

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

République Algérienne Démocratique et Populaire

وزارة التعليم العالي و البحث العلمي

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

جامعة فرحات عباس - سطيف 1-

Université Ferhat Abbas - Sétif 1-

Faculté de Technologie

Département d'Électronique

THÈSE

Présentée pour l'obtention du diplôme de

DOCTORAT EN SCIENCES

En ÉLECTRONIQUE

Par

M. CHAABANE Abdelhalim

Thème

CONCEPTION D'UNE ANTENNE BIP

LARGE BANDE A FORT GAIN

Soutenue le 23/02/2017

Devant le Jury composé de :

M. KHELLAF Abdelhafid	Professeur à l'université de Sétif 1	Président
M. DJAHLI Farid	Professeur à l'université de Sétif 1	Rapporteur
M. BARTIL Arres	Professeur à l'université de Sétif 1	Examineur
M. MAYOUF Abdelhalim	Professeur à l'université de Djelfa	Examineur
M. MESSAI Abderraouf	Professeur à l'université de Constantine	Examineur
M. AIDEL Salih	M.C.A à l'université de B.B.A	Examineur

Résumé

Cette thèse a pour but de concevoir et réaliser de nouvelles antennes planaires et compactes, à bande interdite électromagnétique (BIE), à large bande et à fort gain, destinées à être utilisées dans les nouveaux systèmes de communication sans fil. Les antennes proposées sont construites en plaçant des couches métallo-diélectriques, agissant comme des surfaces partiellement réfléchissantes (PRS), au-dessus des antennes patches primaires à couplage par fentes. Les motifs élémentaires des structures PRS proposées doivent avoir un coefficient de réflexion à phase croissante sur toute la gamme de fréquence désirée. Pour chaque antenne proposée, un prototype a été fabriqué et mesuré. Les prototypes fabriqués ont donné de très bons résultats en termes de largeur de bande de rayonnement, de gain et de bande passante de fonctionnement. Les performances des antennes réalisées surpassent celles des différentes structures de la littérature, utilisant le même concept.

Mots clés : Large bande de fonctionnement, Fort gain, Large bande de rayonnement, Antenne BIE, Surfaces métallo-diélectriques.

Abstract

This thesis aims to design and build new planar and compact antennas with electromagnetic band gap (EBG), wide frequency band and high gain, for use in the new wireless communication systems. The proposed antennas are constructed by placing metallo-dielectric layers, acting as partially reflective surfaces (PRS), above the primary patch antenna with coupling slots. The elementary patterns of proposed PRS structures must have a coefficient of reflection with a growing phase in all the desired frequency range. For each proposed antenna, a prototype was fabricated and measured. The manufactured prototypes gave very good results in terms of radiation bandwidth, gain and operational bandwidth. The achieved antenna performances surpass those of various structures of the literature, using the same concept.

Key words : Wide operational bandwidth, High-gain; Wide radiation bandwidth, EBG-antenna, Partially reflective surface, Metallic-dielectric surfaces.

ملخص

هذه الأطروحة تهدف الي تصميم و صنع هوائيات جديدة ذات فجوة كهرومغناطيسية بخصائص محسنة لاستعمالها في أجهزة الاتصالات اللاسلكية. الهوائيات المقترحة تتشكل من طبقات معدنية - عازلة تلعب دور سطوح عاكسة جزئيا، مثبتة فوق هوائيات أولية والتي تتغذى عن بعد بواسطة فتحة. مراحل انعكاس الخلايا الأولية للسطوح العاكسة جزئيا تتميز بمنحى تصاعدي في نطاقات التردد المطلوب. بعد صنع و قياس نماذج لكل الهوائيات المقترحة و اصدار النتائج العملية المتحصل عليها تبينت قدرة هذه الهوائيات على الحصول على أوسع نطاق ترددي إشعاعي ومكسب عالي على نطاق ترددي واسع. علاوة على ذلك فان الهوائيات المقترحة أحسن بكثير من الهوائيات الأخرى المنشورة حديثا في المجالات العلمية خاصة فيما يخص تحسين مجال التردد الإشعاعي للهوائيات المسطحة وذلك باستعمال نفس التصميم.

الكلمات المفتاحية : نطاق ترددي واسع، مكسب عالي، نطاق ترددي إشعاعي واسع، هوائي BIE ، سطح عاكس جزئيا ، سطوح معدنية - عازلة.

REMERCIEMENTS

Je tiens à exprimer ma très vive reconnaissance envers mon directeur de thèse Monsieur Farid DJAHLI, Professeur à l'université de Sétif-1, pour avoir proposé ce travail de recherche et m'avoir encadré tout au long de cette thèse. Je le remercie aussi pour sa grande disponibilité inconditionnelle, son soutien, ses encouragements, et ses précieux conseils.

Je remercie aussi très vivement Monsieur Tayeb DENIDNI, Professeur à l'INRS-Canada, pour m'avoir accueilli chaleureusement dans son laboratoire. Je le remercie également pour ses encouragements permanents, ses conseils avisés, sa grande disponibilité et ses idées.

J'adresse mes remerciements aussi à toute l'équipe de INRS-Montréal et tous ceux qui m'ont aidé de près ou de loin. Je cite, en particulier, Dr. Hussein ATTIA, M. Djelloul AISSAOUI, M. Abdelghani M. LAMIN et M. Amin MERICHE. J'adresse également mes remerciements au Dr. Bybi P. Chacko pour m'avoir aidé à effectuer les mesures dans la chambre anéchoïque.

J'exprime toute ma reconnaissance aux membres du Jury : Prof. Abdelhafid KHELLAF, Dr. Arres BARTIL, Prof. Abdelhalim MAYOUF, Prof. Abderraouf MESSAI et Dr. Salih AIDEL qui m'ont fait l'honneur d'examiner mon travail en participant à ce jury de thèse.

Dédicaces

Je dédie ce travail à :

- Ma mère et mon père.

- Ma femme et mes deux fils Haïthem et Aymen.

- Mes deux frères et ma sœur.

- Ma belle mère et ma grande famille.

C. Abdelhalim

Liste des symboles

A : Ouverture rayonnante de l'antenne

a : Rayon du patch

a_{eff} : Rayon effectif du patch

C : Capacité

c_0 : Vitesse de la lumière dans le vide

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

D : Directivité d'une antenne

D_{max} : Directivité maximale de l'antenne

d : Largeur de patches

d_l : Distance de séparation entre les deux antennes d'émission et de réception

E : Champ électrique

e_0 : Efficacité totale

e_c : Efficacité de conduction

e_d : Efficacité diélectrique

e_a : Efficacité d'adaptation

e_r : Efficacité de rayonnement

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

f : Fréquence

f_c : Fréquence centrale

f_H : Fréquences maximale

f_L : Fréquences minimale

f_r : Fréquence de résonance

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

G_{max} : Gain maximal

G_e : Gain de l'antenne d'émission

G_r : Gain de l'antenne de réception

H : Champ magnétique

h : Distance optimale entre PRS et le plan de masse

h_a : Épaisseur de l'air de séparation entre les couches

h_d : Épaisseur des couches diélectriques

h_s : Épaisseur du substrat

H_{eff} : Épaisseur efficace du substrat

J_{mn} : $m^{ième}$ zéro de la dérivée de la fonction de Bessel d'ordre n

L : Inductance

LB : Largeur de bande de rayonnement

ΔL_P : Extension de la longueur

L_P : Longueur du patch

P : La puissance transmise
 P_e : Puissance d'émission
 P_{en} : Puissance totale d'entrée
 P_m : Périodicité des motifs élémentaires
 P_{ray} : Puissance totale rayonnée
 P_r : Puissance de réception
 Q : Facteur de qualité
 R : Amplitude du coefficient de réflexion
 R : Résistance
 S : Surface de la distribution des champs à la sortie de l'antenne
 S_{11} : Coefficient de réflexion
 S_{ij} : Paramètres de dispersion
 t : Epaisseur de la métallisation
 t_i : Longueur d'une section de ligne de transmission
 $U(\theta, \varphi)$: Intensité de rayonnement dans la direction (θ, φ)
 U : Intensité de rayonnement
 U_{max} : Intensité de rayonnement maximale
 U_0 : Intensité de rayonnement d'une source isotrope
 V_{0-} : Onde réfléchie
 V_{0+} : Onde incidente
 W_{eff} : Largeur efficace de la ligne microruban
 W_p : Largeur du patch
 w_l : Largeur de la ligne microruban
 Z_i : Impédance d'une section de ligne de transmission
 Z_{ligne} : Impédance de la ligne d'alimentation
 Z_{charge} : Impédance de la charge
 Z_{in} : Impédance d'entrée de l'antenne
 Z : Impédance caractéristique de la ligne de transmission
 Z_{air} : Impédance de l'air
 Γ : Coefficient de réflexion
 ϵ_0 : Permittivité électrique du vide
 ϵ_{eff} : Permittivité effective
 ϵ_r : Permittivité relative
 η : Rendement de surface en fonction de la répartition de champ
 λ_0 : Longueur d'onde dans le vide
 λ_g : Longueur d'onde dans le milieu diélectrique
 μ_0 : Perméabilité magnétique du vide
 φ_{PRS} : Phase de coefficient de réflexion de PRS
 φ_{GND} : Phase de coefficient de réflexion de plan de masse

Liste des abréviations

ABW : Absolute Bandwidth (Largeur de Bande Absolue)
ADS: Advanced Design System
AMC: Artificial Magnetic Conductor
BIE: Bande Interdite électromagnétique
BIP : Bande Interdite Photonique
CST: Computer Simulation Technology
dBi : Décibel par rapport à l'antenne isotropique
EBG: Electromagnetic Band Gap
FBW : Fractional Bandwidth (Largeur de Bande Relative)
FDTD: Finite Difference Time Domain
FEM: Finit Element Method (Méthode des éléments finis)
GND : Ground (plan de masse)
HFSS: High Frequency Structure Simulator
MLT: Modèle de la Ligne de Transmissions
MoM: Moments method (Méthode des moments)
PEC: Perfect Conductor (conducteur Parfait)
PRS : Partially Reflective Surface (Surface Partiellement Réfléchissante)
ROS: Rapport d'Ondes Stationnaires
TM_{mn} : Modes transverses magnétiques
UC: Unit Cell (motif élémentaire)
VSWR : Voltage Standing Wave Ratio

SOMMAIRE

Introduction générale	1
Chapitre I : Généralités sur les antennes	
I.1 Introduction	4
I.2 Caractéristiques des antennes	5
I.2.1 Largeur de bande	5
I.2.2 Diagramme de rayonnement	7
I.2.3 Efficacité	8
I.2.4 Directivité et Gain	9
I.3 Les antennes imprimées	11
I.3.1 Avantages et inconvénients	11
I.3.2 Domaines d'applications	12
I.3.3 Structure d'une antenne imprimée	12
I.3.4 Alimentation des antennes imprimées	16
I.3.4.1 Alimentation par ligne microruban	17
I.3.4.2 Alimentation par une sonde coaxiale	19
I.3.4.3 Alimentation couplée par fente	20
I.3.4.4 Alimentation couplée par proximité	21
I.4 Méthodes d'analyse	22
I.4.1 Méthodes analytiques	23
I.4.1.1 Modèle de la ligne de transmission	23
I.4.1.2 Modèle de la cavité	23
I.4.2 Méthodes numériques	23
I.4.2.1 Méthode des éléments finis	24
I.4.2.2 Méthode des différences finies	24
I.4.2.3 Méthode des moments	25
I.5 Logiciels commerciaux	26
I.5.1 Logiciel HFSS d'Ansoft	26
I.5.2 Logiciel CST Microwave Studio (MWS)	27
I.6 Conclusion	27
Chapitre II : Les antennes directives: introduction aux antennes BIP diélectriques	
II.1 Introduction	28
II.2 Familles d'antennes	28
II.3 Les antennes directives	29
II.3.1 Principales antennes directives	32
II.3.1.1 Les réseaux d'antennes	32
II.3.1.2 Les antennes à ouverture rayonnante	33

II.4	Des matériaux BIP vers l'antenne BIP diélectrique	37
II.4.1	Bref historique sur les structures périodiques	37
II.4.2	Matériaux BIP dans le domaine des micro-ondes	39
II.4.3	Construction de l'antenne BIP diélectrique	41
II.5	Évolution des antennes BIP diélectriques	43
II.6	Conclusion	48
Chapitre III : Généralités sur les antennes		
III.1	Introduction	49
III.2	Motivation	49
III.3	Antenne BIE à base de méta-surfaces	50
III.3.1	Présentation bibliographique	50
III.3.2	Principe de fonctionnement	61
III.3.3	Les surfaces partiellement réfléchissantes	64
III.4	Conclusion	68
Chapitre IV : Expérimentations et résultats		
VI.1	Introduction	69
IV.2	Méthodologie de conception	69
IV.3	Conception des antennes BIE	73
IV.3.1	Antenne BIE-1	76
IV.3.1.1	Implémentation et conception de l'antenne BIE-1	76
IV.3.2	Antenne BIE-2	81
IV.3.2.1	Implémentation et conception de l'antenne BIE-2	81
IV.3.3	Antenne BIE-3	88
IV.3.3.1	Implémentation et conception de l'antenne BIE-3	88
IV.4	Conclusion	95
Conclusion générale		97
Bibliographie		100

INTRODUCTION GENERALE

INTRODUCTION GENERALE

Les systèmes de communication sans fil ont connu un développement considérable au fil des deux dernières décennies. Ces systèmes évoluent au rythme des avancées technologiques atteintes dans tous les secteurs et devraient continuer à se développer dans les années à venir [1, 2].

L'énorme développement des techniques et des systèmes de communication sans fil a conduit à une rapide évolution de la conception des antennes. En effet, l'antenne étant un élément incontournable dans ce type de communication, leur miniaturisation est devenue indispensable pour une conception optimale des systèmes intégrés de la communication mobile et sans fil [3].

L'antenne patch planaire est une des structures d'antennes les plus utilisées dans les systèmes de communication sans fil, grâce aux avantages qu'elle présente (faible coût et facilité d'intégration). Pour surpasser plusieurs limitations intrinsèques de ce type d'antenne (telles que : la bande passante étroite, le faible gain et la dégradation de l'efficacité de rayonnement aux fréquences élevées), une nouvelle technique, basée sur le concept de bande interdite photonique (BIP), peut être utilisée [4].

Les matériaux à bande interdite photonique (BIP), connus aussi sous le nom de matériaux à bande interdite électromagnétique (BIE), ont incité un vif intérêt depuis leur création par le Professeur Eli Yablonovitch, à la fin des années quatre-vingt [5]. Celui-ci a introduit une bande interdite pour contrôler l'émission stimulée et spontanée de la lumière [6]. Ces matériaux présentent, pour les ondes électromagnétiques, des propriétés physiques intéressantes (en matière de propagation) à la fois dans le domaine de l'optique et dans le domaine des micro-ondes, mais plus particulièrement dans celui des antennes [7].

L'antenne planaire recouverte par des superstrats à bandes interdites photoniques, placés à une distance d'environ une demi-longueur d'onde de l'antenne, a permis d'obtenir de meilleures caractéristiques par rapport aux antennes conventionnelles, qui ne peuvent pas répondre aux besoins d'encombrement et de simplicité pour atteindre les performances exigées. La présence des structures BIP, au-dessus de l'antenne patch, a pour effet

d'augmenter sa directivité. L'antenne résultante de cette association s'appelle antenne BIP, ou antenne BIE [8].

L'antenne BIE planaire, à base d'une cavité résonante remplie d'air, est connue par ses potentialités notamment en matière de gain, puisqu'elle permet d'accroître, de manière significative, la directivité d'une source primaire sans la nécessité d'un système d'alimentation compliqué [9].

Le principal inconvénient des antennes BIE à cavité est leur bande passante extrêmement étroite, qui limite leur utilisation pratique dans plusieurs applications. Pour pallier cet inconvénient, l'utilisation des superstrats métallo-diélectriques, caractérisés par de bonnes performances de réflexion le long de la bande de fonctionnement, semble être une bonne solution [10,11].

Les structures métallo-diélectriques agissent comme des surfaces partiellement réfléchissantes (PRS), où les ondes rayonnées par la source subissent une multitude de réflexion entre le plan de masse et les PRS. Pour obtenir un fort gain et une large bande de rayonnement, il faut que la phase du coefficient de réflexion ait une allure croissante sur une large bande de fréquences et il faut aussi que l'emplacement des PRS soit optimisé [12,13].

Le but principal de cette thèse consiste à étudier et concevoir de nouvelles structures d'antennes BIP planaires et compactes, à larges bandes et à fort gain, destinées à être utilisées dans les nouveaux systèmes de communication sans fil.

Pour augmenter le gain, plusieurs techniques d'amélioration de la largeur de bande, utilisant des structures périodiques appelées méta-surfaces ou surfaces partiellement réfléchissantes (rajoutées au-dessus de l'élément rayonnant), sont utilisées. Le diagramme de rayonnement en zone lointaine, la largeur de bande de rayonnement, la bande passante et le gain seront les principaux paramètres à considérer pour un fonctionnement en bande X. Pour garantir un bon fonctionnement des antennes proposées et bien comprendre leur fonctionnement, les caractéristiques de réflexion des structures périodiques seront aussi analysées en détail et un circuit équivalent sera attribué aux motifs élémentaires de PRS utilisés dans chaque antenne.

Cette thèse est divisée en quatre chapitres. Le premier chapitre présente une étude détaillée sur les antennes, en général, et les antennes imprimées en particulier, avec leurs différentes techniques d'alimentation.

Dans le deuxième chapitre, nous présentons les principaux types d'antennes directives, en mettant l'accent sur les antennes BIP diélectriques. Nous y présentons également un bref historique sur l'antenne BIP diélectrique, depuis son apparition, et les principaux travaux récemment effectués.

Le troisième chapitre est consacré aux antennes BIE à base de structures métallo-diélectriques à gain élevé. L'état de l'art, le principe de fonctionnement et les structures périodiques y sont présentés.

Dans le quatrième et dernier chapitre, nous proposons de nouvelles géométries d'antennes BIP à cavité, à base de couches partiellement réfléchissantes. Ces structures sont analysées de manière à répondre au cahier des charges, surtout en matière de largeur de bande en rayonnement et de gain. De nouvelles structures PRS (Partially Reflecting Surfaces) sont développées pour élargir la bande de l'antenne BIP et augmenter son gain. Les différents résultats de simulation et de mesure sont présentés et discutés, à la lumière des résultats rapportés dans la littérature.

Enfin, dans la conclusion, nous proposons les perspectives qui nous semblent les plus intéressantes, pour la continuité des travaux présentés et qu'il sera probablement nécessaire de suivre pour réaliser de bonnes antennes reconfigurables et viables à certains systèmes existant aujourd'hui.

CHAPITRE I

GENERALITES SUR LES ANTENNES

CHAPITRE I

GENERALITES SUR LES ANTENNES

I.1 Introduction

Dans ce chapitre nous rappelons les notions théoriques de base permettant de comprendre et de bien mener ce travail. Nous présentons ainsi la théorie des antennes, en général, et la technologie des antennes imprimées, en particulier, qui connaissent un grand succès auprès des industriels et des professionnels des télécommunications spatiales et terrestres. Nous avons jugé utile de définir l'intégralité des paramètres de ce type d'antennes, afin de prévoir leur comportement avant même la phase de la réalisation, et de s'assurer de leur conformité aux exigences des systèmes. Pour mieux comprendre ce concept, deux exemples d'antennes imprimées sont traités dans ce chapitre.

On dit qu'une antenne est un transducteur, c'est-à-dire un circuit qui convertit l'énergie d'une forme à une autre. En effet, une antenne sert à transformer une énergie électromagnétique guidée en une énergie électromagnétique rayonnée et réciproquement. L'antenne est aussi souvent définie comme une structure associée à la région de transition entre un circuit de guidage et une onde (l'espace libre), ou vice versa. Autrement dit, une antenne peut recevoir une puissance électrique fournie par un générateur et l'émettre dans l'espace environnant sous forme d'onde électromagnétique (émission). Mais elle peut également capter des ondes électromagnétiques et fournir une puissance électrique à une charge (réception).

On dit également que le fonctionnement d'une antenne est, dans la plupart des cas, réciproque. C'est-à-dire qu'une antenne peut être utilisée en réception ou en émission, avec les mêmes propriétés rayonnantes. Le rôle de l'antenne d'émission est de transformer la puissance électromagnétique guidée, issue d'un générateur, en une puissance rayonnée. L'antenne de réception joue le rôle inverse, en ce sens que la puissance rayonnée peut être captée par l'antenne et transformée en une puissance électromagnétique guidée.

Lorsque les antennes comportent des matériaux non linéaires ou anisotropes elles ne sont pas réciproques. Ces cas étant rares et exceptionnels, on ne fait généralement pas de différence entre le rayonnement en émission et le rayonnement en réception. Toutes les

caractéristiques des antennes présentées seront donc valables dans les deux modes de fonctionnement.

I.2 Caractéristiques des antennes

Indifféremment du type d'antenne et de son mode de fonctionnement, les principales caractéristiques des antennes pouvant définir ses performances sont généralement : la bande passante fréquentielle, le diagramme de rayonnement, l'efficacité, la directivité et le gain.

I.2.1 Largeur de bande

La largeur de bande de fonctionnement, nommée aussi bande passante d'une antenne, définit la bande de fréquence dans laquelle le rayonnement de l'antenne présente les caractéristiques requises [14]. Pour connaître la bande passante d'une antenne, on trace le coefficient de réflexion S_{11} (qui doit être minimal parce qu'il caractérise la quantité de signaux réfléchis), ou bien le rapport entre les champs électriques maximal et minimal que l'on appelle rapport d'ondes stationnaires (ROS) ou VSWR (Voltage Standing Wave Ratio), en fonction de la fréquence. On admet, usuellement, que si S_{11} est inférieur à -10 dB (ou VSWR inférieur à 2), la puissance de rayonnement est suffisante. Il suffit alors de délimiter, sur la courbe, les valeurs de la fréquence correspondant à S_{11} (ou VSWR) exigé. Les deux paramètres S_{11} et VSWR dépendent du coefficient de réflexion Γ , défini comme le rapport entre l'onde réfléchie et l'onde incidente et exprimé par l'équation (I.1).

$$\Gamma = \frac{V_0^-}{V_0^+} = \frac{Z_{\text{ligne}} - Z_{\text{charge}}}{Z_{\text{ligne}} + Z_{\text{charge}}} \quad (\text{I.1})$$

Où V_0^- , V_0^+ , Z_{ligne} et Z_{charge} sont, respectivement, l'onde réfléchie, l'onde incidente, l'impédance de la ligne d'alimentation et l'impédance de la charge (antenne).

Comme le montre la figure (I.1), ce rapport exprime aussi les pertes de retour dans une ligne de transmission chargée par une impédance Z_{charge} .

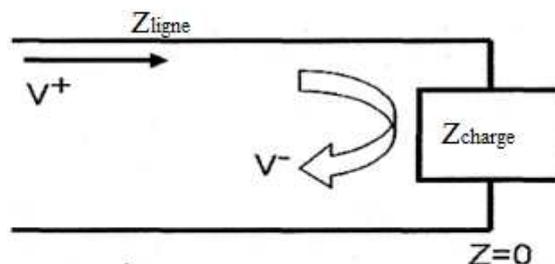


Figure (I.1) : Modèle de la ligne de transmission.

Le rapport d'ondes stationnaires, en fonction du coefficient de réflexion Γ , est donné par l'équation (I.2) [15,16].

$$VSWR = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (I.2)$$

L'adaptation entre l'impédance de la ligne et l'impédance de charge est jugée acceptable si $VSWR \leq 2$. Les pertes de retour, qui expriment aussi la qualité de l'adaptation d'impédances, sont données par l'équation (I.3) [15].

$$Pertes\ de\ retour = -10 \log |S_{11}|^2 = -20 \log (|\Gamma|) \quad (I.3)$$

Du fait que le coefficient de réflexion est équivalent au paramètre S_{11} de la matrice de dispersion, une antenne peut être analysée comme n'importe quel quadripôle, ainsi que le montre la figure (I.2), où nous représentons les paramètres S d'un circuit général, à deux ports, sous test.

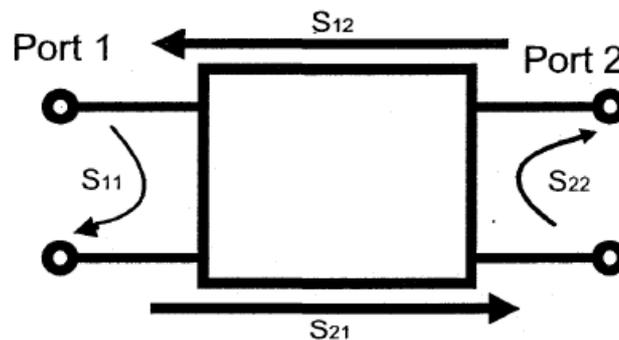


Figure (I.2) : Paramètres S pour un circuit à deux ports.

Le coefficient de réflexion S_{11} étant identique au coefficient de réflexion Γ , on écrit :

$$S_{11} = \frac{Z_{ligne} - Z_{charge}}{Z_{ligne} + Z_{charge}} = \Gamma \quad (I.4)$$

Bien que le coefficient de réflexion S_{11} soit un vecteur, il est usuellement considéré comme un scalaire tout comme VSWR. Dans notre cas, puisque le circuit sous test est une antenne, S_{11} est une mesure de la puissance rayonnée par l'antenne en fonction de la puissance fournie à l'antenne. Cette relation est donnée par l'équation (I.5) [15].

$$Pourcentage\ de\ puissance\ transférée = (1 - |S_{11}|^2) * 100 \quad (I.5)$$

Pour une antenne, la bande passante est délimitée par les fréquences supérieure et inférieure, lorsque $VSWR \leq 2.0$ (c-à-d $S_{11} \approx -10\text{dB}$). On considère que lorsque $S_{11} \leq -10\text{ dB}$, 90% de la puissance fournie à l'antenne est transmise [15]. La bande passante d'une antenne peut être donnée comme une largeur de bande de fréquence absolue (ABW : Absolute Bandwidth) ou relative (FBW : Fractional Bandwidth). Le domaine de fonctionnement de l'antenne, fixé épar le cahier des charges, est délimité par les fréquences minimale (f_L) et maximale (f_H). Le paramètre ABW est alors défini comme la différence entre ces deux fréquences (équation (I.6)), tandis que FBW représente le pourcentage de la différence en fréquence par rapport à la fréquence centrale (équation (I.7)) [14,15], sachant que la fréquence centrale est $f_c = (f_h + f_l) / 2$.

$$ABW = f_H - f_L \quad (\text{I.6})$$

$$FBW = 2 \frac{f_H - f_L}{f_H + f_L} \quad (\text{I.7})$$

La fréquence centrale d'une antenne à résonance est déterminée par les dimensions de l'antenne et les matériaux qui la composent. À la résonance, l'impédance d'entrée de l'antenne est réelle. Si la fréquence s'éloigne légèrement de cette fréquence centrale, la partie réelle de l'impédance varie et sa partie imaginaire n'est plus nulle. L'adaptation de l'antenne, en général conçue pour la fréquence centrale, n'est alors plus parfaite de part et d'autre de celle-ci. Cette désadaptation entraîne une limite de fonctionnement en fréquence. Signalons que les antennes à ondes progressives ont des larges bandes passantes et que les phénomènes de couplage élargissent la bande passante. Ainsi, en associant deux résonateurs de fréquences de résonance voisines, on peut élargir la bande passante d'une antenne [14].

I.2.2 Diagramme de rayonnement

Le diagramme de rayonnement d'une antenne est la représentation de ses propriétés de rayonnement dans les coordonnées spatiales. Habituellement, le diagramme de rayonnement est représenté, en fonction des coordonnées directionnelles, dans la zone lointaine. Les propriétés de rayonnement incluent la densité du flux, l'intensité de rayonnement, le niveau de champ, la directivité et la phase ou la polarisation. La propriété de rayonnement la plus préoccupante est la distribution spatiale de l'énergie rayonnée, en deux ou trois dimensions, en fonction de la position de l'observateur, le long d'un chemin ou d'une surface de rayon constant. La représentation du champ électrique (ou magnétique), sur un rayon constant, est

nommée diagramme de l'amplitude de champ. De même, la variation spatiale de la densité de puissance, le long d'un rayon constant, est nommée diagramme d'amplitude de puissance. Ce diagramme est généralement tracé dans une échelle logarithmique, en décibels [16]. D'habitude, on trace le diagramme de rayonnement dans deux plans perpendiculaires : le plan E (contenant l'axe de l'antenne et le champ électrique) et le plan H (contenant l'axe de l'antenne et le champ magnétique).

Certaines représentations, en trois dimensions, ont l'avantage de dévoiler toutes les directions de rayonnement dans l'espace, mais elles donnent difficilement une appréciation quantitative. Le diagramme de rayonnement, souvent en coordonnées logarithmiques, est tracé soit en coordonnées rectangulaires, soit en coordonnées polaires, dans les deux plans perpendiculaires (E et H). Le lobe principal est déterminé entre les deux minima de chaque côté du maximum. Tandis que les lobes secondaires sont les maxima secondaires, apparaissant de chaque côté du lobe principal [14]. Il existe trois modèles de rayonnement couramment employés pour décrire la propriété du rayonnement d'une antenne [16] :

1. *L'antenne isotrope* : C'est une antenne imaginaire, sans pertes, qui a un rayonnement constant dans toutes les directions. Bien que cette antenne soit idéale et irréalisable, elle est souvent prise comme référence pour estimer les propriétés directives d'une antenne réelle.
2. *L'antenne directionnelle* : C'est une antenne dont le rayonnement est plus fort dans certaines directions que d'autres. Ce terme est souvent employé pour une antenne ayant une directivité maximale supérieure à celle d'un dipôle demi-onde.
3. *L'antenne omnidirectionnelle* : C'est une antenne qui présente un diagramme de rayonnement non directionnel dans un plan donné et un diagramme directionnel dans tout autre plan orthogonal.

I.2.3 Efficacité

Il est bien connu que l'antenne ne rayonne qu'une partie de la puissance qu'elle reçoit. L'autre partie est perdue à cause de différents phénomènes tels que la mauvaise adaptation entre la ligne d'alimentation et l'antenne ou les pertes entre le conducteur et le diélectrique. L'efficacité totale de l'antenne est donnée par l'équation (I.8) [17].

$$\epsilon_0 = \epsilon_c \epsilon_d \epsilon_a \quad (\text{I.8})$$

Où e_0 est l'efficacité totale, e_a est l'efficacité d'adaptation $= (1 - |\Gamma|^2)$, e_c est l'efficacité de conduction et e_d est l'efficacité diélectrique. Le paramètre Γ est le coefficient de réflexion en tension, à l'entrée de l'antenne, il est donné par l'équation (I.9) [17].

$$\Gamma = \frac{Z_{in} - Z}{Z_{in} + Z} \quad (I.9)$$

Où Z_{in} est l'impédance d'entrée de l'antenne et Z est l'impédance caractéristique de la ligne de transmission.

Il est à souligner que ces équations ne peuvent être employées que pour le cas d'une fréquence unique. Elles sont donc utilisables pour les systèmes à bande étroite et non pour les systèmes ultra large bandes, où l'efficacité de rayonnement (e_r) dépend de la fréquence, comme dans la formule (I.11) [15].

$$e_r(f) = e_c e_d(f) \quad (I.10)$$

L'équation (I.8) peut être réécrite sous la forme :

$$e_0 = e_r e_a = e_r (1 - |\Gamma|^2) \quad (I.11)$$

e_r étant l'efficacité de rayonnement de l'antenne. Ce paramètre peut être déterminé expérimentalement ou numériquement; il est utilisé pour relier le gain à la directivité [16,17].

I.2.4 Directivité et Gain

La directivité d'une antenne indique la manière de la concentration de son rayonnement dans certaines directions privilégiées de l'espace. Elle est exprimée par le rapport entre l'intensité de rayonnement dans une direction donnée et l'intensité de rayonnement moyenne à travers toutes autres directions. L'intensité de rayonnement moyenne est égale à la puissance totale rayonnée par l'antenne divisée par 4π . Elle est exprimée par la formule (I.12) suivante [16-18] :

$$D = \frac{U}{U_0} = \frac{4\pi U}{P_{ray}} \quad (I.12)$$

Où D est la directivité, U est l'intensité de rayonnement dans la direction privilégiée (W/unité d'angle solide), U_o est l'intensité de rayonnement d'une source isotrope et P_{ray} est la puissance totale rayonnée par l'antenne.

Si la direction n'est pas spécifiée, la directivité de l'antenne est égale à sa valeur maximale, donnée par la formule (I.13).

$$D = D_{\max} = \frac{U_{\max}}{U_0} = \frac{4\pi U_{\max}}{P_{ray}} \quad (\text{I.13})$$

D_{\max} étant la directivité maximale et U_{\max} l'intensité de rayonnement maximale.

La directivité peut être inférieure ou supérieure à 1 sur une échelle linéaire, ou bien positive ou négative sur une échelle logarithmique. Le gain est une autre grandeur utile de la performance d'une antenne. Il est en fonction de la directivité et prend en compte les pertes en puissance et donc l'efficacité et les propriétés directionnelles de l'antenne. Le gain $G(\theta, \phi)$ est donné par la formule (I.14) [16, 17, 19].

$$G(\theta, \phi) = 4\pi \frac{\text{intensité de rayonnement dans la direction } (\theta, \phi)}{\text{puissance totale d'entrée à l'antenne}} = 4\pi \frac{U(\theta, \phi)}{P_{en}} \quad (\text{I.14})$$

Souvent, nous utilisons la notion de gain relatif, défini comme le rapport de gain de puissance dans une direction donnée, au gain de puissance d'une antenne de référence, dans sa direction de référence. La puissance d'entrée est la même pour les deux antennes. L'antenne de référence est souvent un dipôle, cornet, ou n'importe quelle antenne ayant un gain connu ou pouvant être calculé. Dans la plupart des cas, l'antenne de référence est une source isotrope sans pertes. D'où, la formule (I.14) peut donc s'écrire comme suit [16] :

$$G(\theta, \phi) = 4\pi \frac{U(\theta, \phi)}{P_{en}(\text{source isotrope sans pertes})} \quad (\text{I.15})$$

Quand la direction n'est pas spécifiée, le gain en puissance est souvent pris dans la direction du rayonnement maximal. La puissance totale rayonnée (P_{ray}) est reliée à la puissance totale d'entrée (P_{en}) par la formule (I.16) [16].

$$P_{ray} = e_r \cdot P_{en} \quad (\text{I.16})$$

Où e_r est l'efficacité de rayonnement de l'antenne. En utilisant les deux équations (I.15) et (I.16) on peut déduire que :

$$G(\theta, \phi) = e_r \left[4\pi \frac{U(\theta, \phi)}{P_{ray}} \right] \quad (\text{I.17})$$

Et des équations (I.12) et (I.17) on peut écrire :

$$G(\theta, \phi) = e_r D(\theta, \phi) \quad (\text{I.18})$$

De la même manière, le gain maximal est relié à la directivité maximale par la formule [16,17] :

$$G_{\max} = e_r D_{\max} \quad (\text{I.19})$$

I.3 Les antennes imprimées

Le concept d'antennes imprimées a été introduit par Greig et al. en 1952 puis par Deschamps en 1953 [20]. L'idée était de trouver une nouvelle manière pour connecter les circuits électroniques malgré leurs pertes, par rayonnement, élevées. Ensuite, l'antenne imprimée elle-même a été présentée, pour la première fois, par R. E. Munson en 1972 [21] puis en 1974 [22]. Ces articles traitaient l'antenne imprimée de patch rectangulaire et les réseaux. J. Q. Howell [23] était le premier à avoir présenté les procédures de conception d'une antenne imprimée. D'autres articles concernant le développement des antennes imprimées furent publiés par I. J. Bahl et P. Bhartia [24], puis par J. R. James [25]. Depuis l'apparition des antennes microrubans, plusieurs méthodes d'analyse ont été utilisées, allant des modèles analytiques simples jusqu'aux méthodes numériques rigoureuses [26].

