

Université du Québec

**Institut national de la recherche scientifique**

INRS-Énergie Matériaux et Télécommunication

**ETUDE ET CONCEPTION D'ANTENNES DIRECTIVES LARGE  
BANDE A BASE DE META-SURFACES**

Par

**Mohamed lamine Abdelghani**

Thèse présentée pour l'obtention du grade de Philosophiae Doctor (Ph.D.) en  
Télécommunications

Jury d'évaluation

Directeur de recherche	Prof. Tayeb A. Denidni INRS-Énergie Matériaux et Télécommunications
Examineur externe	Prof. Mostafa Hefnawi Royal Military College of Canada (RMCC)
Examineur externe	Prof. Cevdet AkyeL École Polytechnique de Montréal
Examineur interne	Prof. Serioja Ovidiu Tatu INRS-Énergie Matériaux et Télécommunications

# RÉSUMÉ

Cette thèse présente de nouvelles techniques à base de méta-surfaces pour la conception des antennes à gain élevé et à large bande.

Dans une première contribution, une structure méta-surface a été utilisée comme plan de masse magnétique. Ce plan magnétique forme un réflecteur semi-cylindrique pour une antenne basique de type dipôle. En utilisant une nouvelle technique de compensation de phase, ce réflecteur magnétique permet d'augmenter le gain tout en obtenant un rayonnement sectoriel. Les plans de masse magnétiques planaires ont souvent été utilisés pour les antennes pour augmenter le gain et pour améliorer la bande d'adaptation, cependant ils n'ont jamais été utilisés pour les antennes cylindriques avec un rayonnement sectoriel.

Dans une deuxième contribution, une nouvelle antenne Fabry-Pérot hautement directive à double-bande et avec une bande de gain 3-dB élargie est présentée. L'antenne proposée est composée de deux couches de PRS déposées sur un plan de masse métallique. Le coefficient de réflexion des deux couches PRS combine deux caractéristiques de phase : la double bande et la croissance de phase. La première caractéristique permet d'avoir une opération sur deux bandes de fréquences : 2.4 GHz et 5.6 GHz, tandis que la deuxième permet d'augmenter la bande de gain 3-dB. Cette nouvelle antenne offre une solution conjointe de deux problèmes traités précédemment d'une manière séparée.

Dans une troisième contribution, une autre antenne Fabry-Pérot entièrement rigide avec une bande de gain 3-dB élargie est présentée. Pour ce faire, nous avons conçu une nouvelle cellule unitaire AMC/PRS à double couche remplie de diélectrique qui vient se poser directement sur le plan de masse métallique de l'antenne excitatrice. La nouvelle cellule possède une réponse de phase de  $-180^\circ$  sur une large bande de fréquences permettant ainsi la prolongation de la résonance de l'antenne. De cette façon; une bande de gain 3-dB large a pu être obtenue.

الحمد لله الذي به تتم النعم

*Louange à Allah notre créateur pour ses bienfaits.*

*Pour mes parents, les êtres les plus chers pour moi.*

*Pour ma femme, mes cinq enfants, mes sœurs qui m'ont aidé de près ou de loin.*

*Et pour tous ceux que j'aime et qui m'aiment.*

## REMERCIEMENT

Premièrement je tiens à remercier mon créateur Allah qui sans lui rien ne peut être accompli, celui qui m'a aidé tout au long de ce travail.

En deuxième position je remercie profondément et j'exprime ma gratitude à mon directeur de recherche le Prof **Tayeb A. Denidni**. Il a été un soutien très important par son savoir, ces conseils et ces encouragements.

En plus je remercie tous les membres de ma famille qui n'ont pas arrêté de m'encourager et de prier pour moi pour que je puisse accomplir ce travail.

Je tiens à remercier également mes collaborateurs dans les travaux qui ont été effectués : le Prof **Tarek Djerafi**, Dr **Hussein Attia** et le Dr **Niroo-Jazi Mahmood**.

Je tiens à remercier également mes collègues de travail qui m'ont fait confiance par leur collaboration comme **Zaid, Jamal**, Dr **Djelloul Aissaoui**, Dr **Abdelhalim Chaabane** et **Mohammed Amin Meriche**.

Tous mes remerciements à tous ceux qui m'ont supporté de loin ou de près.

# TABLE DES MATIERES

<b>CHAPITRE 1</b>	<b>INTRODUCTION .....</b>	<b>1</b>
1.1	Motivation, problèmes et objectifs de recherche .....	1
1.2	Organisation de la thèse.....	4
1.3	Liste de publication.....	6
<b>CHAPITRE 2</b>	<b>LES STRUCTURE SURFACES SÉLECTIVES EN FRÉQUENCE ET LES STRUCTURES A HAUTES IMPEDANCE .....</b>	<b>8</b>
2.1	Introduction .....	8
2.2	Les structures FSS.....	12
2.2.1	La propagation dans les structures périodiques .....	12
2.2.2	Les réseaux de types patches métalliques et de type ouvertures...	14
2.3	Les structures à haute impédance .....	16
2.3.1	Les conducteurs électriques parfaits.....	16
2.3.2	Les conducteurs magnétiques parfaits : .....	17
2.3.3	Le modèle de l'impédance de surface effective .....	19
2.4	Les types de surfaces hautes impédance.....	21
2.4.1	Les surfaces Corrugées.....	21
2.4.2	Les surfaces bosselées (bumpy surfaces) .....	22
2.4.3	Les surfaces texturées.....	23
2.5	Conclusion.....	27
<b>CHAPITRE 3</b>	<b>AMÉLIORATION DES PERFORMANCES DES ANTENNES PAR LES AMC/ EBG ET LES FSS.....</b>	<b>29</b>
3.1	Introduction .....	29
3.1	Antenne Fabry-pérot .....	30
3.2	Application des FSS dans les antennes Fabry-Pérot double-bande	33

<b>3.3</b>	<b>Application des FSS dans les antennes Fabry-Pérot pour l'amélioration de la bande de gain 3-dB.....</b>	<b>34</b>
<b>3.4</b>	<b>Application des FSS dans les antennes Fabry-Pérot pour le rayonnement sectoriel.....</b>	<b>36</b>
<b>3.5</b>	<b>Application des AMC pour l'augmentation du gain .....</b>	<b>37</b>
<b>3.6</b>	<b>Conclusion.....</b>	<b>38</b>
<b>CHAPITRE 4</b>	<b>CONCEPTION D'ANTENNE A GAIN ELEVÉ AVEC UN DIAGRAMME DE RAYONNEMENT SECTORIEL EN UTILISANT UN REFLECTEUR MAGNETIQUE ARTIFICIEL SEMI-CYLINDRIQUE A COMPENSATION DE PHASE.....</b>	<b>40</b>
<b>4.1</b>	<b>Introduction .....</b>	<b>40</b>
<b>4.2</b>	<b>Principe de compensation de phase .....</b>	<b>42</b>
<b>4.3</b>	<b>Conception du réflecteur et résultats de simulation.....</b>	<b>46</b>
<b>4.4</b>	<b>Résultats expérimentaux et discussion .....</b>	<b>52</b>
<b>4.5</b>	<b>Conclusion.....</b>	<b>55</b>
<b>CHAPITRE 5</b>	<b>CONCEPTION ET RÉALISATION D'ANTENNE FABRY-PÉROT A DOUBLE-BANDES AVEC UNE BANDE DE GAIN 3-DB ÉLARGIE POUR LES APPLICATIONS (WLAN).....</b>	<b>56</b>
<b>5.1</b>	<b>Introduction .....</b>	<b>56</b>
<b>5.2</b>	<b>Conception de la Cellule unitaire à double-bande .....</b>	<b>58</b>
<b>5.3</b>	<b>Caractéristiques de la phase de réflexion de la cellule à deux couches</b>	<b>60</b>
<b>5.4</b>	<b>Conception de l'antenne Fabry-Pérot a double-bande avec large bande de gain 3-dB .....</b>	<b>65</b>
<b>5.5</b>	<b>Fabrication et résultats de mesure .....</b>	<b>73</b>

<b>5.6</b>	<b>Conclusion.....</b>	<b>78</b>
------------	------------------------	-----------

**CHAPITRE 6            CONCEPTION ET RÉALISATION D'ANTENNE FABRY-PÉROT  
ENTIEREMENT RIGIDE AVEC UNE BANDE DE GAIN 3- DB ÉLARGIE..... 79**

<b>6.1</b>	<b>Introduction .....</b>	<b>79</b>
------------	---------------------------	-----------

<b>6.2</b>	<b>Conception d'une cellule a double-couche entièrement rigide.....</b>	<b>81</b>
------------	---	-----------

<b>6.3</b>	<b>Conception de l'antenne Fabry-pérot entièrement rigide avec une bande de gain 3-dB élargie.....</b>	<b>87</b>
------------	--	-----------

<b>6.4</b>	<b>Conclusion.....</b>	<b>91</b>
------------	------------------------	-----------

## LISTE DES FIGURES

Fig.2.1: Onde incidente sur un réseau périodique infini à deux dimensions.....	12
Fig.2.2: Réseaux FSS et leurs circuits équivalents (a) Type patches, (b) Type ouvertures. ....	14
Fig.2.3: Théorie des images et réflexion sur des plans: (a) PMC, (b) PEC. ....	18
Fig.2.4: Diagramme de dispersion d'une surface a haute impédance obtenu selon le modèle de l'impédance de surface effective, (a) : les modes de propagation, (b) : la phase du coefficient de réflexion.....	20
Fig.2.5: Surfaces corruguées a haute impédance, (a) : Fentes en métal, (b) : Antenne cornet a corrugation sur la surface intérieure [48], [49].....	21
Fig.2.6: Surface métallique bosselée, (a) : mode supérieur de la bande ou le champ électrique s'enroule sur les bosses, (b) : mode inférieur de la bande ou le champ électrique est entre les bosses.....	22
Fig.2.7: Surface de Sivenpiper, (a) : Model 2D, (b) :Model 3D [48].....	23
Fig.2.8: Origine des effets capacitifs et inductifs dans la structure de Sivenpiper [48]. ....	24
Fig.2.9: Paramètres mesurés de la surface 2 D de Sivenpiper (a) Transmission des ondes de surface TM, (b) Transmission des ondes de surface TE, (c) phase de réflexion [48].....	25
Fig.2.10: Surface haute impédance type-patch: (a) Réseau, (b) Cellule unitaire [58]. ....	26
Fig.2.11: Phase de réflexion et courant induit par une onde incidente sur les patches d'une surface haute impédance de type patch [58]. ....	27
Fig.3.1: Schéma d'une cavité Fabry-Pérot conventionnelle. ....	30
Fig.3.2: Réflexions multiples entre le mur réflecteur et le plan de masse.....	32
Fig.3.3: Principe des deux ordres de résonance, (a) FSS utilisée, (c) hauteurs résonantes [22]. ....	33
Fig.3.4: Principe de la phase inversée (a) deux couches de diélectrique, (b) phase inversée, (c) directivités [23]. ....	34
Fig.3.5: Croissance de phase (a) FSS double-couche, (b) Magnitude et phase de réflexion, (c) directivité [62]. ....	35
Fig.3.6: Croissance de phase (a) FSS triple-couche, (b) Magnitude et phase de réflexion, (c) directivité [20]. ....	35

Fig.3.7: Croissance de phase (a) FSS complémentaires, (b) Phase de réflexion, (c) directivité [17].	36
Fig.3.8: Croissance de phase (a) Couches de diélectrique, (b) Magnitude et phase de réflexion, (c) directivité [18].	36
Fig.3.9: Antenne Fabry-Pérot avec rayonnement sectoriel (a) forme planaire [2], (b) forme cylindrique [6].	37
Fig.3.10: Application des AMC dans les antennes (a) fente, (b) dipole imprimé, (c) monopole imprimé, Fabry-pérot [63], [14], [15], [13].	38
Fig.4.1: Configuration du panneau réflecteur AMC a (1×9) cellule unitaire avec les angles d'incidence des ondes provenant du dipôle sur chaque cellule AMC.	43
Fig.4.2: Phase de réflexion de la cellule AMC en fonction de l'épaisseur du diélectrique.	45
Fig.4.3: Phase de réflexion de la cellule AMC en fonction de la dimension du patch en tenant compte de l'angle de l'onde incidente.	46
Fig.4.4: Dipôle imprimé.	48
Fig.4.5: Réflecteur semi-cylindrique (a) vue perspective, (b) vue de haut.	48
Fig.4.6: Résultats de simulation du dipôle seul, avec le réflecteur AMC et avec le réflecteur PEC (a) gain et (b) coefficient de réflexion.	49
Fig.4.7: Diagramme de rayonnement simulé à 2.475 GHz (a) plan E (b) plan H.	50
Fig.4.8: Prototypage fabriqué (a) Vue de face (b) Vue de derrière, (c) Vue en perspective.	51
Fig.4.9: Résultats de mesure du dipôle seul, avec le réflecteur AMC et avec le réflecteur PEC (a) gain et (b) coefficient de réflexion.	53
Fig.4.10: Diagramme de rayonnement mesuré à 2.575 GHz (a) plan E (b). Plan H	54
Fig.5.1: Cellule unitaire proposée (a) PRS double-bande a deux couches, (b) cellule unitaire de la couche inférieure, (c) cellule unitaire de la couche supérieure.	59
Fig.5.2: Phase de réflexion de la cellule PRS a deux couches, (a) 2.4 GHz, (b) 5 GHz.	60
Fig.5.3: Amplitude de réflexion de la cellule PRS a deux couches, (a) 2.4 GHz, (b) 5 GHz.	61
Fig.5.4: Etude paramétrique, (a) $I_1$ , (b) $I_2$ .	63
Fig.5.5: Etude paramétrique, (a) $S_1$ , (b) $S_2$ .	64

Fig.5.6: Schéma de l'antenne proposée, (a) Cavité Fabry-Pérot double-couche, (b) Antenne a deux fentes pour alimenter la cavité Fabry-Pérot. ....	66
Fig.5.7: Etude paramétrique de $h_1$ , (a) basses fréquences (b) hautes fréquences...	68
Fig.5.8: Etude paramétrique de $h$ , (a) basses fréquences (b) hautes fréquences. ....	69
Fig.5.9: Coefficient de réflexion de l'antenne FP, (a) basses fréquences (b) hautes fréquences. ....	70
Fig.5.10: Diagrammes de rayonnement simulés de l'antenne FP, (a) 2.45 GHz, (b) 2.5 GHz, (c) 5.3 GHz, (d) 5.7 GHz. ....	72
Fig.5.11: Prototype fabriqué, (a) Prototype complet, (b) couche inferieure, (c) couche supérieure. ....	73
Fig.5.12: Resultats de mesure de l'antenne FP (a) Coefficient de réflexion, (b) Gain	75
Fig.5.13: Diagramme de rayonnement mesurés de l'antenne FP, (a) 2.45 GHz, (b) 2.5 GHz, (c) 5.3 GHz, (d) 5.7 GHz. ....	77
Fig. 6.1: (a) Cellule unitaire AMC-PRS a double couche rempli de diélectrique, (b) Schéma des PRS et des AMC .....	81
Fig.6.2: Coefficient de réflexion de la cellule double-couche entièrement rigide, (a) phase, (b) magnitude. ....	82
Fig.6.3: Étude paramétrique de : $W_{amc}$ : (a) phase, (b) magnitude, $W_{PRS1}$ : (c), phase (d) amplitude, $W_{PRS2}$ : (e) phase, (d) amplitude.....	83
Fig.6.4: Étude paramétrique de : $r_{PRS1}$ : (a), phase (b) amplitude, $r_{PRS2}$ : (c) phase, (d) amplitude. ....	85
Fig.6.5: Étude paramétrique de : $h_1$ : (a), phase (b) amplitude, $h_2$ : (c) phase, (d) amplitude. ....	86
Fig.6.6: Schéma de l'antenne proposée (a) Cavité Fabry-Pérot rigide a double-couche AMC/PRS (b) antenne excitatrice SIW.....	88
Fig.6.7: Résultats de simulation, (a) gain, (b) coefficient de réflexion. ....	89
Fig.6.8: Diagrammes de rayonnement simulés de l'antenne FP, (a) 11.6 GHz, (b) 11.8 GHz, (c) 12 GHz.....	90

## LISTE DES TABLEAUX

Tableau 2.1: Comparaison des structures FSS, AMC et EBG .....	16
Tableau 4.1: Retard de phase, compensation de phase désirée et dimensions du patch de chaque cellule AMC.....	47
Tableau 5.1: Comparaison entre la structure proposée et les structure précédentes .....	76

# CHAPITRE I

---

## INTRODUCTION

---

### 1.1 Motivation, problèmes et objectifs de recherche

De nos jours, avec la vitesse à laquelle se développe le domaine des systèmes de communication, les antennes sont devenues des composants d'une très grande importance. Parmi celles-ci, les antennes à gain élevé représentent un outil de transmission sans fil incontournable permettant la transmission de données avec un débit très élevé pour des longues et moyennes distances. Dans les stations de base par exemple, des antennes à gain élevé avec différentes couvertures sont installées : directives ; sectorielles ou omnidirectionnelles.

Les antennes sectorielles sont des antennes qui couvrent un secteur déterminé par l'ouverture angulaire dans le plan horizontal. Les opérateurs téléphoniques, les entreprises ou même les particuliers peuvent les utiliser dans des stations de base pour émettre vers un nombre élevé d'antennes, ces applications sont appelées (*liaisons point-à-multipoint*). Souvent ces antennes sont réalisées à partir d'un réseau linéaire d'antennes classiques (patches, dipôles, fentes). Ces réseaux d'antennes présentent plusieurs avantages tels que : faiblesse de coût, facilité de fabrication même pour des fréquences millimétriques et facilité d'intégration dans des systèmes de communication. Ceci dit, ces réseaux présentent aussi des inconvénients tels que : pertes importantes occasionnées par

les lignes d'alimentation, diminution de l'efficacité due au couplage mutuel entre les antennes et nécessité d'utiliser un nombre élevé d'antennes pour obtenir un gain important, nous pouvons également rajouter la faible tenue en puissance à cause de l'échauffement du substrat.

Pour la réalisation d'antennes sectorielles, la cavité Fabry-Pérot a souvent été utilisée. La réalisation de ces résonateurs a été facilitée par l'introduction des EBG (**E**lectromagnetic **B**and **G**ap) qui se comportent comme des murs partiellement réfléchissants (**PRS-Partially Reflective Surfaces**) [1-5]. Dans [6], une antenne Fabry-Pérot de forme cylindrique a été proposée. Cette antenne possède un diagramme de rayonnement sectoriel avec un gain élevé et une forme avantageuse par rapport aux autres structures planaires. En fait, la forme cylindrique lui permet une meilleure intégration sur les véhicules mobiles. Cette cavité a été créée entre un PRS et un plan de masse métallique, tous les deux cylindriques.

Les conducteurs artificiels magnétiques (**AMC - Artificial Magnetic Conductors**) qui sont une réalisation physique des conducteurs magnétiques parfaits (**PMC - Perfect Magnetic Conductors**), ont à leur tour été utilisés pour réaliser des antennes à gain élevé et pour améliorer la largeur de la bande d'impédance [7-16]. Cependant, les AMC n'ont jamais été utilisés en tant que plans de masse pour façonner le diagramme de rayonnement afin d'obtenir un rayonnement sectoriel. D'un autre côté, nous avons également constaté que les plans de masse AMC ont toujours été planaires. Dans ce contexte, nous proposons dans la première contribution une solution qui offre l'utilisation d'un plan de masse AMC cylindrique pour produire un diagramme de rayonnement sectoriel avec un gain élevé.

Contrairement aux antennes sectorielles, les antennes directives sont utilisées pour des applications *point-à-point*. Elles ont un gain élevé et un diagramme de rayonnement étroit dans les deux plans, ces antennes couvrent une zone étroite et éloignée telles que les liaisons Terre-Satellite. Une des solutions qui a été choisie par plusieurs chercheurs pour réaliser ce type d'antennes est le résonateur Fabry-Pérot. L'intérêt des chercheurs envers ces cavités résonantes est dû d'un côté à leur gain élevé et de l'autre côté à l'élimination des inconvénients cités précédemment- l'utilisation d'un réseau d'antennes- en utilisant un seul élément rayonnant.

Le plus grand inconvénient de ces cavités Fabry-pérot est leur très faible largeur de bande de gain 3-dB à cause de leur opération résonnatrice. Plusieurs solutions ont été proposées pour pallier cette faiblesse de bande [17-21]. Toutes ces solutions sont basées sur la réalisation d'une phase de réflexion croissante par le superstrat utilisé. La croissance de la phase de réflexion a toujours été réalisée sur une seule bande de fréquences.

D'autre part, les antennes Fabry-Pérot à plusieurs bandes n'ont été traitées que dans quelques recherches [22, 23]. Dans [23], deux diélectriques pleins ont été superposés pour obtenir une phase de réflexion inversée. La phase optimale de la cavité Fabry-Pérot croise cette phase inversée à deux fréquences, ces deux croisements produisent deux résonances. Au lieu de deux couches, une seule couche de diélectrique a été utilisée pour obtenir deux résonances dans [22]. Cette antenne exploite les deux ordres de résonances d'une même hauteur. Dans ces deux travaux, les intersections des phases de réflexion avec la phase optimale se font toujours à une seule fréquence. Ceci mène à une résonance avec une bande de gain 3-dB très étroite. Nous nous retrouvons donc avec l'inconvénient principal des cavités Fabry-Pérot.

Pour concevoir une nouvelle antenne Fabry-Pérot à double-bande tout en ayant une bande de gain 3-dB élargie, nous proposons dans cette thèse comme deuxième contribution une nouvelle combinaison dans la phase de réflexion. En fait, cette phase de réflexion double-bande AMC contient en même temps une croissance de phase sur une certaine largeur de bande de fréquences.

Dans toutes les antennes Fabry-Pérot qui ont été citées, la cavité entre le plan de masse et la première couche du superstrat était vide, ceci est également vrai entre les différentes couches du superstrat pour les antennes à plusieurs couches. Dans [24], une nouvelle cavité entièrement rigide faite d'une couche AMC/PRS au-dessus d'une autre couche de diélectrique déposée directement sur l'antenne excitatrice a été proposée. Cette antenne représente la première solution en matière d'antenne Fabry-Pérot entièrement rigide. La robustesse de cette antenne facilite son intégration dans les plaques de circuit et elle présente également un avantage de taille qui est la petite épaisseur électrique ( $\lambda_0/9$ ). Une petite amélioration a été rajoutée à ce concept dans [25] en remplaçant l'antenne patch excitatrice par une antenne SIW, ce qui a éliminé l'inclinaison du diagramme de rayonnement par

rapport à la normale. Dans ces deux conceptions, la phase de réflexion ( $-180^\circ$ ) responsable de la résonance est satisfaite à une seule fréquence (10 GHz). Cette condition produit une antenne Fabry-Pérot rigide, mais avec une bande de gain 3-dB très étroite.

Comme dernière contribution de cette thèse, nous proposons une nouvelle cellule unitaire à double-couche AMC/PRS capable d'avoir une phase égale à  $-180^\circ$  sur une large bande de fréquence. Cette cellule unitaire est la base de conception d'une nouvelle antenne Fabry-Pérot entièrement rigide ayant une large bande de gain 3-dB.

## **1.2 Organisation de la thèse**

Cette partie décrit l'organisation de la thèse. Celle-ci est divisée en 6 chapitres.

### **Chapitre 1**

Le premier chapitre présente brièvement une introduction des motivations, expose la problématique et décrit les objectifs de recherche. Il comprend également l'organisation de la thèse ainsi que ses contributions scientifiques.

### **Chapitre2**

Ce chapitre introduit différentes familles de méta-matériaux : DNG (**D**ouble **N**egative) medium, FSS (**F**requency **S**elective **S**urfaces) et EBG/AMC. Etant donné que nos travaux utilisent les FSS et les AMC, une étude théorique générale de la propagation dans les structures périodiques est alors présentée. Par la suite, le chapitre traite des structures à haute impédance dont font partie les structures EBG et AMC, la différence entre les deux résonances existantes dans les structures AMC de type planaire est mise en évidence.

### **Chapitre3**

Ce chapitre est une présentation de l'utilisation des FSS et des AMC dans des applications d'antennes pour l'augmentation du gain maximum et de sa bande 3-dB. Le chapitre débute par une succincte présentation des antennes Fabry-Pérot et de leur fonctionnement. L'utilisation des FSS dans ces résonateurs pour l'amélioration de la bande de gain 3-dB sur une seule bande de fréquences ainsi que

du rayonnement sectoriel est montrée. À la fin, quelques applications des structures AMC en tant que plan de masse planaire pour l'augmentation du gain sont présentées.

#### **Chapitre 4**

Ce chapitre présente la conception d'une nouvelle antenne basée sur un réflecteur semi-cylindrique utilisant des structures AMC avec une technique de compensation de phase. L'objectif de cette antenne est de produire un rayonnement sectoriel. Les résultats de simulation et de mesure sont présentés et discutés.

#### **Chapitre 5**

Dans ce chapitre, une nouvelle antenne Fabry-Pérot à double-bande avec une bande de gain 3-dB élargie pour les applications WLAN est présentée. L'antenne utilise une double couche de structure PRS (Partially Reflective Surface) pour combiner deux comportements de phase de réflexion : le comportement AMC double-bande et la croissance de phase. Les résultats de mesure montrent une nette amélioration des performances de l'antenne conçue par rapport aux performances des antennes à double-bande existantes. Une réduction de la taille complète de l'antenne conçue est également réalisée.

#### **Chapitre 6**

Ce chapitre présente la conception d'une nouvelle antenne Fabry-Pérot entièrement rigide avec une bande de gain 3-dB élargie. L'antenne est basée sur la conception d'une nouvelle cellule unitaire AMC/PRS à double-couche ayant une phase de réflexion  $-180^\circ$  quasi-constante sur une certaine bande de fréquences. Plusieurs fentes de différentes dimensions sont introduites dans l'antenne SIW excitatrice afin d'élargir la bande d'impédance.

#### **Conclusion générale**

Dans cette conclusion, nous avons récapitulé les contributions de cette thèse ainsi que les techniques utilisées pour chacune d'entre elles, les avantages et les faiblesses de ces travaux y sont également mentionnés. Nous avons également indiqué quelques pistes pour les nouvelles recherches à venir.

### 1.3 Liste de publications

#### Journaux

- [1] **M. L. Abdelghani**, Mahmood Niroo-Jazi, T. A. Denidni, "Antenna Beam Shaping and Gain Enhancement Using Compensated Phase Conformal Artificial Magnetic Reflector," *Microwave and Optical Technology Letters.*, vol.59, Issue 4, pp. 880-883, 2016.
- [2] **M. L. Abdelghani**, H. Attia, T. A. Denidni, "Dual- and wide-band Fabry-Perot Resonator Antenna for WLAN applications," *IEEE Antennas and Wireless Propag letters.*, vol. PP, no 99, pp. 1-4, June 2016.
- [3] **M. L. Abdelghani**, T. Djerafi, T. A. Denidni, "Broadband and Subwavelength SIW Fed Fabry-Pérot cavity based on Fully Substrate-Integrated layers," *en préparation*,
- [4] H. Attia, **M. L. Abdelghani**, T. A. Denidni, "Wideband and High-Gain Millimeter-wave Antenna Based on FSS Fabry-Perot Cavity," *accepté dans IEEE Trans Antennas Propagation*.
- [5] A.Djelloul, **M. L. Abdelghani**, N. Boukli-Hacen, T. A Denidni, " CPW-fed UWB hexagonal shaped antenna with additional fractal elements," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol 58, Issue 10, pp.2370-2374, 2016.
- [6] J. Zaid, **M. L. Abdelghani**, T. A Denidni, " CPW-fed multiband semifractal antenna for RFID reader applications," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol 57, Issue 8, pp.1852-1853, 2015.
- [7] A.Chaabane, F. Djahli, H. Attia, **M. L. Abdelghani**, T. A Denidni, "Wideband and high-gain EBG resonator antenna based on dual layer PRS," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol 59, Issue 1, pp.98-101, 2017.
- [8] M. A. Meriche, A. Messai, H. Attia, **M. L. Abdelghani**, T. A. Denidni " A Wideband Directive Slot Antenna Using s Fabry-Perot Cavity and a Partially Reflective Surface" *soumit au journal PIER*.

#### Conferences

- [9] **M. L. Abdelghani**, T. Djerafi and Tayeb A. Denidni, " Broadband Fully Substrate-Integrated Fabry-Pérot cavity Antenna," *accepté dans IEEE Int Symposium on Antennas and Propag (APSURSI) 2017*.

- [10] **M. L. Abdelghani**, T. A. Denidni and H. Attia, "Dual band Fabry-Pérot antenna with broad radiation bandwidth," *Int. Symp. on Antennas Technology and Applied Electromagnetics (ANTEM)*, Montreal, QC, Canada, August 2016.
- [11] **M. L. Abdelghani** and T. A. Denidni, "Subwavelength conformal Fabry-Perot cavity antenna for sectoral radiation pattern," *IEEE Int Symposium on Antennas and Propag (APSURSI)*, Vancouver, Canada, Oct 2015.
- [12] **M. L. Abdelghani**, T. A. Denidni and M. Niroo-Jazi, "Antenna beam shaping using conformal hybrid AMC/EBG reflectors," *IEEE int Symposium on Antennas and Propag (APSURSI)*, Memphis, USA, Jul 2014.
- [13] D. Aissaoui, **L. M. Abdelghani**, N. Boukli-Hacen, and T. A. Denidni, "CPW-fed printed fractal slot antenna for UWB applications," *International Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics (ANTEM)*, Montreal, Canada, Jul 2016.
- [14] **M. L. Abdelghani**, T. A. Denidni and M. Nedil, "Ultra wide-band Bezier-curve shaped directional coupler for antenna feeding networks," *IEEE int Symposium on Antennas and Propag (APSURSI)*, Orlando, USA, Jul 2013.
- [15] **M. L. Abdelghani**, T. A. Denidni and M. Nedil, "Ultra-broadband 4x4 compact Butler matrix using multilayer directional couplers and phase shifters," *IEEE int Microwave Symposium Digest (MTT)*, Montreal, QC, Canada, June 2012.
- [16] **M. L. Abdelghani**, T. A. Denidni and M. Nedil, "Design of a new Ultra-wideband 4x4 Butler matrix for beamforming antenna applications," *IEEE Int Symposium on Antennas and Propagation (APS)*, Chicago, USA, July 2012.
- [17] **M. L. Abdelghani**, T. A. Denidni and M. Nedil, "Design of a broadband multilayer coupler for UWB beamforming applications," *European Microwave Conference (EUMC)*, Manchester, UK, Oct 2011.

# CHAPITRE II

---

## ***LES STRUCTURE SURFACES SÉLECTIVES EN FRÉQUENCE ET LES STRUCTURES À HAUTES IMPÉDANCE***

---

### **2.1 Introduction**

Durant ces dernières années, les chercheurs se sont beaucoup intéressés aux matériaux artificiels dans le but d'améliorer les performances des composants électriques qui opèrent à des bandes de fréquences micro-ondes ou à des bandes de fréquences en ondes millimétriques.

Les matériaux naturels tels que les diélectriques réagissent d'une certaine manière à l'excitation d'un champ électrique ou magnétique incident. Cette réponse dépend de la permittivité et/ou de la perméabilité de chaque diélectrique. La permittivité et la perméabilité, étant des entités imposées par la composition chimique et microscopique de chaque diélectrique, définissent les propriétés électromagnétiques de celui-ci. Contrairement à ces matériaux naturels, les **méta-matériaux** sont des matériaux artificiels non-existants dans la nature.

Les métamatériaux sont obtenus par l'introduction périodique d'éléments sur un diélectrique. Cette inclusion modifie la composition macroscopique du diélectrique et modifie son comportement par rapport à l'onde incidente. Les éléments introduits sont communément appelés *cellules unitaires* et forment souvent

un réseau à une, deux ou trois dimensions. Ces cellules unitaires sont métalliques, diélectriques ou composées des deux matériaux.

Selon leur comportement vis-à-vis de l'onde électromagnétique, les métamatériaux peuvent être classifiés en plusieurs familles telles que les : Matériaux Double Négatif (DNG), permittivité négatif (ENG), perméabilité négatif (MNG), matériaux à Surface Sélective en Fréquence (FSS) ou matériaux à Bande Électromagnétique Interdite (EBG). Pour ces différentes familles de méta matériaux, la taille des cellules unitaires, leurs périodicités ainsi que leurs formes sont les paramètres clés sur lesquels est basée la conception afin d'atteindre les propriétés électromagnétiques désirées. Par exemple, la périodicité dans les EBG et les FSS est de l'ordre de  $\lambda/2$  tandis qu'elle est beaucoup plus petite dans les DNG, de l'ordre de  $\lambda/10$ .

Chacune des familles des métamatériaux précédemment citées, a ses caractéristiques et ses applications. Les ENG, MNG et DNG par exemple, produisent un milieu homogène en réponse à l'onde électromagnétique incidente avec des paramètres constitutifs négatifs tels que la permittivité ( $\epsilon$ ), perméabilité ( $\mu$ ) et l'index de réfraction ( $n$ ). Ces caractéristiques permettent entre autres de diriger les ondes qui se propagent ou qui sortent de ces milieux vers un point unique. Dans le domaine des antennes, cette habilité peut s'avérer très importante quand on veut réaliser des antennes à gain élevé ou des lentilles [26, 27]. Par ailleurs, elle est très utile pour orienter le diagramme de rayonnement d'une antenne vers une direction voulue [28, 29]. D'autres applications d'antennes à gain élevé ont été également développées en basse fréquences ou en fréquences millimétriques en utilisant des matériaux à index de réfraction nul [30-33].

Les FSS à leur tour, sont une autre famille de métamatériaux caractérisée fondamentalement par la transmission quasi-complète de toute onde électromagnétique dans une certaine bande de fréquences et par la réflexion quasi-complète de toute onde électromagnétique dans une autre bande de fréquences. Un mur de FSS est généralement construit d'un arrangement périodique d'ouverture ou d'éléments métalliques d'une certaine forme. Les deux arrangements produisent des comportements complémentaires à la fréquence de résonance car l'onde incidente est presque totalement transmise par un réseau d'ouvertures résonantes tandis

qu'elle est presque totalement bloquée par un réseau d'éléments métalliques résonants. Ceci ressemble exactement à une fonction de filtrage spectrale [34]. Aux alentours de la fréquence de résonance, les FSS agissent comme des surfaces partiellement réfléchissantes (PRS). Plusieurs paramètres importants rentrent en jeu dans la conception des FSS tels que la forme des cellules, les dimensions de ces formes, la périodicité ainsi que la sensibilité à l'angle et à la polarisation de l'onde incidente. Pour étudier tous ces paramètres et pour être en mesure de prédire les caractéristiques de la réponse fréquentielle des structures FSS, plusieurs théories d'analyse ont été mises au point. Parmi ces approches, celle qui est basée sur l'onde électromagnétique plane [35] ou celle qui considère les structures FSS comme un circuit LC résonant [36]. Cette deuxième méthode représente une alternative plus simple afin de déterminer les dimensions initiales ainsi que le comportement de réflexion tout en évitant les calculs complexes. Néanmoins, elle ne peut être utilisée que pour des formes régulières.

Grace aux propriétés des FSS qui agissent sur l'amplitude et/ou sur la phase de l'onde incidente, plusieurs applications impliquant des filtres et des isolants électromagnétiques ont vu le jour [37]. Nous citons également une autre application très intéressante, celle de la reconfigurabilité [38]. En introduisant des éléments actifs dans les cellules FSS, leurs fonctions de filtrage ont pu être gouvernées pour créer une reconfigurabilité en fréquence, en polarisation ou en diagramme de rayonnement pour les antennes qui les utilisent [39-41]. En fait, cette nouvelle fonction a permis de contourner les restrictions des antennes conventionnelles. D'autres recherches ont préféré étudier la cellule FSS même. Il a été trouvé qu'en réduisant la périodicité dans un réseau FSS, on pouvait réduire la variabilité dans la distribution du courant électrique induit et ainsi réduire la sensibilité par rapport à l'angle d'incidence de l'onde. Ces recherches ont permis d'obtenir des microcellules unitaires FSS dont la taille ne dépasse pas  $\lambda_0/5$  [42] ou même  $\lambda_0/12$  [43]. Au lieu d'être résonnantes telles que les cellules conventionnelles, ces microcellules opèrent comme des éléments capacitifs et inductifs distribués, elles sont disposées de manière à coupler le champ magnétique et électrique. Finalement, des FSS de différentes formes imprimées sur un plan de masse métallique ont été développées pour réaliser des conducteurs artificiels magnétiques (AMC) [44], [45].

