition entre l'espace libre et l'équipement de guidage, utilisée en émission et en réception avec les mêmes caractéristiques de rayonnement. À l'émission, l'antenne est considérée comme un transformateur d'énergie électromagnétique de la source émettrice, en une puissance électromagnétique rayonnée. A la réception, la procédure est inversée, l'antenne capte la puissance rayonnée et la transforme en une énergie électromagnétique guidée.

Dans ce chapitre introductif, nous présentons les concepts de base de la théorie générale des antennes, y compris les définitions de plusieurs paramètres électriques et magnétiques. Certains de ces paramètres sont interdépendants et n'ont pas besoin d'être tous spécifiés pour une description complète des performances des antennes. Ce chapitre détaille aussi la classification des différents types d'antennes, en particulier les antennes directives

1.2 Principales caractéristiques des antennes

Les caractéristiques d'une antenne définissent ses performances quels que soient son type, son application et son mode de fonctionnement. Les antennes ont des caractéristiques radio telles que des caractéristiques électriques et de rayonnement. Nous définissons ci-dessous ces différentes propriétés. [12].

1.2.1 Caractéristiques électriques

Nous considérons une antenne représentée par un dipôle à deux extrémités A et B.

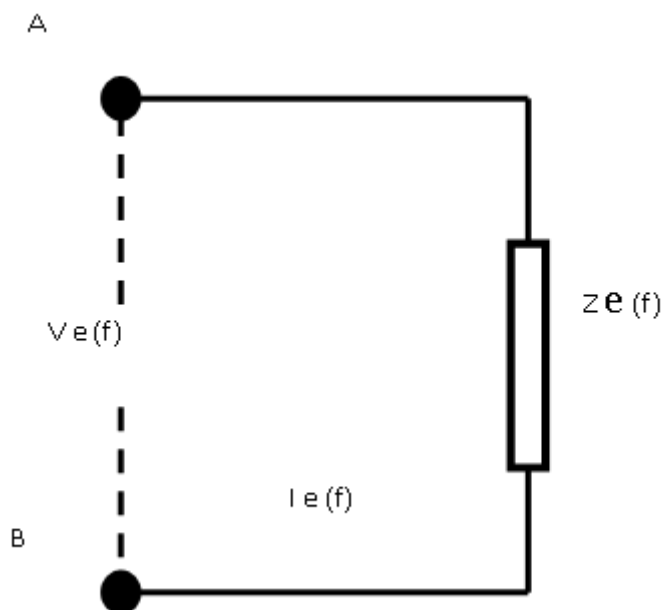


Figure 1.1 : Schéma équivalent d'une antenne.

L'impédance d'entrée d'une antenne représentée par le modèle équivalent de la Figure 1.1 est décrite par l'équation (1.1). $Re(Z_e(f))$ est la partie réelle, elle représente la puissance émise par l'antenne, sous forme de rayonnement, et de pertes dans la structure, en termes d'onde de surface et de pertes diélectriques. La partie imaginaire $Im(Z_e(f))$, représente une perte de puissance autour de l'antenne à cause de la désadaptation avec la source d'alimentation.

$$Z_e(f) = Re[Z_e(f)] + j Im[Z_e(f)] \quad (1.1)$$

L'adaptation ou la désadaptation présentées par l'antenne sont caractérisées par le coefficient de réflexion :

$$\Gamma = \frac{Z_e(f) - Z_0}{Z_e(f) + Z_0} \quad (1.2)$$

Où Z_0 représente l'impédance correspondante à la source d'alimentation, généralement, elle est égale 50Ω . Une antenne a une bonne adaptation si le coefficient de réflexion tend vers zéro en échelle linéaire, ou -10 dB en échelle logarithmique.

Le rapport d'Ondes Stationnaires (R.O.S.) est un indicateur d'une bonne adaptation entre le système d'alimentation et l'antenne. Dans le cas contraire où il y a une désadaptation une partie de l'onde incidente auprès du système d'alimentation va être réfléchiée en générant une onde stationnaire, si l'onde incidente et l'onde réfléchiée ont une signification constructive

l'amplitude de l'onde stationnaire est maximale, et si l'onde incidente et l'onde réfléchie ont une signification destructive l'amplitude de l'onde stationnaire est minimale.

$$ROS = \frac{V_{max}}{V_{min}} = \frac{1+|S_{11}|}{1-|S_{11}|} \quad (1.3)$$

Avec :

V_{max} : L'amplitude maximale de l'onde stationnaire

V_{min} : L'amplitude minimale de l'onde stationnaire

S_{11} : Coefficient de réflexion.

La bande passante ou la largeur de bande opérationnelle est la bande dans laquelle l'antenne présente les caractéristiques de rayonnement et les caractéristiques électriques requises. Pour toute antenne, la largeur de bande est définie par une fréquence minimale et maximale, elle correspond un rapport d'onde stationnaire inférieur à 2, un coefficient de réflexion (S_{11}) inférieur aussi à -10dB et une puissance de transmission d'antenne satisfaite à 90 % (-3dB) de la puissance reçue par l'alimentation Figure 2. La bande passante est généralement exprimée par rapport à la fréquence centrale d'utilisation,

$$f_c = \frac{f_{min} + f_{max}}{2} \quad (1.4)$$

$$BP(\%) = 100 * \frac{f_{max} - f_{min}}{f_c} \quad (1.5)$$

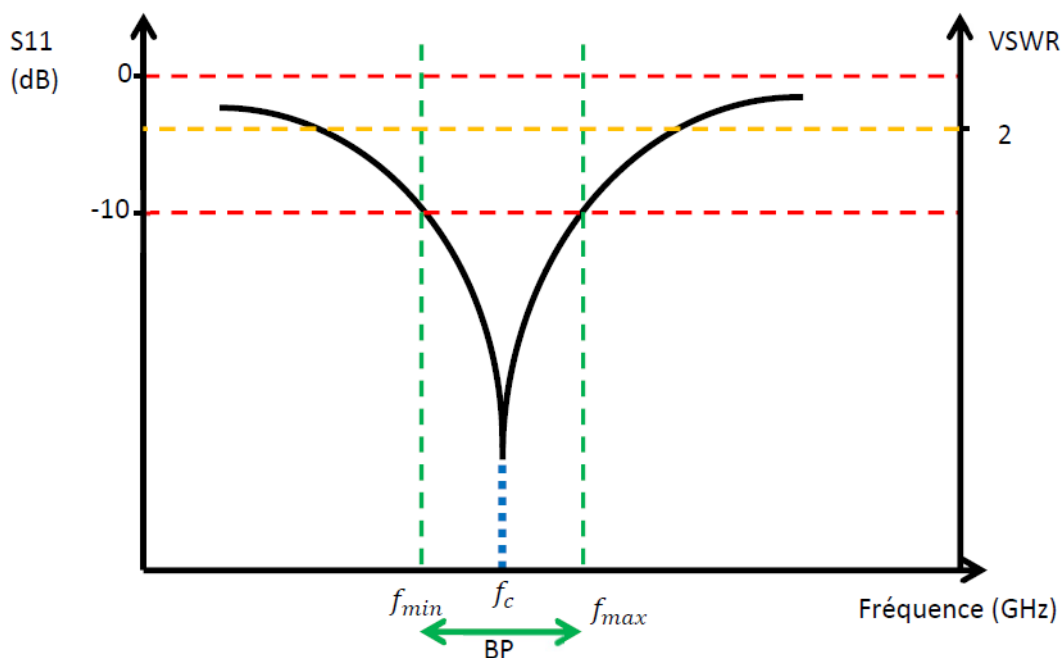


Figure 1.2: Coefficient de réflexion et rapport d'onde stationnaire en fonction de la fréquence.

La fréquence de résonance d'une antenne est définie par la forme de l'antenne et le type de matériau qui compose l'antenne. A la fréquence de résonance (fréquence déterminée par le cahier de charge), l'impédance d'entrée de l'antenne est considérée réelle (équation 1.6), dans ce cas, l'antenne a une bonne adaptation, si la fréquence opérationnelle varie légèrement à la fréquence de résonance, la partie imaginaire de l'impédance d'entrée n'est plus nulle.

$$\begin{cases} \mathbf{Z}_e(f) \approx \mathbf{Re}[\mathbf{Z}_e(f)] \\ \mathbf{Im}[\mathbf{Z}_e(f)] \approx 0 \end{cases} \quad (1.6)$$

1.2.2 Caractéristiques de rayonnement

Toute antenne est caractérisée par un diagramme de rayonnement qui représente ses propriétés spatiales telles que l'intensité de rayonnement, l'orientation du champ électrique et magnétique, la polarisation et la directivité de l'antenne en fonction des coordonnées directionnelles dans la zone lointaine. L'une de ces propriétés intéressantes est la distribution de la puissance rayonnée en fonction d'une position référentielle (Figure (3.a)).

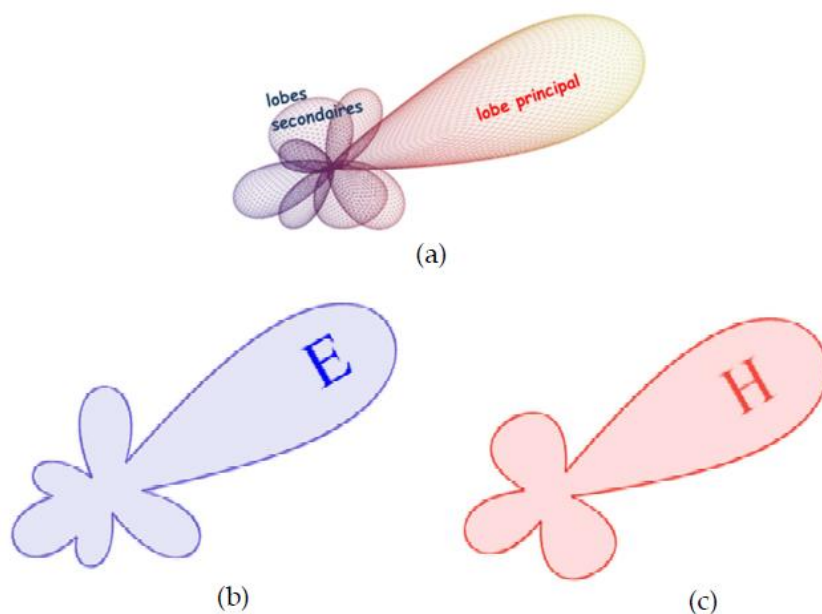


Figure 1.3 : (a) diagramme de rayonnement, (b) plan E et (c) plan H du diagramme de rayonnement [12].

La représentation la plus reconnue du champs électrique ou magnétique est définie par la projection, en deux plans perpendiculaires, le plan E et le plan H respectivement, figure 3.b et figure 3.c.

Considérant une antenne située au centre d'un repère sphérique et alimentée par une puissance électrique, la puissance totale rayonnée par cette antenne P_{rad} donnée par l'équation (1.7) est obtenue en intégrant la densité de puissance sur une surface sphérique.

$$P_{rad} = \iint P(\theta, \varphi) d\theta d\varphi \quad [W] \quad (1.7)$$

Avec :

$$P(\theta, \varphi) = \begin{cases} \frac{P_A}{\Omega} & \left[\frac{W}{sr} \right] & (a) \\ \frac{P_A}{\Omega.R^2} & \left[\frac{W}{m^2} \right] & (b) \end{cases} \quad (1.8)$$

La densité de puissance rayonnée dans une direction définie par (θ, φ) et une unité d'angle solide Ω est définie par l'équation (8.a) et la densité de puissance rayonnée par une unité de surface à une distance R au centre d'une sphère est donnée par l'équation (8.b) [12].

Pour une antenne isotropique :

$$P_{iso}(\theta, \varphi) = \begin{cases} \frac{P_A}{4\pi} & \left[\frac{W}{sr} \right] & (a) \\ \frac{P_A}{4\pi.R^2} & \left[\frac{W}{m^2} \right] & (b) \end{cases} \quad (1.9)$$

La capacité de concentrer la puissance rayonnée par une antenne en transmettant ou en recevant (capter la puissance provenant d'une autre antenne) est dite la directivité $D(\theta, \varphi)$. C'est le rapport de la puissance rayonnée dans une direction bien définie $P(\theta, \varphi)$ à la puissance rayonnée par une antenne isotropique P_{iso} .

$$D(\theta, \varphi) = 4\pi \frac{P(\theta, \varphi)}{P_{iso}(\theta, \varphi)} \quad (1.10)$$

Le gain est le rapport entre la puissance maximale dans une direction privilégiée et la puissance maximale rayonnée par une antenne isotropique dans la même direction (équation (1.11)). Il identifie la propriété la plus importante qui valorise les performances de l'antenne dans un système.

$$G(\theta, \varphi) = 10 \log_{10} \left[4\pi \frac{P(\theta, \varphi)_{max}}{P_{iso}(\theta, \varphi)_{max}} \right] \quad [dB] \quad (1.11)$$

A cause de différents phénomènes, lors de son fonctionnement l'antenne subit des pertes causées principalement par la désadaptation et les pertes dans la structure. En effet, l'antenne perd une partie de la puissance qu'elle reçoit de l'alimentation, et le reste est effectivement rayonné. Ceci détermine l'efficacité de l'antenne donnée par l'équation (1.12).

$$\mathbf{e}_t = \mathbf{e}_a \mathbf{e}_c \mathbf{e}_d \quad (1.12)$$

Avec :

e_t = l'efficacité totale

e_a = l'efficacité d'adaptation

e_c = l'efficacité de conducteur

e_d = l'efficacité de diélectrique

1.3 Classification des antennes

Plusieurs classifications des antennes existent. Elles se basent sur les paramètres caractéristiques de l'antenne, notamment, la bande fréquentielle de fonctionnement, la bande passante, la directivité, le diagramme de rayonnement et la polarisation. L'une de ces classifications les plus courantes, classe les antennes selon l'ouverture de rayonnement dans le plan horizontal. On distingue, les antennes directives, les antennes sectorielles et les antennes omnidirectionnelles [2]. Le diagramme de rayonnement illustratif de chaque type de ces antennes est illustré sur la Figure 1.4.

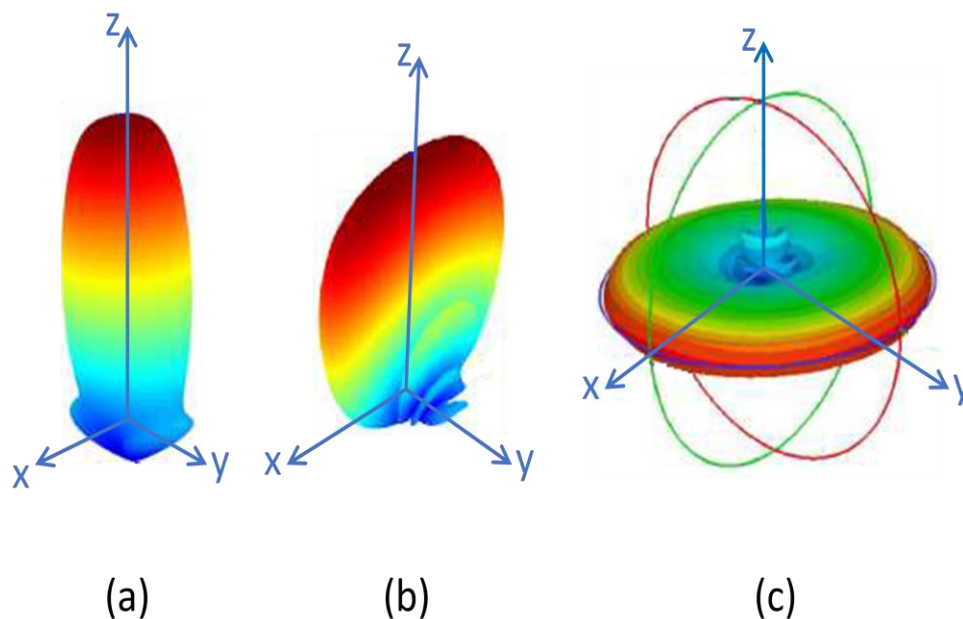


Figure 1.4 : Diagramme de rayonnement pour une antenne (a) directive, (b)sectorielle, (c)omnidirectionnelle [3].

Le diagramme de rayonnement de l'antenne directive est présenté sur la Figure 4.a. L'antenne rayonne dans une direction bien définie et elle permet ainsi de focaliser la densité de puissance dans la direction où se trouve l'antenne émettrice ou réceptrice afin de détecter

ou de transmettre l'information, ce qui provoque une augmentation significative du gain. Ce type d'antenne est principalement utilisé pour des liaisons de type point à point [13].

Les antennes sectorielles, figure 4.b, se caractérisent par une couverture sectorielle correspond généralement à 60° , 90° ou 120° , elles se caractérisent aussi par un gain moins élevé que le gain des antennes directives. L'utilisation de plusieurs antennes nous permet d'avoir une couverture de 360° avec un gain plus important que celui des antennes omnidirectionnelles [13][14].

Les antennes omnidirectionnelles, figure 4.c, ont une couverture uniforme et une puissance rayonnante cohérente dans toutes les directions, généralement elles sont positionnées au centre de la cellule pour avoir une couverture de 360° [13].

1.4 Antennes directives

Comme leur nom l'indique, les antennes directives concentrent l'énergie rayonnée dans des zones étroites ou écartées puisqu'elles offrent des gains importants. Habituellement, la puissance rayonnée est condensée dans un ou plusieurs lobes. Ce type d'antenne est spécialement exploité pour des liaisons de type point à point, où les positions des antennes d'émission et de réception sont bien connues. Elles requièrent, habituellement, un bon alignement. L'avantage de ces antennes est d'étendre la portée de la liaison radio et d'augmenter le débit de transmission [15]. Pour cette raison, l'optimisation des performances de ce type d'antenne consiste à augmenter le gain ou la directivité et la bande passante.

Plusieurs techniques sont utilisées pour rendre une antenne directive. Les plus usuels consistent soit à mettre l'antenne en réseau, ou en cavité résonnante et ou encore de mettre un réflecteur métallique derrière l'antenne, de telle sorte que le rayonnement ne s'effectue plus que dans un demi-espace, ce qui permet de doubler la puissance rayonnée dans l'axe de l'antenne [15].

Dans ce qui suit nous décrivons les principaux types d'antennes directives.

1.4.1 Réseaux d'antennes

Les réseaux d'antennes sont composés de sources rayonnantes disposées périodiquement et alimentées par un réseau d'alimentation.

Les sources de rayonnement peuvent être des patchs imprimés, des fentes, des cornes ou d'autres types, figure 1.5.

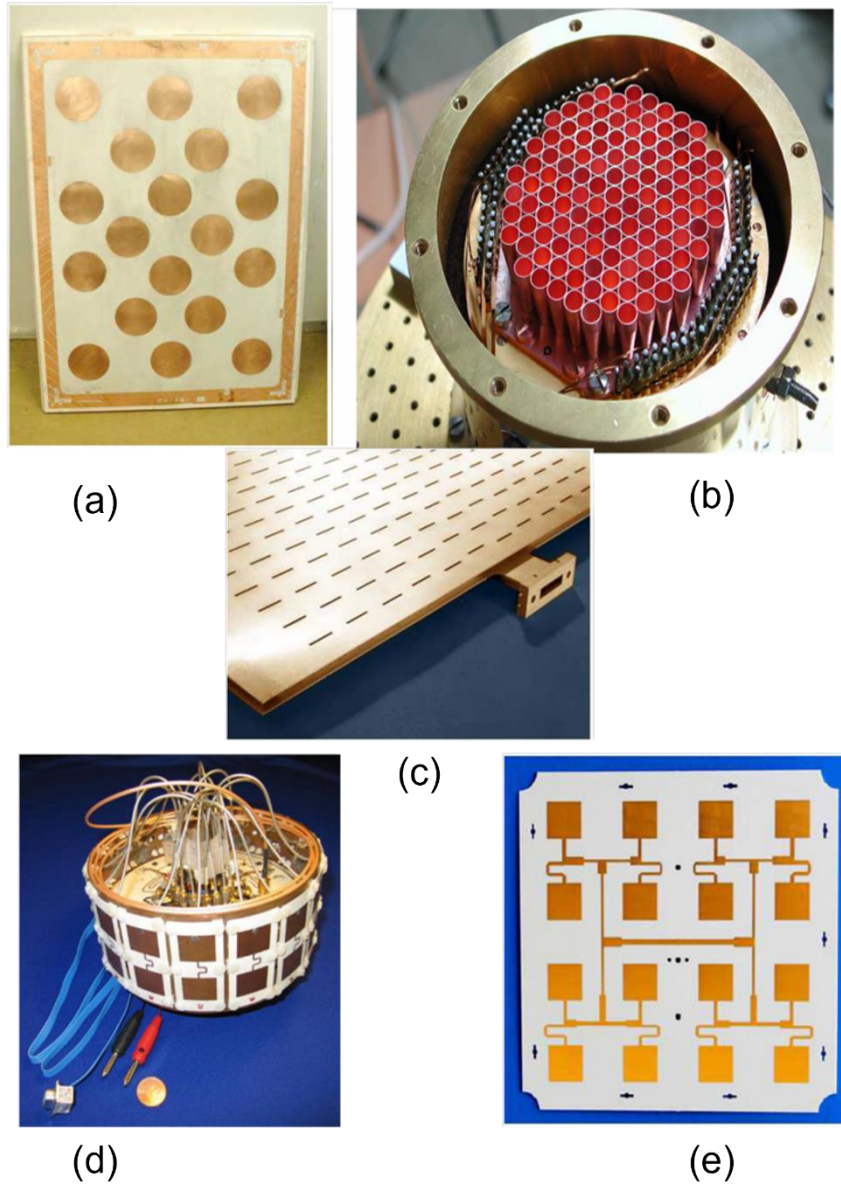


Figure 1.5 : Exemples de réseaux d'antennes, (a), (d) et (e) réseaux d'antennes patches circulaires et carrés planaire et cylindrique, (b) réseau de fentes et (c) réseau de cornets.

Le champ totale $E(\theta, \varphi)$, rayonné par le réseau d'antenne, est décrit dans la littérature par l'équation (1.13) [16][17].

$$E(\theta, \varphi) = \sum_m \sum_n A_{mn} F_{mn}(\theta, \varphi) e^{jk\vec{r}R_{mn}} \quad (1.13)$$

Avec :

$n = 1, 2, 3 \dots \dots N$: le nombre de sources rayonnantes constituant le réseau.

$m = 1, 2, 3 \dots \dots M$: le nombre des étages constituant le réseau d'antenne.

A_{mn} : Amplitude complexe appliquée à la source rayonnante.

$F_{mn}(\theta, \varphi)$: Diagramme de rayonnement de la source rayonnante.

$e^{jk\vec{r}R_{mn}}$: Phase

k : Nombre d'onde

\vec{r} : Vecteur d'observation dans la direction (θ, φ)

R_{mn} : Vecteur position de la source rayonnante dans le repère considéré.

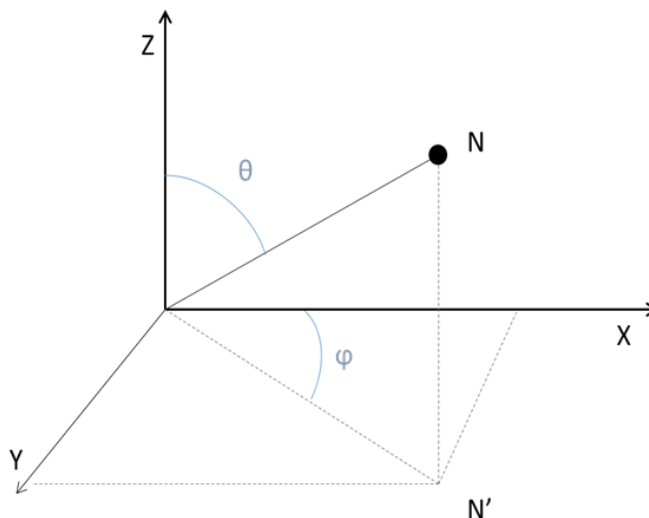


Figure 1.6 : Système de coordonnées sphérique.

Nous considérons un réseau d'antennes linéaire isotropique de N sources rayonnantes réparties uniformément avec une séparation de distance d . L'expression simplifiée du champ total est donnée par l'équation suivante :

$$E(\theta, \varphi) = F_n(\theta, \varphi) \sum_n A_n e^{jk(n-1)d \sin \theta \cos \varphi} \quad (1.14)$$

Dans ce cas, le facteur réseau $AF(\theta, \varphi)$ pour des sources alignées sur l'axe X (figure 1.7), où $\varphi = 0$, est donné par :

$$AF(\theta, \varphi) = \sum_n A_n e^{jk(n-1)d \sin \theta} \quad (1.15)$$

La directivité et le gain sont déterminées par le nombre total des sources rayonnantes N et la distance entre ces sources d , équation (1.16). Le gain total du réseau est approximativement égal au gain d'une source multiplié par le facteur réseau, sachant que la valeur maximale que peut prendre ce dernier tend vers le nombre total des sources N , ceci implique que l'augmentation du gain total est proportionnelle au nombre total des sources. Néanmoins, l'augmentation du nombre de sources provoque une complexité du réseau d'alimentation ainsi que la multiplication des pertes.

$$D = 4N \left(\frac{d}{\lambda} \right) \quad (1.16)$$

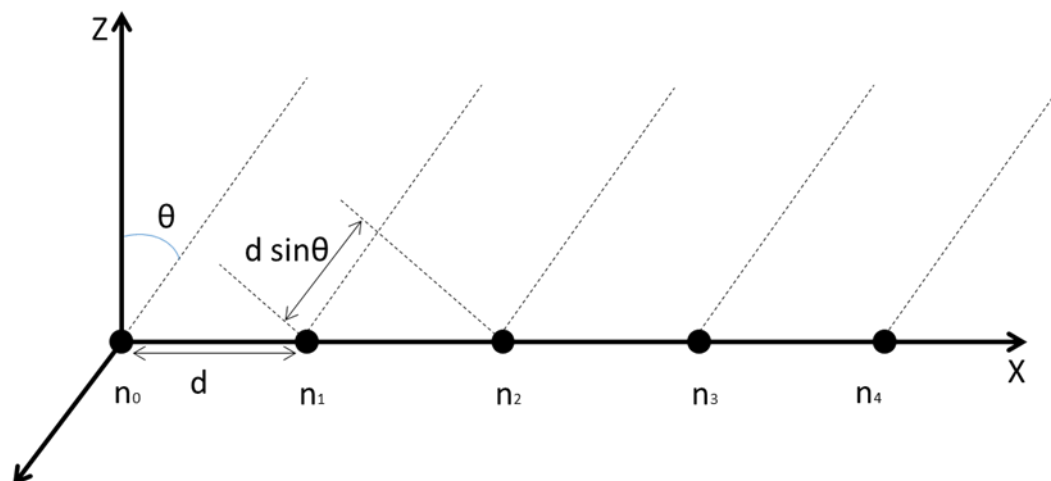


Figure 1.7: Réseau linéaire de plusieurs sources alignées selon l'axe x.

La mise en réseau des sources a pour but de conformer le lobe principal et focaliser le rayonnement, pour cela, il existe plusieurs configurations planaire, circulaire, cylindrique ou encore conique Figure (1.8).

1.4.2 Antennes à ouverture

Des applications telles que l'aérospatiale nécessitent des critères de conception d'antenne spécifiques et bien définis. Les antennes à ouverture rayonnante sont les plus recommandées à cause de leurs avantages en termes de haute directivité.

Il existe plusieurs types d'antennes à ouverture, citant les cornets, les antennes à réflecteur parabolique et les lentilles.

Une antenne cornet est considérée comme un guide d'onde d'une forme rectangulaire ou cylindrique, Figure 1.9.b et figure 1.9.c qui se termine par une ouverture rayonnante. Cette forme nous permet de passer d'une onde guidée à l'intérieur de ce guide à une onde en espace libre par une adaptation de l'impédance du cornet à l'espace libre [19].

Ce type d'antenne se caractérise par une directivité plus élevée en comparaison aux autres antennes à ouverture rayonnante dans les hyperfréquences [12].