Le point primordial, dans la conception des antennes planaires imprimées, était le développement des substrats. Une grande avancée, dans ce domaine, a été effectuée pendant les années 80. Le développement de nouveaux matériaux a permis de mieux expérimenter les techniques de fabrication de ces substrats et de diminuer leur coût. L'utilisation des antennes planaires a ensuite été étendue à d'autres domaines en électromagnétique. Actuellement, l'insertion des lignes d'alimentation dans la conception d'antennes patch permet de bien adapter l'impédance caractéristique, cela est important pour les architectures réseaux où les lignes d'alimentation et les antennes sont vues comme une entité entière [20].

I.3.1 Avantages et inconvénients

Bien que les antennes microrubans deviennent de plus en plus employées dans la technologie de fabrication des antennes imprimées, il est important de mentionner que c'est souvent grâce à leurs caractéristiques non électriques que le choix de ce type d'antenne est privilégié par rapport à d'autres. Parmi les avantages de ce type d'antenne, comparées aux

antennes micro-ondes conventionnelles, on peut citer : le volume réduit, le faible poids, la conformabilité et la possibilité d'intégration avec les circuits micro-ondes, le faible coût de fabrication, la facilité de mise en réseau, la possibilité d'une double polarisation (linéaire et circulaire) et le fonctionnement dans deux ou trois bandes de fréquences [27]. Néanmoins, les antennes microrubans de base souffrent de quelques inconvénients par rapport aux antennes conventionnelles. En effet, ces antennes présentent : une bande passante très étroite, des pertes élevées dans le réseau d'alimentation, une excitation d'ondes de surface, une faible tenue en puissance, un faible gain, un manque d'agilité de fréquences, et une diversité de polarisation limitée [28,29].

Les progrès nouvellement enregistrés ont exhibé que la plupart de ces inconvénients peuvent être évités ou limités considérablement [30]. La conception de ce type d'antennes doit donc prédire des arrangements en matière de performances et de difficulté de réalisation.

I.3.2 Domaines d'applications

Grâce à leurs nombreux avantages, par rapport aux quelques inconvénients, les antennes imprimées sont utilisées dans beaucoup de domaines : de l'électronique grand public aux systèmes technologiques de pointe. Parmi ces domaines, on peut mentionner : la télémétrie et les antennes de communication sur les missiles, le radar, l'aviation, les liaisons de communication entre les navires ou les satellites géostationnaires, les armes intelligentes, les systèmes GPS... [31].

I.3.3 Structure d'une antenne imprimée

Pour leur simplicité et leur compatibilité avec la technique des circuits imprimés, les antennes imprimées sont largement employées dans la gamme des microondes. Dans sa structure la plus simple (Fig. (I.3)), une antenne imprimée de base est composée d'une paire de deux couches conductrices parallèles, séparées par un diélectrique (substrat) dont la permittivité varie entre 2.2 et 12 [32]. La couche conductrice inférieure, appelée *plan de masse*, agit comme un réflecteur parfait, en renvoyant l'énergie vers l'espace libre, à travers le substrat. La source rayonnante (patch), souvent en cuivre, est gravée sur la couche supérieure du substrat. Elle peut être de forme arbitraire, mais les formes régulières (rectangulaires, circulaires, triangulaires, annulaires) sont les plus usuellement employées à cause de leur facilité d'analyse. Pour qu'il puisse rayonner, le patch doit être alimenté en employant l'une des quatre techniques d'alimentation suivantes : la ligne microruban, la sonde coaxiale, le couplage par fente et le couplage par proximité [33, 34].

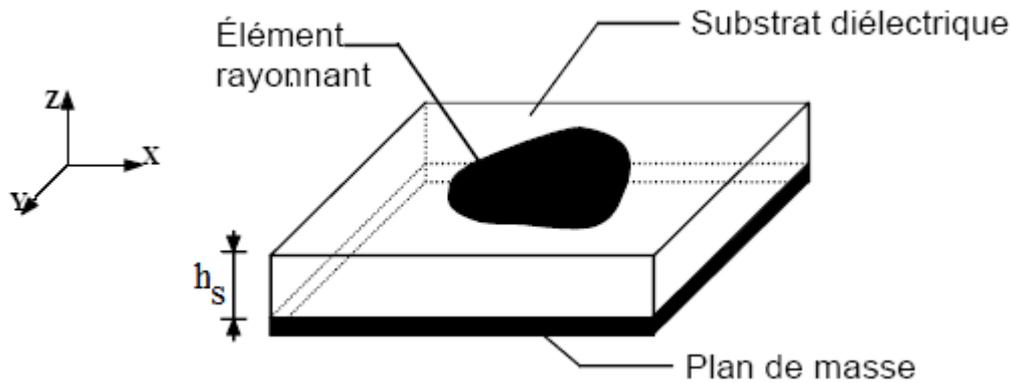


Figure (I.3) : Configuration de base d'une antenne patch [26].

L'épaisseur et la constante diélectrique du substrat jouent des rôles essentiels dans la conception des antennes microrubans. A cause de leurs meilleures performances, les substrats épais et de faible constante diélectrique sont privilégiés; ils permettent un bon rendement, une puissance de rayonnement élevée, un faible facteur de qualité et une largeur de bande élevée. En plus de ces avantages, un substrat épais présente une bonne solidité mécanique, mais il a aussi quelques inconvénients comme : l'augmentation du poids du circuit, des pertes diélectriques, des pertes par ondes de surface et des rayonnements parasites de la sonde d'alimentation [34, 35].

Comme le montre la figure (I.4), le rayonnement primordial se produit entre le patch et le plan de masse. Le champ électrique est maximum (positif) d'un côté du patch, nul au centre et minimum (négatif) de l'autre côté du patch (Fig. (I.4(b))). Le maximum et le minimum changent de côté régulièrement, suivant la phase instantanée du signal appliqué. Le champ électrique ne s'arrête pas brusquement à l'extrémité du patch, comme dans une cavité, mais il s'étale un peu vers l'extérieur. Ces extensions du champ, nommés champs marginaux, permettent au patch de rayonner [36]. Quelques méthodes de modélisation analytique des antennes patch sont basées sur ce concept. Les composantes du champ concerné sont la composante du champ électrique selon l'axe z et les composantes du champ magnétique selon les axes x et y , parallèles, tous les deux, au plan de masse (Fig. (I.4(a))).

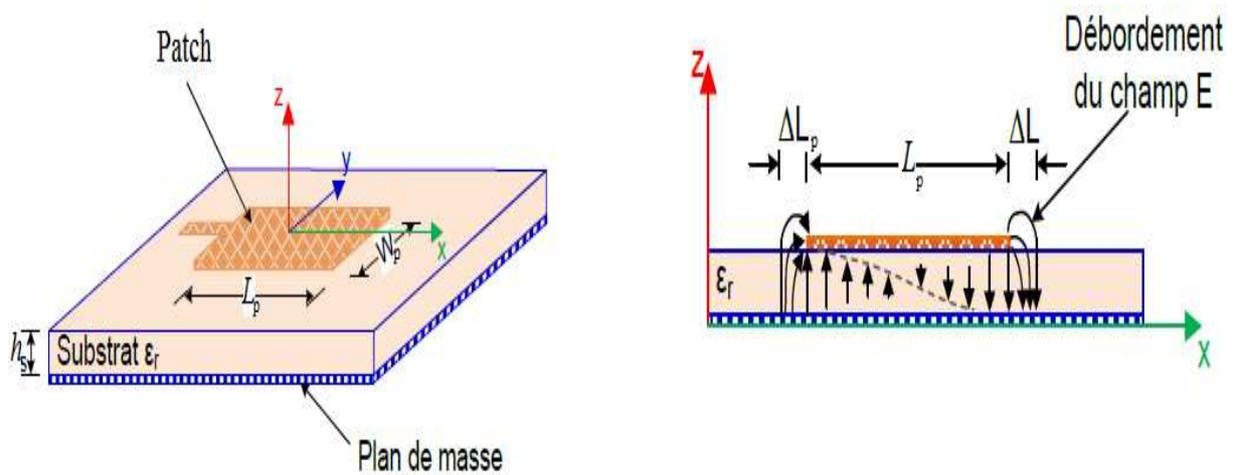


Figure (I.4) : Allure des lignes de champ dans la cavité [37].

La structure d'une antenne microruban dépend du type d'application visé et des paramètres à optimiser (bande passante, gain et efficacité, impédance d'entrée, niveaux des lobes secondaires, etc.). Les formes des patches les plus souvent employées sont données dans la figure (I.5). Chacune de ces différentes formes présente des avantages et des inconvénients qu'on peut brièvement citer dans ce qui suit [34, 38] :

1. Les patches rectangulaire et carré (Fig. (I.5(a) et (b))) sont les plus employés utilisés. La forme rectangulaire est caractérisée par une largeur de bande élevée. La forme carrée peut être employée pour produire une polarisation circulaire.
2. Les formes circulaires et elliptiques (Fig. (I.5(c) et (d))) sont légèrement plus petites que les deux premières. Elles présentent aussi un gain et une largeur de bande plus faible.
3. Les patches triangulaires et secteurs de disques (Fig. (I.5(e) et (f))) sont plus petits que les deux premiers. Ils sont utilisés pour engendrer des niveaux de polarisation croisée très élevés. Leur largeur de bande est typiquement très étroite et leur gain est faible.
4. Les géométries en anneau et secteur d'anneau circulaires (Fig. (I.5(g) et (h))) sont encore plus petits que les précédents. Le problème lié à cette forme de patches est que le processus d'excitation des modes d'ordre bas (et l'obtention d'une bonne impédance d'adaptation à la résonance) n'est pas simple.

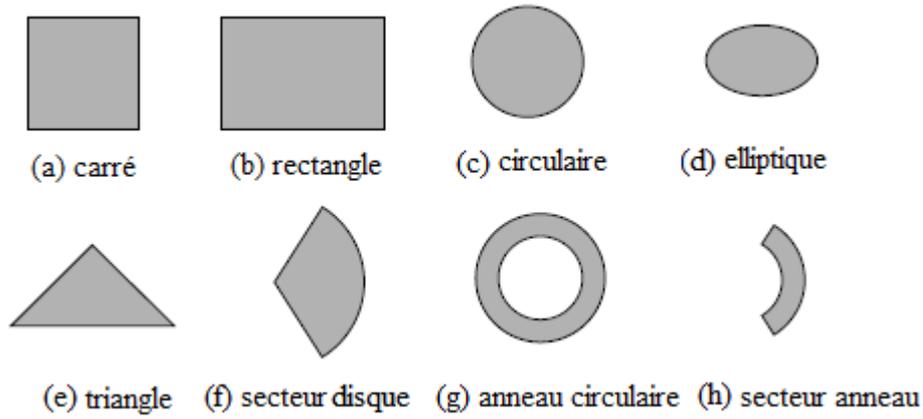


Figure (I.5) : Divers types d'éléments rayonnants [16].

La fréquence de résonance pour un patch rectangulaire est donnée par l'équation (I.20) [37].

$$f_r = \frac{c_0}{2 \cdot (L_P + 2 \cdot \Delta L_P) \sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (\text{I.20})$$

Où c_0 est la vitesse de la lumière dans le vide, ΔL_P l'extension de la longueur L_P et ϵ_{eff} la permittivité effective.

Ainsi, l'expression de la longueur du patch, en fonction de la longueur d'onde dans le vide λ_0 , est donnée par l'équation (I.21) [37].

$$L_P = \frac{\lambda_0}{2 \cdot \sqrt{\epsilon_{eff}}} - 2 \cdot \Delta L_P \quad (\text{I.21})$$

L'extension de la longueur (ΔL_P) est utilisée pour tenir compte du débordement du champ électrique aux extrémités du patch (Fig. (I.4(b))). Son expression mathématique est donnée par l'équation (I.22) [37].

$$\Delta L_P = 0.412 \cdot h_s \cdot \left(\frac{\epsilon_{eff} + 0.3}{\epsilon_{eff} - 0.258} \right) \cdot \frac{(W_P/h_s) + 0.264}{(W_P/h_s) + 0.8} \quad (\text{I.22})$$

Où :

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \cdot \left(1 + \frac{12 \cdot h_s}{W_P} \right)^{-1/2} \quad \text{car } W_P/h_s \geq 1 \quad (\text{I.23})$$

La largeur optimale du patch est donnée par l'équation (I.24) [37].

$$W_P = \frac{c_0}{2 \cdot f_r} \cdot \left(\frac{\epsilon_r + 1}{2} \right)^{-1/2} \quad (\text{I.24})$$

Pour un patch circulaire, la fréquence de résonance est calculée par la formule (I.25) [39].

$$f_r = \frac{c_0 J_{mn}}{2\pi a_{eff} \sqrt{\epsilon_r}} \quad (I.25)$$

Où c_0 est la vitesse de la lumière dans le vide, ϵ_r est la permittivité diélectrique relative du substrat, J_{mn} est le $m^{ième}$ zéro de la dérivée de la fonction de Bessel d'ordre n (Pour le mode dominant TM_{11} , $J_{11} = 1.84118$) et a_{eff} est le rayon effectif du patch circulaire, dû au débordement des lignes du champ électromagnétique sur les extrémités du patch. Il est donné par la formule (I.26) [39] :

$$a_{eff} = a \sqrt{1 + \frac{2h_s}{\pi a \epsilon_r} \left[\log\left(\frac{\pi a}{2h_s}\right) + 1.7726 \right]} \quad (I.26)$$

Où h_s est l'épaisseur du substrat et a le rayon du patch circulaire.

I.3.4 Alimentation des antennes imprimées

L'alimentation joue un rôle très intéressant dans la conception des antennes imprimées. L'énergie est fournie à l'élément rayonnant de manière à influencer directement sur son rayonnement et modifier ses performances. L'alimentation de l'antenne dépend de la manière dont celle-ci est intégrée dans le dispositif. Le choix de sa position permet l'adaptation de l'antenne à la ligne d'alimentation. Elle peut être centrée ou arbitraire par rapport à la structure de l'élément. Il existe une large variété de techniques d'alimentation permettant d'offrir à l'antenne l'énergie qui lui est indispensable pour rayonner. Ces différentes techniques d'alimentation peuvent être classées en deux grandes catégories [39] :

1. *Alimentation par contact* (par sonde ou ligne microruban)
2. *Alimentation par proximité* (couplage électromagnétique par ligne ou fente).

Dans la première technique, la puissance RF est fournie directement au patch rayonnant en employant une ligne microruban comme élément de contact. Dans la deuxième technique, le transfert de puissance entre la ligne microruban et le patch rayonnant s'accomplit à l'aide d'un couplage de champ électromagnétique. La technique utilisée peut modifier, de manière importante, le fonctionnement de l'antenne. Les avantages et les inconvénients des principales techniques de base, distinguées dans la littérature, sont présentés ci-dessous.

I.3.4.1 Alimentation par ligne microruban

Dans cette technique d'alimentation, un ruban conducteur est branché directement au bord du patch rayonnant (Fig. (I.6)). Les importants avantages de ce type d'alimentation sont :

- Pour obtenir une structure plane, l'alimentation est gravée sur le même substrat et considérée comme une extension du patch. C'est la technique la moins coûteuse et la plus simple à réaliser [40].
- L'impédance interne peut être facilement vérifiée en ajustant le point de contact entre la ligne d'alimentation et le patch [41].
- Sa réalisation est facile car la ligne d'alimentation et le patch sont gravés sur le même substrat [41].
- Une faible impédance (quelques Ohms) est acquise si le point de contact est proche du centre du patch [41].
- Cette technique est facile à modéliser, principalement pour un substrat fin [41].

Quant aux inconvénients de cette technique on peut les citer dans ce qui suit :

- L'augmentation de l'épaisseur du substrat diélectrique engendre une augmentation des ondes de surface et des rayonnements parasites de l'alimentation, ce qui se traduit par un abaissement de la bande passante de l'antenne. En plus, ce rayonnement parasite de l'alimentation donne lieu à un rayonnement indésirable dû à la polarisation croisée.
- La modification de la position de l'alimentation peut engendrer un léger décalage de la fréquence de résonance (à cause du changement du couplage entre la ligne d'alimentation et l'antenne) mais le diagramme de rayonnement reste inchangé. Ce décalage de la fréquence de résonance peut être équilibré par un léger ajustement des paramètres de l'antenne.
- Du fait que le réseau d'alimentation n'est pas déconnecté de l'antenne quand celle-ci rayonne, un fort rayonnement parasite du circuit d'alimentation est remarqué [35].

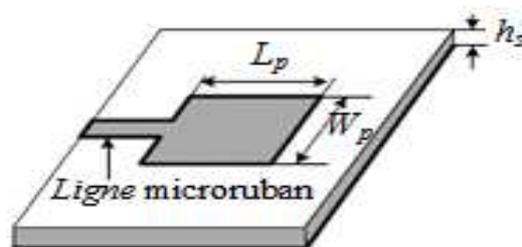


Figure (I.6) : Alimentation par ligne Microruban [41].

Il est à noter que l'alimentation peut aussi se faire par une connexion directe à la ligne microbande (Fig. (I.7)). Le point de jonction peut se repérer sur l'axe de symétrie de l'élément ou décalé par rapport à cet axe, si cela permet une meilleure adaptation d'impédance. L'alimentation axiale avec encoche donne de bons résultats. Elle est très employée dans les réseaux d'antennes imprimées de différentes formes [42].

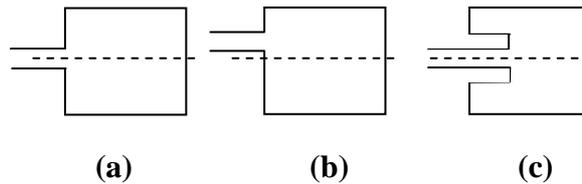


Figure (I.7) : Alimentations par ligne microruban :
(a) axiale, (b) décalée, (c) axiale avec encoche [42].

Pour un bon fonctionnement du circuit, la ligne d'alimentation doit acheminer l'onde vers l'antenne sans qu'il y ait des pertes par rayonnement et l'antenne doit rayonner sans générer des ondes de surface. Nous devons donc trouver un compromis pour améliorer, au mieux, les performances de l'antenne. De plus, l'adaptation devient difficile à cause de l'élément rayonnant qui présente, à ses bords, une forte impédance d'entrée. Il est donc préférable d'insérer un dispositif d'alimentation sous le plan de masse de l'élément rayonnant. Ce type d'alimentation sera bien détaillé et utilisé dans toutes les antennes conçues dans ce travail. L'impédance de la ligne microruban est déterminée par la nature et l'épaisseur du diélectrique utilisé, l'épaisseur de la métallisation et la largeur du microruban. La largeur efficace de la ligne microruban W_{eff} est donnée par les équations (I.27) et (I.28) [31].

$$W_{eff} = w_l + 1.25 \frac{t}{\pi} \left[\ln \left(\frac{2h_s}{t} \right) + 1 \right] \quad \text{Pour } w_l/h_s \geq 1/2\pi \quad (\text{I.27})$$

$$W_{eff} = w_l + 1.25 \frac{t}{\pi} \left[\ln \left(\frac{4\pi w_l}{t} \right) + 1 \right] \quad \text{Pour } w_l/h_s \leq 1/2\pi \quad (\text{I.28})$$

Où t est l'épaisseur de la métallisation (m), h_s l'épaisseur du substrat (m), w_l la largeur de la ligne microruban (m) et W_{eff} la largeur efficace de la ligne microruban (m). Les équations (I.27) et (I.28) nous permettent d'obtenir la largeur effective, qui sera utilisée pour calculer la

constante diélectrique effective et l'impédance de la ligne. Pour un rapport (largeur sur hauteur) $w_l/h_s \leq 1$, on utilise les deux équations (I.29) et (I.30) [31, 43].

$$\varepsilon_{eff} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left[\frac{1}{\sqrt{1 + 12 \left(\frac{h_s}{W_{eff}} \right)}} + 0.04 \left(1 - \frac{W_{eff}}{h_s} \right)^2 \right] \quad (I.29)$$

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\varepsilon_{eff}}} \ln \left(\frac{8h_s}{W_{eff}} + \frac{W_{eff}}{4h_s} \right) \quad (I.30)$$

Où ε_r et ε_{eff} sont respectivement la permittivité relative et la permittivité effective du substrat et Z_0 est l'impédance du microruban (Ω).

Mais lorsque $w_l/h_s \geq 1$ on utilise les équations (I.31) et (I.32) [31, 43].

$$\varepsilon_{eff} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2 \sqrt{1 + 12 \left(\frac{h_s}{W_{eff}} \right)}} \quad (I.31)$$

$$Z_0 = \frac{120\pi}{\sqrt{\varepsilon_{eff}} \left[\frac{W_{eff}}{h_s} + 1.393 + \frac{2}{3} \ln \left(\frac{W_{eff}}{h_s} + 1.444 \right) \right]} \quad (I.32)$$

I.3.4.2 Alimentation par une sonde coaxiale

Ce type d'alimentation, nommé aussi alimentation coaxiale, est usuellement employé dans les patchs circulaires et rectangulaires pour générer une polarisation circulaire [44]. Le conducteur intérieur du connecteur coaxial s'étend à travers le diélectrique pour être soudé au patch rayonnant, alors que le conducteur extérieur est branché au plan de masse (Fig. (I.8)) [45-47].

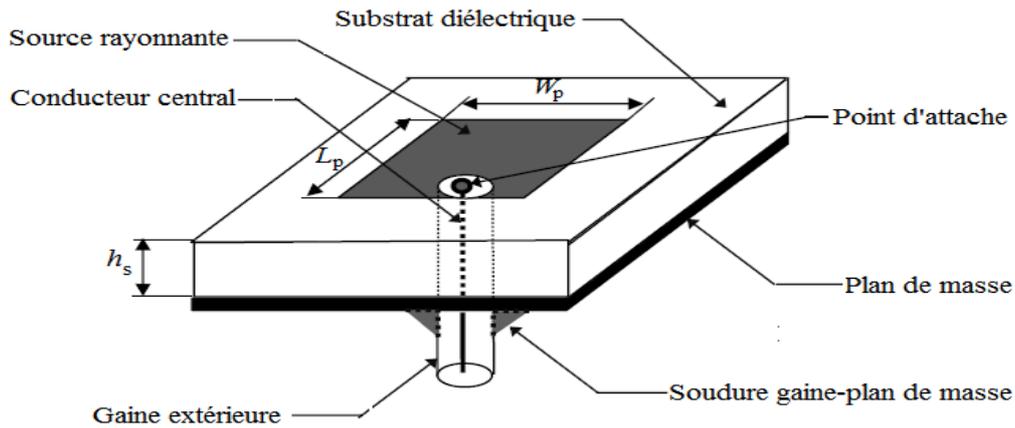


Figure (I.8) : Alimentation par connexion directe à une ligne coaxiale.

Les principaux avantages de ce système d'alimentation sont [45, 47] :

- La possibilité d'installer la sonde coaxiale à n'importe quel emplacement, à l'intérieur du patch, afin d'effectuer l'adaptation.
- En plus de sa facilité de réalisation, cette technique présente un faible rayonnement parasite et la ligne d'alimentation ne cause aucune perte par rayonnement.
- Un câble peut être installé en dessous du plan de masse pour réduire le couplage entre le patch et l'alimentation.

Les inconvénients majeurs de cette technique sont [41] :

- Elle présente une bande passante étroite et elle est difficile à modéliser.
- L'augmentation de la longueur de la sonde, pour des substrats épais, remet l'impédance d'entrée plus inductive.

I.3.4.3 Alimentation couplée par fente

Dans cette technique d'alimentation, qui permet un minimum de rayonnement parasite, l'élément rayonnant et la ligne d'alimentation sont séparés par le plan de masse (Fig. (I.9)). Le couplage entre ces deux éléments est réalisé grâce à une fente, insérée dans le plan de masse. La fente est généralement centrée sous le patch, entraînant ainsi une baisse de polarisation croisée à cause de la symétrie de la configuration. Le degré de couplage, est décidé par la forme, la taille et l'emplacement de la fente. En règle générale, afin d'optimiser le rayonnement du patch, une constante diélectrique élevée et une faible épaisseur sont utilisées pour le substrat inférieur, tandis qu'une épaisseur plus grande et une constante diélectrique plus petite sont utilisées pour le substrat supérieur.

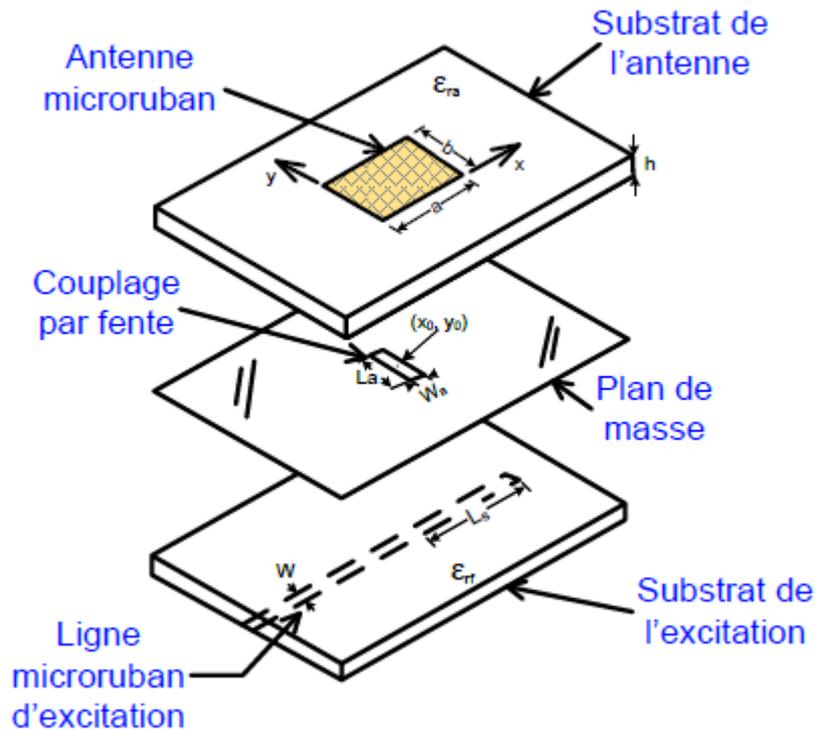


Figure (I.9) : Alimentation par couplage électromagnétique, à une ligne microbande, à travers une fente dans le plan de masse [37].

Le plan de masse élimine le rayonnement parasite de l'alimentation qui, en interférant avec celui de l'antenne, affecte la pureté de la polarisation. Cette géométrie a au moins quatre degrés de liberté : les dimensions de la fente, sa position, les paramètres du substrat et la largeur de la ligne d'alimentation. L'adaptation est améliorée par une optimisation simultanée des dimensions de la fente de couplage et de la largeur de la ligne d'alimentation. L'inconvénient majeur de cette configuration est sa difficulté de fabrication, en raison des couches multiples qui augmentent également l'épaisseur du dispositif et son coût [45,48].

I.3.4.4 Alimentation couplée par proximité

Cette technique est surnommée alimentation par couplage électromagnétique. Comme le montre la figure (I.10), la ligne d'alimentation se trouve entre deux substrats diélectriques superposés, tandis que le patch est gravé sur le substrat supérieur [45]. Les primordiaux avantages de ce type d'alimentation sont [45,49] :

- Elimination radicale du rayonnement de la ligne d'alimentation.
- Ne nécessite pas un contact physique entre la ligne d'alimentation et le patch.

- Peut offrir une large bande passante à cause d'un espacement plus grand entre le patch et le plan de masse.
- L'optimisation des performances de l'antenne est plus facile à cause d'un plus grand choix de la combinaison des deux diélectriques. L'adaptation peut être effectuée en contrôlant la profondeur de la ligne d'alimentation sous le patch et la largeur du patch.

Les inconvénients sont [45] :

- Fabrication difficile en raison des deux couches diélectriques qui requièrent un alignement adéquat.
- Augmentation de l'épaisseur globale de l'antenne et de son coût.

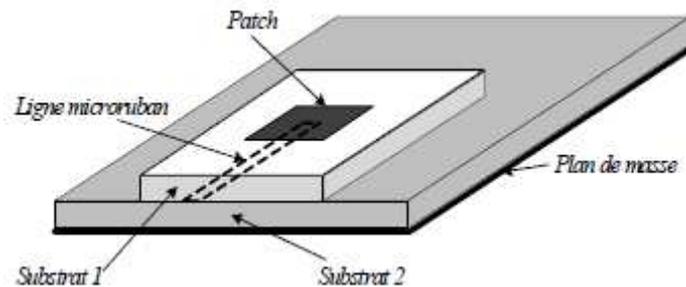


Figure (I.10) : Alimentation par couplage électromagnétique à une ligne microruban [39].

I.4 Méthodes d'analyse

Les antennes imprimées, habituellement constituées d'un élément rayonnant imprimé sur un substrat de faible permittivité, sont spécialement analysées par les méthodes dédiées aux circuits planaires. Ces méthodes peuvent être classées en deux grandes catégories : les méthodes analytiques simples, telles que le modèle de la ligne de transmission et le modèle de la cavité et les méthodes numériques rigoureuses, telles que la méthode des moments, la méthode des éléments finis et la méthode des différences finies [39].

I.4.1 Méthodes analytiques

Ces méthodes, dont les plus employées sont le modèle de la ligne de transmission et le modèle de la cavité [39], sont fondées sur la distribution du courant magnétique autour du patch.

I.4.1.1 Modèle de la ligne de transmission

Le modèle de la ligne de transmissions (MLT) [50-52] est le plus employé pour l'analyse et la conception des antennes microruban. Initialement, dans sa forme originale, la méthode MLT ne s'appliquait que pour les antennes microruban rectangulaires planaires. Elle a ensuite été développée et allongée à d'autres structures. Le patch rectangulaire est considéré comme deux fentes rayonnantes parallèles, espacées par une distance égale à la longueur du patch et perpendiculaires au parcours dominant du courant sur le patch. Ce modèle offre un bon aperçu physique, mais moins de certitude. Dans cette méthode, les principaux paramètres de la ligne sont l'impédance caractéristique et la constante de propagation effective.

I.4.1.2 Modèle de la cavité

Bien qu'il soit simple à employer, le modèle de la ligne de transmission présente certains inconvénients. En effet, il ne s'applique qu'à des patches rectangulaires et il néglige les variations de champ le long des bords de rayonnement. Ces inconvénients peuvent être remédiés en employant le modèle de la cavité proposé par Lo et al [51]. Ce modèle permet la simplicité et la visibilité physique dans l'analyse des antennes microruban. Une antenne imprimée peut être comparée à une cavité clôturée par deux murs électriques (le plan de masses et l'élément rayonnant) et quatre murs magnétiques verticaux. Une longueur et une largeur effective sont introduites pour prendre en compte les excès des lignes des champs sur les bords de l'élément rayonnant. Les champs à l'intérieur de la cavité peuvent être formulés en fonction des modes discrets satisfaisant individuellement des conditions aux limites adéquates. Une fois ces champs connus, le champ rayonné, la puissance totale et l'impédance d'entrée peuvent être déduits. Ce modèle n'est approuvable que pour des substrats électriquement fins et modélise difficilement le couplage [39]. Les fréquences de résonance de l'antenne sont résolues par les fréquences de résonance de la cavité [51,53].

I.4.2 Méthodes numériques

Les techniques numériques sont basées sur la détermination de la distribution du courant sur la surface de l'élément conducteur et le plan de masse, dans le domaine fréquentiel

ou temporel. Elles peuvent étudier les structures les plus arbitraires et les multicouches. Toutefois, elles requièrent un temps de calcul et un espace mémoire importants et ne permettent que très peu d'explications physiques [39].

I.4.2.1 Méthode des éléments finis

La méthode des éléments finis [39], très utilisée dans le domaine fréquentiel, consiste à discrétiser les équations de Maxwell en amont, au niveau de la formulation aux dérivées partielles des équations de propagation. La première étape consiste à discrétiser le domaine de calcul grâce à des motifs géométriques adaptés, les triangles pour les problèmes à deux dimensions et les tétraèdres dans les cas tridimensionnels. A chacun de ces motifs géométriques, on réunit un certain nombre de nœuds, auxquels on donne des fonctions de base linéairement indépendantes, les unes des autres, et composant une estimation continue de la solution du problème.

La deuxième étape consiste à choisir une allocation de fonctions de test, respectant les conditions de dérivabilité et de continuité au bord du domaine de calcul. Cela permet alors de reformuler l'équation d'onde et d'exclure les dérivées d'ordre un, pour achever à une formulation variationnelle. L'intérêt d'une telle formulation réside dans le fait qu'elle assemble, en une seule formule, l'équation d'onde et les conditions aux limites tout en ne faisant intervenir que des dérivées d'ordre un. Le cas spécifique où les fonctions de test et d'essai sont semblables est appelé procédure de Galerkin. L'avantage de cette méthode réside dans la simplicité de traitement des structures les plus compliquées et des matériaux inhomogènes tout en tenant compte des dispersions. Cependant, en comparaison à la méthode des moments, elle reste inefficace pour le traitement des conducteurs rayonnants.

I.4.2.2 Méthode des différences finies

La méthode des différences finies [38, 39], dans le domaine temporel F.D.T.D (*Finite Difference Time Domain*), est une technique numérique permettant la résolution des équations différentielles dans le domaine temporel dans une structure uniformément discrétisée. La méthode consiste à approximer les dérivées ponctuelles spatiales et temporelles, qui apparaissent dans les équations de Maxwell, par des différences finies centrées. Les composantes des champs électrique et magnétique sont déplacées d'une demi-cellule spatiale et calculées d'une façon alternative et itérative, à des multiples pairs et impairs du demi-pas temporel. La méthode FDTD est employée avec réussite dans la conception des simples

antennes microruban jusqu'aux réseaux d'antennes composés en phase. Les primordiaux avantages de cette méthode sont :

- Ses expressions sont relativement simples [54].
- Elle permet la caractérisation de la structure en une seule simulation et dans une large bande de fréquence. Les paramètres de propagation et l'impédance caractéristique peuvent être résolus en utilisant la transformée de Fourier [39].
- Elle permet la modélisation des sources d'excitation, la simulation de l'espace libre, l'étude des problèmes géométriques liés aux structures (interface, fil mince...) et l'utilisation de divers types de matériaux (dispersifs, anisotropes...). Elle offre donc une simulation rigoureuse de l'antenne et de son environnement proche [38, 55].
- Elle ne demande pas la résolution de systèmes linéaires (inversion de matrice).
- Elle peut prédire la réponse transitoire d'un système électromagnétique [38, 54].
- Le perfectionnement des performances des calculateurs a rendu possible le traitement numérique des problèmes à l'aide de cette méthode. La robustesse de la méthode a été démontrée par Taflove en 1975 [54].