Cette dernière application transporte les cellules unitaires utilisées d'une classification des FSS vers une autre classification des EBG. Tout comme les DNG et les FSS, les EBG sont des structures périodiques qui font partie des métamatériaux comme il a été stipulé au début de ce chapitre. Les EBG représentent une sous-famille des structures dites à Haute Impédance (HIS - **H**igh **I**mpedance **S**urface). Leur particularité est qu'elles présentent une bande interdite où la propagation des ondes électromagnétiques n'est pas permise. Cette caractéristique a rendu les structures EBG très populaires dans la conception d'antennes pour l'amélioration de leurs propriétés telles que le gain, l'efficacité, le niveau de lobes arrière ainsi que le niveau des lobes latéraux [46]. Dans les réseaux d'antennes, ces murs électromagnétiques ont été utilisés pour palier au problème du couplage mutuel très présent d'ailleurs dans la bande des ondes millimétriques où la distance entre les éléments d'un réseau d'antennes est très petite [47]. Les EBG présentent une autre caractéristique tout aussi importante que celle précédemment citée, celle de réfléchir une onde plane incidente avec une phase de réflexion égale à  $0^\circ$ . Cette caractéristique unique permet aux EBG de ressembler aux conducteurs magnétiques parfaits (**PMC** - **P**erfect **M**agnetic **C**onductor)- qui n'existent d'ailleurs pas dans la nature- dans une certaine bande de fréquences. Pour réaliser physiquement un plan PMC dans une certaine bande de fréquence, les conducteurs magnétiques artificiels (AMC) ont été mis en place. Parmi tous les métamatériaux qui ont été cités, ce sera les FSS avec leur comportement de surface partiellement réfléchissante (PRS) ainsi que leur comportement de matériau magnétique artificiel (AMC) qui nous intéresseront tout au long de ce rapport. Parce que les AMC et les PRS sont avant tout des structures FSS comme il a été expliqué, nous présenterons dans ce qui suit quelques notions théoriques concernant la propagation dans des structures périodiques et les FSS, par la suite nous présenterons les différentes surfaces à haute impédance dont font partie les EBG et les AMC, puis nous finirons par l'explication de la différence entre les structures EBG et AMC.

Avant de conclure cette introduction nous tenons quand même à préciser qu'avec la diversification des familles des méta-surfaces, le terme métamatériaux est actuellement exclusif aux structures dont la périodicité est de l'ordre de  $\lambda/10$ , c'est-à-dire les DNG, ENG et MNG.

## 2.2 Les structures FSS

### 2.2.1 La propagation dans les structures périodiques

Les structures FSS sont des structures périodiques, leurs cellules unitaires sont semblables et se répètent avec un, deux ou trois vecteurs de translation. À cause de cette similarité, l'amplitude du champ électromagnétique à chaque cellule est égale. Concernant la phase entre les cellules, celle-ci est incrémenté de manière régulière vue la régularité du décalage entre elles. Cette répétition permet de simplifier l'analyse de ce réseau en l'analyse d'une simple cellule. Plusieurs logiciels utilisent une analyse connue sous le nom de théorème de Floquet. Cette analyse est basée sur l'expansion de la série de Fourier appliquée pour les structures périodiques.

Assumant un réseau à Surface Sélective en Fréquence (FSS) disposé sur le plan x-y comme montré à la Figure 2.1.

Les vecteurs de période peuvent être écrit comme suit :

$$\vec{D}_u = D_u (\cos \alpha_1 \hat{x} + \sin \alpha_1 \hat{y}) \quad (2.1)$$

$$\vec{D}_v = D_v (\cos \alpha_2 \hat{x} + \sin \alpha_2 \hat{y}) \quad (2.2)$$

où  $\alpha$  est l'angle entre  $\vec{D}_v$  est  $\vec{D}_u$ ,  $\alpha_1$  l'angle entre  $\vec{D}_u$  et l'axe x et  $\alpha_2$  l'angle entre  $\vec{D}_v$  et l'axe x.

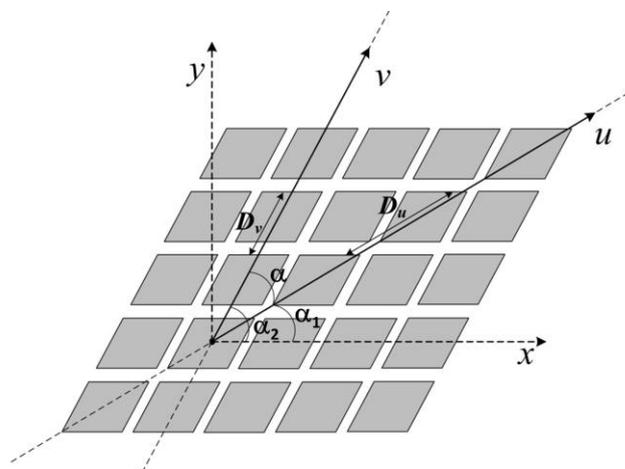


Fig.2.1: Onde incidente sur un réseau périodique infini à deux dimensions.

La représentation modale du champ de la structure périodique sous forme de modes Floquet scalaires est :

$$\Xi_{pq}(x, y, z) = \Psi_{pq}(x, y) e^{\pm j\beta_{pq}z} = e^{-j\vec{k}_{tpq}\vec{r}} \cdot e^{\pm\beta_{pq}z}, \quad (2.3)$$

où  $p, q = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$ , et  $\vec{r} = x\hat{x} + y\hat{y}$

$$\vec{k}_{tpq} = \vec{k}_{tx}\hat{x} + \vec{k}_{ty}\hat{y}$$

$$\vec{k}_{tpq} = \vec{k}_{t00} + p\vec{k}_1 + q\vec{k}_2 = (k_{0x} + pk_{1x} + qk_{2x})\hat{x} + (k_{0y} + pk_{1y} + qk_{2y})\hat{y}$$

où

$$\vec{k}_{t00} = \vec{k}_{00x} + \vec{k}_{00y} = k_0 \sin\theta \cos\phi \cdot \hat{x} + k_0 \sin\theta \sin\phi \cdot \hat{y}$$

$$k_0 = \frac{2\pi}{\lambda}$$

$$\vec{k}_1 = -\frac{2\pi}{A} \hat{z} \times \vec{D}_v = k_{1x}\hat{x} + k_{1y}\hat{y}$$

$$\vec{k}_2 = -\frac{2\pi}{A} \hat{z} \times \vec{D}_u = k_{2x}\hat{x} + k_{2y}\hat{y}$$

$$\vec{k}_{1x} = \frac{2\pi \sin\alpha_2}{D_u \sin\alpha} \vec{k}_{2x} = -\frac{2\pi \sin\alpha_1}{D_v \sin\alpha}$$

$$\vec{k}_{1y} = -\frac{2\pi \sin\alpha_2}{D_u \sin\alpha} \vec{k}_{2y} = \frac{2\pi \sin\alpha_1}{D_v \sin\alpha}$$

A est la surface de la cellule unitaire :  $A = |\vec{D}_v \times \vec{D}_u| = D_u D_v \sin\alpha$

La constante de propagation est  $\beta_{pq}$  est égale à :

$$\beta_{pq} = \sqrt{k^2 - \vec{k}_{tpq} \cdot \vec{k}_{tpq}}, \quad k = k_0 \sqrt{\epsilon_r} \quad (2.4)$$

Pour avoir une propagation, il faut que la constante de propagation  $\beta_{pq}$  soit réelle et positive tel que :  $k^2 > \vec{k}_{tpq} \cdot \vec{k}_{tpq}$

### 2.2.2 Les réseaux de types patches métalliques et de type ouvertures

Tel qu'expliqué dans l'introduction, les structures FSS peuvent être divisées en deux importants groupes : les éléments de type patches et les éléments de type ouverture [37]. Les deux types ainsi que leurs circuits équivalents sont montrés dans la Figure 2.2.

Le réseau de type patches métalliques peut être considéré comme une surface capacitive, en fait l'espace entre deux patches carrés voisins agit comme une capacité. La valeur  $C_p$  de cette capacité peut être contrôlée en changeant les dimensions de cette espace. En plus de l'effet capacitif, les patches eux-mêmes produisent une inductance  $L_p$  de petite valeur qui est généralement négligeable. Si elle est imprimée sur un substrat, la structure résultante transmet l'onde incidente à basse fréquence et la réfléchit à haute fréquence se comportant ainsi comme un filtre passe-bas. En plus de cela, cette structure bloque effectivement la propagation des ondes de surface à faible fréquences parce que le courant est coupé entre les patches. C'est seulement à haute fréquence ou les capacités entre les patches redeviennent des courts-circuits que les ondes de surfaces peuvent se propager. Ce que nous retenons du comportement de ce type de surfaces c'est qu'elles sont interdites aux ondes de surfaces au même moment ou elles sont partiellement réfléchives, c'est-à-dire à basse fréquence.

Contrairement au réseau de type patches, le réseau de type ouvertures est considéré comme une surface inductive. Pour une onde incidente à polarisation verticale, les tiges verticales agissent comme une inductance, la valeur  $L_p$  de cette

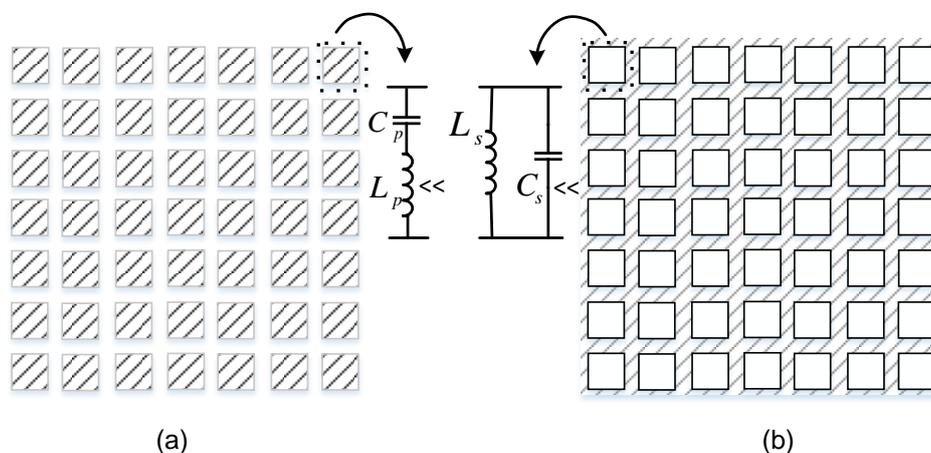


Fig.2.2: Réseaux FSS et leurs circuits équivalents (a) Type patches, (b) Type ouvertures.

inductance peut être contrôlée en changeant les dimensions des ouvertures. Les tiges horizontales, produisent à leur tour un effet capacitif parallèle à l'effet inductif de tiges verticales. Vu la distance importante entre ces tiges horizontales, la valeur de la capacité  $C_p$  est négligeable par rapport à la valeur de l'inductance  $L_p$ . Si cette structure inductive est imprimée sur un substrat, elle transmettra l'onde à haute fréquence et la réfléchira à basse fréquence, ce comportement ressemble à celui d'un filtre passe haut.

En termes d'onde de surface, la structure inductive laisse propager les ondes de surfaces à basse fréquence et arrête leur propagation à haute fréquence. Ce comportement est complémentaire au comportement de la structure de types patches métalliques.

Dans les deux types de réseau précédents, nous remarquons que les deux surfaces arrêtent la propagation des ondes de surface dans les fréquences où elles sont partiellement réfléchies c'est-à-dire à basse fréquence pour les surfaces capacitives et à haute fréquence pour les surfaces inductives. En arrêtant la propagation des ondes de surfaces, ces structures ressemblent à des structures à haute impédance (HIS – High Impedance Surface) comme nous allons le voir dans les parties suivantes. Cependant, à ces mêmes fréquences elles se comportent comme de faibles réflecteurs. En d'autres termes, elles peuvent être utilisées comme des surfaces à haute impédance sans avoir l'avantage d'être totalement réfléchies, délaissant ainsi une caractéristique nécessaire pour certaines applications.

Pour avoir cette réflectivité totale, nous devons rajouter un plan de masse métallique aux structures FSS précédemment citées. En plus de cette réflectivité totale, ces FSS endossées par un plan de masse métallique auront une propriété de phase de réflexion favorable ( $0^\circ$ ) qui ressemble à celle d'une certaine catégorie de structure à haute impédance que nous appellerons structures AMC planaires. L'inconvénient de cette transformation est un éventuel décalage de la bande interdite des ondes de surface par rapport à ce comportement de phase. C'est uniquement en combinant le plan de masse métallique et l'introduction de vias métalliques entre le plan de masse et les éléments FSS que nous pouvons faire coïncider la bande interdite avec le comportement AMC tout en ayant une réflectivité

Tableau 2.1: Comparaison des structures FSS, AMC et EBG

Structure	FSS	AMC planaire	EBG avec Vias
Réalisation	Réseau de patches métalliques	FSS + plan métallique	FSS + plan métallique + Vias
Caractéristiques	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Bande interdite</li> <li>• Phase de réflexion (<math>0^0</math>) absente</li> <li>• Faible réflectivité (PRS)</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Bande interdite décalé</li> <li>• Phase de réflexion (<math>0^0</math>)</li> <li>• Réflectivité totale</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Bande interdites</li> <li>• Phase de réflexion (<math>0^0</math>)</li> <li>• Réflectivité totale</li> </ul>

totale. Cette combinaison sera appelée structures EBG. Le Tableau.2.1 récapitule la différence entre les différentes structures et leurs différentes caractéristiques.

Les réseaux de patches métalliques et les réseaux d'ouvertures font partie de deux grandes familles d'FSS, les éléments à intérieur solide et les éléments cercles. Dans la littérature reliée au FSS deux autres familles d'FSS sont souvent citées : les éléments connectés au centre et les éléments hybrides qui sont un mélange d'éléments des trois autres familles. Nous avons préféré nous concentrer sur les deux types d'FSS complémentaires, car c'est à partir de ces deux modèles qu'ont été réalisés les AMC utilisés dans le chapitre 4 et les PRS du chapitre 5.

## 2.3 Les structures à haute impédance

Avant de parler de structure à haute impédance **HIS**, une petite introduction concernant l'utilisation des conducteurs métalliques et des conducteurs magnétiques comme plan de masse sous l'antenne s'impose.

### 2.3.1 Les conducteurs électriques parfaits

Les conducteurs électriques parfaits (**PEC - Perfect Electric Conductor**) sont souvent utilisés sous l'antenne pour diriger son rayonnement vers une seule direction. L'exemple le plus connu est celui d'une antenne à fente qui produit un rayonnement bidirectionnel. Le fait de mettre un plan de masse à conducteur

électrique parfait permet d'éliminer le rayonnement arrière et de garder le rayonnement avant, il permet également d'augmenter la directivité dans le sens du rayonnement. En plus de cette redirection de rayonnement, ce plan de masse électrique est considéré comme un isolateur pour les différents dispositifs électroniques voisins. Malgré les avantages du plan de masse PEC, ce matériau a des inconvénients qui ne sont pas des moindres. Parmi ses inconvénients, il y a celui de l'annulation du courant de l'antenne avec l'image du courant produite 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. Le principe est illustré dans la Figure 2.3. Cette annulation détériore l'adaptation de l'antenne ainsi que son rayonnement. Une des façons d'éviter ce déphasage de  $\pi$  entre le courant original et son image est d'espacer l'antenne de son réflecteur métallique d'une hauteur égale à  $\lambda/4$ . De cette manière, deux ondes en phase peuvent être obtenues, c'est-à-dire l'onde qui est rayonnée par l'antenne et l'onde qui est réfléchiée par le plan de masse PEC. Comme nous pouvons le voir sur la Figure 2.3, la distance de  $\lambda/4$  crée un déphasage de l'onde qui se propage derrière l'antenne de  $2 \times (\pi/2)$  à l'allée et au retour. Si nous rajoutons à ce déphasage le déphasage dû au plan PEC qui est de  $\pi$ , nous nous retrouvons avec un déphasage total de  $2\pi$ . Finalement, l'onde réfléchiée redevient en phase avec l'onde rayonnée par l'antenne, des-lors elles s'ajoutent d'une manière constructive. Cependant cette solution d'espacement peut représenter un inconvénient important notamment en basses fréquences car elle mènera à des structures de grandes tailles.

### 2.3.2 Les conducteurs magnétiques parfaits :

Les conducteurs PMC réagissent d'une manière complètement différente par rapport aux conducteurs PEC quand ils sont utilisés comme plan de masse. Si les conducteurs PEC produisent une image de courant en opposition de phase au courant original, les conducteurs PMC quand à eux produisent une image de courant en phase avec le courant original comme nous pouvons le voir sur la Figure 2.3. De

ce fait, les deux courants s'additionnent l'un à l'autre au lieu de s'annuler comme c'est le cas dans les plans de masse PEC. Pour cette raison, il est inutile de laisser un espace entre l'antenne et le plan de masse PMC, voir Figure 2.3. Cet aspect représente un avantage très important de l'utilisation des conducteur PMC dans le développement des antennes notamment dans le but de réduire l'écartement entre les antennes et leur plan de masse ou dans un autre but comme celui de l'amélioration de l'adaptation d'une antenne comme nous le verrons plus tard dans les applications des PMC.

Dans les sections précédentes, nous avons expliqué la différence entre les conducteurs PEC et les conducteurs PMC par la théorie des images. Nous aurions pu l'expliquer également en termes de réflectivité ou d'impédance de surface. En fait, le coefficient de réflexion d'une onde plane incidente sur un plan PEC est de  $\Gamma=-1$ , ceci veut dire que la phase de l'onde réfléchie est de  $\pi$  par rapport à l'onde incidente. La même onde plane aura un coefficient de réflexion de  $\Gamma=1$  si elle se réfléchit sur un plan PMC, dans ce cas l'onde réfléchie a un déphase de  $0^\circ$  par rapport à l'onde incidente. En termes d'impédance, les conducteurs PEC ressemblent à un court-circuit, donc leur impédance est nulle, tandis que les

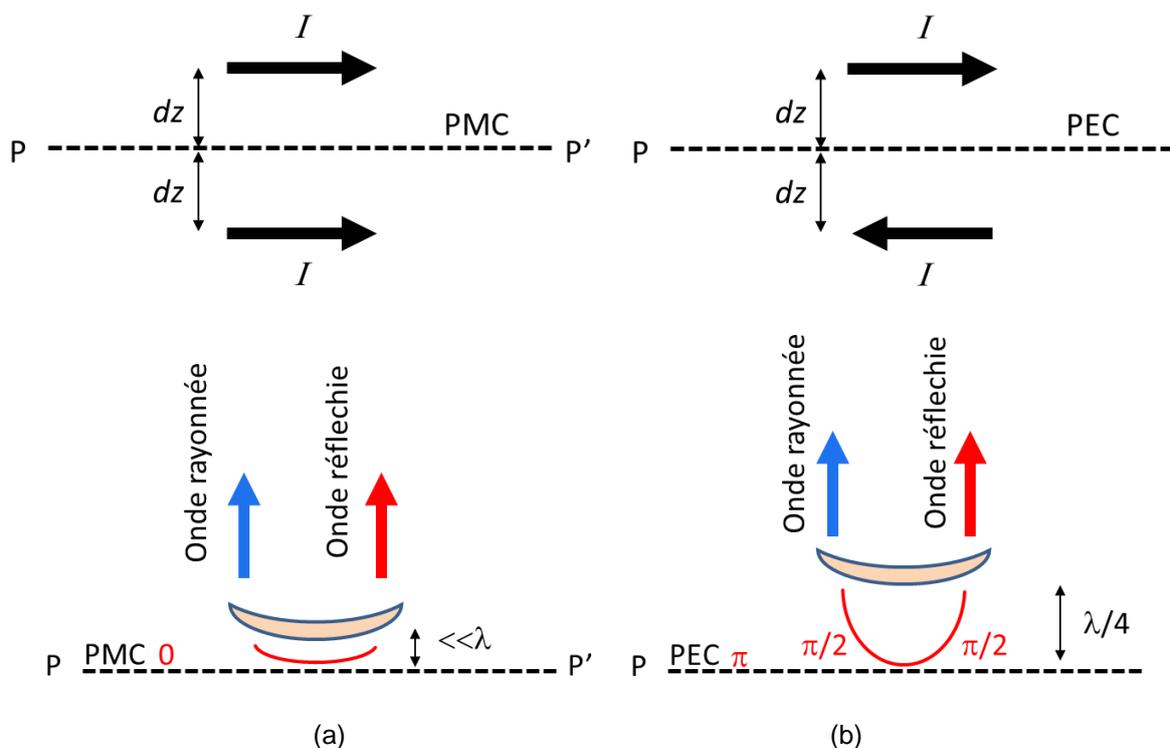


Fig.2.3: Théorie des images et réflexion sur des plans: (a) PMC, (b) PEC.

conducteurs PMC ressemblent à un circuit-ouvert avec une impédance infini. Cette explication nous mène à déduire que remplacer un plan PEC par un plan PMC veut dire changer son impédance nulle en une impédance très élevée. La question qui se pose maintenant est : comment transformer l'impédance d'une valeur presque nulle à une valeur très élevée? Une approche utilisée est d'appliquer des modifications physiques sur la surface conductrice afin d'augmenter son impédance. Parmi les méthodes utilisées, il y a celle de l'introduction des corrugations, de bosses métalliques ou de l'impression de forme métalliques. Avant de montrer quelques exemples de ces méthodes, il est intéressant de présenter le principe de **Modèle d'impédance de surface effective** afin d'expliquer les propriétés des surfaces à hautes impédance et de comprendre le rôle de l'impédance dans différents modes de propagation.

### 2.3.3 Le modèle de l'impédance de surface effective

Ce modèle a été introduit par Sievenpiper [48]. L'impédance d'une surface texturée (formes métalliques imprimé sur un substrat) est remplacée par celle d'un circuit LC résonant parallèle dont l'expression est présentée dans l'équation (2.5). Le *modèle d'impédance de surface effective* est utilisé pour prédire les propriétés de réflexion et quelques propriétés des ondes de surface de la structure.

$$Z = \frac{j\omega L}{1 - \omega^2 LC} \quad (2.5)$$

Cette équation montre que la surface est inductive à faible fréquences et capacitive à haute fréquences. A la fréquence de résonance  $\omega_0$ , l'impédance est très élevée. La valeur de la fréquence de résonance est présentée dans l'équation (2.6).

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (2.6)$$

Sievenpiper, explique que l'impédance élevée est associé à une bande de fréquences où la propagation des courants électriques de surfaces est bloquée. Cette bande de fréquences est appelée **bande interdite** et elle est centrée à la fréquence de résonance. C'est ce qui confère le nom de Matériaux à Bande Interdite électromagnétique (BIE) ou Electromagnetic Band Gap (EBG) en anglais, aux surfaces à hautes impédance. Ces surfaces qui sont une réalisation physique des PMC sont également appelées conducteur magnétique artificiel (AMC - Artificial Magnetic Conducators).

Nous voyons très bien qu'à partir de ce *modèle d'impédance de surface effective*, nous ne pouvons pas prédire de manière précise la bande interdite du matériau, cependant ce modèle est utilisé pour calculer la phase de réflexion de la surface à haute impédance montrée à la Figure 2.4. Dans la bande de fréquences où la phase de réflexion est entre  $-\pi/2$  et  $\pi/2$ , l'image du courant est en phase avec le courant original. La surface dans cette bande de fréquences n'est pas un court-circuit et ne permet pas la propagation des courants de surface. Cette bande de fréquences est donc une bande interdite aux courants de surface. Si cette surface est utilisée dans cette bande de fréquences comme plan de masse pour une antenne, cette antenne peut alors être mise directement sur cette surface à haute impédance sans être court-circuitée.

La Figure 2.4 montre le diagramme de dispersion d'une surface haute impédance calculé en utilisant le *modèle de l'impédance de surface effective*. Nous

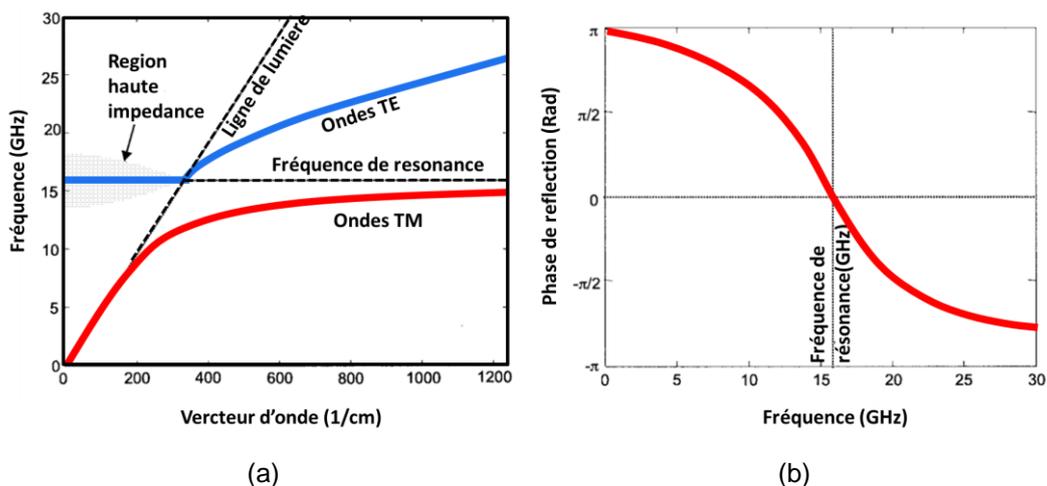


Fig.2.4: Diagramme de dispersion d'une surface a haute impédance obtenu selon le modèle de l'impédance de surface effective, (a) : les modes de propagation, (b) : la phase du coefficient de réflexion.

pouvons voir sur la Figure 2.4 (a) que le mode *TM* ne se propage qu'en basse fréquence par rapport à la fréquence de résonance, à ces fréquences-là, la surface à haute impédance a un comportement inductif. Nous voyons également qu'à haute fréquence il n'y a que le mode *TE* qui se propage, dans cette région de fréquence, la surface a un comportement capacitif. Les expressions des impédances de surface dans les deux régions pour les deux modes sont montrées dans les deux équations (2.7) et (2.8):

$$Z(TM) = \frac{j\alpha}{\varepsilon\omega} \quad (2.7)$$

$$Z(TE) = -\frac{j\omega\mu}{\alpha} \quad (2.8)$$

## 2.4 Les types de surfaces haute impédance

Dans cette partie, nous allons présenter les différentes techniques qui ont été utilisées pour obtenir des surfaces à haute impédance. Trois techniques au total seront présentées: les surfaces corruguées, les surfaces bosselées et les surfaces texturées.

### 2.4.1 Les surfaces Corruguées

Comme il a été mentionné auparavant, l'introduction des corrugations sur un

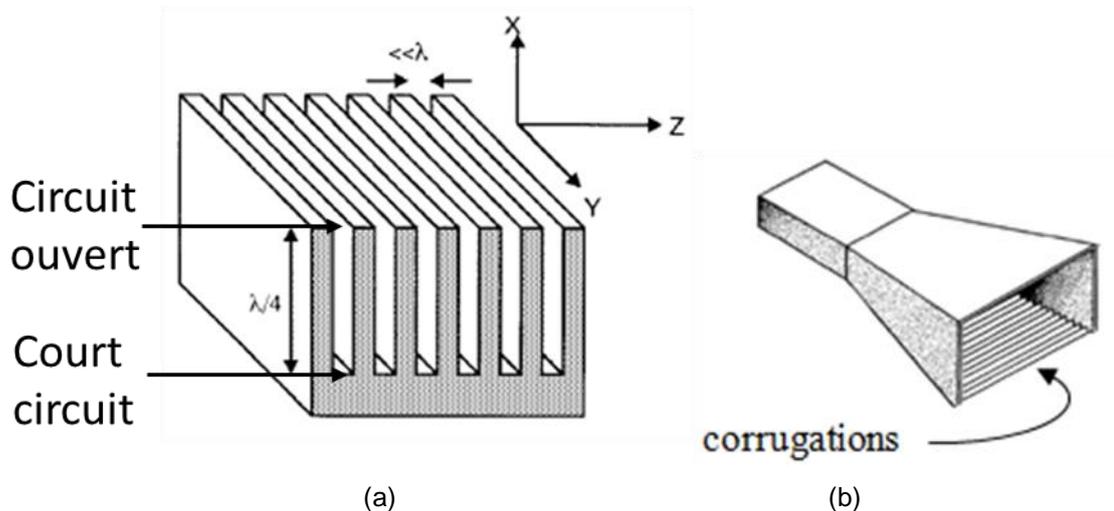


Fig.2.5: Surfaces corruguées à haute impédance, (a) : Fentes en métal, (b) : Antenne cornet à corrugation sur la surface intérieure [48], [49].

substrat de métal est l'une des méthodes utilisées pour obtenir des surfaces à haute impédance. L'introduction de ces fentes profondes de  $\lambda/4$  dans un métal permet de transformer le court-circuit du bas du métal en un circuit-ouvert en haut de la surface. La Figure 2.5 (a) montre le principe des surfaces corruguées (appelée également *dents de peigne*) tandis que la Figure 2.5 (b) montre des corrugations sur la surface interne d'une antenne cornet. Les surfaces corruguées se divisent en deux parties; les surfaces corruguées douces (soft) et les surfaces corruguées dures (hard). En fait, quand les fentes sont vidées de tout matériau elles sont appelées surfaces

douces et quand elles sont chargées par un matériau quelconque, généralement un diélectrique, elles sont appelées surfaces dures [49].

Les surfaces corruguées ont trouvé leurs applications dans les lignes de transmission, les filtres et les antennes [50], [51]. À titre d'exemple, cette technique a été utilisée pour les antennes dans le but de supprimer la polarisation croisée afin d'améliorer le gain comme nous pouvons le voir sur la Figure 2.5 (b). Un des inconvénients les plus importants de cette méthode est leur grande dimension ainsi leurs difficultés de fabrication, cette inconvénient n'est pas à négliger surtout quand il s'agit de les intégrer aux systèmes compacts.

#### 2.4.2 Les surfaces bosselées (bumpy surfaces)

Les surfaces bosselées, sont des surfaces conductrices sur lesquelles on introduit d'une manière périodique des bosses métalliques comme il est illustré sur la Figure 2.6. Dans [48], il est expliqué que les ondes de surface qui rencontrent les rangées de bosses se diffractent créant ainsi une interférence qui à son tour empêche la propagation des courants de surface. Quand la longueur d'onde est plus grande que la période du réseau bidimensionnel, les ondes de surface n'aperçoivent pas les petits bosses métalliques. Contrairement, ces bosses deviennent plus visibles quand la longueur d'onde est un peu plus petite. Si une demi longueur d'onde est semblable à la distance entre deux bosses, une onde stationnaire apparaît sur la surface et peut avoir deux positions tel qu'il est montré sur la Figure 2.6 (a) et (b). Ces deux modes ont deux fréquences légèrement espacées par une étroite bande de fréquences interdite ou les ondes de surface ne peuvent pas se

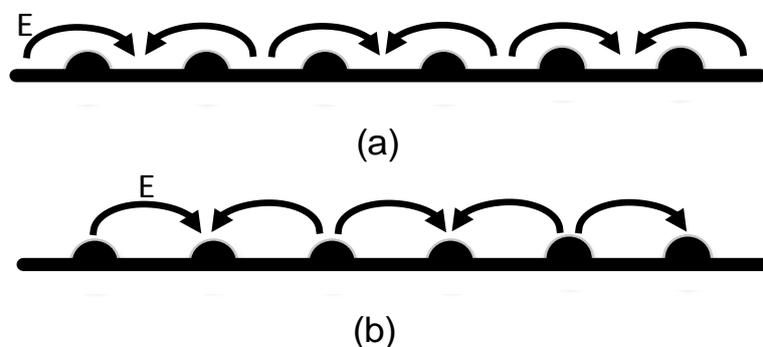


Fig.2.6:Surface métallique bosselée, (a) : mode supérieur de la bande ou le champ électrique s'enroule sur les bosses, (b) : mode inférieur de la bande ou le champ électrique est entre les bosses.

propager. Les surfaces bosselées ont été étudiées avant [48] par Barnes et al et Kitson et al [52], [53].

### 2.4.3 Les surfaces texturées

Une des solutions qui ont été trouvées pour contourner l'encombrement des surfaces à haute impédance corruguées ainsi que l'étroitesse de la bande interdite des surfaces bosselées est la surface texturée. En fait, les surfaces texturées sont souvent des diélectriques sur lesquels on imprime des schémas métalliques d'une forme donnée avec une répétition périodique. Dans ce qui suit nous allons présenter les types de structure texturés les plus connues.

#### 2.4.3.1 La structure en forme de Champignon (de Sivenpiper)

Initialement, cette structure a été composée de patches de forme hexagonale reliés au plan de masse par des vias (conducteurs métalliques), la période de répétition de ces formes est un peu plus grande que la dimension de la forme elle-même, voir la Figure 2.7. De cette manière, un espace a été laissé entre les formes pour créer un effet capacitif, un autre effet inductif est obtenu à travers la boucle formée des deux vias voisines ainsi que du plan de masse métallique. Deux cellules unitaires voisines forment ainsi un circuit  $LC$  parallèle, voir la Figure 2.8. C'est pour cette raison que l'impédance de cette surface a été remplacée par celle d'un circuit

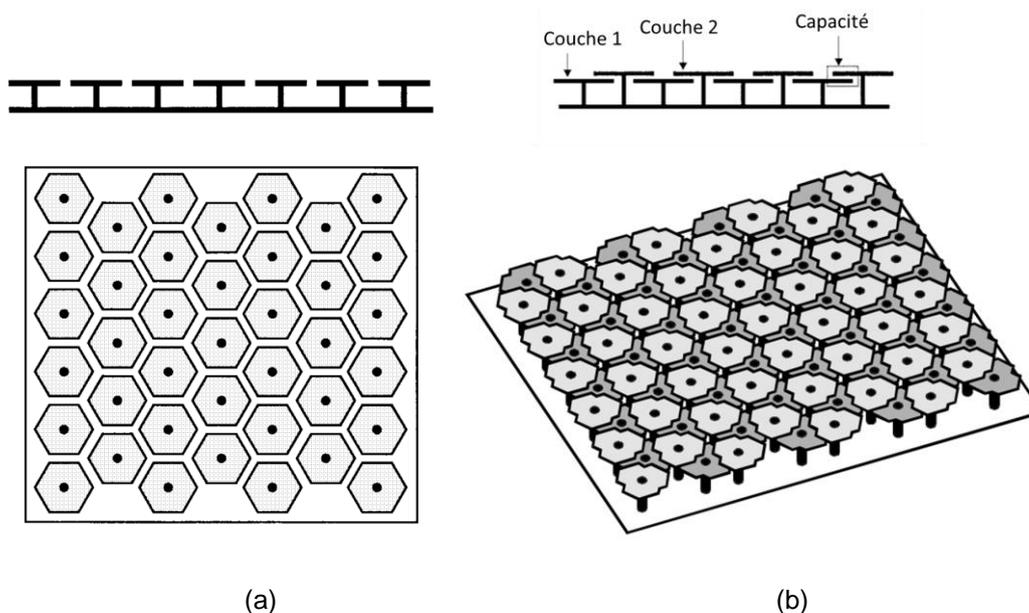


Fig.2.7: Surface de Sivenpiper, (a) : Model 2D, (b) :Model 3D [48].

LC

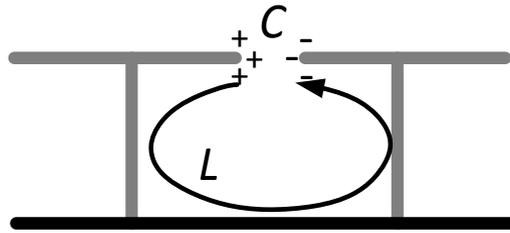


Fig.2.8: Origine des effets capacitifs et inductifs dans la structure de Sivenpiper [48].

parallèle pour créer le *modèle d'impédance de surface effective* précédemment présenté. L'impédance et la fréquence de résonance de celui-ci sont connues.

Dans le model 2D de la surface de Sivenpiper montré à la Figure 2.7 (a), l'effet capacitif est créé par le champ électrique dépassant entre les formes voisines, tandis que l'effet inductif est fixé par la hauteur du substrat. Un autre model 3D de cette structure est montré à la Figure 2.7 (b). Dans ce modèle, les formes métalliques se chevauchent sur deux niveaux différents pour créer un effet capacitif de type parallèles-plate. Ce dernier model donne une fréquence de résonance plus basse que le model 2D pour la même hauteur du substrat. En expliquant le *modèle de l'impédance de surface relative*, nous avons noté que ce model permettait de définir les propriétés de réflexion d'une surface HIS (comportement AMC) et quelques propriétés des bandes des ondes de surfaces mais qu'il ne permettait pas de définir la position de la bande interdite (comportement EBG).

Il a été prouvé expérimentalement dans [48], que les limites de la bande interdite pour les ondes de surface *TE* et *TM* se trouvent quand la phase de réflexion est entre  $-\pi/2$  et  $\pi/2$ . En d'autres termes, le caractère EBG coïncide avec le caractère AMC de la structure. La Figure 2.9 confirme ceci, elle montre les coefficients de transmission mesurés pour les deux modes *TE* et *TM* ainsi que la mesure de la phase de réflexion.