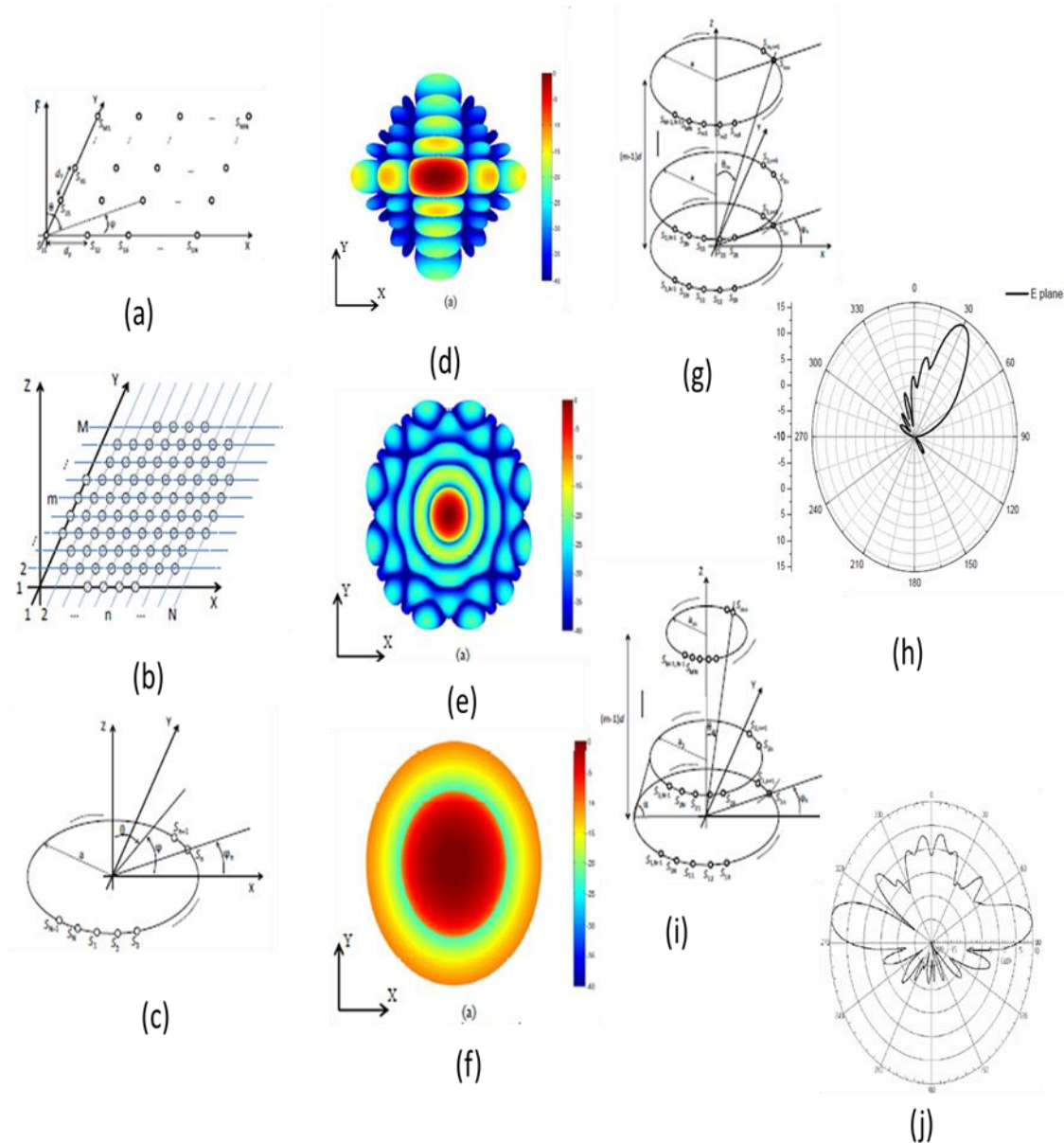


Figure 1.8 : Différentes configurations de réseaux d'antennes, (a) (b) (c) planaires avec maillage rectangulaire et circulaire, (d) (e) (f) facteur de réseau, (g) (i) la configuration cylindrique et conique avec plusieurs étages (h) (j) diagrammes de rayonnement [9].

L'antenne à réflecteur parabolique a été inventée par l'ingénieur afro-américain Granville Woods. Elle est constituée d'une source d'excitation (généralement un cornet) placée à la distance focale du réflecteur Figure 1.19.a. L'onde électromagnétique sphérique générée par la source est transformée par l'antenne en une onde plane. L'ouverture rayonnante de l'antenne est créée par un front d'onde plane générée avec une surface équiphasé du réflecteur. Ces antennes présentent un gain élevé et sont les plus recommandées pour les applications satellites.

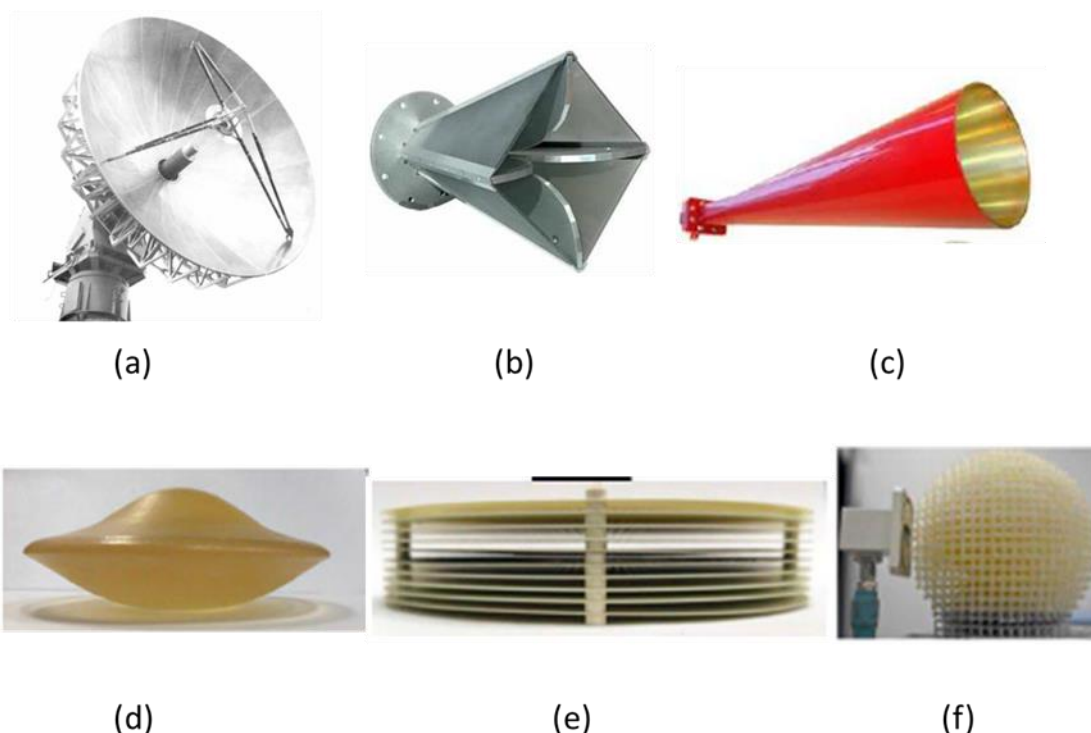


Figure 1.9: Exemples d’antennes à ouverture rayonnante, (a) antenne à réflecteur parabolique, (b) et (c) cornets rectangulaires et circulaire [4], et différents types d’antennes (d) lentilles homogène et lentille hétérogène (e) plane et (f) sphérique [23].

Une antenne lentille est constituée d’une source primaire et d’une lentille. Elle a le même principe de fonctionnement des antennes à réflecteur parabolique, figure 1.9.d, figure 1.9.e et figure 1.9.f. Elle transforme également les ondes sphériques générées par la source en ondes planes lors de l’émission et inversement lors de la réception [20].

Les principaux avantages des antennes à lentille sont : une largeur de faisceau étroite, un gain élevé et de faibles lobes latéraux. Leurs structures peuvent être plus compactes et de plus faible poids que les antennes à cornes et les antennes à réflecteur parabolique. Les antennes à lentille, avec leurs caractéristiques quasi-optiques, présentent également de faibles pertes, notamment à des longueurs d’onde millimétriques proches où elles présentent des avantages particuliers. Le rayonnement peut être réalisé en contrôlant la distribution de phase à travers l’ouverture de la lentille d’une manière qui peut être plus précise et moins coûteuse par rapport aux réflecteurs.

Une lentille à diélectrique est plus économique en termes de production que d’autres types d’antennes pour certaines applications considérées. En outre, les antennes à lentille sphérique ont l’avantage d’avoir de faibles pertes et de large bande passante, avec l’option des multifaisceaux [20].

1.4.3 Antenne Fabry-Perot

Une cavité de Fabry-Perot est un type de cavité résonnante généralement constituée d'un plan de masse métallique et de plans semi-réfléchissants de largeur L séparés par une hauteur h . Une cavité de Fabry-Perot est très sélective en fréquence et elle est utilisée comme filtre de fréquence en optique. Pour les applications d'antennes, elle est souvent utilisée comme filtre électromagnétique pour améliorer les performances de l'antenne telles que la directivité [21-23].

Différentes approches ont été utilisées pour modéliser une cavité FP. La première approche est basée sur la théorie des lignes de transmission [24], la deuxième utilise le diagramme de dispersion des métamatériaux [25], la troisième fait partie de la théorie des ondes de fuite [26], et la dernière utilise la méthode de l'Interféromètre Fabry-Perot qui est l'un des plus utilisés pour extraire les paramètres des antennes FP [27].

La plupart des cavités conçues sont excitées par une antenne à faible gain. Les réflexions multiples entre les deux plans constituant la cavité provoqueront une résonance dans la cavité présentée par une augmentation significative de la directivité de l'antenne et par laquelle la cavité est excitée. Un schéma descriptif de la cavité Fabry-Perot est présenté sur la Figure 1.10.

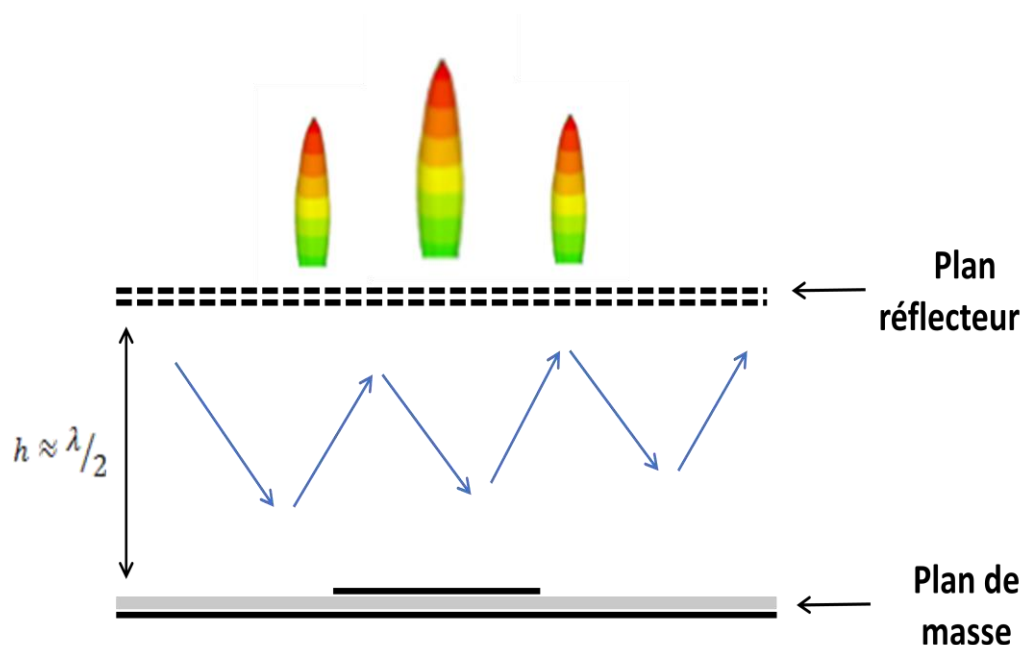


Figure 1.10 : Un schéma descriptif de la cavité Fabry-Perot.

La démonstration du principe de fonctionnement et de l'amélioration du gain par une cavité FP, a été effectuée en premier temps par Trentini [30]. Sur la base de la théorie de l'optique géométrique, Trentini a calculé les caractéristiques de la réponse en fréquence, en termes d'amplitude et de phase, des réflexions multiples se produisant entre les deux plans formant la cavité en les considérant comme des rayons. L'approximation optique à rayon considère le mur réflecteur et le plan de masse comme infinis, cette supposition permet de négliger les effets de diffraction et le couplage des modes supérieurs. La figure 1.11, illustre les réflexions multiples qui se produisent dans une cavité résonnante.

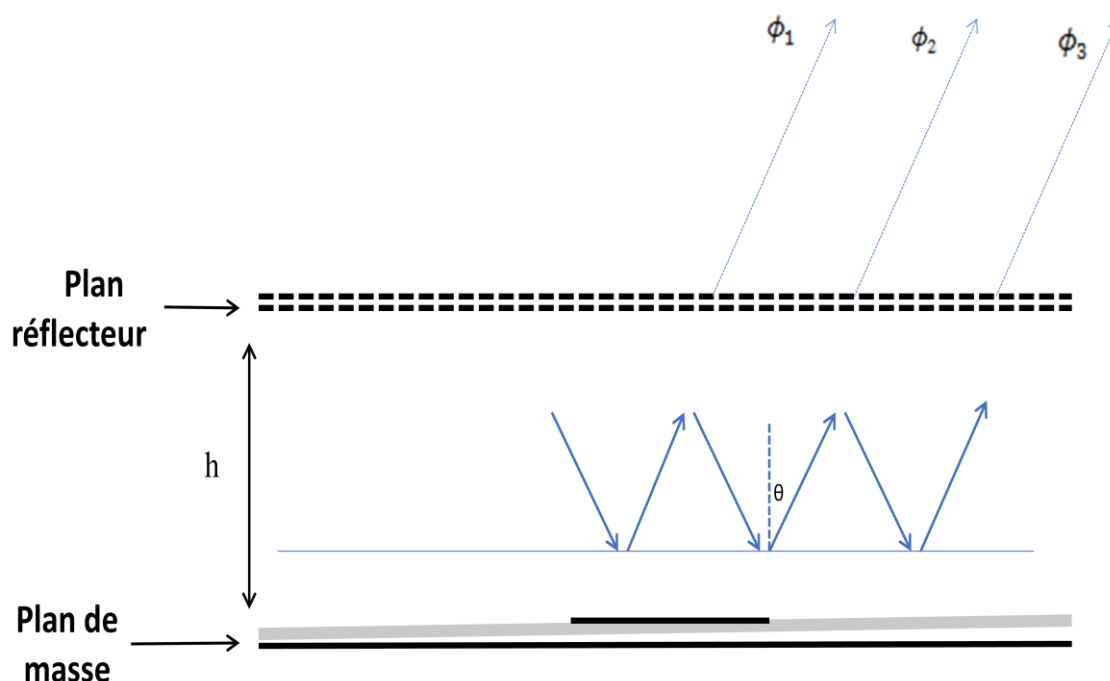


Figure 1.11 : Un schéma descriptif de fonctionnement de la cavité Fabry-Perot.

On considère une cavité constituée d'un plan réflecteur infini déposé à une distance $\lambda/2$ du plan de masse métallique infini aussi. Lors de l'excitation de cette cavité par une onde, des réflexions multiples se produisent à l'intérieur de cette cavité et selon l'ordre de réflexion, l'amplitude de l'onde transmise est atténuée et sa phase est changée [31].

Le coefficient de réflexions du plan réflecteur est :

$$S_{11} = R e^{j\varphi_R} \quad (1.17)$$

Avec R : amplitude $0 < R < 1$

φ_R : phase.

L'amplitude d'onde transmise est en fonction de $\sqrt{1-R^2}$, $R\sqrt{1-R^2}$ si elle est réfléchiée une fois et $R^2\sqrt{1-R^2}$ si elle est réfléchiée une deuxième fois. Alors l'amplitude de cette onde est diminuée proportionnellement à :

$$R^n \sqrt{1-R^2} \quad \text{avec : } n = 0, 1, 2, \dots \quad (1.18)$$

La phase entre deux ondes transmises est définie par ϕ_1 et ϕ_2 , la différence de phase $\Delta\phi$ est exprimée par l'équation (1.19) :

$$\Delta\phi = -\frac{2\pi}{\lambda} 2h \cos\theta - \pi + \phi_R \quad (1.19)$$

L'ensemble des ondes transmises résultantes introduisent une intensité du champ électrique, sa valeur absolue est donnée par la formule suivante :

$$|E| = |E_0| f(\theta) \sqrt{\frac{1-R^2}{1+R^2-2R \cos(\Delta\phi)}} \quad (1.20)$$

Avec $f(\theta)$: diagramme de rayonnement de l'antenne excitatrice

$\Delta\phi$: différence de phase entre deux ondes transmises

La puissance du diagramme de rayonnement est exprimée par :

$$P = \frac{|E|^2}{|E_0|^2} = \frac{1-R^2}{1+R^2-2R \cos(\phi_R - \pi h \frac{4\pi}{\lambda} \cos\theta)} f^2(\theta) \quad (1.21)$$

Si ($\theta = 0$), la puissance obtenue est maximale, elle correspond à une phase de réflexion du plan réflecteur exprimée par :

$$\phi_R = \frac{4\pi h}{c} f - (2N - 1)\pi, \quad N = 0, 1, 2, \dots \quad (1.22)$$

Cette équation présente la phase de réflexion du plan réflecteur qui produit le maximum de puissance et elle détermine aussi la hauteur h (l'équation (1.23)) :

$$h = \frac{\lambda}{4} \left(\frac{\phi_R}{\pi} - 1 \right) + N \frac{\lambda}{2} \quad N = 0, 1, 2, \dots \quad (1.23)$$

Nous pouvons déterminer l'expression de la directivité au centre de cette cavité ($\theta = 0$) en remplaçant la valeur de h dans l'équation (1.21),

$$D = \frac{1+R}{1R} \quad (1.24)$$

Supposant que le plan est positionné à une hauteur satisfaisante, la directivité est proportionnelle à l'amplitude, plus l'amplitude de réflexion du plan réflecteur est élevée plus la directivité est élevée.

4.3.1 Effet des dimensions sur les performances de la cavité FP

La cavité Fabry-Perot doit avoir des dimensions bien définies pour une meilleure conception. Plusieurs études ont présenté l'influence de la dimension latérale L de la cavité sur la directivité de l'antenne. La directivité augmente proportionnellement avec les dimensions de la cavité, cependant, elle n'augmente pas à l'infini avec la surface de la cavité [32].

Tableau 1.1 : Variation de la directivité en termes de dimensions et de hauteur de la cavité [32].

Dimensions de la cavité (mm x mm)	Directivité maximale (dB)	Hauteurs de la cavité (mm)	Directivité maximale (dB)
360*360	13.9	59	15
480*480	14.3	58.5	15.9
600*600	16.2	58	16.2
720*720	17	57.5	16

Cela signifie que d'une certaine largeur, le champ électrique est totalement rayonné et l'augmentation de la surface n'améliore plus la directivité. Pour les petites largeurs, la directivité de l'antenne FP diminue significativement puisqu'une partie de l'énergie est diffractée au bord de la cavité, ce qui produit des lobes latéraux. Pour limiter cette perte d'énergie, des parois métalliques peuvent être ajoutées pour fermer la cavité.

La figure 1.12 montre la variation de la directivité en fonction de la largeur (L), il est possible d'obtenir une directivité supérieure à 18 dB pour $L > 5 \lambda$ sans parois métalliques et pour $L > 3 \lambda$ avec des parois métalliques et une réflectivité de 0,96 du plan réflecteur [32].

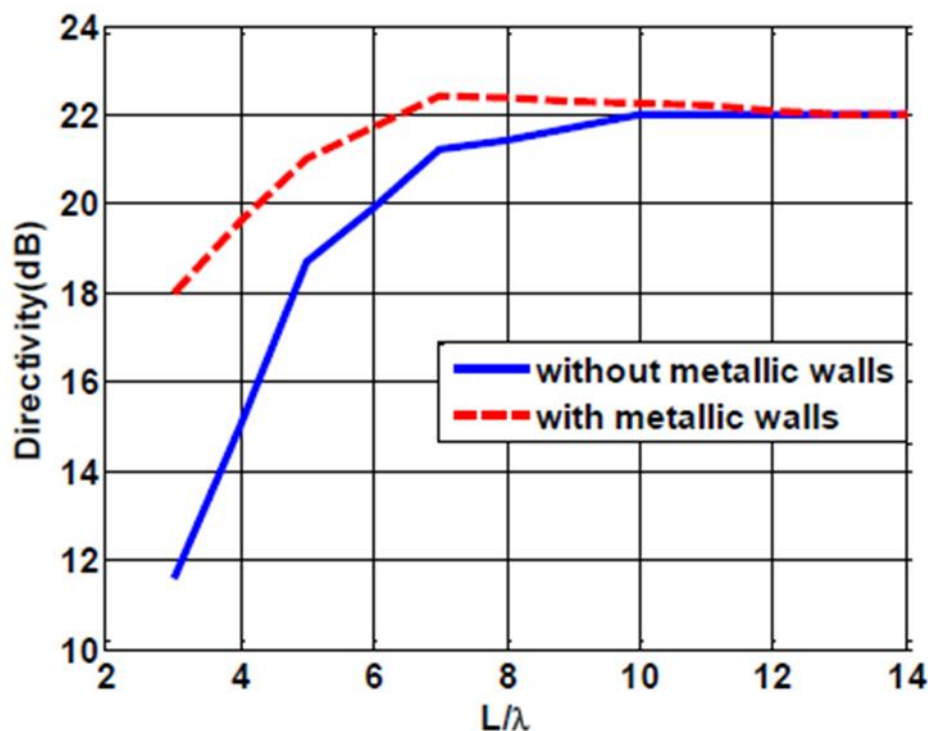


Figure 1.12 : Effet des dimensions de la cavité sur la directivité [32].

L'étude menée sur ce problème dans [32], a mis en évidence les influences de petites dimensions de la cavité sur la condition de résonance. En effet, lorsque la dimension latérale diminue, la fréquence de résonance augmente. Ainsi, nous devrions utiliser les conditions de résonance suivantes :

1. Pour une cavité Fabry-Perot d'une forme carrée,

$$f = \frac{c}{2} \sqrt{2 * \left(\frac{1}{L}\right)^2 + \left(\frac{1}{h}\right)^2} \quad (1.25)$$

Avec :

L : la largeur de la cavité

h : la hauteur de la cavité.

2. Pour une cavité Fabry-Perot d'une forme cylindrique,

$$f = \frac{c}{2} \sqrt{\left(\frac{1}{r}\right)^2 + \left(\frac{1}{h}\right)^2} \quad (1.26)$$

Avec :

r : le rayon de la cavité

h : la hauteur de la cavité.

La figure 1.13 présente un exemple d'une cavité Fabry-Perot d'un plan réflecteur partiellement réfléchissant (PRS) excitée par un réseau d'antennes de quatre éléments ($N = 4$).

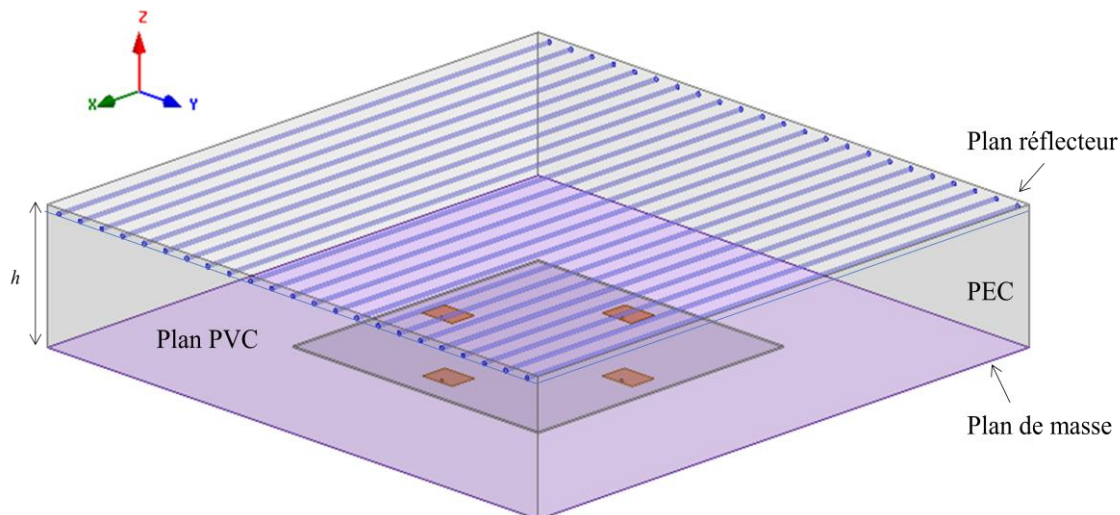


Figure 1.13 : Schéma descriptif de la cavité à base d'un réseau d'antennes et un plan réflecteur [32].

Les ondes Rayonnées sont générées par le réseau d'antennes circulaire, le réseau est plus directif lorsque le rayon du réseau devient plus grand, figure 1.14.a, pour un réseau d'un rayon de réseau de 110 mm à la fréquence de 2.5 GHz. La directivité de l'antenne dépend de la réflectivité de la surface partiellement réfléchissante (PRS) constituant le plan réflecteur (la géométrie et la périodicité des unités constituant le plan réflecteur) et de la hauteur h de la cavité.

La cavité Fabry-Perot est délimitée par deux murs PEC (Conducteur Electrique Parfait) dans le plan E pour diminuer le niveau des lobes secondaires du diagramme de rayonnement dans le plan H et deux murs PVC (PolyChlorure de Vinyle) dans le plan H pour supporter les tubes métalliques.

Pour une meilleure directivité de la cavité, plusieurs paramètres doivent être optimisés. Dans ce cas d'étude, la largeur et la hauteur de la cavité, la périodicité et le diamètre des unités du plan réflecteur sont égaux à 600mm, 58 mm, 26mm et 4mm respectivement [32].

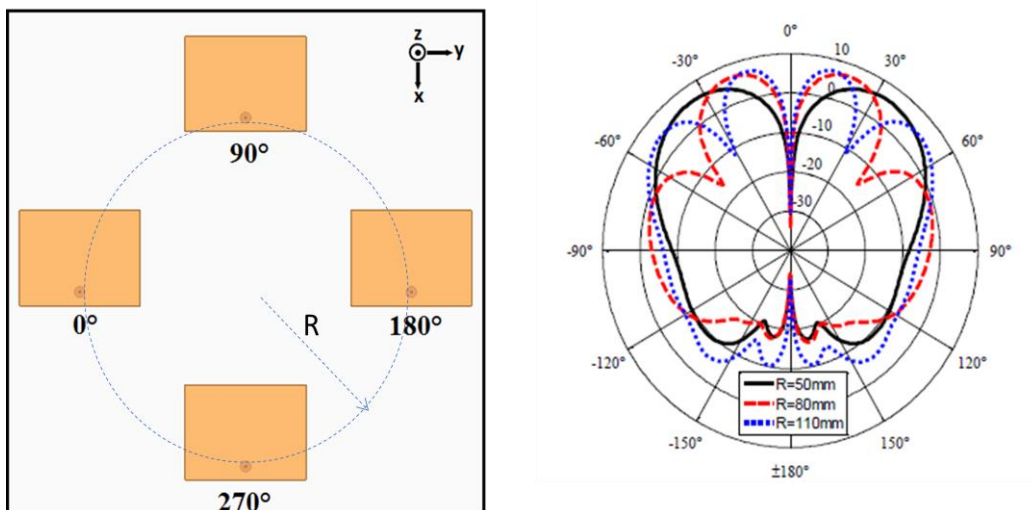


Figure 1.14 : Schéma d'un réseau circulaire de 4-éléments phasés et le diagramme de rayonnement pour $R=50\text{mm}$, $R=80\text{mm}$ et $R=110\text{mm}$ [32].

La figure 1.15 illustre les résultats obtenus par l'auteur en termes de diagrammes de rayonnement 3D du réseau d'antennes seul et avec le plan réflecteur (cavité Fabry-Perot). Une comparaison montre clairement une augmentation de la directivité de l'antenne.

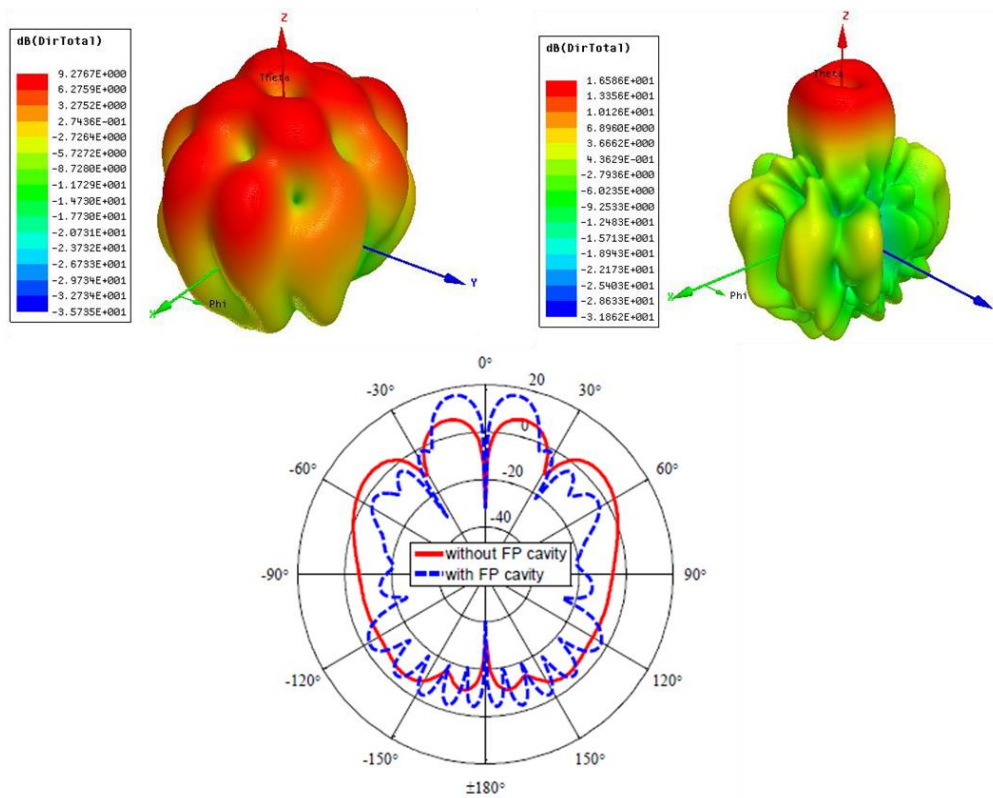


Figure 1.15 : Diagramme de rayonnement de (a) réseau seul de $R=110\text{mm}$, (b) cavité FP, ainsi une comparaison des diagrammes de rayonnement dans le plan E [27].