I.4.2.3 Méthode des moments

La méthode des moments (MoM) [55], est une approche numérique qui transforme une fonctionnelle (équation différentielle, intégrale ou intégral différentielle) en un système d'équations linéaires. Cette méthode globale peut admettre à d'autres approches numériques, telles que la méthode des éléments finis et la méthode des différences finies, d'être expliquées en termes de procédures MoM. Elle a été utilisée par la première fois en 1967 par Harrington [56], pour la résolution des problèmes liés aux antennes.

En électromagnétisme, la méthode des moments, employée particulièrement dans le domaine fréquentiel, consiste à résoudre les expressions intégrales des équations de Maxwell. Elle est basée sur le principe d'équivalence surfacique ou volumique entre la réponse de la structure et une distribution de courant similaire à la surface ou dans le volume d'une hétérogénéité. Elle conduit alors aux expressions intégrales des équations du champ électromagnétique déporté par un conducteur parfait. Cette technique offre un traitement avantageux des surfaces conductrices et la plupart des grandeurs d'une antenne peuvent être directement retenus de la densité de courant.

La méthode des moments est une des méthodes les plus employées dans le domaine fréquentiel pour les problèmes de rayonnement et de diffusion comprenant des surfaces ou des fils conducteurs. Elle est très précise et très utile. Elle peut étudier un seul élément ou plusieurs éléments en réseau ou empilés ainsi que les formes arbitraires et le couplage. Cependant cette méthode reste très compliquée, elle requiert un temps de calcul important et ne permet pas une bonne interprétation physique. En plus, si le problème contient des diélectriques inhomogènes, la méthode n'est plus vraiment adaptée. Une hybridation avec la méthode des éléments finis pourrait alors être une solution efficace.

I.5 Logiciels commerciaux [57, 58]

L'arrivée de l'informatique a collaboré au développement de méthodes numériques souhaitant à prévoir le comportement des modèles hyperfréquences en résolvant les équations de Maxwell. Les logiciels commerciaux capables de travailler dans la technologie planaire sont nombreux. Ils sont fondés à partir de méthodes numériques différentes (éléments finis, différences finies, moments). Deux importants simulateurs commerciaux HFSS (High Frequency Structure Simulator) et CST (Computer Simulation Technology) ont prouvé leur efficacité et leur utilité spécialement dans le domaine de la conception des antennes. Ces deux logiciels sont des simulateurs efficaces et applicables à une grande variété de structures. Malheureusement, ils requièrent beaucoup de temps de calcul et une grande capacité de mémoire surtout lorsqu'ils traitent des structures complexes.

I.5.1 Logiciel HFSS d'Ansoft

Le logiciel HFSS (High Frequency Structure Simulator) d'ANSOFT est un simulateur électromagnétique de structures à trois dimensions. Il est conçu sur une méthode différentielle utilisant la méthode des éléments finis (FEM) qui consiste à diviser la structure étudiée en un grand nombre des éléments volumiques et des tétraèdres. L'avantage de ce logiciel est sa potentialité d'étudier toutes sortes de structures homogènes et inhomogènes, quelle que soit la technologie convoitée. Le motif élémentaire de la discrétisation est un tétraèdre géré par des fonctions locales. Une solution approchée est proposée en se reposant sur les conditions aux limites. Ce simulateur combine tous les éléments de solution des champs dans une seule matrice à résoudre. En théorie, la précision de la méthode FEM est absolue. Mais comme une précision élevée exige un grand nombre d'éléments lors de la discrétisation, un temps de calcul important et une grande capacité mémoire sont alors exigés principalement pour le cas des structures complexes.

L'optimisation des différents paramètres d'une structure avec ce logiciel n'est pas facile et très difficile à accomplir. Puisque, le fait de modifier une dimension dans la structure exige de la redessiner (c.-à-d. : refaire l'ensemble des tâches).

I.5.2 Logiciel CST Microwave Studio (MWS)

Le logiciel CST (Computer Simulation Technology) Microwave Studio est un outil spécialisé pour la simulation et la conception électromagnétique des composantes hautes fréquences. Il est fondé sur la technique des intégrations finies (FIT). Cette méthode numérique permet un arrangement spatial de discrétisation applicable à divers problèmes électromagnétiques et fournit une discrétisation de l'espace identique à celle de la méthode FDTD (Finite Difference Time Domain). Ce logiciel utilise un maillage parallélépipédique où l'espace est divisé en cellules élémentaires. La discrétisation générée est volumique et chaque cellule élémentaire est cubique. Un processus de maillage peut être appliqué avant que la simulation de la structure ne soit lancée. Permettant directement une description en 3-D de tous les éléments de la structure. Ceci le rend applicable à de nombreux problèmes électromagnétiques (statique, hyperfréquences en temporel et fréquentiel). Comme tous les simulateurs électromagnétiques 3D, l'avantage de cet outil est sa potentialité de simuler toutes sortes de structures homogènes et inhomogènes, quelle que soit la technologie utilisée. Cet outil facilite le dessin de la structure avec les dimensions requises en offrant une interface de modélisation puissante et solide.

I.6 Conclusion

Dans la première partie de ce chapitre nous avons présenté, d'une manière générale, les caractéristiques principales des antennes. La deuxième partie du chapitre a été consacrée aux antennes imprimées microruban. Nous y avons ainsi détaillé les différentes techniques d'alimentation de ce type d'antennes, leurs méthodes d'analyse et les principaux simulateurs commerciaux utilisés dans ce domaine. Dans le prochain chapitre nous présenterons les principales antennes directives, utilisées en général et les antennes BIE diélectriques, en particulier.

CHAPITRE II
LES ANTENNES DIRECTIVES :
INTRODUCTION AUX ANTENNES BIP
DIELECTRIQUES

CHAPITRE II

LES ANTENNES DIRECTIVES : INTRODUCTION AUX ANTENNES BIP DIELECTRIQUES

II.1 Introduction

Ce chapitre introductif débute par un rappel sur les principales antennes directives telles que les antennes réseaux et les antennes à ouvertures rayonnantes. Parmi les types d'antennes directives existantes, on distingue aussi les antennes diélectriques à bandes interdites photoniques (BIP) (appelées aussi en microonde antennes à bande interdite électromagnétiques (BIE)). Ce type d'antenne a des spécificités bien particulières que nous allons présenter dans ce chapitre. Nous présentons aussi comment ce type d'antenne a évolué, à partir des structures périodiques, et les principaux travaux publiés à ce sujet. L'antenne BIP classique tout diélectrique sous sa forme la plus usuelle sera présentée.

II.2 Familles d'antennes

L'ensemble des antennes existantes peuvent être distinguées par plusieurs paramètres tels que la directivité et l'allure du diagramme de rayonnement, la bande passante, la bande de fréquence de fonctionnement, la polarisation, etc. Une des classifications les plus courants consiste à classer les antennes selon leur ouverture dans le plan horizontal. On discerne les antennes directives, les antennes omnidirectionnelles et les antennes sectorielles [59]. Le diagramme de rayonnement de chacune de ces antennes est représenté dans la figure (II.1).

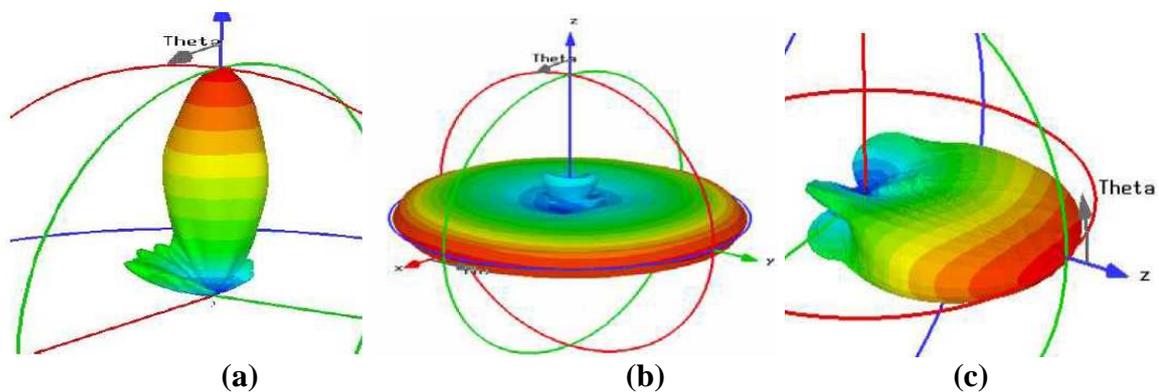


Figure (II.1) : Diagramme de rayonnement des différentes antennes existantes, (a) directive, (b) omnidirectionnelle, (c) sectorielle [60].

Comme le montre la figure précédente, les antennes directives (a) rayonnent dans une direction particulière et permettent ainsi de renforcer la densité de puissance à la région où l'on veut cibler (détecter) l'information, ce qui induit un gain élevé. Ces antennes sont principalement utilisées pour des liaisons de type point à point [61].

Les antennes omnidirectionnelles (b) ont un rayonnement cohérent et l'énergie rayonnée est équitablement exemptée dans l'espace. Leur intérêt est l'utilisation d'un seul aérien pour couvrir un secteur de 360° [61].

Les antennes sectorielles (c) ont une zone de couverture, en azimut, qui correspond souvent à un secteur de 45° , 60° , 90° ou 120° . L'emploi de plusieurs antennes sectorielles (p. ex. l'usage de 6 antennes d'ouverture 60° ou de 4 antennes d'ouverture 90°) permet de reconstituer le rayonnement d'une antenne omnidirectionnelle [61].

II.3 Les antennes directives

Comme leur nom l'indique, les antennes directives concentrent l'énergie rayonnée dans des zones étroites ou écartées puisqu'elles offrent des gains importants. Habituellement, la puissance rayonnée se repère condensée dans un ou plusieurs lobes. Ce type d'antenne est spécialement exploité pour des liaisons de type point à point (dans lesquelles les positions des antennes d'émission et de réception sont connues) qui requièrent, habituellement, un bon alignement. L'utilité de ces antennes est le renforcement de la portée des liaisons radio et l'agrandissement du débit des transmissions [62]. C'est pourquoi, lors de la conception, l'optimisation de ce type d'antenne repose sur deux paramètres importants : le gain et la bande passante.

Pour rendre une antenne directive, le moyen le plus usuel consiste à mettre un réflecteur métallique derrière l'antenne, de telle sorte que le rayonnement ne s'effectue plus que dans un demi-espace, ce qui permet de doubler la puissance rayonnée dans l'axe de l'antenne [63].

Dans les figures (II.2) et (II.4), nous présentons deux exemples d'antennes imprimées caractérisées par un diagramme de rayonnement directif. Les deux antennes ont été simulées par le logiciel de simulation d'antennes CST. La structure de la première antenne, à polarisation linéaire, est présentée dans la figure (II.2). Cette antenne, alimentée par une ligne quart d'onde, est formée d'un patch circulaire avec des fentes et imprimée sur un substrat de types Rogers RT/Duroid-5880, de permittivité 2.2 et d'épaisseur 0.762 mm. Les résultats de simulation obtenus pour cette structure sont présentés dans la figure (II.3).

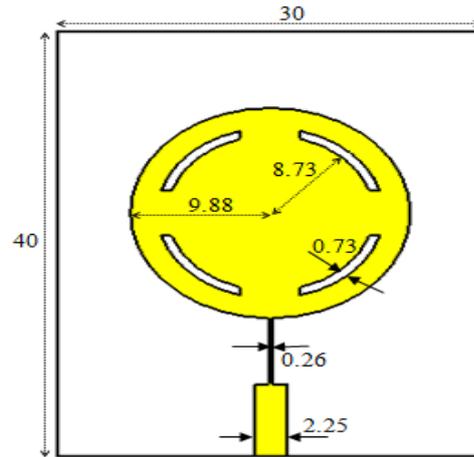


Figure (II.2) : Structure de la première antenne proposée, à rayonnement directif (dimensions en mm).

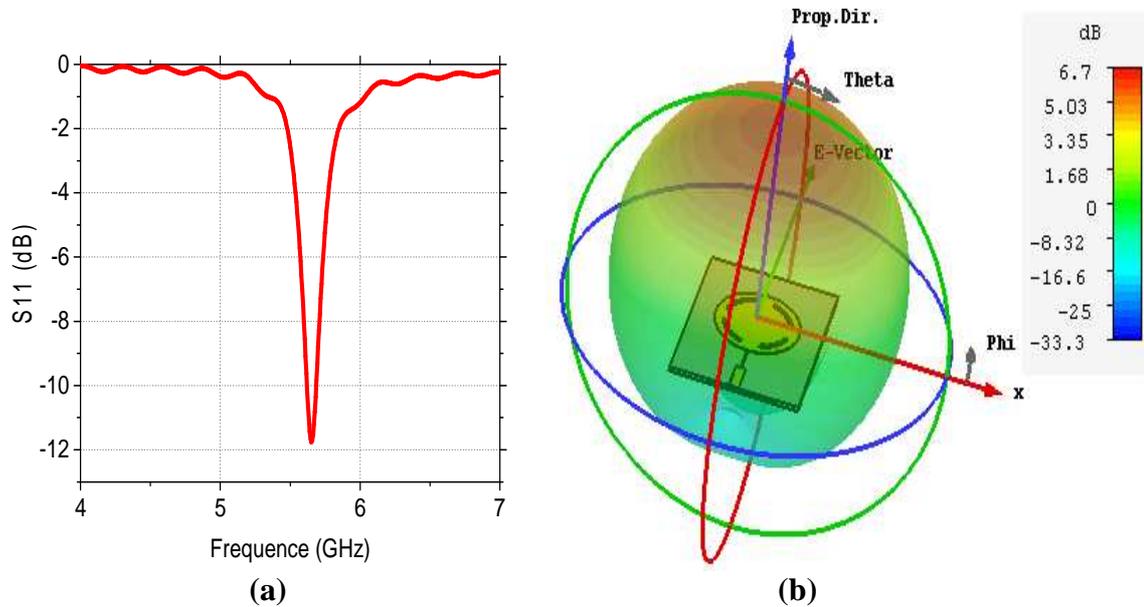


Figure (II.3) : Performances de la première antenne, (a) adaptation, (b) diagramme de rayonnement en 3D, à la fréquence 5.6 GHz.

Cette première antenne présente une bonne adaptation et un gain de 6.7 dBi à la fréquence de 5.6 GHz, qui est sa fréquence de fonctionnement.

La structure de la deuxième antenne est présentée dans la figure (II.4). Elle est composée d'un empilement de quatre couches de même diélectrique RT/Duroid 6002 de permittivité 2.94 avec un réflecteur. Le substrat du patch et le substrat qui sépare le plan de masse et la ligne ont une épaisseur de 0.762mm. Le substrat placé sur le plan de masse et

celui utilisé comme substrat de patch annulaire parasitique ont, tous les deux, une épaisseur de 0.127 mm. Les dimensions du plan de masse et celles du plan de masse parasitique sont, respectivement, de $72 \times 36 \text{ mm}^2$ et $70 \times 34 \text{ mm}^2$. La liaison entre le patch et la ligne d'alimentation est réalisée à l'aide d'une fente S_1 , dans le plan de masse. Trois autres fentes S_2 , S_3 et S_4 sont pratiquées dans le plan de masse, le long de la ligne d'alimentation, pour élargir la bande passante. Le patch annulaire parasitique, de forme *ring*, sert à couvrir l'antenne pour améliorer l'adaptation. Les résultats de simulation pour cette deuxième structure sont présentés dans les figures (II.5) et (II.6).

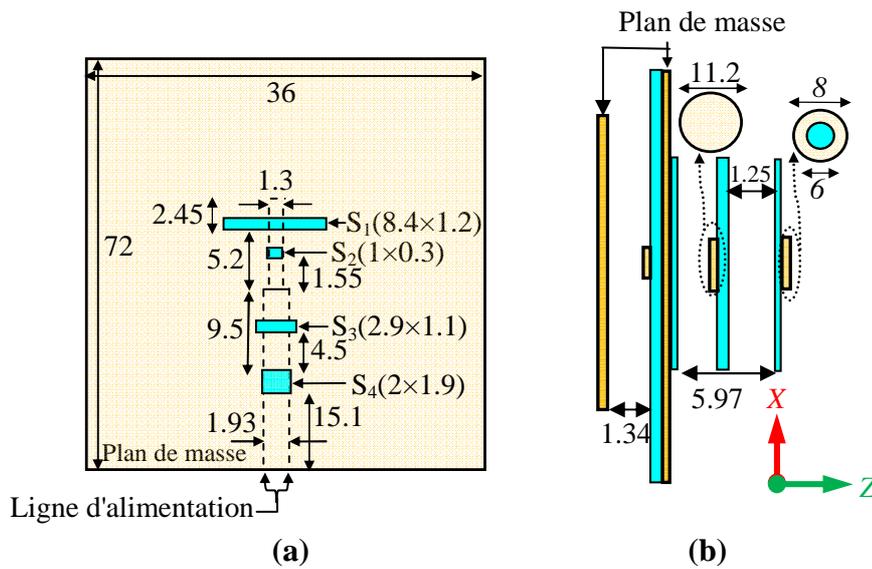


Figure (II.4) : (a) Structure de la deuxième antenne directive, (b) système d'alimentation.

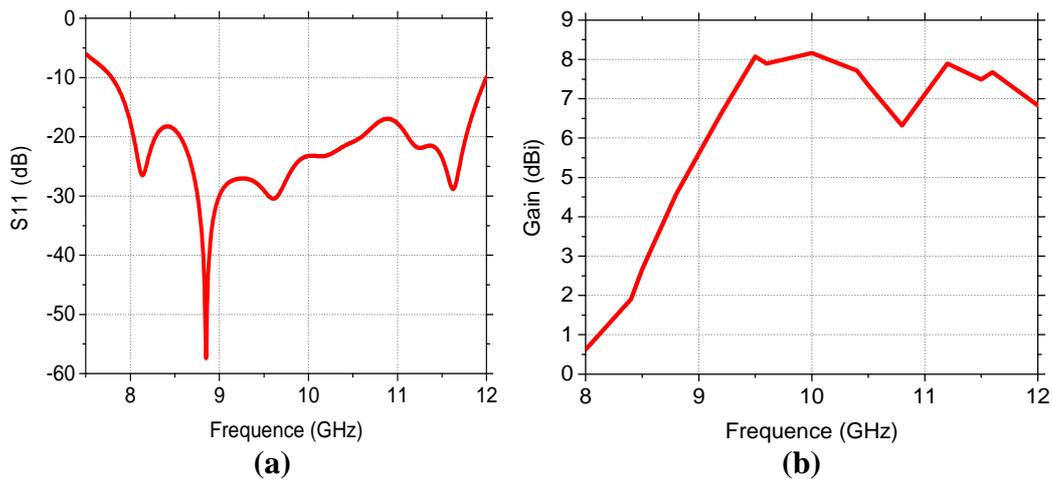


Figure (II.5) : Performances de la deuxième antenne (a) adaptation, (b) gain.

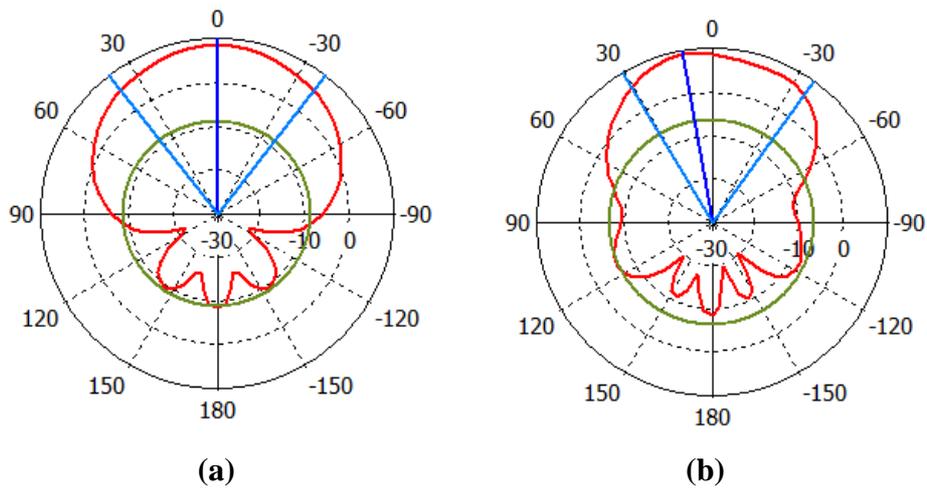


Figure (II.6) : Diagramme de rayonnement de la deuxième antenne, **(a)** plan H, **(b)** plan E.

Les résultats obtenus montrent que cette deuxième antenne est bien adaptée dans la gamme 7.75-12 GHz et présente un bon gain. À partir de la fréquence 9.5 GHz le gain reste presque, aux alentours de 7.5 dBi (Fig. (II.5)). D'après la figure (II.6) l'antenne a un diagramme de rayonnement directif et acceptable dans les deux plans E et H.

II.3.1. Principales antennes directives

Dans cette section nous allons donner un aperçu général sur les principales antennes qui présentent des directivités importantes.

II.3.1.1. Les réseaux d'antennes

Les antennes réseaux sont ordinairement formées d'un groupement de plusieurs éléments rayonnants, en général identiques et travaillant dans la même bande de fréquences, pour former une ouverture rayonnante [64-65]. Le renforcement du nombre d'éléments rayonnants dans les réseaux d'antennes permet d'augmenter la directivité et le gain. Les éléments rayonnants peuvent être des patchs imprimés, des fentes, des cornets ou des dipôles distribués dans l'espace [66]. La figure (II.7) représente quelques exemples d'antennes réseaux.

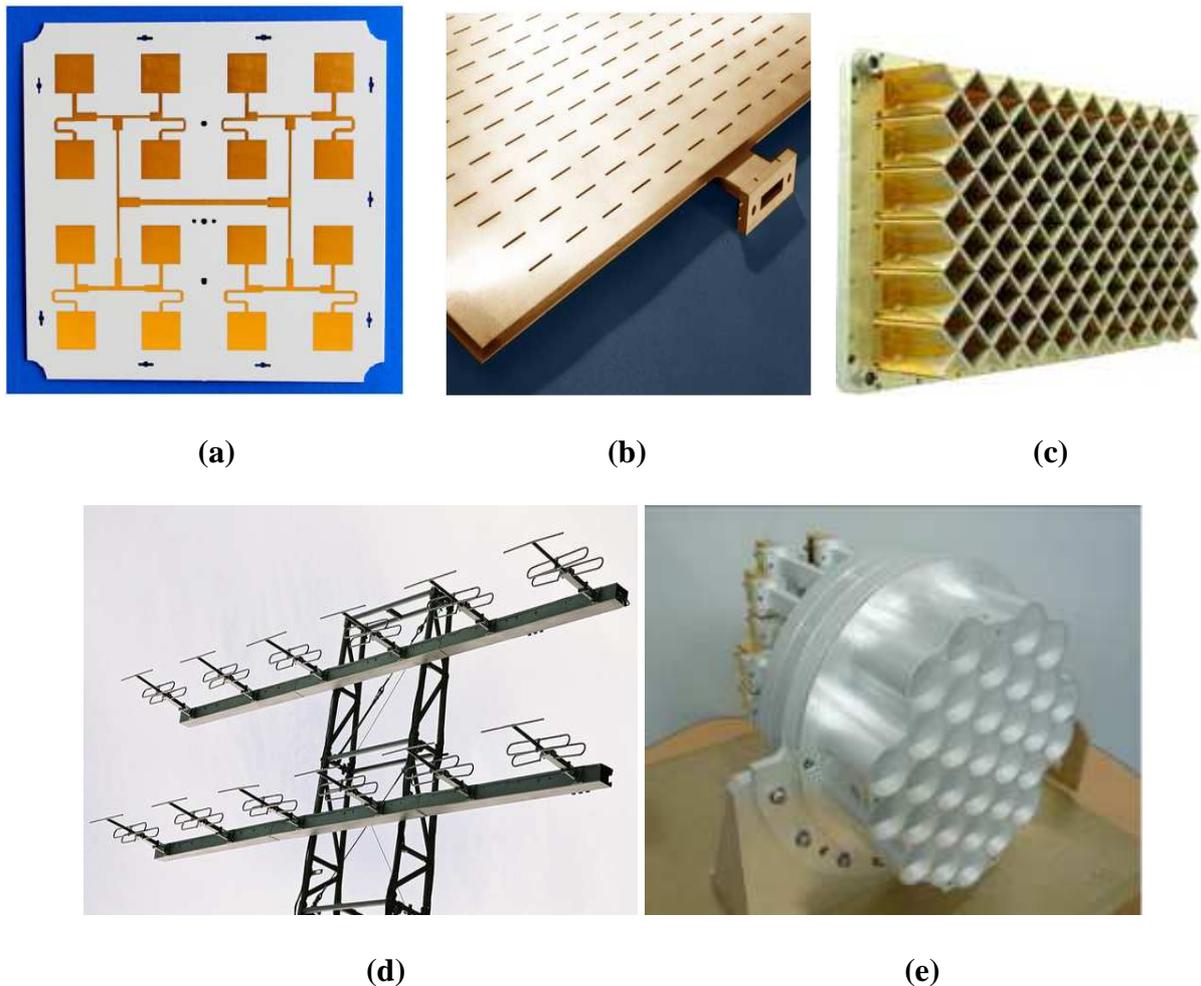


Figure (II.7) : Exemples d'antennes réseaux, (a) réseau de patch, (b) réseau de fentes, (c) réseau d'antennes actif, (d) réseau de dipôles, (e) réseau de cornets.

Si l'augmentation du nombre de sources a pour avantage l'augmentation du gain, son inconvénient est qu'il influe négativement sur l'efficacité de l'antenne, à cause du système d'alimentation complexe utilisé et des pertes.

II.3.1.2. Les antennes à ouverture rayonnante

Les antennes à ouverture rayonnante sont très utilisables pour les applications aéronautiques et spatiales, car elles peuvent être très bien encastrées sur l'armature d'un avion ou d'un dispositif spatial [16]. Parmi les antennes à ouvertures rayonnantes les plus connues, on peut citer : les cornets, les antennes à réflecteur parabolique et les antennes lentilles.

Les cornets sont des guides d'onde à section progressivement grandissante se terminant par une ouverture rayonnante de contour rectangulaire ou circulaire [67].

L'impédance à la frontière entre les deux milieux (le guide et l'air) causerait une réflexion d'une partie de l'onde. Pour cela, on utilise une section de guide d'onde en forme de cornet évasé à changement graduel. Plus l'ouverture du cornet est grande, plus le signal-radar sera focalisé dans la direction désirée. La figure (II.8) montre deux types d'antennes cornet (a) et l'évolution des lignes du champ électrique du guide jusqu'au l'espace libre (b).

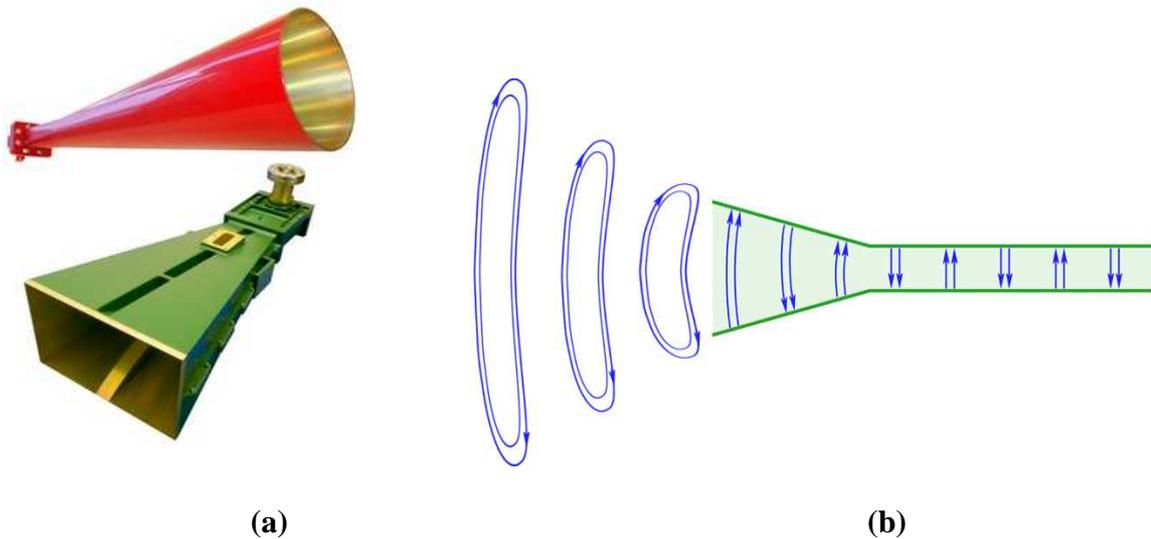


Figure (II.8) : (a) Photo de deux types d'antennes cornet, (b) évolution des lignes du champ électrique dans le guide et dans l'espace libre.

Les antennes à grande ouverture peuvent être construites uniquement avec des réflecteurs ou des réseaux ; les réflecteurs sont beaucoup plus simples que les réseaux. Le réseau requiert un système d'alimentation complexe, tandis qu'un réflecteur utilise une simple alimentation [19]. Les paraboles sont composées d'un réflecteur et d'une source, cette dernière étant placée au foyer du réflecteur. Les ondes électromagnétiques provenant de la source se réfléchissent sur la surface du réflecteur, ce qui permet de transformer les ondes sphériques en ondes planes [68]. Parmi les multiples applications des antennes paraboliques, on peut mentionner la liaison terre-satellite et la liaison entre les stations de base d'un réseau de la téléphonie mobile. La figure (II.9) représente une photo d'une antenne parabolique (a) et les réflexions des rayons sur sa surface à l'émission (b).

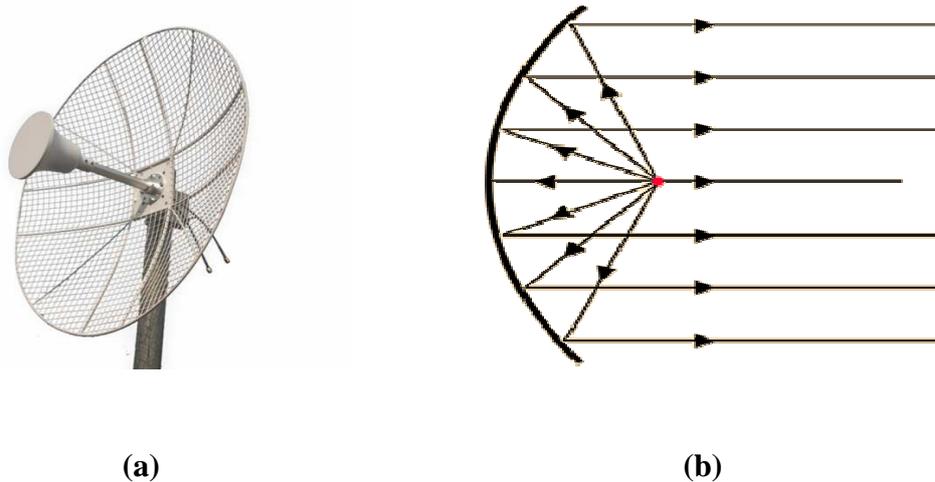


Figure (II.9) : Antenne parabolique, (a) photo de l'antenne parabolique, (b) réflexion sur la surface de la parabole.

Les antennes lentilles sont composées d'une source primaire illuminant une lentille. Les lentilles sont essentiellement utilisées pour collimater l'énergie incidente, primitivement divergente, pour l'empêcher de se propager dans des directions non désirées. L'antenne lentille fonctionne selon le même principe qu'une antenne parabolique ; elle permet de transformer une onde sphérique en une onde plane, à l'émission, pour engendrer des gains élevés. Ceci peut être obtenu à l'aide d'une bonne conception géométrique de la structure et d'un bon choix des matériaux qui la composent. Cette antenne concentre le rayonnement et permet une augmentation de la directivité de la source primaire. Dans les lentilles, l'espace libre est employé comme un réseau d'alimentation pour exciter une grande ouverture. L'alimentation étant arrangée derrière l'ouverture, sa configuration aide à éviter le blocage de l'ouverture et permet la connexion directe de l'alimentation avec l'émetteur ou le récepteur. Ce type d'antenne ne convient que pour des applications de hautes fréquences ($> 4\text{GHz}$). Elles peuvent être employées dans la majorité des mêmes applications que celles des réflecteurs paraboliques, particulièrement à des fréquences plus élevées. Les antennes lentilles sont classées en fonction du matériau à partir duquel ils sont conçus, ou en fonction de leur structure géométrique [16, 19, 69]. La figure (II.10) montre une photo d'une antenne lentille (a) et les réflexions des rayons sur sa surface, à l'émission (b).

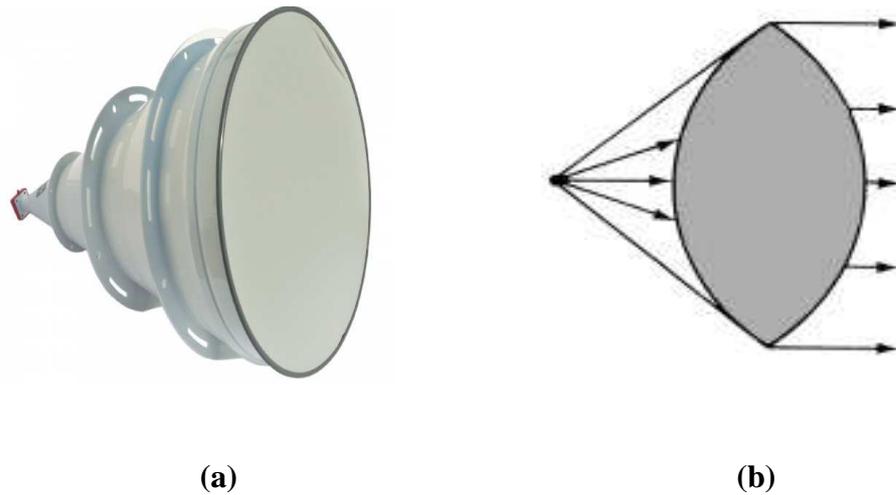
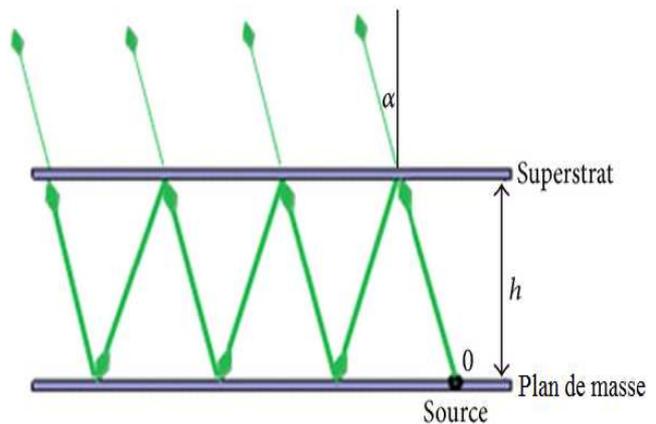


Figure (II.10) : Antenne lentille, (a) photo de l'antenne lentille, (b) réflexion sur l'antenne lentille.