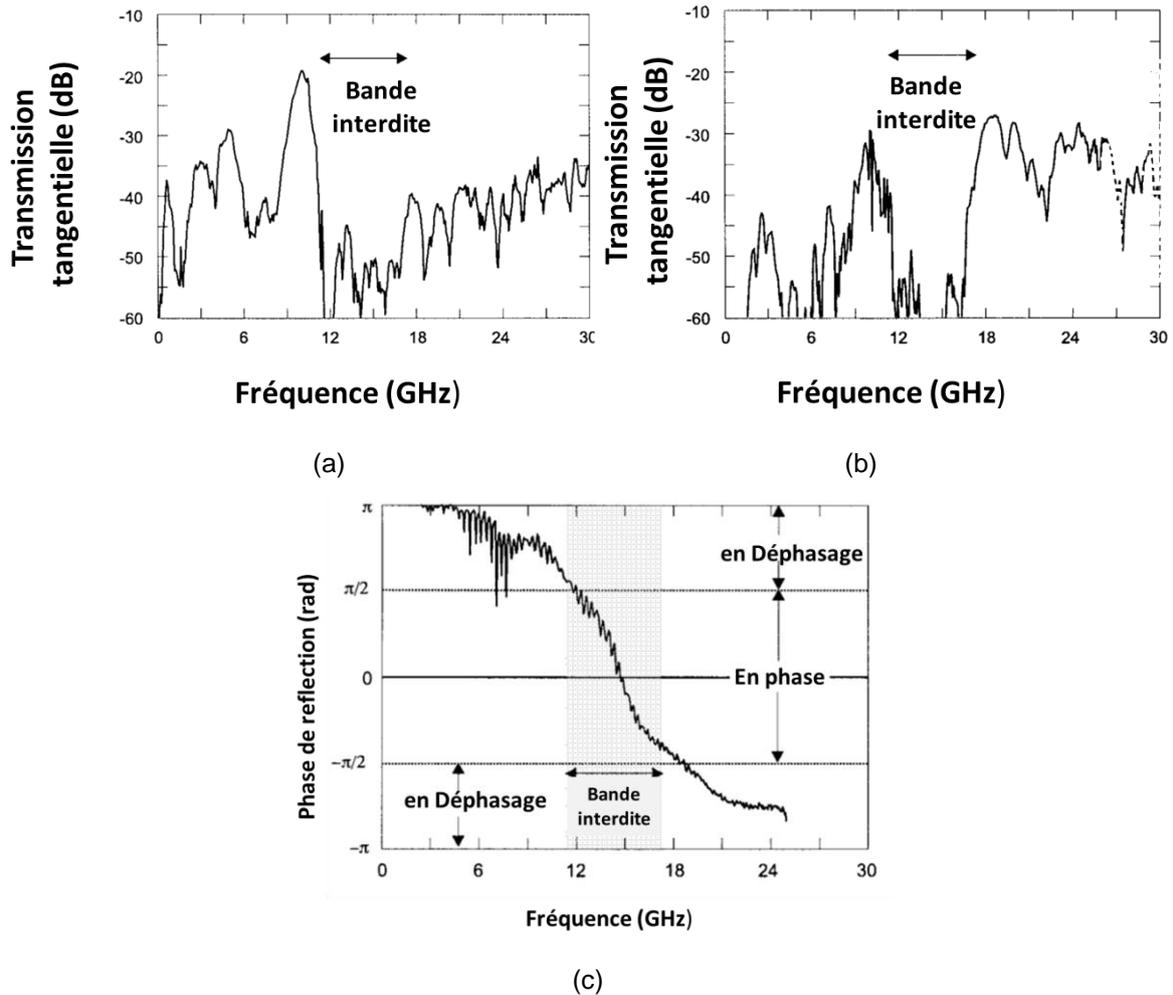


Fig.2.9: Paramètres mesurés de la surface 2 D de Sivenpiper (a) Transmission des ondes de surface TM, (b) Transmission des ondes de surface TE, (c) phase de réflexion [48].

La structure de Sivenpiper a été une réalisation très importante parce qu'elle arrête la propagation des ondes de surface telle une surfaces HIS, elle réfléchit totalement les ondes incidentes mieux que les surface FSS et elle ressemble au structure PMC en réfléchissant les ondes incidentes avec une phase de  $0^\circ$ . Néanmoins, elle présente un inconvénient majeur qui concerne la difficulté de réalisation des vias surtout quand il s'agit d'une petite structure ainsi que du cout élevé de celle-ci. À cause de cette sérieuse limitation, beaucoup de chercheurs se sont penché sur vers des structures entièrement planaires [54], [38, 55-57].

#### 2.4.3.2 Les structures planaires

Une des structures planaires les plus populaires est la structure de type patch, cette structure est montrée à la Figure 2.10. Cette figure montre une structure entièrement planaire qui ne contient pas de vias, elle est constitué d'un réseau de

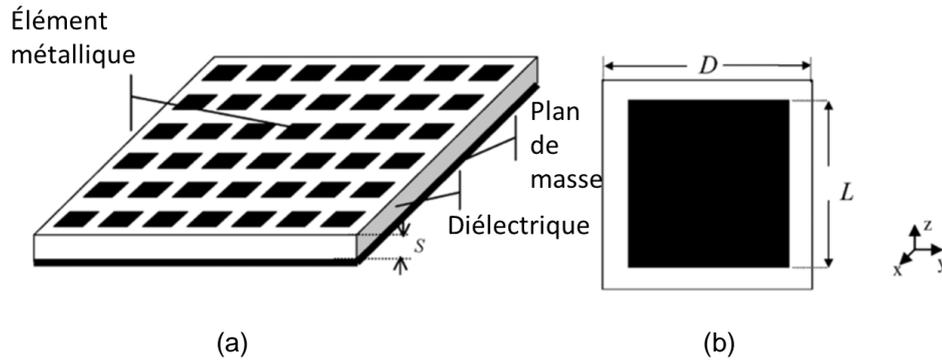


Fig.2.10: Surface haute impédance type-patch: (a) Réseau, (b) Cellule unitaire [58].

patches métalliques rectangulaires ou carrés de largeur "  $L$  " imprimés sur un substrat diélectrique de hauteur "  $S$  " endossé par un plan métallique. La période de répétition entre les patches est de "  $D$  ". Si nous examinons les structures planaires et les structures précédemment présentées qui sont les structures en forme de champignon, nous remarquons rapidement que les structures planaires sont beaucoup plus simples à réaliser du fait de l'inexistence des vias. Cette différence n'est pas unique entre les deux structures, en fait l'opération des deux structures est également différente. Plusieurs travaux ont concentré leurs efforts pour étudier l'opération des structures AMC sans vias, entre autres il y a [56-58]. Dans [59], il a été démontré qu'en l'absence des vias, la bande AMC qui est celle où la phase de réflexion est entre  $-\pi/2$  et  $\pi/2$  ne correspond pas forcément à la bande la bande EBG qui est la bande interdite où les ondes de surface sont bloquées. L'étude la plus consistante qui a été faite pour montrer la différence entre les deux propriétés EBG et AMC est celle de [58]. Dans cette étude, il a été montré que dans les structures AMC planaires il y a deux types de résonances : une première résonance qui est celle du réseau des patches, considérée comme une surface FSS de type réseau de patches (étudiée dans la section des structure FSS) et une deuxième résonance qui est celle de la cavité formée entre le réseau FSS et le plan de masse. Chacune de ces deux résonances est reliée à une des propriétés EBG ou AMC de la structure. La propriété EBG est reliée à la résonance du réseau FSS ainsi qu'à sa périodicité tandis que la propriété AMC est relié à la résonance de la cavité entre le réseau FSS et le plan de masse. La Figure 2.11 illustre les deux opérations AMC et EBG de la structure planaire montrée à la Figure 2.10. La bande AMC est caractérisée par une valeur maximale de la magnitude du courant lors de la résonance de la cavité entre

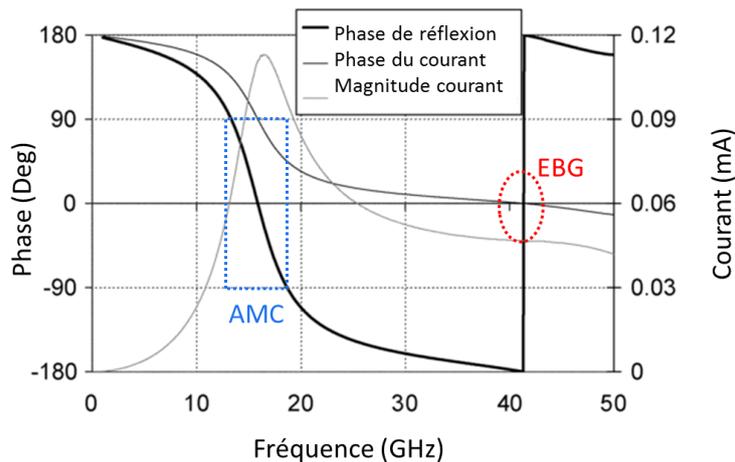


Fig.2.11: Phase de réflexion et courant induit par une onde incidente sur les patches d'une surface haute impédance de type patch [58].

le réseau FSS et le plan de masse métallique, cette bande apparait à des fréquences relativement basses. La bande EBG quand a elle est caractérisée par une phase de courant nulle lors de la résonance du réseau FSS quand il est excité par une onde incidente plane, elle apparait a des fréquences relativement élevées. L'étude de la périodicité du réseau FSS dans cette recherche révèle que son augmentation mène à l'augmentation de la fréquence AMC et à la diminution de la fréquence EBG, c'est à cause de cette remarque que la plus grande valeur de périodicité a été choisie pour faire correspondre les deux bandes de fréquence AMC et EBG. Cette correspondance des deux bandes AMC et EBG prend son importance si cette surface est utilisée pour une antenne dont les performances sont affectées par les ondes de surfaces. Nous verrons tout au long de cette thèse que le caractère AMC a été plus important pour nous que le caractère EBG dans les surfaces qui ont été utilisées dans nos travaux.

## 2.5 Conclusion

Ce chapitre est une introduction aux structures FSS et aux structures à haute impédance. Au début nous avons commencé par l'explication de la propagation dans les structures périodiques, ensuite nous avons présenté deux types de structures FSS: les réseaux métalliques et les réseaux à ouvertures. Dans cette partie nous avons également comparé les structures FSS, AMC et EBG. Dans la deuxième partie, nous avons montré la différence entre les conducteurs électriques et les conducteurs magnétiques pour introduire les surfaces à haute impédance. Le

model d'impédance de surface effective y a été introduit pour expliquer l'impédance élevée associée à une bande interdite où la propagation des courants électriques de surfaces est arrêtée. Dans la dernière partie, nous avons montré les différents types de surfaces à haute impédance. L'accent a été mis sur les surfaces de Sivenpiper et les surfaces planaires. Une notion très importante y a été abordée; celle de la non correspondance des caractéristiques AMC et EBG pour les structures planaires

# CHAPITRE III

---

## ***AMELIORATION DES PERFORMANCES DES ANTENNES PAR LES AMC/EBG ET LES FSS***

---

### **3.1 Introduction**

Dans ce chapitre, nous allons présenter en premier les antennes Fabry-Pérot ainsi que leur fonctionnement en utilisant une analyse optique géométrique. En fait, ce type d'antenne nous a inspiré dans tous les travaux de cette thèse que ce soit pour le réflecteur semi-cylindrique qui va être présenté dans le chapitre 4 (bien que celui-là ne fait pas partie des antennes Fabry-Pérot) ou bien pour les antennes à double-bande et rigides qui vont être présentées dans le chapitre 5 et 6. C'est pour cette raison que nous allons dans les différentes parties de ce chapitre présenter, en plus du fonctionnement des cavités Fabry-Pérot classiques, quelques applications des FSS pour les antennes Fabry-Pérot à double-bande, l'élargissement de la bande de gain 3-dB et le rayonnement sectoriel. Par ailleurs, nous présenterons également l'application des AMC pour l'augmentation du gain. Cette présentation des différentes applications permettra de mieux comprendre les contributions qui vont être proposées plus loin dans cette thèse.

### 3.1 Antenne Fabry-pérot

Les antennes Fabry-Pérot sont des antennes basées sur des cavités résonantes. Ces cavités sont en général formées entre un plan de masse métallique et un mur semi-rélecteur. Ce mur est un agencement périodique à deux dimensions d'un réseau d'éléments FSS conducteurs ou d'éléments FSS à ouvertures introduites dans un plan conducteur comme présenté au chapitre 2. Les éléments du réseau FSS peuvent être métalliques ou métallo-diélectriques. De manière conventionnelle, le réseau d'éléments est déposé à une distance égale à la moitié de la longueur d'onde à la fréquence d'opération. Cette cavité est souvent excitée par une antenne à faible directivité. Les réflexions multiples entre le plan de masse et le mur semi-rélecteur produisent une résonance à l'intérieur de la cavité, qui se traduit par une augmentation significative de la directivité de l'antenne entière. Le schéma d'une antenne Fabry-pérot conventionnelle est montré à la Figure 3.1.

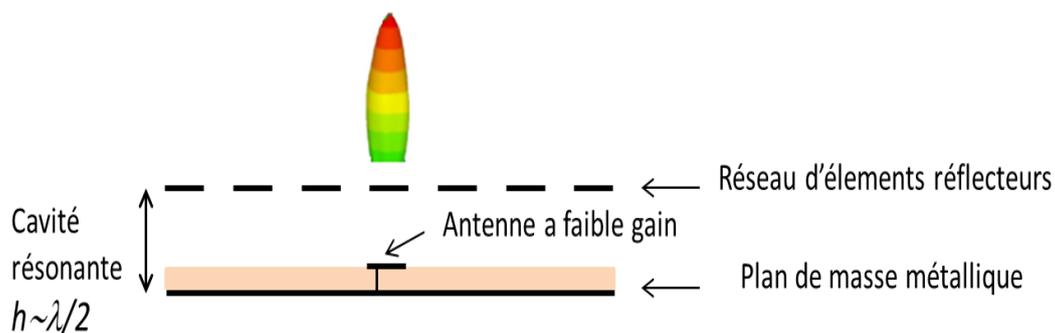


Fig.3.1: Schéma d'une cavité Fabry-Pérot conventionnelle.

L'explication théorique du fonctionnement d'une telle cavité a été effectuée pour la première fois par Trentini [60] en utilisant une approximation de l'optique géométrique. Cette approximation calcule l'amplitude et la phase des réflexions multiples qui se produisent entre le plan de masse métallique et le mur réflecteur en les considérant comme des rayons optiques. L'approximation optique à rayon considère le mur réflecteur et le plan de masse comme infinis, cette supposition permet de négliger les effets de diffractions et le couplage des modes supérieurs. Le schéma des réflexions multiples entre le mur réflecteur et le plan de masse est montré à la Figure 3.2.

Considérons un mur réflecteur infini déposé à une distance de  $\lambda$  d'un plan de masse métallique infini lui aussi. Si nous excitons la cavité formée entre les deux plans par une fente, des réflexions multiples se produiront entre les deux plans. Selon l'ordre de réflexion, l'amplitude de l'onde est atténuée et sa phase est changée.

Admettons que le coefficient de réflexions du mur réflecteur est :

$$Re^{j\phi_R},$$

$R$  : magnitude ( $0 < R < 1$ ) } Dépendent de l'angle  
 $\phi_R$  : phase. } d'incidence  $\theta$  de l'onde

L'amplitude d'un rayon transmet sera proportionnelle à :  $\sqrt{1-R^2}$ , à  $R\sqrt{1-R^2}$  si elle est réfléchié une fois, à  $R^2\sqrt{1-R^2}$  si elle est réfléchié une deuxième fois. Donc l'amplitude du rayon est diminuée à chaque fois qu'il est réfléchi.

La différence de phase entre  $\phi_1$  et  $\phi_2$  est :

$$\Delta\phi = -\frac{2\pi}{\lambda} 2l \cdot \cos\theta - \pi + \phi_R \quad (3.1)$$

Cette équation montre que la différence de phase contient le coefficient de phase du mur réflecteur  $\phi_R$ .

L'intensité du champ électrique est la somme des rayons partiels résultants, sa valeur absolue est donnée par:

$$|E| = |E_0|f(\theta) \sqrt{\frac{1-R^2}{1+R^2-2R\cos(\Delta\phi)}} \quad (3.2)$$

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

$\Delta\phi$  : différence de phase entre deux réflexions voisines

La puissance du diagramme de rayonnement est alors :

$$P = \frac{|E|^2}{|E_0|^2} = \frac{1-R^2}{1+R^2-2R\cos\left(\phi_R-\pi-\frac{4\pi}{\lambda}l\cos\theta\right)} f^2(\theta) \quad (3.3)$$

L'équation (3.3) montre que le maximum de puissance est obtenue quand ( $\theta=0$ ), ce qui correspond à une phase de réflexion du mur réflecteur égale a :

$$\phi_R = \frac{4\pi l}{c} f - (2N - 1)\pi, N=0,1,2\dots \quad (3.4)$$

Cette équation détermine la phase de réflexion du mur réflecteur qui produit le maximum de puissance et elle détermine aussi la hauteur de la cavité pour obtenir ce maximum :

$$l = \frac{\lambda}{4} \left( \frac{\phi_R}{\pi} - 1 \right) + N \frac{\lambda}{2}, N=0,1,2\dots \quad (3.5)$$

En remplaçant la valeur de cette hauteur dans l'équation (3.3), nous pouvons déterminer l'expression de la directivité pour ( $\theta=0$ ), c'est-à-dire au milieu de la cavité :

$$D = \frac{1+R}{1-R} \quad (3.6)$$

L'équation (3.6) montre que plus l'amplitude de réflexion du mur réflecteur est

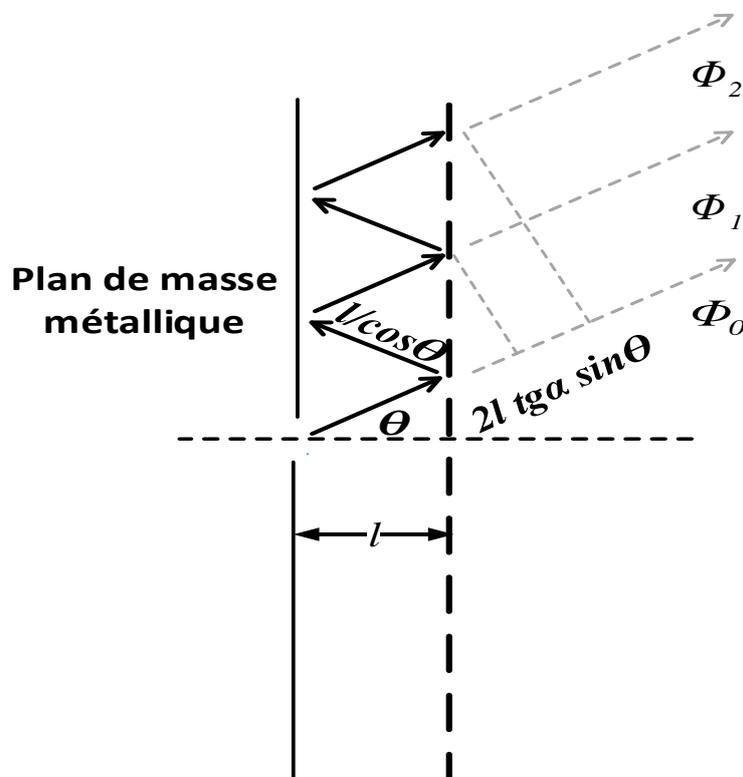


Fig.3.2: Réflexions multiples entre le mur réflecteur et le plan de masse.

élevée plus la directivité est élevée en supposant que le mur est positionné à une hauteur qui satisfait l'équation (3.5).

### 3.2 Applications des FSS dans les antennes Fabry-Pérot double-bande

Deux antennes Fabry-pérot à double-bande ont été présentées dans la littérature précédemment. Le principe dans la première antenne [22] est l'utilisation de deux ordres de résonance ( $N=1$  et  $N=2$ ) d'une même hauteur pour produire les deux résonances. Une seule couche d'FSS carré a été utilisée comme illustré dans la Figure 3.3. Dans cette contribution les directivités obtenues dans les deux fréquences n'ont pas été mentionnées. Dans [23], deux couches de diélectriques superposées sont utilisées pour produire une réponse de phase avec un comportement d'inversion comme montré à la Figure 3.4 (b). La phase de réflexion des deux diélectriques est croisée par la phase optimale à deux endroits, ceci permet de produire deux résonances avec des directivités de 14.5dBi et 15dBi. L'inconvénient avec ce concept est que les deux croisements sont très étroits, d'où l'obtention de deux résonances avec des bandes de gain 3-dB très faibles, 4.5% et 4.6%. Les résultats de directivité sont montrés à la Figure 3.4 (c).

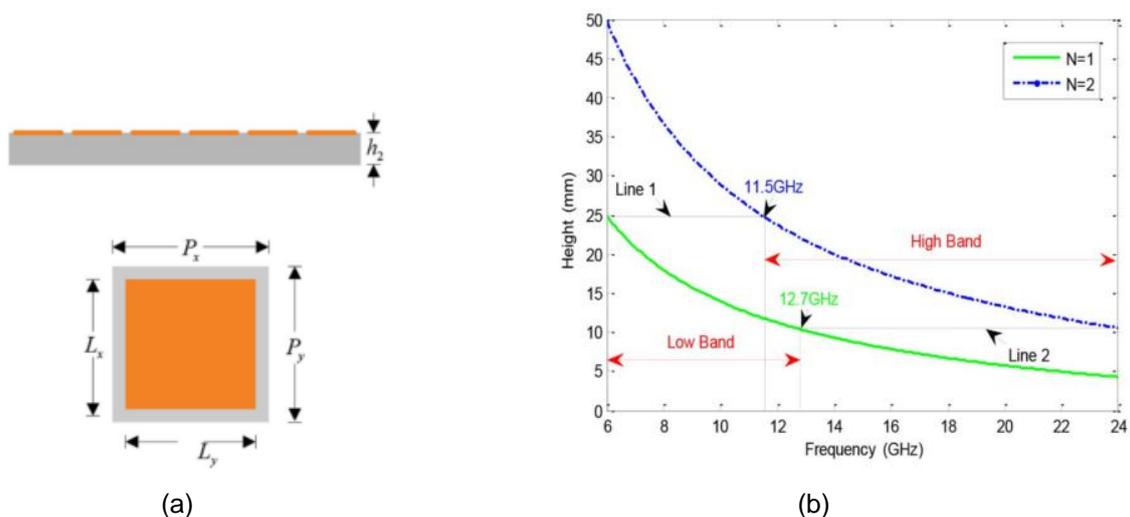


Fig.3.3: Principe des deux ordres de résonance, (a) FSS utilisée, (b) hauteurs résonantes [22].

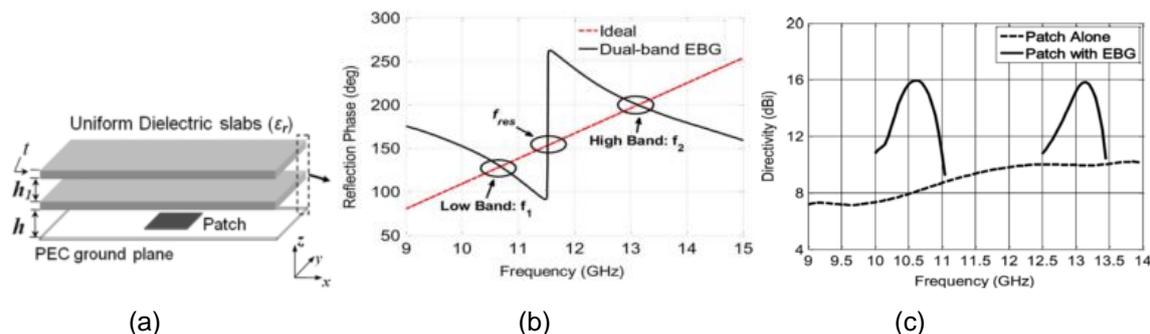


Fig.3.4: Principe de la phase inversée (a) deux couches de diélectrique, (b) phase inversée, (c) directivités [23].

### 3.3 Applications des FSS dans les antennes Fabry-Pérot pour l'amélioration de la bande de gain 3-dB

Dans cette partie, nous présenterons des applications des FSS pour l'amélioration de la bande de gain 3-dB ainsi que les résultats obtenus. Pour obtenir un maximum de puissance, c'est-à-dire une résonance, il faut que la phase de réflexion du mur FSS satisfait l'équation (3.4). Dans le cas d'un mur FSS classique, cette équation est satisfaite à une seule fréquence d'où une résonance sur une bande étroite. Si nous voulons une résonance large bande, il faut satisfaire l'équation (3.4) sur une large bande de fréquence. Ceci implique que la phase de réflexion doit avoir une réponse linéairement croissante selon cette équation [61]. Autour de cette conclusion, plusieurs antennes ont été développées pour améliorer la bande de gain 3-dB. Ce concept de phase de réflexion croissante en fréquences a été démontré pour la première fois dans [62]. La croissance de la phase de réflexion a été réalisée en utilisant deux couches de FSS carrées de différentes dimensions. La cellule FSS double couche ainsi que les résultats sont montrés à la Figure 3.5. Une bande de gain 3-dB de 9% pour un gain maximum de 20 dBi a été obtenue. Dans [20], une cellule unitaire FSS à trois couches a été utilisée pour élargir d'avantages la bande de fréquence à l'intérieure de laquelle la phase de réflexion est croissante. La cellule FSS, la phase de réflexion ainsi que la courbe de directivité sont montrés à la Figure 3.6. La bande de gain 3-dB obtenue est de 15% pour une directivité maximale de 20 dBi. Cette bande de gain 3-dB a été donc presque doublée par rapport à [62] en rajoutant une troisième couche d'FSS pour la même valeur du gain maximum.

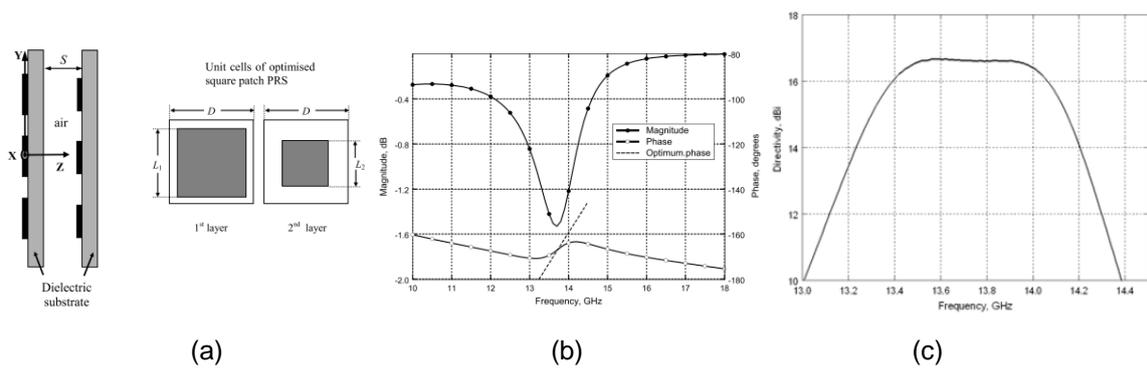


Fig.3.5: Croissance de phase (a) FSS double-couche, (b) Magnitude et phase de réflexion, (c) directivité [62].

Une autre conception basée sur une seule couche de superstrat a été présentée dans [17]. Sur cette couche, deux réseaux d’FSS complémentaires ont été imprimés de part et d’autre du diélectrique. Comme expliqué au chapitre 2, ces deux réseaux d’FSS ont un comportement inductif et capacitif. Ces comportements sont responsables de la résonance qui produit la croissance de phase montrée à la Figure 3.7. Les résultats obtenus en termes de bande de gain 3-dB sont 28% pour un gain maximum de 13.8 dBi. 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 superstrat.

Une fois de plus l’auteur de [17] a proposé une autre solution pour produire une croissance de phase de réflexion, pour ce faire deux couches diélectriques dénudées d’impressions métalliques ont été utilisées [18]. La bande de gain 3-dB obtenue est de 25 % pour un gain maximum de 15 dBi. Les résultats sont montrés à

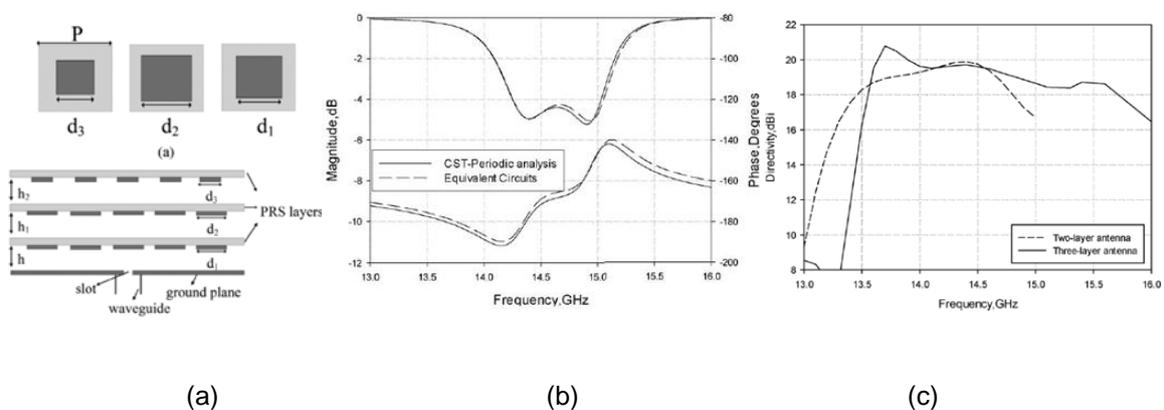


Fig.3.6: Croissance de phase (a) FSS triple-couche, (b) Magnitude et phase de réflexion, (c) directivité [20].

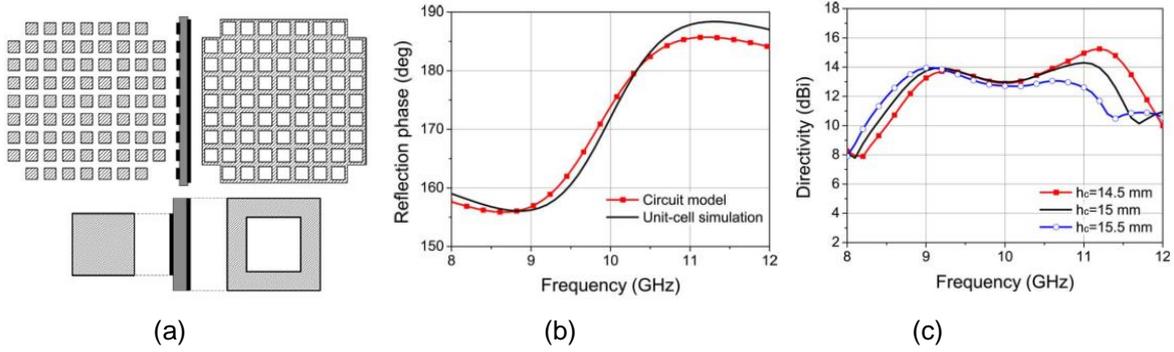


Fig.3.7: Croissance de phase (a) FSS complémentaires, (b) Phase de réflexion, (c) directivité [17].

la Figure 3.8.

Une conclusion que nous pouvons tirer des résultats de tous ces concepts présentés est que plus la directivité est élevée plus la largeur bande de gain 3-dB est réduite. La valeur de la directivité dépend bien sure de la valeur maximale de la magnitude de réflexion tel qu'exprimé par l'équation (3.6). Une plus petite magnitude produira une plus grande directivité. Une autre remarque tout aussi importante que la première est que tous ces travaux sont effectués sur une seule bande de fréquences.

### 3.4 Application des FSS dans les antennes Fabry-Pérot pour le rayonnement sectoriel

Il y a deux formes de cavité Fabry-Pérot qui ont été utilisées jusqu'à maintenant pour produire le rayonnement sectoriel, la première est planaire et la deuxième est cylindrique. Un exemple de la forme planaire a été présenté dans

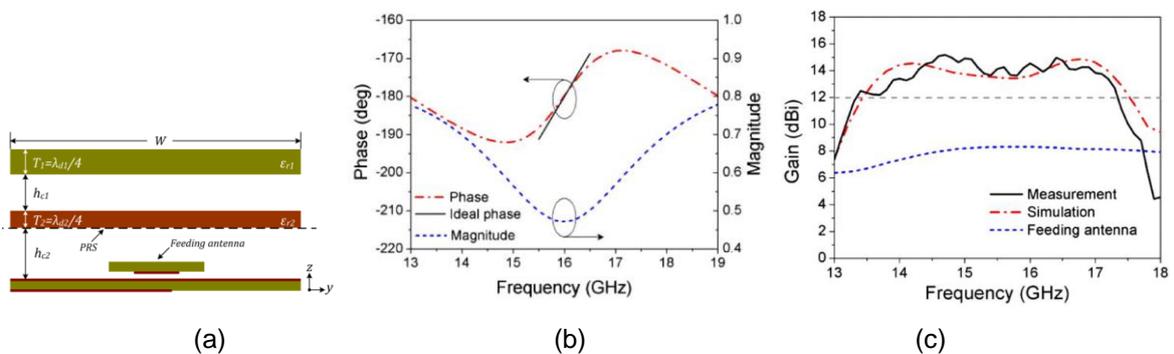


Fig.3.8: Croissance de phase (a) Couches de diélectrique, (b) Magnitude et phase de réflexion, (c) directivité [18].

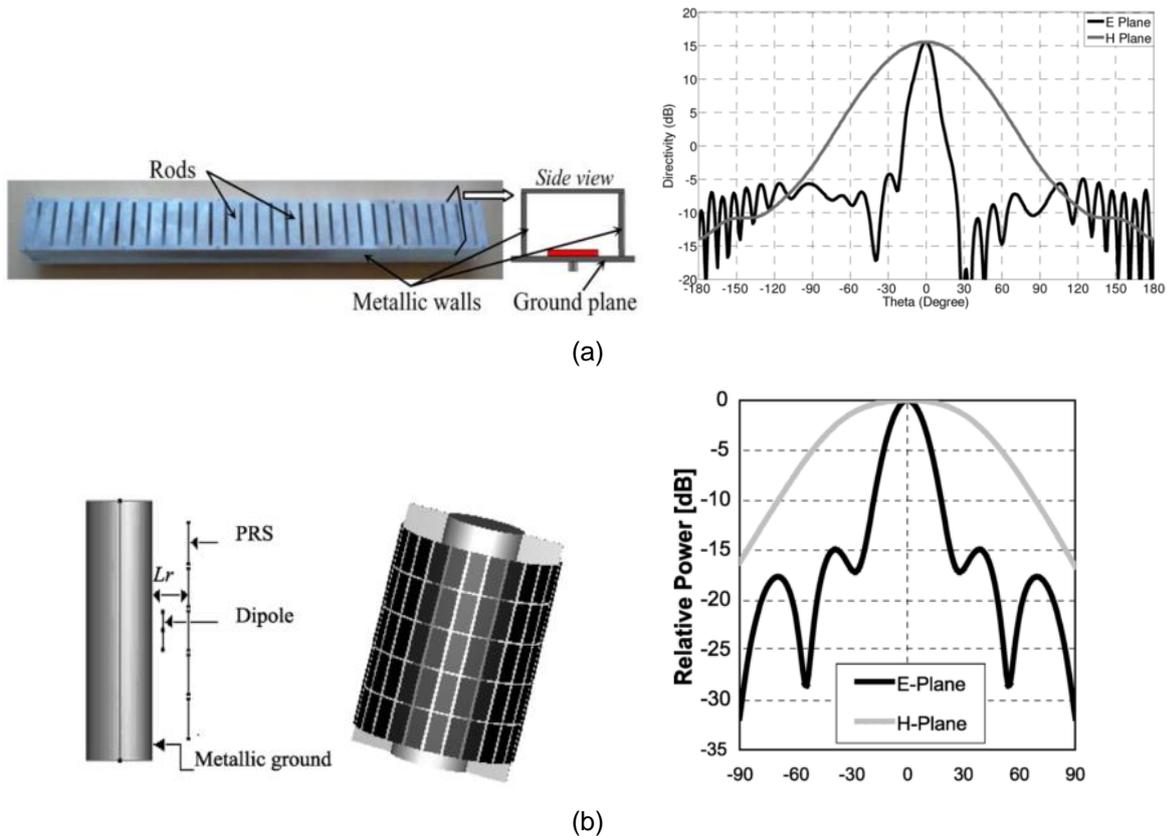


Fig.3.9: Antenne Fabry-Pérot avec rayonnement sectoriel (a) forme planaire [2], (b) forme cylindrique [6].