1.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les concepts de base de la théorie générale des antennes et décrit la classification des différents types d'antennes, en particulier les antennes directives. Ce type d'antenne, directives, est dédié à des applications particulières telles que les applications satellitaires, mais nécessite l'optimisation de la directivité.

Ce chapitre a abordé plusieurs techniques d'amélioration de la directivité, notamment l'utilisation de réseaux d'antennes ou l'utilisation de résonateurs Fabry-Perot. Plusieurs études citées dans ce chapitre montrent que les résonateurs Fabry-Perot réduisent la complexité et améliorent significativement le gain. Cette technique sera adoptée pour la suite de notre travail. Le chapitre suivant sera consacré à une étude détaillée des métamatériaux.

Chapitre 02

Métamatériaux et applications

2.1 Introduction

Les métamatériaux, définis au sens large comme des structures électromagnétiques artificielles homogènes avec des propriétés difficilement disponibles dans la nature, ont reçu beaucoup d'attention au cours des dernières décennies. La virtualité pratiquement illimitée dans l'adaptation de leurs paramètres constitutifs a créé des espoirs pour la réalisation de dispositifs uniques, tels que : des dispositifs 2D et 3D planaires ou encor des lentilles de sous-longueur d'onde, qui étaient, pour la plupart, impossibles à réaliser avec des matériaux classiques. Cependant, la mise en œuvre de tels dispositifs c'est heurté à la limitation inhérente aux métamatériaux classiques.

Selon leurs comportements par rapport à l'onde électromagnétique incidente, à la périodicité et à la taille des éléments unitaires, plusieurs familles de métamatériaux peuvent être citées : les matériaux à Surface Sélective en Fréquence (FSS) ou matériaux a conducteur magnétique artificielle (AMC), qui se caractérisent aussi par une périodicité de l'ordre de $\lambda/2$, matériaux Double Négatif, permittivité négatif et une perméabilité négatif (MNG, DNG et ENG respectivement se caractérisent par une périodicité de l'ordre de $\lambda/10$).

Ce chapitre est consacré à l'introduction des métamatériaux, en particulier les structures sélectives en fréquence et les conducteurs magnétiques artificiels. L'application de ce type de matériau à cavités de Fabry-Perot est également présentée.

2.2 Structures à haute impédance

Un nouveau type de structure électromagnétique métallique, caractérisé par une impédance de surface élevée, a été développé. Réalisé en métal continu, ce type de structure, laisse passer le courant continu, mais il est insensible au courant alternatif dans la bande de fréquence interdite. Contrairement aux conducteurs électriques, cette nouvelle surface ne supporte pas la propagation des ondes de surface et ses courants d'image ne sont pas inversés en phase, il s'agit d'un conducteur magnétique.

2.2.1 Conducteurs électriques et magnétiques parfaits (PEC et PMC)

Un conducteur électrique parfait (PEC) est souvent utilisé sous les antennes pour concentrer le rayonnement dans une seule direction. Placer un plan de masse avec un

conducteur parfait peut éliminer les rétro-réflexions, maintenir l'émission frontale et peut également augmenter la directivité du rayonnement.

Une antenne à fente, par exemple, a un diagramme de rayonnement bidirectionnel. Installer un conducteurs électrique parfait sous cette antenne nous permet d'éliminer les lobes de rayonnement arrière, ce qui se traduit par une amélioration de la directivité de rayonnement. Toutefois, les plans de masse PEC présentent plusieurs inconvénients. Un de ces inconvénients est que le courant d'antenne s'annule avec l'image du courant généré par le plan de masse PEC.

La théorie des images stipule que s'il y a un courant au-dessus d'un plan de masse PEC, celui-ci crée une image parallèle au courant original mais en opposition de phase. Cette opposition fait que les deux courants de part et d'autre du plan de masse imaginaire, qui remplace le plan de masse physique PEC, s'annulent. Cette annulation dégrade l'adaptation de l'antenne ainsi que son rayonnement (figure 2.1).

La solution proposée pour éliminer ce déphasage de π entre le courant du plan PEC et de son image est d'espacer l'antenne de son plan de masse PEC d'une hauteur de $\lambda/4$. Ceci provoque un déphasage de l'onde arrière de $\lambda/2$ dans les deux sens. Avec l'addition du déphasage provoqué par le plan PEC, nous auront un déphasage total de 2π (figure 2.1). Dans ce cas, l'onde réfléchie et l'onde rayonnée par l'antenne sont en phase ce qui provoque un rayonnement constructif [31].

Contrairement aux conducteurs PEC, les conducteurs magnétiques parfaits (PMC) provoquent une image de courant en phase avec le courant original produit par l'antenne. Dans ce cas, les courants s'additionnent et par conséquent, il est inutile d'espacer l'antenne du plan PMC, ce qui nous offre une taille réduite de l'antenne.

Les conducteurs PEC, représentés par un court-circuit, ont une impédance nulle, alors que les conducteurs PMC, représentés par un circuit-ouvert, ont une impédance infinie. Cela signifie que, remplacé le conducteur PEC par le conducteur PMC introduit un changement d'impédance. Parmi les approches utilisées pour augmenter l'impédance est d'introduire des modifications physiques sur la couche métallique de conducteur PEC, pour cela, plusieurs méthode existe [31], par exemple :

- L'introduction des corrugations.
- L'introduction de bosses métalliques.
- L'impression de formes métalliques.

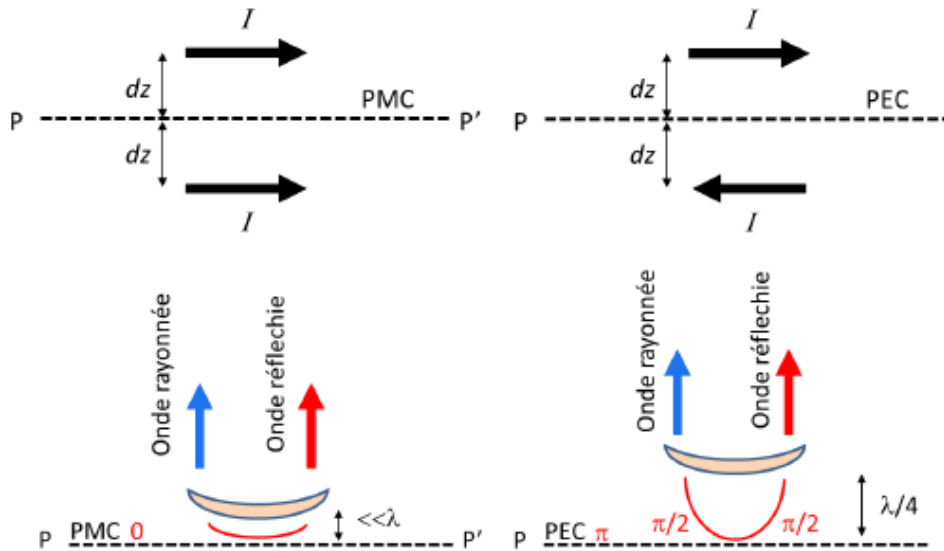


Figure 2.1 : Théorie des images et réflexion d'ondes sur des plan PEC et PMC [31].

2.2.2 Modèle de l'impédance de surface effective

Pour une meilleure explication du rôle de l'impédance dans les modes de propagation et des propriétés des surfaces hautes impédance, Sievenpiper a introduit le Modèle d'impédance de surface effective [33].

L'impédance d'une surface métallique imprimée sur un substrat est remplacée par une impédance d'un circuit LC parallèle dont l'expression est présentée dans l'équation (2.1). D'après cette équation, la surface est inductive pour les faibles fréquences et capacitive pour les hautes fréquences. L'impédance, quant à elle, est très élevée à la fréquence de résonance équation (2.2).

$$Z = \frac{j2\pi fL}{1-4\pi^2 f^2 LC} \quad (2.1)$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (2.2)$$

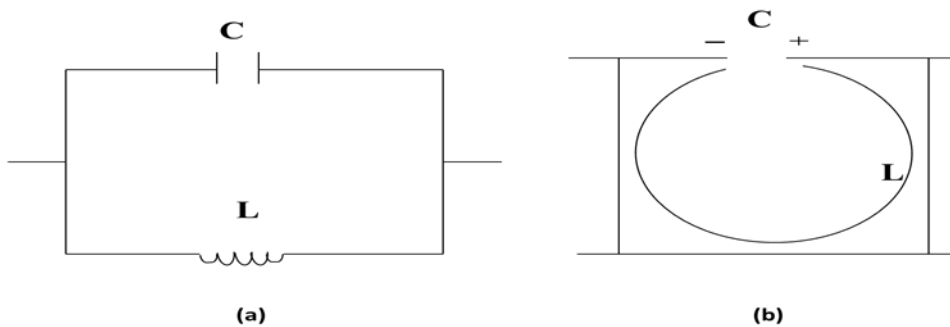


Figure 2.2 :Circuit équivalent de la surface haute impédance [33].

Une impédance élevée correspond à une bande de fréquences où il y a un blocage des courants électriques de surfaces. Cette bande de fréquences est nommée **bande interdite**. C'est ce qui connut par Matériaux à Bande Interdite électromagnétique (BIE) à surfaces à haute impédance. Ces surfaces qui sont une réalisation physique des PMC sont également appelées conducteur magnétique artificiel (AMC - Artificial Magnetic Conducators) [31].

2.3 Surfaces périodiques

Une structure périodique est essentiellement un ensemble d'éléments identiques infiniment disposés dans une ou deux dimensions. Un simple exemple est donné par la figure 2.3, où de simples « dipôles » avec une impédance Z_L ont été disposés dans un arrangement rectangulaire avec des espacements D_x et D_y .

Il peut y avoir des structures à base de fentes avec des courants magnétiques, figure 2.4, au lieu des dipôles avec des courants électriques, figure 2.3. Ce type de structure peut être également excité passivement par une onde plane incidente ou activement par des générateurs de tension. La principale différence entre les éléments dipôles et éléments à fente est qu'il y a une excitation des courants électriques sur les fils dans la structure à base de dipôles, tandis qu'il y a une excitation des courant magnétiques dans la structure à base de fentes (c.-à-d., il y a une distribution de tension dans les fentes). De plus, les deux cas deviennent assez similaires et symétriques si l'on compare le champ électrique dans le cas dipôle et le champ magnétique dans le cas fente.

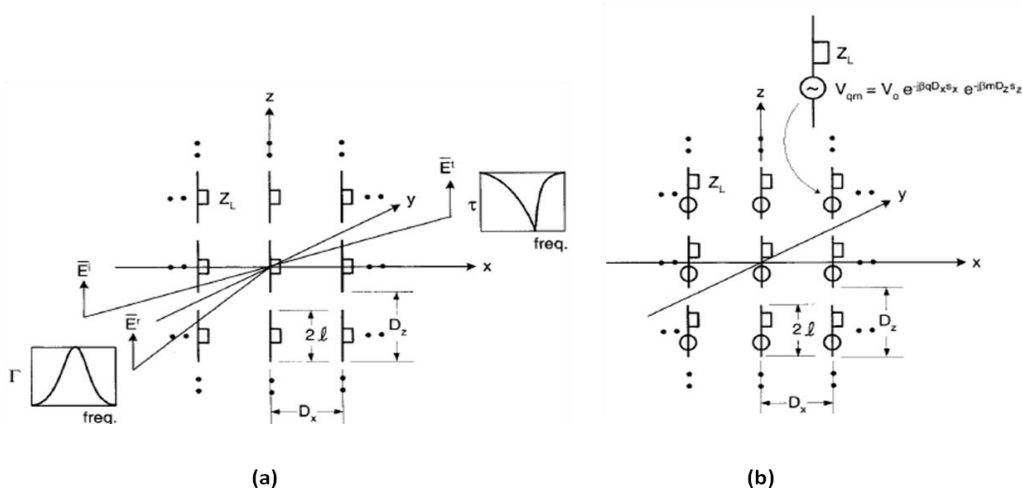


Figure 2.3: structures périodiques à base d'un conducteur électrique (dipôle) d'une impédance Z_L , (a) structure périodique passive, (b) structure périodique active [34].

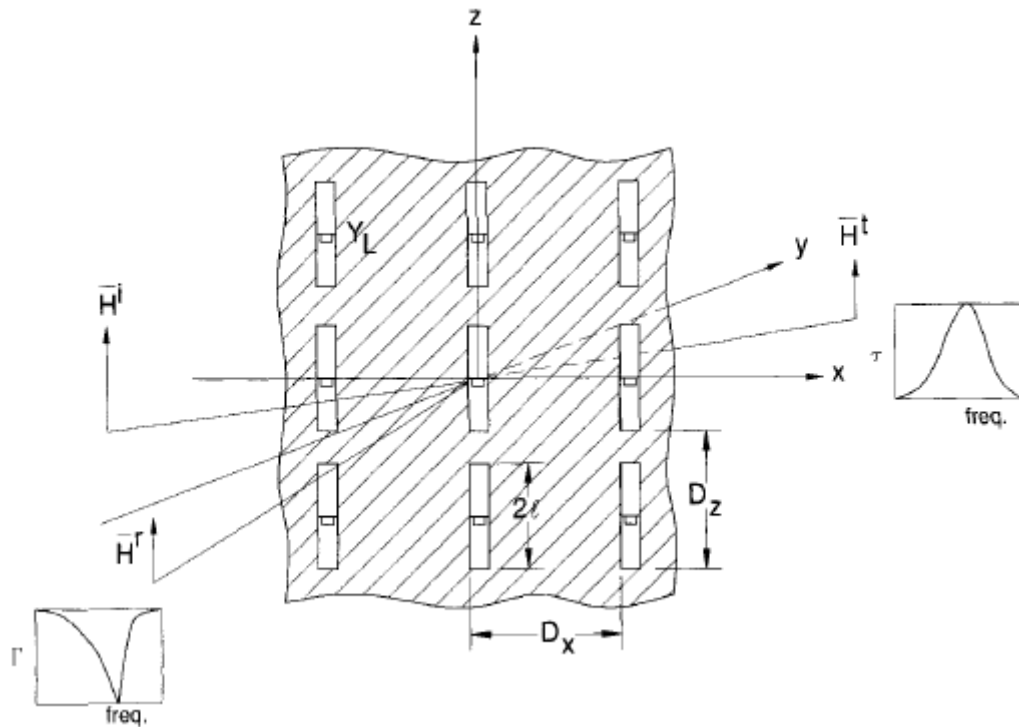


Figure 2.4: Structure périodique à base des fentes caractérisées par une admittance Y_L [34].

Cette idée est loin d'être nouvelle. En fait, il est vrai que des études assez poussées des surfaces périodiques ont été effectuées au milieu des années 1960 en raison du grand potentiel d'applications militaires. En fait, la plus ancienne référence connue est un brevet accordé en 1919 aux célèbres Marconi et Franklin, qui ont produit un réflecteur parabolique de segments de fil plutôt que des tiges (infiniment longues).

2.3.1 Structures périodiques actives et passives

Selon le mode d'excitation, on distingue deux types de structures périodiques : la structure passive, excitée par l'onde plane incidente \vec{E}^i , figure 2.3.a, et la structure périodique active où chaque élément est connecté à un générateur, figure 2.3.b. Les générateurs de tension doivent avoir la même amplitude et une variation de phase linéaire à travers le réseau actif pour qu'il soit qualifié de surface périodique. Cette contrainte produit une ou plusieurs ondes surfaciques.

Dans le cas d'une structure passive, figure 2.3.a, une partie de l'onde plane incidente est transmise dans le sens direct (\vec{E}^t) et une partie est réfléchiée dans le sens inverse (\vec{E}^r). Dans des conditions de résonance et sans lobes de réseau, l'amplitude de l'onde réfléchiée est égale à \vec{E}^i tandis que $\vec{E}^t = 0$. On définit alors le coefficient de réflexion par :

$$\Gamma = \frac{E^r}{E^i} \quad (2.3)$$

Et pour le coefficient de transmission :

$$\tau = \frac{E^t}{E^i} \quad (2.4)$$

2.3.2 Caractéristique de résonance des surfaces périodiques

Les surfaces périodiques présentées jusqu'à présent montrent une réflexion ou une transmission parfaite seulement à la résonance. Cependant, de nombreuses applications exigent une courbe résonnante particulière. Il y a deux façons d'atteindre cet objectif, la première est d'utiliser deux ou plusieurs surfaces périodiques en parallèle sans diélectrique, et la deuxième est d'utiliser des diélectriques entre les surfaces périodiques en parallèle, ce qui mène à surfaces périodiques dites hybrides.

2.3.2.1 Surfaces périodiques en parallèle sans diélectrique

La figure 2.5 illustre un exemple de deux surfaces périodiques en parallèle. Les courbes de transmission montrent clairement que la couche double a un sommet beaucoup plus plat et un roulement plus rapide que la couche simple. Cependant, une telle surface simple a une variation considérable de bande passante en fonction de l'angle d'incidence et de polarisation.

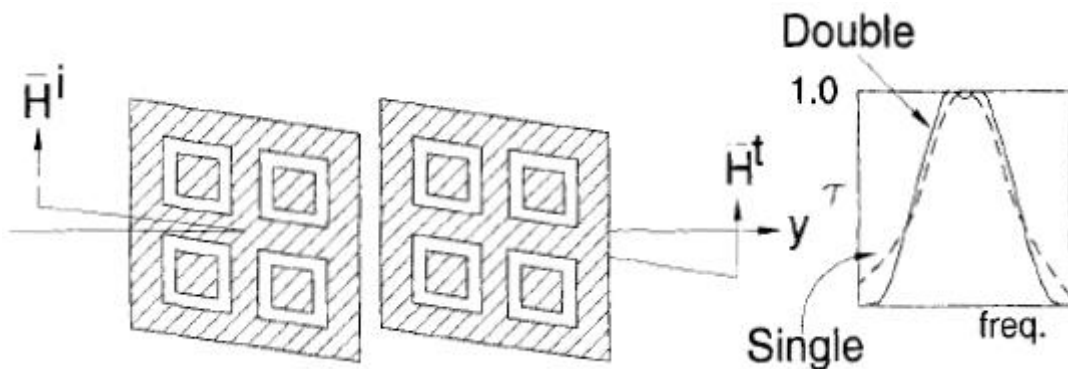


Figure 2.5: Utilisation des structures périodiques en parallèle et leurs effet sur la transmittance [34].

2.3.2.2 Surfaces périodiques unique avec diélectriques

C'est une seule surface périodique munie de couches diélectriques de même épaisseur et de constante diélectrique différents. Avec une telle surface, nous pouvons obtenir une bande

passante considérablement plus large que celle de la surface sans diélectrique. Cependant, l'élargissement de la courbe de transmission est généralement faible, figure 2.6.a et figure 2.6.b. ce type de surface n'est pas recommandé pour un travail de précision même si la bande passante est conçue pour être constante avec un angle d'incidence et de polarisation modérées, figure 2.6.c.

2.3.2.3 Structures périodiques hybrides

La structure périodique est conçue d'abord sans diélectrique (parfois appelée « indépendante »). On ajoute ensuite une structure diélectrique principalement pour des raisons mécaniques ce qui peut avoir un effet profond sur les courbes de transmission ou de réflexion.

L'ajout d'une couche diélectrique à la structure périodique change la fréquence de résonance f_0 , dans le cas d'une couche diélectrique infinie et d'une constante diélectrique relative ϵ_r , il est facile de voir à partir des équations de Maxwell que la fréquence résonante diminue en fréquence d'un facteur $\sqrt{\epsilon_r}$, figure 2.7. Si l'épaisseur du diélectrique est réduite, avec une plaque diélectrique mince d'une faible épaisseur $2d$ (figure 2.7), la fréquence de résonance varie entre f_0 et $f_0/\sqrt{\epsilon_r}$. La même observation est reportée pour des épaisseurs de diélectrique négligeables ($d \sim 0.05\lambda$), la fréquence de résonance, dans ce cas, est assez proche de $f_0/\sqrt{\epsilon_r}$ [34].

Si une seule couche diélectrique est dans l'un des côtés de la structure périodique, figure 2.7, il y aura un décalage important de fréquence de l'ordre de $f_0/\sqrt{(\epsilon_r + 1)/2}$.

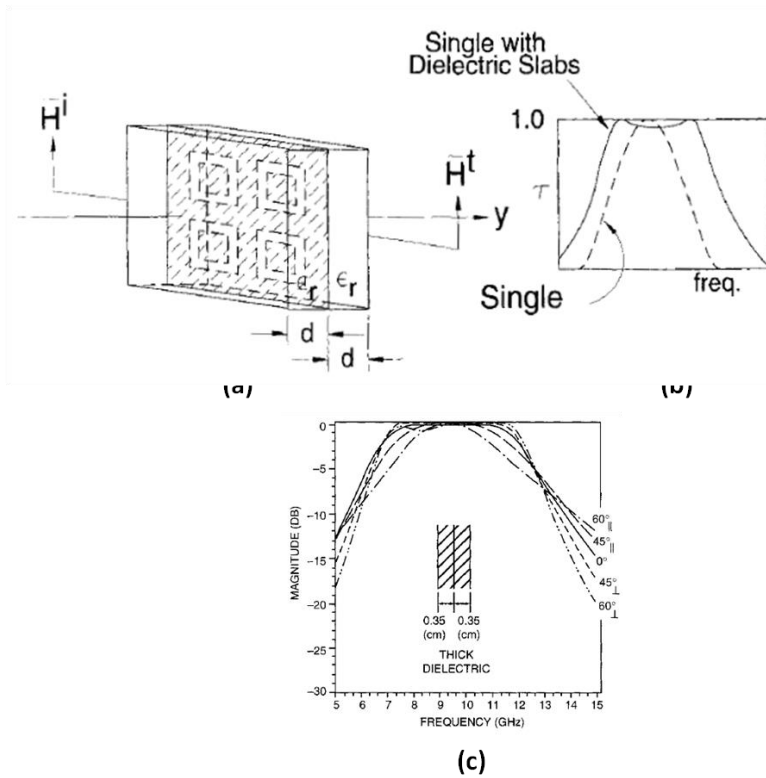


Figure 2.6: Une surface périodique (a) avec diélectriques de même épaisseur, (b) coefficient de transmission sans/avec diélectriques, et (c) élargissement de la bande passante en fonction de l'angle d'incidence de l'onde plane [34].

Cependant, si les couches diélectriques deviennent plus épaisses, par exemple, de l'ordre de $\lambda/4$ ou plus, les deux types se comportent tout à fait différemment. Le dipôle aura une fréquence de résonance indépendante de l'épaisseur de la couche, tandis que la fente montrera la transmission à des fréquences variant autour de $f_0/\sqrt{\epsilon_r}$ pour les couches diélectriques symétriques. La raison est simplement que les dipôles agissent comme un court-circuit sur une ligne de transmission, tandis que les fentes agissent comme des « circuits ouverts » (c.-à-d. qu'ils peuvent être facilement influencés par des couches diélectriques).

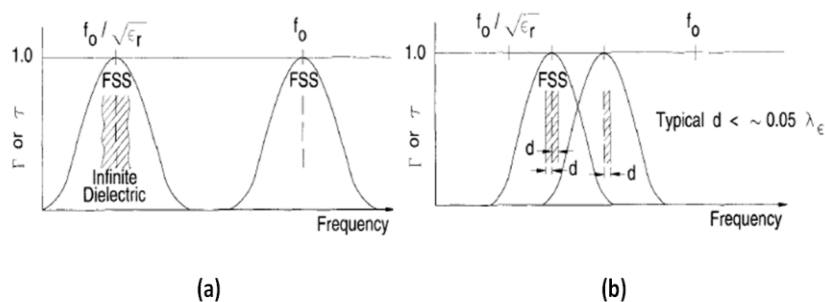


Figure 2.7: Effet du diélectrique sur la fréquence de résonance, (a) un FSS est immergé dans un milieu infini, (b) les diélectriques des deux côtés de la surface périodique [34].

Il ressort de la discussion ci-dessus qu'un milieu diélectrique peut modifier profondément, non seulement la fréquence de résonance, mais aussi la forme et la variation de l'angle d'incidence des courbes de résonance.

1978, un brevet a été déposé concernant des surfaces périodiques avec des diélectriques en parallèle [34]. Cette conception particulière est composée de deux surfaces périodiques à fentes prises en parallèle entre trois couches diélectriques. Chaque diélectrique a un but très spécifique : Les deux couches extérieures devraient de préférence être identiques et sont responsables de fournir une bande passante constante pour l'angle d'incidence et la polarisation. De même, la couche au milieu détermine l'élargissement de la courbe de transmission. Enfin, le FSS détermine la bande passante et la fréquence de résonance. Comme le montrent les courbes de transmission typiques de la figure 2.8 pour les plans E et H, la bande passante reste remarquablement constante pour tous les angles d'incidence, même jusqu'à 80° pour les deux polarisations.

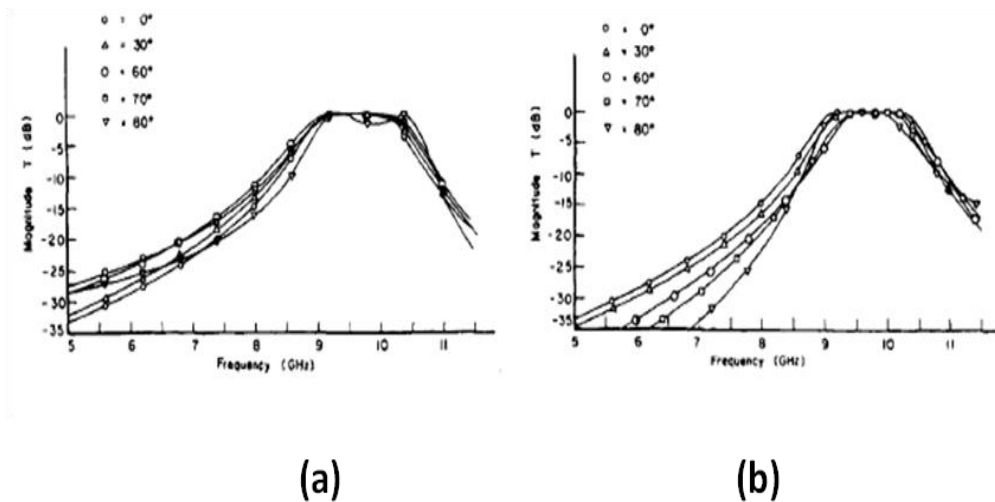


Figure 2.8: Coefficient de transmission de la structure FSS en fonction de la fréquence avec polarisation, (a) dans le plan E, (b) dans le plan H [34].

Il est important de comprendre que les deux plaques diélectriques extérieures doivent agir comme des transformateurs à quart-d'ondes, c'est-à-dire qu'elles doivent avoir une épaisseur de l'ordre de $\lambda/4$ ou plus, peu importe le nombre ou le type d'éléments constituant la surface périodique. De même, les filtres à bande sont généralement constitués de surfaces périodiques de type dipôle. Ils impliquent aussi souvent des matériaux diélectriques qui peuvent être très cruciaux dans le contrôle de la forme des courbes de réflexion et de transmission.

2.3.3 Applications des structures périodiques

2.3.3.1 Radome hybride

Les structures périodiques sont utilisées pour des applications de radômes passe-bande afin de réduire la section-radar (RCS) des antennes à l'extérieur de leur bande de fonctionnement figure 2.9.

Lorsque le radome est exposé à un champ incident, la plupart des signaux sont réfléchis dans la direction bi-statique en raison de la forme du radome et produisent ainsi un signal très faible dans la direction de rétrodiffusion, c'est-à-dire que nous avons un RCS faible. Si le signal incident a une fréquence où le radome est transparent, le radome est inefficace pour réduire le RCS de l'antenne.