L'antenne BIP est basée sur la technologie planaire ; elle offre un moyen simple pour obtenir une directivité élevée avec une petite source. Cette catégorie d'antennes est relativement nouvelle et un grand nombre d'antennes BIP ont été proposées dans la littérature. Ces antennes utilisent le principe de la cavité de Fabry-Pérot dans le domaine de l'optique. La majorité de ces antennes sont composées d'un plan de masse métallique avec un ou plusieurs superstrats partiellement réfléchissants (PRS) tout diélectrique ou métallo-diélectriques. Son principe de fonctionnement repose sur une succession de réflexions entre le plan de masse et les PRS, ce qui permet d'avoir un gain élevé [70]. La figure (II.11) représente une photo d'une antenne BIP (a) et les réflexions que subissent les rayons entre le plan de masse et le superstrat (b).



(a)



(b)

Figure (II.11) : Antenne BIP, (a) photo de l'antenne BIP, (b) réflexion sur l'antenne BIE.

II.4. Des matériaux BIP vers l'antenne BIP diélectrique

Depuis des années, les chercheurs travaillent sur les matériaux périodiques pour contrôler la propagation de la lumière afin de développer la communication classique et d'augmenter le gain des antennes pour une bonne rapidité de la communication [71]. Le matériau à bande interdite photonique (BIP), appelé en hyperfréquences matériau à bande interdite électromagnétique (BIE) et en anglais EBG (Electromagnetic Band Gap), est composé d'un assemblage périodique de structures diélectriques imprimées ou non imprimées, à une ou plusieurs dimensions [72].

II.4.1. Bref historique sur les structures périodiques

Grâce à leurs caractéristiques physiques intéressantes liées à la propagation des ondes, les matériaux BIP, ont attiré l'attention des chercheurs pour des applications dans le domaine de l'optique, mais aussi dans le domaine des microondes et plus spécialement pour les antennes. Leur intérêt demeure dans le fait que ces matériaux jouent le rôle de filtres pour contrôler la propagation des ondes électromagnétiques. On parle alors de bande interdite photonique dans le domaine de l'optique et de bande interdite électromagnétique dans le domaine des microondes [59,73].

Historiquement, l'étude des structures périodiques a commencé au XIX^{ème} siècle avec les travaux de Lord Rayleigh, par l'étude des interférences des ondes lumineuses. En 1887, il a montré que l'assemblage de couches périodiques des matériaux peut produire une bande de fréquences au sein de laquelle toute propagation électromagnétique est interdite [74]. Le physicien anglais William Laurence Bragg a arrivé, en 1915, à réaliser le premier matériau BIP qui est le miroir de Bragg (Fig. (II.12)). C'est un miroir presque idéal qui permet de réfléchir jusqu'à 99.99% de l'onde incidente, par l'emploi d'un empilement périodique de plusieurs couches transparentes de matériaux d'indices de réfraction différents. De multiples réflexions constructives se créent, à l'intérieur même de chaque interface, lorsque la longueur d'onde et l'angle d'incidence sont accordés avec l'épaisseur des différentes couches composant le matériau. Une réflexion optimale est obtenue quand les couches sont séparées d'un quart d'onde [75].

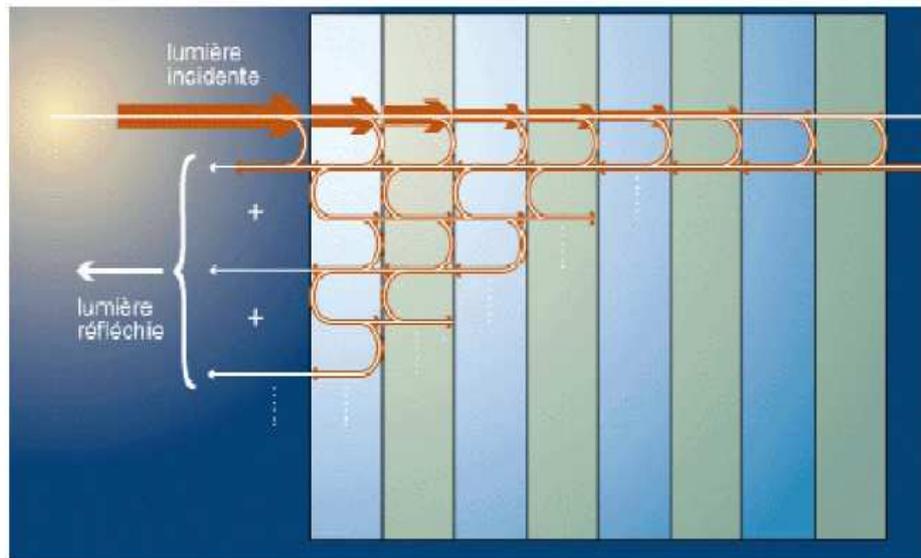
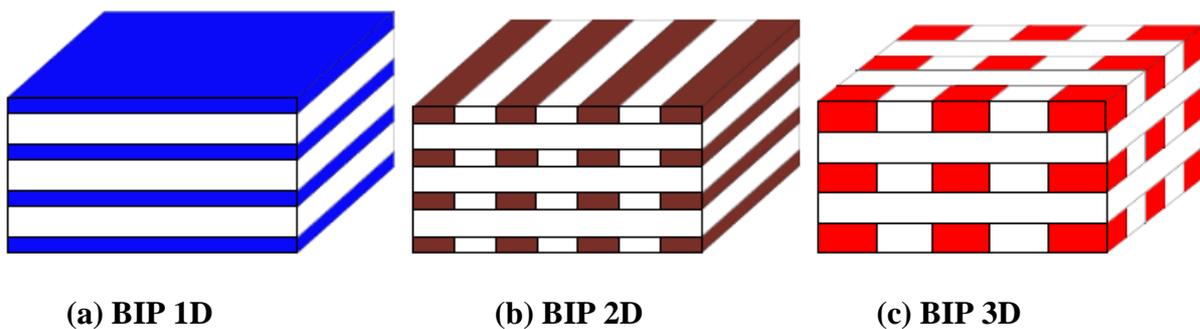


Figure (II.12) : Réflexion et transmission sur un miroir de Bragg [76].

Des structures BIP à deux et trois dimensions ont été étudiées par Eli Yablonovitch et Sajeev John en 1987. Ils ont remarqué que, de la même façon que la bande interdite électronique des semi-conducteurs, une bande interdite pourrait être engendrée pour les photons. Leur concept était d'étendre un simple empilement unidimensionnel de couches, pour constituer des assemblages périodiques de cylindres parallèles ou de structures périodiques entièrement tridimensionnelles (Fig. (II-13)).



(a) BIP 1D

(b) BIP 2D

(c) BIP 3D

Figure (II.13) : Assemblage de matériaux BIP périodiques diélectriques, (a) 1D, (b) 2D, (c) 3D [77].

Ces structures réfléchissent la lumière selon le même principe que les miroirs de Bragg : les ondes lumineuses réfléchies par tous les cylindres, billes ou poutres interagissent constructivement. Ils ont prouvé que la lumière est réfléchie par un matériau BIP tridimensionnel quel que soit l'angle d'incidence sur le matériau. Pour toutes les directions de

l'espace, le spectre de la lumière visible réfléchi par la structure obtenue ne pourra jamais pénétrer au cœur du matériau. C'est ainsi une bande interdite photonique est achevée. Des longueurs d'onde de l'ordre du centimètre ont permis à Yablonovitch de trouser des galeries parallèles dans le diamant, à l'aide d'une simple perceuse programmable. En 1991, il réalisa chez *Bell Communications Research* une première structure BIP pour une fréquence de 14 GHz (qui correspond à une longueur d'onde de 2 centimètres). Le matériau exploité était formé de dioxyde de silicium, aménagé dans un diamant en forme de tétraèdre [71,78] (Fig. (II.14)).

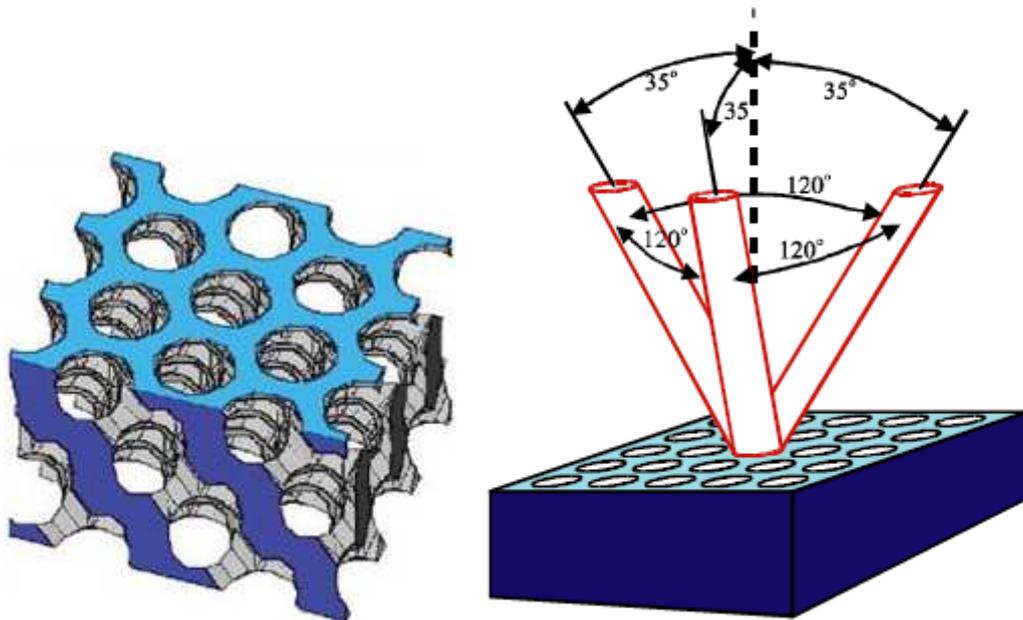


Figure (II.14) : La première structure périodique 3D créée par Yablonovitch [78].

II.4.2 Matériaux BIP dans le domaine des micro-ondes

Le principe du miroir de Bragg peut être utilisé en micro-ondes par la succession de couches diélectriques, assemblées les unes sur les autres de façon périodique. Ces couches sont espacées par un diélectrique (Fig. (II.15a)) ou par l'air (Fig. (II.15b)). L'espacement avec des couches d'air semble être une bonne solution en électromagnétisme puisque les pertes diélectriques peuvent être réduites par rapport à la structure tout diélectrique. Néanmoins, du point de vue solidité, l'utilisation de la structure tout diélectrique est privilégiée [79]. Les couches, séparées par une distance d'un quart d'onde, sont illuminées par une onde électromagnétique plane, comme le montre la figure (II.16a). Le coefficient de transmission du matériau considéré montre l'apparition d'une bande interdite électromagnétique [59], (Fig. (II.16b)).

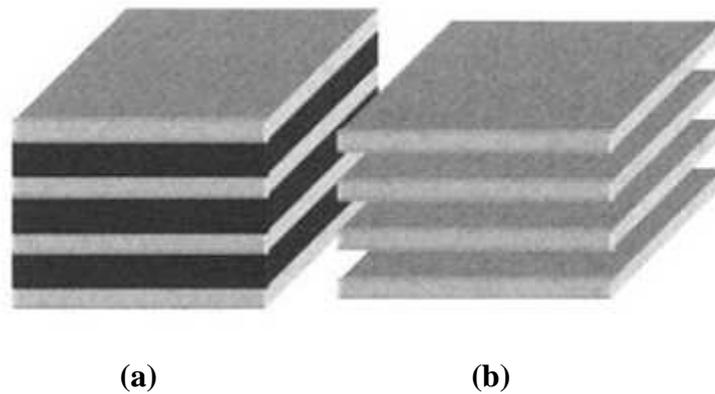


Figure (II.15) : Matériau BIP 1D (a) tout diélectrique, (b) avec air [79].

L'épaisseur de la couche d'air (h_a) qui sépare les plaques diélectriques dépend de la fréquence centrale et de la vitesse de la lumière. Mais l'épaisseur des plaques diélectriques (h_d) dépend de la permittivité du matériau employé et de la fréquence centrale de la bande interdite [77]. Ces deux épaisseurs sont données par :

$$h_a = \frac{\lambda_0}{4} = \frac{c_0}{4f_0} \quad (\text{II.1})$$

$$h_d = \frac{\lambda_g}{4} = \frac{h_a}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (\text{II.2})$$

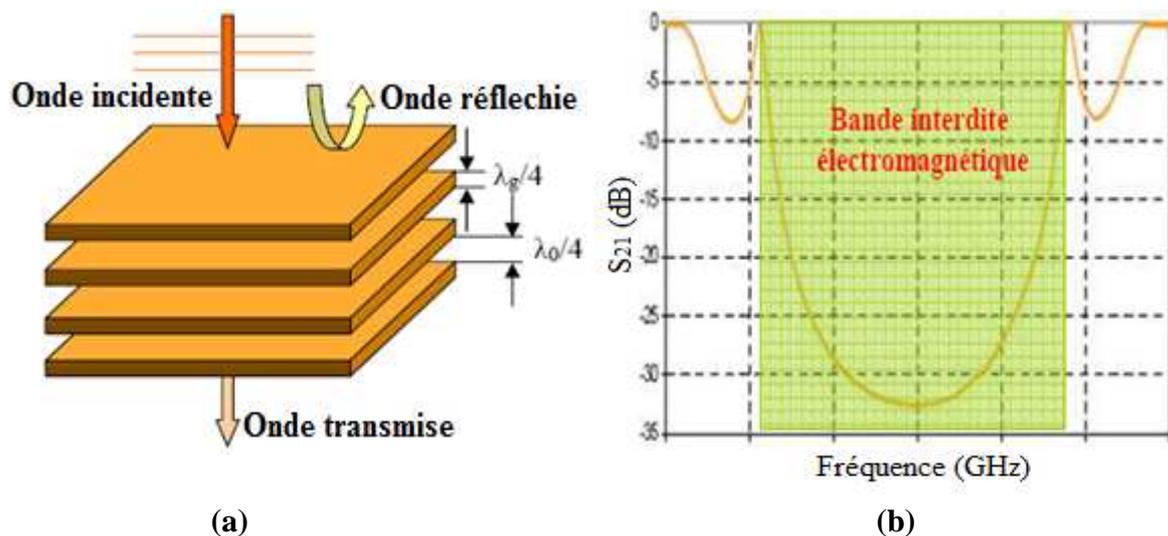


Figure (II.16) : Structure BIP périodique (a), son coefficient de transmission général (b) [60].

Les caractéristiques du matériau BIP (telles que la fréquence centrale et la largeur fréquentielle) peuvent être modifiées en introduisant un défaut dans la périodicité de la

structure (p. ex. la modification de l'espacement entre les couches, la modification des épaisseurs des couches diélectriques, le changement des permittivités des couches, ou encore la suppression de quelques couches) [61]. Nous présentons, dans la figure (II.17a), une structure BIP avec défaut (suppression d'une couche diélectrique au centre de la structure), pour laquelle nous observons (Fig. (II.17b)) l'apparition d'un pic de transmission, au centre de la bande interdite. Ce pic correspond à la bande admise dont la fréquence centrale et la largeur dépendent du type de défaut introduit. Il est à noter que la fréquence de cette bande admise peut être excentrée, dans la bande interdite, si la hauteur du défaut injecté dans la structure est différente de λ_0 [80].

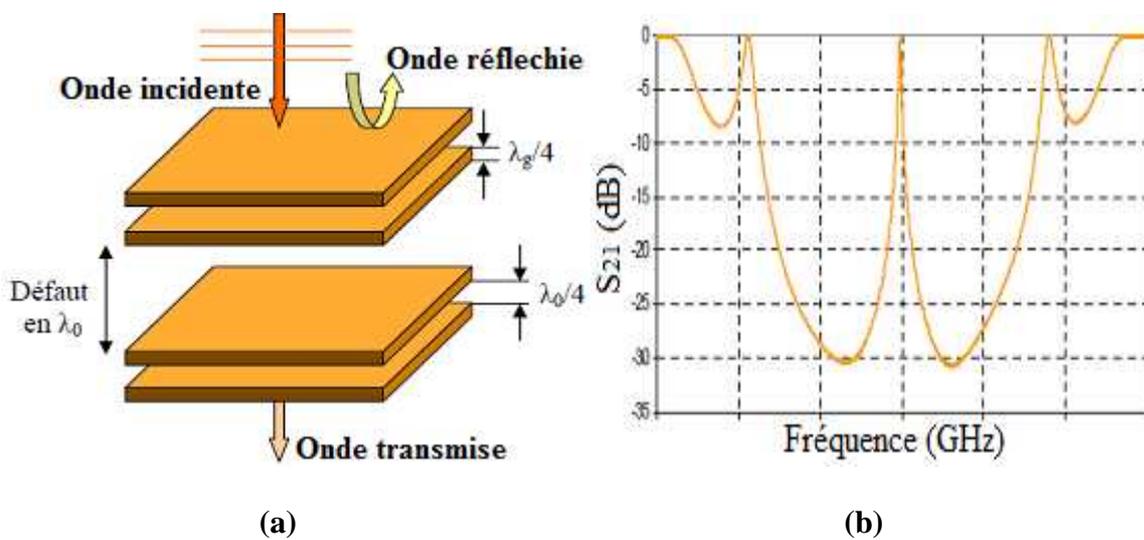


Figure (II.17) : Structure BIP périodique avec défaut (a), coefficient de transmission (b) [60].

II.4.3 Construction de l'antenne BIP diélectrique

L'introduction d'une source d'excitation, au centre du défaut (Fig. (II.18a)), cause un rayonnement bidirectionnel de la source, par rapport au matériau BIP. Cela est dû au fait qu'en dehors de la bande admise, toute l'énergie est réfléchi. On aboutit, de cette exécution, à former une antenne BIP bi-directive à grand gain, qui fonctionne autour de la fréquence centrale de la bande admise (Fig. (II.18b)) [60].

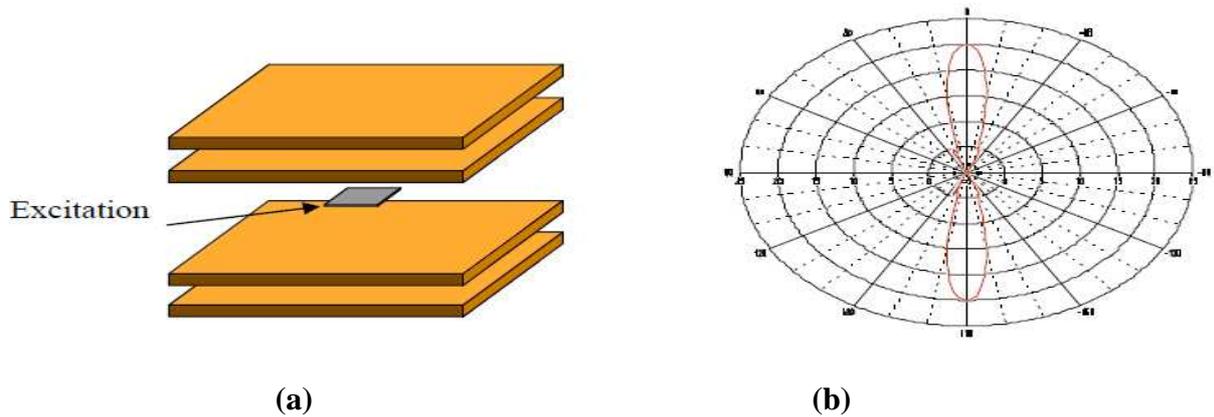


Figure (II.18) : Antenne BIP périodique avec défaut (a) et diagramme de rayonnement bidirectionnel associé (b) [61].

Le plan de symétrie de cette structure BIP peut être changé par un plan de masse, comme le montre la figure (II.19a). Puisque le champ électrique est nul au centre de la structure, l'application de la théorie des images électriques montre que le comportement de la demi-structure, se référant au-dessus du plan de masse, est similaire à celui de la structure BIE entière [60]. Nous obtenons ainsi un diagramme directionnel (Fig. (II.19b)). La source d'excitation, insérée au centre du plan de masse, peut être composée d'un ou plusieurs patches, dipôles, fentes, cornets ou guides d'onde.

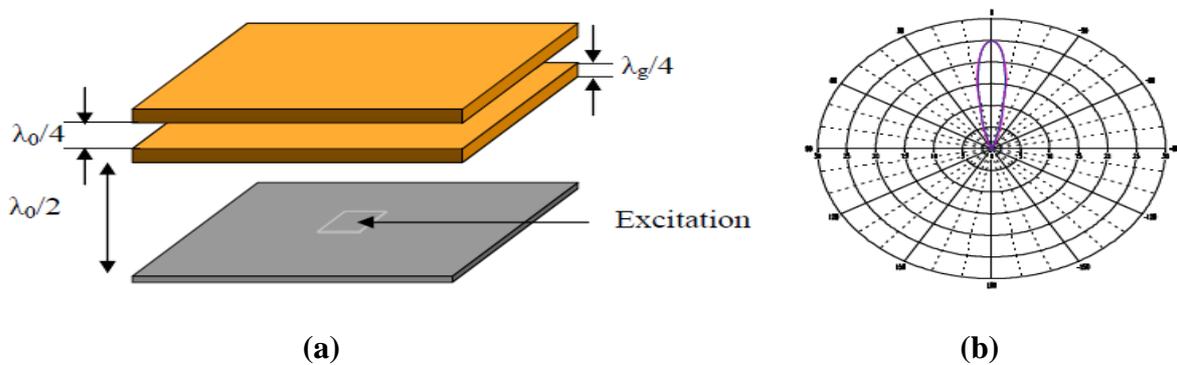


Figure (II.19) : Structure de l'antenne BIP classique avec plan de masse (a), son diagramme de rayonnement (b) [61].

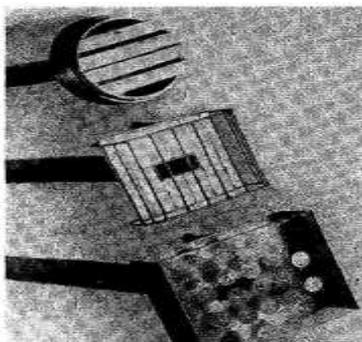
L'avantage principal des antennes BIP est qu'elles ne requièrent ni beaucoup d'éléments rayonnants ni un mécanisme complexe d'alimentation pour avoir un gain élevé. En revanche, leur principal inconvénient est la faible largeur de bande de rayonnement lorsque le gain augmente [63]. Le gain G d'une antenne BIP dépend de la surface et de la distribution des champs qui émergent de l'antenne ; il est donné par l'équation suivante [81] :

$$G = \frac{4\pi S}{\lambda_0^2} \eta \quad (\text{II.3})$$

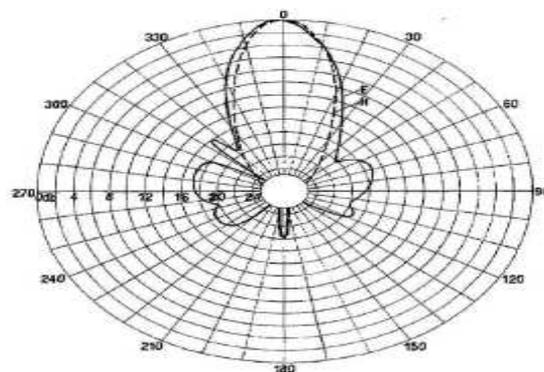
Où S est la surface de la distribution des champs à la sortie de l'antenne, λ_0 est la longueur d'onde dans le vide et η est le rendement de surface qui dépend de la répartition des champs.

II.5. Évolution des antennes BIP diélectriques

Les exigences d'une large bande de fonctionnement (pour assurer un haut débit) et d'un gain élevé (donc des communications de longues portées), dans les directions désirées, ont stimulé les chercheurs à penser à d'autres types d'antennes et à améliorer leurs performances. Plusieurs structures, dont les antennes BIP, ont été proposées dans la littérature. Les scientifiques et chercheurs ont porté beaucoup d'intérêt à ce type d'antennes directives et ont fortement participé à leur évolution. Dans la référence [82], en 1956, G. V. Trentini proposa la première antenne BIP, à cavité réfléchissante. L'étude d'une structure composée d'un miroir parfait et d'un miroir semi-réfléchissant lui a permis de démontrer que le fait de placer un réflecteur derrière une antenne permet de limiter le rayonnement à un demi-espace. De plus, il a démontré aussi qu'un matériau partiellement réfléchissant, placé à une distance optimale devant l'antenne, permet d'améliorer sa directivité. L'antenne qu'il a présentée mesure environ $1.88\lambda_0$ de diamètre externe et $0.65\lambda_0$ de longueur totale (Fig. (II.20a)). Le gain obtenu par cette antenne est de l'ordre de 14 dBi et son diagramme de rayonnement est présenté dans la figure (II.20b).



(a)



(b)

Figure (II.20) : Antenne étudiée par Trentini [82] (a), et son diagramme de rayonnement mesuré dans les deux plans E et H (b).

Après la proposition de Trentini en 1965, Il a fallu attendre jusqu'en 1984 pour que David R. Jackson et ses collaborateurs [83], de l'université de Californie, présentent une antenne fonctionnant sur ce même principe. Ils ont étudié l'influence des superstrats utilisés comme structure de protection sur les performances des antennes imprimées. Ils ont montré qu'un bon choix des paramètres du superstrat permet d'améliorer les performances de l'antenne en matière de gain, de résistance de rayonnement et d'efficacité.

Ils ont montré aussi qu'en maximisant la résonance entre le plan de masse et le superstrat, par l'utilisation d'une élévation optimale du superstrat, le gain de l'antenne se trouve augmenté au détriment de la bande passante. Ces auteurs ont également présenté, dans la référence [84], une structure qui permet de réaliser un dépointage de forme conique. La structure proposée et son diagramme de rayonnement, dans les deux plans E et H, sont présentés dans la figure (II.21).

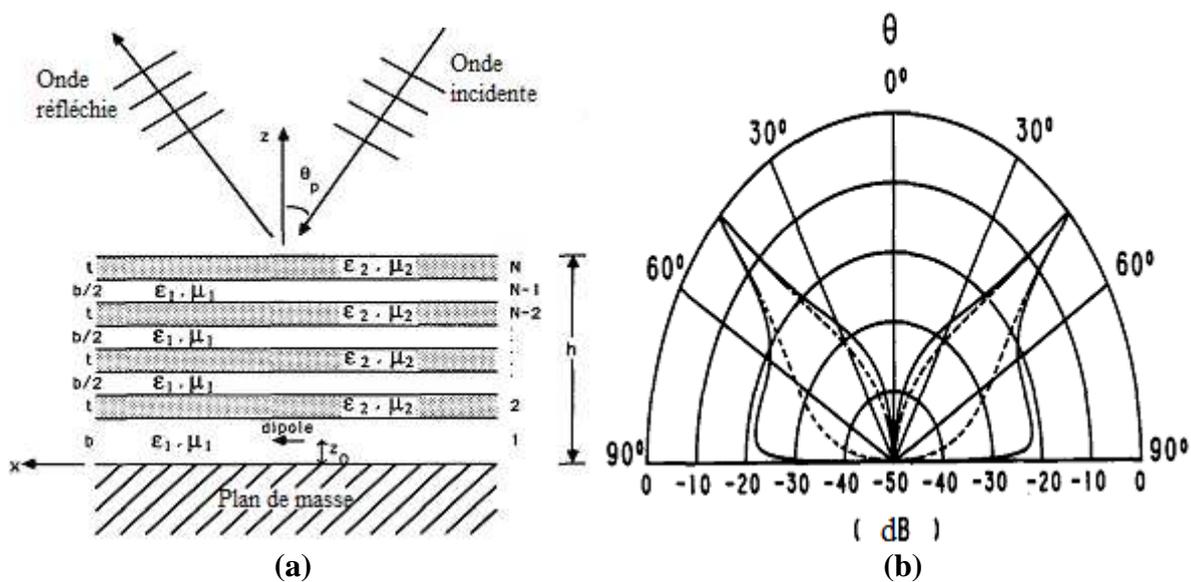


Figure (II.21) : Structure de l'antenne dipôle de la référence [84] (a) et son diagramme de rayonnement dans les deux plans E et H (b).

Une autre approche, traitant deux antennes BIP avec défaut, a été proposée par Marc Thevenot en 1999 [85]. La première antenne, composée d'un matériau BIP 1D, possède une directivité pouvant atteindre 20 dBi (Fig. (II.22)). La deuxième antenne, proposée dans la même référence, est une antenne à matériau BIP 2D; son gain mesuré est d'environ 18 dBi (Fig. (II-23)).

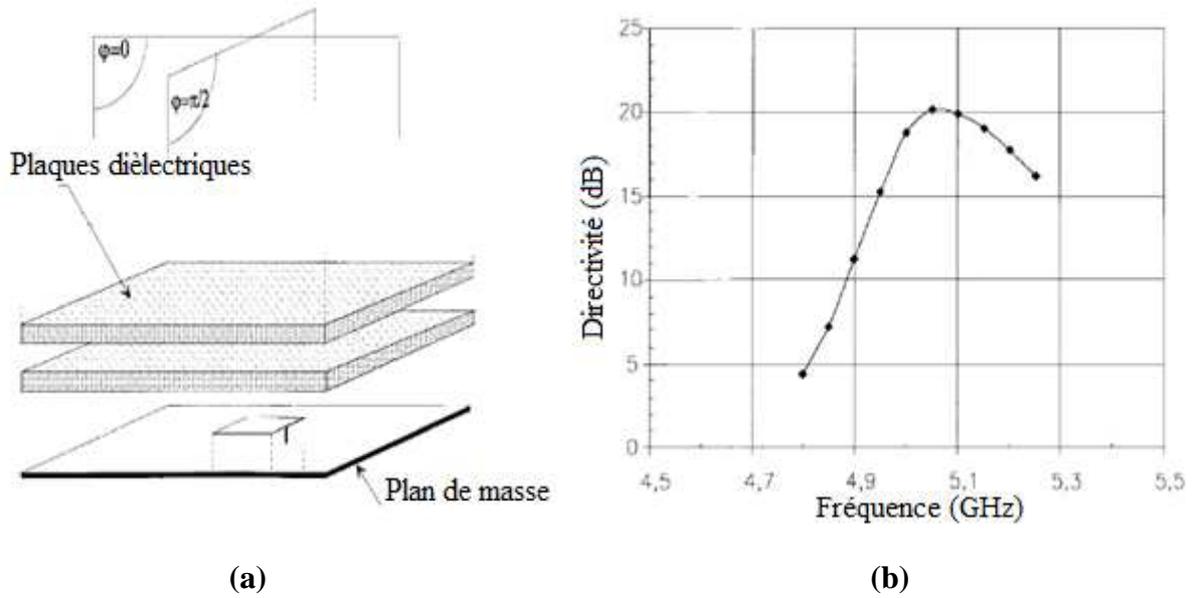


Figure (II.22) : Structure de l'antenne BIP 1D de la référence [85] (a) et sa courbe de directivité (b).

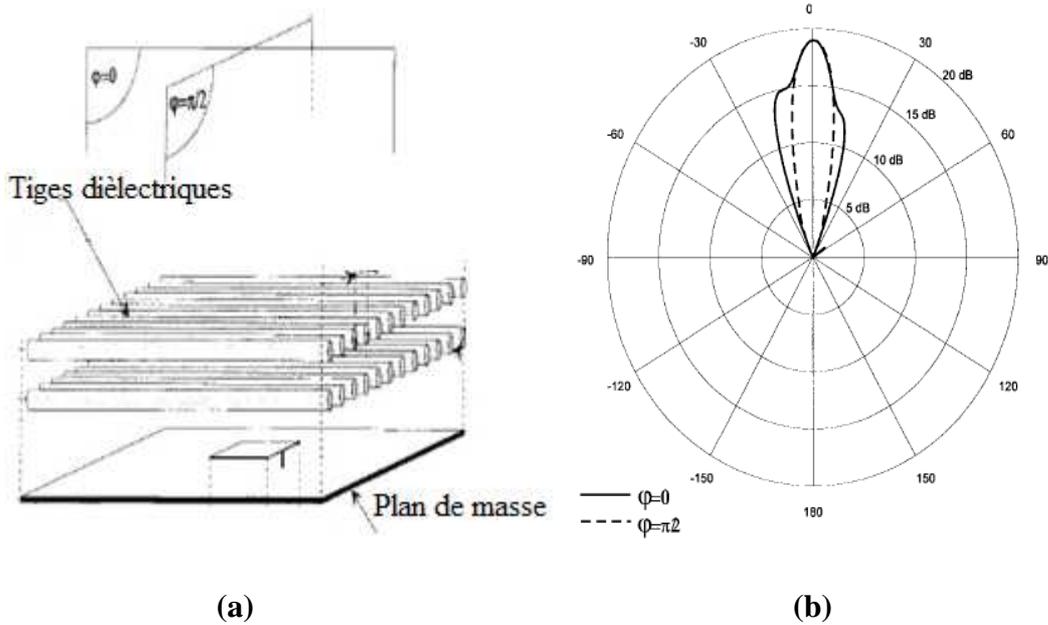


Figure (II.23) : Structure de l'antenne BIP 2D de la référence [85] (a), et sa courbe de gain (b).

Dans sa thèse, D. Bidou [86] a proposé (en 2003) une antenne BIP diélectrique plane, à large bande et à fort gain, constituée d'un empilement de trois couches diélectriques, d'un plan de masse, d'un patch alimenté par un câble coaxial et d'une cavité résonante remplie d'air pour alimenter la structure BIP. Une photo de l'antenne réalisée est

donnée dans la figure (II.24). La structure BIP, au-dessus du patch, permet d'augmenter la directivité de l'antenne qui fonctionne autour de 42 GHz et dont le gain est proportionnel au nombre de plaques diélectriques. Par l'utilisation de trois couches diélectriques, le gain obtenu n'excède pas 15 dBi et la largeur de bande de rayonnement est d'environ 28% (Fig. (II.25)).