[1, 2]. Dans ces antennes, la forme de la cavité est rectangulaire avec des murs métalliques installés des deux côtés de la cavité. La forme de la cavité ainsi que les murs métalliques favorisent une distribution elliptique du courant électrique sur la surface des FSS utilisées. Cette distribution elliptique est responsable du rayonnement sectoriel. Le gain maximum obtenu avec ces structures est aux alentours de 15 dBi. La forme cylindrique a été présentée dans [6], la cavité est formée entre un plan de masse métallique et un mur FSS tous les deux cylindriques. Un diagramme sectoriel a été obtenu avec un gain maximum de 13.4 dBi. Les deux antennes avec leurs diagrammes de rayonnements sont montrées à la Figure 3.9.

### 3.5 Applications des AMC pour l'augmentation du gain

Pour éliminer le rayonnement arrière connu dans les antennes à fentes, un plan de masse AMC a été utilisé dans [63]. Une très petite hauteur de  $0.063 \lambda_0$  entre l'antenne et le plan AMC a été réalisée avec un gain maximum de 10 dBi et un

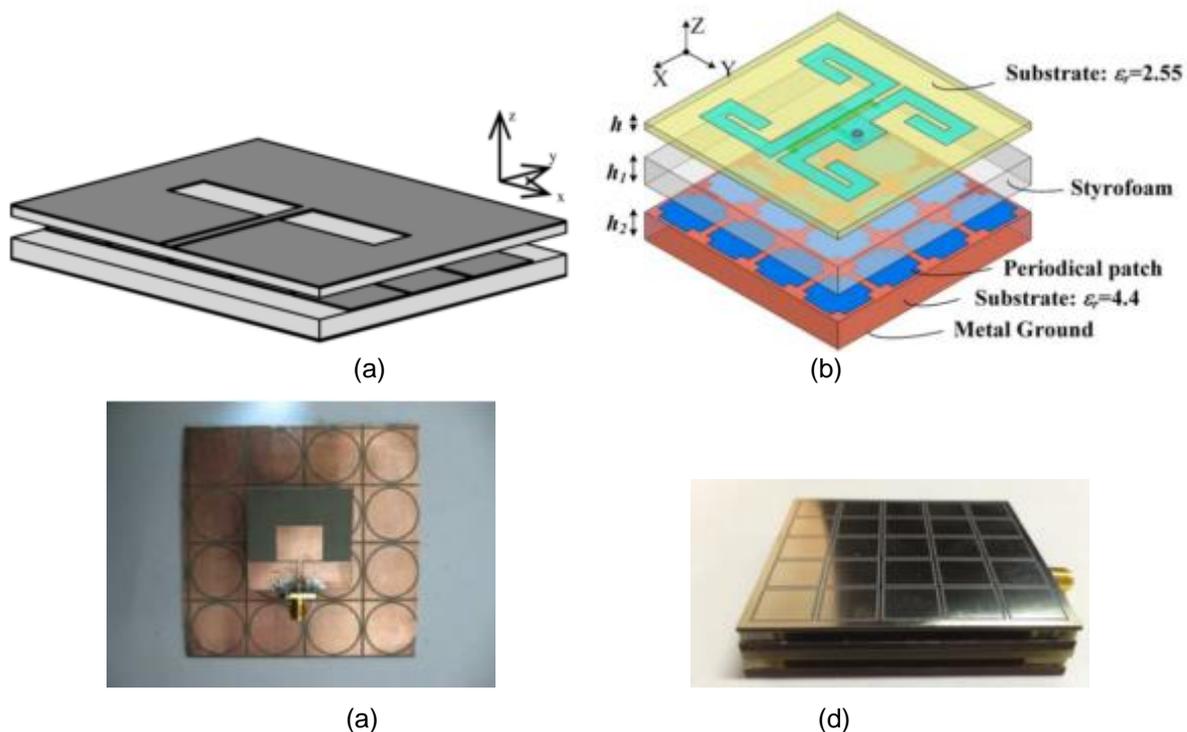


Fig.3.10: Application des AMC dans les antennes (a) fente, (b) dipôle imprimé, (c) monopôle imprimé, Fabry-pérot [63], [14], [15], [13].

rapport d'avant/arrière de 25 dB. Dans [14], un plan de masse AMC a été déposé sous un dipôle imprimé à une distance de  $0.13 \lambda_0$  pour améliorer la bande d'impédance ainsi que le gain, le gain maximum obtenu avec un réseau de deux dipôles est au-dessus de 5 dBi. Pour obtenir un gain plus important il a fallu mettre l'antenne à une distance bien plus grande du plan AMC soit à  $0.4 \lambda_0$  dans [15]. Le gain maximum obtenu est de 11 dBi. Dans [13], une combinaison entre un plan de masse AMC et un mur réflecteur FSS a été utilisée dans une cavité Fabry-Pérot pour réduire l'épaisseur de la cavité tout en obtenant un gain élevé. L'antenne a un profil de  $0.19 \lambda$  et un gain maximum de 10 dBi. Les images des antennes précédentes sont représentées à la Figure 3.10. Dans tous ces concepts le diagramme de rayonnement délivré est directif, ceci pour dire que peu ou presque pas d'antennes ont utilisées les plans AMC pour obtenir un diagramme sectoriel.

### 3.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté le fonctionnement des antennes Fabry-Pérot avec un résumé de l'approche optique géométrique. Cette approche est

utilisée pour analyser les réflexions multiples dans ce type d'antenne. Par la suite nous avons présenté quelques applications qui traitent de ces cavités pour une opération à double-bande, un élargissement de la bande de gain 3-dB et un rayonnement sectoriel en utilisant des structures FSS, une structure cylindrique a été citée à ce sujet. A la fin nous avons mentionné quelques applications des AMC dans les plans de masse planaires pour l'augmentation du gain.

# CHAPITRE IV

---

## ***CONCEPTION D'ANTENNE À GAIN ÉLEVÉ AVEC UN DIAGRAMME DE RAYONNEMENT SECTORIEL EN UTILISANT UN RÉFLECTEUR MAGNÉTIQUE ARTIFICIEL SEMI-CYLINDRIQUE À COMPENSATION DE PHASE***

---

### **4.1 Introduction**

Une des couvertures des diagrammes de rayonnement les plus connues dans le domaine des antennes est la couverture sectorielle. Contrairement à une antenne directive qui couvre une zone étroite ou à une antenne omnidirectionnelle qui couvre tout l'horizon, les antennes sectorielles se situent entre les deux en couvrant une partie assez importante de l'horizon mais pas tout l'horizon. Elles sont caractérisées par un diagramme de rayonnement étroit dans le plan vertical et large dans le plan horizontal. L'ouverture angulaire dans le plan horizontal qui est un paramètre principale pour ce genre d'antennes détermine l'étendue de la zone couverte. De façon générale la largeur de la zone à couvrir peut être de  $60^\circ$ ,  $90^\circ$  ou de  $120^\circ$ . Le gain délivré par ces antennes est souvent plus important que celui délivré par une antenne omnidirectionnelle car l'énergie est concentrée dans une plus petite zone, il est par contre moins élevé que celui délivré par une antenne directive parce que l'énergie est étalée sur une plus grande partie de l'horizon. En conclusion, le gain

d'une antenne sectorielle dépend de l'ouverture angulaire dans le plan horizontal, plus l'ouverture est grande moins le gain obtenu est important.

Ces antennes sectorielles sont souvent utilisées dans des stations de base qui émettent vers un nombre élevé d'antennes. Les antennes réceptrices peuvent être fixes ou mobiles, elles peuvent être également des antennes qui font partie d'une autre station de base.

Pour réaliser une antenne à gain élevé avec un diagramme sectoriel, la cavité Fabry-Pérot ainsi que les structures EBG ont été très utilisées auparavant [1, 2, 6, 64, 65]. Dans [6] par exemple, une cavité Fabry-Pérot semi-cylindrique a été constituée entre un plan métallique et un mur réflecteur de type PRS tous les deux semi-cylindriques pour obtenir un diagramme sectoriel avec un gain élevé. Cette structure regroupe deux avantages : le rayonnement sectoriel ainsi que la forme semi-cylindrique de l'antenne. Une autre antenne mais cette fois de forme rectangulaire a été proposée dans [2] pour produire un diagramme sectoriel. Pour améliorer le niveau du gain ainsi que la largeur de bande de gain 3-dB, un réseau linéaire d'antennes a été utilisé pour alimenter une cavité rectangulaire couverte par une grille de tiges métalliques [1]. Le point commun entre tous ces travaux est que leur plan de masse est métallique.

Pour améliorer le gain, la largeur de bande de gain 3-dB tout en réduisant la distance entre l'antenne et son plan de masse, les AMC ont été utilisés comme plan de masse dans les structures [14-16] tel qu'il a été expliqué dans le chapitre 3. Dans tous les travaux qui utilisent cette technique et qui ont été présentés jusqu'à ce jour, une nette amélioration a été réalisée pour le gain ainsi que pour la largeur de bande du gain; cependant, aucune recherche ne traite l'utilisation d'un plan de masse AMC semi-cylindrique pour obtenir une couverture sectorielle. En fait, la totalité des travaux offrent des antennes qui produisent des rayonnements directifs [14, 16] ou omnidirectionnel [66]. Une très bonne solution a été proposée dans [66] pour obtenir un diagramme omnidirectionnel à gain élevé en utilisant un plan de masse EBG à ferrite. Le problème avec cette structure est la difficulté de fabrication, elle est restée donc à l'état de simulation. Pour cette raison nous allons présenter dans ce chapitre la méthodologie de conception d'une antenne semi-cylindrique à gain élevé en utilisant un plan de masse AMC avec des compensations de phase pour une couverture sectorielle.

## 4.2 Principe de compensation de phase

Nous avons considéré un panneau vertical formé de neuf cellules unitaires AMC de type conventionnel patch carré. Si nous positionnons une antenne dipôle à une certaine distance du panneau comme montré à la Figure 4.1, l'onde plane provenant du centre du dipôle subira un retard de phase  $\varphi_i$  à chaque cellule AMC, le retard de phase  $\varphi_i$  est donné par l'équation (1.4) :

$$\varphi_i = \frac{2\pi d_i}{\lambda} \quad (4.1)$$

où

$d_i$ : Distance directe entre le centre du dipôle et le centre de la  $i^{eme}$  cellule unitaire

$\lambda$ : La longueur d'onde à la fréquence d'opération

D'après l'équation (4.1), le retard de phase  $\varphi_i$  est différent d'une cellule AMC à une autre vu que les distances entre le dipôle et les différentes cellules unitaires AMC du panneau sont différentes. À partir de ce constat, nous pouvons conclure que si nous voulons guider le champ réfléchi qui se trouve sur le plan vertical vers l'avant pour obtenir le maximum de gain possible, nous devons mettre toutes les ondes réfléchies dans ce plan en phase. Dans [67], une compensation de phase a été réalisée en utilisant les dimensions des cellules d'un mur PRS semi-cylindrique pour compenser le déphasage due à la courbure. L'objectif dans cette contribution est d'obtenir un rayonnement directif. En fait, sans cette compensation aucun rayonnement significatif n'était possible. Dans notre cas l'objectif est tout à fait différent car nous voulons obtenir un rayonnement sectoriel et non pas directif. C'est pour cette raison que la compensation de phase s'effectuera uniquement dans le plan vertical pour mettre en phase les ondes réfléchies dans ce plan et obtenir ainsi un diagramme étroit. Dans le plan horizontal, nous ne faisons aucune compensation, nous mettrons à profit la forme du réflecteur pour obtenir un diagramme large tel qu'il a été réalisé dans [6].

La compensation de phase nécessaire pour chaque onde réfléchi sur chaque cellule unitaire est noté  $\beta_i$ . La première étape pour effectuer cette compensation est de calculer la phase de réflexion d'une cellule unitaire AMC, nous avons utilisé le logiciel CST à cet effet en tenant compte des angles d'incidence  $\theta_i$  de l'onde sur chaque cellule AMC. Ces angles sont calculés géométriquement en utilisant la distance entre le dipôle et chaque cellule AMC  $d_0$  ainsi que les hauteurs  $h_0$  des cellules AMC sur le panneau, voir Figure 4.1.

À partir de la Figure 4.1 nous pouvons déduire les relations suivantes :

$$(d_i)^2 = (d_{i-1})^2 + (h_{i-1})^2 \quad (i=1, 2, 3, 4) \quad (4.1)$$

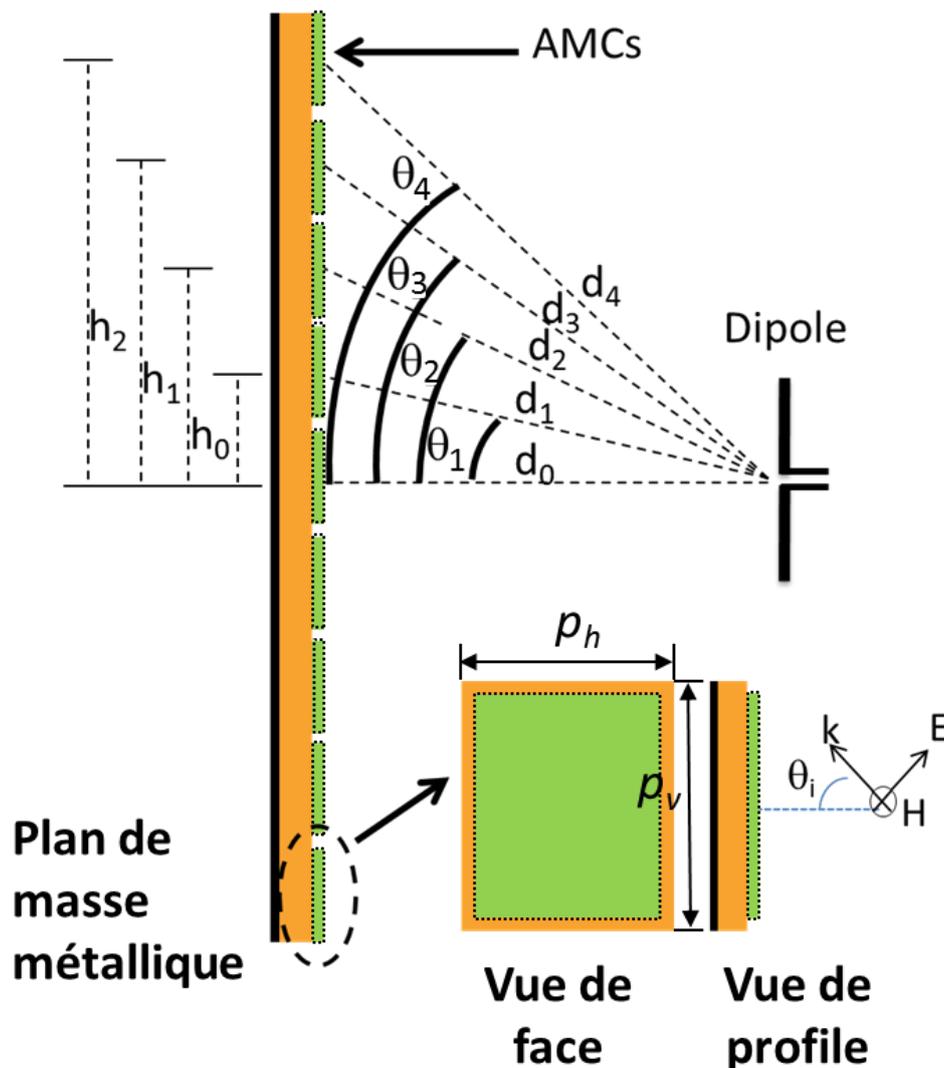


Fig.4.1: Configuration du panneau réflecteur AMC a (1×9) cellule unitaire avec les angles d'incidence des ondes provenant du dipôle sur chaque cellule AMC.

En choisissant la période des cellules AMC  $h_0 = 31$  mm et en positionnant le dipôle à une distance de  $d_0 = 23$  mm ( $\lambda_0/5$ ), nous avons pu calculer les angles  $\theta_i$  tel que:

$$\theta_1=0^\circ, \theta_2=53^\circ, \theta_3=69^\circ, \theta_4=76^\circ, \theta_5=79^\circ$$

L'antenne est conçue pour opérer à une fréquence de 2.45 GHz, en utilisant l'équation (4.1) et après calcul de la longueur d'onde à la fréquence d'opération, nous avons évalué le retard de phase  $\varphi_i$  à chaque cellule AMC :

$$\varphi_0 = \frac{2\pi d_0}{\lambda} = 67.62^\circ$$

$$\varphi_1 = \frac{2\pi d_1}{\lambda} = 113.49^\circ$$

$$\varphi_2 = \frac{2\pi d_2}{\lambda} = 194.40^\circ$$

$$\varphi_3 = \frac{2\pi d_3}{\lambda} = 281.67^\circ$$

$$\varphi_4 = \frac{2\pi d_4}{\lambda} = 370.79^\circ$$

Après avoir calculé les retards de phase à chaque cellule AMC, nous avons également calculé la différence de phase entre des cellules AMC par rapport à la phase de la cellule centrale qui correspond à l'angle d'incidence  $\theta_1=0^\circ$ . Cette différence de phase représente la compensation de phase  $\beta_i$  que nous voulons effectuer pour toutes les ondes incidentes sur les différentes cellules AMC :

$$\beta_0 = 0^\circ$$

$$\beta_1 = -45.87^\circ$$

$$\beta_2 = 126.78^\circ$$

$$\beta_3 = 145.95^\circ$$

$$\beta_4 = 56.83^\circ$$

Une fois ces paramètres évalués, il nous reste qu'à concevoir la cellule unitaire AMC de type patch. Comme nous voulons travailler à une fréquence assez basse, le choix de l'épaisseur du diélectrique est très important car cette dimension déterminera la largeur de la bande AMC qui est déjà assez étroite à faible fréquence. En fait, il est expliqué dans [58] qu'en augmentant l'épaisseur du diélectrique nous pourrions augmenter la largeur de la bande AMC. Nous avons alors conduit une étude paramétrique sur l'épaisseur du diélectrique choisi RO4003 ( $\epsilon_r=3.55$ ,  $\tan\delta=0.0027$ ) pour nous aider dans notre choix. La Figure 4.2 montre cette étude. Nous pouvons bien voir que l'épaisseur 1.524 mm offre une largeur de bande AMC assez convenable, nous ne voulons pas non plus prendre une épaisseur plus grande qui donne une meilleur bande AMC car rappelons-notre but est de concevoir un réflecteur semi-cylindrique, un choix du diélectrique trop épais sera alors une contrainte supplémentaire à notre structure.

Après avoir choisi le diélectrique ainsi que son épaisseur, nous avons effectué un calcul de la phase de réflexion d'une cellule AMC carré en fonction de la dimension du patch métallique, ce calcul tient compte évidemment de l'angle

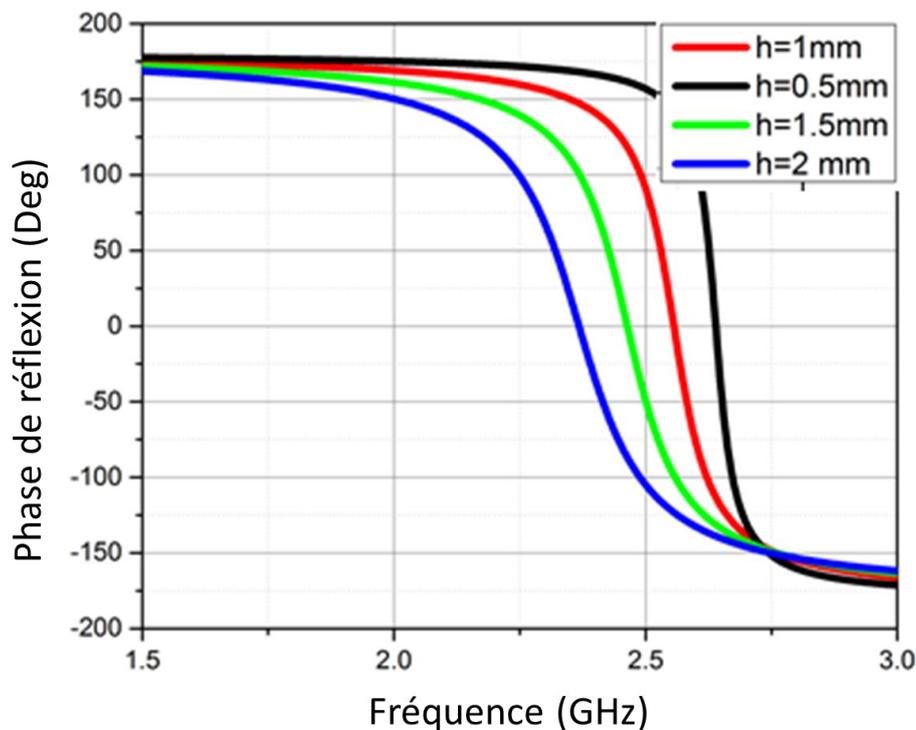


Fig.4.2: Phase de réflexion de la cellule AMC en fonction de l'épaisseur du diélectrique.

d'incidence de l'onde. Nous avons effectué ce calcul car ce sont les dimensions du patch de chaque cellule AMC qui seront utilisées pour réaliser les compensations de phase  $\beta_i$  précédemment calculées. La Figure 4.3 montre les courbes des phases de réflexion correspondantes à chaque angle d'incidence en fonction des dimensions du patch métallique.

### 4.3 Conception du réflecteur et résultats de simulation

En utilisant la Figure 4.3, nous avons déduit les dimensions des patches de chaque cellule AMC selon sa position dans le panneau et en fonction de la compensation désirée. Les dimensions des patches, les retards de phase  $\varphi_i$  ainsi que les compensations  $\beta_i$  sont récapitulés dans le Tableau 4.1. Ces dimensions sont utilisées pour construire les cellules unitaires de chaque panneau. Quatre de ce panneau sont utilisés pour construire un réflecteur tel qu'il est montré dans la Figure 4.5. Avec l'épaisseur du substrat choisi, il est impossible de fabriquer un réflecteur semi-cylindrique car il risque de se briser au moment de le plier pour lui donner sa

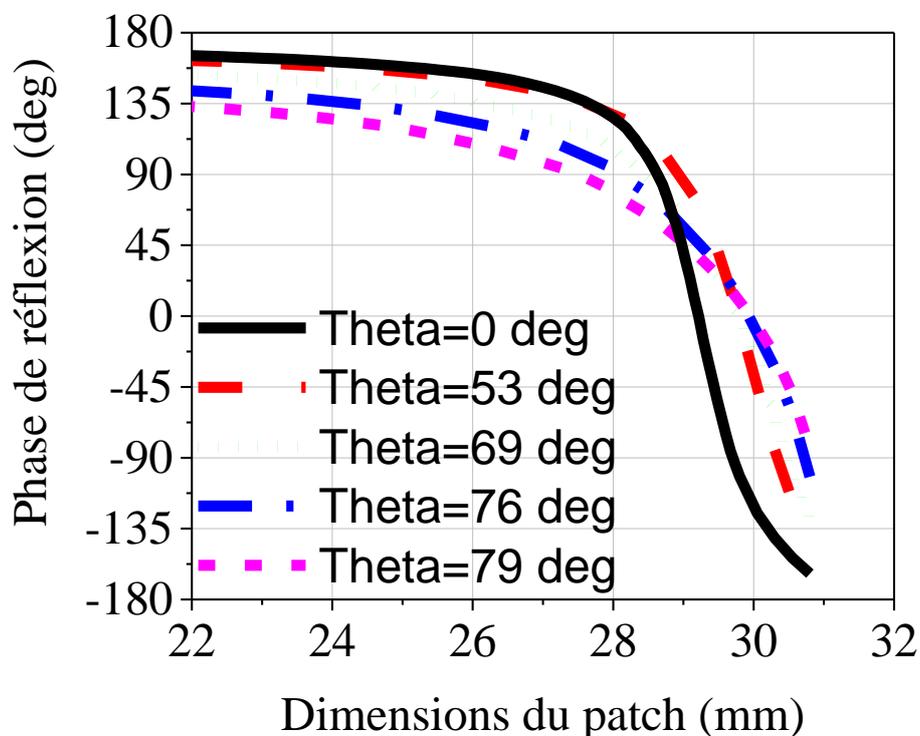


Fig.4.3: Phase de réflexion de la cellule AMC en fonction de la dimension du patch en tenant compte de l'angle de l'onde incidente.

Tableau 4.1: Retard de phase, compensation de phase désirée et dimensions du patch de chaque cellule AMC.

Angle de cellule AMC $\theta_i$ (Deg.)	Retard de phase $\varphi_i$ (Deg.)	Compensation de phase désirée $\beta_i$ (Deg.)	Dimensions du patch (mm)
$\theta_0 = 0^\circ$	$\varphi_0 = 67.62^\circ$	$\beta_0 = 0^\circ$	29.22
$\theta_1 = 53^\circ$	$\varphi_1 = 113.49^\circ$	$\beta_1 = -45.87^\circ$	30.66
$\theta_2 = 69^\circ$	$\varphi_2 = 194.40^\circ$	$\beta_2 = -126.78^\circ$	30.78
$\theta_3 = 76^\circ$	$\varphi_3 = 281.67^\circ$	$\beta_3 = 145.95^\circ$	21.6
$\theta_4 = 79^\circ$	$\varphi_4 = 370.79^\circ$	$\beta_4 = 56.83^\circ$	28.76

forme. Pour cette raison nous avons monté ces quatre panneaux l'un à côté de l'autre, les panneaux sont inclinés d'un angle alpha pour les deux intérieurs et d'un angle beta pour les deux extérieurs comme montré à la Figure 4.5 (b). Les valeurs optimales pour alpha et beta sont de  $7^\circ$ .

Après avoir construit le réflecteur, nous avons inséré un dipôle au milieu de celui-ci entre les deux panneaux intérieurs comme montré à la Figure 4.5. Le dipôle est imprimé sur le même diélectrique que celui du réflecteur c'est-à-dire RO4003 avec une épaisseur de 0.508 mm. Cette épaisseur a été choisie de façon à ne pas avoir un espace important entre les panneaux intérieurs tout en ayant une bonne bande d'adaptation.

Le dipôle possède un plan de masse métallique tronqué de largeur  $L_g$  de l'autre côté du diélectrique. Ce plan de masse ainsi que le plan de masse du réflecteur sont en contact à l'arrière du réflecteur, Figure 4.4. Les dimensions finales du dipôle sont :

$$l_t = 16\text{mm}, L_c = 21\text{mm}, l_d = 23\text{mm}, W_a = 0.55\text{mm}, W_t = 1.15\text{mm}, W_c = 1\text{mm}, W_d = 4\text{mm}, \text{ and } R = 14\text{mm}$$

Les résultats de simulation de la structure entière avec le réflecteur AMC sont représentés à la Figure 4.6. Un gain maximum de 9.5 dBi est obtenu à la fréquence 2.475 GHz, la Figure 4.6 (b) montre une bonne adaptation ( $S_{11} < -10$  dB) à cette fréquence.

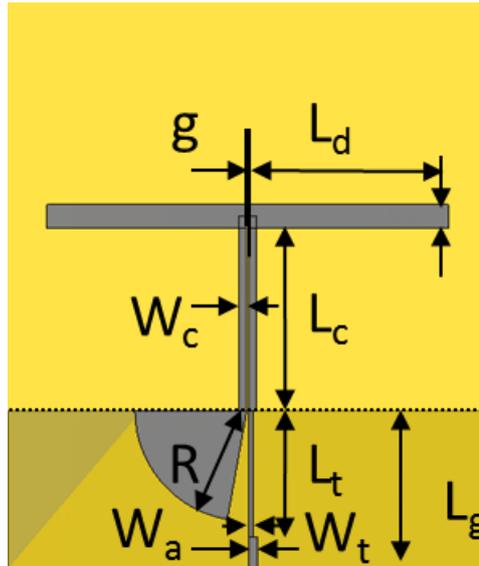


Fig.4.4: Dipôle imprimé.

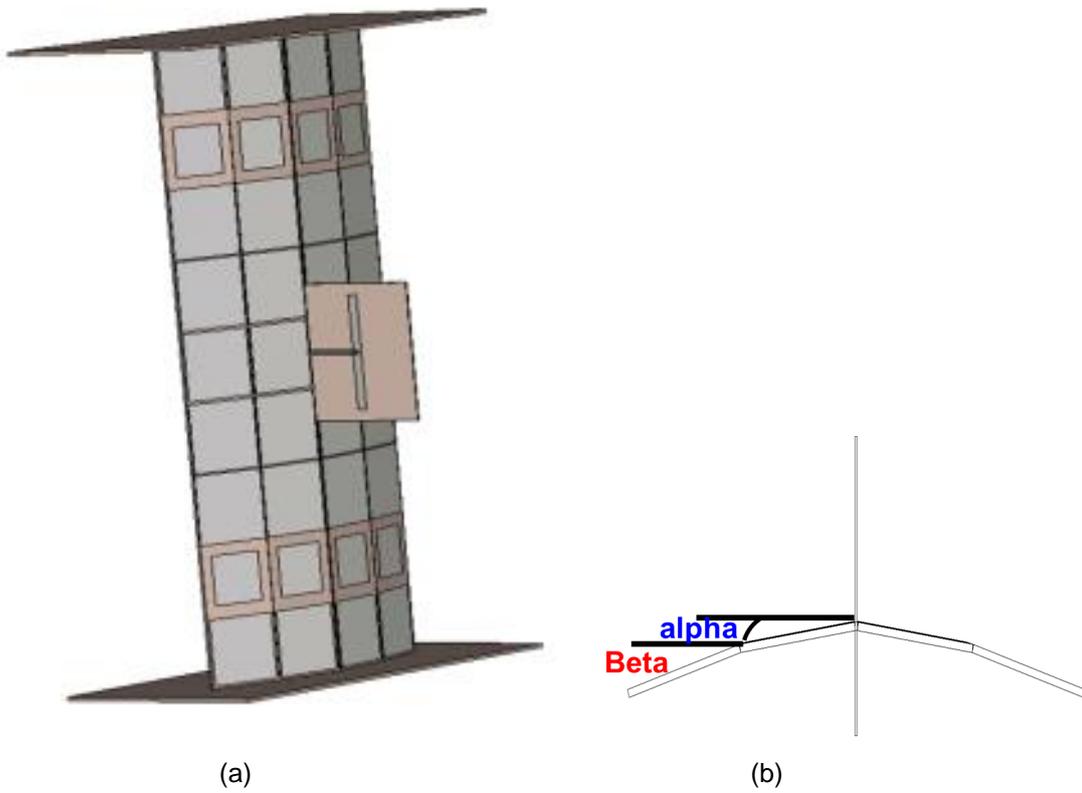
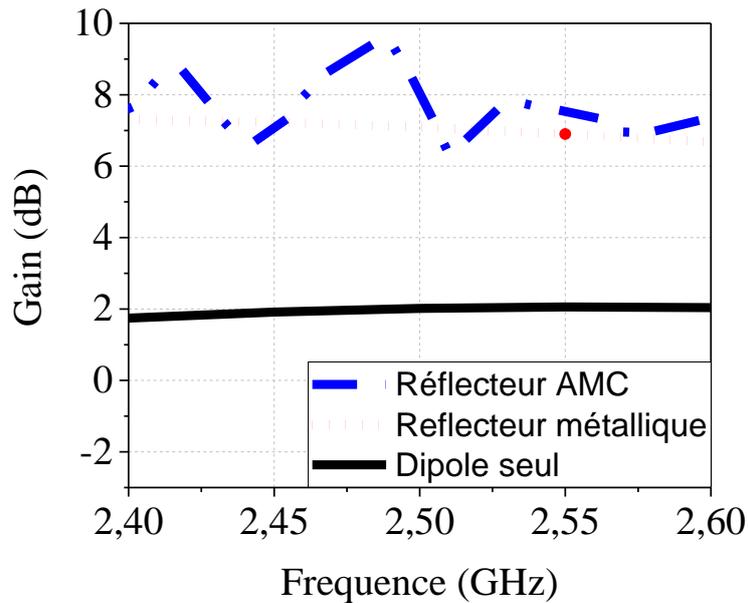


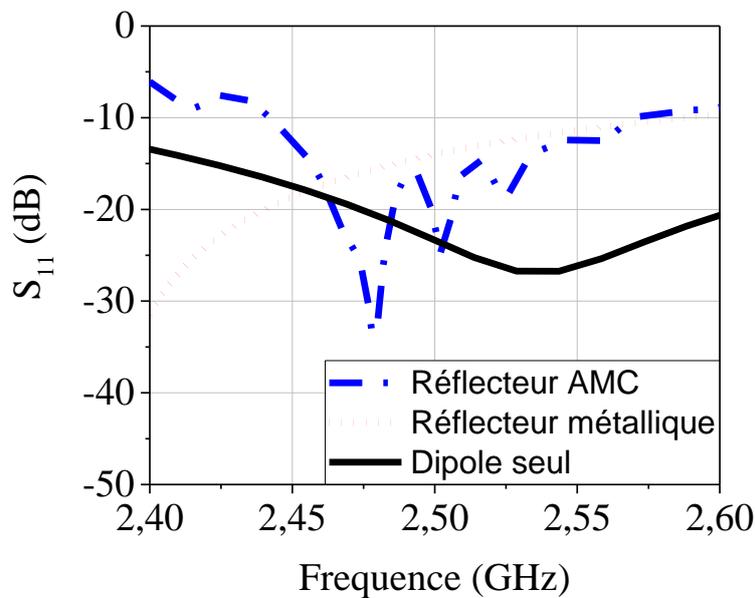
Fig.4.5: Réflecteur semi-cylindrique (a) vue perspective, (b) vue de haut.

Les résultats du réflecteur AMC sont superposés à ceux du dipôle seul ainsi qu'à ceux du dipôle avec un réflecteur métallique de mêmes dimensions que le réflecteur AMC.

Ce que nous constatons est que le gain obtenu avec le réflecteur AMC représente une augmentation importante d'environ 7.5 dBi par rapport à celui du dipôle seul, Figure 4.6 (a). En superposant ces résultats avec ceux du réflecteur



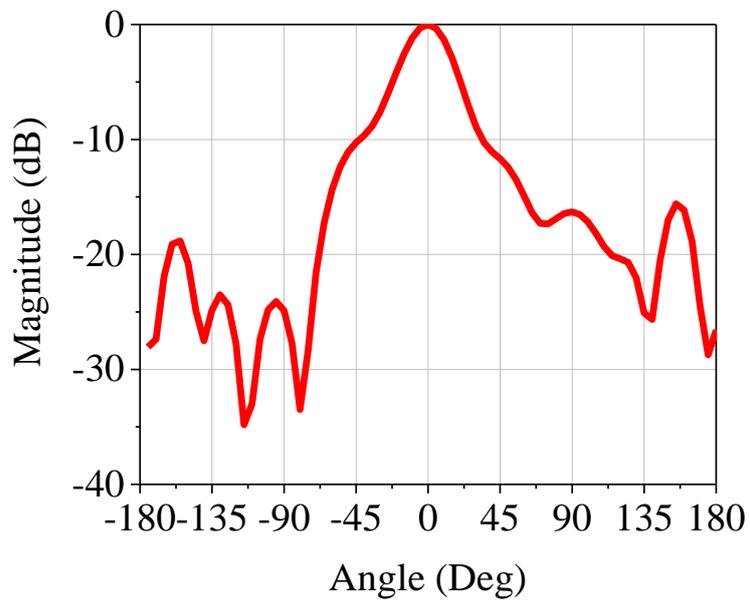
(a)



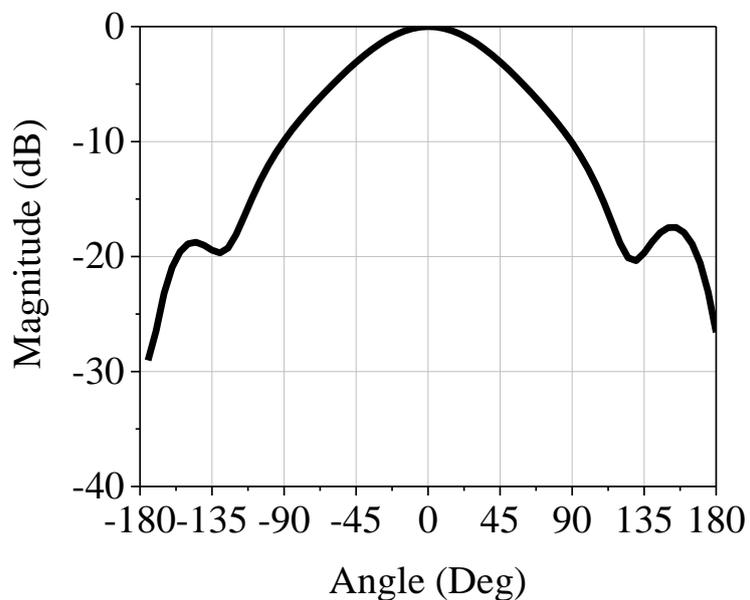
(b)

Fig.4.6: Résultats de simulation du dipôle seul, avec le réflecteur AMC et avec le réflecteur PEC (a) gain et (b) coefficient de réflexion.

métallique nous remarquons que le réflecteur AMC donne de meilleurs résultats que le réflecteur métallique, soit une augmentation de gain supplémentaire d'environ 2.5 dBi à 2.475 GHz. En plus de cette constatation, nous notons que la courbe de gain



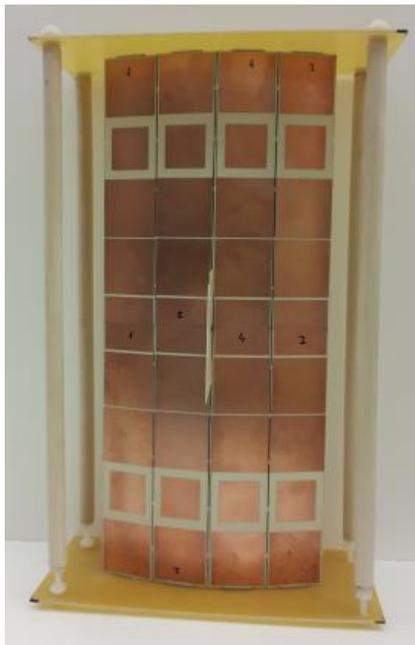
(a)



(b)

Fig.4.7: Diagramme de rayonnement simulé à 2.475 GHz (a) plan E (b) plan H.

du réflecteur métallique suit exactement la courbe de gain du dipôle seul, tandis que celle du gain du réflecteur AMC est beaucoup plus fluctuante. Ceci est probablement due au fait que la surface du réflecteur métallique est similaire partout tandis que la surface du réflecteur AMC a subi les compensations de phase précédemment cités, ce qui fait qu'elle a plus d'effet à certaines fréquences. Le même phénomène



(a)



(b)



(c)

Fig.4.8: Prototype fabriqué (a) Vue de face (b) Vue de derrière, (c) Vue en perspective.

est répété sur les courbes du  $S_{11}$ . Ce comportement a été observé auparavant dans l'étude de l'application des AMC aux antennes dipôle dans [68].