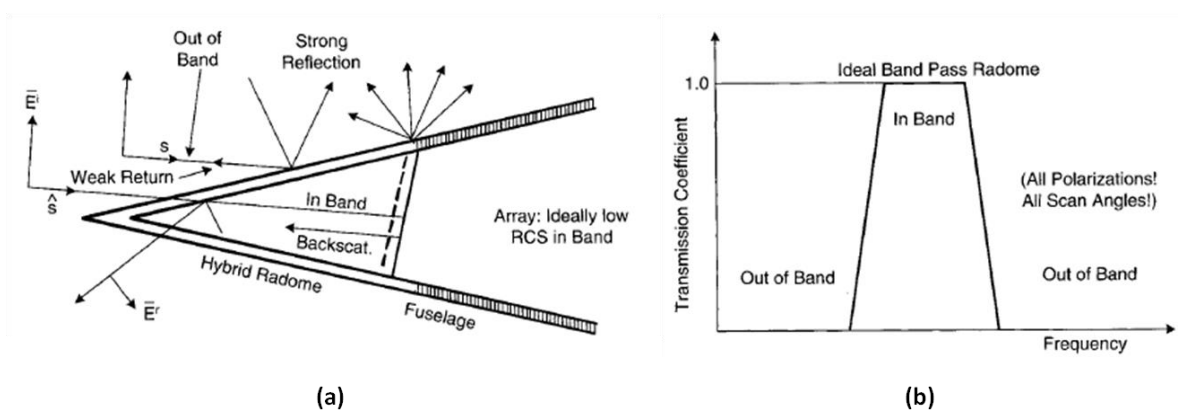


Figure 2.9: Radome hybride avec caractéristique d'une bande passante [3].

2.3.3.2 Filtre stop-band

La figure 2.10 montre une antenne couverte par un FSS quelconque afin de dévier les signaux hors bande pendant que les signaux désirés passent. En d'autres termes, un faible RCS est obtenu de la même manière que pour le cas précédemment. Cependant, il y a une différence importante, les installations radars typiques pour les applications à bord fonctionnent souvent en dessous de 3 GHz, tout comme la plupart des systèmes de communication. Pour les fréquences plus élevées, il y aurait probablement de multiples lobes, ceux-ci peuvent produire des niveaux élevés indésirables de RCS à certaines fréquences et à certains angles d'incidence. Pour cette raison, il est préférable de concevoir un filtre stop-band large, comme indique sur la figure 2.10. Les éléments dipôles de ces filtres résonnent de telle manière que l'apparition des lobes à des fréquences plus élevées est considérablement retardée.

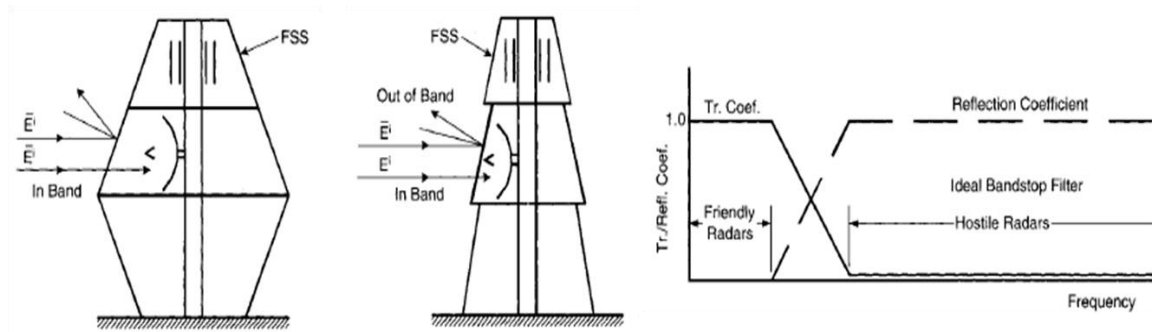


Figure 2.10 : Filtre stop-band pour réduire le RCS d'antenne [34].

2.3.3.3 Sous-réflecteur dichroïque

Une autre application est présentée sur la figure 2.11.a où un système Cassegrain a le sous-réflecteur constitué d'une structure dichroïque. Il s'agit simplement d'une surface périodique transparente à une fréquence f_1 et opaque à une autre fréquence f_2 . Cela nous permet de placer un cornet d'alimentation fonctionnant en f_1 au foyer du réflecteur principal et un autre cornet d'alimentation fonctionnant en f_2 au foyer Cassegrain. Les deux fréquences f_1 et f_2 peuvent être exploitées par le même réflecteur principal. Le sous-réflecteur ne doit pas nécessairement être une forme parabolique mais elle peut être plane. Un autre exemple, plus simple à construire, est illustré sur la figure 2.11.b. Il doit néanmoins, comme toutes les surfaces réfléchissantes, conserver sa forme mécanique avec une tolérance élevée à tout moment.

2.3.3.4 Réflecteur principal dichroïque

Une autre application intéressante est illustrée sur la figure 2.11.c, où un réseau en bande X rayonne à travers un polariseur et un réflecteur principal dichroïque. En plus d'être transparent à la bande X, le réflecteur dichroïque est ambigu à la bande Q. Les mesures effectuées sur un modèle réellement construit ont montré une perte de transmission négligeable à travers la surface dichroïque, un léger rétrécissement du faisceau en bande X a été noté en raison d'un effet de type lentille du réflecteur dichroïque. Le profil de rayonnement en bande Q est pratiquement indissociable que celui obtenu à partir d'un réflecteur métallique solide [34].

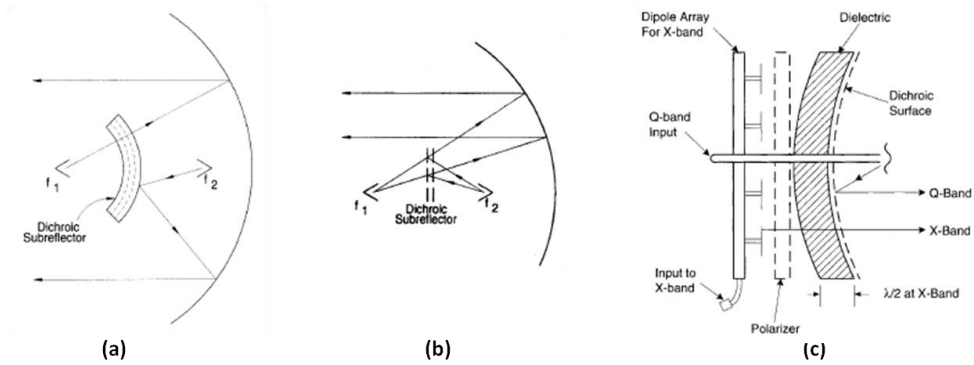


Figure 2.11 : Structure aperiodique (a) sous-réflecteur Cassegrain, (b) un réflecteur plan et (c) un réseau de dipôles.

2.4 Introduction au métamatériaux

2.4.1 Structures FSS

La surface sélective en fréquence (FSS), est une sorte de structure périodique de cellules métalliques passives ou de conducteurs perforés montés sur un substrat. Le FSS est principalement utilisé comme surface de réflecteur partiel et se caractérise par sa réponse à ondes électromagnétiques incidentes, car il transmet approximativement toutes les ondes électromagnétiques incidentes à des fréquences spécifiques, tout en réfléchissant ces ondes à d'autres fréquences, figure 2.12. La réponse en fréquence de couche FSS dépend principalement de la forme des éléments, de l'espacement entre les éléments et des paramètres du matériau diélectrique [31].

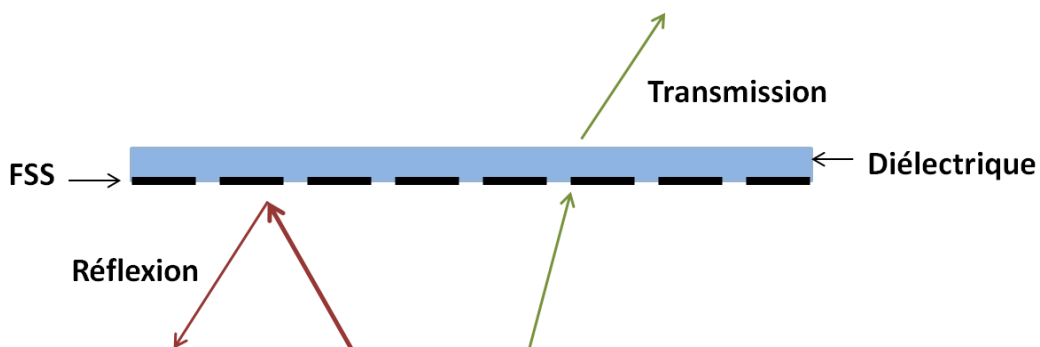


Figure 2.12 : Schéma descriptif de la structure FSS.

La caractéristique de périodicité nous permet de simplifier l'analyse de la structure FSS en analysant un seul élément constituant cette structure.

Supposant une structure à Surface Sélective en Fréquence (FSS) disposée sur un plan (XY), figure 2.13. L'utilisation du théorème de Floquet et des notions de la série de Fourier appliquée pour les structures périodiques, permet d'exprimer le vecteur de périodicité par [31] :

$$\vec{D}_u = D_u(\cos \alpha_1 \hat{x} + \sin \alpha_1 \hat{y}) \quad (1.5)$$

$$\vec{D}_v = D_v(\cos \alpha_2 \hat{x} + \sin \alpha_2 \hat{y}) \quad (1.6)$$

Avec

α : l'angle entre \vec{D}_u et \vec{D}_v

α_1 : l'angle entre l'axe X et le \vec{D}_u

α_2 : l'angle entre l'axe X et le \vec{D}_v

La surface de l'élément unitaire constituant la structure FSS est :

$$S = |\vec{D}_u \cdot \vec{D}_v| = D_u D_v \sin \alpha \quad (1.7)$$

L'expression modale du champ créé par la structure périodique est donnée par :

$$\Psi_{pq}(x, y, z) = \Psi_{pq}(x, y) e^{\pm j \beta_{pq} z} = e^{-j \vec{K}_{tpq} \vec{r}} \cdot e^{\pm j \beta_{pq} z} \quad (1.8)$$

Avec

$p, q = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$: le nombre des éléments selon l'axe X et Y

$\vec{r} = x \hat{x} + y \hat{y}$: le vecteur de position de chaque élément

$$\begin{aligned} \vec{K}_{tps} &= \vec{K}_{tx} \hat{x} + \vec{K}_{ty} \hat{y} \\ &= \vec{K}_{t00} + p \vec{K}_1 + q \vec{K}_2 \end{aligned} \quad (1.9)$$

$$= k_0 \sin \theta \cos \varphi \hat{x} + k_0 \sin \theta \sin \varphi \hat{y} + p(k_{1x} \hat{x} + k_{1y} \hat{y}) + q(k_{2x} \hat{x} + k_{2y} \hat{y})$$

$$\begin{cases} k_0 = 2\pi / \lambda \\ k_{1x} = \frac{2\pi \sin \alpha_2}{D_u \sin \alpha} \vec{k}_{2x} = -\frac{2\pi \sin \alpha_1}{D_v \sin \alpha} \\ k_{1y} = -\frac{2\pi \sin \alpha_2}{D_u \sin \alpha} \vec{k}_{2x} = \frac{2\pi \sin \alpha_1}{D_v \sin \alpha} \end{cases} \quad (1.10)$$

La constante de propagation est donnée par :

$$\beta_{pq} = \sqrt{k^2 - \vec{k}_{tpq}^2} \text{ avec } k^2 > \vec{k}_{tpq}^2 \quad (1.11)$$

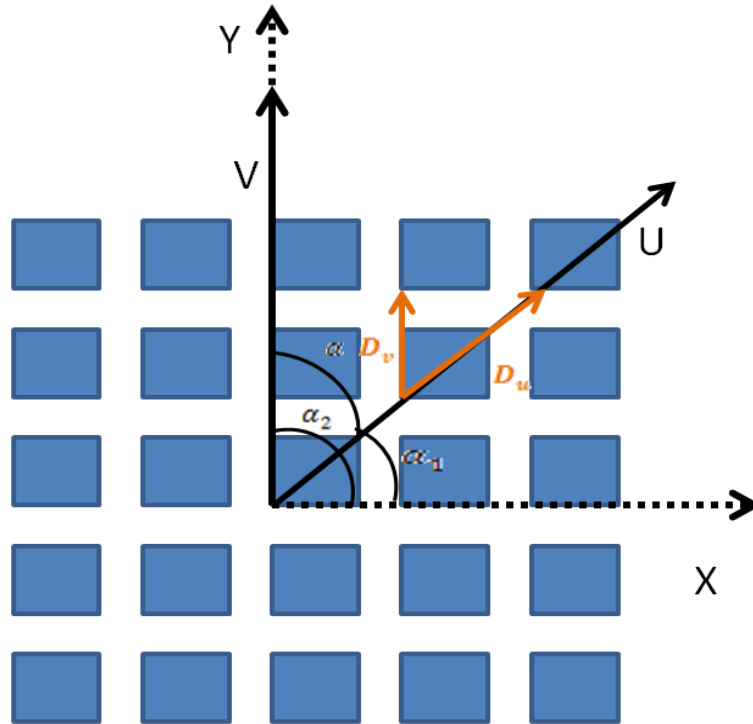


Figure 2.13 : Schéma d'onde incidente sur une structure périodique.

2.4.2 Différents types de cellules unitaires des structures FSS

Le choix de l'élément constituant la structure FSS est un choix critique dans la conception des FSS. Ainsi, le type d'élément utilisé doit être choisi pour répondre à la bande passante et à la polarisation désirées. Les modèles utilisés dans les FSS se répartissent en quatre groupes de base, comme illustrée sur la figure 2.14 [35].

- **Groupe 1 (N-pôles ou centre connecté)** : tels que les éléments à trois pattes, ou la croix de Jérusalem, ou encore la spirale carrée figure 2.14, les éléments de ce groupe produisent une bande passante modérée. Toutefois, en raison de leurs formes, ils peuvent être rapprochés pour produire une réponse beaucoup plus large. Cela contribue également à décaler la réponse de la structure vers des fréquences plus élevées.
- **Groupe 2 (les Boucles)** : tels que les éléments chargés à trois et quatre pattes, les boucles circulaires, les boucles carrées et hexagonales figure 2.14. Ce type d'élément est le plus recommandé pour les applications stop et passe-bande, car il se caractérise par sa capacité à offrir du haut débit. C'est un petit élément avec une fréquence de résonance stable en réponse à différents angles d'incidence.

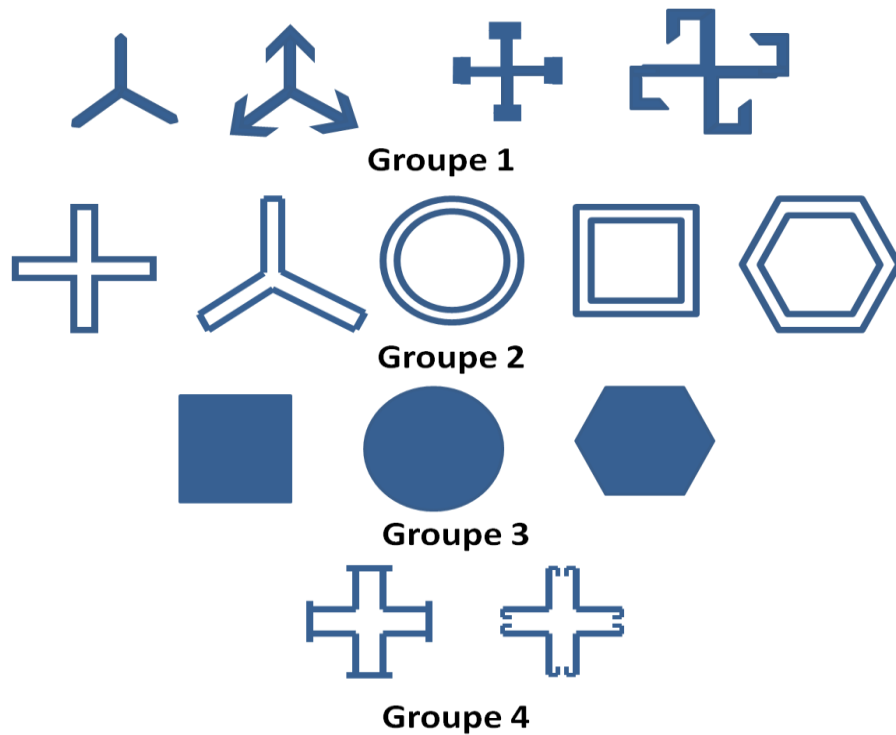


Figure 2.14 : Différents types d'unité FSS [34].

- **Groupe 3 (les patches solides)** : ce sont des patches de diverses formes figure 2.14. Ils sont considérés comme une surface capacitive, où la capacité dépend de la variation de l'espacement entre deux patches. En plus que cet effet capacitif, les patches génèrent un effet inductif généralement négligeable. L'implémentation d'un diélectrique en dessous de cette surface augmente la sensibilité à l'angle d'incidence, ce qui implique une transmission d'onde incidente pour les basses fréquences et une réflexion pour les hautes fréquences, donc cette structure joue le rôle d'un filtre passe-bas. Les ondes de surface, pour ce type, sont bloquées pour les faibles fréquences (bandes interdites), vu qu'il n'y a pas de liaison entre les éléments. Cependant, pour les hautes fréquences un effet capacitif provoque un court-circuit ce qui permet la propagation d'ondes de surface [35].
- **Groupe 4 : (Éléments combinés)** ce groupe construit à partir de combinaisons des autres types. Par conséquent, différents types de réponses de transmission/réflexion peuvent être obtenus en combinant différentes formes, figure 2.14.

2.4.3 Structures AMC

On retrouve la première utilisation théorique des métamatériaux comme réflecteurs dans la référence [35], où les auteurs ont démontré les caractérisations de la phase de réflexion du plan de masse EBG pour les applications d'antenne filaire à profil bas.

L'ajout d'un plan de masse en dessous de la structure FSS avec diélectrique, figure 2.15, engendre une réflexion totale de l'onde incidente à la fréquence de résonance avec un déphasage nul, il s'agit d'un conducteur magnétique artificiel (AMC). Le but principal de l'utiliser ce type d'antenne est l'amélioration du gain et l'élargissement de la bande passante [36-44].

La structure AMC a les mêmes avantages des structures à haute impédance, le seul inconvénient de cette structure est le décalage de la bande interdite des ondes de surface par rapport à ce comportement de phase.

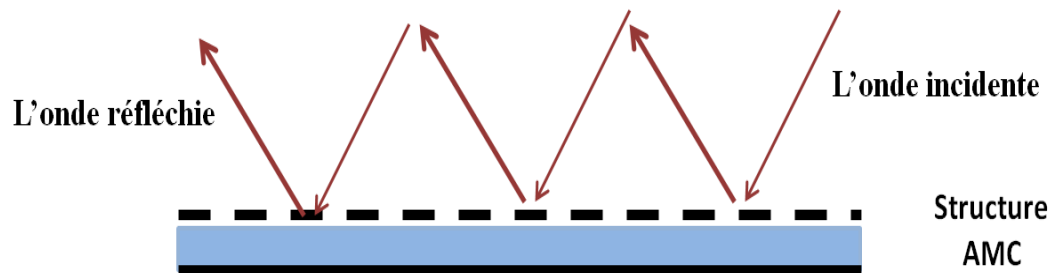


Figure 2.15 : Schéma descriptif de la structure AMC.

2.4.4 Application des FSS dans les antennes cavité

Dans cette partie, nous discutons l'application des structures FSS dans les cavités en analysant les résultats de plusieurs articles publiés dans la littérature. Notre attention portera plus sur l'amélioration du gain.

Une puissance maximale est obtenue à la résonance si la phase de réflexion satisfait l'équation 2.11. Pour un FSS conventionnels, l'équation 2.11 est satisfaite pour une seule fréquence, on parle de résonance bande étroite. Si une résonance à large bande est requise, l'équation 2.11 doit être satisfaite sur une large bande de fréquences. Dans ce cas la phase de réflexion doit avoir une réponse linéairement croissante.

$$f_o = \frac{c}{4\pi h} (\varphi_h + \pi - 2\pi k) \quad (2.11)$$

Le concept de la croissance linéaire en fréquence de la phase de réflexion a été démontré par Feresidis et Vardaxoglou [45]. Dans leur étude, les auteurs ont expérimenté une cavité alimentée par un guide d'onde et un réflecteur, à base des métamatériaux, constitué de cellules

FSS à doubles couches figure 2.16. Les résultats obtenus présentent une bande de gain -3dB de 9% pour un gain maximum de 20 dBi.

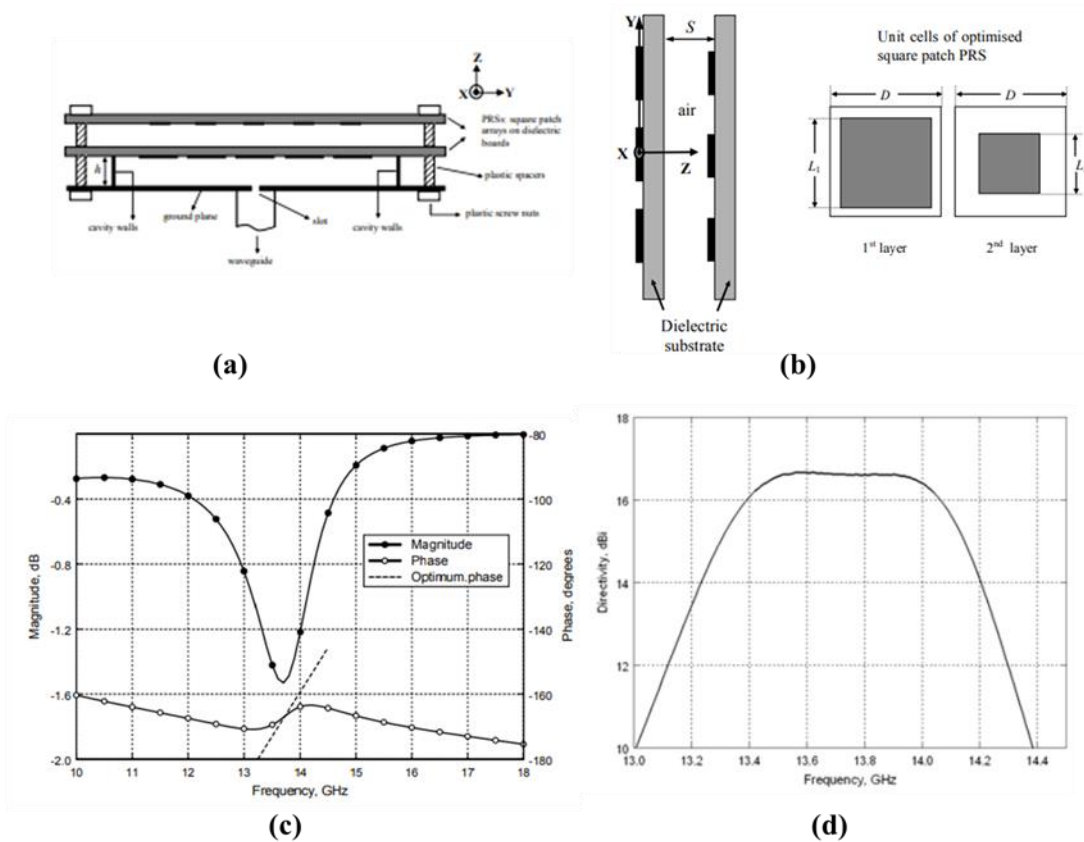


Figure 2.16 : (a) Schéma descriptif de la cavité proposée, (b) Schéma descriptif de la double-couche de FSS, (c) Magnitude et phase de réflexion de la couche FSS, (d) la directivité de la cavité [45].

Une cellule unitaire FSS à trois couches a été conçue pour améliorer l'élargissement de la bande de fréquence pour laquelle la phase de réflexion est croissante [46]. Le schéma descriptif de cette deuxième cavité est présenté sur la figure 2.17.

La bande de gain -3dB obtenue est de 15% pour une directivité maximale de 20dBi. Cette bande de gain -3dB a été donc pratiquement doublée par rapport à la précédente [45] en rajoutant une troisième couche de FSS pour la même valeur du gain maximum.

Une autre cavité, basée sur une seule couche de FSS, a été proposée dans [47], figure 2.18. Sur cette couche, deux plans métalliques ont été imprimés de part et d'autre du diélectrique pour obtenir un comportement conducteur et capacitif et donc avoir une résonance caractérisée par une croissance de phase. Les résultats obtenus, figure 2.18.b et figure 2.18.c, une bande de gain -3dB de 28% pour un gain maximum de 13.8dBi. Même si le gain obtenu n'est pas aussi élevé que les gains précédemment présentés, ce concept prouve la possibilité d'obtenir une croissance de phase avec une seule couche de métamatériaux [47].

Le même auteur propose une autre solution pour produire une croissance de phase de réflexion [48]. La solution proposée est de mettre deux couches diélectriques sans impressions métalliques. La bande de gain -3dB obtenue est de 25 % pour un gain maximum de 15dBi. Les résultats sont montrés sur la figure 2.18 [48].

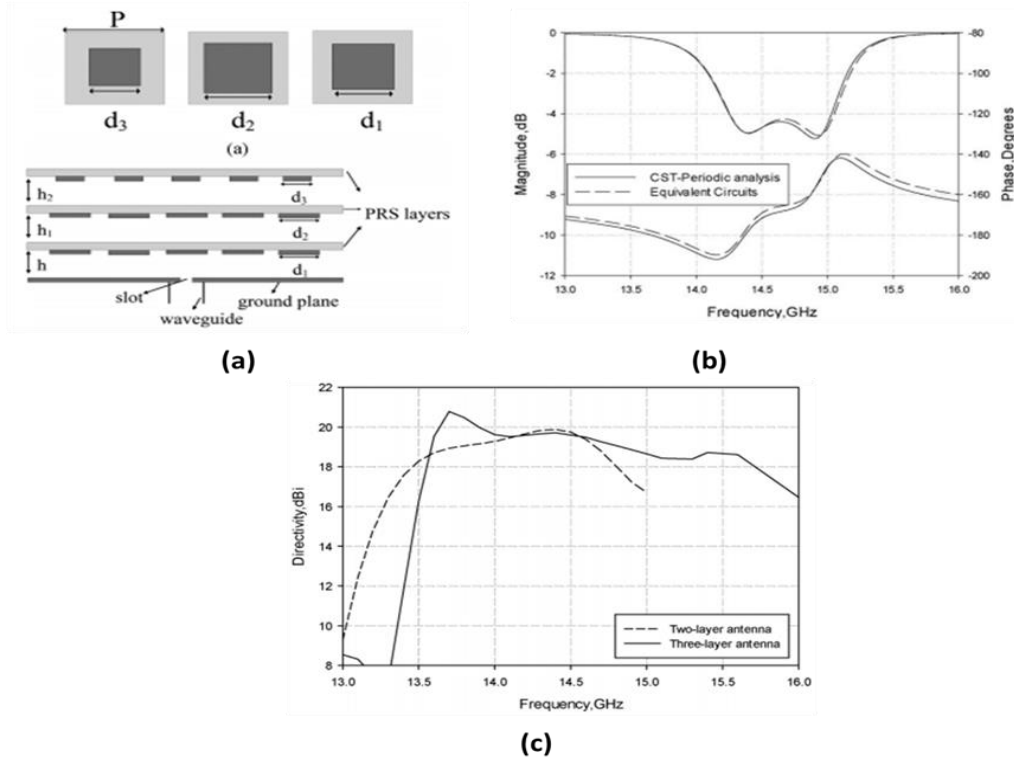


Figure 2.17 : (a) Schéma descriptif de la cavité proposée, (b) Magnitude et phase de réflexion de la couche FSS, (c) la directivité de la cavité [46].

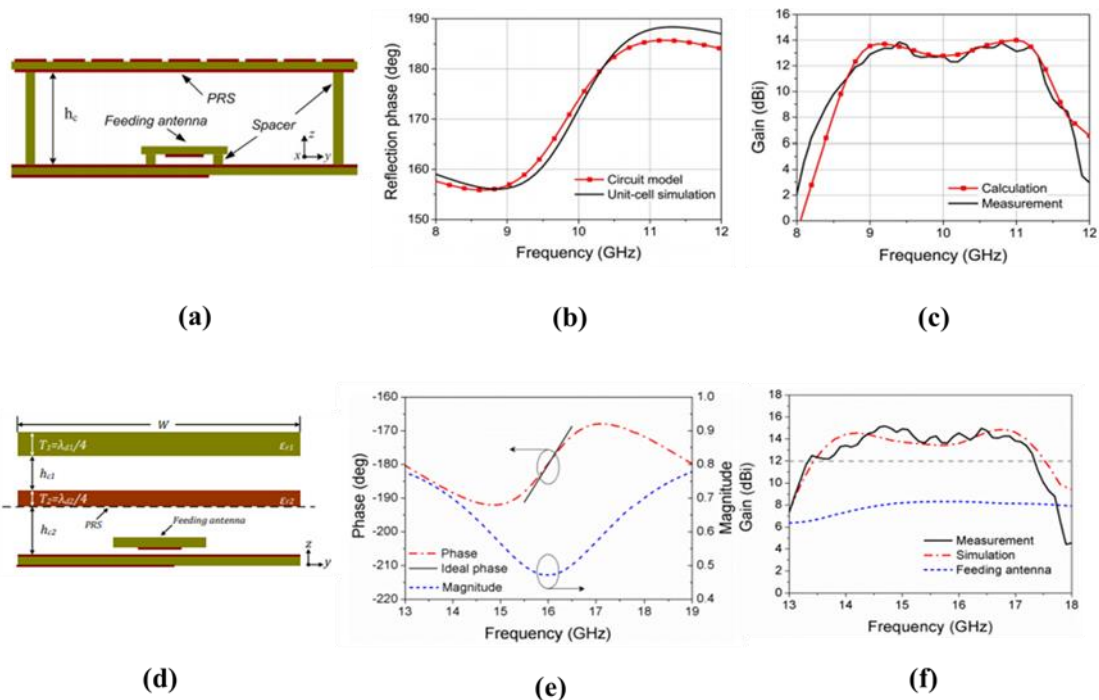


Figure 2.18 : (a), (d) Schémas descriptifs des cavités proposées à [47] et [48], (b), (e) phases de réflexion correspondantes, (c) et (f) les directivités correspondantes aux cavités.