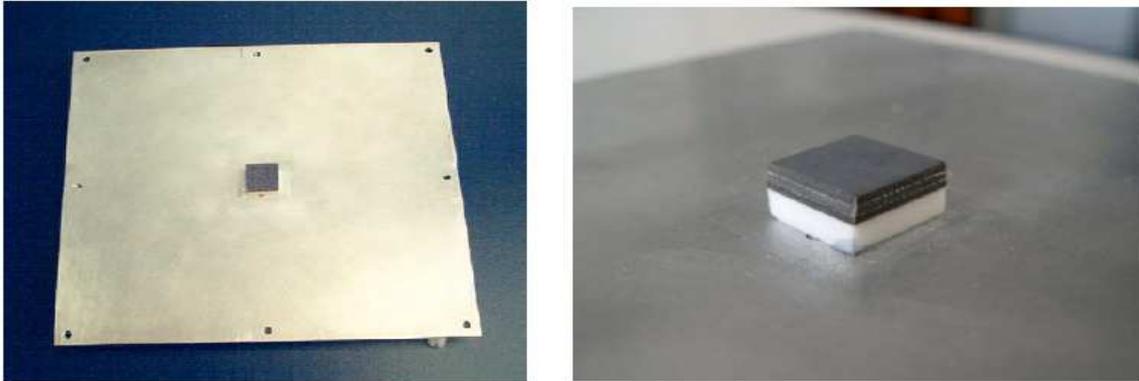


Figure (II.24) : Photo de l'antenne BIP directive proposée dans la référence [86].

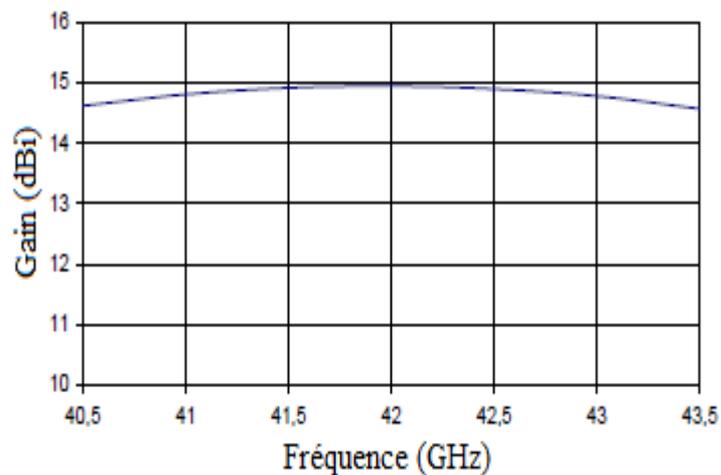


Figure (II.25) : Gain de l'antenne, repris de la référence [86].

D'autres travaux, anciens et récents, ont fortement contribué à l'amélioration du gain et de la bande de fréquence des antennes BIP tout diélectrique. L'antenne de la figure (II.26), proposée en 2003 dans la référence [87], présente un gain d'environ 18.9 dBi et un diagramme de rayonnement directif (Fig. (II.27)).

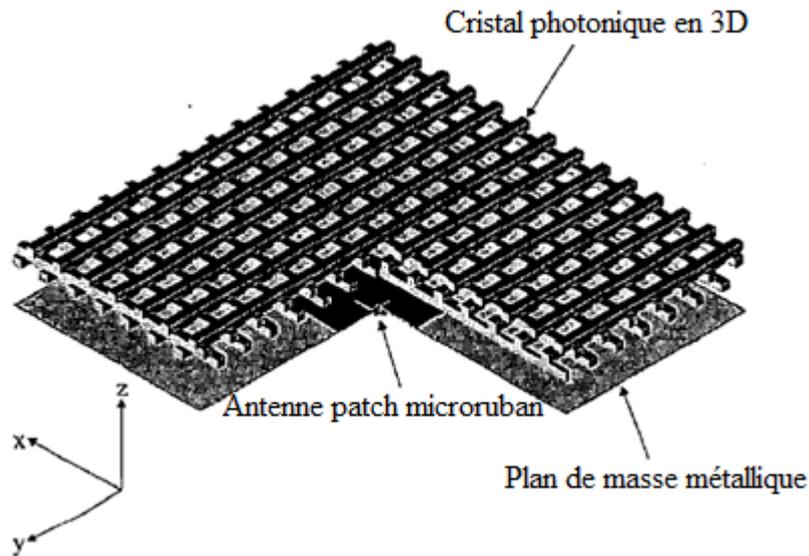


Figure (II.26) : Structure de l'antenne BIP de la référence [87].

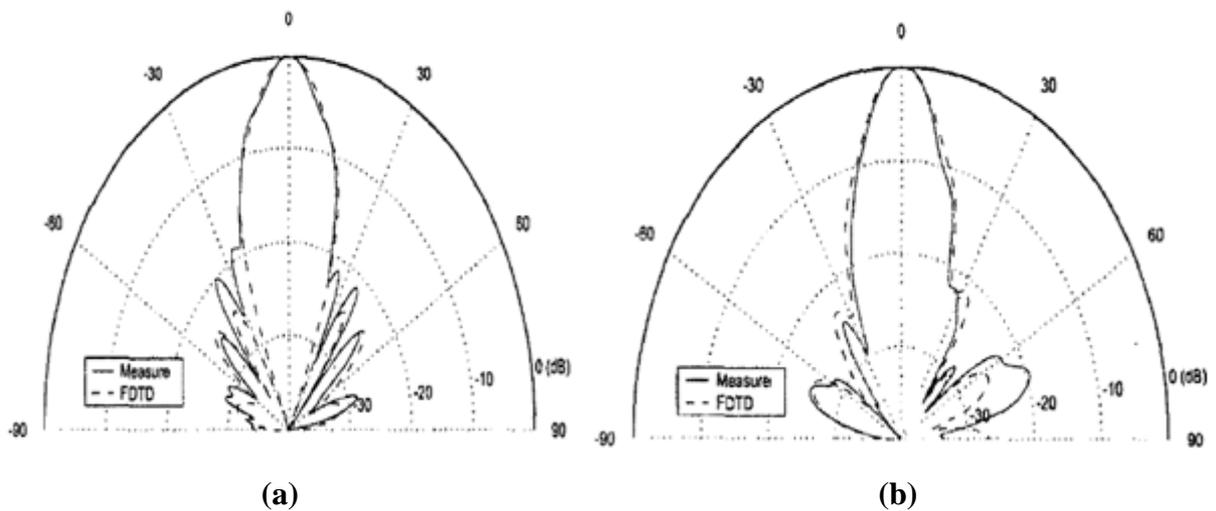


Figure (II.27) : Diagramme de rayonnement repris de la référence [87],
(a) plan H, (b) plan E.

Dans la référence [88], qui est beaucoup plus récente (2014), la nouvelle structure BIP tout diélectrique proposée a permis d'élargir la largeur de bande de fréquence de rayonnement et d'augmenter le gain. En effet, une largeur de bande d'environ 22% et un gain maximum de 18.2 dBi ont été obtenus (Fig. (II.28)).

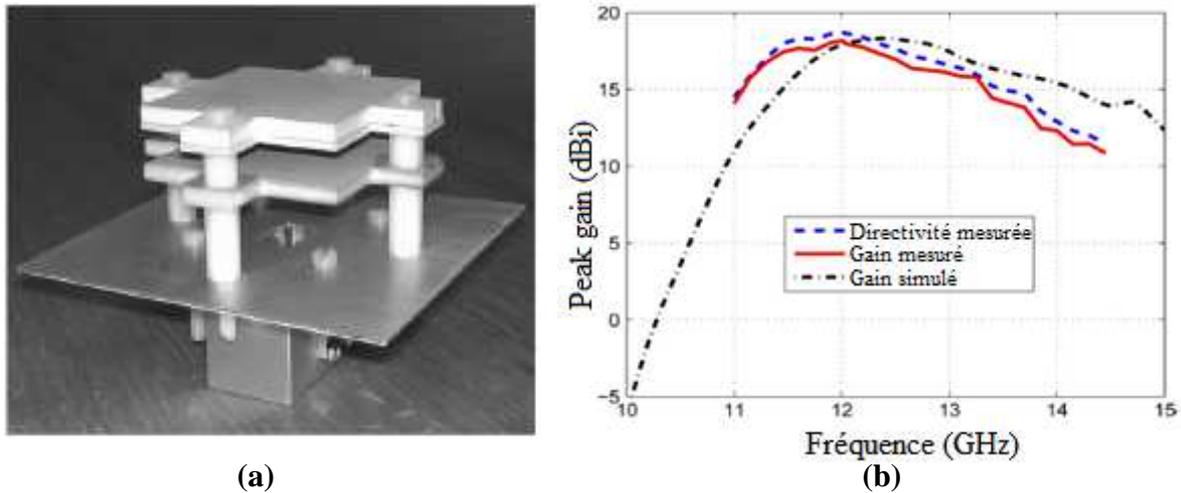


Figure (II.28) : Photo de l'antenne BIP de la référence [88] (a), et sa réponse de gain (b).

Malgré les nombreuses améliorations apportées aux structures BIP et les bons résultats obtenus, la bande passante de rayonnement reste le principal inconvénient de ces antennes. Ce handicap a retardé, pendant longtemps, son application dans plusieurs domaines. Mais très récemment, une variété de structures périodiques a été proposée pour une utilisation comme PRS, pour palier cet inconvénient et améliorer les performances de ce type d'antennes.

II.6. Conclusion

L'encombrement est l'une des principales contraintes des antennes directives à grand gain. Les réseaux d'antennes fournissent une solution à ce problème, mais ils nécessitent un réseau d'alimentation complexe et de nombreux éléments rayonnants pour produire un gain élevé. Les antennes à bandes interdites photoniques à cavité (BIP) sont bien connues pour leur capacité à fournir un rayonnement plus directif sans avoir besoin d'un système d'alimentation compliqué. L'évolution de ces antennes, à partir des matériaux BIP périodiques, a été présentée dans ce chapitre. Le principal inconvénient de l'antenne BIP est sa faible bande passante de rayonnement. Vu les caractéristiques de réflexion intéressantes que peuvent présenter les structures métallo-diélectriques, les antennes BIP à base de ces structures seront particulièrement ciblées dans les deux prochains chapitres.

CHAPITRE III
ÉTAT DE L'ART DES ANTENNES BIP
METALLO- DIELECTRIQUES

CHAPITRE III

ÉTAT DE L'ART DES ANTENNES BIP METALLO-DIELECTRIQUES

III.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous présentons un état de l'art sur les antennes BIP métallo-diélectriques (appelées aussi antennes BIE métallo-diélectriques). Les principaux travaux effectués sur ce type d'antennes et les structures métallo-diélectriques proposées dans la littérature y sont présentés. L'objectif de ce chapitre consiste donc à utiliser les surfaces périodiques métallo-diélectriques, au-dessus des antennes à faible gain, afin d'améliorer leurs performances de rayonnement, sur une importante largeur de bande. Le principe de fonctionnement de l'antenne BIE, à base des méta-surfaces, repose sur une succession de réflexions entre le plan de masse et les surfaces métallo-diélectriques. Les meilleures performances sont alors obtenues en utilisant des structures périodiques à grande réflectivité, placées à une distance optimale, au-dessus du plan de masse. Nous donnons aussi, dans ce chapitre, la condition de résonance exigée pour l'obtention de bonnes performances sur une grande largeur de bande. La métallisation des deux faces de l'interface réfléchissante permet d'obtenir de bonnes caractéristiques de réflexion alors que l'utilisation des métallisations à ouvertures permet de conserver ces caractéristiques sur une large bande. Enfin, nous présentons, à la fin de ce chapitre, une section transversale de l'antenne de base et les différentes structures de PRS proposées dans ce travail.

III.2 Motivation

Avec l'augmentation des exigences des nouveaux systèmes de communication (gain élevé, large bande, faible profil et faibles dimensions), les antennes conventionnelles sont de moins en moins utilisées à cause de leurs multiples inconvénients (structure complexe, coût élevé, grande ouverture...). Pour pallier ces inconvénients, les antennes EBG métallo-diélectriques se présentent comme un sérieux candidat et sont de plus en plus utilisées dans les nouveaux systèmes de communication (gain élevé, large bande, faible profil et faibles dimensions), les antennes conventionnelles sont de moins en moins utilisées à cause de leurs multiples inconvénients (structure complexe, coût élevé, grande ouverture...) [89].

Malheureusement, l'inconvénient majeur des antennes BIE est la faible bande passante de rayonnement, à cause du facteur de qualité élevé de la structure résonante [90].

Pour remédier à ce problème, une solution consiste à utiliser des structures métalldiélectriques pour augmenter le nombre de paramètres à optimiser et obtenir ainsi les propriétés de réflexions nécessaires pour atteindre l'objectif ciblé [91-98].

III.3 Antenne BIE à base de méta-surfaces

Selon leur utilisation et les performances exigées, des structures très variées de ce type d'antennes ont été présentées dans la littérature. Nous allons présenter, dans ce qui suit, les meilleures de ces différentes structures et leur principe de fonctionnement. Notre but étant de s'inspirer des meilleures contributions pour mettre au point une structure originale et plus performante.

III.3.1 Présentation bibliographique

L'antenne BIE métalldiélectrique est construite à partir de superstrats métalldiélectriques (agissant comme surfaces partiellement réfléchissantes (PRS)) placés au-dessus d'un plan de masse [99] (Fig. (III.1)).

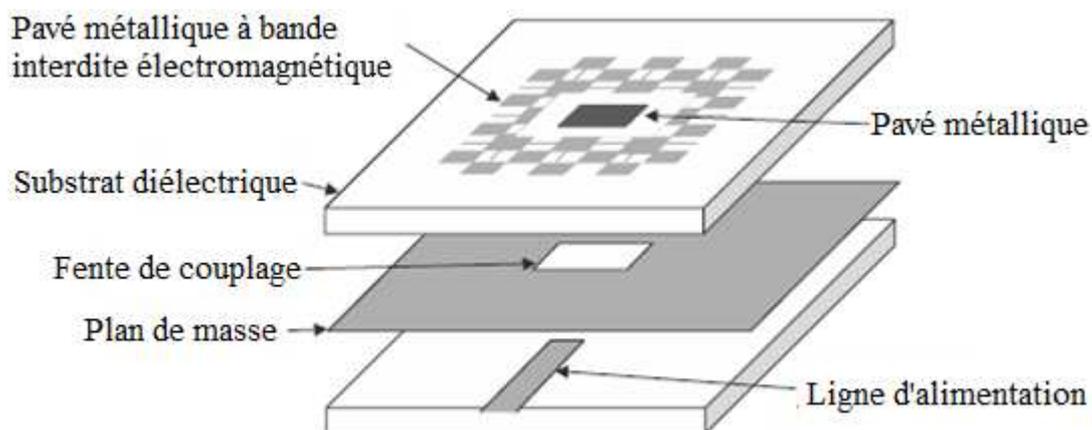


Figure (III.1) : Antenne BIE couverte par une couche métalldiélectrique [14].

Plusieurs formes de surfaces planes périodiques, agissant comme PRS, ont été proposées pour améliorer les performances des antennes. Ces structures sont obtenues par la répétition d'un motif élémentaire imprimé sur un substrat diélectrique. Selon la forme du motif métallique, différentes propriétés de réflexion peuvent être obtenues. Des exemples de

formes de métallisation, pouvant constituer un motif élémentaire de la structure PRS, sont donnés dans la figure (III.2).

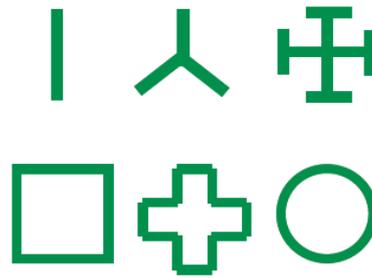
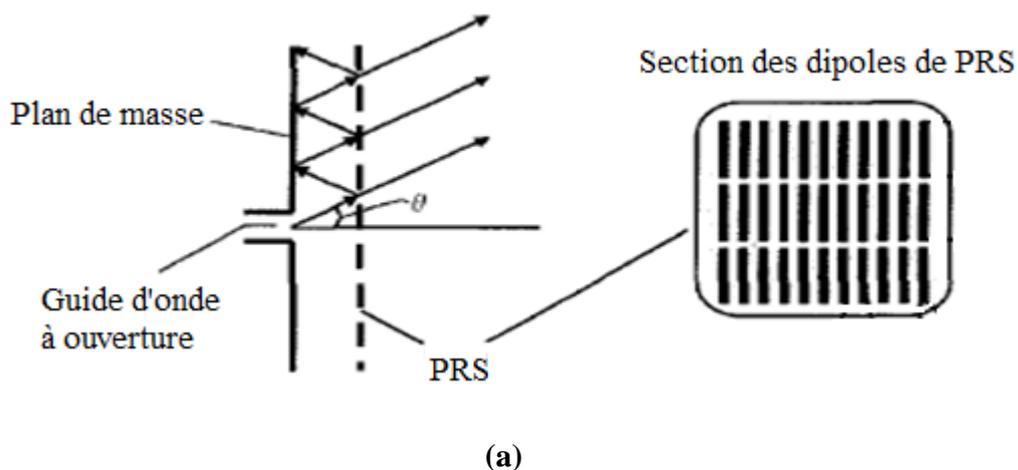


Figure (III.2) : Formes de métallisations pouvant constituer un motif élémentaire [100].

La théorie de Von Trentini [82], sur ce type d'antennes, a été récemment améliorée par l'un des premiers fondateurs de cet axe de recherche, A.P. Feresidis. Dans le but d'augmenter le gain, cet auteur a proposé dans la référence [101], une antenne planaire alimentée par un guide d'onde. Un gain élevé a été obtenu par l'utilisation d'une surface PRS à taux de remplissage différent des sections des dipôles D_1 et D_2 , au-dessus l'antenne (Fig. (III.3)). Il a trouvé que pour obtenir une large bande passante de rayonnement et un fort gain, il faut que la phase de réflexion de la PRS soit linéairement croissante sur une certaine bande de fréquence. Dans cette première contribution, un fort gain (d'environ 24 dBi) a été obtenu mais la largeur de bande de rayonnement n'était que de 1.3% (Fig. (III.4)).



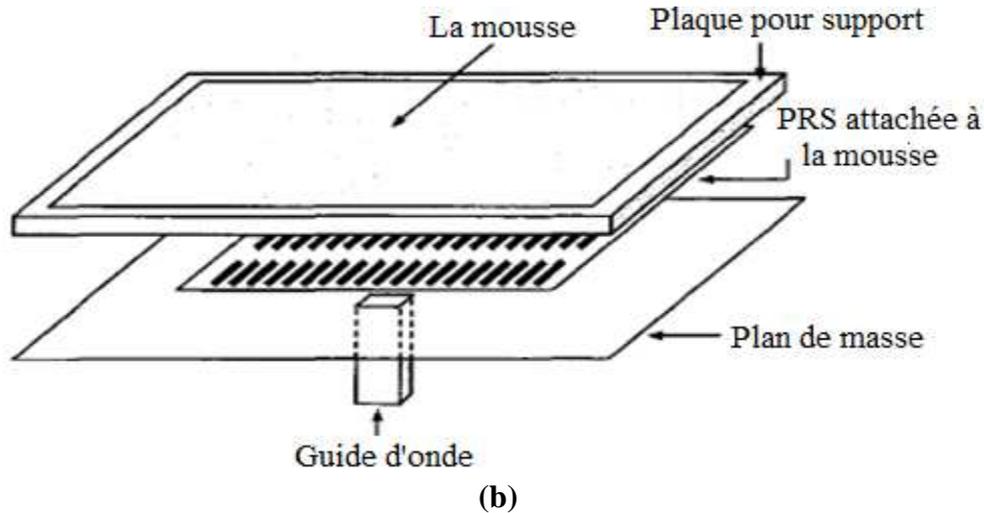


Figure (III.3) : Structure de l'antenne proposée dans la référence [101], (a) vue transversale de l'antenne et géométrie de la surface partiellement réfléchissante proposée, (b) structure générale de l'antenne.

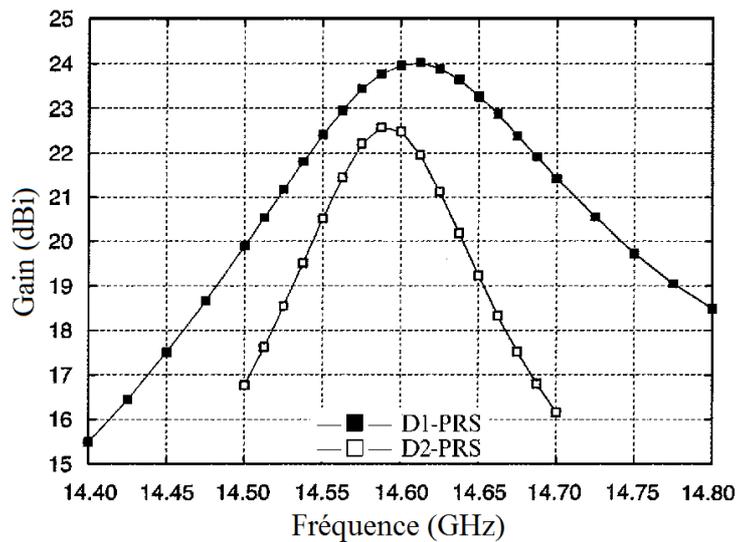


Figure (III.4) : Gain de l'antenne proposée dans la référence [101].

En 2006, A.P. Feresidis et ses collaborateurs [102] ont pensé à diminuer la hauteur de la cavité résonante, formée par le plan de masse et la PRS, en utilisant des structures périodiques au niveau de l'élément rayonnant. Ces structures, appelées conducteurs magnétiques artificiels AMC (Artificial Magnetic Conductor) (Fig. (III.5b)), sont constituées de motifs élémentaires, caractérisés par une phase du coefficient de réflexion variant entre π et $-\pi$ avec un passage par 0° à la fréquence de résonance. Un fort gain a été obtenu (Fig. (III.5(c))), avec une diminution de moitié de la hauteur de la cavité.

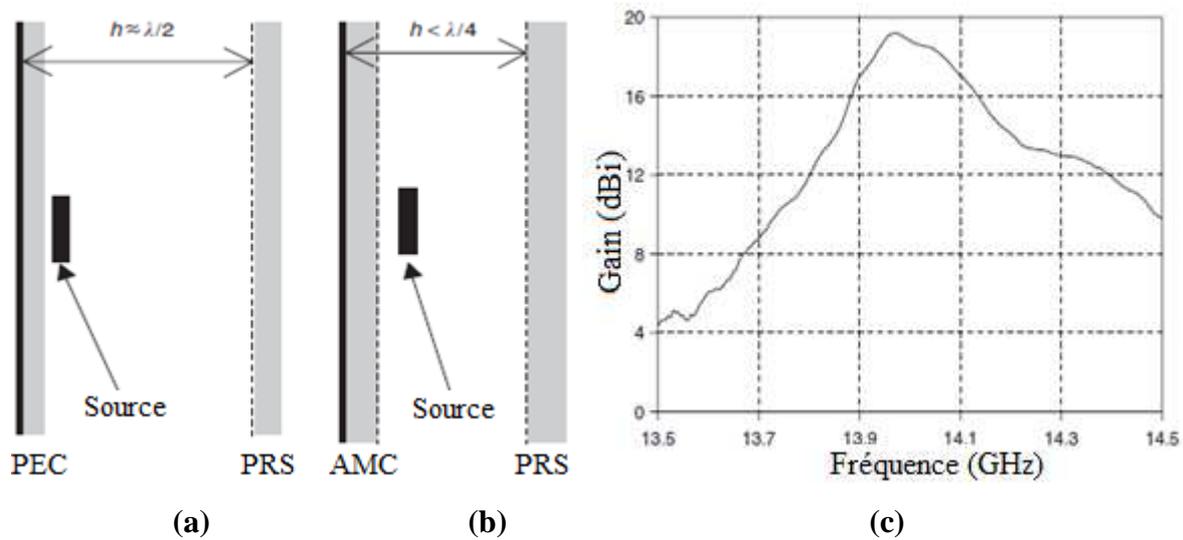


Figure (III.5) : Structure de l'antenne BIE à cavité de la référence [102], (a) schéma de l'antenne BIE à cavité formée entre un plan électrique parfait PEC et une PRS, (b) schéma de l'antenne formée entre une AMC et une PRS, (c) gain mesuré de l'antenne avec AMC (Résultat repris de la référence).

La première antenne à base d'un réseau de deux couches métallo-diélectriques à profil de phase croissante a été proposée par Feresidis [103], dans le but d'élargir la bande passante (Fig. (III.6)). Un gain maximum de 20 dBi a été mesuré sur une largeur de bande de 9 %, soit une amélioration de 2 % par rapport à une structure d'antenne BIE tout diélectrique. Le résultat obtenu est représenté dans la figure (III.7).

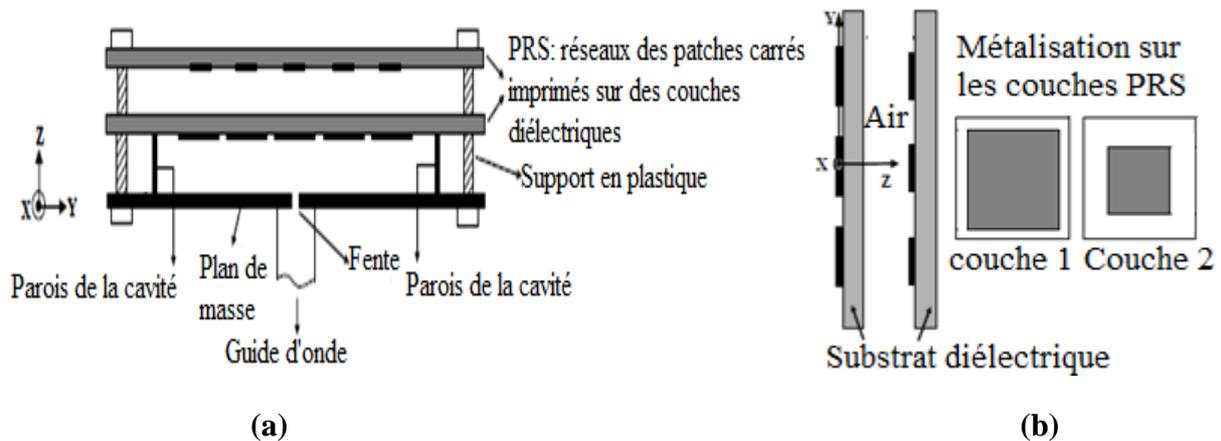


Figure (III.6) : Structure de l'antenne de la référence [103], (a) antenne double couche proposée, (b) PRS proposée.

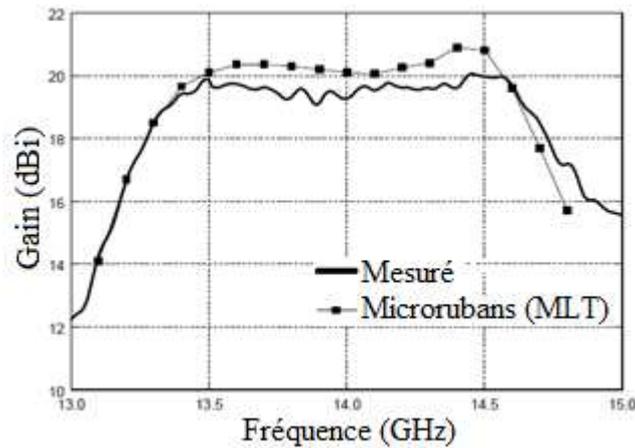


Figure (III.7) : Gain de l'antenne proposée dans la référence [103].

Très vite, plusieurs travaux tirant profit des propriétés des BIE pour améliorer les performances des antennes par l'utilisation du principe des cavités de type Fabry-Pérot, ont alors vu le jour. En effet, de nombreuses antennes planaires à base de différentes structures de PRS ont été proposées dans la littérature pour un rayonnement hautement directif [104-110], mais la plupart d'entre elles présentent une bande passante de rayonnement très étroite pour être utilisé dans les applications des télécommunications modernes.

Dans la référence [104], un réseau formé par deux couches de PRS de mêmes dimensions est proposé. Chacune des deux couches se compose d'une AMC et d'une surface PRS, imprimées sur chaque côté d'un substrat diélectrique. Comme le montre la figure (III.8), l'antenne d'alimentation est excitée par un dipôle placé au-dessus d'un plan de masse. La figure (III.9) montre qu'une bande passante de rayonnement de seulement 8% a été obtenue avec cette configuration.

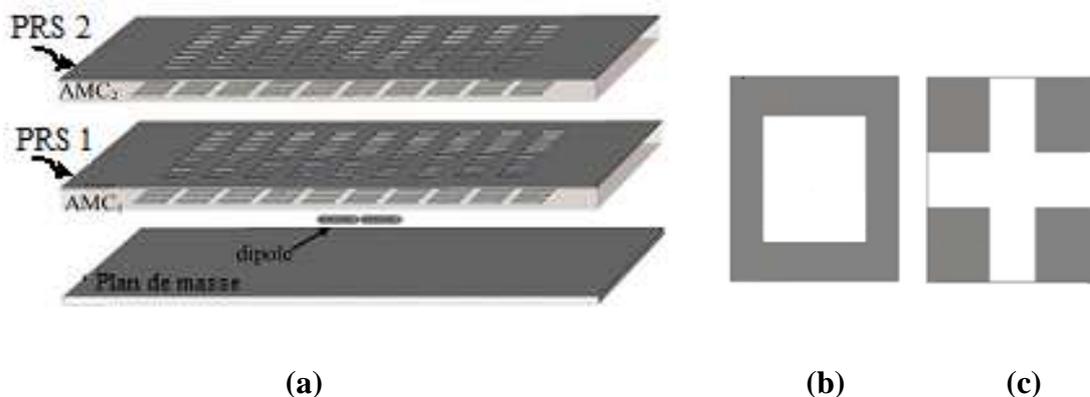


Figure (III.8) : Structure de l'antenne proposée dans la référence [104] (a), face supérieure de chaque couche de PRS (b), et face inférieure de chaque couche de PRS (c).

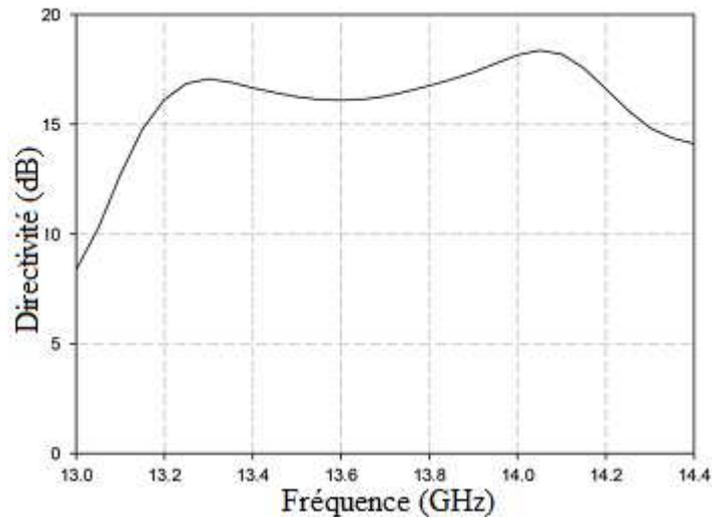


Figure (III.9) : Directivité de l'antenne proposée dans la référence [104].

Dans la référence [105], trois couches PRS sont placées au-dessus d'une structure d'alimentation, à double résonance, à double fente (Fig. (III.10)). Une largeur de bande de rayonnement de 16% a été obtenue. La courbe de gain, en fonction de la fréquence, est présentée dans la figure (III.11).

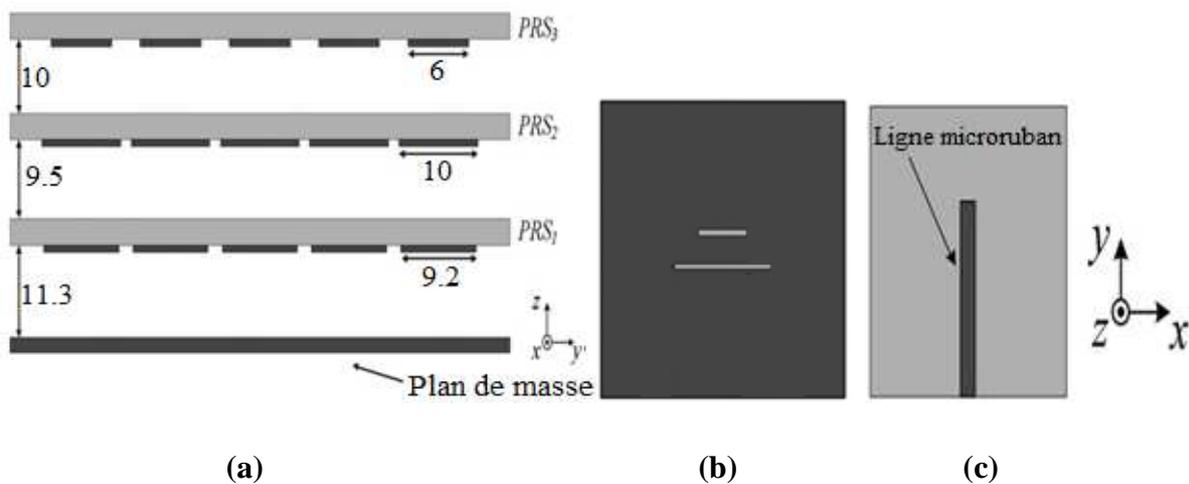


Figure (III.10) : Structure de l'antenne proposée dans la référence [105], (a) section transversale, (b) face avant du mécanisme d'alimentation, (c) face arrière du mécanisme d'alimentation.

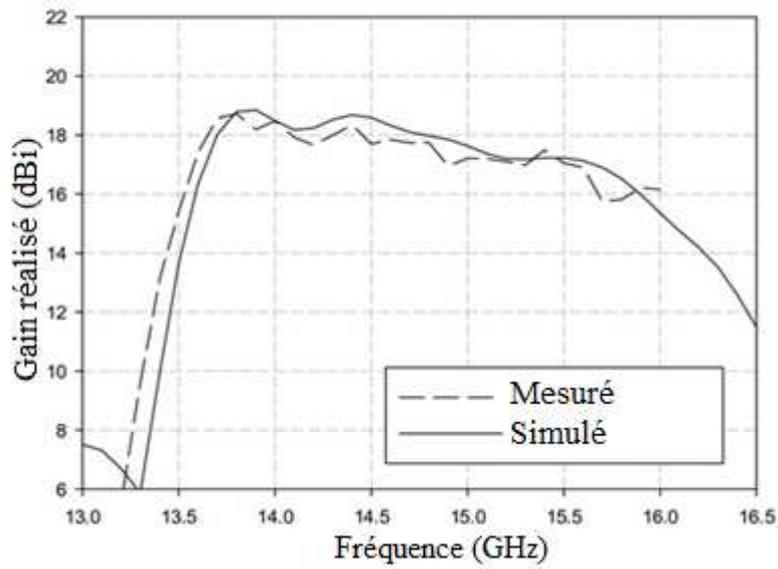


Figure (III.11) : Gain de l'antenne proposée dans la référence [105].