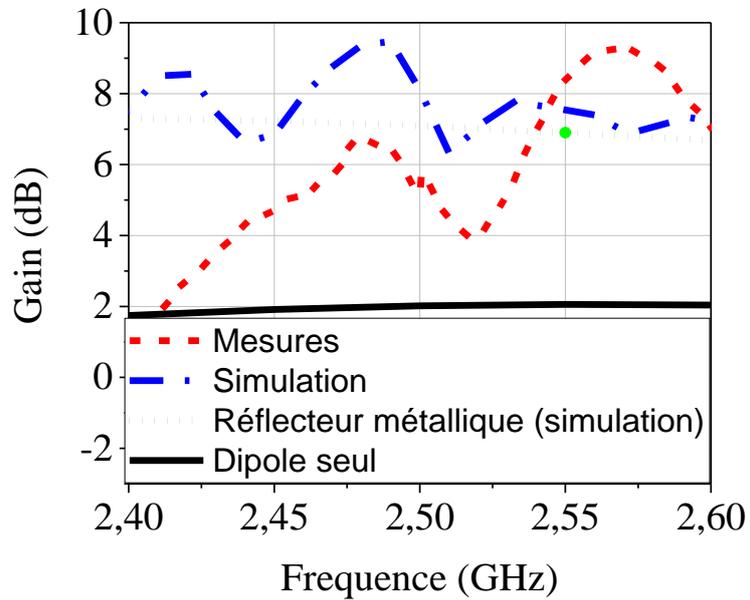
Les diagrammes de rayonnement simulés dans les deux plans E et H sont montrés dans la Figure 4.7. Comme nous pouvons le voir un rayonnement sectoriel avec un diagramme étroit dans le plan E et un diagramme large dans le plan H est obtenu. Les largeurs des diagrammes à mi- puissance HPBW (Half Power Beam Width) sont de  $31^\circ$  dans le plan E et de  $90^\circ$  dans le plan H. Le niveau des lobes latéraux et la polarisation croisée sont inférieur à -20 dB.

#### 4.4 Résultats expérimentaux et discussion

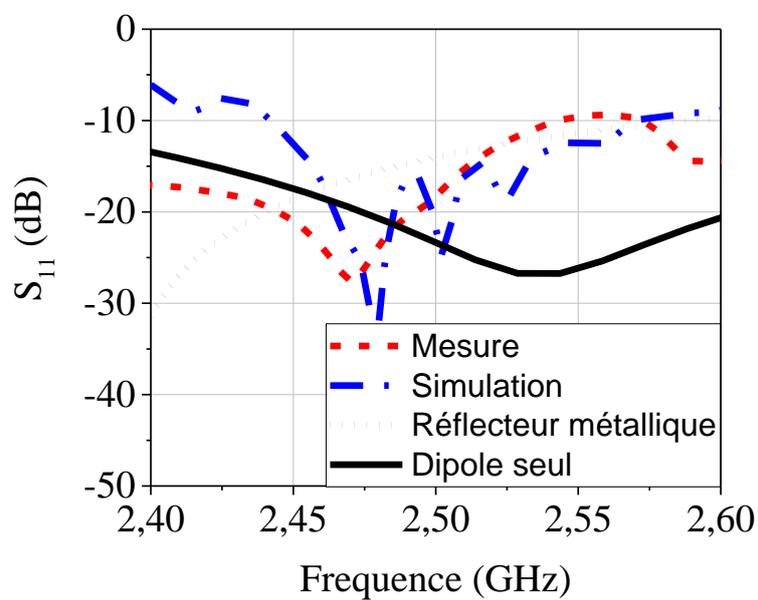
Pour confirmer les résultats de simulation, un prototype a été fabriqué, assemblé et mesuré. La Figure 4.8 montre le prototype complet à partir de plusieurs angles de vue. Chacun des panneaux a été fabriqué en deux morceaux assemblés à l'aide d'une colle forte après un alignement précis. Pour assurer une stabilité à notre structure, nous avons laissé des encoches sous forme rectangulaire dans le diélectrique des quatre panneaux en haut et en bas. Ces encoches ont été insérées dans des trous réalisés à l'intérieur des deux plaques de diélectriques montrées dans la Figure 4.8. Les deux plaques diélectriques rectangulaires tiennent les quatre panneaux en haut et en bas, elles sont dénudées de cuivre pour ne pas affecter le rayonnement de la structure entière. Les trous qui se trouvent sur ces plaques de diélectrique ont été réalisés après avoir imprimé des empreintes de la position exacte des quatre panneaux sur le réflecteur AMC. Pour rendre la structure encore plus rigide et pour pouvoir la mesurer en toute sécurité sans crainte de destruction, quatre cylindres ont été montés entre les deux plaques de diélectrique rectangulaires à l'aide de vis en plastique.

Les résultats de mesure sont montrés à la Figure 4.9 et 4.10 pour le gain, le coefficient de réflexion ainsi que les diagrammes de rayonnement des deux plans. Ce que nous voyons dans la Figure 4.9 est que sa la fréquence qui correspond au maximum de gain mesuré est décalée par rapport aux simulations d'environ 100 MHz. En fait le maximum du gain mesuré se situe à 2.575 GHz tandis que le maximum du gain simulé se situe à 2.475 GHz. Nous pensons que la cause principale de ce décalage en fréquences est due principalement aux tolérances de

fabrication. Dans notre cas qui est celui d'une antenne semi-cylindrique, l'alignement des panneaux ainsi que le positionnement du dipôle sont des facteurs très importants qui peuvent causer ce décalage. En plus de cela nous devons considérer



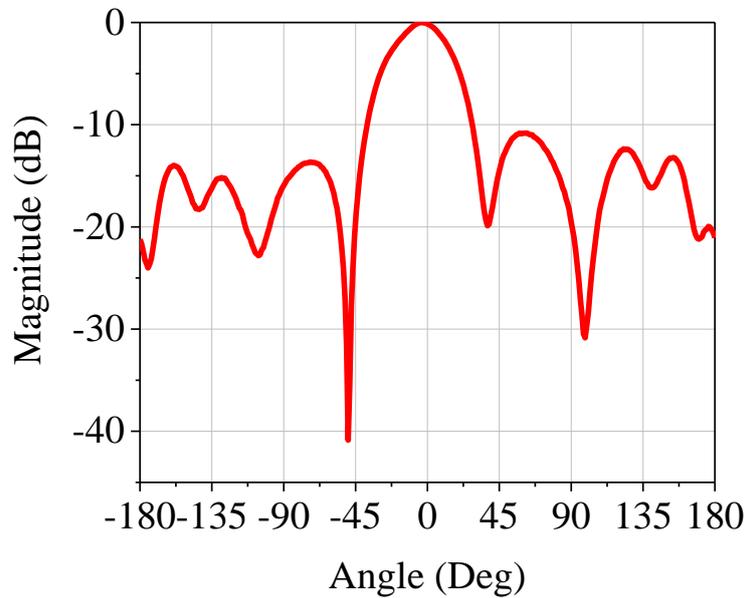
(a)



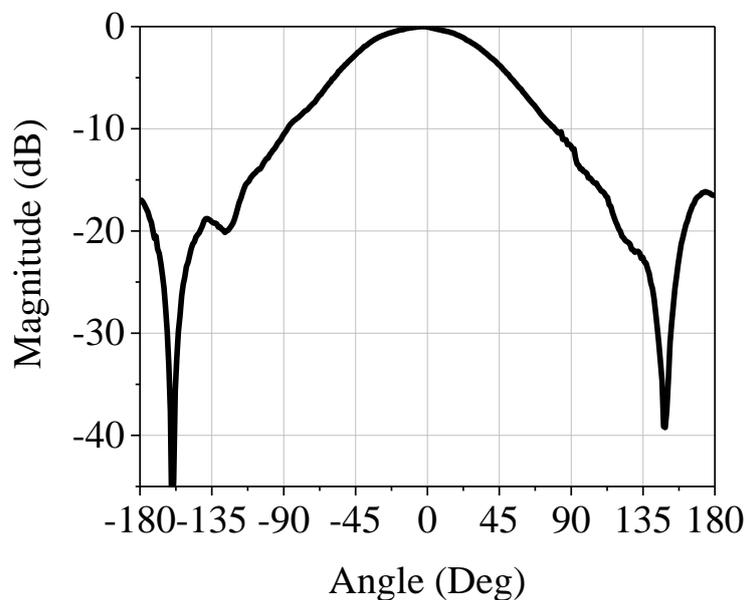
(b)

Fig.4.9: Résultats de mesure du dipôle seul, avec le réflecteur AMC et avec le réflecteur PEC (a) gain et (b) coefficient de réflexion.

l'effet du vide qui se situe entre les deux panneaux intérieurs, ce vide causé par le positionnement du dipôle a été comblé par de fins morceaux de diélectrique, néanmoins les simulations ont indiqué qu'un mauvais positionnement pouvait être



(a)



(b)

Fig.4.10: Diagramme de rayonnement mesuré à 2.575 GHz (a) plan E (b). Plan H

responsable de la dégradation des résultats. Finalement l'épaisseur électrique du diélectrique utilisé pour le réflecteur AMC est très petite par rapport à la longueur d'onde à ces fréquences engendrant une bande AMC très étroite. Cette étroitesse de la bande AMC rend notre structure très sensible à l'alignement des panneaux AMC et à l'alignement du dipôle. Concernant le coefficient de réflexion, nous constatons sur la Figure 4.9 (b) que le  $S_{11}$  est à -10 dB aux fréquences où le gain est maximum. Les diagrammes de rayonnement représentés sur la Figure 4.10 ont été mesurés à la fréquence où le gain est maximum, soit à 2.575 GHz. Les largeurs à mi- puissance sont de 37° et 87° pour les plans E et H respectivement et le niveau de lobe de côté est inférieur à -10 dB dans les deux plans. Mais à part quelques différences entre les diagrammes simulés et les diagrammes mesurés, l'antenne produit une couverture sectorielle avec une couverture assez large dans le plan horizontal.

## 4.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la méthodologie de la conception d'un réflecteur AMC semi-cylindrique. Nous avons montré qu'en faisant une compensation spatiale des retards des phases des ondes incidentes, nous avons pu obtenir un rayonnement sectoriel avec un gain élevé à partir du rayonnement d'un simple dipôle. Les résultats ont montré que le réflecteur AMC est plus efficace qu'un simple réflecteur PEC de même taille. L'amélioration du gain est de 7.5 dBi par rapport au dipôle seul avec des largeurs à mi- puissance du diagramme de 37° et 87° dans le plan E et le plan H.

# CHAPITRE V

---

## ***CONCEPTION ET RÉALISATION D'ANTENNE FABRY-PÉROT À DOUBLE-BANDE AVEC UNE BANDE DE GAIN 3 dB ELARGIE POUR LES APPLICATIONS (WLAN)***

---

### **5.1 Introduction**

Fabry-Pérot est une des techniques les plus populaires qui ont été utilisées pour réaliser des antennes à gain élevé. De manière générale, un résonateur Fabry-Pérot est constitué d'un réseau d'éléments périodiques PRS à deux dimensions imprimé sur un diélectrique déposé à une certaine hauteur d'un plan de masse métallique. La hauteur entre le réseau PRS et le plan de masse métallique qui est souvent celui de l'antenne excitatrice est d'une demi longueur d'onde. Parfois le superstrat n'est pas un réseau d'éléments périodiques mais uniquement un diélectrique dénudé de toutes impressions métalliques, le superstrat peut être également constitué de deux ou de trois couches. Quel que soit la configuration du superstrat, la cavité réalisée entre le plan de masse et le superstrat résonne à une certaine fréquence pour permettre au system de transformer un gain faible d'une l'antenne excitatrice en un gain élevé.

Comme il a été expliqué dans les chapitres précédents, une approximation à rayons optiques peut être utilisée pour décrire le fonctionnement d'un tel résonateur au moyen de réflexions multiples entre le plan de masse et le superstrat. Il a été

montré dans [60] que la condition de résonance d'une antenne Fabry-pérot pour obtenir un gain élevé est :

$$f = \frac{c}{4\pi h} (\varphi_{PRS} + \pi - 2N\pi) \quad (5.1)$$

où

$\varphi_{PRS}$  est la phase du coefficient de réflexion du PRS;

$H$  est la distance entre le PRS et le plan de masse.

Vue le caractère résonateur de cette cavité, celle-ci possède une largeur de bande de gain 3-dB très étroite. Cet inconvénient a été traité dans plusieurs recherches comme il a été mentionné dans le chapitre 3, en utilisant une [17], deux [69] ou trois [20] couches de PRS. Dans ces configurations, une seule bande de fréquence d'opération a été prise en considération; cependant avoir une antenne qui fonctionne sur deux ou plusieurs bandes de fréquences est souvent une option très intéressante qui réduit les couts et qui offre plus de liberté.

Quelques antennes Fabry-Pérot à double-bande ont été développées pour répondre à cette demande. Par exemple, dans [23] une seule couche de PRS a été utilisée tandis que deux couches de diélectrique identiques ont été utilisées dans [21]. Les deux configurations précédentes produisent une phase de réflexion inversée qui offre deux intersections avec la phase optimale. Ces deux intersection représentent deux résonances à deux fréquences différentes, c'est-à-dire à 5.2 et 5.8 GHz pour [21] et à 10.6 et 13.2 GHz pour [23]. Avec le même objectif, une autre contribution à été présentée dans [22]. La particularité de ce travail est que deux ordres de résonance de la même hauteur ont été utilisés pour réaliser une antenne à double-bande, les résultats de gain n'ont malheureusement pas été montrés dans cette dernière recherche. Dans les travaux précédents, certes deux bandes de fréquences ont été considérées mais les deux résonances produisaient toujours des bandes de gain 3-dB très étroites parce que l'intersection entre la phase optimale est la phase de réflexion se faisait toujours à une seule fréquence.

Dans ce chapitre nous allons présenter la conception d'une nouvelle antenne Fabry-Pérot à deux bandes de fréquences 2.4 GHz et 5 GHz pour des applications WLAN (wireless local area network) avec une bande de gain 3 dB élargie sur l'une d'entre elles. Pour cela deux conditions doivent être satisfaites concernant la phase de réflexion de la cellule unitaire:

- avoir une phase optimale qui croise la phase de réflexion à la bande des basses fréquences 2.4 GHz,
- avoir une phase optimale qui croise aussi la phase de réflexion à la bande des hautes fréquences 5 GHz.

Seulement la différence entre les deux bandes de fréquences est que dans la deuxième bande de 5 GHz, la phase de réflexion doit être croissante pour pouvoir améliorer la bande de gain 3 dB. En d'autres termes la phase de réflexion de la cellule unitaire à proposer doit combiner les deux techniques qui ont été précédemment utilisées dans les autres recherches pour obtenir la double résonance ainsi que l'augmentation de la largeur de bande de gain 3 dB. Ces deux techniques sont en fait l'inversion de phase ainsi que la croissance de la phase de réflexion sur une bande de fréquences voulue. Dans cette contribution nous utilisons la croissance de phase uniquement sur la deuxième bande de fréquence. Au moment d'écrire cette thèse, cette technique est utilisée dans une autre contribution sur deux bandes de fréquences pour effectuer un élargissement simultanée des deux bandes de gain 3 dB. Dans ce qui suit nous allons présenter la cellule unitaire proposée pour satisfaire ces deux conditions.

## 5.2 Conception de la cellule unitaire à double-bande

Dans cette conception, la première étape est de considérer la réponse fréquentielle de la phase optimale qui satisfait la condition de résonance de l'équation (5.1) dans la bande de fréquence concernée. Pour ceci, nous avons fixé la hauteur de la cavité  $h$  à 26 mm. Cette hauteur représente une longueur électrique de  $\lambda/4$  à 2.45 GHz et de  $\lambda/2$  à 5.5 GHz.

Après cette étape nous avons conçu la cellule unitaire montrée à la Figure 5.1. Comme nous pouvons le voir, cette cellule est composée de deux couches, sur chacune d'elles nous avons imprimé deux carrés de métal, l'un à l'intérieur de

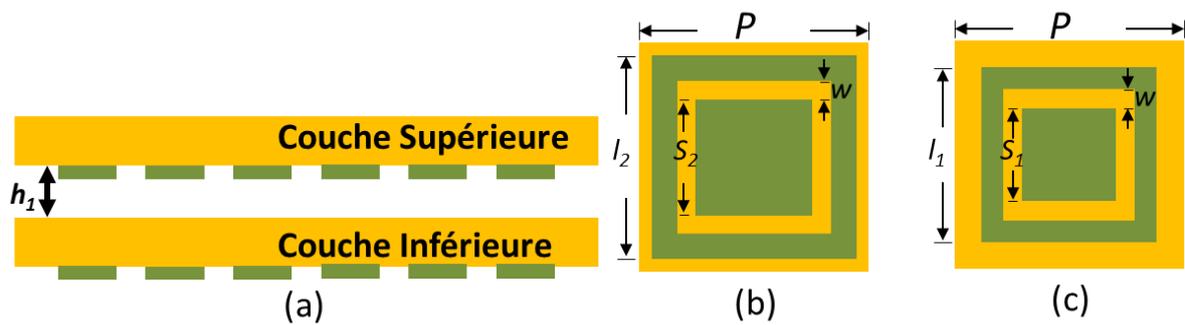


Fig.5.1: Cellule unitaire proposée (a) PRS double-bande a deux couches, (b) cellule unitaire de la couche inferieure, (c) cellule unitaire de la couche superieure.

l'autre, espacés par un vide. Des formes qui ressemblent à celle-ci ont été utilisées dans la conception d'un plan de masse AMC à deux bandes [70]. Nous rappelons que dans notre cas les cellules unitaires sont des cellules FSS qui sont utilisées pour obtenir un comportement PRS et n'ont pas comme il a été fait dans [70] où les cellules unitaires sont endossées par un plan métallique pour obtenir un comportement AMC.

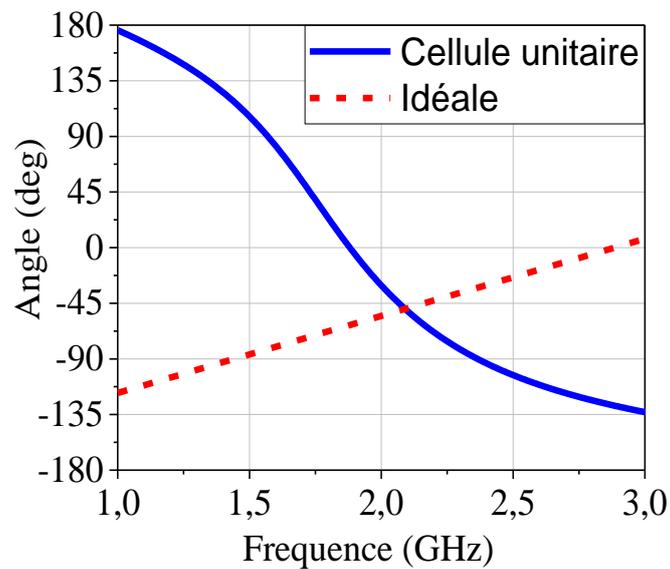
La cellule à double-couche est imprimée sur un diélectrique Rogers RT/duroid 5880 ( $\epsilon_r = 2.2$  et  $\tan\delta = 0.0009$ ) avec une épaisseur de 1.575 mm. La périodicité de la cellule est  $p=23$  mm. Dans [20], il a été montré que par la création d'une cavité entre deux cellule PRS de forme similaires et de dimension différentes une résonance accompagnée d'une croissance de la phase de réflexion pouvait être créer. Ce principe a été exploité dans notre cellule en formant une cavité entre les deux couches comportant le même schéma d'FSS avec des dimensions différentes. Cette configuration nous permet de préserver le comportement double-bande de la cellule tout en ayant une résonance sur la deuxième bande de fréquences accompagnée d'une croissance de la phase de réflexion comme montré à la Figure 5.2.

Pour étudier la réponse fréquentielle de la cellule proposée en amplitude et en phase, un outil de simulation électromagnétique à onde pleine (CST) a été utilisé. Comme mentionné au chapitre 2 dans l'étude des structures périodiques, uniquement une seule cellule unitaire a été étudiée en appliquant les conditions aux limites (Périodique) pour une économie de temps. Les dimensions finales obtenues sont  $l_1 = 19.30$  mm,  $s_1 = 8.8$  mm,  $l_2 = 21.33$  mm,  $s_2 = 11.05$  mm pour la couche supérieure et la couche inférieure respectivement. En comparant ces dimensions,

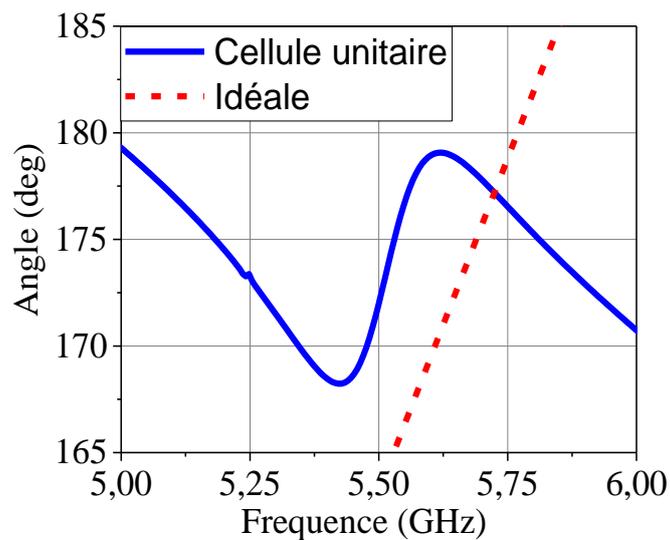
nous voyons que celles de la couche inférieure sont plus grandes que celles de la couche supérieure et ceci pour les deux carrés extérieurs et intérieurs. Le vide entre ces deux carrés est le même pour les deux couches, soit  $w=0.1mm$ .

### 5.3 Caractéristiques de la phase de réflexion de la cellule à deux couches

Les caractéristiques de la phase de réflexion dans les deux bandes pour les



(a)

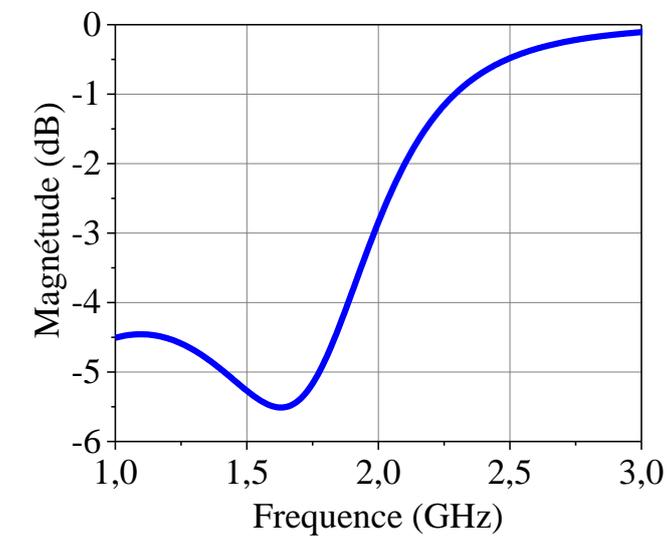


(b)

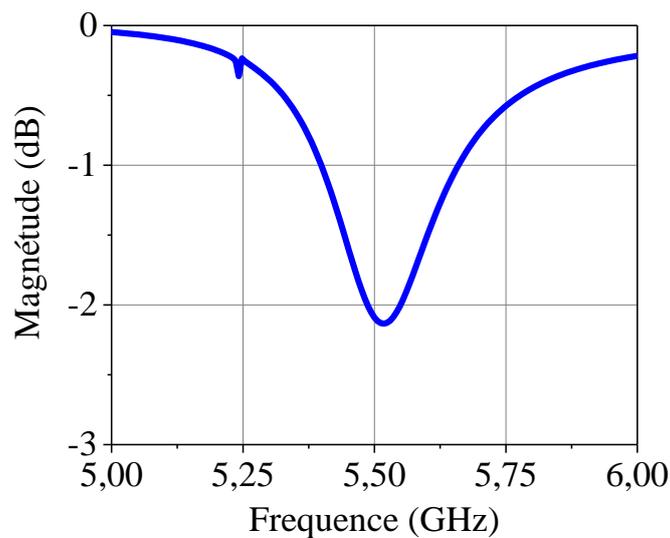
Fig.5.2: Phase de réflexion de la cellule PRS a deux couches, (a) 2.4 GHz, (b) 5 GHz.

dimensions des carrés pour les deux couches citées dans la section précédente sont présentées dans la Figure 5.2. Nous pouvons constater que la phase de réflexion de la cellule unitaire proposée ressemble à un comportement AMC dans les basses fréquences voir Figure 5.2 (b), ce comportement existe également à hautes fréquences comme nous pourrons le voir dans d'autres figures. La différence entre la phase de réflexion dans les deux bandes est qu'elle présente un comportement croissant dans les fréquences élevées aux alentours de 5.5 GHz.

Concernant la phase optimale qui correspond à la hauteur fixée de  $h=26$  mm, la Figure 5.2 montre qu'elle croise la phase de réflexion de la cellule proposée aux



(a)



(b)

Fig.5.3: Amplitude de réflexion de la cellule PRS a deux couches, (a) 2.4 GHz, (b) 5 GHz.

basses fréquences aux alentours de 2.1 GHz et elle suit le comportement de cette phase de réflexion à hautes fréquences. De ce comportement, nous pouvons prévoir une résonance aux basses fréquences et une autre à hautes fréquences. Celle des hautes fréquences sera plus large en fréquences parce la condition de l'équation (5.1) est satisfaite pour une plus large bande.

Les amplitudes de réflexion qui sont représentées à la Figure 5.3 nous montrent que la cellule unitaire se comporte comme une surface partiellement réfléchive. Elle est plus réfléchive aux alentours de la résonance et moins réfléchive à la résonance. Cette figure montre que dans les bandes de fréquences désirées c'est-à-dire à 2.4 GHz et 5.5 GHz l'amplitude de réflexion est supérieure à - 3-dB. Plus la cellule PRS est réfléchive, plus grande sera la directivité de la cavité.

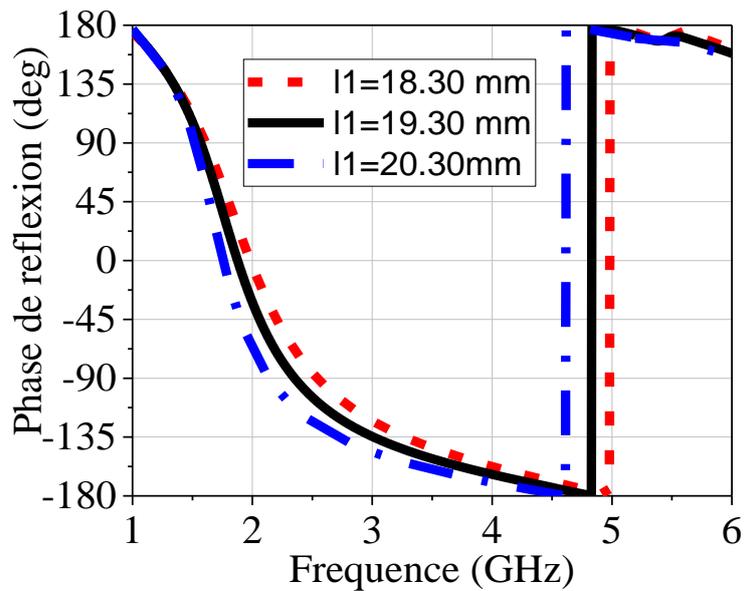
Pour mettre en évidence et pour comprendre les effets de chaque paramètre des dimensions de la cellule proposée sur la phase de réflexion nous avons conduit une étude paramétrique sur ces dimensions. Un changement (de 18.30 à 20.30) mm et (de 20.33 à 22.33) mm pour  $l_1$  et  $l_2$  et (de 7.8 à 9.8) mm et (de 10.05 à 12.05) mm avec pas de 1 mm pour  $S_1$  et  $S_2$  a alors été fait.

Les résultats de cette étude sont montrés à la Figure 5.4 pour les deux paramètres  $l_1$ ,  $l_2$  et à la Figure 5.5 pour les deux paramètres  $S_1$  et  $S_2$ .

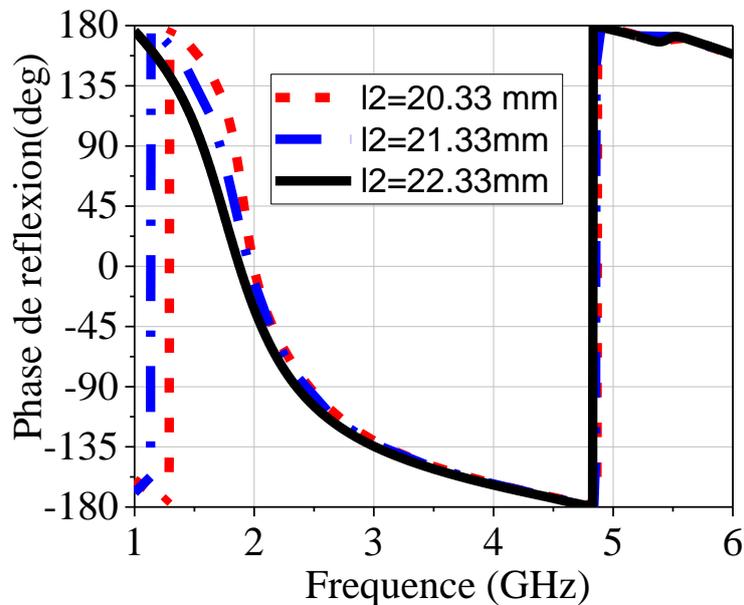
L'étude des deux paramètres  $l_1$  et  $l_2$  qui sont les longueurs des deux carrés extérieurs sur les deux couches de la cellule PRS, montrent que ces paramètres affectent la position de la première bande AMC qui se trouve à des basses fréquences (2.4 GHz) tandis qu'ils n'ont aucun effet sur la deuxième bande qui se trouve à hautes fréquences (5.5 GHz). En changeant la position de la première bande AMC en utilisant ces deux paramètres, nous pouvons contrôler l'intersection de la phase de réflexion avec la phase optimale et ainsi fixer avec précision la fréquence de résonance souhaitée sans affecter la deuxième résonance à hautes fréquences. Ceci représente en fait une liberté considérable dans la conception de notre cellule double-bande.

L'étude des deux paramètres  $S_1$  et  $S_2$  qui sont les longueurs des deux carrés intérieurs sur les deux couches de la cellule PRS révèle un effet très important sur le comportement de la croissance de la phase de réflexion à la deuxième bande. La Figure 5.5 (a) montre l'effet de  $S_1$  sur la phase, la réduction de cette dimension

augmente la bande de fréquences de croissance de la phase de réflexion, ceci est accompagné par un élargissement de la bande de résonance et d'une diminution de la valeur minimale de l'amplitude de réflexion (Non montrée ici). L'augmentation de la bande de croissance de la phase de réflexion est un avantage pour obtenir une large bande de gain 3 dB. Cependant comme cette augmentation est accompagnée



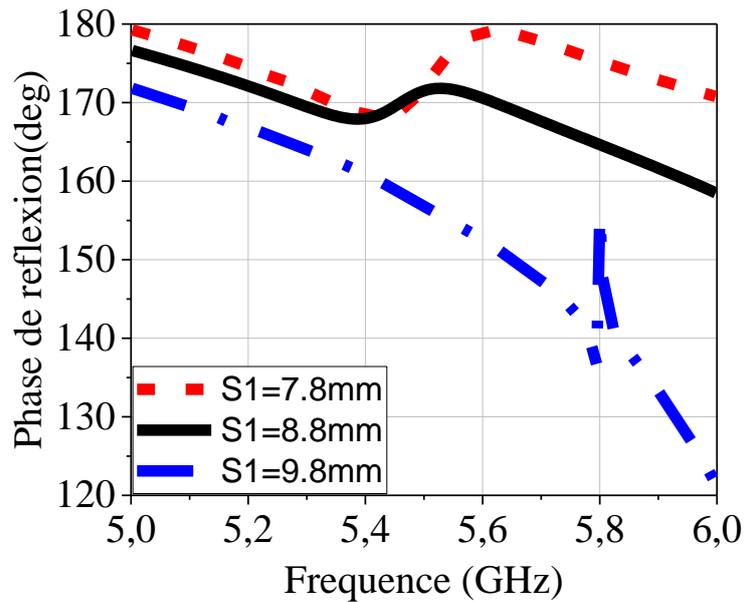
(a)



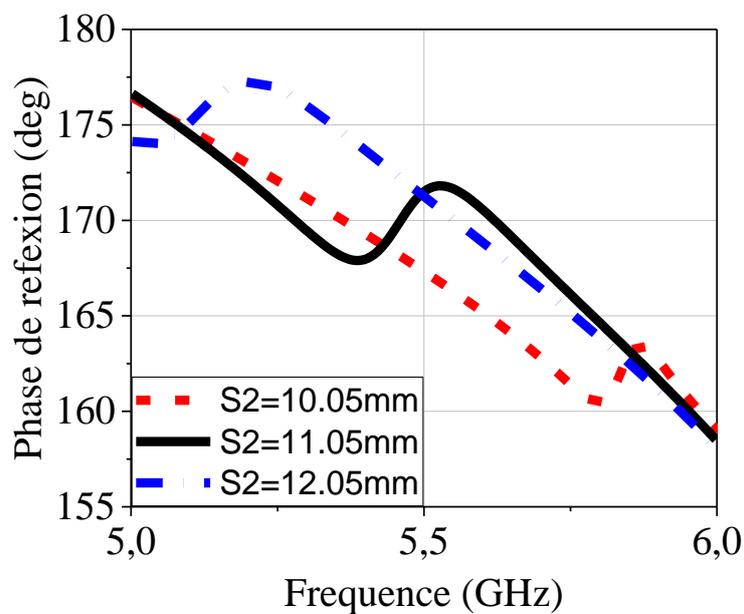
(b)

Fig.5.4: Etude paramétrique, (a)  $l_1$ , (b)  $l_2$ .

d'une diminution de la valeur minimale de l'amplitude de réflexion qui est directement responsable de la directivité maximale, un compromis doit être fait dans ce cas. L'augmentation de  $S_1$  à la valeur de 9.8mm montre une disparition de la croissance de la phase de réflexion. En fait, si les deux carrés intérieurs ont presque les mêmes dimensions, ils n'auront pas deux résonances à deux fréquences rapprochés et de ce fait ils ne créeront pas une résonance accompagnée d'une



(a)



(b)

Fig.5.5: Etude paramétrique, (a)  $S_1$ , (b)  $S_2$ .

croissance de phase comme il est montré à la Figure 5.5 (a).