Les résultats de tous ces concepts présentés montrent que plus le gain est élevé plus la largeur bande de gain -3dB est réduite. La valeur de la directivité dépend de l'amplitude de réflexion maximale exprimé par l'équation de la directivité présentée dans le premier chapitre.

2.4.5 Application des AMC pour l'augmentation du gain

Une nouvelle conception de cavité alimentée par une antenne à fente imprimée et un conducteur magnétique artificiel à large bande (AMC) comme plan réflecteur est montrée sur la figure 2.19 [49]. A cet effet, les fentes rayonnantes à trois bras inégaux alimentées par un guide d'ondes coplanaire, figure 2.19.c, sont utilisées pour obtenir une bande passante de 7,96 à 12,56 GHz avec trois résonances.

La conception AMC planaire à large bande proposée, figure 2.19.a, fonctionne à la fréquence de 10,15 GHz avec une largeur de bande de phase de réflexion de $\pm 90^\circ$ de 8 à 12,38 GHz (43,15%). La surface AMC est conçue avec un réseau 5×8 de patchs périodiques qui sont développés sous l'antenne à fente imprimée à large bande.

Grâce à l'implémentation d'une nouvelle surface AMC plane à large bande comme plan de masse de l'antenne, les propriétés de rayonnement de l'antenne à fente imprimée sont améliorées. En plus d'une amélioration de la bande passante de 41,65% et une meilleure adaptation d'impédance, cette structure apporte également des fonctionnalités considérables avec des diagrammes de rayonnement directif et un gain accru de plus de 10,6dBi [49].

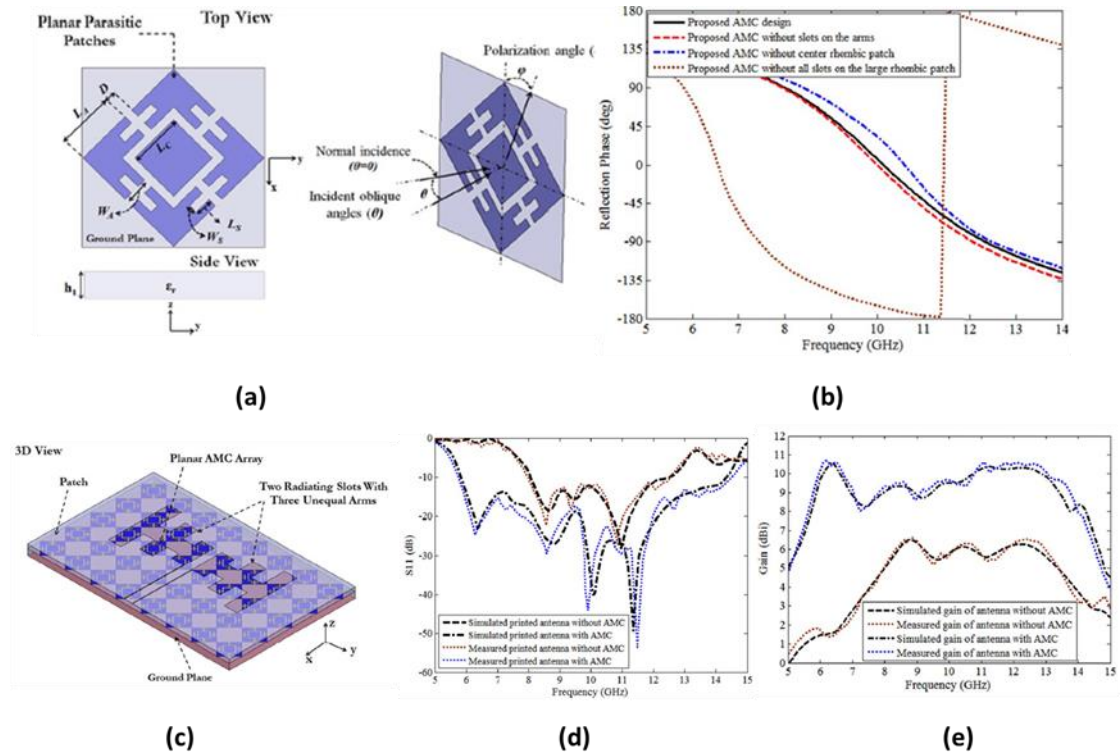


Figure 2.19 : (a) Schéma descriptif, (b) phase de réflexion de la cellule AMC, (c) Schéma descriptif, (d) coefficient de réflexion et (e) la directivité de la cavité [49].

Une autre antenne double-bande (2,36–2,76 GHz et 5,12– 5,62) bipolarisée combinée avec une surface de conducteur magnétique artificiel (AMC) dédiée pour les applications de réseau local sans fil (WLAN) est présentée sur la figure 2.21 [50]. Deux patchs nœud papillon sont introduits pour former deux dipôles en polarisations de $\pm 45^\circ$.

La surface AMC est construite par des cellules unitaires périodiques, qui sont composées de deux plans métalliques et un substrat diélectrique. Elle est utilisée pour améliorer les propriétés de rayonnement de l'antenne et obtenir une conception moins compliquée. La fréquence de résonance de la surface AMC correspond au 0° de la phase du coefficient de réflexion, et la bande passante de fonctionnement est définie par la phase entre $+90^\circ$ et -90° [37]. La figure 2.21 montre la cellule unitaire AMC et ses phases de réflexion à double bande.

En insérant le plan AMC, la largeur de bande relative mesurée de 15,6% (2,36–2,76 GHz) et 9,3% (5,12– 5,62 GHz), respectivement. Et un diagramme de rayonnement directif stable avec un gain de crête de 7,2dBi dans la bande inférieure et de 7,3dBi dans la bande supérieure [50].

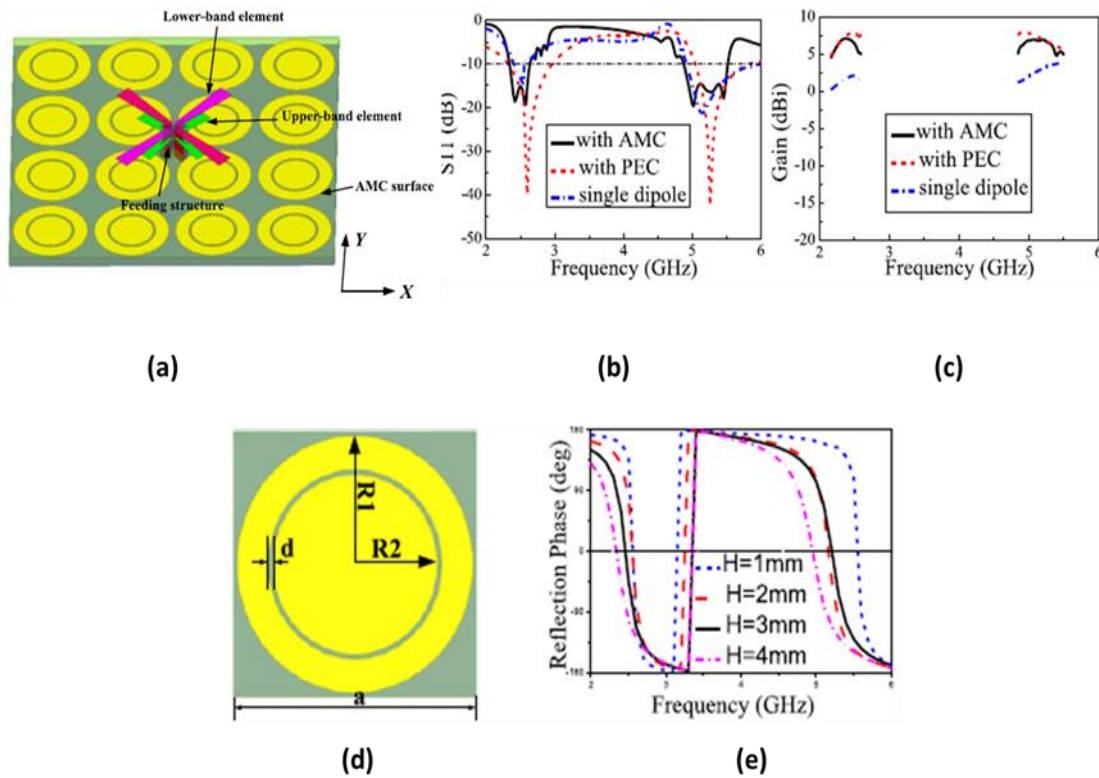


Figure 2.19 : (a) schéma de la cavité proposée, (b) coefficient de réflexion (c) le gain d'antenne seule et avec plan AMC, (d) schéma de la cellule AMC et (e) phase de réflexion de la cellule AMC [50].

Dans les deux antennes présentées précédemment, l'implémentation de la structure AMC introduit un élargissement de la bande passante de l'antenne ainsi une amélioration de la directivité.

2.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons introduit la théorie des métamatériaux. Nous avons d'abord commencé avec les structures à haute résistance et les surfaces périodiques. Leurs propriétés de résonance et diverses applications ont été présentées.

Ensuite, nous avons abordé deux types de métamatériaux, FSS et AMC. Dans ce contexte, plusieurs éléments de la littérature ont été discutés pour démontrer l'apport de ces structures à antennes planaires. En fin, nous avons reporté de certaines applications des structures FSS et AMC.

Chapitre 3
Antenne cavité à gain élevé
combinant un réflecteur AMC et un
superstrat FSS

3.1 Introduction

Récemment, les structures à base de métamatériaux et de métasurfaces ont reçu un grand intérêt en raison de leurs applications pour améliorer les performances des antennes [51-55]. Les antennes planaires à résonateur Fabry-Perot ont été largement utilisées pour améliorer le gain en utilisant une ou plusieurs couches de surface partiellement réfléchissante (PRS) [51-55]. De plus, une combinaison de PRS et de métasurfaces holographiques (MH) a également été utilisée pour réduire le RCS et améliorer le gain [56].

Une autre approche, combinant un conducteur magnétique artificiel (AMC) et des métasurfaces, a aussi été utilisée pour concevoir une antenne à cavité résonnante à ouverture efficace avec un résonateur à double fente annulaire (DASR) [57], avec une amélioration du gain, de la bande passante et du rayonnement. En outre, Qiang Chen et Hou Zhang ont utilisé une structure à double couche d'une métasurface de polarisation en échiquier (CPCM) pour réduire la section transversale radar (RCS) [58].

Des réseaux compacts d'antennes à métasurface à gain élevé utilisant des cavités à guide d'ondes intégré (SIW) ont également été utilisés à cet égard [59]. De même, une antenne utilisant un superstrat FSS bi-bande a été proposée dans [60]. Dans cette perspective, nous retrouvons aussi dans [61] une antenne à cavité utilisant un guide d'ondes intégré au substrat (SIW) et explorant des modes de rayonnement supérieurs pour obtenir un gain élevé et un faible rapport avant/arrière.

Une amélioration de la directivité en utilisant une ou plusieurs couches de lentilles plates basées sur des métasurfaces à gradient d'indice a été aussi démontrée [62-64]. Dans le même objectif, une antenne dipôle avec un réflecteur en coin composé de surfaces actives sélectives en fréquence (AFSS) reconfigurables a été développée pour obtenir un gain accordable [65].

Pour une cavité Fabry-pérot, la condition de résonance a été présentée dans [31] :

$$f = \frac{c}{4\pi h} (\varphi_h + \pi - 2n\pi), \quad n = 0, 1, 2 \quad (3.1)$$

Avec :

φ_h : la phase de *de réflexion de superstrat*

h : la distance entre le plan de masse et le superstrat

Dans ce chapitre, nous présentons une antenne à cavité Fabry-Pérot directive qui associe à la fois ; un réflecteur AMC et un superstrat FSS. Le réflecteur utilise des cellules

unitaires AMC avec des patches semi-circulaires imprimés sur la face supérieure du substrat. En outre, pour améliorer le gain de l'antenne, trois couches de surface sélective en fréquence sont utilisées comme superstrat. La conception de l'antenne, de l'alimentation, du réflecteur à cavité et du superstrat à surface sélective en fréquence est décrite. La mise en œuvre de l'antenne proposée et l'analyse des résultats expérimentaux sont aussi présentées dans ce chapitre.

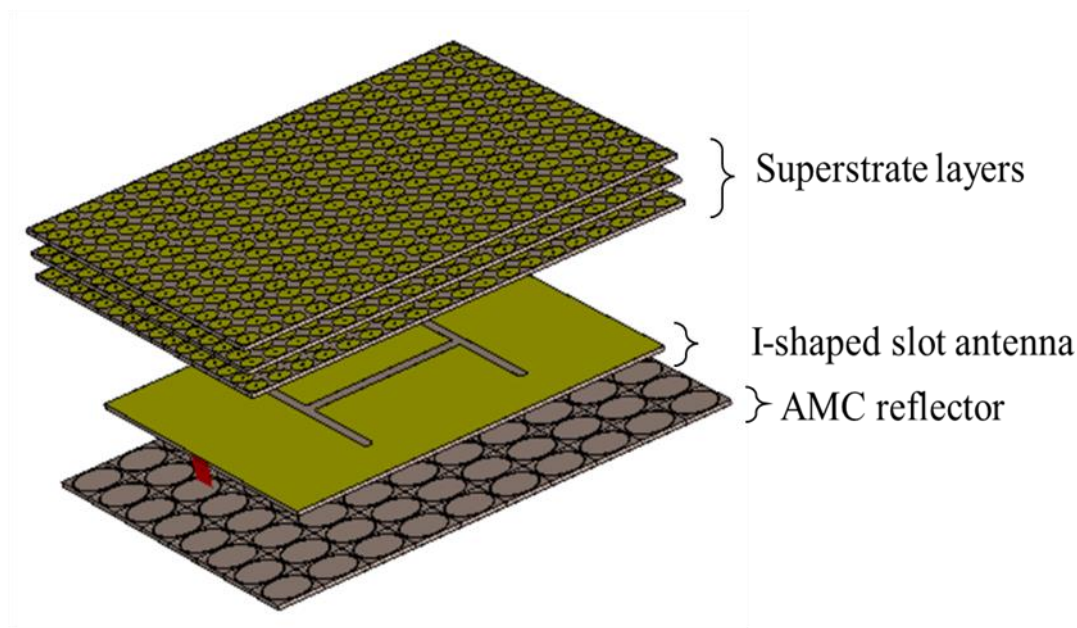


Figure 3.1 : Antenne cavité Fabry-pérot proposée.

3.2 Conception de l'antenne excitatrice, du réflecteur et du superstrat

Dans cette section nous présentons la conception d'une nouvelle antenne à cavité Fabry-Pérot dans une bande de fréquence ISM au tour de 5.8 GHz pour des applications IoT et WLAN. Nous introduisons ensuite les différents composants du résonateur figure 3.1, y compris l'antenne excitatrice, les unités à conducteur magnétique artificiel (AMC) composants le réflecteur et les unités à surface sélective en fréquence (FSS) composants le superstrat.

3.2.1 Conception de l'antenne excitatrice à fente de forme I

Une antenne à fente de forme I à bande étroite, figure 3.2 qui résonne à 5.8 GHz est utilisée pour alimenter l'antenne à cavité Fabry-Pérot proposée, figure 3.1. La fente en I est

gravée sur la couche supérieure du substrat diélectrique et excitée par une ligne de transmission imprimée sur la couche inférieure. Pour mettre en œuvre cette structure, un substrat RO4003C est utilisé, avec une permittivité relative $\epsilon_r = 3.55$, une tangente de perte $\tan\delta = 0.0027$ et une épaisseur $h = 0.81\text{mm}$. Des simulations à l'aide du logiciel CST STUDIO Suite [68], ont été effectuées pour concevoir et optimiser l'antenne à fente. Les dimensions optimales de cette antenne à fente sont présentées sur le tableau suivant :

Tableau 3.1 : Dimensions de l'antenne à fente I.

Paramètre	Valeurs (mm)
L	81
W	70
W_f	2.95
L_{f1}	48
L_{f2}	15.25
L_1	44.7
L_2	32.4
L_3	1.88
L_4	2.88

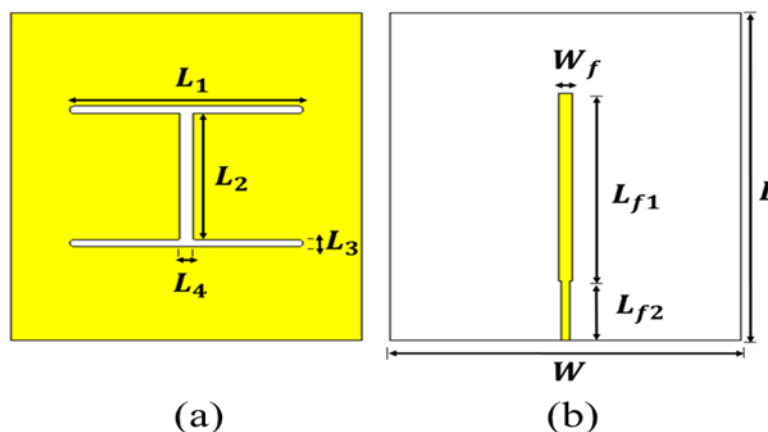


Figure 3.2 : Antenne à fente I proposée pour alimenter la cavité.

3.2.2 Conception de cellule unitaire AMC

La couche réflectrice est constituée de 8×10 de cellules unitaires de type conducteur magnétique artificiel (AMC) (Figure 3.1). La cellule unitaire AMC est conçue en utilisant des patches en double-demi-cercle pour avoir une résonance à la fréquence désirée, comme le montre la figure 3.3. La cellule unitaire est imprimée sur un substrat de type Rogers

RO4003C avec une permittivité relative $\epsilon_r = 3.55$, une tangente de perte $\tan\delta = 0.0027$ et une épaisseur $h = 0.81\text{mm}$. Le coefficient de réflexion complexe extrait est obtenu en utilisant le logiciel d'analyse CST Microwave studio, les conditions aux limites de la cellule unitaire sont appliquées dans les directions x et y, et la cellule unitaire est excitée par une onde plane linéaire en utilisant le port Floquet dans la direction z, figure (3.3).

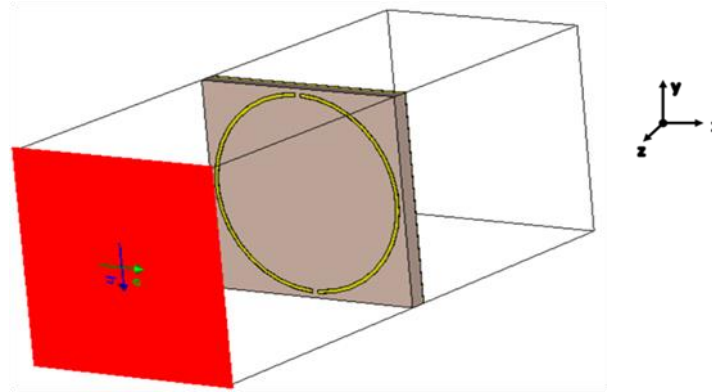


Figure 3.3 : la présentation en 3D de la cellule unitaire AMC.

Les dimensions optimales de la cellule unitaire AMC illustrés sur la figure (3.4) sont présentés dans le tableau suivant :

Tableau 3.2 : les dimensions de la cellule unitaire AMC

Dimensions	Tailles (mm)
$P_x = P_y$	10
R_1	4.6
R_2	4.78
d_x	0.35

Afin d'optimiser la conception de cette cellule unitaire, une étude paramétrique a été réalisée. Les paramètres de la cellule unitaire AMC ont un effet sur le coefficient de réflexion et surtout sur la phase de réflexion qui doit être égale à zéro à la fréquence de résonance.

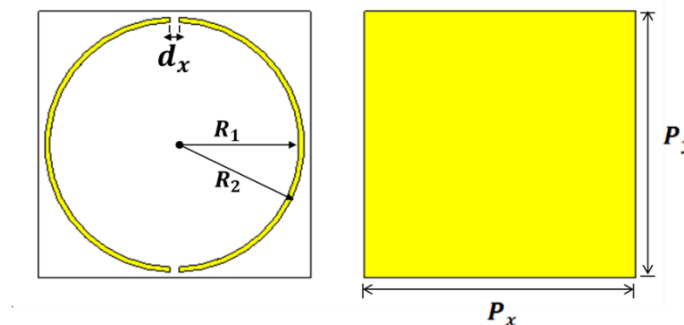


Figure 3.4 : Dimensions de la cellule unitaire AMC.

Les résultats obtenus sont illustrés sur la figure (3.4). En faisant varier les paramètres R1 et R2, la distance séparant les patchs adjacents et l'espace séparant le double demi-cercle (dx), la phase de réflexion peut être modifiée et ajustée, comme le montre la figure (3.5). De ces courbes, on peut conclure que la phase est proportionnelle à la variation de R1 et R2. Cependant, les valeurs de dx et de la phase de réflexion sont inversement proportionnelles.

La considération de la réponse en fréquence de la phase de réflexion doit satisfaire la condition donnée par l'équation (1) sur la fréquence de résonance 5,8GHz, il en résulte donc une hauteur de réflecteur de $\lambda/4$ et la hauteur de superstrat de $\lambda/2$ [4].

$$f = \frac{c}{4\pi h} (\varphi_h + \pi - 2n\pi), \quad n = 0, 1, 2 \dots \quad (3.2)$$

Avec :

φ_h : la réflexion de phase de l'AMC.

h : la distance entre le réflecteur ou le superstrat et l'antenne excitatrice.

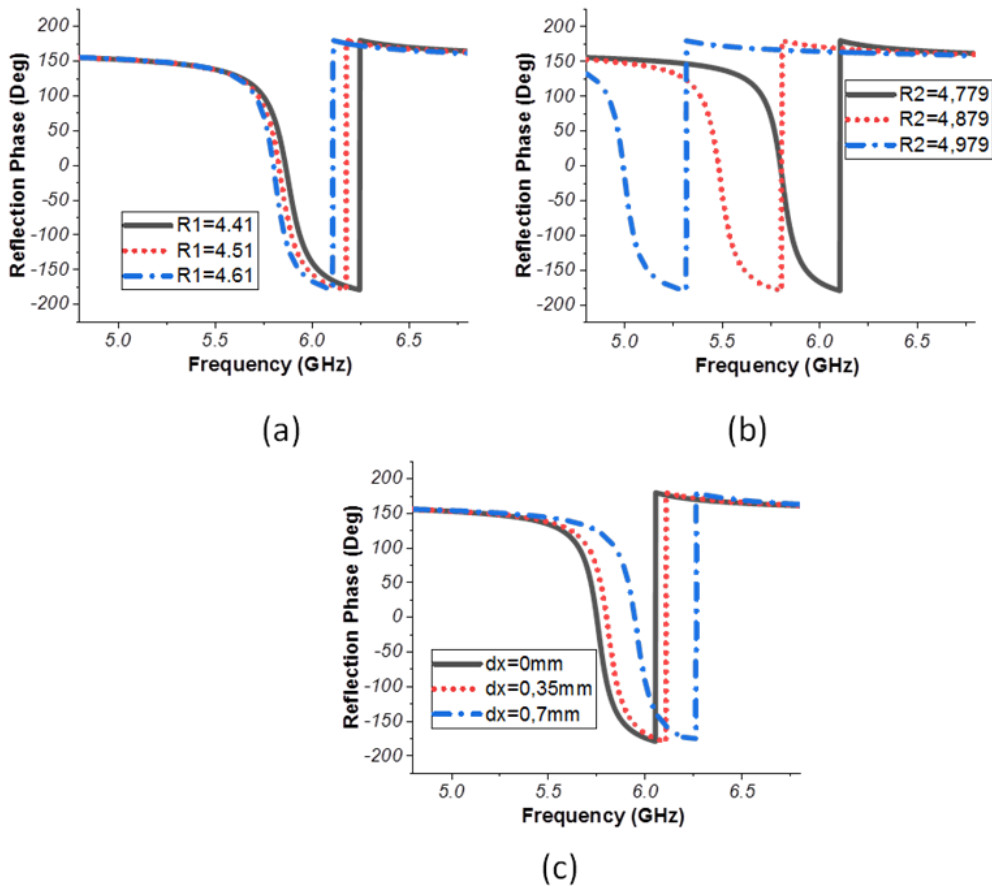


Figure 3.4 : Etude paramétrique de la cellule unitaire AMC de (a) R1 (b) R2 et (c) dx en fonction de la phase de réflexion.

3.2.3 Conception de la cellule unitaire FSS

La figure 3.5 montre la géométrie du superstrat FSS proposé. Il est constitué de trois couches identiques de cellules unitaires avec des conditions limites périodiques (PBC) et imprimé sur le substrat RO4003C ($\epsilon_r = 3.55$ et $\tan\delta = 0.0027$). Les caractéristiques de la cellule unitaire du FSS sont étudiées et optimisées en utilisant un solveur de domaine de fréquence sous CST. Les dimensions de la cellule, présentées sur le tableau 3.3, sont étudiées afin d'avoir une transmission maximale.

Tableau 3.3 : Dimensions de la cellule unitaire AMC

Paramètre	Valeurs (mm)
$P_x = P_y$	4
s	3
R	1.97
d	0.5
h	0.81

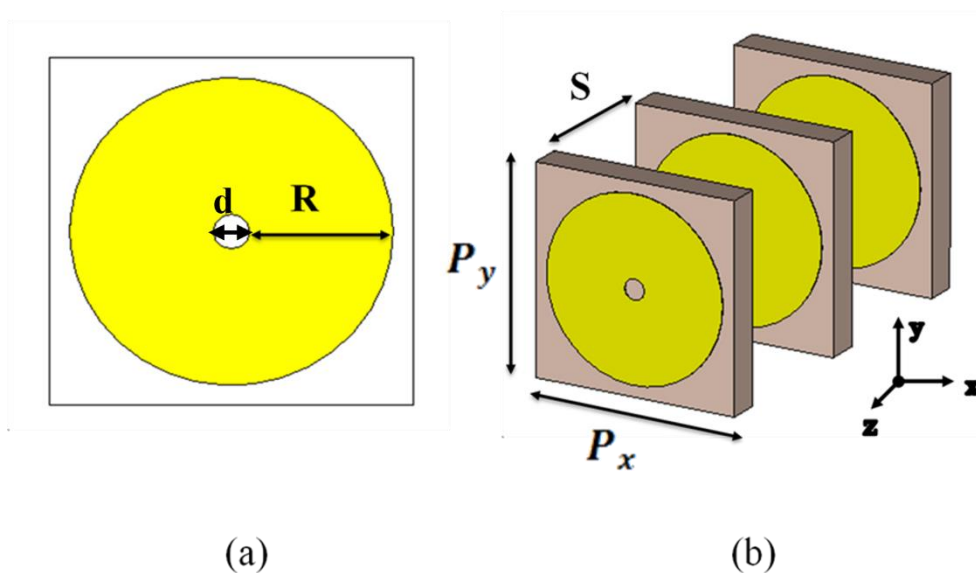


Figure 3.5 : (a) vue supérieure et inférieure et (b) vue tridimensionnelle de la cellule unitaire de la surface sélective en fréquence (FSS).

Les repenses fréquentielles de la réflexion et de la transmission sont principalement affectées par la taille de la cellule unitaire, de l'inductance et la capacité correspondantes [66]. Effectivement, le changement de l'inductance de la cellule unitaire par la variation de la largeur du patch cylindrique (R) et la capacité en modifiant la périodicité de la cellule

unitaire provoque une variation dans les réponses fréquentielles. Une étude paramétrique a été réalisée, les résultats obtenus sont illustrés sur la Figure 3.6. L'augmentation du paramètre R affecte le coefficient de réflexion, conduisant au déplacement de la fréquence centrale vers des fréquences plus élevées. De plus, l'augmentation de la périodicité entraîne l'augmentation de la capacité, ce qui déplace la bande passante vers les basses fréquences. L'effet de couplage entre les couches est obtenu à l'aide du paramètres S , où l'augmentation de l'espacement S indique un faible couplage entre les couches, ce qui entraîne le déplacement de la fréquence centrale de la bande passante vers des fréquences plus basses. Les caractéristiques finales du coefficient de réflexion sont présentées sur la Figure 3.7.