La structure proposée dans la référence [106] est constituée de trois couches à double faces. Une surface d'impédance artificielle et une surface PRS sont imprimées sur les deux côtés d'un substrat diélectrique (Fig. (III.12)). Une largeur de bande de rayonnement d'environ 10,7% a été obtenue. Le gain en fonction de la fréquence est présenté dans la figure (III.12).

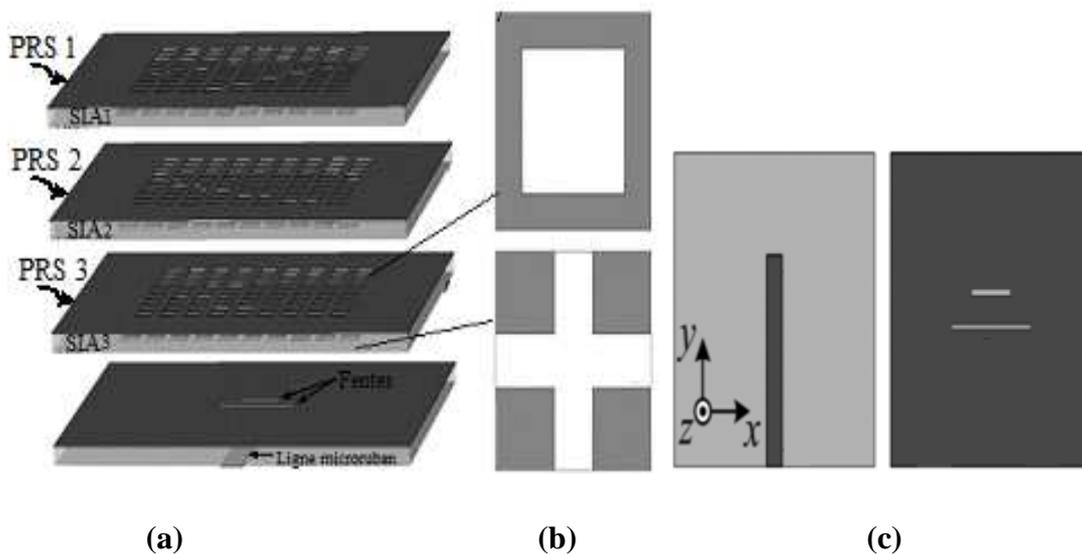


Figure (III.12) : Structure de l'antenne proposée dans la référence [106], (a) Section transversale, (b) facés supérieure et inférieure du motif élémentaire, (c) facés arrière et avant du système d'alimentation.

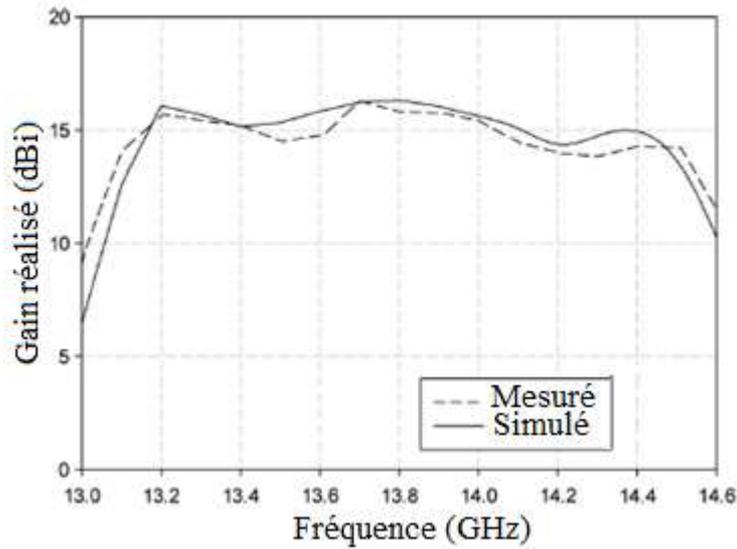


Figure (III.13) : Gain de l'antenne proposée dans la référence [106].

Une autre structure, utilisant également trois couches de PRS (avec des patches carrés métalliques) placées au-dessus d'un plan de masse, formant trois cavités à air, a été proposée dans [107]. Le mécanisme d'alimentation est composé d'un guide d'onde et d'une fente pratiquée dans le plan de masse, comme le montre la figure (III.14). En augmentant le nombre de couches, un fort gain a été obtenu, mais la largeur de bande de rayonnement atteinte n'excède pas 15%. Le résultat de gain est présenté dans la figure (III.15).

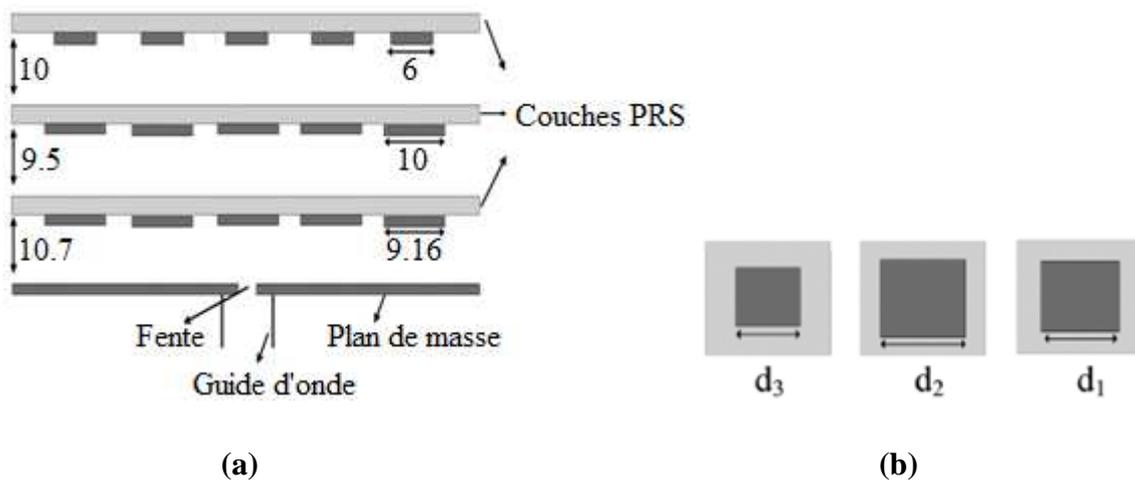


Figure (III.14) : Structure de l'antenne de la référence [107], (a) section transversale, (b) structure du motif élémentaire à trois couches.

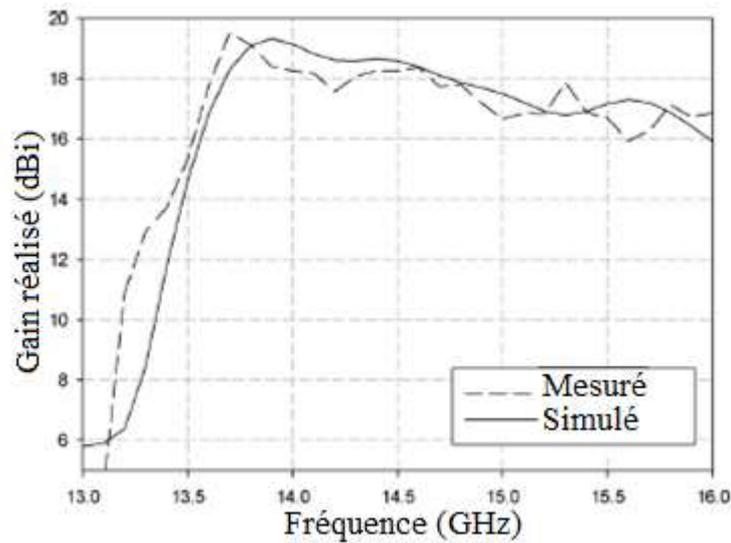


Figure (III.15) : Gain de l'antenne proposée dans la référence [107].

Dans la référence [108], deux superstrats diélectriques ont été utilisés comme PRS pour améliorer la largeur de bande de rayonnement d'une antenne patch à couplage par fente (Fig. (III.16)). La largeur de bande obtenue est d'environ 25,8%. Le gain de cette antenne est présenté dans la figure (III.17).

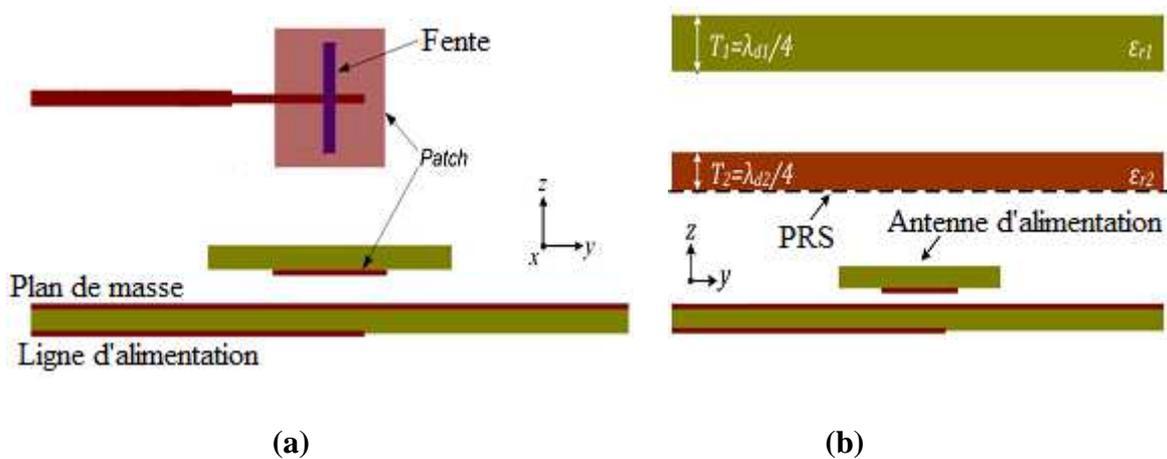


Figure (III.16) : Structure de l'antenne de la référence [108], (a) section transversale de l'antenne d'alimentation, (b) section transversale de l'antenne BIE.

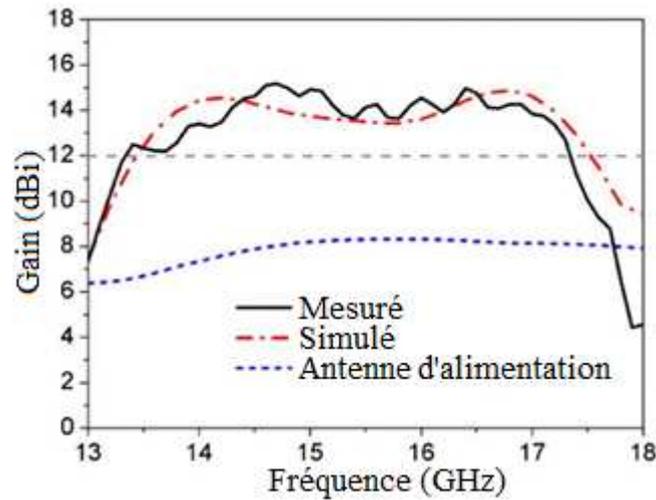


Figure (III.17) : Gain de l'antenne proposée dans la référence [108].

Toujours dans le but d'améliorer les performances de ce type d'antennes, la référence [109] utilise une interface PRS à deux couches, formée d'un réseau de patches rectangulaires de dimensions différentes, placée au-dessus d'un déphaseur large bande en forme de T, relié à un réseau d'alimentation complexe (Fig. (III.18)). La bande passante de rayonnement atteinte est d'environ 28,3% (Fig. (III.19)).

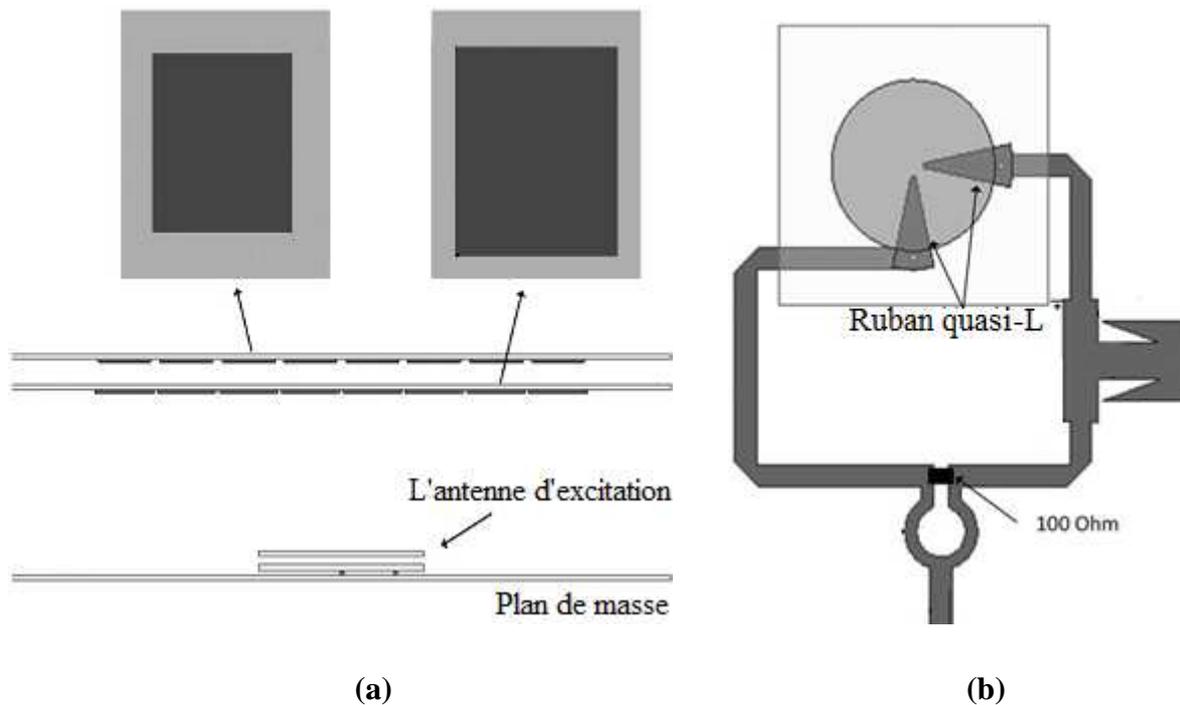


Figure (III.18) : (a) Structure de l'antenne proposée dans la référence [109], (b) son système d'alimentation.

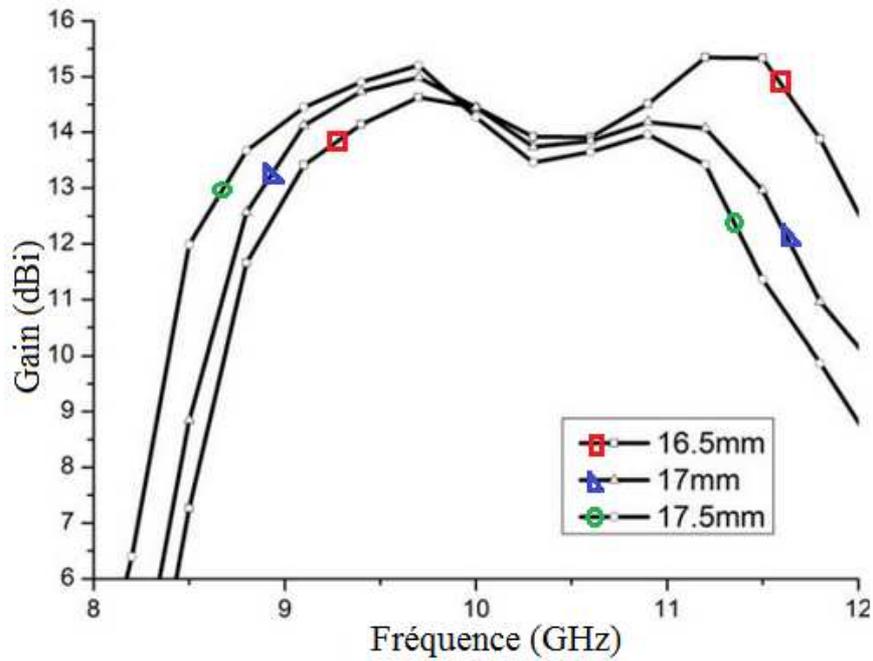


Figure (III.19) : Gain de l'antenne proposée dans la référence [109], pour différentes épaisseurs de la cavité.

En utilisant une seule couche de PRS [110] (avec une métallisation uniforme), au-dessus d'une antenne patch à couplage par fente (Fig. (III.20)), on arrive à avoir, à peu près, les mêmes résultats que dans les deux cas précédents. La bande passante de rayonnement obtenue, dans ce cas, est de 28% et les courbes de gain (calculée et mesurée) en fonction de la fréquence sont donnée dans la figure (III.21).

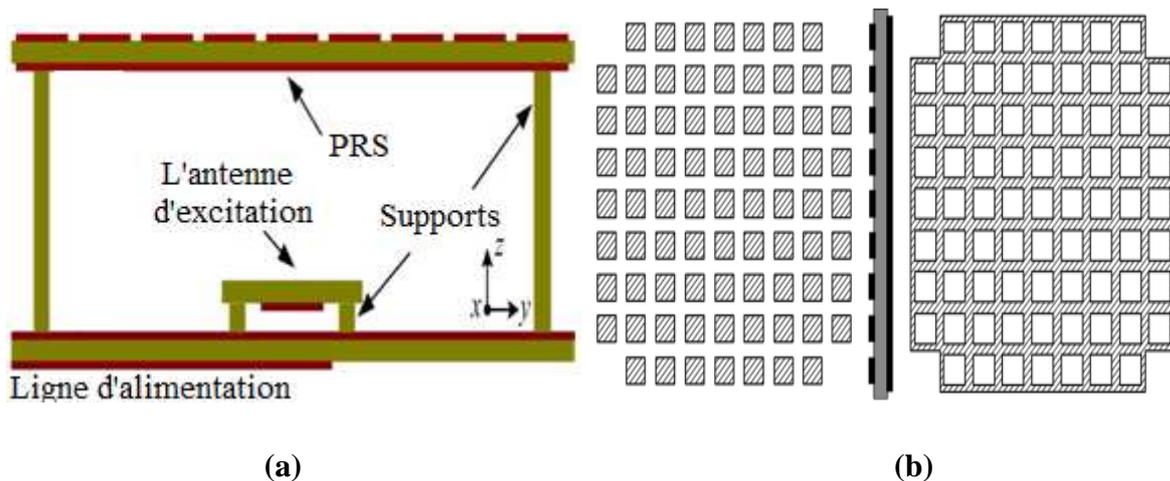


Figure (III.20) : Antenne proposée dans la référence [110], (a) section transversale, (b) structure de l'interface PRS.

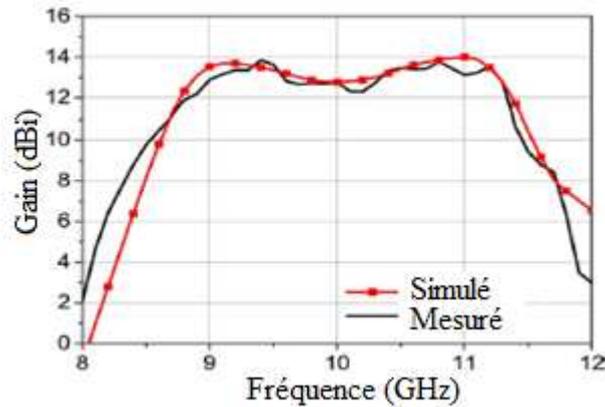


Figure (III.21) : Gain de l'antenne de la référence [110].

Après une étude critique des différentes structures des antennes BIE proposées dans la littérature et afin d'arriver à de meilleurs résultats, nous avons pensé à proposer de nouvelles structures d'antennes planaires, constituées d'une à plusieurs cavités résonantes à air et d'une antenne d'excitation pour l'alimentation des structures périodiques. La présence de la PRS au-dessus de l'élément rayonnant a pour effet d'augmenter la directivité de l'antenne.

III.3.2. Principe de fonctionnement d'une antenne BIE

Généralement, l'antenne BIE est formée par une surface partiellement réfléchissante (PRS), disposée à une distance d'environ une demi-longueur d'onde, au-dessus d'une source primaire de faible gain, placée sur un plan de masse. L'amélioration du gain de la source primaire est due à la résonance de la cavité et aux multiples réflexions des ondes entre la PRS et le plan de masse [111-112]. Le principe de fonctionnement d'une antenne BIE, avec superstrat métallique, est illustré dans la figure (III.22).

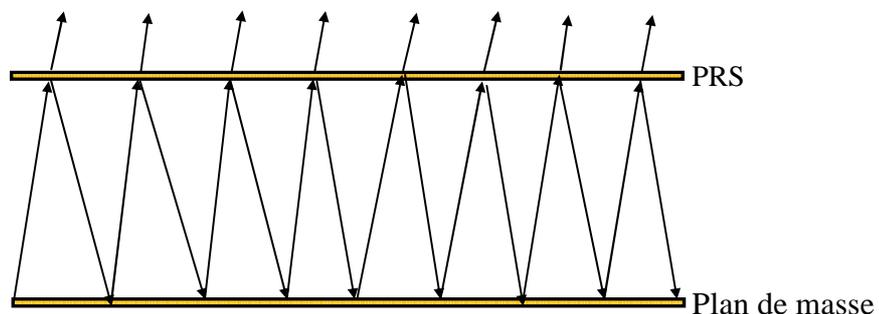


Figure (III.22) : Réflexion des ondes dans la cavité résonante formée par un plan de masse et une surface PRS [113].

La puissance transmise P et le champ électrique E sont calculés, analytiquement, par les formules suivantes [114] :

$$P = \frac{[1-R^2]}{1+R^2-2R\cos\varphi} F^2(\theta) \quad (\text{III.1})$$

$$|E| = \sqrt{\frac{1-R^2}{1+R^2-2R\cos\varphi}} F(\theta) \quad (\text{III.2})$$

Où θ est l'angle formé par le champ électrique E et la normale, $Re^{j\varphi}$ est le coefficient de réflexion complexe de la PRS, λ_0 est la longueur d'onde en espace libre et $F(\theta)$ est le diagramme de rayonnement normalisé de l'antenne d'alimentation.

Les performances de ces antennes sont très sensibles à la hauteur de la cavité formée par le plan de masse et la PRS et dépendent des propriétés, en réflexion, de l'interface PRS utilisée. Un gain maximum peut être obtenu lorsque la distance entre le plan de masse et la PRS conduit à une interférence constructive et que les ondes émanant de la PRS sont en phase. La hauteur exigée pour avoir un gain maximal, dans la direction de propagation, peut être calculée par l'expression suivante [90] :

$$h = \frac{c_0}{4\pi f_r} (\varphi_{PRS} + \varphi_{GND} - 2N\pi), \quad N = 0, 1, 2, \dots \quad (\text{III.3})$$

Où c_0 est la vitesse de la lumière dans le vide, f_r est la fréquence de résonance, N est un nombre entier, φ_{PRS} est la phase du coefficient de réflexion de la PRS et φ_{GND} est la phase du coefficient de réflexion du plan de masse.

Cette hauteur optimale h , de la PRS, dépend de la fréquence de résonance ainsi que des coefficients de réflexion de la PRS et du plan de masse. Pour un plan de masse parfait, la phase de réflexion φ_{GND} est égale à π . Donc, pour avoir un gain maximum dans une bande de fréquence donnée, la phase du coefficient de réflexion de la PRS doit satisfaire la formule suivante :

$$\varphi_{PRS} = \frac{4\pi h}{c_0} f_r + (2N-1)\pi, \quad N = 0, 1, 2, \dots \quad (\text{III.4})$$

Cette formule s'appelle aussi la condition de résonance pour un rayonnement maximal dans la direction exigée. Une réflectivité élevée de l'interface de la PRS avec une augmentation linéaire de sa réponse de phase implique un gain maximum dans certaines bandes de fréquences [101]. La validité de cette condition de résonance sur une large bande de fréquence permet d'élargir la bande passante de rayonnement de l'antenne BIE. L'expression du gain dans la direction de rayonnement (pour $\varphi=0^\circ$), en fonction de l'amplitude du coefficient de réflexion, est donnée par [114] :

$$G = \frac{P}{F^2} = \frac{1+R}{1-R} \quad (\text{III.5})$$

Du fait que le gain augmente considérablement avec l'amplitude du coefficient de réflexion R , l'utilisation d'un superstrat très réfléchissant permet d'obtenir un gain élevé. En d'autres termes, pour une surface hautement réfléchissante, le gain sera très élevé puisque l'amplitude du coefficient de réflexion de la PRS est proche de 1. Mais pour une antenne couverte par une surface très réfléchissante, la largeur de bande de rayonnement est donnée par [114]:

$$LB = \frac{\lambda_0}{2\pi h} \frac{1-R}{\sqrt{R}} \quad (\text{III.6})$$

Cette expression montre que la largeur de bande de rayonnement diminue avec l'augmentation du coefficient de réflexion. Il faut donc trouver un compromis permettant d'optimiser les caractéristiques de réflexion (phase et amplitude) afin d'obtenir de bonnes performances, à la fois en matière de gain et de largeur de bande de rayonnement.

La fréquence de résonance fondamentale, qui fixe la fréquence de fonctionnement de l'antenne, dépend de la hauteur h de la cavité et de la phase du coefficient de réflexion de la PRS (formule III.7). Les caractéristiques de réflexion (amplitude et phase du coefficient de réflexion) de la PRS affectent également le facteur de qualité (Q) de la cavité résonante (formule III.8) [115], qui conditionne les performances de la structure.

$$f_r = \frac{c_0}{2h} \left(\frac{\varphi_{PRS} + \pi}{2\pi} \right) \quad (\text{III.7})$$

$$Q = \frac{\sqrt{R}}{1-R} \left(\frac{\varphi_{PRS} + \pi}{2} \right) \quad (\text{III.8})$$

Où φ_{PRS} est la phase du coefficient de réflexion de l'interface supérieure (demi-matériau BIE), R est le module du coefficient de réflexion de l'interface PRS, h est la hauteur de la cavité résonante et c_0 est la vitesse de la lumière.

Ainsi, une phase φ_{PRS} positive et proche de π , impose une résonance proche de $\lambda_0/2$ sur le mode fondamental.

$$h = \frac{\lambda_0}{2} \left(\frac{\varphi_{PRS} + \pi}{2\pi} \right) \approx \frac{\lambda_0}{2} \quad (\text{III.9})$$

En matière de rayonnement, l'antenne BIE est caractérisée par une forte directivité et une faible bande passante qui dépend du coefficient de qualité de la cavité résonante. L'antenne BIE se comporte comme une ouverture rayonnante avec une distribution gaussienne du champ électromagnétique. Pour une directivité exigée D , l'ouverture de la structure peut-être estimée par la formule suivante [110]:

$$A = \frac{10^{D/10} \cdot \lambda_0^2}{0.8\pi^2} \quad (\text{III.10})$$

Où A est l'ouverture de l'antenne, D est la directivité et λ est la longueur d'onde.

III.3.3 Les surfaces partiellement réfléchissantes

Les surfaces partiellement réfléchissantes (ou PRS, ou méta-surfaces) sont utilisées pour améliorer les performances des antennes BIE, en agissant sur le rayonnement de l'antenne d'excitation, de manière à le rendre maximum et augmenter ainsi le gain. Le fait d'avoir des PRS à profil de phase croissant, sur une large bande, permet aussi de garder la résonance de rayonnement sur toute la bande de fonctionnement.

Les PRS sont des interfaces composées d'une ou de plusieurs couches métallo-diélectriques périodiques, arrangées et optimisées de manière à permettre d'avoir les caractéristiques souhaitées. La réponse en réflexion de la PRS dépend principalement de la forme et des dimensions de la métallisation ainsi que des caractéristiques du matériau utilisé.

La conception des PRS s'effectue par la simulation d'un motif élémentaire en considérant que la structure est périodique et infinie, ce qui permet d'économiser le temps de calcul et la capacité requise pour l'analyse de la structure complète.

La métallisation des deux faces de l'interface PRS (Fig. (III.23)) permet d'obtenir un profil de phase croissant et améliorer ainsi les performances de l'antenne, en matière de rayonnement. La figure (III.24) montre les performances de ce type d'antenne par rapport à l'antenne classique [116].

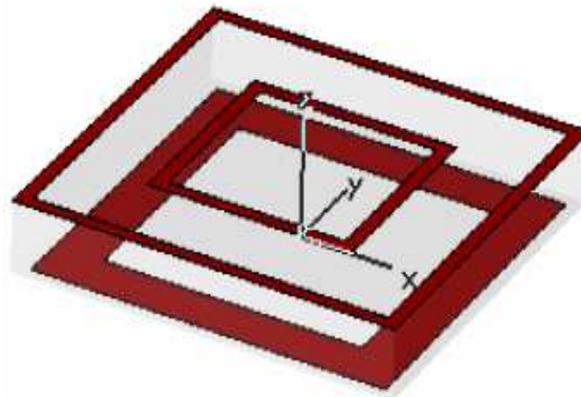


Figure (III.23) : Motif élémentaire métallisé sur les deux faces [116]

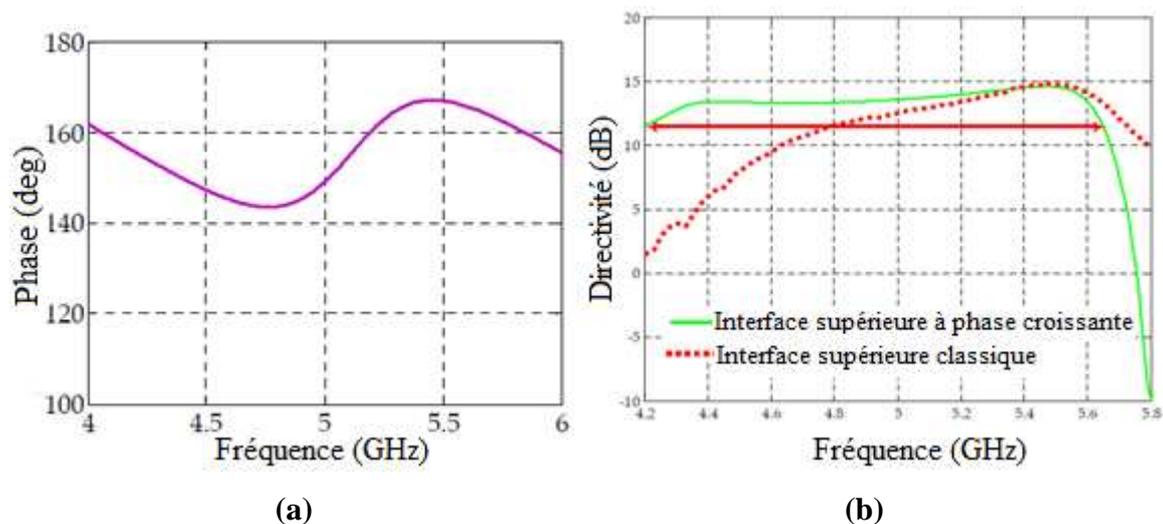


Figure (III.24) : Phase du coefficient de réflexion à profil croissant du motif élémentaire métallisé sur les deux faces (a), directivité de l'antenne proposée et celle de l'antenne classique (résultat repris de la référence [116]) (b).

Il a été démontré que la combinaison des métallisations capacitatives et inductives à ouvertures permet d'élargir la bande passante de rayonnement [117]. Une telle combinaison a été utilisée dans la référence [118] pour améliorer les performances de rayonnement de

l'antenne proposée (Fig. (III.25)). Comme le montre la figure (III.26), l'ajout de méta-surfaces a permis d'augmenter le gain de l'antenne proposée de plus de 4 dBi, sur la gamme de fréquence considérée (5 GHz à 8 GHz).

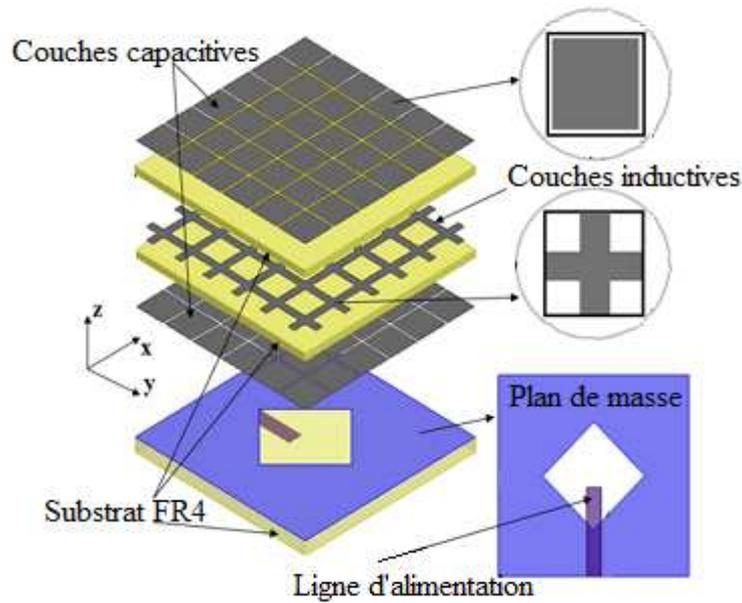


Figure (III.25) : Structure d'antenne utilisant des métallisations inductives et capacitives [118].

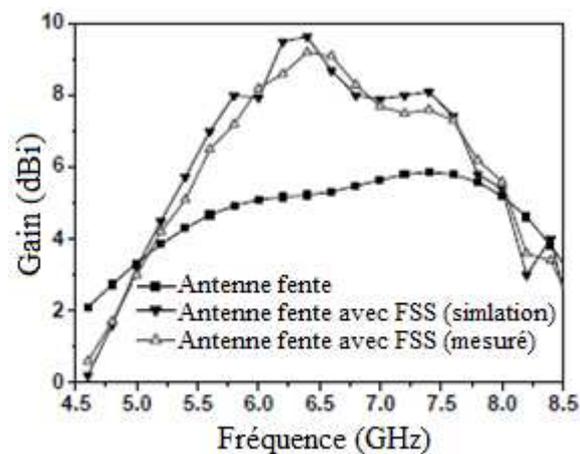


Figure (III.26) : Gain de l'antenne avec et sans méta-surfaces [118].

Parmi les nombreuses méthodes utilisées pour analyser les structures périodiques, on peut citer le modèle du circuit équivalent qui est l'une des méthodes les plus simples. Dans cette méthode, les différentes métallisations du motif élémentaire de la structure périodique sont modélisées comme des composants inductifs ou capacitifs, sur une ligne de transmission

(Fig. (III.27)). Cette approche permet de prédire et de vérifier les caractéristiques de réflexion des structures étudiées [119].

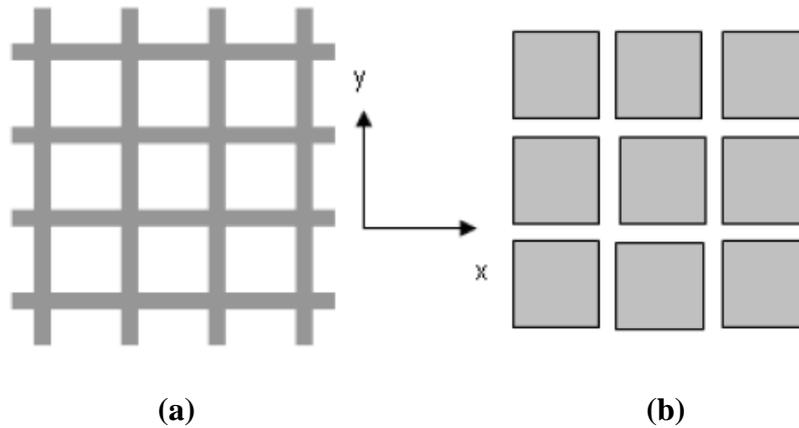


Figure (III.27) : Structures périodiques, (a) type inductif, (b) type capacitif [119].