La Figure 5.5 (b) montre l'effet de  $S_2$  sur la phase. Le changement de ce paramètre fait translater la croissance de la phase de réflexion en fréquences, nous pouvons également voir que plus ce paramètre est petit plus la bande de croissance de phase est petite. Contrairement, plus  $S_2$  est grand plus la bande de croissance de cette phase est grande. Comme pour le paramètre  $S_1$ , nous remarquons une diminution de la valeur minimale de l'amplitude de réflexion qui accompagne l'augmentation de la bande de croissance de la phase de réflexion en changeant  $S_2$ .

Dans le Figure 5.5, uniquement la bande des hautes fréquences a été montrée parce que le changement des deux paramètres  $S_1$  et  $S_2$  n'affecte presque pas le comportement de la phase de réflexion dans la première bande. Comme il a été noté précédemment, nous pouvons noter que l'indépendance de la première bande AMC par rapport à ces deux paramètres nous permet d'ajuster la croissance de la phase de réflexion ainsi que sa position dans la deuxième bande sans affecter la première bande.

En plus de ces paramètres qui ont été étudiés, il y a la hauteur  $h_1$  entre les deux couches de la cellule PRS. Ce paramètre est responsable de l'ajustement des deux bandes AMC ainsi que de leur croisement avec la phase optimale. Ce paramètre est également utilisé pour ajuster la ressemblance de la croissance de la phase de réflexion à la deuxième bande avec la phase optimale. La valeur optimale de ce paramètre est fixée à  $h_1=22.5\text{mm}$ .

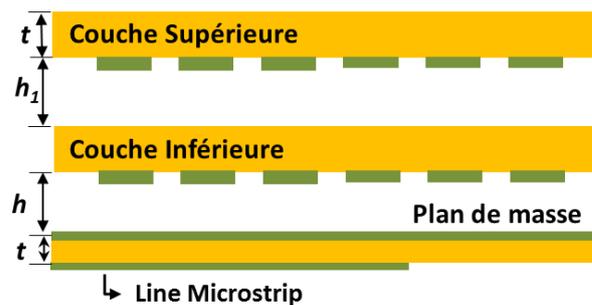
#### **5.4 Conception de l'antenne Fabry-Pérot à double-bande avec large bande de gain 3-dB**

Après avoir conçu la cellule unitaire PRS qui satisfait les deux conditions désirées énumérées au début de la section précédente, une antenne à double fente est utilisée pour alimenter la cavité Fabry-Pérot. L'antenne à double fente est une antenne qui résonne à 2.4 GHz et à 5 GHz grâce à la différence de dimension des deux fentes. Les deux fentes sont réalisées sur un plan de masse métallique et alimentées par une ligne microstrip imprimée de l'autre côté du diélectrique qui supporte le plan de masse métallique. Le diélectrique utilisé pour cette antenne est le même que celui utilisé dans la conception de la cellule unitaire, c'est-à-dire

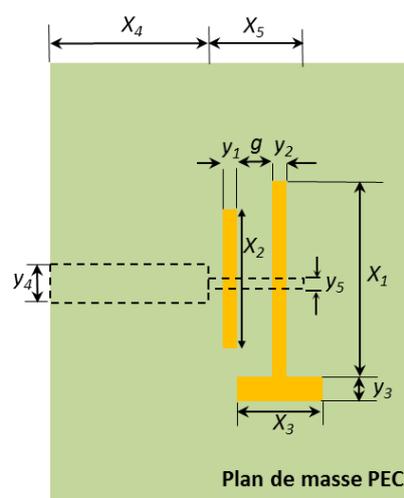
Rogers RT/duroid 5880) avec une épaisseur de 1.575mm. Ce design est inspiré de [71]. Le schéma de l'antenne excitatrice ainsi que celui de la cavité Fabry-Pérot à double-couche sont montrés dans la Figure 5.6. Sur cette figure nous pouvons noter la présence d'une autre fente perpendiculaire à la plus grande fente qui résonne à basses fréquences, cette fente est utilisée comme adaptateur d'impédance pour les basses fréquences tout en maintenant une petite dimension de l'antenne. Après une fine optimisation à l'aide de CST afin d'obtenir les meilleurs adaptations possibles dans les deux bandes de fréquences, nous avons obtenu les dimensions finales suivantes:

$X_1=36.0\text{mm}$ ,  $X_2=30.1\text{mm}$ ,  $X_3=5\text{mm}$ ,  $X_4=73.7\text{mm}$ ,  $X_5=14.1\text{mm}$ ,  $Y_1=Y_2=1\text{mm}$ ,  $Y_3=3.5\text{mm}$ ,  $Y_4=4.7\text{mm}$ ,  $Y_5=1\text{mm}$  and  $g=7.5\text{mm}$ .

Les centres des deux fentes sont décalés par rapport au centre de la ligne



(a)



(b)

Fig.5.6: Schéma de l'antenne proposée, (a) Cavité Fabry-Pérot double-couche, (b) Antenne a deux fentes pour alimenter la cavité Fabry-Pérot.

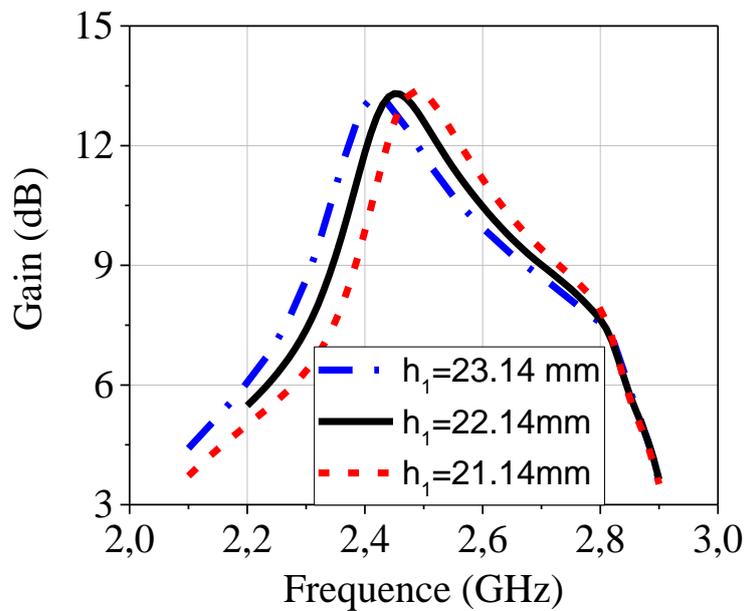
d'alimentation par 0.1mm et 0.3mm pour la grande et la petite fente.

Pour cette antenne à cavité Fabry-pérot, un réseau carré de 6×6 cellules unitaires a été utilisé pour former les deux couches PRS. Ce réseau d'unité PRS est un réseau fini, cependant la caractérisation de la cellule unitaire s'est faite à l'aide du logiciel CST qui considère un réseau infini de cellules unitaires. En plus de cette différence entre le cas idéal et le cas réel, l'onde utilisée par CST est considérée comme étant entièrement plane, ceci n'est pas totalement vrai dans la réalité. Pour ces deux raisons, un ajustement des deux hauteurs  $h$  et  $h_1$  a été effectué. Avant de faire cet ajustement, une étude paramétrique des deux paramètres  $h$  et  $h_1$  a été conduite pour connaître leurs effets sur le gain total de l'antenne. Le paramètre  $h_1$  a été changé entre 21.14mm et 23.14mm avec un pas de 1 mm tandis que paramètre  $h$  a été changé entre 30mm et 31mm avec un pas de 0.5mm.

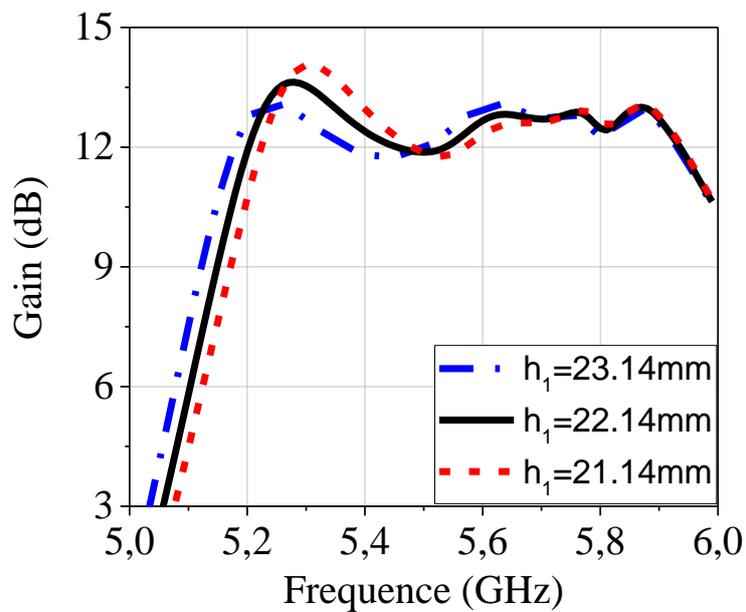
Les résultats de l'étude sont montrés à la Figure 5.7 et à la Figure 5.8. La Figure 5.8 montre que le changement de  $h_1$  affecte la position du gain maximum dans les deux bandes. En fait l'augmentation de sa valeur de 21.14mm à 23.14mm fait translater le gain vers les basses fréquences. La variation de la valeur du gain maximum est légère dans les basses fréquences tandis qu'elle est plus visible dans les hautes fréquences. Cette augmentation est accompagnée par une réduction de la bande de gain 3 dB. Vu que l'augmentation de la valeur de  $h_1$  engendre un décalage du gain maximum vers les basses fréquences dans la première bande, nous pouvons prévoir une dégradation de la valeur du gain maximum si une augmentation excessive de  $h_1$  est effectuée. Cette conclusion est possible parce que l'unité cellulaire est moins réfléchive en basses fréquences comme nous pouvons le voir sur la Figure 5.3 (a).

Le changement de la valeur de  $h$  se traduit par la variation du gain uniquement dans la deuxième bande de fréquences, en fait presque aucun changement a été noté dans la première bande comme nous pouvons le voir sur la Figure 5.8. Ceci montre que le gain de notre antenne est moins sensible à la variation de la hauteur  $h$  de la cavité sur les basses fréquences que sur les hautes fréquences. Dans la deuxième bande, le changement montré à la Figure 5.8 (b) peut être expliqué par le changement des points d'intersection de la phase optimale avec la phase de réflexion de la cellule unitaire. Par exemple, pour  $h= 30$  mm, nous obtenons des valeurs de gain maximum qui se rapproche de 15 dBi, ce maximum

n'a pas été obtenu pour les autres valeurs de  $h$ . Cette augmentation excessive du gain réduit la bande de gain 3 dB. Alors pour obtenir un gain élevé tout en ayant la plus large bande de gain 3-dB sur les deux bandes de fréquences, les valeurs de  $h=30.05\text{mm}$  et de  $h_1=22.14\text{mm}$  ont été choisies comme valeurs optimales. Le gain maximum simulé obtenu avec ces deux valeurs est de 13.5 dBi dans les deux



(a)

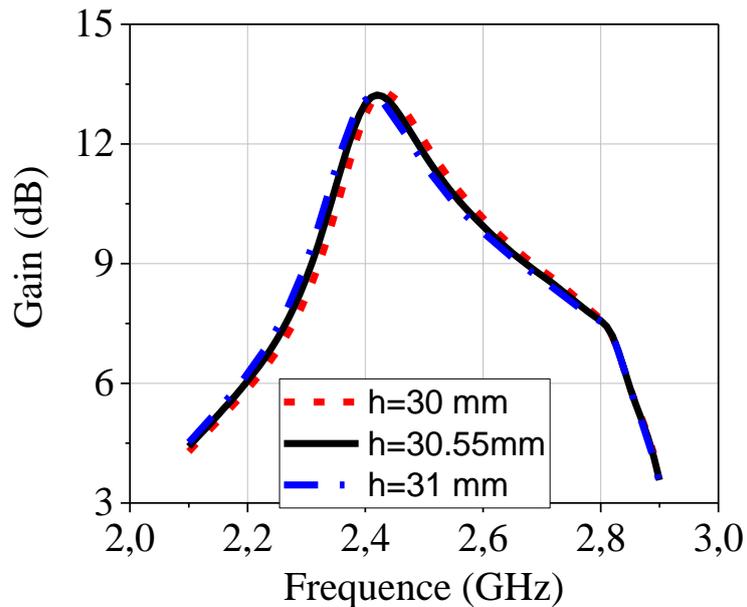


(b)

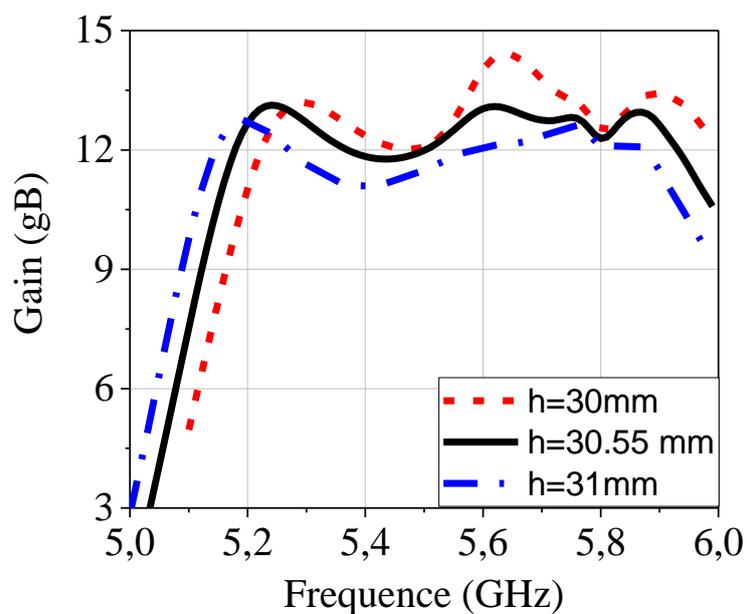
Fig.5.7: Etude paramétrique de  $h_1$ , (a) basses fréquences (b) hautes fréquences.

bandes, ceci représente 9 dBi et 8 dBi d'amélioration de gain dans les deux bandes par rapport au gain de l'antenne seule. La largeur de bande du gain 3 dB est de 9.6% et 14.1% pour la première et la deuxième bande.

Parmi les résultats de simulation obtenus, il y a celui du coefficient de réflexion de l'antenne Fabry-Pérot entière qui est représenté sur la Figure 5.9. Cette



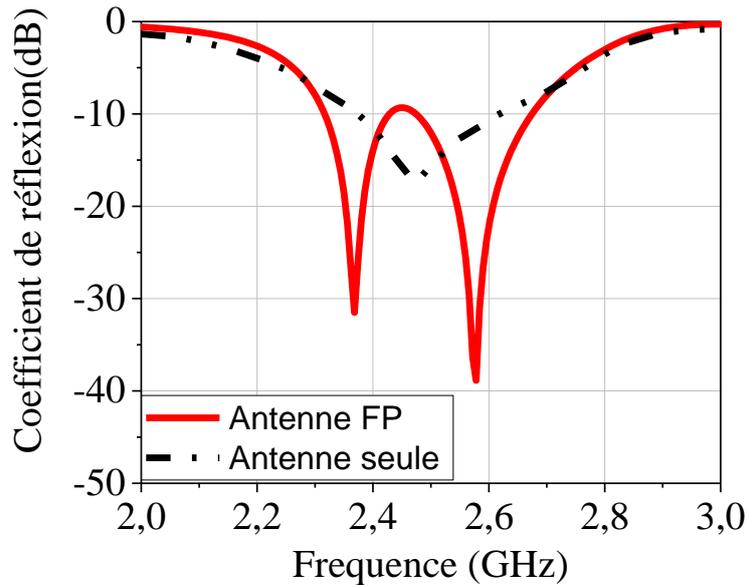
(a)



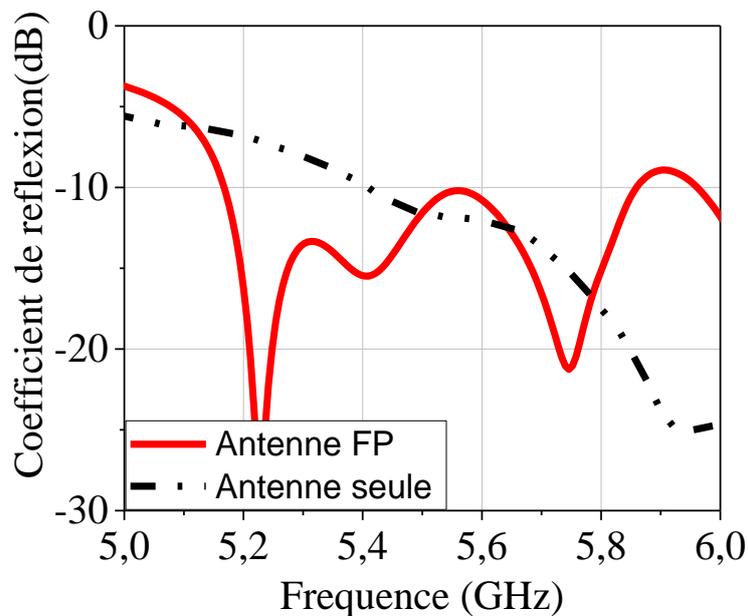
(b)

Fig.5.8: Etude paramétrique de  $h$ , (a) basses fréquences (b) hautes fréquences.

figure montre une bonne adaptation à -10 dB sur les deux bandes. La bande d'adaptation à -10 dB sur la première bande est entre 2.3 et 2.7 GHz, elle est entre 5.19 et 5.82 GHz pour la deuxième bande. Nous remarquons également que la bande d'adaptation sur la première bande a été nettement améliorée par rapport à celle de l'antenne toute seule. Sur la deuxième bande, la bande d'adaptation a été translaté vers des fréquences plus basses par rapport à celle de l'antenne seule. Le



(a)



(b)

Fig.5.9: Coefficient de réflexion de l'antenne FP, (a) basses fréquences (b) hautes fréquences.

plus important est que chacune des deux bandes d'adaptation à -10 dB couvrent correctement chacune des deux bandes de gain 3-dB montrées dans les deux Figure 5.9(a) et 5.9(b).

Les diagrammes de rayonnement de l'antenne Fabry-Pérot dans les fréquences (2.45, 2.5) GHz pour la première bande et dans les fréquences (5.3, 5.7) GHz dans la deuxième bande sont représentés sur la Figure 5.10.

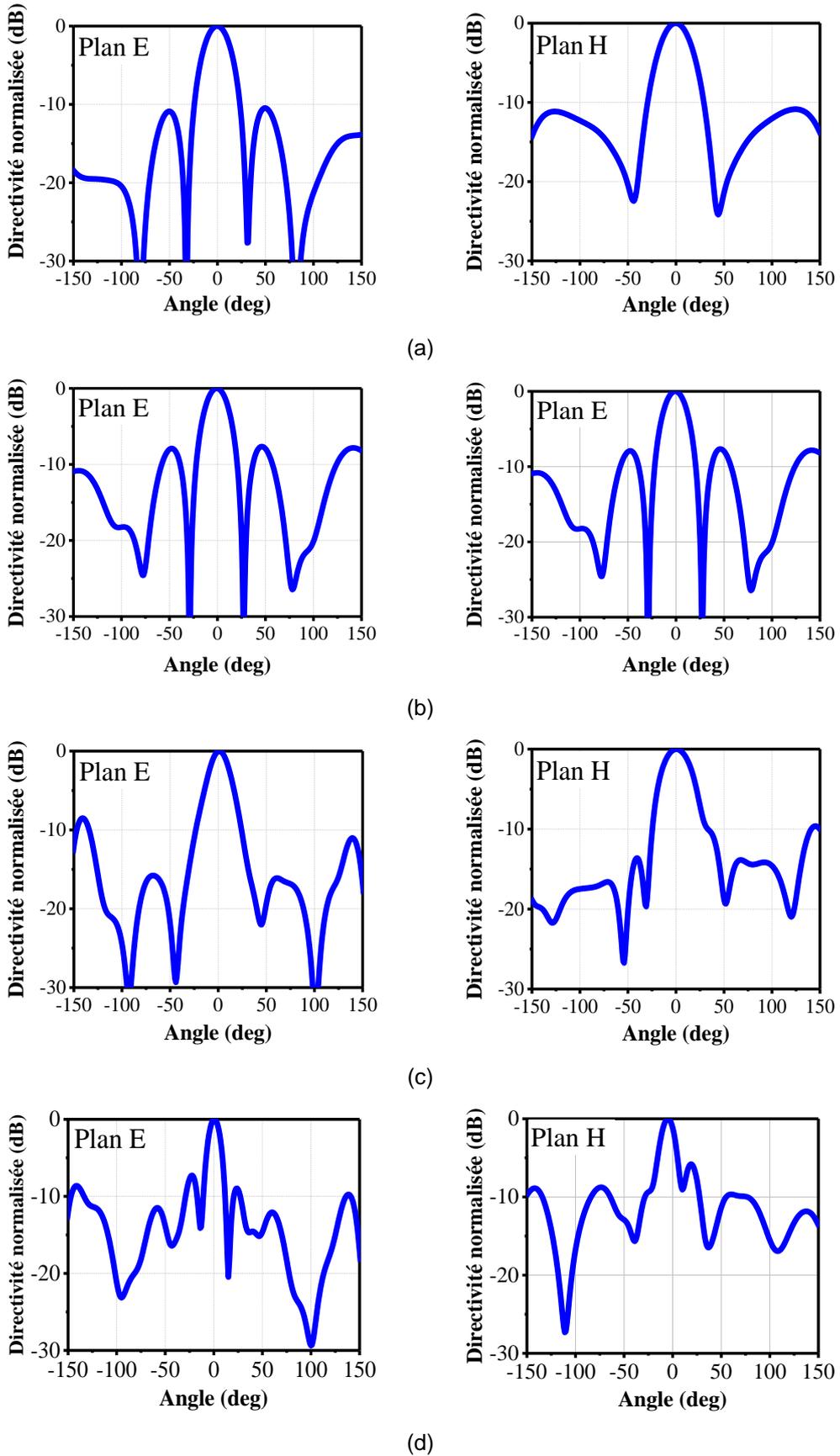
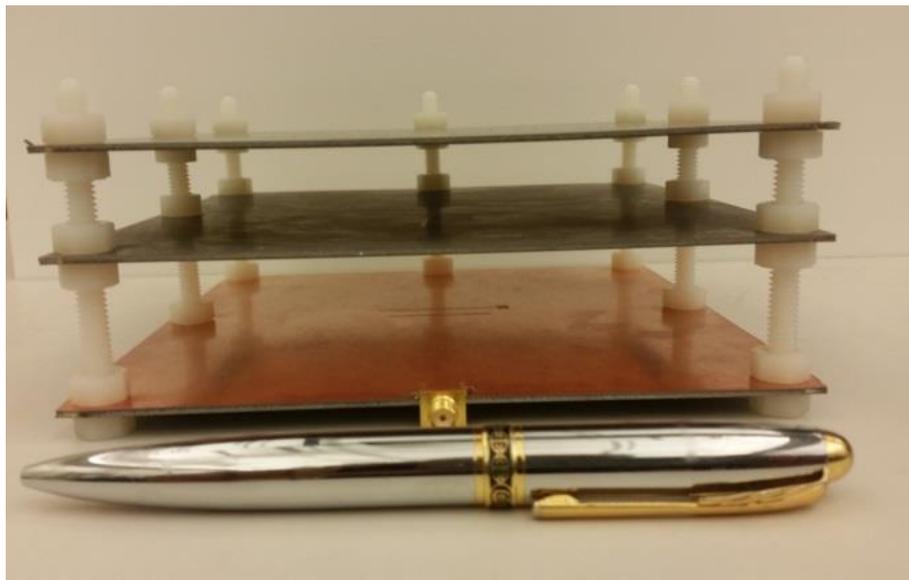


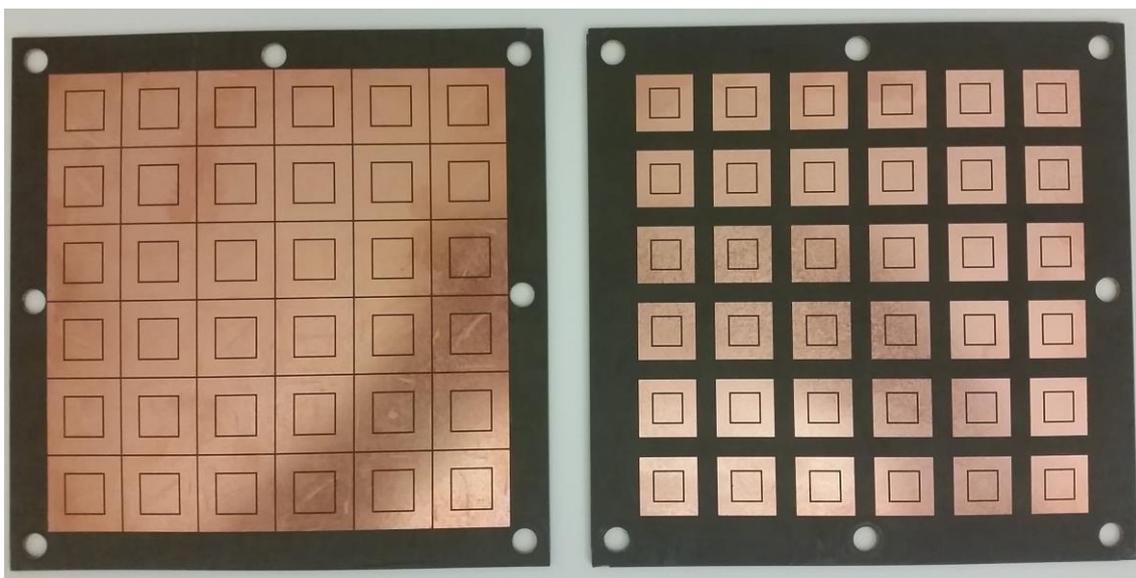
Fig.5.10: Diagrammes de rayonnement simulés de l'antenne FP, (a) 2.45 GHz, (b) 2.5 GHz, (c) 5.3 GHz, (d) 5.7 GHz.

## 5.5 Fabrication et résultats de mesure

Pour valider les résultats de simulation, une antenne prototype a été fabriquée à l'école polytechnique de Montréal en se basant sur les dimensions présentées dans la partie précédente. La Figure 5.11 montre ce prototype fabriqué avec les deux couches PRS qui le constituent. Sur la Figure 5.11 (a), nous voyons six vices en plastiques utilisés pour soutenir les deux couches PRS supérieure et inférieure,



(a)



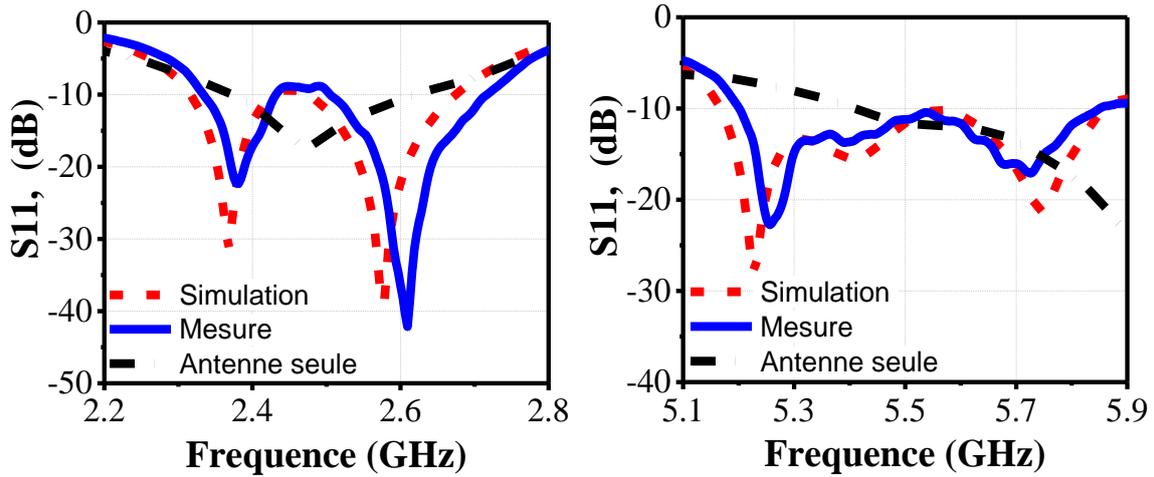
(b)

(c)

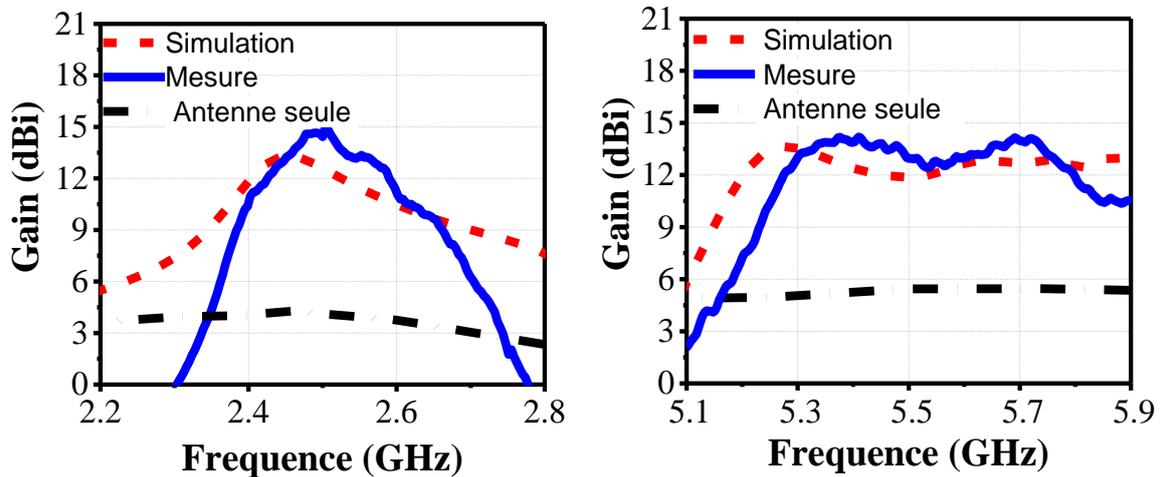
Fig.5.11: Prototype fabriqué, (a) Prototype complet, (b) couche inférieure, (c) couche supérieure.

Ces vis sont également utilisés pour ajuster les dimensions  $h_1$  et  $h$  des deux cavités qui sont montées entre l'antenne et la première couche PRS et entre les deux couches PRS elles-mêmes. Cette figure montre aussi que le prototype fabriqué ne dépasse pas la taille d'un stylo en largeur et sa moitié en hauteur, les dimensions électriques de celui-ci dans les deux fréquences 2.45 GHz et 5.6 GHz sont de  $1.3\lambda_{2.45\text{GHz}} \times 1.3\lambda_{2.45\text{GHz}} \times 0.45\lambda_{2.45\text{GHz}}$  et  $3\lambda_{5.6\text{GHz}} \times 3\lambda_{5.6\text{GHz}} \times 1\lambda_{5.6\text{GHz}}$ . Ces dimensions font de ce prototype une petite structure comparée à d'autres structures à double-bande tel que celle de [23]. Dans la suite de ce chapitre, une comparaison sera faite entre notre structure et quelques autres structures à double-bande et à une seule bande. Le prototype fabriqué a été mesuré dans le **laboratoire de l'INRS** en utilisant un analyseur de réseau. Les résultats de mesure du coefficient de réflexion ainsi que ceux du gain sont superposés aux résultats de simulation et sont montrés à la Figure 5.12. Concernant le coefficient de réflexion, la Figure 5.12 (a) montre une concordance entre les résultats de simulation et les résultats de mesure, le  $S_{11}$  est inférieur à -10 dB dans la bande 2.3-2.7 GHz et dans la bande 5.2-5.85 GHz à part une petite désadaptation à la fréquence 2.45 GHz où le  $S_{11} = -9$  dB. La bande d'impédance est alors de 16% et de 11.7% pour la bande des basses fréquences et pour la bande des hautes fréquences.

La Figure 5.12(b) à son tour, montre aussi une concordance entre le gain simulé et le gain mesuré. Dans la première bande, le gain maximum mesuré est de 14.9 dBi, ce qui représente 1.5 dB de plus que celui simulé, une différence de 1 dB est également notée dans la deuxième bande entre les deux gains. Cette différence de gain est accompagnée d'une petite translation du gain maximum dans les deux bandes vers les hautes fréquences. Cette différence de gain maximum ainsi que cette translation est probablement due à la diminution de la hauteur  $h$  de la première cavité car d'après l'étude paramétrique qui a été conclue auparavant la diminution de cette hauteur engendre une augmentation de gain maximum et une translation vers les hautes fréquences, voir Figure 5.8. La diminution de cette hauteur est une conséquence logique à l'absence d'une vis au centre de la cavité. Ces résultats donnent une bande de gain 3 dB de 7% et de 11% dans les deux bandes de fréquences. Ces deux valeurs sont réduites par rapport aux valeurs simulées à cause de l'augmentation de la valeur du gain maximum dans les deux bandes pour la raison précédemment citée. En comparant la bande d'impédance et la bande de



(a)



(b)

Fig.5.12: Résultats de mesure de l'antenne FP (a) Coefficient de réflexion, (b) Gain

gain 3 dB dans les deux bandes, nous remarquons que les bandes de gain 3 dB est couverte entièrement par les bandes d'impédances.

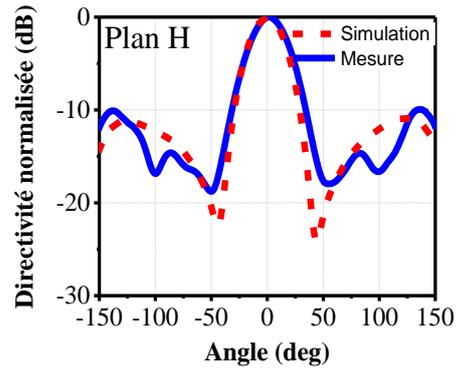
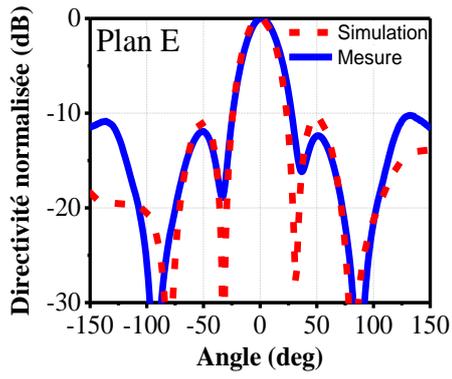
Pour montrer les améliorations des différentes performances de notre antenne proposée par rapport à d'autres antennes Fabry-Pérot simple-bande ou double-bande, une comparaison prenant en compte le gain maximum, la bande de gain 3 dB ainsi que la taille électrique a été faite. La comparaison est présentée dans le tableau 5.1. Si nous comparons notre structure uniquement avec la structure à double-bande [23], nous pouvons dire qu'en termes de bande de gain 3 dB nos

résultats sont nettement supérieurs, en termes de gain maximal, les valeurs sont approximativement les mêmes en termes de taille; notre structure est nettement plus petite que l'autre structure. Par rapport aux autres structures simple-bande, notre structure offre un avantage très important qui est l'opération sur deux bandes; elle a également de petites dimensions électriques, sa bande de gain 3-dB est supérieure à celle de [69] et son gain maximum est supérieur à celui de [17]; cependant, notre structure produit une bande de gain 3-dB assez faible par rapport à [17] et [23] et elle génère un gain plus faible que celui de [69] et [20].

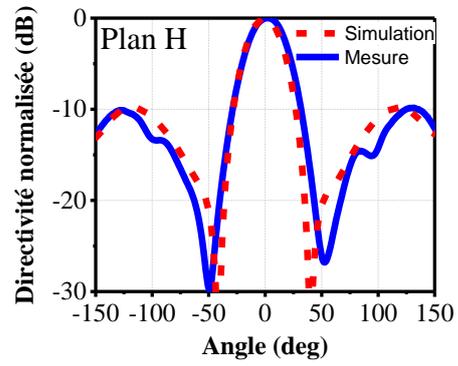
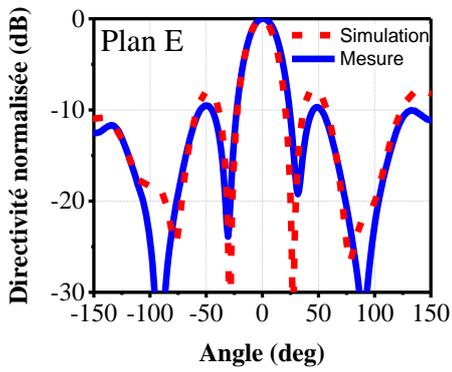
Les diagrammes de rayonnement du prototype fabriqué ont été mesurés pour les fréquences 2.45, 2.5, 5.3 et 5.7 GHz dans la **chambre anéchoïque du laboratoire de l'INRS** et sont superposés aux digrammes de rayonnement simulés dans la Figure 5.13. Cette figure montre une concordance entre les diagrammes simulés et les diagrammes mesurés, le rayonnement à toutes les fréquences est maximale le long du coté large avec une forme symétrique. Le niveau des lobes latéraux est presque inférieur à -10 dB sur toute les fréquences sauf à 5.7 GHz où nous pouvons voir une augmentation de ce niveau, ce phénomène est souvent présent pour les antennes Fabry-Pérot en fin de bande de gain 3 dB.