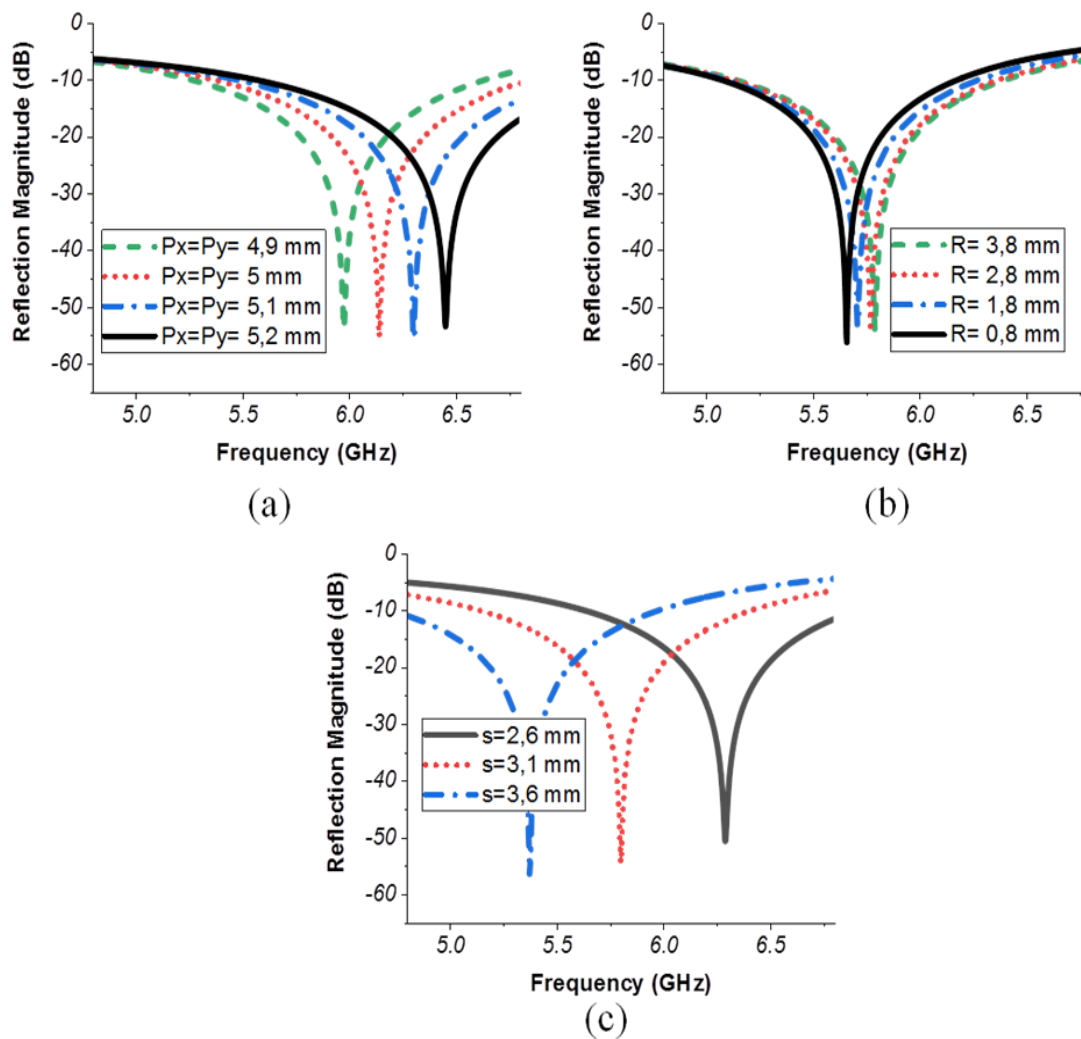


Figure 3.6 : Amplitude du coefficient de réflexion de la cellule unitaire du FSS pour des études paramétriques de (a) la périodicité P_x et P_y , (b) la largeur du patch cylindrique R et (c) l'espacement entre couches S .

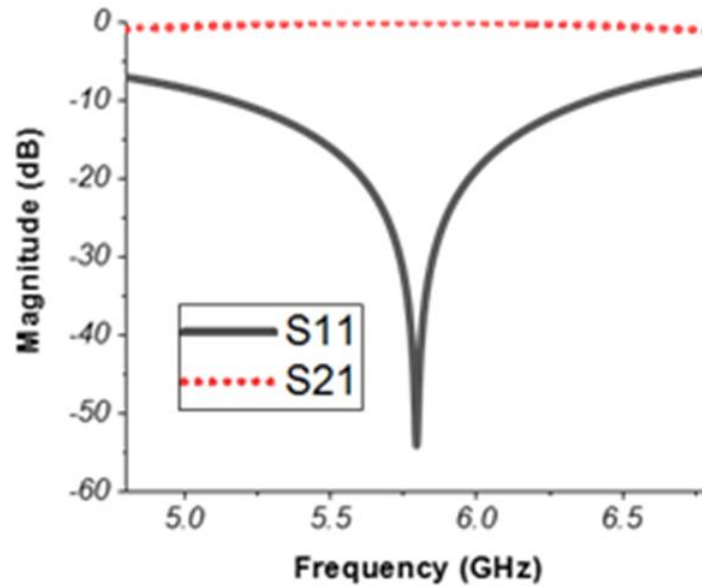


Figure 3.7 : Amplitude du coefficient de réflexion et de transmission de la cellule unitaire du FSS proposée.

3.3 Fabrication et mesure de l'antenne cavité

Le schéma descriptif de l'antenne à cavité Fabry-Pérot proposée est présenté dans la figure 3.8. Comme on peut le voir, les cellules unitaires AMC constituant la couche réfléchissante, située à $\lambda / 4$ de l'antenne excitatrice, agissent comme un réflecteur pour réduire l'effet des lobes secondaires. Les trois couches de superstrat à base de cellules unitaires FSS sont placées à $\lambda/2$ en dessus de l'antenne excitatrice afin d'augmenter le gain dans le sens supérieur.

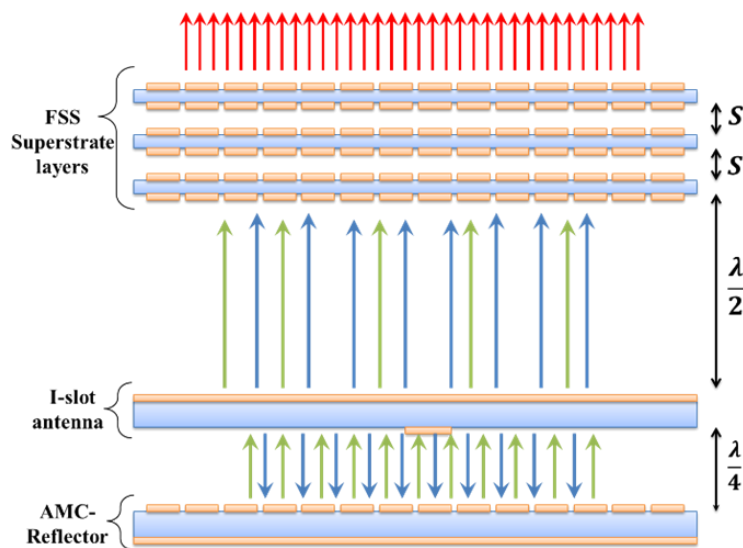


Figure 3.8 : Présentation schématique de l'antenne à cavité proposée.

3.3.1 Procédure de fabrication

La fabrication et les mesures du prototype proposé dans ce travail, ont été effectués au laboratoire RF du centre énergie, matériaux et télécommunications de l'Institut National de la Recherche Scientifique (INRS) de Montréal, Canada.

Le dimensionnement exacte l'antenne est très important dans les micro-ondes. Pour cela, des machines d'une grande précision sont utilisées. Dans le cadre de notre travail, nous avons utilisé la machine de gravure Laser LPKF *ProtoLaser S*, illustrée sur la figure 3.9, pour la réalisation de notre antenne.

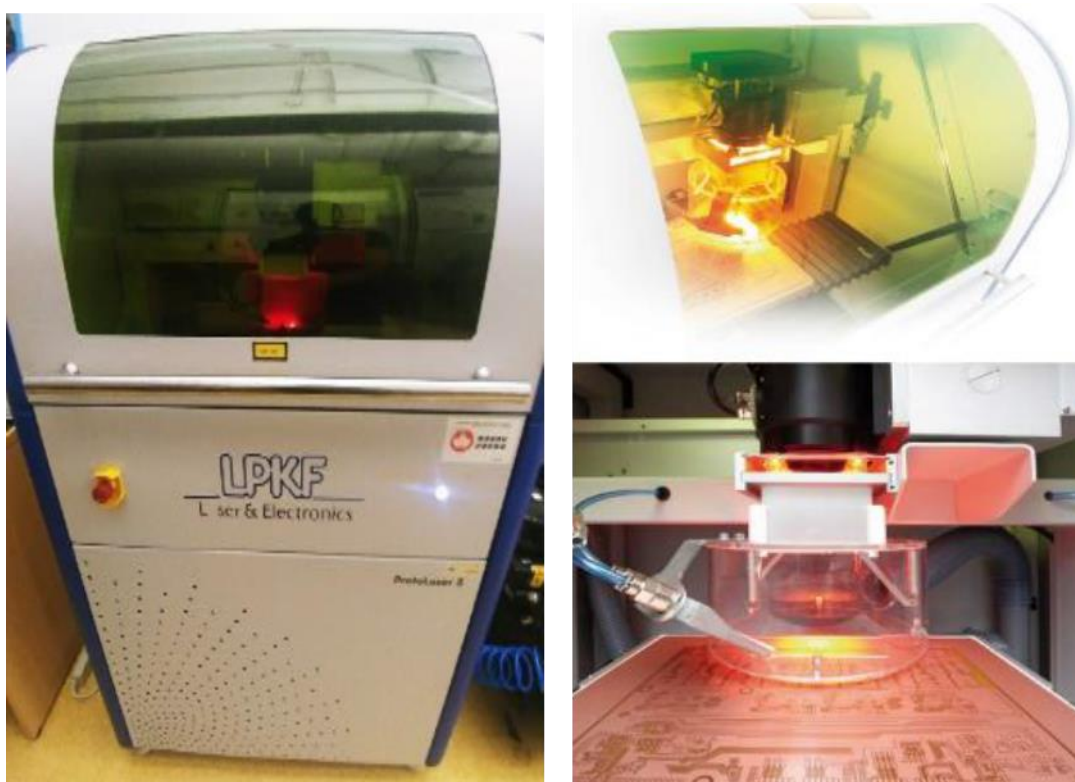


Figure 3.9 : Machine de fabrication laser LPKF ProtoLaser S de l'INRS [67].

La machine *ProtoLaser S* est dédiée au prototypage efficace de circuits numériques et analogiques complexes et de circuits imprimés HF et micro-ondes avec une taille maximale de 30 mm^2 et une précision ligne/espace de $50/25\text{ }\mu\text{m}$. Il a été spécialement développé pour une utilisation en laboratoire, avec un volume compact et facile à utiliser. La production des géométries très précises pour différentes gammes de substrats (FR4, céramiques, Duorid...). Son logiciel de fabrication est conçu pour une utilisation aisée de la machine et une importation fluide des formats de données habituels tels que les fichiers Gerber ou DXF.

Les étapes de la procédure de fabrication sont comme suite :

1. La structures de simulation CST Microwave Studio est exportée sous forme de fichiers Gerber. Ce type de fichier permet l'utilisation du logiciel de la machine LPKF ProtoLaser S.
2. Le substrat diélectrique est serré dans le support de la machine LPKF ProtoLaser S et le processus d'élimination au laser du cuivre indésirable est lancé.
3. Par la suite, la machine LPKF ProtoMat C60 a été utilisée pour couper le substrat diélectrique.
4. Enfin, un connecteur SMA est soudé directement sur la prise de courant pour effectuer les mesures requises.



Figure 3.10 : Machine LPKF ProtoMat C60 [67].

3.3.2 Procédure mesure

L'analyseur de réseau vectoriel ou le VNA (Vector Network Analyzer) représente un instrument de test qui mesure la réponse d'un réseau en tant que vecteur (paramètres réels et imaginaires) afin que ses performances puissent être caractérisées. Les analyseurs de réseau RF sont des éléments essentiels de l'instrumentation de test pour les laboratoires de conception RF, et peuvent être utilisés pour toutes les fréquences RF et micro-ondes. La figure 3.11 présente l'analyseur VNA 8722ES de l'INRS à deux ports, dédié au calcul des paramètres S, et Z des antennes conçues sur la plage de fréquence de 50MHz-40GHz [67].



Figure 3.11 : Photo d'analyseur Agilent VNA 8722ES de l'INRS [67].

Pour réaliser des mesures comme des diagrammes de rayonnement d'antennes, il est nécessairement d'éliminer tout signal parasite provenant de tout système externe à celui étudié. Particulièrement les ondes électromagnétiques telles que les ondes radio, WIFI et les fréquences de fonctionnement des systèmes que nous souhaitons mesurer, il est donc nécessaire de protéger l'environnement de mesure. Pour cela, la salle de mesure est placée dans une cage de Faraday : les murs, sol et plafond, sont recouverts de grandes plaques en acier qui empêchent toute intrusion électromagnétique : la chambre est blindée. Une fois à l'intérieur de la chambre, les parois métalliques provoquent des échos qui viennent à leur tour perturber les mesures. Pour les supprimer, des absorbants doivent être déployés sur toutes les surfaces susceptibles de produire de l'écho et par la suite, l'environnement devient anéchoïque, figure 3.12.

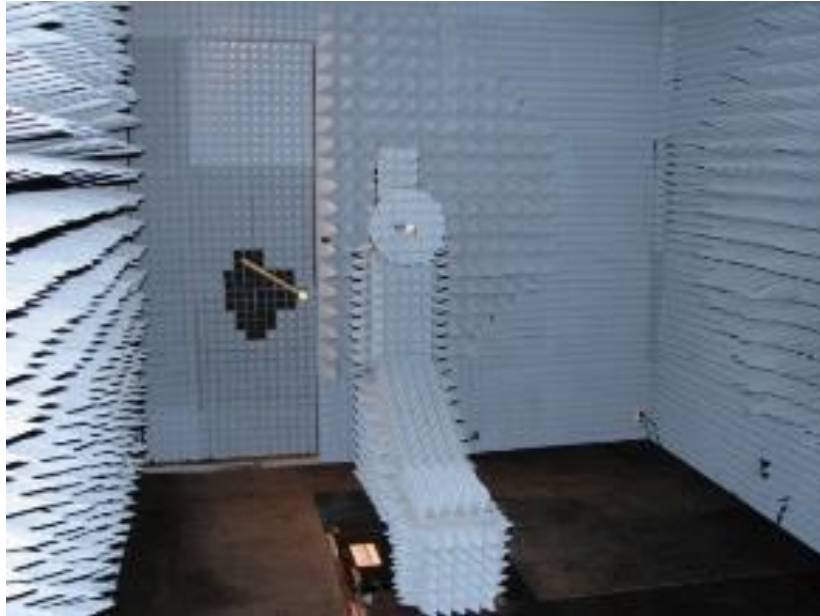


Figure 3.12 : Photo de la chambre anéchoïque de l'INRS [67].

3.3.3 Discussions de résultats de mesure

Le prototype de l'antenne à cavité fabriquée pour un fonctionnement à 5,8 GHz est présenté sur la figure 3.13.

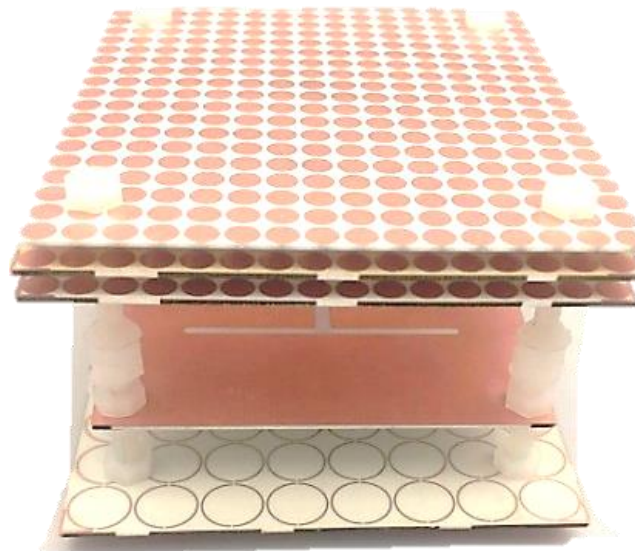
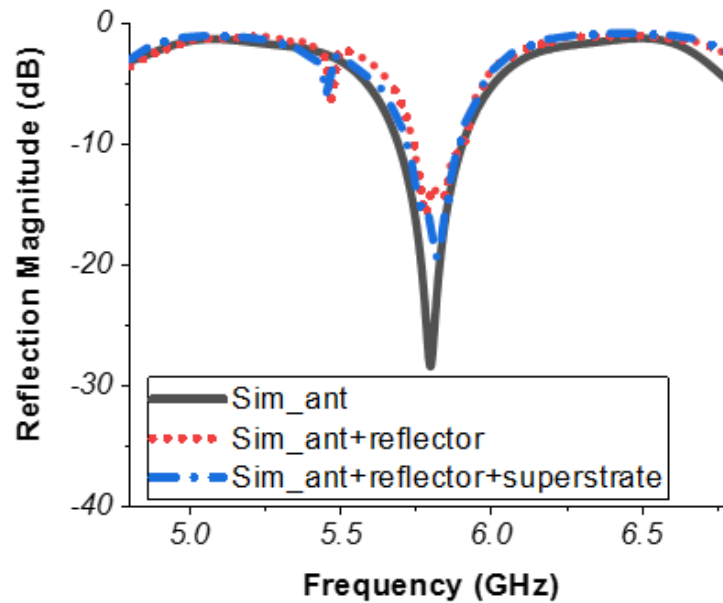


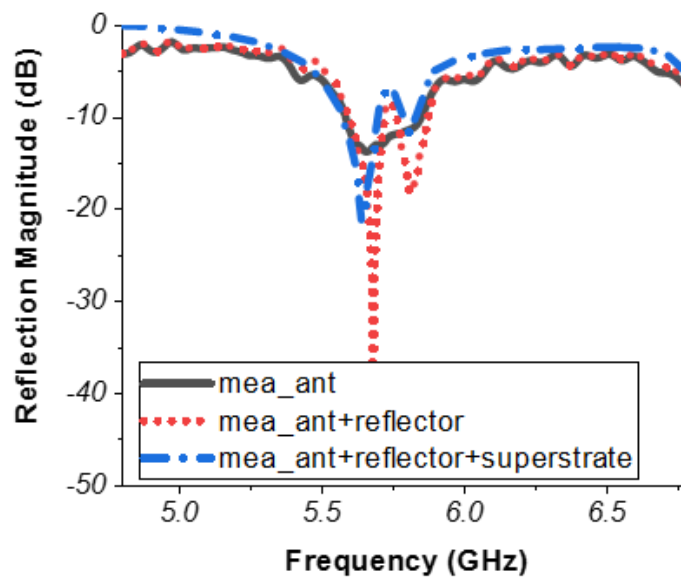
Figure 3.13 : Prototype fabriqué de l'antenne cavité proposée.

Les coefficients de réflexion obtenus pour les trois configurations : l'antenne excitatrice à fente I, la sous-cavité (l'antenne excitatrice et le réflecteur) et la cavité totale (l'antenne excitatrice, le réflecteur et le superstrat) sont présentés sur la figure 3.14.

Dans les résultats de simulation, le coefficient de réflexion de l'antenne à cavité de la figure 3.14, est supérieur au coefficient de réflexion de l'alimentation de l'antenne, ce qui est dû à la mise en œuvre du réflecteur et du superstrat. Les résultats mesurés montrent que le coefficient de réflexion reste inférieur à -10dB pour deux bandes étroites de 5,57GHz à 5,7GHz et de 5,79GHz à 5,83GHz. La différence tenue entre la simulation et les résultats mesurés dépend de la tolérance de fabrication.



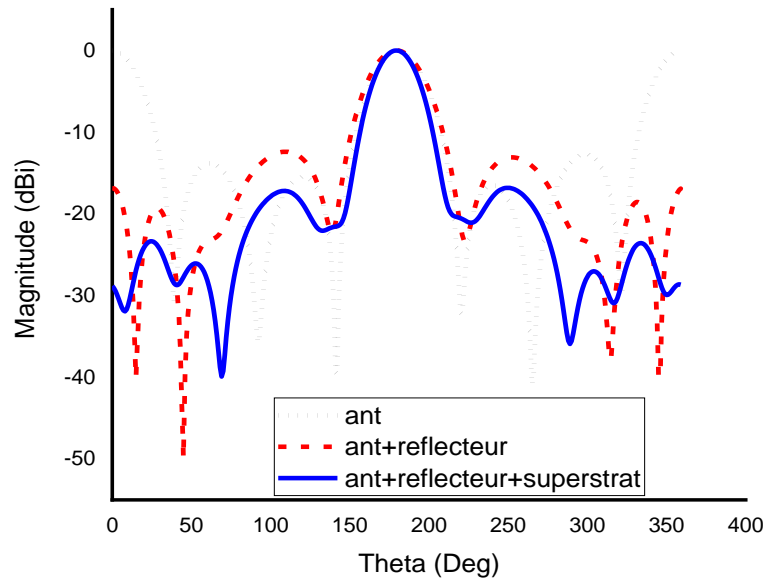
(a)



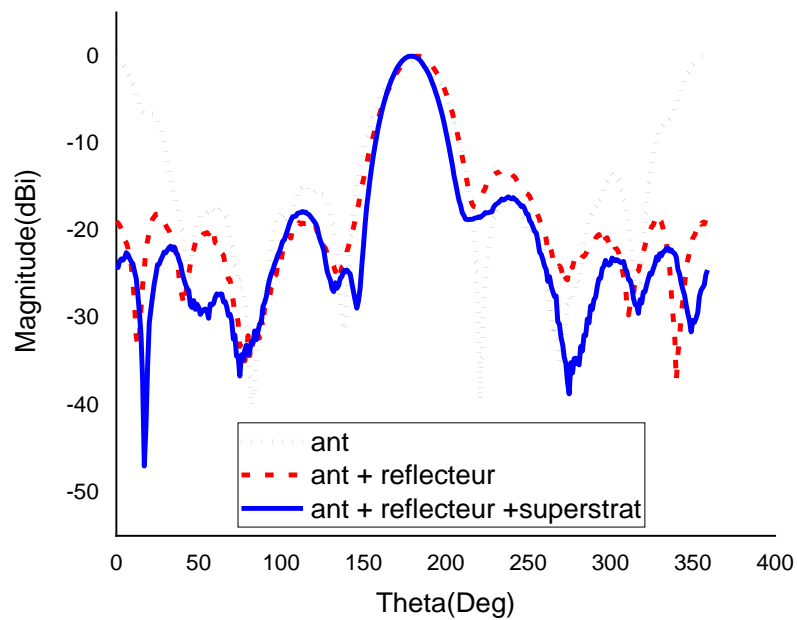
(b)

Figure 3.14 : Coefficient de réflexion (a) simulé et (b) mesuré pour les trois configurations.

Les diagrammes de rayonnement mesurés et simulés à la fréquence de résonance 5.8 GHz des trois configurations sont tracés dans les plans E et H, et montrés dans les; figure 3.15 et figure 3.16, respectivement.

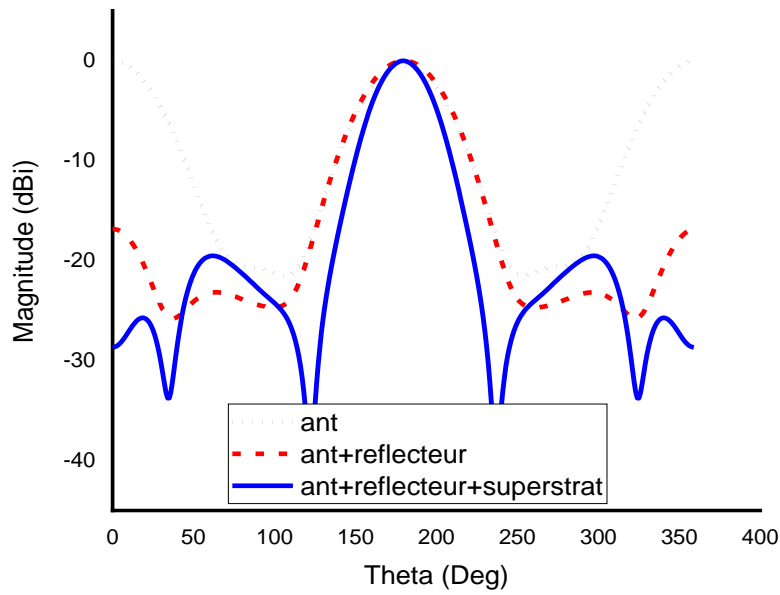


(a)

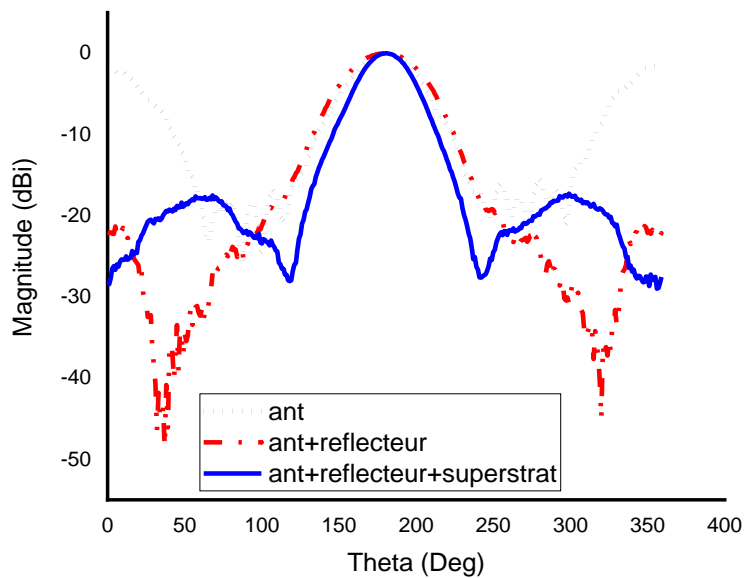


(b)

Figure 3.15 : Diagramme de rayonnement dans le plan E (a) simulé, (b) mesuré.



(a)



(b)

Figure 3.16 : Diagramme de rayonnement dans le plan H (a) simulé, (b) mesuré.

Le faisceau principal de rayonnement de l'antenne à cavité est maximisé dans la direction principale. La mi-puissance portée par les lobes principales mesurés dans les plans E et H sont respectivement de 25° et 31° , le niveau des lobes latéraux est inférieur à -10dB , -16dB dans le plan E et -17.4dB dans le plan H. La différence qui existe entre les diagrammes

obtenus en simulation et en mesure est causée par la tolérance de fabrication. L'antenne produit une couverture directive dans le plan horizontal.

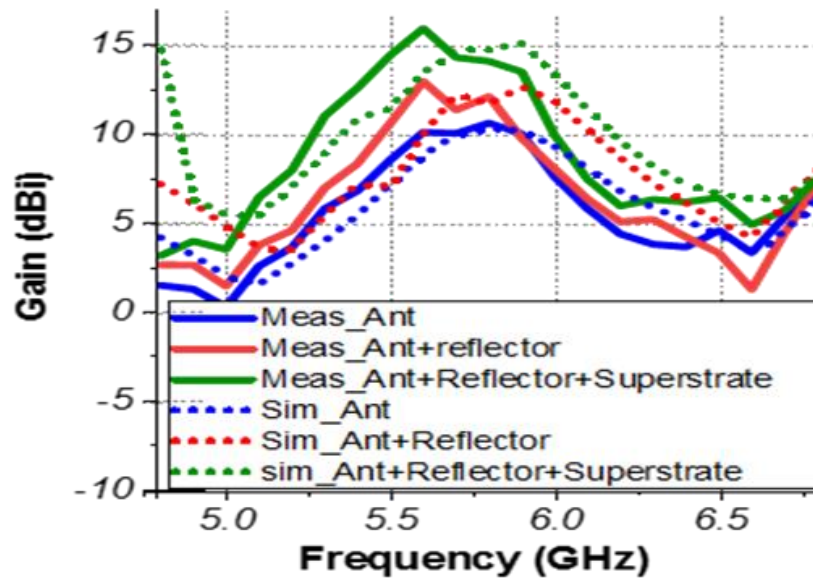


Figure 3.17 : Gain simulé et mesuré pour les trois configurations.

Le gain obtenu par simulation des différentes configurations, antenne seule, avec réflecteur seulement et avec réflecteur et superstrat est présenté sur la figure 3.16. À 5,8 GHz, le gain est de 10,4 dB, 11,75 dB et 14,8 dB pour l'antenne seule, l'antenne avec réflecteur (sous-cavité) et l'antenne avec réflecteur et superstrat (antenne à cavité), respectivement, avec une amélioration de 3,5dB. Le gain mesuré, extrait du diagramme de rayonnement du plan E à 5,6 GHz, est d'environ 10,1dB, 13dB et 16dB pour l'antenne seule, l'antenne avec un réflecteur et l'antenne avec un réflecteur et un superstrat, respectivement, avec une amélioration de 6dB. À 5,8 GHz, le gain maximal est d'environ 10,65 dB, 12 dB et 14,1 dB pour les configurations précédentes, avec une amélioration de 3,5 dB.