D'après la référence [110], les structures capacitive et inductive peuvent être représentées, respectivement, par une inductance en série avec une capacité et une inductance en parallèle avec une capacité (Fig. (III.28)).

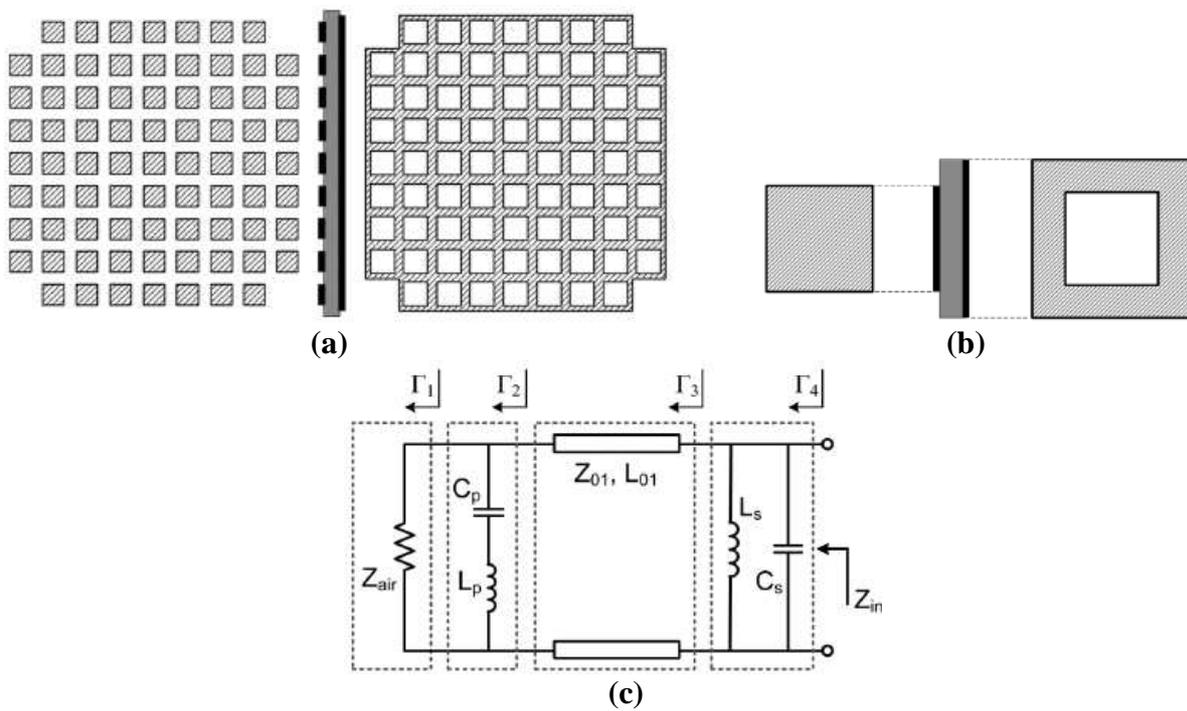


Figure (III.28) : Structure périodique proposée dans la référence [110], (a) l'interface de la PRS proposée, (b) motif élémentaire, (c) circuit équivalent du motif élémentaire.

L'état de l'art présenté dans ce chapitre nous a permis de dégager la méthode et les techniques à utiliser pour améliorer les performances des antennes BIE, surtout en matière de bande passante de rayonnement et de gain. Nous avons ainsi déduit que l'emploi des superstructures métallo-diélectriques ou surfaces partiellement réfléchissantes, au lieu des surfaces tout diélectrique, paraît très utile du fait que leurs performances peuvent être ajustées en jouant sur la forme et les dimensions des métallisations. En nous inspirant des meilleures références, nous avons choisi d'utiliser une interface supérieure constituée d'une ou plusieurs couches métallo-diélectriques afin d'élargir au maximum la réponse de la phase de réflexion des PRS et atteindre ainsi l'objectif visé.

Généralement, une antenne BIE est formée d'une partie supérieure constituée d'une couche partiellement réfléchissante et d'une partie inférieure constituée d'une antenne d'alimentation directive de faible gain. Cette étude nous a permis de conclure que parmi les différentes formes de métallisation de l'interface réfléchissante, les profils de phase croissants sont préférés car ils permettent d'obtenir de meilleures performances.

III.4 Conclusion

Nous avons présenté, dans ce chapitre, l'état de l'art des antennes BIE à base des structures métallo-diélectriques. L'historique des matériaux BIE et leurs applications y ont été présentés. Nous avons vu que le principal inconvénient de ce type d'antenne est sa faible bande passante de rayonnement, lorsqu'elle est conçue pour fournir un fort gain. Parmi les solutions mises en œuvre pour remédier à cet inconvénient, nous avons choisi l'emploi des structures périodiques, à profils de phase croissant, sur une large bande de fréquences. Comme nous le verrons dans le prochain chapitre, cette solution permet d'élargir la bande passante et améliorer le gain sur une large bande de fréquences.

L'essentiel de notre travail, qui consiste à améliorer les performances de rayonnement des antennes BIE sur une large bande de fréquence, sera présenté dans le chapitre suivant. L'antenne d'alimentation qui sera utilisée pour effectuer l'étude des différentes structures que nous proposons est une antenne multicouche à couplage par fente. Trois motifs élémentaires constituant les interfaces partiellement réfléchissantes seront étudiés à savoir : deux couches métallisées sur les deux faces inférieure et supérieure, deux couches métallisées séparées par une couche non métallisée et une seule couche métallisée.

CHAPITRE IV

RESULTATS ET EXPERIMENTATION

CHAPITRE IV

EXPERIMENTATIONS ET RESULTATS

IV.1 Introduction

Ce chapitre est consacré à la conception de nouvelles structures d'antennes BIP (appelées aussi antennes BIE en microondes), utilisées dans les communications sans fil pour leur compacité et leurs hautes performances. Une variété de structures périodiques, appelées méta-surfaces ou surfaces partiellement réfléchissantes PRS, est rajoutée au-dessus des antennes d'alimentation pour améliorer leurs performances.

Trois antennes BIE, à base de différents types de métallisations, sont proposées. Ces antennes sont conçues de manière à travailler dans la bande X avec les exigences suivantes : des diagrammes de rayonnement cohérents sur toute la bande de fonctionnement, une large bande de rayonnement, une large bande passante et un fort gain.

Les résultats présentés dans ce chapitre ont été obtenus par le logiciel électromagnétique Computer Simulation Technology (CST), Microwave StudioTM, Version 2015. La conception, la réalisation et les mesures des différentes structures, ont été effectuées au sein du laboratoire RF de l'INRS, au Canada.

IV.2 Méthodologie de conception

La méthodologie de conception des antennes proposées, dans ce travail de recherche, a été définie après une profonde recherche bibliographique sur les propriétés et les caractéristiques des différentes catégories d'antennes ainsi que les techniques utilisées pour améliorer leurs performances, en matière de largeur de bande et de gain. Cela a nécessité une bonne compréhension du principe de fonctionnement des antennes et des principaux paramètres qui les valorisent (dimensions, bande passante, diagramme de rayonnement, polarisation etc.).

La deuxième étape de la conception consistait à définir les paramètres de l'antenne à concevoir en fonction du cahier des charges et de l'objectif visé. La simulation (à l'aide du logiciel CST) a permis de fixer ces différents paramètres. Le logiciel CST, utilisé pour la

conception des antennes, permet d'optimiser les différents paramètres de l'antenne de façon à maximiser ses performances, surtout en termes de rayonnement et d'adaptation. Nous avons commencé la simulation par une étude paramétrique permettant d'optimiser les dimensions de l'antenne, aussi bien pour l'interface inférieure (antenne d'alimentation) que pour l'interface supérieure (PRS). Cette dernière peut être optimisée en simulant un motif élémentaire de PRS qui se répète à l'infini (conditions périodiques infinies).

Après l'optimisation des différents paramètres de ces deux interfaces, nous avons entamé la conception de l'antenne BIE, selon les performances désirées. Dans certains cas, il a été nécessaire de réajuster les paramètres calculés, après l'assemblage de l'antenne d'alimentation et de la PRS. Les deux interfaces supérieure et inférieure ont été conçues de manière à fonctionner dans la même bande de fréquences, en utilisant le même type de matériau. Les performances des antennes BIE assemblées sont déterminées en fonction des résultats de la bande passante, du diagramme de rayonnement, de la largeur de bande de rayonnement et du gain. Ces valeurs doivent être analysées avant la fabrication.

Si après vérification, les résultats obtenus après l'assemblage s'avèrent bons, on passe à la phase de la réalisation en commençant par imprimer les différentes couches de l'antenne, à l'aide d'une imprimante laser de circuits imprimés. Dans le cas contraire, il faut redimensionner l'antenne ou refaire la conception de l'antenne d'alimentation ou de la PRS. La phase des mesures est la dernière étape ; elle permet de valider les résultats de simulation.

Ce travail a été effectué au laboratoire RF, du CEMT (Centre Énergie Matériaux et Télécommunications), INRS, Canada. Ce laboratoire est doté de tous les simulateurs (CST, HFSS...) et de tous les équipements (analyseur de réseaux, chambre anéchoïque, imprimante laser de circuits imprimés, matériaux diélectriques, etc.) nécessaires pour atteindre l'objectif visé par cette thèse et pour la conception et la réalisation de tout type d'antenne imprimée.

Nous avons utilisé l'analyseur de réseau vectoriel Agilent 8722ES (Fig. (IV.1)) pour mesurer le coefficient de réflexion de l'antenne, avec et sans PRS, en fonction de la fréquence, afin de déduire la largeur de bande de fonctionnement. Le principe consiste à comparer l'onde incidente à l'onde réfléchiée par l'antenne dans un plan de référence, imposé au cours de la calibration du dispositif. Nous avons également utilisé la chambre anéchoïque micro-ondes pour mesurer les diagrammes de rayonnement dans différents plans de mesure et les gains des antennes sous test (Fig. (IV.2)).

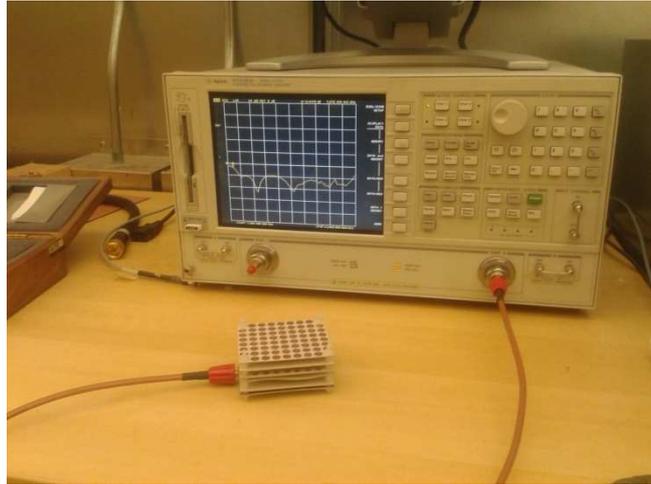


Figure (IV.1) : L'analyseur de réseau vectoriel Agilent 8722ES.

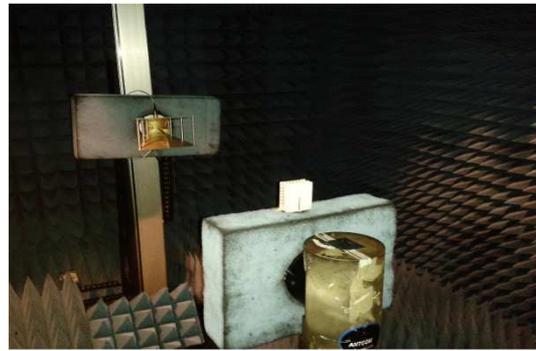


Figure (IV.2) : Dispositifs de la chambre anéchoïque permettant de mesurer les caractéristiques de rayonnement des antennes (INRS- Canada).

La chambre anéchoïque permet de reproduire la condition de champ lointain à une distance relativement faible. Une onde sphérique, provenant de la source, est transformée en ondes planes (après réflexion sur le réflecteur) et dirigée ensuite vers l'antenne sous test. Elle permet également de fournir une zone libre de toute réflexion. En effet, les parois de cette chambre étant recouvertes de mousses absorbantes micro-ondes (en polyuréthane) chargées de particules de carbone, elles permettent de minimiser les réflexions parasites et éviter les interférences électromagnétiques environnantes. Ces mousses sont caractérisées par leur réflectivité et leur forme pyramidale.

La chambre anéchoïque de l'INRS (Canada) contient l'antenne source de référence (antenne cornet modèle AH-118 fonctionnant dans la gamme 1-18 GHz) (Fig. (IV.3)),

l'antenne sous test (les antennes BIE réalisées), le support de l'antenne sous test, le positionneur et le rotateur (ou plateaux tournants) et un ordinateur de contrôle et de traitement des données. L'antenne sous test est judicieusement placée (bien en face de l'antenne de référence et à une distance précise) dans un espace où la mesure peut être effectuée sans perturbations et avec un minimum de réflexions. Les plateaux tournants ont une vitesse de rotation pas à pas qui permet les mesures en élévation et en azimut, pour faire tourner l'antenne de test de 0 à 180 degrés. Enfin, l'ordinateur de contrôle sert à piloter l'analyseur et les moteurs permettant la rotation des positionneurs.

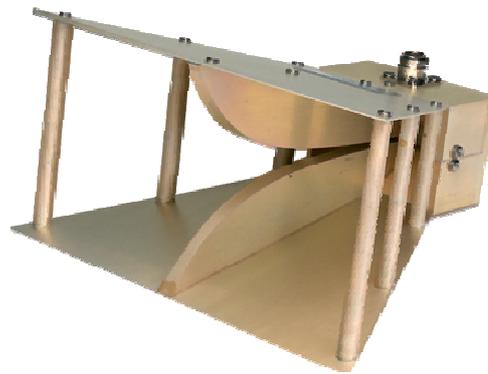


Figure (IV.3) : Photo de l'antenne cornet de référence, modèle AH-118.

Le principe utilisé est basé sur la mesure de l'atténuation entre les deux accès (signal émis et signal reçu), qui est reliée au gain par la formule de FRISS (équation (IV.1)). Cette formule donne la puissance reçue lors de la transmission d'une onde, en espace libre, via deux antennes de gains différents [120].

$$P_r = \left(\frac{\lambda_0}{4\pi d} \right)^2 \cdot G_e \cdot G_r \cdot P_e \quad (\text{IV.1})$$

Où G_e est le gain de l'antenne d'émission, G_r est le gain de l'antenne de réception, P_e est la puissance d'émission, P_r est la puissance de réception, d est la distance qui sépare les deux antennes et λ_0 est la longueur d'onde en espace libre.

Les gains des antennes testées ont été calculés simultanément avec les mesures des diagrammes de rayonnement. Les résultats de mesures ont été enregistrés dans une disquette et une clé USB. Pour chaque structure, les résultats des mesures ont été analysés, étudiés et

comparés avec les résultats de simulation en utilisant le logiciel "Origin". Les différentes étapes de conception sont résumées dans l'organigramme de figure (IV.4).

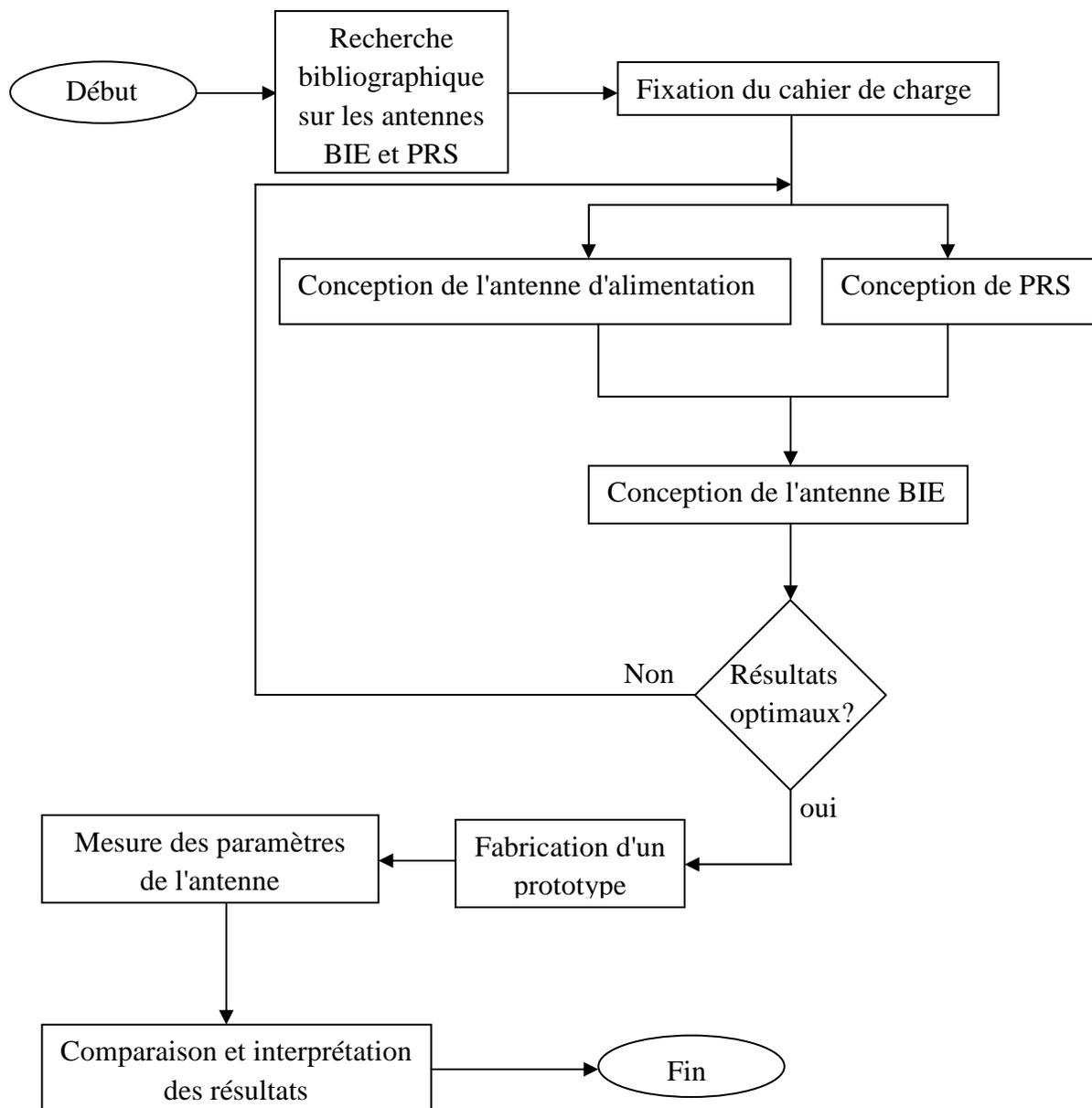


Figure (IV.4) : Organigramme de conception de l'antenne BIE.

IV.3 Conception des antennes BIE

Dans cette section, nous nous proposons de concevoir et réaliser trois antennes BIE à large bande de rayonnement, à gain élevé et à large bande passante. Ces antennes ont la même

structure de l'interface inférieure (l'antenne d'alimentation) mais avec un nombre d'interfaces supérieures (couches PRS) différent pour chaque cas (Fig. IV.5). Afin de différencier les trois antennes on les appelle : antenne BIE-1, antenne BIE-2 et antenne BIE-3, respectivement.

L'antenne d'alimentation utilisée pour l'excitation des trois antennes BIE est une antenne patch à couplage par fente, inspirée de la référence [110] (Fig. IV.6). Toutes les couches des antennes BIE proposées ont été conçues en utilisant le substrat RT / Duroid 6002 qui a une constante diélectrique de 2,94 et une épaisseur de 0,762 mm. La seule exception est le troisième substrat de l'antenne d'alimentation, sur lequel le patch annulaire parasitique est imprimé, qui a une épaisseur de 0,127 mm. Un patch rayonnant circulaire (de diamètre 11,2 mm), est placé au-dessus du plan de masse et couplé à la ligne d'alimentation par l'intermédiaire d'une fente rectangulaire S_1 (8.4 mm \times 1.2 mm), gravée dans le plan de masse. Pour obtenir une large bande passante, trois fentes rectangulaires supplémentaires, S_2 (1 mm \times 0.3 mm), S_3 (2.9 mm \times 1.1 mm) et S_4 (2 mm \times 1.9 mm), sont usinées dans le plan de masse. De même, pour une meilleure adaptation, un patch parasitique de forme annulaire (de diamètre externe 8 mm et de diamètre interne 6 mm) est placé au-dessus de l'antenne patch à couplage par fente.

Les motifs élémentaires des surfaces PRS proposées ont été testés et optimisés en utilisant le logiciel CST. Pour réduire le temps de calcul et les moyens mis en œuvre, les structures des PRS sont supposées infinies.

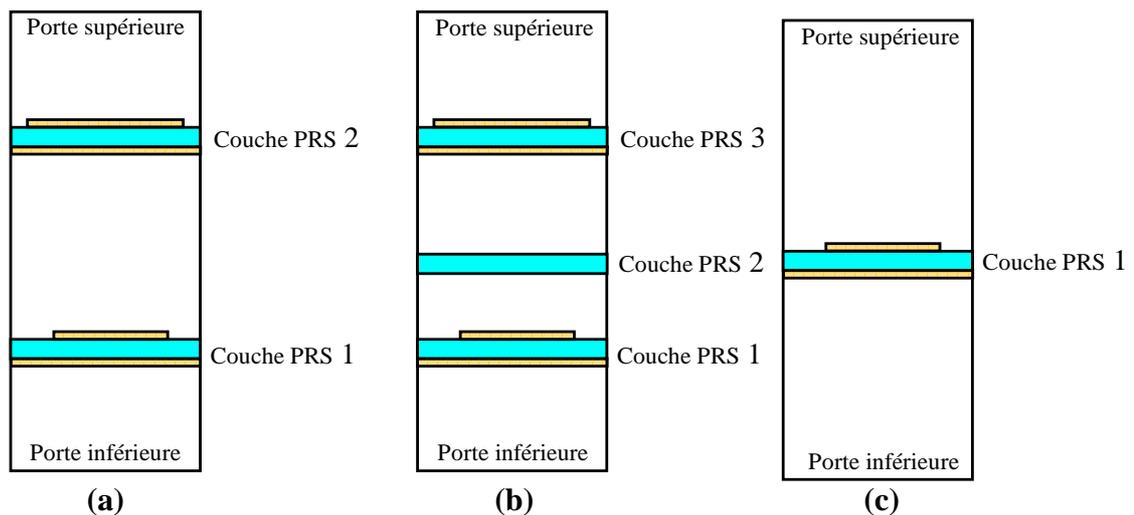


Figure (IV.5) : Sections transversales des motifs élémentaires constituant les interfaces réfléchissantes, (a) deux couches, (b) trois couches et (c) une seule couche.

Généralement, un gain élevé est obtenu en utilisant une PRS à forte réflectivité avec une allure de phase du coefficient de réflexion croissante, sur une bande de fréquences spécifique. Mais, du fait que si la réflectivité des PRS augmente, la largeur de bande de rayonnement diminue, il est nécessaire de faire un compromis entre ces deux paramètres pour augmenter la bande de rayonnement tout en maintenant un gain élevé. En pratique, lors de l'utilisation de l'interface PRS dans une structure finie avec l'antenne, certains paramètres nécessitent un léger réglage, comme la distance entre les couches de PRS.

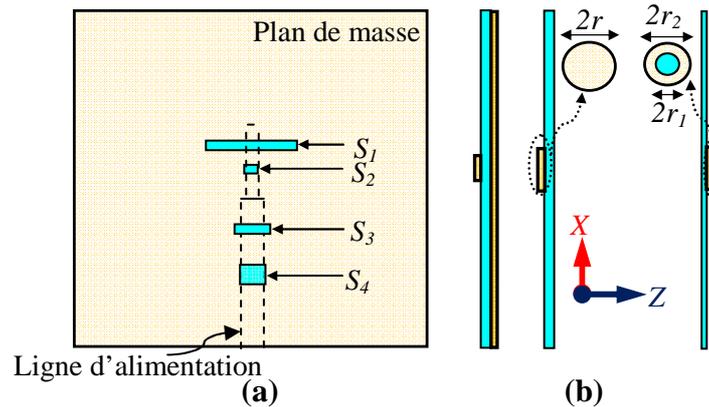


Figure (IV.6) : Configuration générale de l'antenne d'alimentation, (a) mécanisme d'alimentation, (b) section transversale de l'antenne d'alimentation.

En utilisant l'analyse et la représentation des données [110,121], les motifs élémentaires des antennes proposées ont été modélisés et approchés par un circuit équivalent. Les paramètres électriques sont d'abord calculés à partir des dimensions physiques des patches capacitifs et inductifs, à l'aide des formules suivantes [107,122] :

$$C = \epsilon_0 \epsilon_{eff} \frac{2P}{\pi} \ln \left(\frac{1}{\sin \left(\frac{\pi(P-d)}{P} \right)} \right) \quad (IV.2)$$

$$L = \mu_0 \frac{P}{2\pi} \ln \left(\frac{1}{\sin \left(\frac{\pi d}{2P} \right)} \right) \quad (IV.3)$$

Où P est la périodicité et d est la largeur des patches.

Les circuits équivalents correspondant à chaque motif élémentaire de PRS (employés dans chaque antenne BIE) ont été calculés en utilisant le logiciel de simulation AADS (Agilent Advanced Design System). Lors de l'assemblage des couches fabriquées et pour fixer la distance qui les sépare, quatre supports en nylon (de diamètre 2,92 mm et de permittivité de 3,4) sont placés sur les quatre coins de chaque couche.

IV.3.1 Antenne BIE-1

Dans cette antenne, l'interface supérieure (PRS) est composée de deux couches métallo-diélectriques. Les motifs élémentaires sont caractérisés par une augmentation de la phase du coefficient de réflexion, le long de la bande de fréquence de fonctionnement.

IV.3.1.1 Implémentation et conception de l'antenne BIE-1

La figure (IV.7) montre une coupe transversale de l'antenne BIE-1 proposée, avec son mécanisme d'alimentation. Cette antenne est formée d'un ensemble de motifs élémentaires à deux couches, placés au-dessus de l'antenne patch à couplage par fente (l'antenne d'alimentation) et arrangés avec une périodicité de 8×9 , dans les directions $X \times Y$. L'utilisation des PRS dans une surface finie, au-dessus de l'antenne d'alimentation, nécessite un petit ajustement de l'espace d'air entre les deux couches de PRS. Un patch rectangulaire inductif avec une fente circulaire (considérée comme une grille) et un anneau capacitif sont imprimés sur les faces inférieures et supérieures de chaque couche de PRS, respectivement. Les paramètres optimisés de l'antenne BIE-1- sont :

$L = 72$ mm, $l_1 = 26.5$ mm, $l_2 = 11.35$ mm, $l_3 = 15.1$ mm, $l_4 = 4.5$ mm, $l_5 = 9.15$ mm, $l_6 = 12.8$ mm, $W = 64$ mm, $w_1 = 1.93$ mm, $w_2 = 1.3$ mm, $h_c = 14.2$ mm, $d_1 = 7.25$ mm, $d_2 = 3.48$ mm.

Les paramètres de la couche PRS 1 sont : $P = 8$ mm, $S = 3.75$ mm, $n = 2$ mm, $m = 1.1$ mm.

Les paramètres de la couche PRS 2 sont : $P = 8$ mm, $S = 3.55$ mm, $n = 2$ mm, $m = 2.33$ mm.

Le circuit équivalent du motif élémentaire de PRS employé dans l'antenne BIE-1 est représenté dans la figure (IV.8). La couche d'air séparant les deux couches de PRS est modélisée par une ligne de transmission de longueur d_3 et d'impédance Z_{air} . Les deux substrats diélectriques, du motif élémentaire à deux couches, sont modélisés par deux lignes de transmission d'impédances (Z_1 , Z_2) et de longueurs (t_1 , t_2). L'impédance et la longueur de chaque ligne sont calculées par les formules :

$$Z_1 = Z_2 = Z_{air} / \sqrt{\epsilon_r}, \quad t_1 = t_2 = t \cdot \sqrt{\epsilon_r} \quad (IV.4)$$

Où Z_{air} est l'impédance de l'air, ϵ_r est la constante diélectrique des couches et t est l'épaisseur de chaque couche.

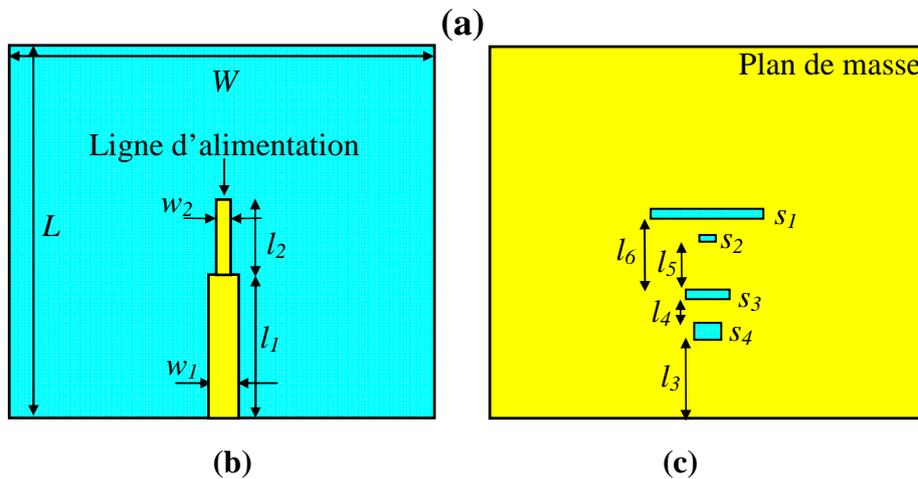
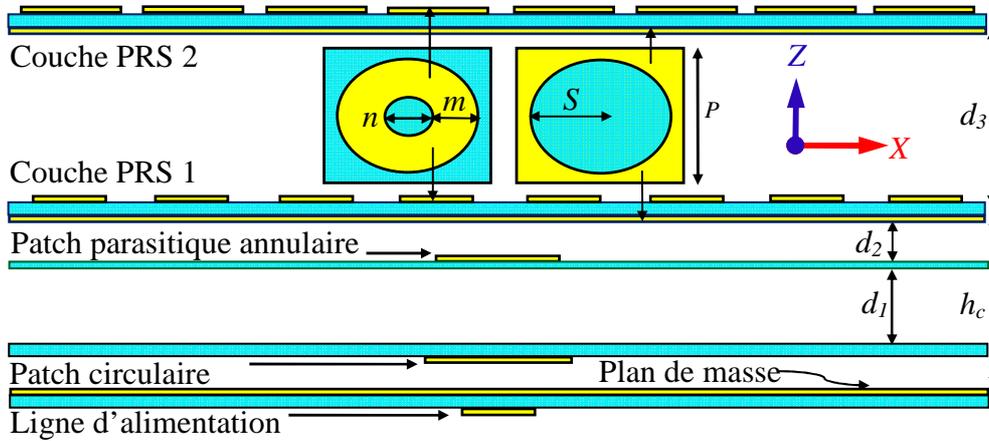


Figure (IV.7) : Configuration de l'antenne BIE-1 proposée, (a) section transversale de la structure, (b) et (c) vue arrière et avant du plan de masse avec la ligne d'alimentation et les slots du mécanisme d'alimentation.

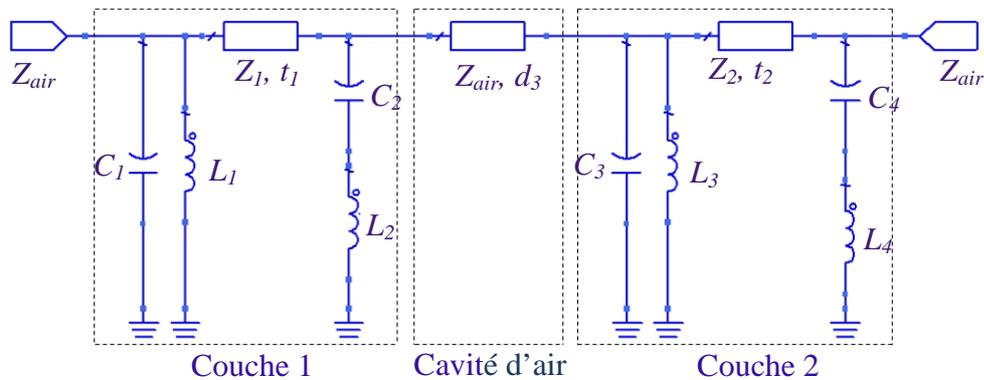


Figure (IV.8) : Circuit équivalent du motif élémentaire de l'antenne BIE-1.

Après un léger ajustement des paramètres électriques calculés à l'aide des deux formules (IV.2) et (IV.3), la phase du coefficient de réflexion du circuit équivalent calculée par ADS présente bon accord avec celle du motif élémentaire obtenue par CST (Fig. (IV.8)). Cela démontre la validité du circuit équivalent proposé et l'analyse présentée. Les valeurs approximatives calculées pour tous les éléments de la figure (IV.8) sont :

$L_1 = 2.4$ nH, $C_1 = 0.03$ pF, $C_2 = 0.32$ pF, $L_2 = 12.18$ nH, $C_3 = 0.05$ pF, $L_3 = 1.41$ nH, $C_4 = 0.0435$ pF, $L_4 = 2.73$ nH, $Z_1 = Z_2 = 219.87$ ohms, $t_1 = t_2 = 1.3$ mm et $Z_{air} = 377$ ohms.

Une allure croissante de la phase du coefficient de réflexion du motif élémentaire de PRS, sur une plus large bande passante, se traduira par une plus grande largeur de bande de rayonnement, mais avec une diminution du gain. Par conséquent, une bonne optimisation des caractéristiques de réflexion du motif élémentaire est la solution permettant d'atteindre l'objectif visé par ce travail (à savoir, une plus large bande passante de rayonnement et un gain assez élevé). La figure (IV.9) montre que le motif élémentaire de PRS employé dans l'antenne BIE-1 a une allure de phase du coefficient de réflexion qui augmente avec la fréquence (de 8,3 à 11 GHz) et qui satisfait la condition de résonance exigée pour obtenir un gain maximal dans la direction de rayonnement (équation (III.3)).