Tableau 5.1: Comparaison entre la structure proposée et les structure précédentes

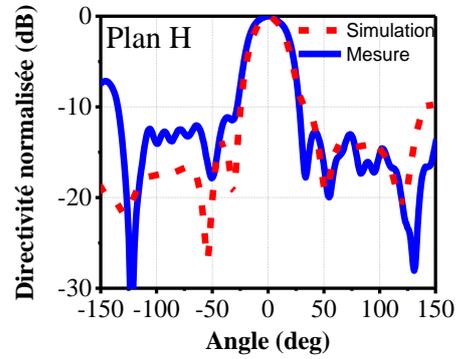
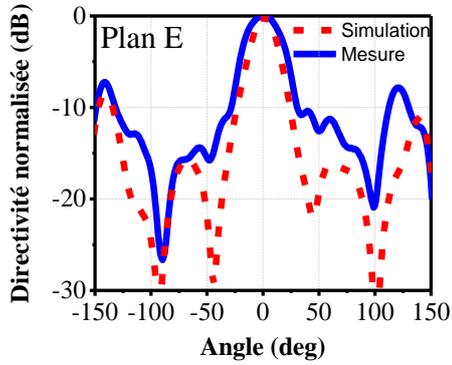
		3-dB Bandwidth		Gain (dBi)		Size	
Single-band	[2]	28 %		13.8		$2.40\lambda \times 2.40\lambda \times 0.5\lambda_{10.5\text{GHz}}$	
	[3]	8 %		18.3		$3.65\lambda \times 3.65\lambda \times 0.5\lambda_{13.7\text{GHz}}$	
	[4]	15 %		20		$4\lambda \times 4\lambda \times 1.5\lambda_{13.7\text{GHz}}$	
Dual-band	[5]	4.5%	4.6 %	14.5	15	$5\lambda \times 5\lambda$ $\times 1\lambda_{10.6\text{GHz}}$	$6\lambda \times 6\lambda \times$ $1.3\lambda_{13.2\text{GHz}}$
	Proposée	7 %	11 %	14.9	14	$1.3\lambda \times 1.3\lambda$ $\times 0.45\lambda_{2.45\text{GHz}}$	$3\lambda \times 3\lambda$ $\times 1\lambda_{5.6\text{GHz}}$



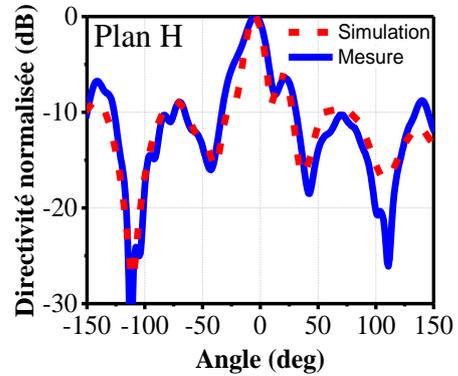
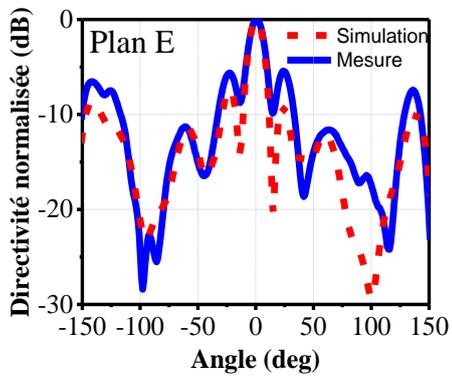
(a)



(b)



(c)



(d)

Fig.5.13: Diagramme de rayonnement mesurés de l'antenne FP, (a) 2.45 GHz, (b) 2.5 GHz, (c) 5.3 GHz, (d) 5.7 GHz.

## 5.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la conception d'une nouvelle antenne Fabry-Pérot à double-bande opérant à 2.4 et 5 GHz avec une bande de gain 3-dB améliorée. La fonction double-bande a été possible en utilisant une cellule unitaire à deux carrés de différentes dimensions pour produire un comportement AMC sur deux bandes de fréquences. En plus de ce comportement AMC double-bande, une phase croissante en fréquences a été introduite dans la deuxième bande AMC en utilisant deux couches de la cellule unitaire précédemment utilisée avec des dimensions différentes. Les résultats de mesuré ont confirmé ceux de simulation. L'antenne à double-bande produit une bande de gain 3 dB de 7% et 11% avec un gain maximum de 14.9 et 14.2 dBi sur les deux bandes. Les deux bandes de gain sont bien couvertes par les deux bandes d'impédances qui sont de 16% et de 11.6%, respectivement.

# CHAPITRE VI

---

## ***CONCEPTION D'ANTENNE FABRY-PEROT ENTIÈREMENT RIGIDE AVEC UNE BANDE DE GAIN 3 dB ELARGIE***

---

### **6.1 Introduction**

Dans le chapitre précédent, nous avons présenté la conception d'une antenne Fabry-pérot a double-bande avec une bande de gain 3-dB élargie. Deux techniques combinées ont été utilisées: le comportement AMC double-bande ainsi que la croissance de phase de réflexion sur l'une des deux bandes. Comme nous l'avons expliqué auparavant, cette deuxième technique a été utilisée séparément à plusieurs reprises par des antennes Fabry-Pérot pour élargir leur bande de gain 3-dB. Pour réaliser une phase de réflexion croissante, plusieurs méthodes ont été utilisées comme cité au chapitre 3. Dans ce chapitre nous allons rappeler très brièvement quelques exemples des antennes qui ont utilisé cette technique pour faire le lien avec ce qui a été fait et ce nous voulons faire. Dans [20], trois couches de substrat avec des patches carrés métalliques de différentes dimensions imprimés sur un seul côté du diélectriques ont été utilisés pour réaliser la croissance de phase. Dans [17], une seule couche de diélectrique au lieu de trois a été utilisée, deux réseaux d'FSS complémentaires comme ceux montrés au chapitre 3 ont été imprimés des deux côtés du diélectrique. Dans cette configuration la phase de réflexion obtenue est aux alentours de  $180^\circ$ , cette phase correspond à une hauteur de cavité d'environ  $\lambda_0/2$ .

Pour réduire cette hauteur, plusieurs couches sur les quelles sont imprimées des AMC et des PRS des deux côtés du diélectrique ont été utilisées dans [69] et [72]. L'objectif était d'obtenir une phase de réflexion croissante différente de  $180^\circ$ , elle était de  $0^\circ$  dans [69] et de  $-65^\circ$  dans [72]. Ces deux phases de réflexion ont permis d'avoir des épaisseurs totales d'antenne égale à  $\lambda/2$  avec des bande de gain 3-dB de 8% et de 10%.

Toutes les antennes qui ont été développées autour de la croissance de phase de réflexion sont basées sur les résonateurs Fabry-Pérot avec des cavités à air, c'est-à-dire qu'il n'y a que de l'air entre le plan de masse et la première couche du superstrat utilisé. Dans les structures à plusieurs couches comme celle de [20] ou de [17], les cavités qui se trouvent entre les couches des superstrats sont également constituées uniquement d'air.

Pour la première fois dans [24], une antenne rigide utilisant une cavité complètement remplie en diélectrique a été réalisée. Le principe de cette conception est de considérer l'ensemble de la couche AMC/PRS ainsi que le diélectrique en dessous de cette couche et jusqu'au plan de masse métallique comme étant une seule cellule unitaire. Dans ce qui suit nous appellerons cet ensemble : cellule globale. La condition que doit satisfaire cette cellule globale qui vient se poser à même le plan de masse métallique de l'antenne est d'avoir une phase de réflexion égale à  $-180^\circ$ , condition tout à fait logique puisque la phase de réflexions d'un plan de masse métallique est de  $-180^\circ$ . Cette technique a permis non seulement d'avoir une structure rigide, mais de réduire l'épaisseur globale de l'antenne à  $\lambda_0/9$ . Cette épaisseur tient compte de l'épaisseur de l'antenne excitatrice qui est de 0.813 mm, l'épaisseur de la cavité est donc de  $\lambda_0/11$ . Le gain maximum obtenu avec cette structure est aux alentours de 13 dBi. L'inconvénient de cette antenne est que la condition de la phase de réflexion ( $-180^\circ$ ) de la cellule globale est satisfaite à une seule fréquence d'opération, soit à 10 GHz. De ce fait, la condition de résonance de la cavité est satisfaite uniquement à 10 GHz, d'où une bande de gain 3-dB très étroite.

Dans ce chapitre, nous allons présenter la conception d'une antenne entièrement rigide à base de cavité Fabry-Pérot avec une bande de gain 3-dB élargie en utilisant une nouvelle technique de la phase de réflexion.

## 6.2 Conception d'une cellule a double-couche entièrement rigide

Dans [24], la cavité Fabry-Pérot résonne à une seule fréquence de 10 GHz grâce à une réponse de phase égale de  $-180^\circ$ . Pour que la cavité puisse maintenir sa résonance, il faut que cette condition soit maintenue sur une large bande de fréquences. Autrement dit, pour obtenir une large bande de gain 3-dB avec une cellule entièrement rigide, il faut concevoir une cellule unitaire ayant une phase de réflexion égale à  $-180^\circ$  sur une large bande de fréquences. Pour cela, nous avons conçu la cellule unitaire présentée à la Figure 6.1.

La cellule proposée est constituée de deux couches AMC/PRS séparées par une couche de diélectrique de hauteur  $h_2$ . Pour obtenir une antenne entièrement rigide, une autre couche de diélectrique de hauteur  $h_1$  a été ajoutée sous la première couche AMC/PRS. Tous les diélectriques qui sont utilisés dans la conception de cette cellule rigide sont de type Rogers 5880 avec  $\epsilon_r=2.2$ . Les épaisseurs des diélectriques dans les différentes couches sont:  $h=1.575$  mm pour les deux couches AMC/PRS,  $h_1=1.83$  mm et  $h_2=0.787$ mm. Ces épaisseurs sont des épaisseurs

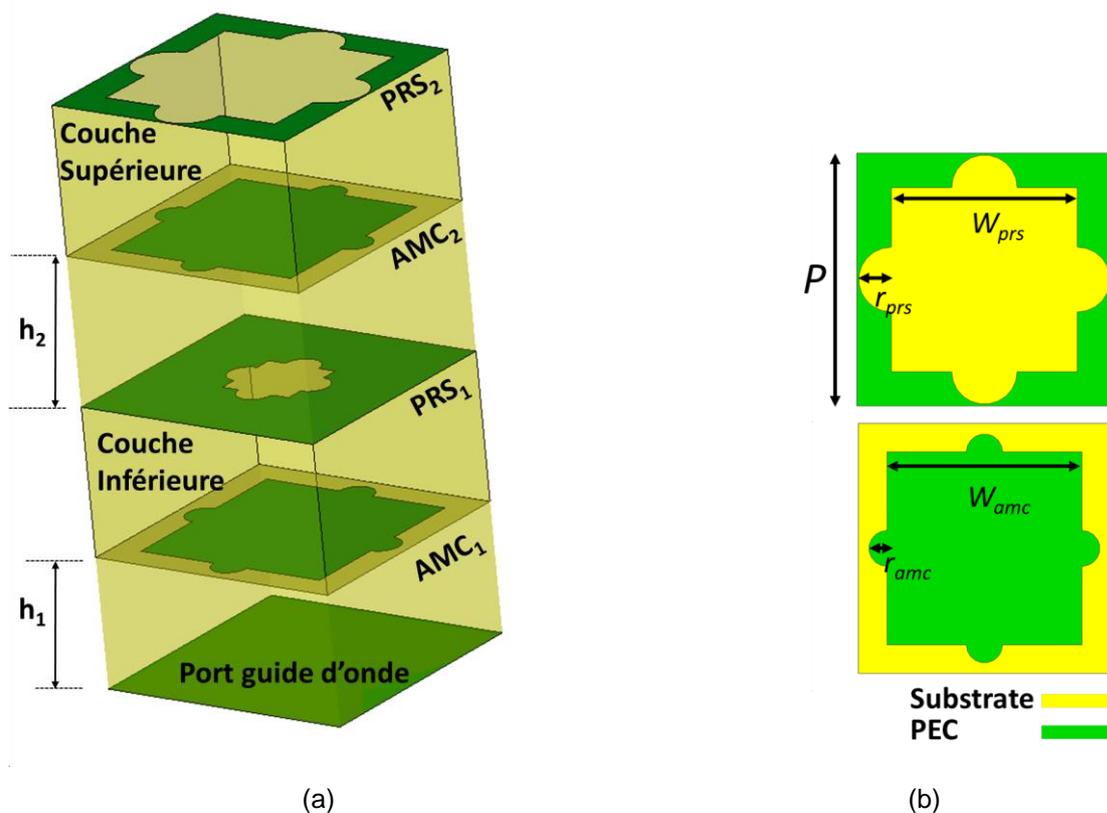
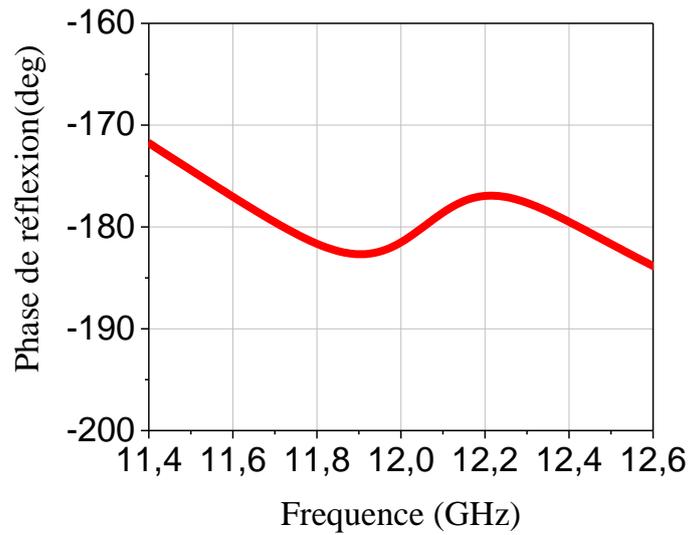


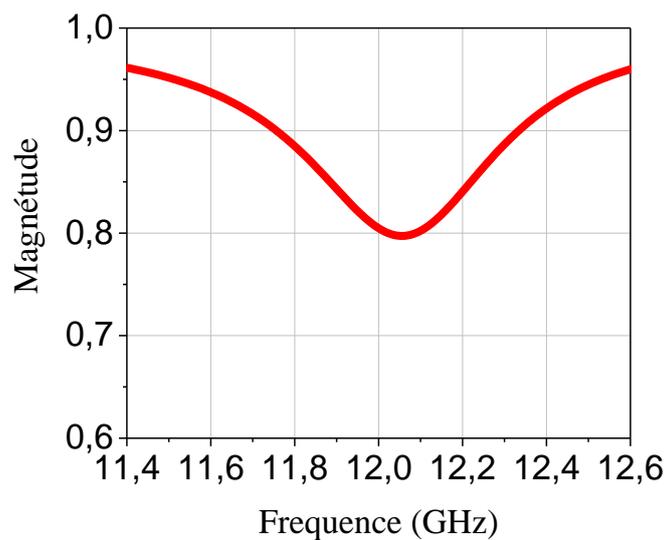
Fig. 6.1: (a) Cellule unitaire AMC-PRS a double couche rempli de diélectrique, (b) Schéma des PRS et des AMC

standard chez la compagnie Rogers sauf  $h_1$  qui est une combinaison de deux épaisseurs standards: 1.575 mm et 0.254 mm.

Les formes AMC/PRS sont imprimées sur les deux côtés du diélectrique pour les deux couches, les AMC et les PRS sont une combinaison de carré et de demi-cercle comme montré à la Figure 6.1 (b). La différence entre les deux est que les AMC sont métalliques tandis que les PRS sont des ouvertures coupées dans le

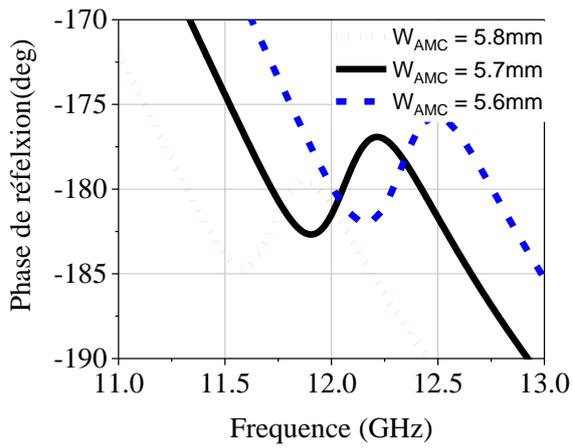


(a)

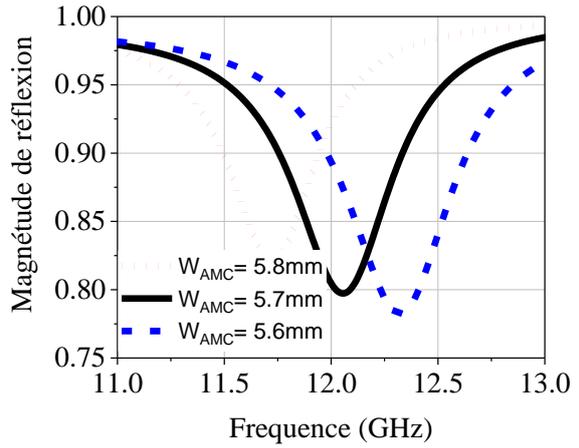


(b)

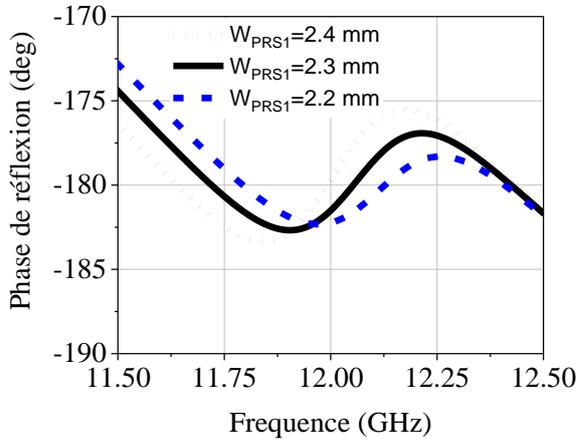
Fig.6.2: Coefficient de réflexion de la cellule double-couche entièrement rigide, (a) phase, (b) magnitude.



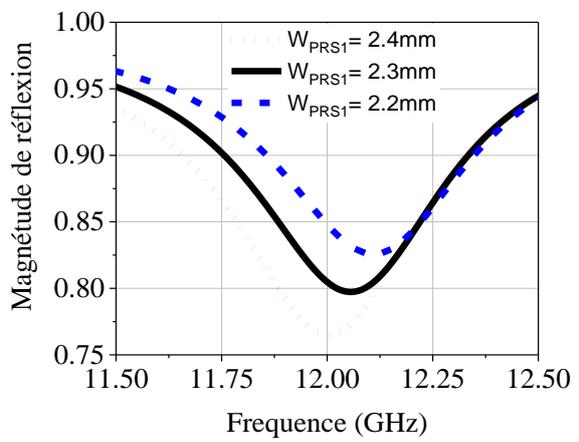
(a)



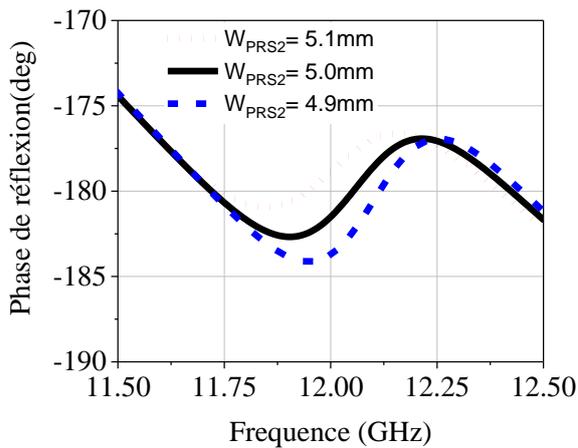
(b)



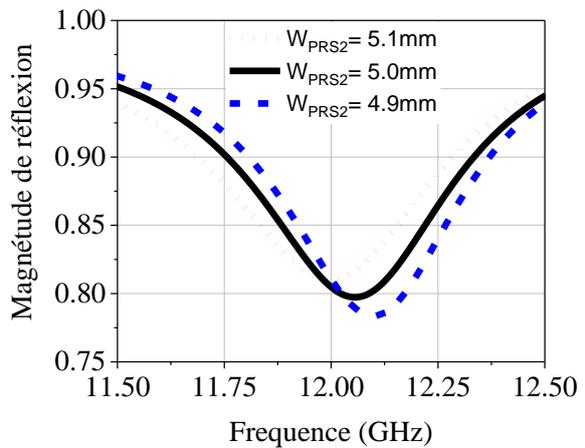
(c)



(d)



(e)



(f)

Fig.6.3: Étude paramétrique de :  $W_{amc}$  : (a) phase, (b) magnitude,  $W_{PRS1}$  : (c), phase (d) amplitude,  $W_{PRS2}$  : (e) phase, (d) amplitude.

métal imprimé sur toute la surface de la cellule. La largeur des carrés  $W_{amc}$  et le rayon  $r_{amc}$  des demi-cercles pour les AMC sont les mêmes dans les deux couches,  $W_{amc}= 5.7$  mm et  $r_{amc}= 0.5$ mm. Les dimensions des PRS dans les deux couches sont différentes et sont données par  $W_{prs1} =2.3$ mm,  $r_{prs1}=0.5$ mm,  $W_{prs2}=5.7$ mm,  $r_{prs2}=0.9$ mm.

Cette cellule a été simulée en utilisant le logiciel CST en appliquant les conditions aux limites. Dans le logiciel, le plan de référence de calcul de la phase de réflexion a été positionné à la surface inférieure de la cellule unitaire globale, voir Figure 6.1 (a). Les résultats de simulation sont montrés à la Figure 6.2.

D'après cette Figure, nous constatons que la phase de réflexion est égale à  $-180 \pm 3^\circ$  dans la bande de fréquences entre 11.6 et 12.6 GHz (1 GHz). Cette réponse croise la valeur de  $-180^\circ$  à trois fréquences à l'intérieur de cette bande. Le cas idéal aurait été d'avoir une phase qui se trouve exactement sur la ligne de  $-180^\circ$ , ceci a été obtenu durant les simulations mais sur une bande de fréquences vraiment très réduite. Malgré cette variation de la réponse de phase obtenue, nous pouvons prévoir trois résonances rapprochées de la cavité Fabry-Pérot aux trois fréquences où la phase de réflexion est égale à  $-180^\circ$ . Concernant l'amplitude de réflexion représentée sur la Figure 6.2 (b), celle-ci est supérieure à 0.8. Cette valeur permet de prévoir un bon gain total de l'antenne.

Avant de présenter les résultats de l'utilisation de la cellule unitaire proposée à l'antenne entière, nous souhaitons présenter les résultats d'une étude paramétrique qui a été conduite sur les différents paramètres de la cellule afin de comprendre leurs effets et leurs importances sur la phase et sur l'amplitude de réflexion. La Figure 6.3 montre les résultats de l'étude des paramètres  $W_{amc}$ ,  $W_{prs1}$  et  $W_{prs2}$ . La Figure 6.3 (a) et (b) montrent que la diminution de  $W_{amc}$  entraîne une translation de la phase et de l'amplitude vers les hautes fréquences tandis que son augmentation la fait traduire vers les basses fréquences. Nous constatons aussi que sa diminution augmente la bande de fréquence où la phase de réflexion croise la valeur de  $-180^\circ$ , ceci est cependant accompagné d'une plus grande divergence de cette phase loin de la valeur de  $-180^\circ$ . Cette remarque est plus visible sur la Figure 6.3 (b) (courbe bleu) de l'amplitude de réflexion qui est plus large en fréquences et moins importante en amplitude que les autres courbes. Sa diminution

excessive induira alors une résonance plus importante, donc plus large en fréquences et plus faible en amplitude. Comme il est connu dans les antennes Fabry-Pérot : moins élevée est l'amplitude de réflexion de la cellule unitaire moins important sera le gain obtenu.

La Figure 6.3 (c), (d), (e) et (f) montre que le changement des deux paramètres  $W_{prs1}$  et  $W_{prs2}$  a un effet inverse sur la phase et sur l'amplitude de réflexion. L'augmentation de  $W_{prs1}$  augmente la résonance, donc diminue l'amplitude de réflexion et augmente la variation de la phase de réflexion. Cet effet est constaté lors de l'augmentation de  $W_{prs2}$ . En réalité l'importance de la résonance est relié au rapprochement des valeurs de ces deux paramètres, plus ils sont rapprochés plus la

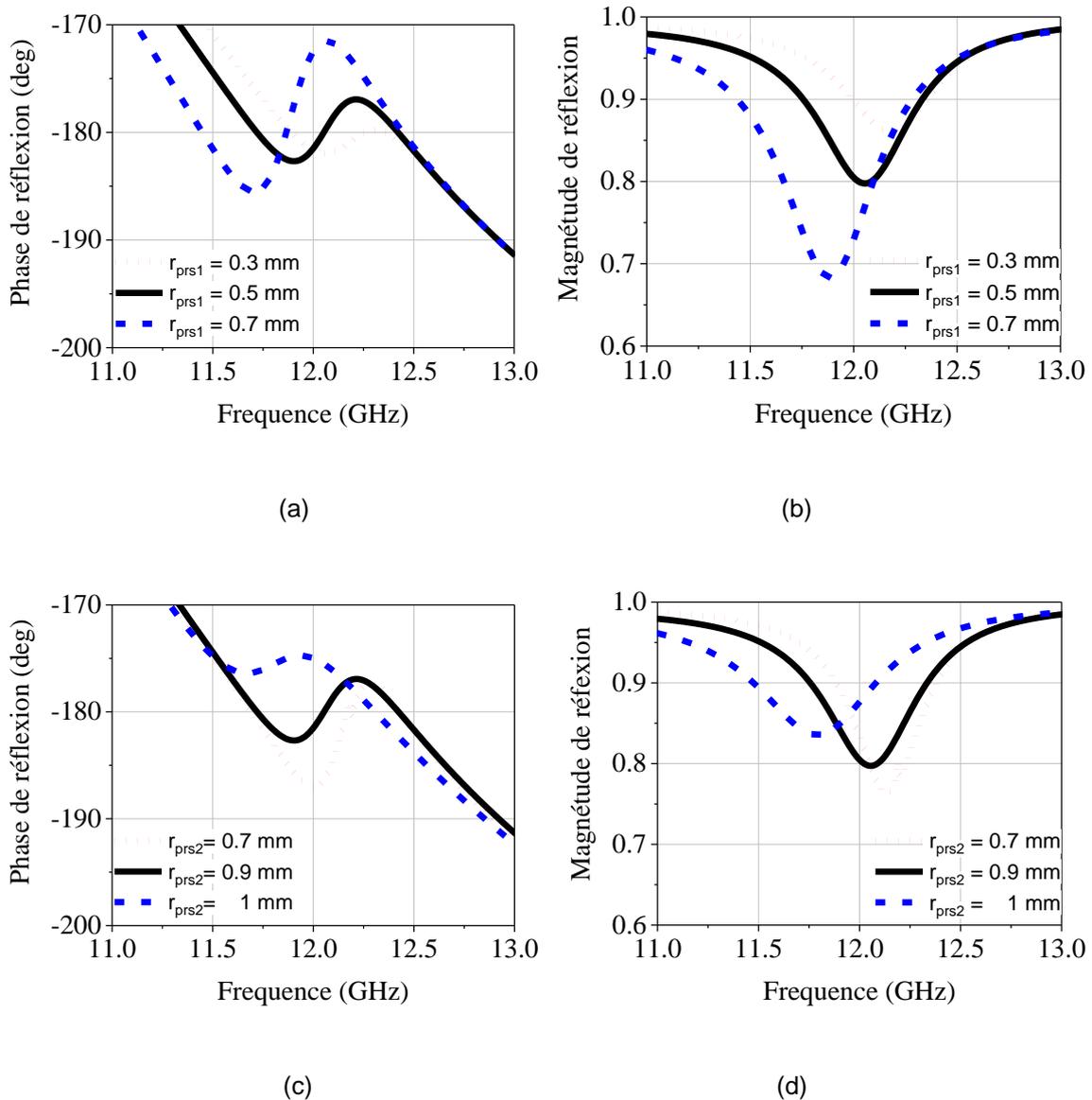


Fig.6.4: Étude paramétrique de :  $r_{PRS1}$  : (a), phase (b) amplitude,  $r_{PRS2}$  : (c) phase, (d) amplitude.

résonance est importante, ceci réduit l'amplitude de réflexion et augmente la variation de phase de réflexion. Pour obtenir une bonne amplitude de réflexion et une phase assez proche de  $-180^\circ$ , les valeurs optimales de  $W_{prs1}= 2.3$  mm et de  $W_{prs2}= 5$  mm ont été choisies. Les résultats des changements des rayons  $r_{prs1}$  et  $r_{prs2}$  des demi-cercles des PRS sur les deux couches sont représentés à la Figure 6.4. Nous remarquons que l'effet de  $r_{prs1}$  ressemble à l'effet de  $W_{prs1}$  et le comportement de  $r_{prs2}$  ressemble à celui de  $W_{prs2}$ . Les valeurs optimales pour ces deux paramètres sont  $r_{prs1} = 0.5$ mm et  $r_{prs2} = 0.9$ mm. Tous comme les paramètres des AMC, l'augmentation de tous les paramètres des PRS translate les caractéristiques de phase et d'amplitude vers les basses fréquences tandis que leur diminution translate

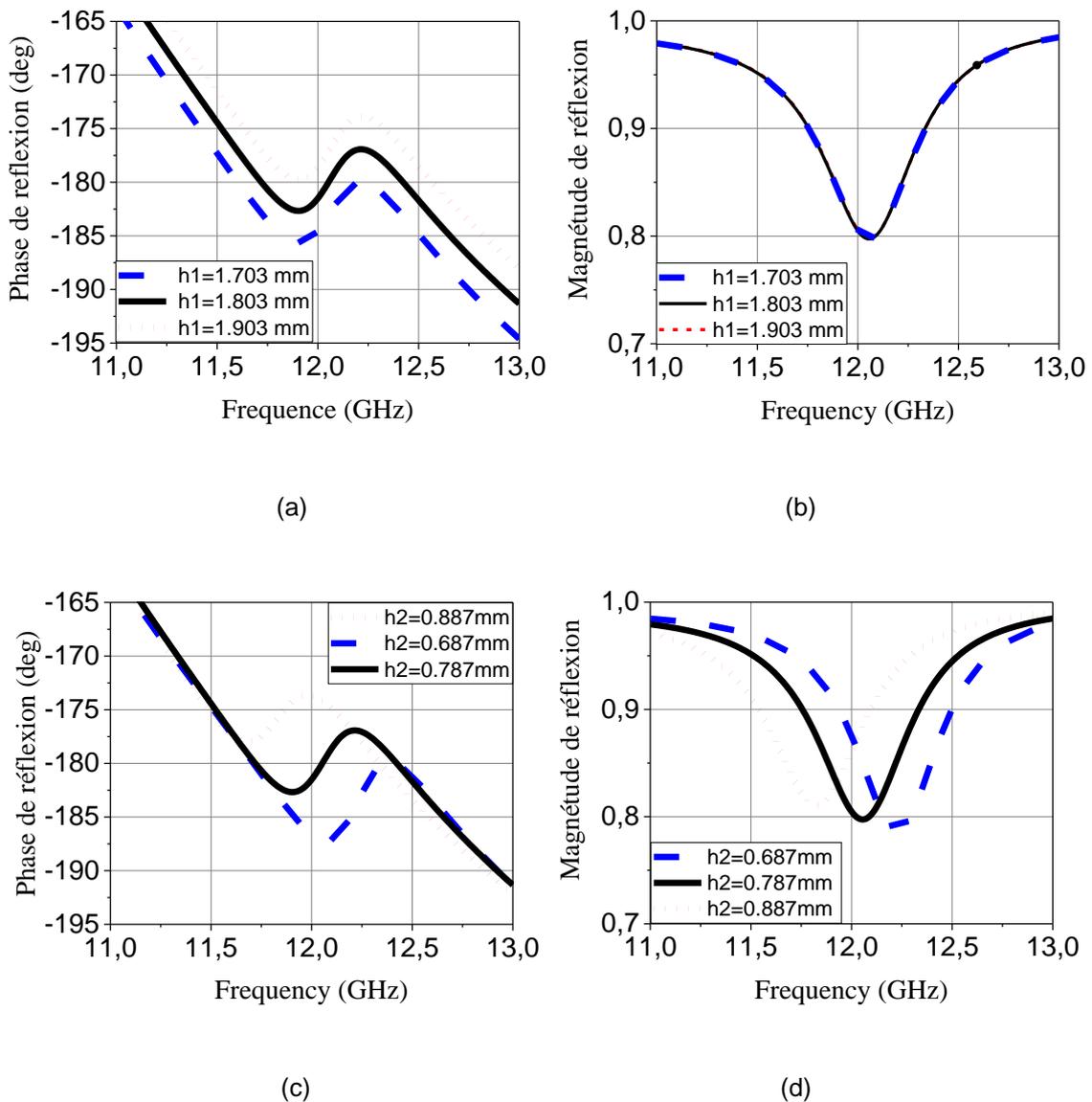


Fig.6.5: Étude paramétrique de :  $h_1$ : (a), phase (b) amplitude,  $h_2$ : (c) phase, (d) amplitude.

ces caractéristiques vers les hautes fréquences.

Une autre étude paramétrique qui a été effectuée, celle des deux hauteurs  $h_1$  et  $h_2$ . Les résultats de cette étude sont représentés sur la Figure 6.5. Ces courbes montrent que le changement de  $h_1$ - la hauteur de la première cavité –n’affecte pas la magnitude de réflexion que ce soit en amplitude ou en fréquence, Figure 6.5 (b). Cette stabilité se traduit par une stabilité dans la bande de fréquences de la phase (la bande de fréquences est toute la bande où la phase de réflexion croise la valeur de  $-180^\circ$ ). Les valeurs de la phase de réflexion augmentent quand  $h_1$  augmente et diminuent quand  $h_1$  diminue, de son côté, l’amplitude de variation de cette phase reste la même pour les trois valeurs de  $h_1$ , la valeur optimale est de  $h_1= 1.803$  mm, voir Figure 6.5(a).

Sur les deux autres Figures 5.6 (c) et (d), nous constatons que l’augmentation de  $h_2$  -la hauteur de la deuxième cavité – engendre une translation de la résonance vers les basses fréquences, sa diminution engendre l’effet inverse. Nous notons aussi que plus la valeur de  $h_2$  est grande, moins la résonance est importante. Ceci se traduit par une diminution de la bande de phase (courbe rouge), la valeur optimale est  $h_2= 0.787$ mm.