3.4 Comparaison des résultats

Une étude comparative des résultats obtenus avec la littérature spécialisée est présentée sur le tableau 3.4. Les travaux cités utilisent les métamatériaux pour une réflexion ou une transmission afin d'améliorer le gain et de la directivité, alors que dans notre travail et considérant l'antenne excitatrice ; une antenne de référence, une amélioration du gain de 6dB est obtenue en utilisant une combinaison d'un réflecteur AMC et d'un superstrat FSS.

Tableau 3.4 : Comparaison de l'antenne proposée avec des travaux récemment publiés.

Référence	Frequency d'opération (GHz)	Taille d'antenne	Gain (dBi)
[55]	5.8	$1.56\lambda \times 1.56\lambda$	12.07
[56]	5.8	$0.96\lambda \times 0.96\lambda$	11.5
[65]	5.8	Case - II $2.9\lambda \times 1.9\lambda$	15
Antenne cavité proposée	5.8	$1.54\lambda \times 1.93\lambda$	16

3.5 Conclusion

Dans ce chapitre, une nouvelle antenne à cavité Fabry-Perot basée sur des métamatériaux a été proposée. Cette antenne utilise des cellules unitaires AMC comme couche réfléchissante et des cellules unitaires FSS comme antenne émettrice. Un prototype expérimental de l'antenne proposée a été fabriqué, testé et mesuré. Une comparaison entre les résultats simulés et mesurés montre un bon accord, ce qui valide le concept proposé.

La conception proposée offre de bonnes performances en termes de taille et de gain par rapport aux travaux précédents. Avec ces caractéristiques, l'antenne pourrait être un bon choix pour les applications sans fil de type IoT à la bande 5,8 GHz.

Chapitre 04
Cavité à base d'une antenne
microruban multi-patches et d'un
superstrat FSS

4.1. Introduction

Les majorités des avantages et inconvénients des antennes planes, métamatériaux et cavités ont été développés et discutés lors de l'état de l'art (Chapitres 1 et 2). L'objet de ce chapitre est de présenter un autre exemple d'antenne pouvant satisfaire au cahier des charges de cette thèse. Rappelant que l'objectif à atteindre est, la conception d'une antenne cavité directive à base de métamatériaux. Cependant, l'insertion d'une l'antenne de plusieurs éléments rayonnants dans une cavité métallique nécessite une compatibilité en termes de dimensions. Les dimensions de la cavité sont limitées à $35 \times 105 \times 32$ ($x \times y \times z$) mm^3 , où h est la hauteur de la cavité. La fréquence centrale visée est de 5.8 GHz.

Une antenne à trois éléments rayonnants et un superstrat de deux couches de métamatériaux sont combinés afin de concevoir une antenne à cavité inspirée des métamatériaux en polarisation linéaire.

Tout d'abord, l'antenne à cavité formée d'une antenne excitatrice de trois patches circulaires est exposée. Ensuite, l'implémentation des métamatériaux en polarisation linéaire pour maximiser la directivité est présentée. Le processus de conception et les résultats de simulation pour cette structure sont aussi présentés. Enfin, les résultats obtenus sont analysés et discutés.

4.2. Processus de conception de l'antenne excitatrice

4.2.1. Antenne a un seul patch circulaire

Le cas le plus simple d'une antenne microruban est un patch. Dans cette section, une antenne microruban circulaire simple alimentée par une ligne de transmission et intégrée sur un substrat est étudiée, figure (4.1). Le but de cette étude est de vérifier l'adaptation en utilisant une seule antenne patch placée sur un substrat de taille $(35 \times 35) mm^2$ de type Rogers RT5880 caractérisé par une permittivité $\epsilon = 2.2$ et une tangente de perte $\tan\delta = 0.0009$. Des simulations à l'aide du logiciel CST STUDIO ont été effectuées pour concevoir et optimiser l'antenne à fente. Les dimensions optimales de cette antenne à fente sont présentées sur le tableau 4.1.

Table 4.1 : Dimensions de l'antenne à un seul patch circulaire

Dimensions	Tailles (mm)
R	10
Wf	4.6
Lf	4.78

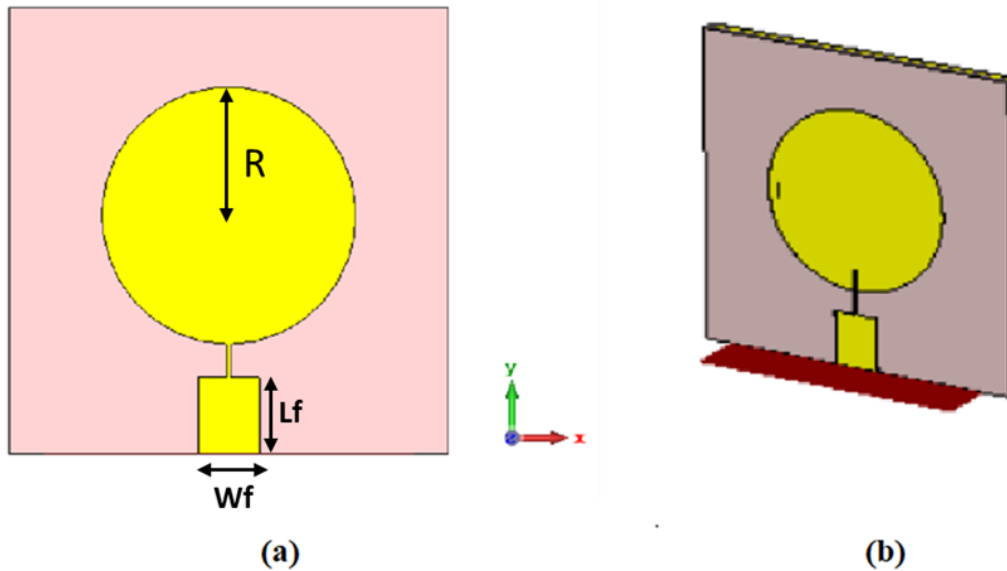


Figure 4.1: Antenne initiale à un seul patch circulaire.

4.2.2. Antenne a trois patchs circulaires

Dans cette section, nous allons présenter une antenne planaire bidimensionnelle dont les trois éléments rayonnants d'une forme circulaire sont répartis dans un plan rectangulaire.

Les éléments rayonnants sont inspirés de l'antenne patch présentée sur la figure 4.1. Une fois optimisé, le patch élémentaire est mis en réseau sous forme de trois patchs circulaires identique interconnectés, figure 4.2. L'antenne élémentaire a été simulée et comparé au réseau de trois patchs.

La figure 4.3 illustre la réflexion du patch élémentaire ainsi que celle du réseau à trois patchs. Nous pouvons clairement voir que la réflexion est de -15dB à la fréquence de résonance pour le patch élémentaire est de -14 dB pour le réseau.

La figure 4.4 montre que le diagramme de rayonnement de l'antenne patch unique correspond à 8 dBi de gain dans la direction ($\theta = 0$), figure 4.5. Pour l'antenne à trois patchs, on peut voir que le gain est de 11.8dBi , avec une amélioration de 3 dBi par rapport à l'antenne seul figure 4.5.

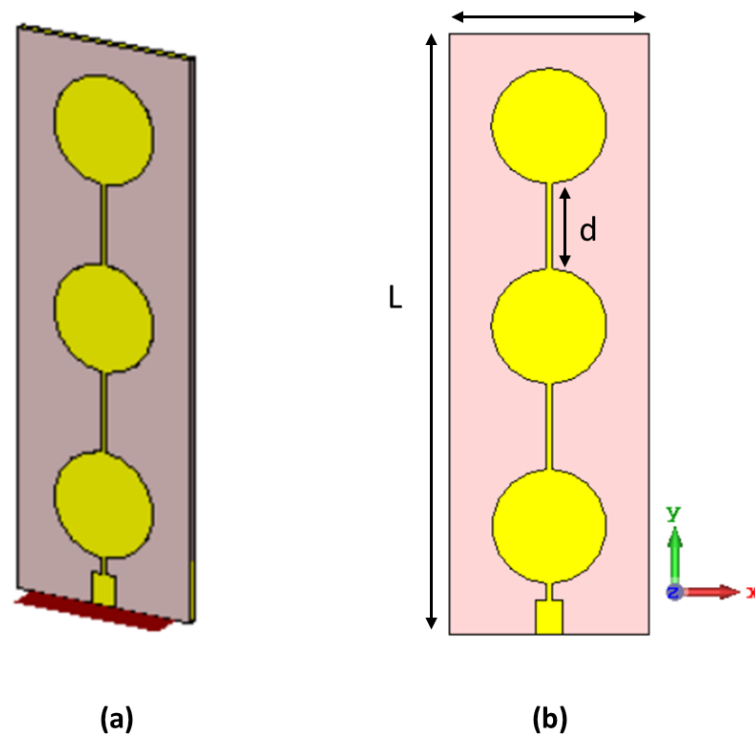


Figure 4.2 : Antenne à trois patches, proposées pour alimenter la cavité.

Table 4.2 : Dimensions de l'antenne à trois patches circulaires

Dimensions	Tailles (mm)
L	105
W	35
D	15

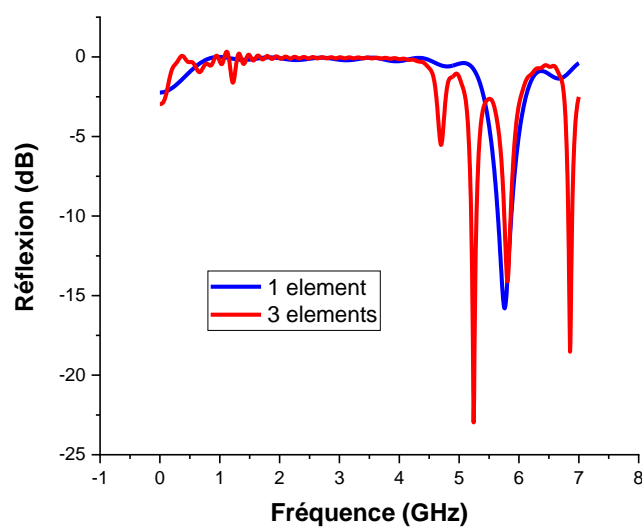
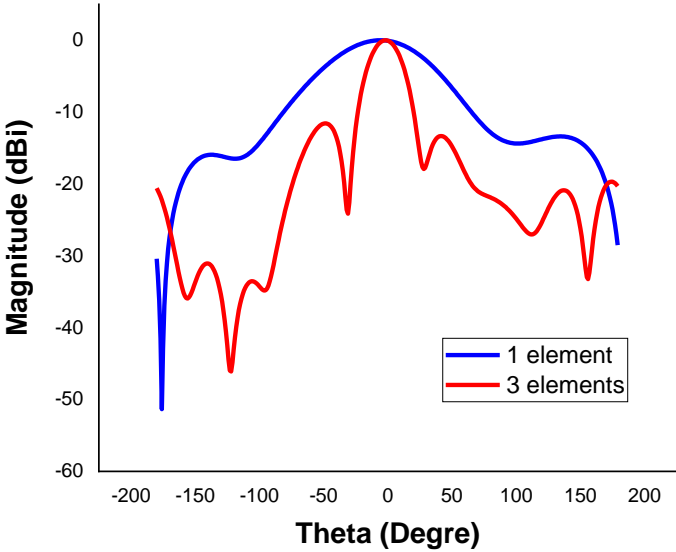
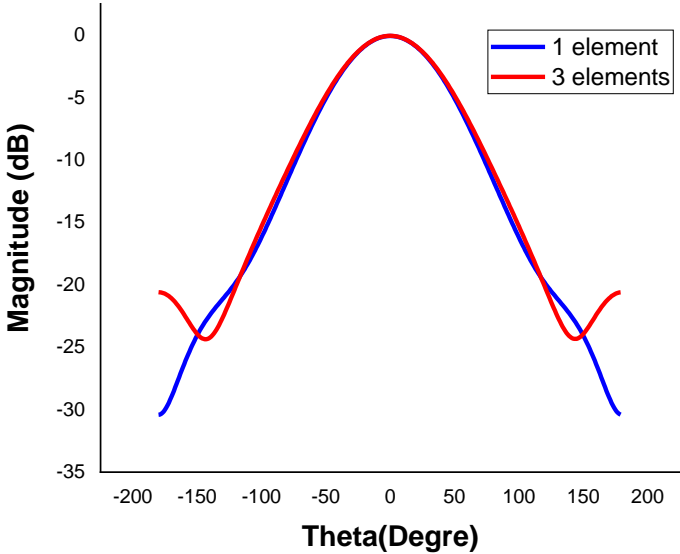


Figure 4.3 : Coefficient de réflexion pour une antenne à un seul patch et trois éléments en fonction de la fréquence.



(a)



(b)

Figure 4.4 : Diagramme de rayonnement dans (a) le plan H et (b) le plan E.

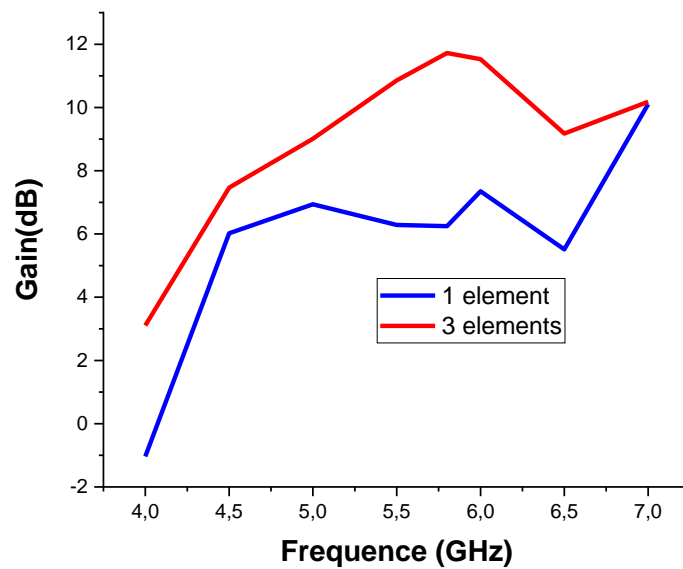


Figure 4.5 : Gain obtenu pour une antenne à un seul élément et à trois éléments.

4.3. Processus de conception de superstrat à base de FSS

La figure 4.6 montre la géométrie du superstrat FSS proposé. Il est constitué de deux couches identiques de cellules unitaires imprimées sur un substrat RT5880 ($\epsilon_r = 2.2$ et $\tan\delta=0.0009$).

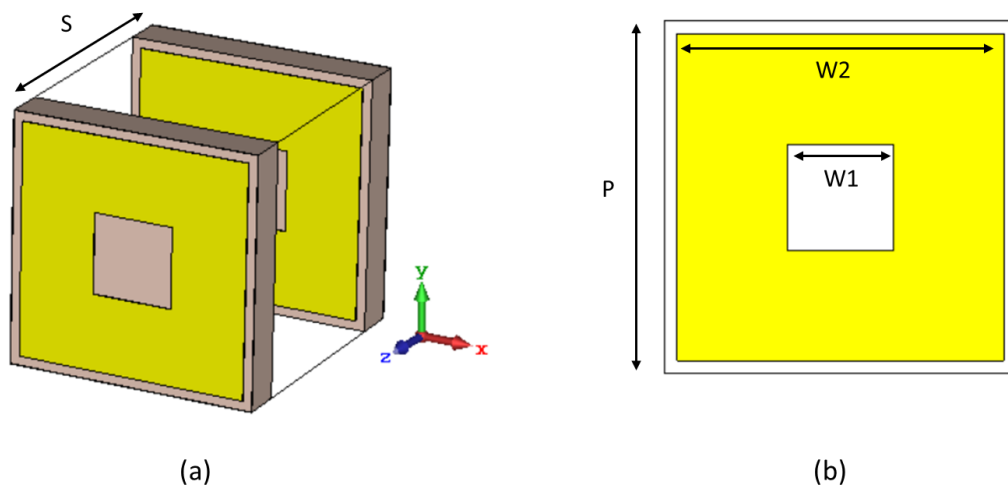


Figure 4.6 : (a) vue supérieure et inférieure et (b) vue tridimensionnelle de la cellule unitaire de la surface sélective en fréquence (FSS).

Les caractéristiques de la cellule unitaire FSS sont étudiées et optimisées en utilisant un Solveur du domaine de fréquence sous CST. Les dimensions de la cellule sont présentées dans le tableau suivant :

Table 4.3 : Dimensions de la cellule constituant le superstrat.

Dimensions	Tailles (mm)
P	5
W1	4.6
W2	1.5
S	4

4.3.1. Etude paramétrique

Une étude paramétrique a été réalisée pour évaluer l'influence de certains paramètres sur les performances de la cellule unitaire. Il est à noter que l'étude paramétrique a été réalisée pour une fréquence de 5.8 GHz. L'objectif est de voir l'évolution de la résonance avec la variation des paramètres.

Comme on l'a déjà mentionné ci-dessus, le fait de mettre deux couches de FSS augmente considérablement la capacité dans l'ouverture. La figure (4.7.a) et la figure (4.7.b) montrent que la fréquence diminue lorsqu'il y a une augmentation des paramètres W1 et W2. Cela peut être intéressant pour réduire la fréquence, mais la bande passante est également dégradée. Par conséquent, un accord entre la bande passante et le nombre de couches doit être recherché lors de la conception de l'antenne.

L'espacement s (le couplage) entre les deux couches permet une adaptation correcte de l'antenne à la fréquence nécessaire, c'est-à-dire d'obtenir la capacité appropriée. L'écart a été varié entre 0,1mm et 3mm. Comme on peut le voir sur le graphique de figure (4.7.c), la fréquence d'adaptation est plus faible lorsque l'écart est plus grand, c'est-à-dire lorsque le couplage devient plus important.

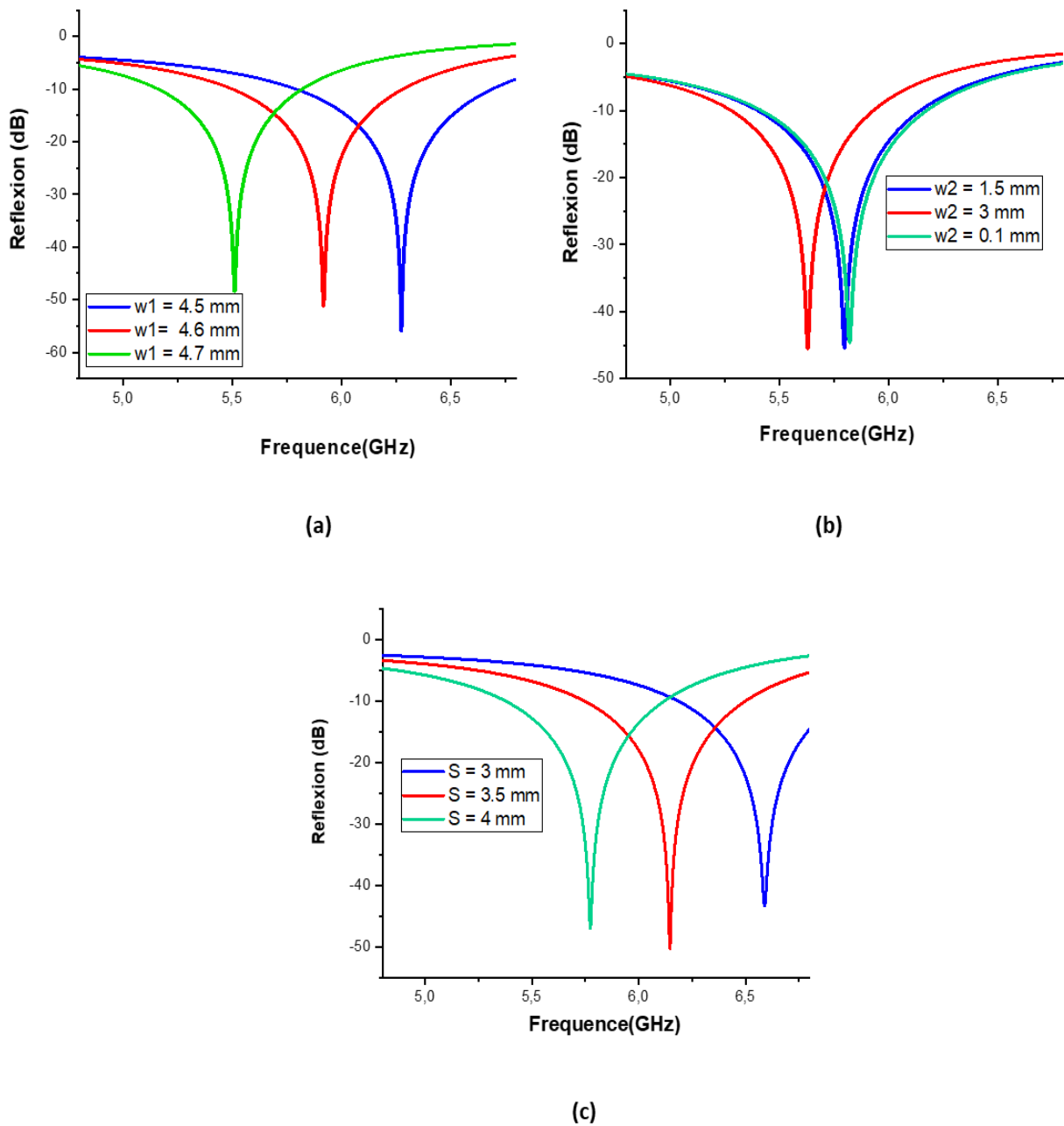


Figure 4.7 : Etude paramétrique de la cellule FSS (a) grandeur extérieur (b) grandeur intérieure du patch et (c) la variation de l'espacement s en fonction de la phase de réflexion.

4.4. Processus de conception de la cavité

L'idée est de développer une antenne à cavité qui réponde à l'exigence de gain maximum avec la structure la plus petite possible. Les étapes de conception de cette antenne sont les mêmes que celles exposées dans la section 3.3.1.

En résumé, cette conception est basée sur une cavité électromagnétique avec des dimensions à l'ordre de $(3\lambda \times \lambda \times \lambda)mm^3$. La majeure partie de la cavité peut idéalement être

remplie d'air. L'antenne proposée est montrée sur la figure 4.8. Comme on peut le voir, les cellules unitaires FSS constituant les deux couches de superstrat sont situées à $\lambda / 2$ de l'antenne excitatrice afin d'augmenter le gain dans le sens supérieur.

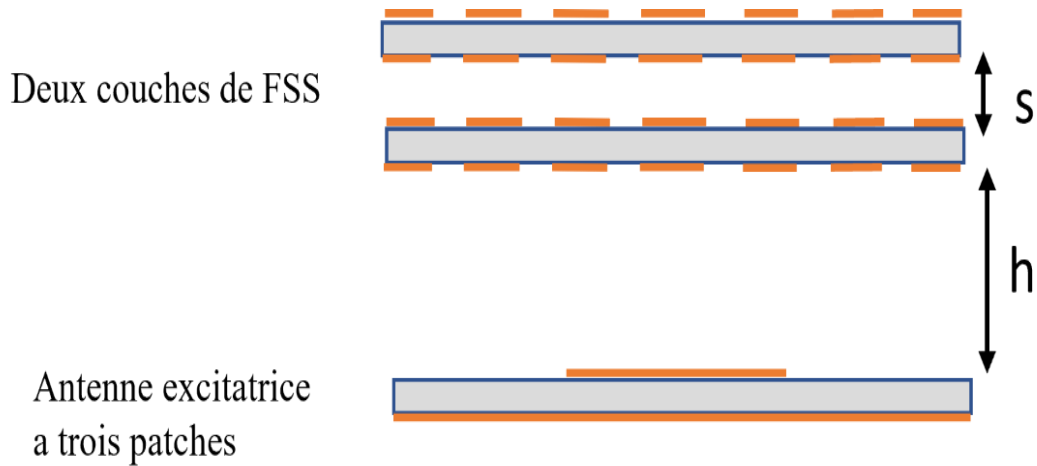


Figure 4.8 : Présentation schématique de la cavité proposée.

La figure 4.9 illustre la structure 3D de la cavité proposée de $(105 \times 35 \times 32) \text{ mm}^3$. Les résultats de simulation obtenus à la fréquence de résonance de 5.8 GHz sont présentés sur les figures de 10 à 13. Les coefficients de réflexion illustrés sur la figure 4.10 pour l'antenne excitatrice et la cavité, montrent trois pics de résonance à 5.2, 5.8 et 6.8GHz. L'efficacité de rayonnement maximale correspond à la fréquence de résonance 5.8 GHz et elle est de $\eta = 91\%$ (figure 4.11).

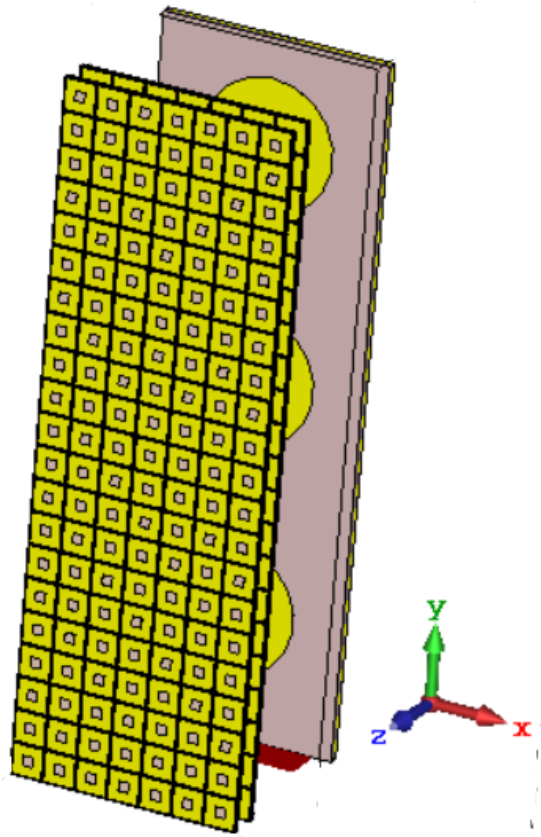


Figure 4.9 : Antenne cavité Fabry-pérot proposée.

Les diagrammes de rayonnement pour les plans H et E sont présentés dans la figure 4.12. L'ouverture du faisceau à mi-puissance est de 43.2° pour $\varphi = 0^\circ$ et de 27° Pour $\varphi = 90^\circ$ en polarisation linéaire, l'ouverture de rayonnement est assez étroite. Le niveau des lobes secondaires est de -15.4 dB pour $\varphi = 0^\circ$ et de -16.4 Pour $\varphi = 90^\circ$.

Cette antenne présente de bonnes performances concernant le gain maximale en simulation figure 4.13. La valeur maximale de la directivité est de 14.3 dBi et le gain est de 14 dBi, à la fréquence 5.8 GHz. Cette valeur de gain est largement suffisante pour une multitude d'applications. Le gain est dû à la taille et à l'effet de couplage des couches qui constituent la cavité.

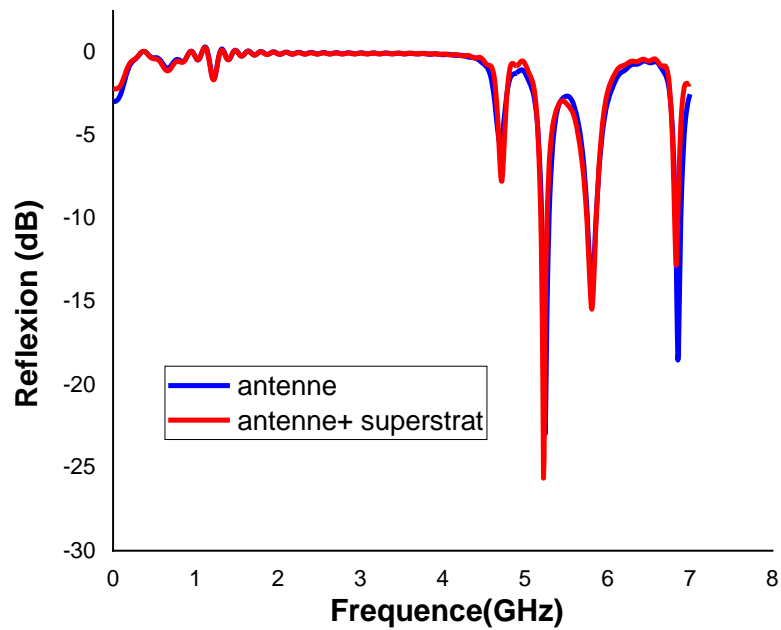


Figure 4.10 : Le coefficient de réflexion (a) antenne seule, (b) antenne et superstrat.