### **6.3 Conception de l’antenne Fabry-pérot entièrement rigide avec une bande de gain 3-dB élargie**

Après avoir conçu la cellule unitaire rigide qui possède une phase de réflexion proche de  $-180^\circ$  sur une certaine bande de fréquences, nous avons conçu une antenne à guide d’onde intégré au substrat (SIW - Substrate Integrated Waveguide) à plusieurs fentes pour exciter l’antenne Fabry-Pérot entière. En fait nous aurions pu utiliser une antenne conventionnelle telle qu’une antenne patch comme il a été fait dans [24], cependant cette antenne aurait eu un coefficient de réflexion inférieur à  $-10$  dB sur une bande très étroite. Elle ne pourra donc pas couvrir toute la bande de gain 3 dB. Dans [25], une antenne SIW a été utilisée pour éliminer l’inclinaison du diagramme de rayonnement qui se trouve dans [24] et pour le maintenir dans la direction orthogonale. Comparée à l’utilisation d’une antenne conventionnelle plane, l’utilisation de cette antenne SIW offre des avantages tels que l’élimination de l’inclinaison du diagramme de rayonnement, la diminution du niveau des lobes

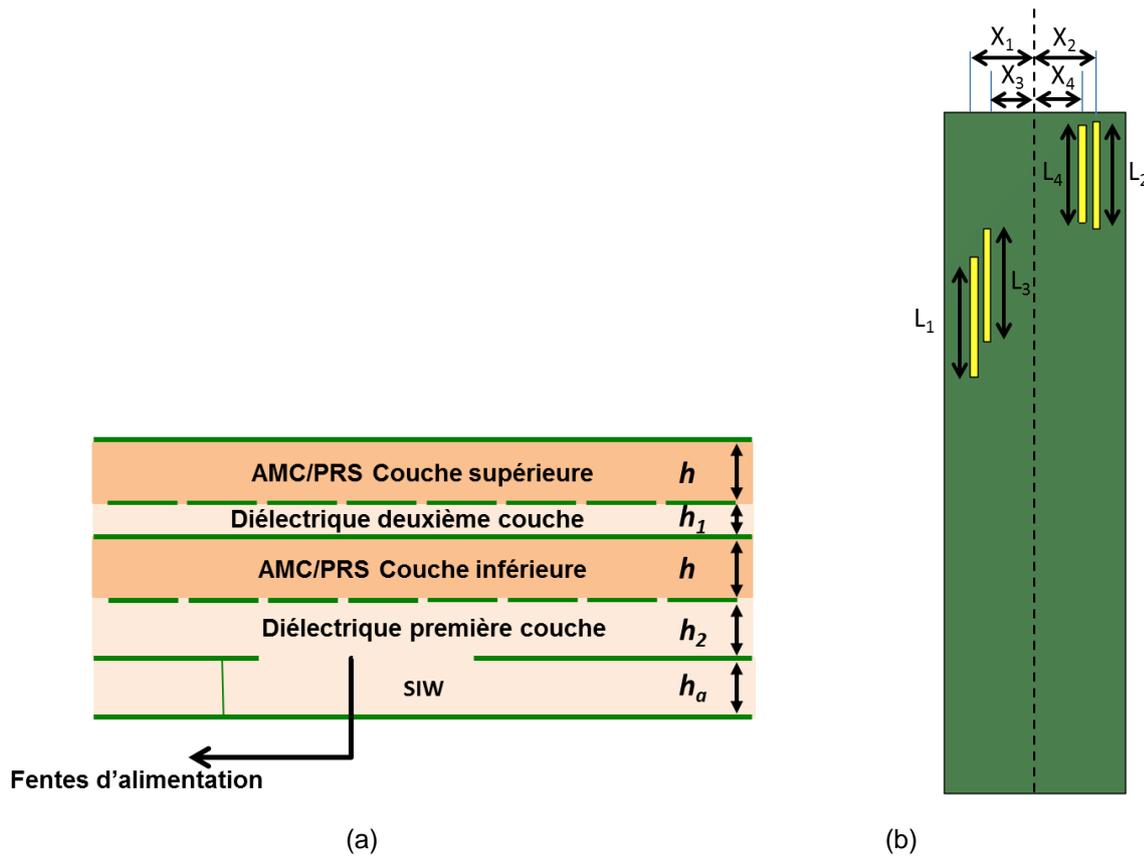
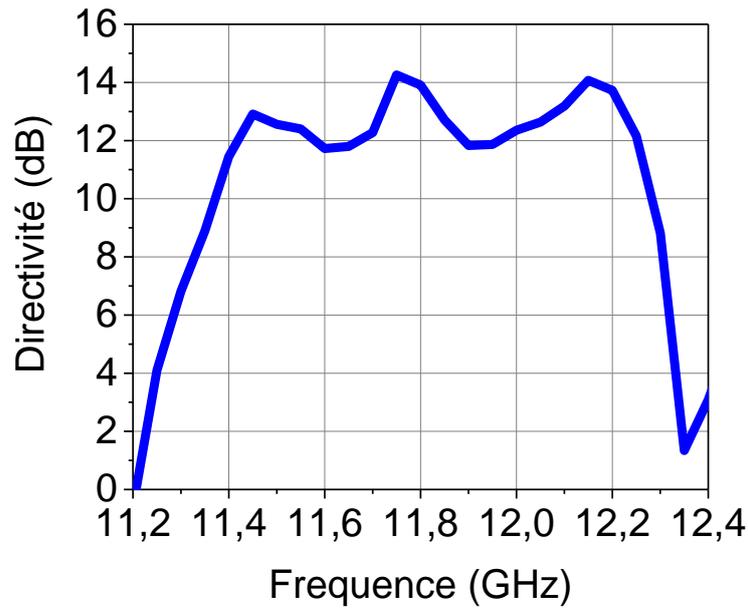
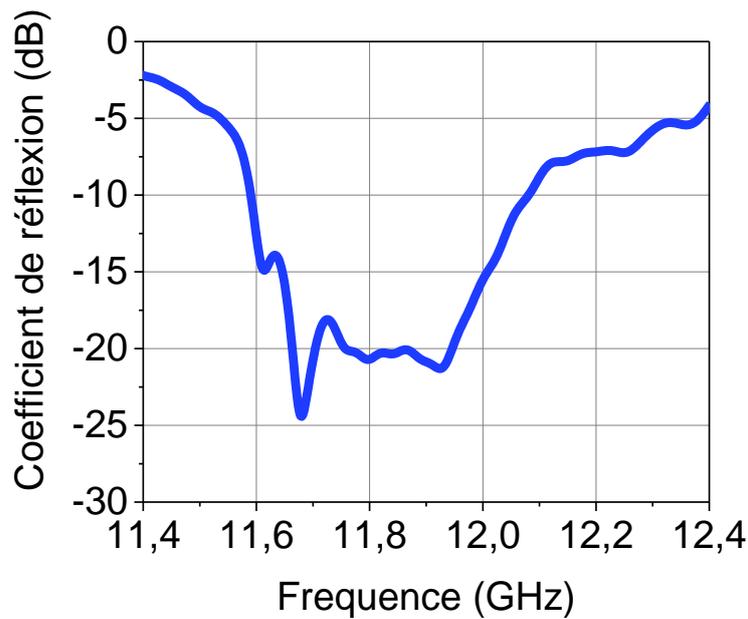


Fig.6.6: Schéma de l'antenne proposée (a) Cavité Fabry-Pérot rigide a double-couche AMC/PRS (b) antenne excitatrice SIW.

arrière et l'isolation de l'antenne des circuits qui se trouvent en dessous d'elle. Pour ces raisons, nous avons préféré utiliser une antenne SIW. En plus de cela, puisque notre objectif est d'obtenir une large bande de gain 3 dB, une antenne possédant une adaptation d'impédance sur une large bande de fréquences est nécessaire. L'antenne conçue est montrée à la Figure 6.6 où quatre slots de différentes longueurs dans différentes positions sont coupés sur le plan de masse métallique du SIW, dans le but de créer plusieurs résonances. Les dimensions des fentes sont:  $L_1 = 8 \text{ mm}$ ,  $L_2 = 7.1 \text{ mm}$ ,  $L_3 = 7.5 \text{ mm}$ ,  $L_4 = 6.5 \text{ mm}$ ,  $X_1 = 4 \text{ mm}$ ,  $X_2 = 4 \text{ mm}$ ,  $X_3 = 3.1 \text{ mm}$ ,  $X_4 = 3 \text{ mm}$ . Les distances de chaque fente par rapport au court-circuit du guide d'onde sont  $Y_1 = 3.9 \text{ mm}$ ,  $Y_2 = 0.6 \text{ mm}$ ,  $Y_3 = 6 \text{ mm}$ ,  $Y_4 = 0.8 \text{ mm}$ , la largeur de toutes les fentes est de 0.6 mm. Le diélectrique utilisé pour cette antenne est Rogers 4003 ( $\epsilon_r = 3.38$ ) avec une épaisseur de 1.524 mm. Dans cette conception nous avons utilisé un réseau de  $11 \times 11$  cellules unitaires globales rigides précédemment conçues pour former les deux couches AMC/PRS comme montré à la Figure 6.5.



(a)



(b)

Fig.6.7: Résultats de simulation, (a) gain, (b) coefficient de réflexion.

Les résultats de simulation sont montrés à la Figure 6.7. Nous constatons sur cette figure que l'antenne proposée délivre une directivité maximale de 14.2 dBi entre 11.4 et 12.3 GHz. Comme prévu nous retrouvons trois pics dans la courbe de directivité qui correspondent aux fréquences où la phase de réflexion est égale à  $-180^\circ$ . La bande de directivité 3 dB obtenue est alors de 7.5%. Dans la conception de

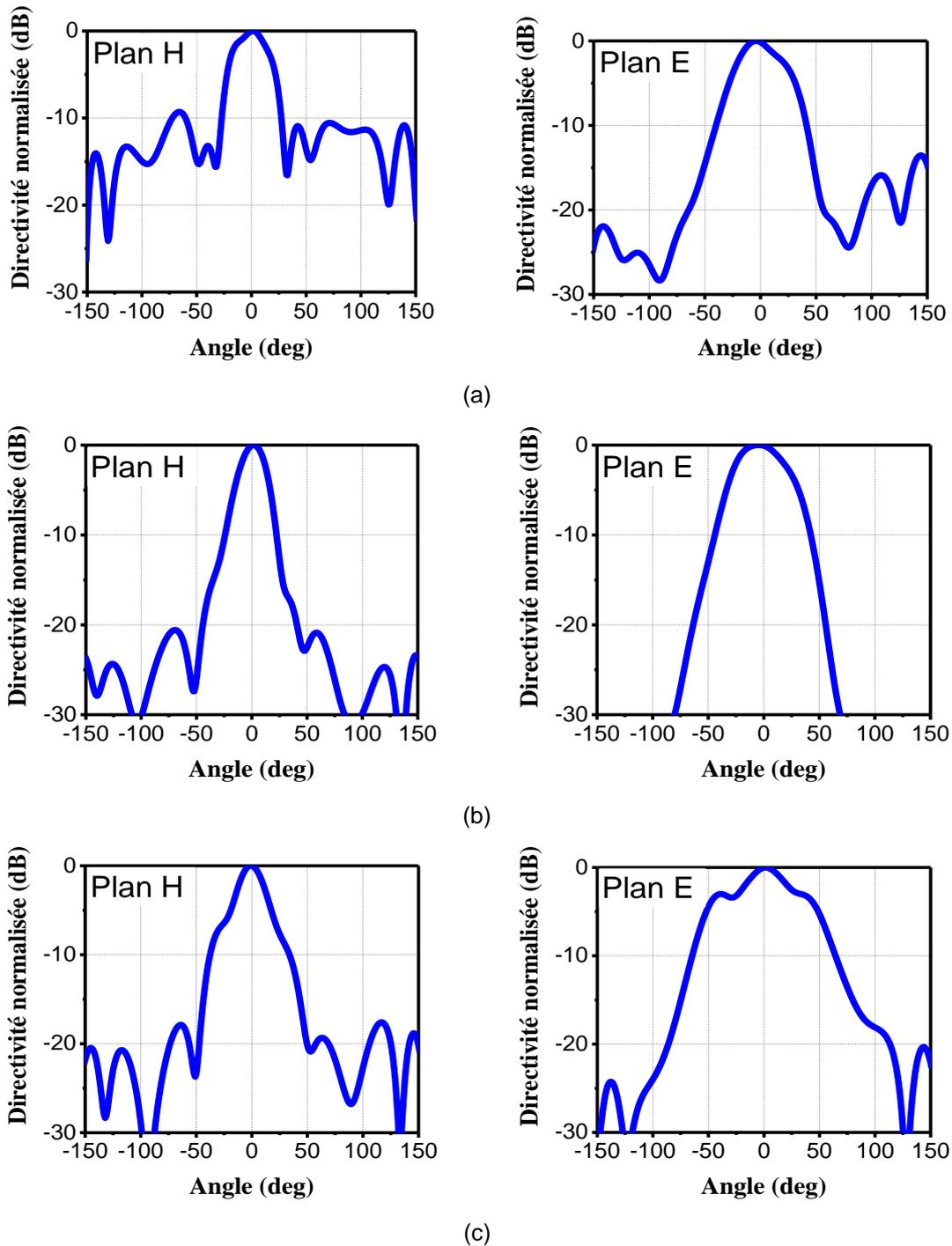


Fig.6.8: Diagrammes de rayonnement simulés de l'antenne FP, (a) 11.6 GHz, (b) 11.8 GHz, (c) 12 GHz.

la cellule unitaire nous avons utilisé une épaisseur  $h1 = 1.83$  mm, tous comme l'antenne Fabry-Pérot qui a été conçue dans le chapitre 5, nous avons été obligé d'ajuster cette hauteur dans la structure complète pour les raisons précédemment citées. La hauteur  $h1$  finalement utilisée est 1.422mm. Cette épaisseur peut être une combinaison des épaisseurs standards 0.787 mm, 0.381mm et 0.254 mm. Dans la

Figure 6.7 (b), nous voyons une large bande d'adaptation -10 dB entre 11.6 et 12.1 GHz. Cette bande représente environ 4% à cette fréquence, comparativement à ce qui a été obtenu par les autres antennes citées auparavant, ceci représente un bon résultat mais pour notre objectif cette bande d'impédance ne couvre malheureusement pas la totalité de la bande de directivité 3-dB obtenue. Sur la Figure 6.8, nous avons représenté les diagrammes de rayonnement à différentes fréquences où nous avons obtenu une bonne adaptation -10 dB; les fréquences 11.6, 11.8 et 12 GHz ont été choisies. Ces diagrammes montrent un bon rayonnement dans la direction orthogonale avec des niveaux de lobes de côté inférieurs à -10 dB dans les deux plans E et H.

## 6.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la conception d'une nouvelle antenne Fabry-Pérot rigide avec une bande de gain 3-dB large. Pour réaliser cette antenne nous avons conçu une nouvelle cellule unitaire rigide qui produit une phase de réflexion égale à  $-180^\circ$  sur une certaine bande de fréquences. La cellule est composée de deux couches d'AMC/PRS imprimés sur les deux côtés du diélectrique. Celle-ci est déposée directement sur le plan de masse de l'antenne excitatrice. Pour obtenir une bande d'impédance large et pour éviter la déviation du diagramme de rayonnement une antenne SIW avec quatre fentes de différentes dimensions a été conçue à cet effet. Les résultats de simulation montrent une bande de directivité 3-dB de 7.5 %, une performance qui n'a pas été obtenue auparavant pour ce genre d'antenne. Ceci dit, la bande d'impédance obtenue ne couvre pas la totalité de cette bande de directivité. Les diagrammes de rayonnements obtenus à 11.6 GHz, 11.8 GHz et 12 GHz sont dirigés vers la direction orthogonale et montrent des niveaux de lobes inférieurs à -10 dB. Cette nouvelle antenne ouvre une porte vers la conception d'antenne rigide avec une large bande de gain 3 dB. Au moment d'écrire cette thèse, un prototype de l'antenne proposée est en cours de fabrication pour valider les résultats obtenus par des résultats de mesure.

## CONCLUSION GENERALE

Dans cette thèse nous avons présenté l'étude et l'application de deux structures périodiques connues sous le nom de structures partiellement réfléchissantes (PRS) et de conducteurs magnétiques artificiels (AMC) dans différents types d'antennes pour différents objectifs.

Comme premier objectif de ce travail, une structure à base d'AMC a été utilisée avec succès pour former un réflecteur semi-cylindrique pour une antenne dipôle à 2.4 GHz. Le réflecteur utilise une technique de compensation de phase en utilisant les dimensions des cellules AMC verticales afin de pallier le décalage de phase entre les ondes. Grâce à cette compensation de phase, un diagramme de rayonnement étroit a pu être obtenu dans le plan vertical. Dans le plan horizontal, un diagramme large a aussi pu être obtenu grâce à la forme du réflecteur. Cette technique de compensation qui a été utilisée pour la première fois dans les réflecteurs AMC semi-cylindrique a permis d'obtenir une augmentation importante de gain maximum. Les simulations et les mesures ont montrés une bonne concordance. Un décalage en fréquences des résultats de mesure par rapport à ceux de la simulation a cependant été relevé à cause de la difficulté de fabrication de la structure.

Le deuxième objectif de ce travail consistait à concevoir une nouvelle antenne Fabry-Pérot à double-bande avec une bande de gain 3-dB élargie. Pour cela, une nouvelle cellule PRS à double couche a été conçue. Les caractéristiques de cette nouvelle cellule unitaire ont démontré qu'il était possible d'introduire une croissance de phase dans une phase de réflexion double-bande. L'intersection de cette phase de réflexion double-bande par la phase optimale a permis d'obtenir deux résonances l'une à 2.4 GHz et l'autre à 5.6 GHz. La croissance de phase sur la deuxième bande a permis à son tour d'élargir la bande de gain 3-dB. Les résultats de mesure confirment une amélioration importante du gain maximum sur les deux bandes et surtout un élargissement de la bande de gain 3-dB sur la deuxième bande. Ces résultats ont également montré des petits changements sur les valeurs des bandes de gain 3-dB à cause des petits changements des hauteurs des cavités. Finalement cette antenne a démontré sa supériorité en termes de bandes de gain 3-dB et en termes de taille électrique par rapport aux structures double bande existantes.

Finalement cette contribution ouvre le chemin vers le développement d'autres antennes Fabry-Pérot multi-band avec des bandes de gain 3-dB élargies sur toutes les fréquences d'opération, la plus simple d'entre elles sera une antenne Fabry-Pérot à double-bande. Pour cette réalisation il faudra concevoir une cellule unitaire avec une réponse de phase AMC à double-bande avec deux croissances sur les deux bandes d'opération.

Le troisième objectif de cette thèse était d'élargir la bande de gain 3-dB pour les antennes Fabry-Pérot rigides. A l'aide d'une nouvelle cellule unitaire conçu à base de deux couches AMC/PRS entièrement rigides, il a été possible de maintenir la réponse de phase égale à  $-180^\circ$  sur une certaine bande de fréquences. Puisque cette cellule était déposée directement sur un plan de masse métallique de l'antenne excitatrice, ce maintien de phase a permis de maintenir la résonance de l'antenne. Les résultats du gain et des diagrammes de rayonnement montrent l'efficacité de cette technique proposée. Pour couvrir la bande de gain 3-dB par la bande d'impédance, une antenne à guide d'onde intégré au substrat avec plusieurs fentes de différentes dimensions a été utilisée. Cette technique utilisée pour la première fois élargie la bande d'adaptation des antennes Fabry-pérot rigide et ouvre un nouveau champ de recherche. Ceci dit, il reste à faire un meilleur choix de l'antenne excitatrice afin d'obtenir une bande d'impédance plus large. En plus de cela une autre antenne de ce type pourra être développée pour produire une meilleure bande de gain 3-dB, actuellement nous pensons à une antenne rigide à trois couches AMC/PRS.

## Travaux futures

Il y a une infinité de possibilité d'utiliser les structures périodiques comme celles qui ont été utilisées dans cette thèse ou bien d'autres structures pour les applications d'antennes.

Par exemple dans la première contribution, le plan de masse était formé de cellule AMC. Une configuration très intéressante pourra être étendue de celle-ci en rajoutant un mur cylindrique réfléchissant pour former une cavité Fabry-Pérot semi-cylindrique. Cette cavité permettra d'obtenir un gain plus important, mais ce qui sera encore plus attractif est la possibilité de réduire la hauteur de la cavité à des petites portions de la longueur d'onde en combinant les AMC et les PRS. Cette combinaison sera utilisée pour la première fois dans une cavité Fabry-Pérot cylindrique.

Concernant les cavités Fabry-Pérot a bande de gain 3dB large, plusieurs nouvelles configurations pourront être imaginées. L'une d'entre elles est la cavité double bande avec des bandes de gain 3dB élargies sur les deux bandes. Dans cette thèse, la technique de croissance de phase a été utilisée uniquement sur une seule bande de fréquence, elle pourra être étendue à plusieurs bandes. En plus de cette fonction, une miniaturisation de la hauteur de la cavité sera un avantage très important. Dans certaine antenne Fabry-pérot existantes, la phase de réflexion du PRS est conçue pour permettre une résonance avec une hauteur de cavité très petite. Malheureusement, ces antennes ne sont proposées qu'à une seule bande de fréquences. Le développement de nouvelle cellule unitaires possédant une réponse de phase avec des croissances de phase sur plusieurs bande de fréquences en plus d'avoir des valeurs de phase permettant la résonance avec des hauteurs très petites, permettra de combiner la largeur de bande de gain 3dB et la petite taille sur plusieurs bandes.

Pour obtenir une stabilité de phase a  $-180^\circ$  dans la dernière contribution, nous avons utilisé deux couches d'AMC/PRS. Il sera plus intéressant de développer une seule couche de diélectrique imprimée de part et d'autre par des FSS résonnants pour obtenir une phase de réflexion de  $-180^\circ$  stable en fréquences. Ceci réduira considérablement l'épaisseur totale de l'antenne.

## LISTE DES RÉFÉRENCES

- [1] D. Serhal, M. Hajj, R. Chantalat, J. Drouet, and B. Jecko, "Multifed Sectoral EBG Antenna for WiMAX Applications," *IEEE Antenna Wireless Propag. Lett.*, vol. 8, pp. 620-623, 2009.
- [2] M. Hajj, R. Chantalat, E. Rodes, E. Arnaud, T. Monediere, and B. Jecko, "Bipolar M-EBG structure for WIMAX base station sectoral antennas," *Electronics Letters*, vol. 46, pp. 319-321, 2010.
- [3] J. Ju, D. Kim, and J. Choi, "Fabry-Perot cavity antenna with lateral metallic walls for WiBro base station applications," *Electronics Letters*, vol. 45, pp. 141-142, 2009.
- [4] M. Hajj, D. Serhal, R. Chantalat, and B. Jecko, "New Development Around M-PRS Antennas for Sectoral Coverage of Telecommunication Networks With Dual Polarization," *IEEE Antenna Wireless Propag. Lett.*, vol. 8, pp. 670-673, 2009.
- [5] H. Chreim, M. Hajj, E. Arnaud, B. Jecko, C. Dall'omo, and P. Dufrane, "Multibeam Antenna for Telecommunications Networks Using Cylindrical EBG Structure," *IEEE Antenna Wireless Propag. Lett.*, vol. 8, pp. 665-669, 2009.
- [6] G. K. Palikaras, A. P. Feresidis, and J. C. Vardaxoglou, "Cylindrical electromagnetic bandgap structures for directive base station antennas," *IEEE Antenna Wireless Propag. Lett.*, vol. 3, pp. 87-89, 2004.
- [7] S. R. Best and D. L. Hanna, "Design of a broadband dipole in close proximity to an EBG ground plane," *IEEE Antennas Propag Magazine.*, vol. 50, pp. 52-64, 2008.
- [8] M. Z. Azad and M. Ali, "Novel Wideband Directional Dipole Antenna on a Mushroom Like EBG Structure," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 56, pp. 1242-1250, 2008.
- [9] L. Akhoondzadeh-Asl, D. J. Kern, P. S. Hall, and D. H. Werner, "Wideband Dipoles on Electromagnetic Bandgap Ground Planes," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 55, pp. 2426-2434, 2007.
- [10] M. F. Abedin and M. Ali, "Effects of EBG reflection phase profiles on the input impedance and bandwidth of ultrathin directional dipoles," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 53, pp. 3664-3672, 2005.
- [11] Y. Fan and Y. Rahmat-Samii, "Reflection phase characterizations of the EBG ground plane for low profile wire antenna applications," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 51, pp. 2691-2703, 2003.

- [12] Z. Yong-Wei, Y. Guo-Min, and Z. Li-Rong, "Gain enhancement of bow-tie antenna using fractal wideband artificial magnetic conductor ground," *Electronics Letters.*, vol. 51, pp. 315-317, 2015.
- [13] L. Ying, H. Yuwen, and G. Shuxi, "Low-profile high-gain slot antenna with Fabry-Pérot cavity and mushroom-like electromagnetic band gap structures," *Electronics Letters.*, vol. 51, pp. 305-306, 2015.
- [14] G. Li, H. Zhai, L. Li, C. Liang, R. Yu, and S. Liu, "AMC-Loaded Wideband Base Station Antenna for Indoor Access Point in MIMO System," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 63, pp. 525-533, 2015.
- [15] P. Prakash, M. P. Abegaonkar, A. Basu, and S. K. Koul, "Gain Enhancement of a CPW-Fed Monopole Antenna Using Polarization-Insensitive AMC Structure," *IEEE Antenna Wireless Propag. Lett.*, vol. 12, pp. 1315-1318, 2013.
- [16] A. Vallecchi, J. R. De Luis, F. Capolino, and F. De Flaviis, "Low Profile Fully Planar Folded Dipole Antenna on a High Impedance Surface," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 60, pp. 51-62, 2012.
- [17] W. Naizhi, L. Qiang, W. Changying, L. Talbi, Z. Qingsheng, and X. Jiadong, "Wideband Fabry-Perot Resonator Antenna With Two Complementary FSS Layers," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 62, pp. 2463-2471, 2014.
- [18] W. Naizhi, L. Jianzhou, W. Gao, L. Talbi, Z. Qingsheng, and X. Jiadong, "Wideband Fabry-Perot Resonator Antenna With Two Layers of Dielectric Superstrates," *IEEE Antenna Wireless Propag. Lett.*, vol. 14, pp. 229-232, 2015.
- [19] C. Mateo-Segura, A. P. Feresidis, and G. Goussetis, "Bandwidth Enhancement of 2-D Leaky-Wave Antennas With Double-Layer Periodic Surfaces," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 62, pp. 586-593, 2014.
- [20] K. Konstantinidis, A. P. Feresidis, and P. S. Hall, "Multilayer Partially Reflective Surfaces for Broadband Fabry-Perot Cavity Antennas," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 62, pp. 3474-3481, 2014.
- [21] B. A. Zeb, R. M. Hashmi, K. P. Esselle, and Y. Ge, "The use of reflection and transmission models to design wideband and dual-band Fabry-Perot cavity antennas (invited paper)," in *International Symposium on Electromagnetic Theory (EMTS)*. 2013, pp. 1084-1087.
- [22] M. Fanji and S. K. Sharma, "A Dual-Band High-Gain Resonant Cavity Antenna with a Single Layer Superstrate," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 63, pp. 2320-2325, 2015.
- [23] B. A. Zeb, G. Yuehe, K. P. Esselle, S. Zhu, and M. E. Tobar, "A Simple Dual-Band Electromagnetic Band Gap Resonator Antenna Based on

- Inverted Reflection Phase Gradient," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 60, pp. 4522-4529, 2012.
- [24] S. Yong, C. Zhi-Ning, Z. Yewen, C. Hong, and T. S. P. See, "Subwavelength Substrate-Integrated Fabry-Perot Cavity Antennas Using Artificial Magnetic Conductor," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 60, pp. 30-35, 2012.
- [25] L. Wei, C. Zhi Ning, T. S. P. See, and L. Falin, "SIW-Slot-Fed Thin Beam-Squint-Free Fabry-Pérot Cavity Antenna With Low Backlobe Levels," *IEEE Antenna Wireless Propag. Lett.*, vol. 13, pp. 552-554, 2014.
- [26] R. W. Ziolkowski and A. D. Kipple, "Application of double negative materials to increase the power radiated by electrically small antennas," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 51, pp. 2626-2640, 2003.
- [27] S. Enoch, G. Tayeb, P. Sabouroux, N. Guérin, and P. Vincent, "A Metamaterial for Directive Emission," *Physical Review Letters*, vol. 89, p. 213902, 2002.
- [28] A. Dadgarpour, B. Zarghooni, B. Virdee, and T. Denidni, "Beam Tilting Antenna using Integrated Metamaterial Loading," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. PP, pp. 1-1, 2014.
- [29] A. Dadgarpour, B. Zarghooni, B. S. Virdee, and T. A. Denidni, "Beam-Deflection Using Gradient Refractive-Index Media for 60-GHz End-Fire Antenna," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 63, pp. 3768-3774, 2015.
- [30] J. P. Turpin, W. Qi, D. H. Werner, B. Martin, M. Bray, and E. Lier, "Low Cost and Broadband Dual-Polarization Metamaterial Lens for Directivity Enhancement," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 60, pp. 5717-5726, 2012.
- [31] Z. Hang, Z. Pei, S. Qu, Z. Song, J. Wang, D. Zhangshan, *et al.*, "A Novel High-Directivity Microstrip Patch Antenna Based on Zero-Index Metamaterial," *IEEE Antenna Wireless Propag. Lett.*, vol. 8, pp. 538-541, 2009.
- [32] Z. Bin and T.-J. Cui, "Directivity Enhancement to Vivaldi Antennas Using Compactly Anisotropic Zero-Index Metamaterials," *IEEE Antenna Wireless Propag. Lett.*, vol. 10, pp. 326-329, 2011.
- [33] S. Mei, C. Zhi Ning, and Q. Xianming, "Gain Enhancement of 60-GHz Antipodal Tapered Slot Antenna Using Zero-Index Metamaterial," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 61, pp. 1741-1746, 2013.
- [34] R. Dickie, R. Cahill, V. Fusco, H. S. Gamble, and N. Mitchell, "THz Frequency Selective Surface Filters for Earth Observation Remote

- Sensing Instruments," *IEEE Trans. Terahertz Science and Technology.*, vol. 1, pp. 450-461, 2011.
- [35] R. Mittra, C. H. Chan, and T. Cwik, "Techniques for analyzing frequency selective surfaces-a review," *IEEE Proceedings.*, vol. 76, pp. 1593-1615, 1988.
- [36] R. J. Langley and E. A. Parker, "Equivalent circuit model for arrays of square loops," *Electronics Letters.*, vol. 18, pp. 294-296, 1982.
- [37] B. A. Munk, *Frequency Selective Surfaces Theory and Design*, 2000.
- [38] Y. E. Erdemli, K. Sertel, R. A. Gilbert, D. E. Wright, and J. L. Volakis, "Frequency-selective surfaces to enhance performance of broad-band reconfigurable arrays," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 50, pp. 1716-1724, 2002.
- [39] A. Edalati and T. A. Denidni, "Frequency Selective Surfaces for Beam-Switching Applications," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 61, pp. 195-200, 2013.
- [40] M. Niroo-Jazi and T. A. Denidni, "Electronically Sweeping-Beam Antenna Using a New Cylindrical Frequency-Selective Surface," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 61, pp. 666-676, 2013.
- [41] S. M. Mahmood and T. A. Denidni, "Pattern-Reconfigurable Antenna Using a Switchable Frequency Selective Surface With Improved Bandwidth," *IEEE Antenna Wireless Propag. Lett.*, vol. 15, pp. 1148-1151, 2016.
- [42] K. Sarabandi and N. Behdad, "A Frequency Selective Surface With Miniaturized Elements," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 55, pp. 1239-1245, 2007.
- [43] F. Bayatpur and K. Sarabandi, "Single-Layer High-Order Miniaturized-Element Frequency-Selective Surfaces," *IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques.*, vol. 56, pp. 774-781, 2008.
- [44] M. A. Hiranandani, A. B. Yakovlev, and A. A. Kishk, "Artificial magnetic conductors realised by frequency-selective surfaces on a grounded dielectric slab for antenna applications," *IEE Proc Microwaves Antennas and Propag.*, vol. 153, pp. 487-493, 2006.
- [45] D. J. Kern, D. H. Werner, A. Monorchio, L. Lanuzza, and M. J. Wilhelm, "The design synthesis of multiband artificial magnetic conductors using high impedance frequency selective surfaces," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 53, pp. 8-17, 2005.

- [46] M. J. Al-Hasan, T. A. Denidni, and A. R. Sebak, "Millimeter-Wave EBG-Based Aperture-Coupled Dielectric Resonator Antenna," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 61, pp. 4354-4357, 2013.
- [47] M. Al-Hasan, T. Denidni, and A. Sebak, "Millimeter-wave Compact EBG Structure for Mutual Coupling Reduction Applications," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. PP, pp. 1-1, 2014.
- [48] D. Sievenpiper, Z. Lijun, R. F. J. Broas, N. G. Alexopolous, and E. Yablonovitch, "High-impedance electromagnetic surfaces with a forbidden frequency band," *IEEE Trans Microwave Theory and Techniques.*, vol. 47, pp. 2059-2074, 1999.
- [49] R. Elliott, "On the theory of corrugated plane surfaces," *IRE Trans. Antennas Propag.*, vol. 2, pp. 71-81, 1954.
- [50] E. Lier and T. Schaug-Pettersen, "The strip-loaded hybrid-mode feed horn," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 35, pp. 1086-1089, 1987.
- [51] T. Scharfen, J. Nellen, and F. v. d. Bogaart, "Longitudinally slotted conical horn antenna with small flare angle," *IEE Proc H on Microwaves, Optics and Antennas.*, vol. 128, pp. 117-123, 1981.
- [52] S. C. Kitson, W. L. Barnes, and J. R. Sambles, "Full Photonic Band Gap for Surface Modes in the Visible," *Physical Review Letters.*, vol. 77, pp. 2670-2673, 09/23/ 1996.
- [53] W. L. Barnes, T. W. Preist, S. C. Kitson, and J. R. Sambles, "Physical origin of photonic energy gaps in the propagation of surface plasmons on gratings," *Physical Review B.*, vol. 54, pp. 6227-6244, 09/01/ 1996.
- [54] H. Mosallaei and K. Sarabandi, "Antenna miniaturization and bandwidth enhancement using a reactive impedance substrate," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 52, pp. 2403-2414, 2004.
- [55] S. Wang, A. P. Feresidis, G. Goussetis, and J. C. Vardaxoglou, "Low-profile resonant cavity antenna with artificial magnetic conductor ground plane," *Electronics Letters.*, vol. 40, pp. 405-406, 2004.
- [56] A. P. Feresidis, G. Goussetis, W. Shenhong, and J. C. Vardaxoglou, "Artificial magnetic conductor surfaces and their application to low-profile high-gain planar antennas," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 53, pp. 209-215, 2005.
- [57] Z. Ying, J. von Hagen, M. Younis, C. Fischer, and W. Wiesbeck, "Planar artificial magnetic conductors and patch antennas," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 51, pp. 2704-2712, 2003.
- [58] G. Goussetis, A. P. Feresidis, and J. C. Vardaxoglou, "Tailoring the AMC and EBG characteristics of periodic metallic arrays printed on grounded

- dielectric substrate," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 54, pp. 82-89, 2006.
- [59] S. Maci, M. Caiazzo, A. Cucini, and M. Casaletti, "A pole-zero matching method for EBG surfaces composed of a dipole FSS printed on a grounded dielectric slab," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 53, pp. 70-81, 2005.
- [60] G. V. Trentini, "Partially reflecting sheet arrays," *IRE Trans Antennas Propag.*, vol. 4, pp. 666-671, 1956.
- [61] A. P. Feresidis and J. C. Vardaxoglou, "High gain planar antenna using optimised partially reflective surfaces," *IEE Proc Microwaves, Antennas and Propag.*, vol. 148, pp. 345-350, 2001.
- [62] A. P. Feresidis and J. C. Vardaxoglou, "A broadband high-gain resonant cavity antenna with single feed," in *First European Conference (EuCAP) on Antennas and Propag.*, 2006, pp. 1-5.
- [63] J. Joubert, J. C. Vardaxoglou, W. G. Whittow, and J. W. Odendaal, "CPW-Fed Cavity-Backed Slot Radiator Loaded With an AMC Reflector," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 60, pp. 735-742, 2012.
- [64] M. N. Jazi and T. A. Denidni, "Frequency Selective Surfaces and Their Applications for Nimble-Radiation Pattern Antennas," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 58, pp. 2227-2237, 2010.
- [65] A. Edalati and T. A. Denidni, "High-Gain Reconfigurable Sectoral Antenna Using an Active Cylindrical FSS Structure," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 59, pp. 2464-2472, 2011.
- [66] H. S. Youn, Y. L. Lee, N. Celik, and M. F. Iskander, "Design of a Cylindrical Long-Slot Array Antenna Integrated With Hybrid EBG/Ferrite Ground Plane," *IEEE Antenna Wireless Propag. Lett.*, vol. 11, pp. 180-183, 2012.
- [67] D. Germain, D. Seetharamdoo, S. N. Burokur, and A. de Lustrac, "Thin Conformal Directive Fabry-Perot Cavity Antenna," *IEEE Antenna Wireless Propag. Lett.*, vol. 12, pp. 926-929, 2013.
- [68] A. Foroozesh and L. Shafai, "Investigation Into the Application of Artificial Magnetic Conductors to Bandwidth Broadening, Gain Enhancement and Beam Shaping of Low Profile and Conventional Monopole Antennas," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 59, pp. 4-20, 2011.
- [69] K. Konstantinidis, A. P. Feresidis, and P. S. Hall, "Dual Subwavelength Fabry-Perot Cavities for Broadband Highly Directive Antennas," *IEEE Antenna Wireless Propag. Lett.*, vol. 13, pp. 1184-1186, 2014.

- [70] N. A. Abbasi and R. J. Langley, "Multiband-integrated antenna/artificial magnetic conductor," *IET Microwaves. Antennas and Propag.*, vol. 5, pp. 711-717, 2011.
- [71] J. Tao, Cheng, C. H. and Zhu, H. B, "Compact dual-band slot-antenna for WLAN applications," *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 49, 2007.
- [72] K. Konstantinidis, A. P. Feresidis, and P. S. Hall, "Broadband Sub-Wavelength Profile High-Gain Antennas Based on Multi-Layer Metasurfaces," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 63, pp. 423-427, 2015.