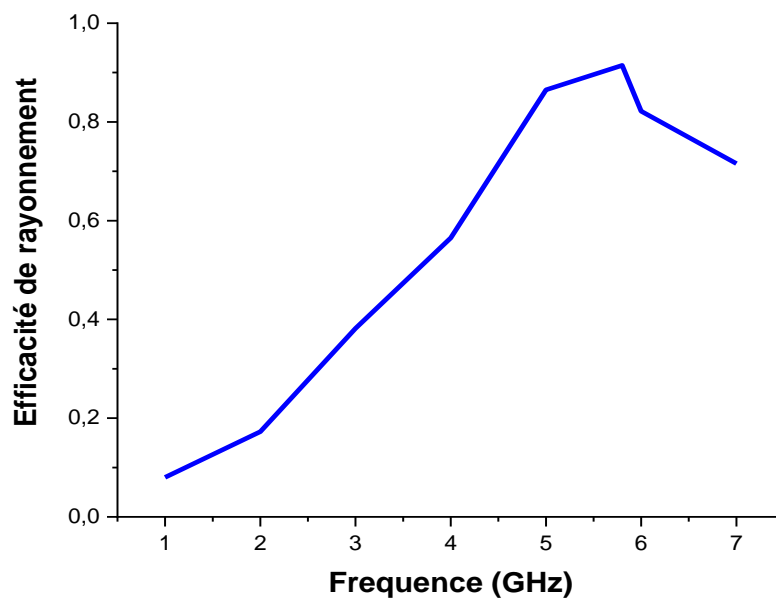
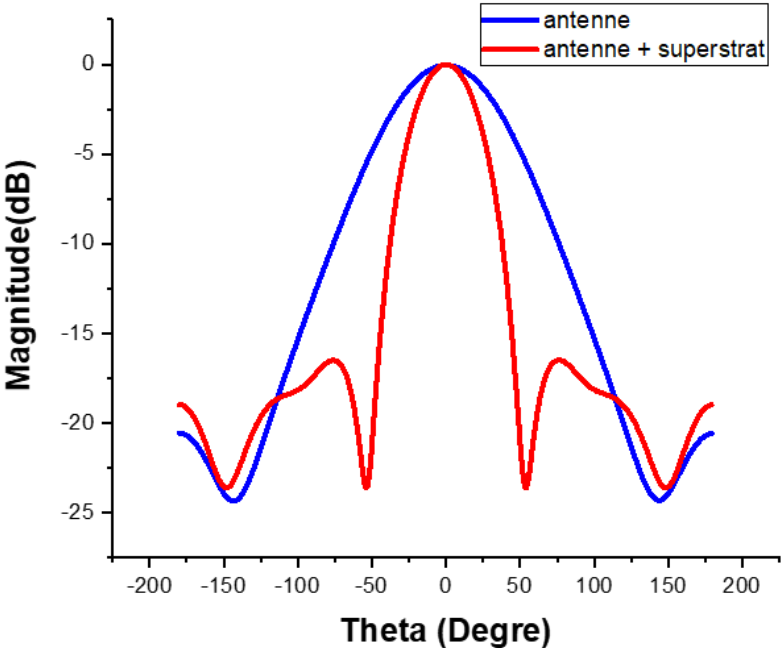
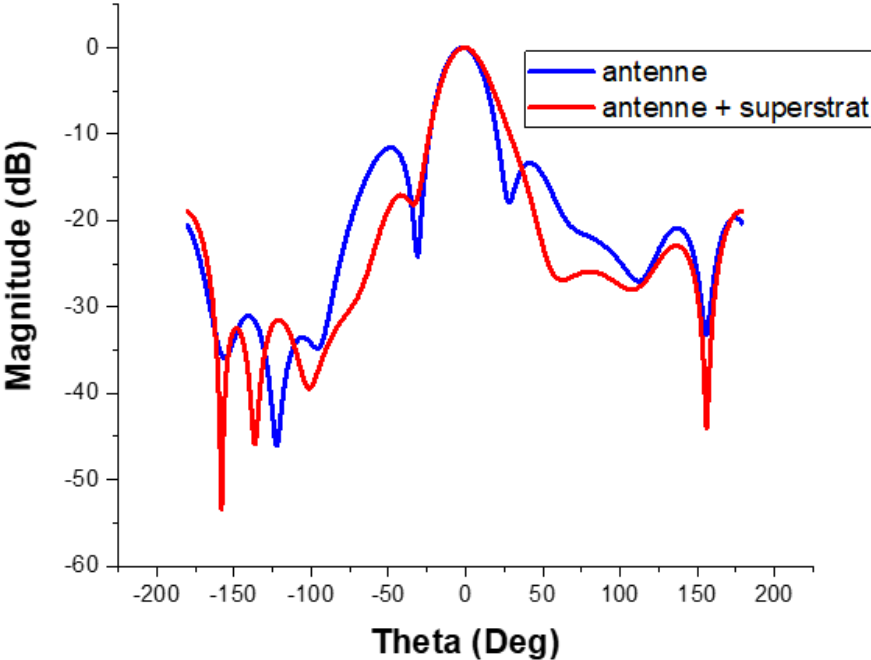


Figure 4.11 : Efficacité de rayonnement en fonction de fréquence.



(a)



(b)

Figure 4.12 : Diagrammes de rayonnement dans (a) le plan E et (b) plan H.

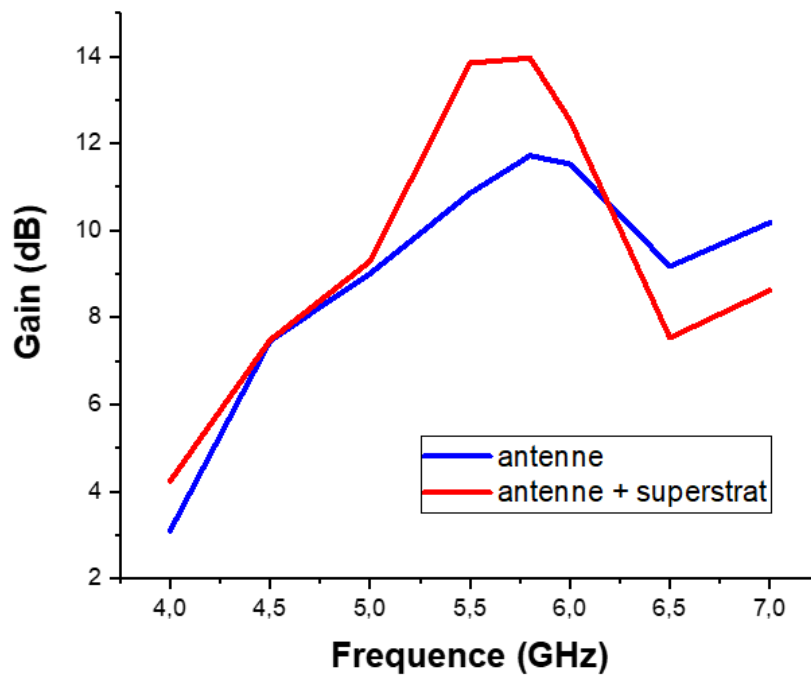


Figure 4.13 : le gain obtenu pour l'antenne seule et l'antenne avec superstrat.

4.5. Conclusion

Dans le présent chapitre nous avons présenté une deuxième structure qui répond au cahier des charges de cette thèse.

La cavité proposée présente à la fois des avantages et des inconvénients pour l'antenne, ce qui impose une taille maximale spécifique. Dans ce cas, il s'agit d'une cavité mesurant $(105 \times 35 \times 32) \text{ mm}^3$, où une antenne à trois éléments rayonnants en forme de cercle plan est positionnée en dessous de la cavité. Le superstrat est constitué de surfaces sélectives en fréquence et se compose de deux couches identiques. La configuration proposée est analysée et les résultats obtenus par simulation sont présentés dans ce chapitre.

Conclusion

Conclusion générale

Dans cette thèse, les métamatériaux et leurs implémentations dans la conception des antennes cavités ont été étudiées. De nouvelles cellules unitaires en deux et trois dimensions de surface sélectives en fréquence (FSS) et de conducteur magnétique artificiel (AMC) ont été conçues pour les applications de retransmission et focalisation de rayonnement afin d'améliorer la directivité. De plus, deux nouvelles antennes cavités basées sur des métamatériaux ont été proposées. Les étapes suivantes présentent la méthodologie par laquelle nous avons atteint les objectifs de cette thèse :

Un état de l'art approfondi sur les antennes en générale et particulièrement, les antennes cavités pour définir le problème aussi sur les métamatériaux précisément les surfaces sélectives en fréquence et conducteur magnétique artificiel et ses applications dans les antennes cavités. Différentes antennes planaires et cellules unitaires des AMC et FSS ont été proposées.

Une antenne cavité à base des métamatériaux a été proposée et conçue. L'antenne proposée utilise une couche de cellules unitaires AMC pour avoir réflexion et un superstrat des cellules unitaires FSS pour un but de retransmission. En outre, un prototype expérimental a été fabriqué, testé et mesuré. Une étude comparative au résultats simulés et mesurés a montré un bon accord, ce qui valide le concept proposé. Cette conception d'antenne offre de bonnes performances en termes de taille et de gain par rapport aux travaux précédents.

Une autre antenne est proposée, il s'agit d'une cavité de $(105 \times 35 \times 32) \text{ mm}^3$, ou elle se compose d'une antenne de trois éléments rayonnants en forme cercle plane est placée en dessous de cavité et un superstrat à base de surfaces sélectives en fréquence constitué de deux couches identiques. La configuration proposée est analysée ainsi que les résultats obtenus par simulation sont présentés dans ce chapitre.

En conclusion, ce travail est consacré pour la conception d'antennes en cavité compacte pour les applications Objets connectés. Le concept d'antennes métamatériaux précisément, les surfaces sélectives en fréquence et conducteurs magnétiques artificiels dans une cavité a été utilisé avec succès avec des cavités carrée et rectangulaire. Le travail a ensuite été étendu au prototype validé expérimentalement par la conception d'antenne carrée. Ce travail ouvre plusieurs perspectives, qui sont données Par la suite,

Le principal travail à poursuivre dans cette recherche est l'amélioration de l'antenne multibande. La principale nouveauté de cette étude est l'utilisation de la cavité pour créer des multi-résonances. De nouvelles investigations pourraient être menées dans ce sens, comme

Conclusion

l'utilisation d'une cavité pyramidale (pour une antenne carrée) pour obtenir une bande passante maximale. En d'autres termes, la cavité pourrait avoir une allure exponentielle lorsque sa hauteur le permet.

un autre aspect à améliorer est lié à l'intégration de l'antenne dans applications aériennes. Une structure utilisant un substrat flexible ou un substrat diélectrique imprimé en 3D pourrait être étudiée pour réaliser des surfaces conformes. Cette technologie pourrait résoudre les problèmes de fabrication mécanique manuelle et optimiser l'emplacement de l'antenne dans le porteur.

Production Scientifique de la thèse

Liste des travaux Scientifiques

I. Publications internationales

- **D.Boukern, A.Bouacha, D.Aissaoui, M.Belazzoug and Denidni Tayeb Ahmed.** “High-gain cavity antenna combining AMC-reflector and FSS superstrate technique”. International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering, 2021, vol. 31, no 7, p. e e22674.

II. Communications internationals

- **D.Boukern, A.Bouacha, D.Aissaoui et A.T. Denidni.** “Cavity Antenna Based on AMC-Reflector and FSS Superstrate for Gain improvement”. 2021 IEEE AP-S Symposium on Antennas and Propagation and USNC-URSI Radio Science. 4-10 December 2021, Marina Bay Sands, Singapore.
- **D.Boukern, D.Aissaoui, and A.Bouacha.** “Design of Directive antenna based on electromagnetic band gap for gain enhancement”. In 2019 1st International Conference on networking Telecommunication, Biomedical and Applications. Boumerdes. Algeria.

Références Bibliographiques

Références Bibliographiques

- [1] ITOH, Tatsuo et CALOZ, Christophe. Electromagnetic metamaterials: transmission line theory and microwave applications. John Wiley & Sons, 2005.
- [2] SALAH TOUBEH, Moustapha. Etude d'antennes BIE planaires de hauteur très inférieure à la longueur d'onde dite: The ULP EBG Antennas. 2011. Thèse de doctorat. Limoges.
- [3] CHREIM, Hassan. Etude d'antennes BIE multifaisceaux agiles: Amélioration de la couverture omnidirectionnelle en azimut. 2009. Thèse de doctorat. Limoges.
- [4] JACKSON, David et ALEXOPOULOS, N. Gain enhancement methods for printed circuit antennas. IEEE transactions on antennas and propagation, 1985, vol. 33, no 9, p. 976-987.
- [5] NAKANO, Hisamatsu, IKEDA, Masakazu, HITOSUGI, Kazuo, et al. A spiral antenna sandwiched by dielectric layers. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2004, vol. 52, no 6, p. 1417-1423.
- [6] BUROKUR, Shah Nawaz, LATRACH, Mohamed, et TOUTAIN, Sergre. Theoretical investigation of a circular patch antenna in the presence of a left-handed medium. IEEE antennas and Wireless propagation letters, 2005, vol. 4, p. 183-186.
- [7] CHEYPE, Cyril, SERIER, Cedric, THÈVENOT, Marc, et al. An electromagnetic bandgap resonator antenna. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2002, vol. 50, no 9, p. 1285-1290.
- [8] TEMELKURAN, Burak, BAYINDIR, Mehmet, OZBAY, Ekmel, et al. Photonic crystal-based resonant antenna with a very high directivity. Journal of applied physics, 2000, vol. 87, no 1, p. 603-605.
- [9] ENOCH, Stefan, TAYEB, Gérard, SABOUROUX, Pierre, et al. A metamaterial for directive emission. Physical review letters, 2002, vol. 89, no 21, p. 213902.
- [10] AKALIN, T., DANGLLOT, J., VANBESIEN, O., et al. A highly directive dipole antenna embedded in a Fabry-Perot type cavity. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2002, vol. 12, no 2, p. 48-50.
- [11] FERESIDIS, Alexandros P., GOUSSETIS, George, WANG, Shenhong, et al. Artificial magnetic conductor surfaces and their application to low-profile high-gain planar antennas. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2005, vol. 53, no 1, p. 209-215.
- [12] AISSAOUI, Djelloul. ETUDE ET CONCEPTION D'ANTENNES FRACTALES POUR DES APPLICATIONS ULTRA-LARGE-BANDE. Thèse de doctorat. Université de Tlemcen-Abou Bekr Belkaid.

- [13] POINTEREAU, Elisa. Etude d'antennes à bande interdite électromagnétique omnidirectionnelles en azimut. 2007. Thèse de doctorat. Limoges.
- [14] HAJJ, Mohamad. Conception, réalisation et caractérisation de nouveaux types d'antennes sectorielles à base de matériaux BIE métalliques pour télécommunications terrestres. 2009. Thèse de doctorat. Limoges.
- [15] JU, Jeongho, KIM, Dongho, LEE, Wangjoo, et al. Design method of a circularly-polarized antenna using Fabry-Perot cavity structure. *ETRI Journal*, 2011, vol. 33, no 2, p. 163-168.
- [16] WANG, Qi et HE, Qing-Qiang. An arbitrary conformal array pattern synthesis method that include mutual coupling and platform effects. *Progress In Electromagnetics Research*, 2010, vol. 110, p. 297-311.
- [17] MAILLOUX, Robert J. *Phased array antenna handbook*. Artech house, 2017.
- [18] JAECK, Vincent. Développement d'antennes de communication reconfigurables en bande C pour munitions intelligentes. 2016. Thèse de doctorat. Université Rennes 1.
- [19] MOUSTAFA, Lina. Conception d'antennes à Bande Interdite Electromagnétique large bande et multibandes à base de métasurfaces. 2009. Thèse de doctorat. Limoges.
- [20] THORNTON, John et HUANG, Kao-Cheng. *Modern lens antennas for communications engineering*. John Wiley & Sons, 2013.
- [21] AKALIN, T., DANGLLOT, J., VANBESIEN, O., et al. A highly directive dipole antenna embedded in a Fabry-Perot type cavity. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 2002, vol. 12, no 2, p. 48-50.
- [22] BOUTAYEB, Halim, MAHDJOUBI, Kouroch, TAROT, A.-C., et al. Directivity of an antenna embedded inside a Fabry-Perot cavity: Analysis and design. *Microwave and Optical Technology Letters*, 2006, vol. 48, no 1, p. 12-17.
- [23] GARDELLI, Renato, ALBANI, Matteo, et CAPOLINO, Filippo. Array thinning by using antennas in a Fabry-Perot cavity for gain enhancement. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2006, vol. 54, no 7, p. 1979-1990.
- [24] TALLEB, Hakeim, LAUTRU, David, et HANNA, V. Fouad. Characterization of electronically controlled electromagnetic band gap structures. *The European Physical Journal-Applied Physics*, 2007, vol. 38, no 1, p. 7-13.
- [25] ENOCH, Stefan, TAYEB, Gérard, SABOUROUX, Pierre, et al. A metamaterial for directive emission. *Physical review letters*, 2002, vol. 89, no 21, p. 213902.
- [26] JACKSON, David R., CALOZ, Christophe, et ITOH, Tatsuo. Leaky-wave antennas. *Proceedings of the IEEE*, 2012, vol. 100, no 7, p. 2194-2206.
- [27] MAHDJOUBI, Kouroch, VU, Thai Hung, TAROT, Anne-Claude, et al. An overview on the design and properties of EBG antennas. In : *Proceedings of the Fourth European Conference on Antennas and Propagation*. IEEE, 2010. p. 1-3.

- [28] BOUTAYEB, Halim, MAHDJOUBI, Kouroch, et TAROT, Anne-Claude. Antenna inside PBG and Fabry-Perot cavities. In : Journées Internationales de Nice sur les Antennes, JINA, novembre 2002. JINA 2002, 2002. p. 4 pages.
- [29] THEVENOT, M., DROUET, J., JECKO, B., et al. New advancements to exploit the potentialities of the EBG resonator antennas. In: 2005 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium. IEEE, 2005. p. 22-25.
- [30] TRENTINI, G. Von. Partially reflecting sheet arrays. IRE Transactions on antennas and propagation, 1956, vol. 4, no 4, p. 666-671.
- [31] ABDELGHANI, Mohamed Lamine. Étude et conception d'antennes directives large bande à base de métasurfaces. 2017. Thèse de doctorat. Université du Québec, Institut national de la recherche scientifique.
- [32] WEI, Wenlong. Contribution à l'étude et la conception d'antennes pour la génération d'ondes radiofréquences transportant du moment angulaire orbital. 2016. Thèse de doctorat. Rennes 1.
- [33] SIEVENPIPER, Dan, ZHANG, Lijun, BROAS, Romulo FJ, et al. High-impedance electromagnetic surfaces with a forbidden frequency band. IEEE Transactions on Microwave Theory and techniques, 1999, vol. 47, no 11, p. 2059-2074.
- [34] MUNK, Ben A. Frequency selective surfaces: theory and design. John Wiley & Sons, 2005.
- [35] ELZWAWI, Ghada Hussain. Study and Design of Frequency Selective Surfaces and their Applications for Beam-Switching Antennas with Gain Enhancement. 2020. Thèse de doctorat. Doctorat en télécommunications. Université du Québec, Institut National de la Recherche Scientifique, Centre Énergie Matériaux Télécommunications.
- [36] BEST, Steven R. et HANNA, Drayton L. Design of a broadband dipole in close proximity to an EBG ground plane. IEEE Antennas and propagation magazine, 2008, vol. 50, no 6, p. 52-64.
- [37] AZAD, Mohammed Ziaul et ALI, Mohammad. Novel wideband directional dipole antenna on a mushroom like EBG structure. IEEE Transactions on antennas and propagation, 2008, vol. 56, no 5, p. 1242-1250.
- [38] AKHOONDZADEH-ASL, Lida, KERN, Douglas J., HALL, Peter S., et al. Wideband dipoles on electromagnetic bandgap ground planes. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2007, vol. 55, no 9, p. 2426-2434.
- [39] ABEDIN, M. Faisal et ALI, Mohammad. Effects of EBG reflection phase profiles on the input impedance and bandwidth of ultrathin directional dipoles. IEEE transactions on antennas and propagation, 2005, vol. 53, no 11, p. 3664-3672.
- [40] ZHONG, Yong-Wei, YANG, Guo-Min, et ZHONG, Li-Rong. Gain enhancement of bow-tie antenna using fractal wideband artificial magnetic conductor ground. Electronics Letters, 2015, vol. 51, no 4, p. 315-317.

- [41] LIU, Ying, HAO, Yuwen, et GONG, Shuxi. Low-profile high-gain slot antenna with Fabry-Pérot cavity and mushroom-like electromagnetic band gap structures. *Electronics Letters*, 2015, vol. 51, no 4, p. 305-306.
- [42] LI, Guihong, ZHAI, Huiqing, LI, Long, et al. AMC-loaded wideband base station antenna for indoor access point in MIMO system. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2014, vol. 63, no 2, p. 525-533.
- [43] PRAKASH, Pooja, ABEGAONKAR, Mahesh P., BASU, A., et al. Gain enhancement of a CPW-fed monopole antenna using polarization-insensitive AMC structure. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2013, vol. 12, p. 1315-1318.
- [44] VALLECCHI, Andrea, DE LUIS, Javier R., CAPOLINO, Filippo, et al. Low profile fully planar folded dipole antenna on a high impedance surface. *IEEE transactions on antennas and propagation*, 2011, vol. 60, no 1, p. 51-62.
- [45] FERESIDIS, A. P. et VARDAXOGLU, J. C. A broadband high-gain resonant cavity antenna with single feed. In : 2006 First European Conference on Antennas and Propagation. IEEE, 2006. P. 1-5.
- [46] KONSTANTINIDIS, Konstantinos, FERESIDIS, Alexandros P., et HALL, Peter S. Multilayer partially reflective surfaces for broadband Fabry-Perot cavity antennas. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2014, vol. 62, no 7, p. 3474-3481.
- [47] WANG, Naizhi, LIU, Qiang, WU, Changying, et al. Wideband Fabry-Perot resonator antenna with two complementary FSS layers. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2014, vol. 62, no 5, p. 2463-2471.
- [48] WANG, Naizhi, LI, Jianzhou, WEI, Gao, et al. Wideband Fabry-Perot resonator antenna with two layers of dielectric superstrates. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2014, vol. 14, p. 229-232.
- [49] Basit Ali, ZEB, HASHMI, Raheel M., ESSELLE, Karu P., et al. The use of reflection and transmission models to design wideband and dual-band Fabry-Perot cavity antennas. In : 2013 International Symposium on Electromagnetic Theory. IEEE, 2013. P. 1084-1087.
- [50] MENG, Fanji et SHARMA, Satish K. A dual-band high-gain resonant cavity antenna with a single layer superstrate. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2015, vol. 63, no 5, p. 2320-2325.
- [51] LI, Wen-Qiang, CAO, Xiang-Yu, GAO, Jun, et al. Broadband RCS reduction and gain enhancement microstrip antenna using shared aperture artificial composite material based on quasi-fractal tree. *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, 2016, vol. 10, no 4, p. 370-377.
- [52] KONSTANTINIDIS, Konstantinos, FERESIDIS, Alexandros P., et HALL, Peter S. Broadband sub-wavelength profile high-gain antennas based on multi-layer metasurfaces. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2014, vol. 63, no 1, p. 423-427.

- [53] MAJUMDER, Basudev, KRISHNAMOORTHY, K., MUKHERJEE, Jayanta, et al. Compact broadband directive slot antenna loaded with cavities and single and double layers of metasurfaces. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2016, vol. 64, no 11, p. 4595-4606.
- [54] MERICHE, Mohammed Amin, ATTIA, Hussein, MESSAI, Abderraouf, et al. Directive wideband cavity antenna with single-layer meta-superstrate. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2019, vol. 18, no 9, p. 1771-1774.
- [55] LV, Yan-He, DING, Xiao, et WANG, Bing-Zhong. Dual-wideband high-gain Fabry-Perot cavity antenna. *IEEE Access*, 2019, vol. 8, p. 4754-4760.
- [56] LONG, Mao, JIANG, Wen, et GONG, Shuxi. RCS reduction and gain enhancement based on holographic metasurface and PRS. *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, 2018, vol. 12, no 6, p. 931-936.
- [57] SINGH, Amit K., ABEGAONKAR, Mahesh P., et KOUL, Shibani K. High-gain and high-aperture-efficiency cavity resonator antenna using metamaterial superstrate. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2017, vol. 16, p. 2388-2391.
- [58] CHEN, Qiang et ZHANG, Hou. High-gain circularly polarized Fabry-Pérot patch array antenna with wideband low-radar-cross-section property. *IEEE Access*, 2019, vol. 7, p. 8885-8889.
- [59] YANG, Wanchen, CHEN, Si, CHE, Wenquan, et al. Compact high-gain metasurface antenna arrays based on higher-mode SIW cavities. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2018, vol. 66, no 9, p. 4918-4923.
- [60] ZHANG, Jin, ZHANG, Shuai, et PEDERSEN, Gert Frølund. Dual-band structure reused antenna based on quasi-elliptic bandpass frequency selective surface for 5G application. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2020, vol. 68, no 11, p. 7612-7617.
- [61] LI, Wenxun, DA XU, Kai, TANG, Xiaohong, et al. Substrate integrated waveguide cavity-backed slot Array antenna using high-order radiation modes for dual-band applications in $\text{\$ K \$}$ -band. *IEEE transactions on antennas and propagation*, 2017, vol. 65, no 9, p. 4556-4565.
- [62] XUE, Feng, LIU, Shaobin, et KONG, Xiangkun. Single-layer high-gain flat lens antenna based on the focusing gradient metasurface. *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, 2020, vol. 30, no 6, p. e22183.
- [63] ERFANI, Elham, NIROO-JAZI, Mahmoud, et TATU, Serioja. A high-gain broadband gradient refractive index metasurface lens antenna. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2016, vol. 64, no 5, p. 1968-1973.
- [64] PAPATHANASOPOULOS, Anastasios, RAHMAT-SAMII, Yahya, GARCIA, Nicolas C., et al. A novel collapsible flat-layered metamaterial gradient-refractive-index lens antenna. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2019, vol. 68, no 3, p. 1312-1321.

- [65] ELZWAWI, Ghada Hussain, KESAVAN, Arun, ALWAHISHI, Rabeia, et al. A new corner-reflector antenna with tunable gain based on active frequency selective surfaces. *IEEE Open Journal of Antennas and Propagation*, 2020, vol. 1, p. 88-94.
- [66] KURRA, Lalithendra, ABEGAONKAR, Mahesh P., BASU, Ananjan, et al. FSS properties of a uniplanar EBG and its application in directivity enhancement of a microstrip antenna. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2016, vol. 15, p. 1606-1609.
- [67] MASSINISSA, BELAZZOUG. Contribution à l'étude et à la conception des antennes planaires pour des applications Multi-Input Multi-output (MIMO). 2021. Thèse de doctorat.
- [68] STUDIO, CST Microwave. Computer simulation technology. 2009.

Résumé

La présente thèse est dédiée pour un but d'étudier, de concevoir et réaliser de nouvelles antennes cavités planaires à fort gain afin être utilisées dans les nouveaux systèmes de communication sans fil précisément les objets connectés. Deux structures d'antennes proposées sont construites en intégrant des structures métal-diélectriques en dessus et/ou en dessous du plan de masse de la cavité, agissant comme des surfaces sélectives en fréquence (FSS) et conducteur magnétique artificiel (AMC). Les cellules unitaires des structures FSS proposées doivent avoir un coefficient de transmission parfait à la fréquence de résonance, et les cellules unitaires de la structure AMC proposée doivent avoir un coefficient de réflexion en phase égale à zéro à la fréquence désirée. Un prototype a été fabriqué et mesuré a donné de très bons résultats en termes de gain.

Mots clés : Cavité Fabry-Pérot, gain élevé, directivité, Structure FSS, Structure AMC.

Abstract

The present thesis is dedicated to the study, design and realization of new high gain planar cavity antennas to be used in new wireless communication systems precisely the connected objects. Two proposed antenna structures are built by integrating metal-dielectric structures above and/or below the cavity ground plane, acting as frequency selective surfaces (FSS) and reflective artificial magnetic conductor (AMC). The unit cells of the proposed FSS structures must have a perfect transmission coefficient at the resonant frequency, and the unit cells of the proposed AMC structure must have a phase reflection coefficient equal to zero at the desired frequency. A prototype was manufactured and measured gave very good results in terms of gain.

Keywords: Fabry-Perot cavity, high gain, directivity, FSS structure, AMC structure.

ملخص

الأطروحة الحالية مخصصة لدراسة وتصميم وتحقيق هوائيات تجويف مستوية جديدة عالية الكسب لاستخدامها في أنظمة الاتصالات اللاسلكية الجديدة على وجه التحديد الكائنات المتصلة. تم بناء هيكلين مقترحين للهوائي من خلال دمج الهياكل المعدنية العازلة أعلى و / أو أسفل سطح الأرض التجويفي ، والتي تعمل كسطوح انتقائية للتردد (ف س س) وموصل مغناطيسي اصطناعي عاكس (ا م س). يجب أن يكون لخلايا الوحدات الخاصة بهيكل ف س س المقترحة معامل إرسال مثالي عند تردد الرنين ، ويجب أن يكون لخلايا الوحدة الخاصة بهيكل ا م س المقترح معامل انعكاس طور يساوي صفرًا عند التردد المطلوب. نموذج أولي تم تصنيعه وقياسه أعطى نتائج جيدة جدًا من حيث الكسب.

الكلمات المفتاحية : تجويف فابري بيرو , مكاسب عالية , اتجاهية , هيكل ا م س , هيكل ف س س.