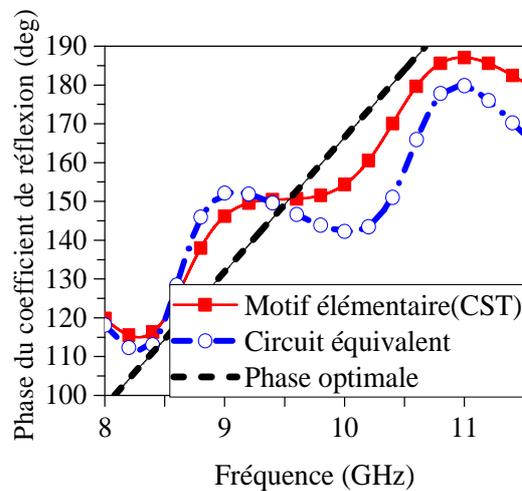


Figure (IV.9) : Phase du coefficient de réflexion du motif Elémentaire de PRS de l'antenne BIE-1.

Pour justifier l'amélioration des performances de l'antenne conçue, un prototype de l'antenne proposée a été fabriqué et caractérisé expérimentalement. Une photographie du prototype de l'antenne BIE-1 fabriqué est donnée dans la figure (IV.10).

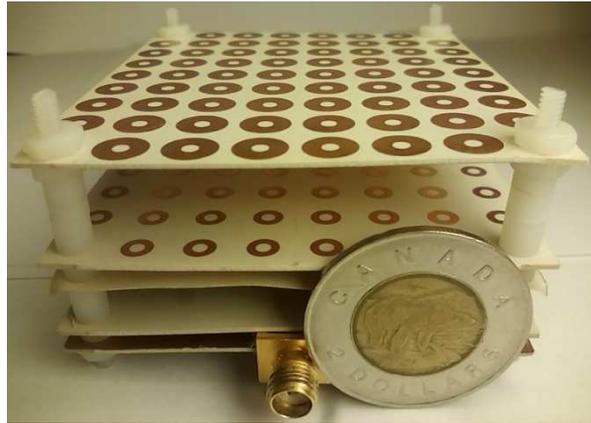


Figure (IV.10) : Prototype de l'antenne BIE-1 fabriqué.

Les performances de l'antenne d'alimentation sont considérablement améliorées, surtout en matière de largeur de bande de rayonnement et de bande passante de fonctionnement, après l'ajout des couches métal-diélectriques (PRS) à une altitude optimale (Fig. (IV.10)). La figure (IV.11(a)) indique que la bande passante de fonctionnement mesurée est entre 7,8 GHz et 11,17 GHz (35,53%), alors que la bande passante de fonctionnement simulée est entre 7,94 GHz et 11,64 GHz (37,79%).

La figure (IV.11(b)) montre qu'une largeur de bande de rayonnement de 33,33% est mesurée, dans une gamme de 7,95 GHz à 11,13 GHz, avec un gain maximal de 13,57 dBi. La largeur de bande de rayonnement calculée est de 7,9 GHz à 11,14 GHz (34,03 %), avec un gain maximal de 13,66 dBi. Les diagrammes de rayonnement dans les deux plans H et E ont été mesurés et comparés à ceux prévus aux fréquences 8, 9 et 10 GHz (Fig. (IV.11)). Des diagrammes de rayonnement cohérents avec de faibles lobes latéraux ont été obtenus sur toute la largeur de bande de rayonnement. Les lobes secondaires mesurés sont inférieurs à -10 dB et les *cross-polarisations* sont inférieures à -20 dB sur la quasi-totalité de la largeur de bande de rayonnement, comme le montre la figure (IV.12).

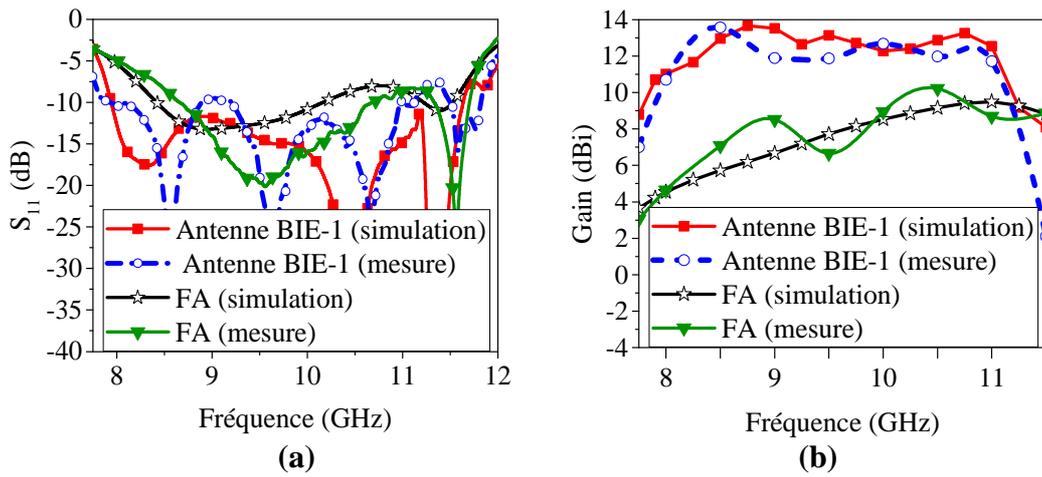
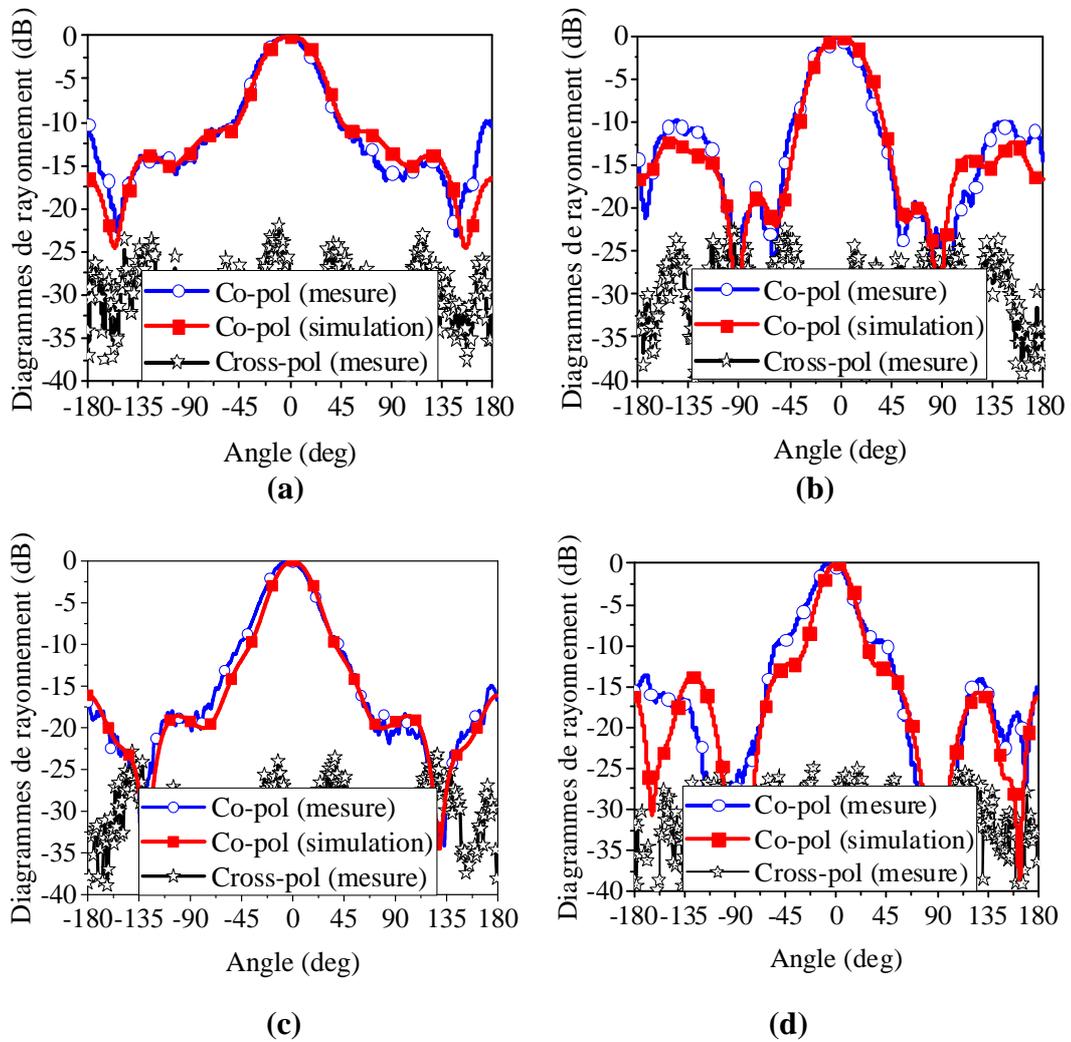


Figure (IV.11) : Performances de l'antenne BIE-1 par rapport à l'antenne d'alimentation (FA),
 (a) adaptation, (b) gain.



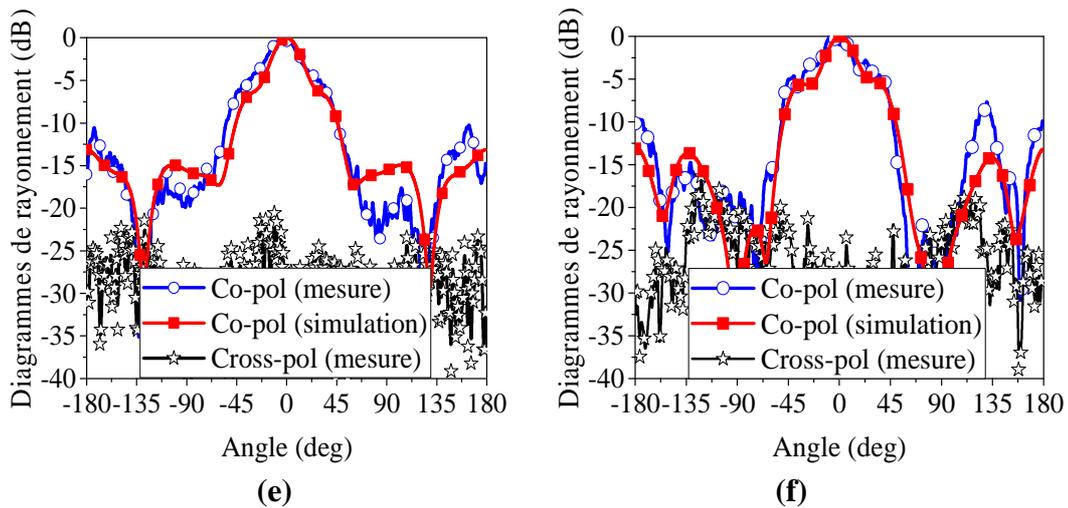


Figure (IV.12) : Diagrammes de rayonnement de l'antenne BIE-1, **(a)** Plan-H à 8 GHz, **(b)** plan-E à 8 GHz, **(c)** plan-H à 9 GHz, **(d)** plan-E à 9 GHz, **(e)** plan-H à 10 GHz, **(f)** plan-E à 10 GHz.

IV.3.2 Antenne BIE-2

Le motif élémentaire de PRS, employé dans l'antenne BIE-2, est constitué de trois couches métal-diélectriques séparées par des couches d'air, et caractérisé par une allure de phase à gradient de réflexion positif. Ce motif élémentaire a été conçu et mis en œuvre pour constituer l'interface supérieure (PRS) et pour être placé au-dessus de l'antenne d'alimentation à couplage par fente.

IV.3.2.1 Implémentation et conception de l'antenne BIE-2

L'antenne BIE-2 est constituée de trois couches PRS, réalisées en utilisant des réseaux de 8×9 motifs élémentaires. La structure de l'antenne d'excitation est représentée sur la figure (IV.13). L'antenne BIE-2 est composée de six couches de substrats séparées par des couches d'air et attachés les unes aux autres à des distances spécifiées (Fig. (IV.14)). Les dimensions latérales de l'antenne sont 64 mm x 72 mm.

L'interface métal-diélectrique supérieure utilisée dans cette antenne est constituée de patches carrés inductifs, avec une ouverture circulaire, imprimés sur les faces inférieures des couches PRS 1 et PRS 3. De même, un patch circulaire capacitif avec une fente annulaire et un patch capacitif circulaire sont imprimés sur les faces supérieures des couches PRS 3 et PRS 1, respectivement. La configuration détaillée de ces motifs élémentaires, constituant les couches PRS, est illustrée dans la figure (IV.14).

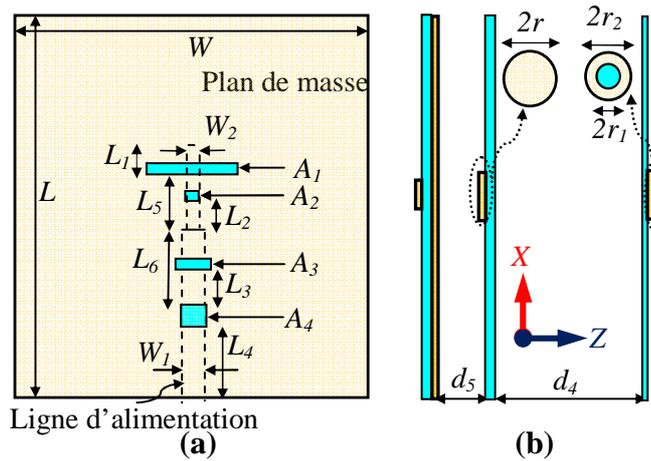


Figure (IV.13) : Configuration de l'antenne d'alimentation employée pour BIE-2, (a) mécanisme d'alimentation, (b) section transversale.

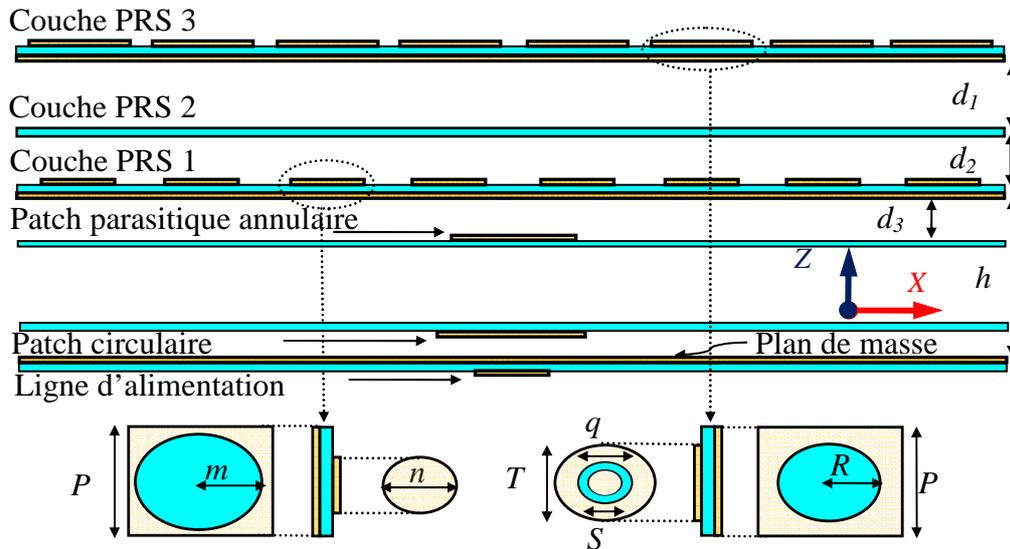


Figure (IV.14) : Configuration de l'antenne BIE-2 proposée.

Chaque couche du motif élémentaire, employée dans cette antenne, est modélisée par un segment de ligne de transmission d'impédance caractéristique Z_i et de longueur t_i liés, respectivement, à l'impédance du vide Z_0 et à l'épaisseur du substrat t par l'équation (IV.5). De plus, l'espace d'air entre les couches diélectriques peut être modélisé par un segment de ligne de transmission d'impédance Z_0 et de longueur égale à l'épaisseur de chaque couche d'air de séparation.

$$t_i = t \cdot \sqrt{\epsilon_r}, \quad z_i = Z_0 / \sqrt{\epsilon_r} \quad i=1, 2, 3 \quad (\text{IV.5})$$

Où $\epsilon_r = 2.94$ est la permittivité diélectrique des couches et $Z_0 = 377 \Omega$. Le circuit équivalent du motif élémentaire est représenté dans la figure (IV.15).

Le calcul préalable des composants électriques constituant le circuit équivalent du motif élémentaire, à partir des dimensions des métallisations, est effectué en utilisant les deux relations (IV.2) et (IV.3). Après un réglage fin des valeurs des composants électriques, nous obtenons une excellente congruence entre le modèle du circuit équivalent et les résultats calculés, comme le montre la figure (IV.16).

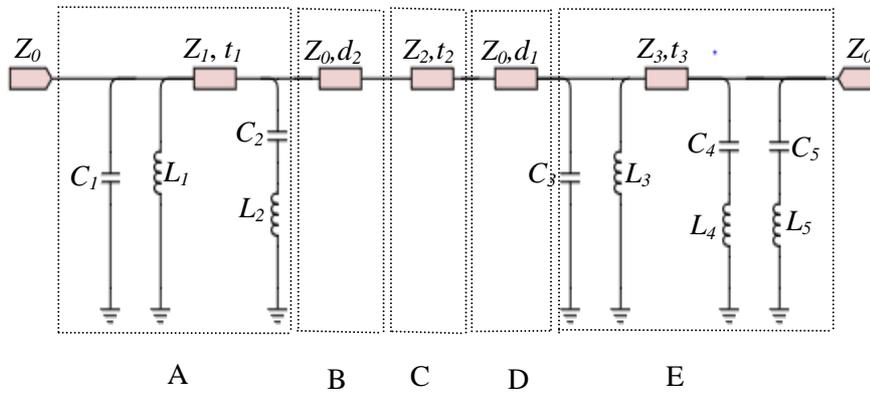


Figure (IV.15) : Circuit équivalent du motif élémentaire de l'antenne BIE-2, A : couche PRS 1, B : air de séparation 1, C : couche PRS 2, D : air de séparation 2, E : couche PRS 3.

Les résultats obtenus prouvent la validité du modèle du circuit équivalent proposé et l'approche correspondante. Les valeurs estimées des composants électriques utilisés dans la figure (IV.15) sont énumérées comme suit : $L_1 = 2.56 \text{ nH}$, $C_1 = 0.04 \text{ pF}$, $C_2 = 0.17 \text{ pF}$, $L_2 = 11.76 \text{ nH}$, $C_3 = 0.04 \text{ pF}$, $L_3 = 1.32 \text{ nH}$, $C_4 = 0.05 \text{ pF}$, $L_4 = 1.99 \text{ nH}$, $C_5 = 0.018 \text{ pF}$, $L_5 = 0.05 \text{ nH}$, $Z_1 = Z_2 = 219.87 \text{ ohm}$, $t_1 = t_2 = t_3 = 1.31 \text{ mm}$ et $Z_0 = 377 \text{ ohms}$.

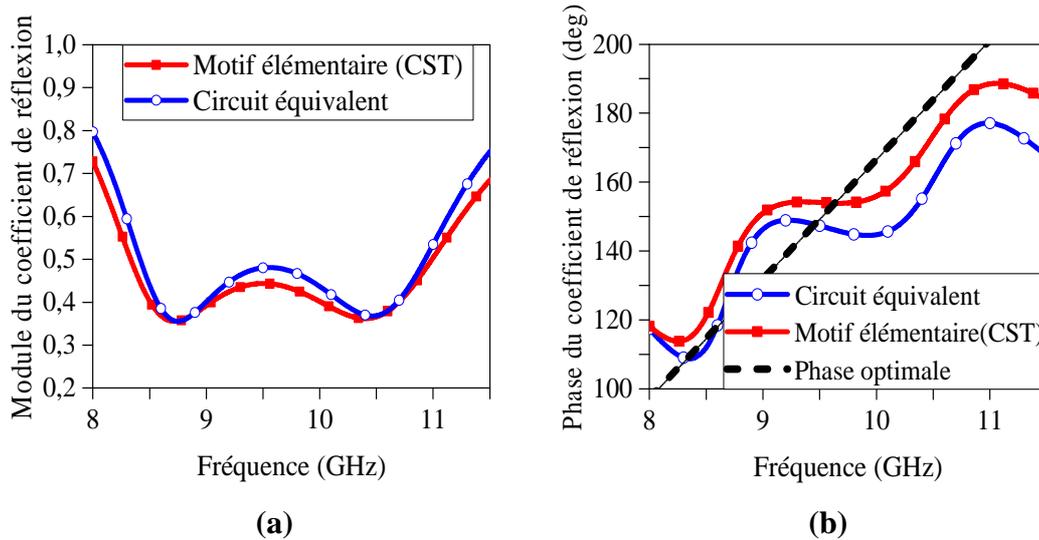


Figure (IV.16) : Coefficient de réflexion complexe du motif élémentaire de PRS employé dans l'antenne BIE-2, (a) module du coefficient de réflexion, (b) phase du coefficient de réflexion.

Les paramètres optimisés, de l'antenne BIE-2, sont les suivants :

$L = 72$ mm, $L_1 = 2.45$ mm, $L_2 = 1.55$ mm, $L_3 = 4.5$ mm, $L_4 = 15.1$ mm, $L_5 = 5.2$ mm, $L_6 = 9.5$ mm, $W = 64$ mm, $W_1 = 1.93$ mm, $W_2 = 1.3$ mm, $h = 14.2$ mm, $d_1 = 6.33$ mm, $d_2 = 5.18$ mm, $d_3 = 3.48$ mm, $d_4 = 7.25$ mm, $d_5 = 2.58$ mm, $P = 8$ mm, $n = 4.7$ mm, $m = 3.75$ mm, $q = 2$ mm, $R = 3.55$ mm, $S = 1.8$ mm, $T = 6.66$ mm.

Pour réaliser un prototype, les six couches de cette antenne BIE-2 ont été fabriquées et assemblées, en utilisant ces paramètres optimisés. Une photo de structure finale obtenue est donnée dans la figure (IV.17).



Figure (IV.17) : Prototype de l'antenne BIE-2, fabriqué.

L'étude menée sur le motif élémentaire utilisé dans cette antenne a donné, pour le coefficient de réflexion complexe, les résultats de la figure (IV. 18). La phase du coefficient de réflexion augmente de 113.77° à 188.64° sur une large gamme de fréquences (de 8,26 GHz à 11,06 GHz), qui suit ainsi la phase optimale dérivée de l'équation (III.3), indiquant qu'une amélioration de performance de rayonnement est attendue de cette antenne.

Comme le montre la figure (IV.18), le retrait de la couche non imprimée (PRS 2) cause une dégradation dans la réponse de gain autour de la fréquence 10,25 GHz et la bande passante simulée diminue légèrement. Donc, la couche non imprimée contribue à l'amélioration des caractéristiques de rayonnement de l'antenne.

Les résultats simulés et mesurés du gain et du coefficient de réflexion de l'antenne d'alimentation et de l'antenne BIE-2 sont représentés dans la figure (IV.19). La bande passante de l'antenne d'alimentation est augmentée de manière significative après l'emploi de la couche PRS (Fig. (IV.19a)). La bande passante simulée de l'antenne varie de 7,92 GHz à 11,78 GHz (39,19%), alors que la bande passante mesurée varie de 7,9 GHz à 11,89 GHz (40,32%). La figure (IV.19b) montre que le gain mesuré suit bien celui issu de la simulation, aussi bien pour l'antenne d'alimentation que pour l'antenne BIE-2. En outre, la réponse de gain de l'antenne d'alimentation a été considérablement augmentée après l'emploi des couches de PRS et il est évident que l'antenne BIE-2 a une largeur de bande de rayonnement beaucoup plus large que celle de l'antenne d'alimentation. Une largeur de bande de rayonnement d'environ 35,9% a été atteinte avec cette antenne, dans la bande de fréquence 7,93 GHz - 11,4 GHz. La valeur maximale du gain de cette antenne, mesurée à la fréquence 8,5 GHz, est de 14.25 dBi.

Les diagrammes de rayonnement de l'antenne BIE-2 (en champ lointain), dans les deux plans H et E, ont été simulés et mesurés à trois fréquences différentes de la bande de fréquence de fonctionnement (8, 9,5 et 11 GHz) ; les résultats obtenus sont présentés sur la figure (IV.20). Un bon accord entre les résultats de simulation et de mesures est observé. Les résultats de simulation et de mesure montrent que le niveau du lobe latéral (SLL) est inférieur à -10 dB dans les deux plans H et E, le long de la largeur de bande de rayonnement. En outre, le niveau de *cross-polarisation* mesuré est inférieur à -20 dB, sur la quasi-totalité de la bande de fréquence de fonctionnement.

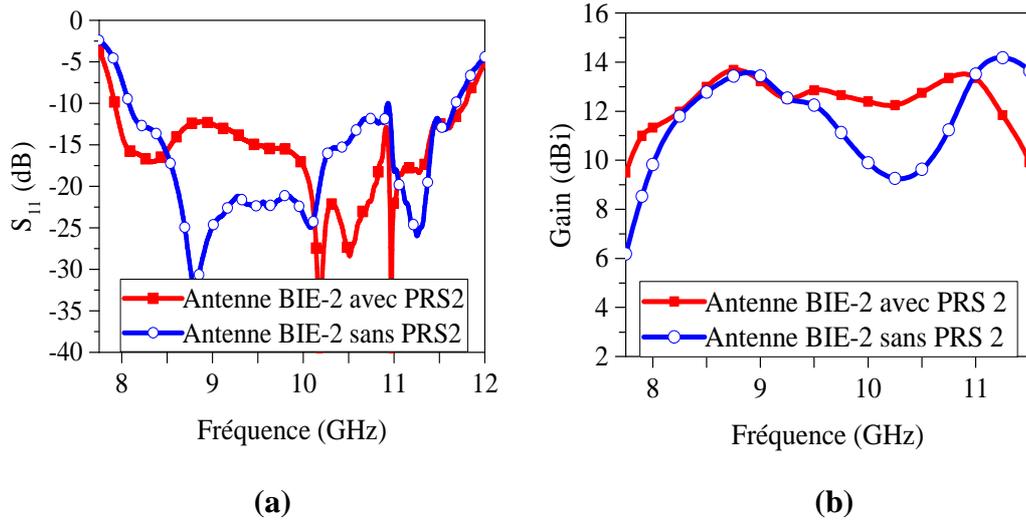


Figure (IV.18) : Influence de la couche PRS 2 sur les performances de l'antenne BIE-2, (a) adaptation, (b) gain.

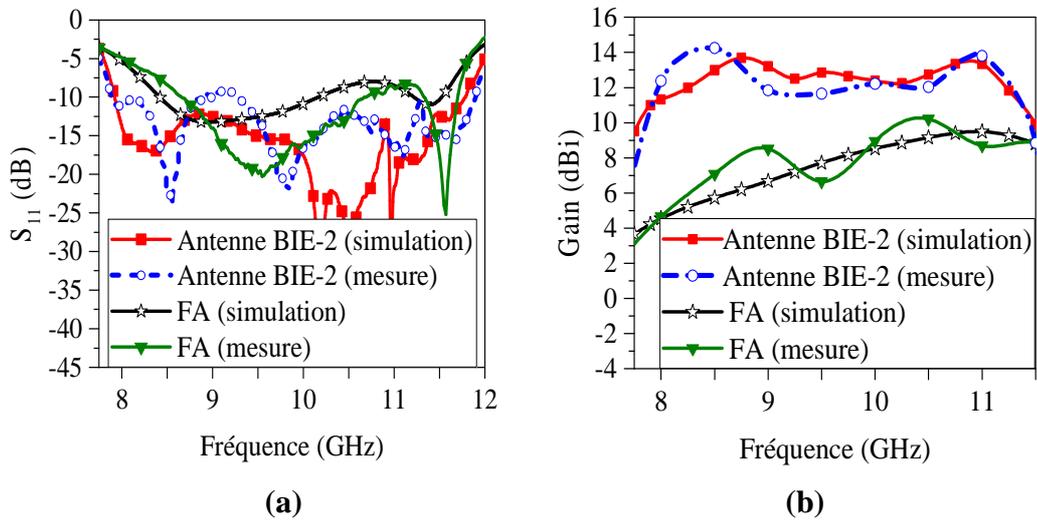


Figure (IV.19) : Performances de l'antenne BIE-2 par rapport à l'antenne d'alimentation (FA), (a) adaptation, (b) gain.

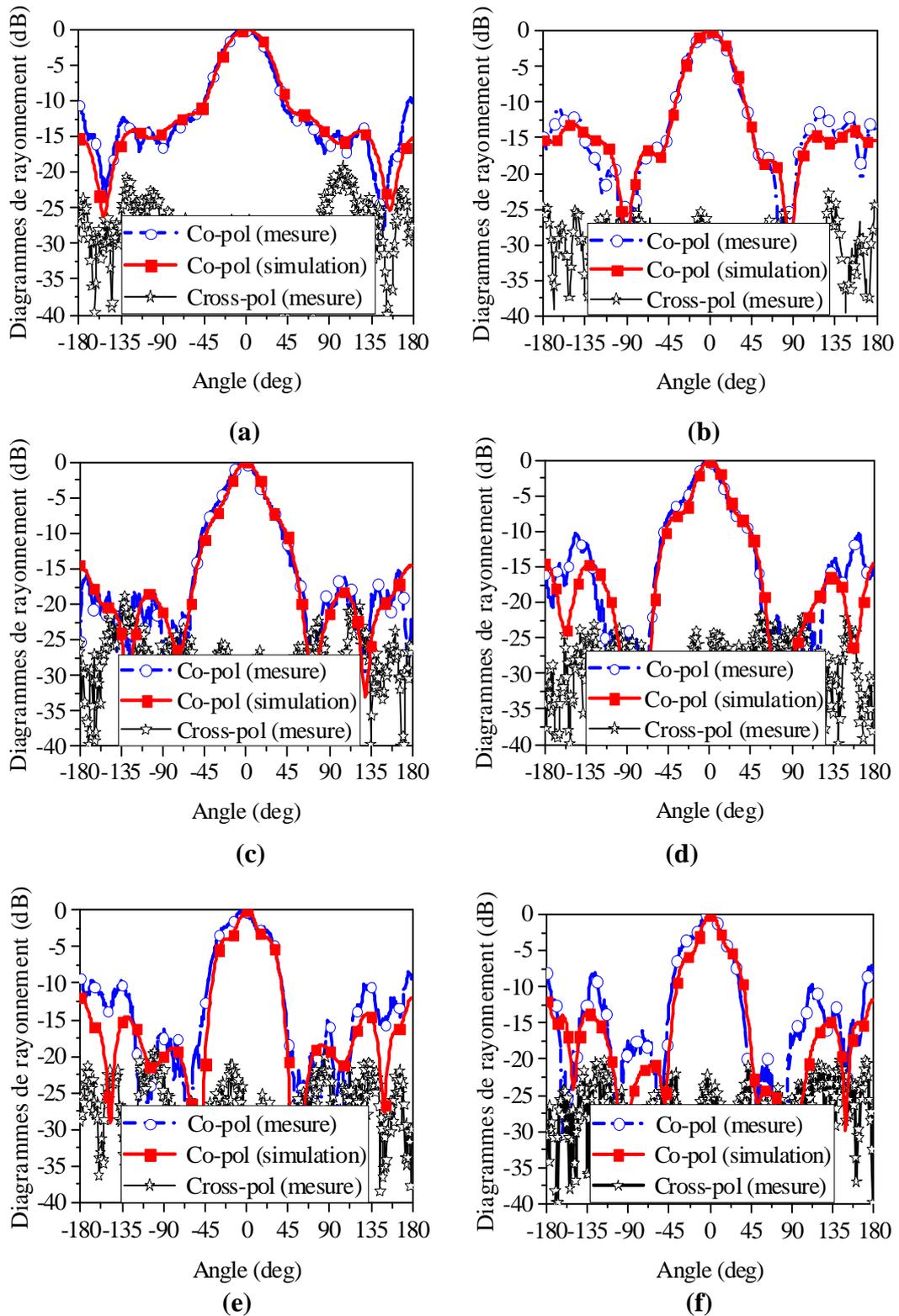


Figure (IV.20) : Diagrammes de rayonnement de l'antenne BIE-2, (a) Plan-H à 8 GHz, (b) plan-E à 8 GHz, (c) plan-H à 9.5 GHz, (d) plan-E à 9.5 GHz, (e) plan-H à 11 GHz, (f) plan-E à 11 GHz.

IV.3.3. Antenne BIE-3

Pour cette troisième antenne, au lieu d'utiliser plusieurs couches métallo-diélectriques, on propose de graver le métal de PRS employé dans l'antenne BIE-1, sur une seule couche. Nous aurons ainsi une seule couche PRS à métallisation dissimilaire.

IV.3.3.1. Implémentation et conception de l'antenne BIE-3

Cette antenne est formée de quatre couches imprimées séparées par l'air, comme le montre la figure (IV.21). Deux réseaux différents, constitués par deux motifs élémentaires de dimensions dissimilaires, ont été conçus et réarrangés sur la même couche PRS (Fig. (IV.21)) puis placés au-dessus de l'antenne d'alimentation en vue d'atteindre les performances souhaitées (c.-à-d. élargir la bande de rayonnement et améliorer le gain).

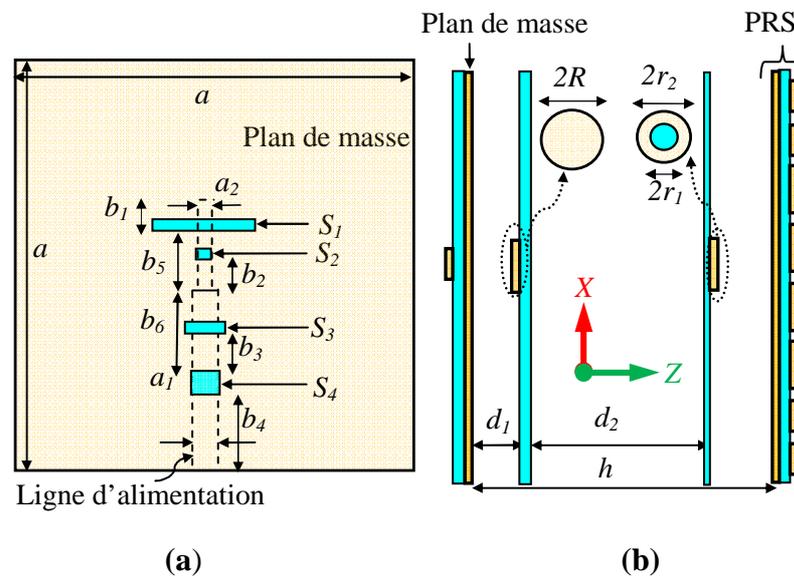


Figure (IV.21) : Configuration détaillée de l'antenne BIE-3, **(a)** face avant du système d'alimentation, **(b)** section transversale de l'antenne.

Un réseau de patches carrés inductifs, constitués par des ouvertures circulaires de dimensions dissimilaires, est imprimé sur la face inférieure de la couche PRS. Sur la face supérieure de cette couche PRS, nous avons imprimé un autre réseau de patches annulaires capacitifs, également de tailles dissimilaires.

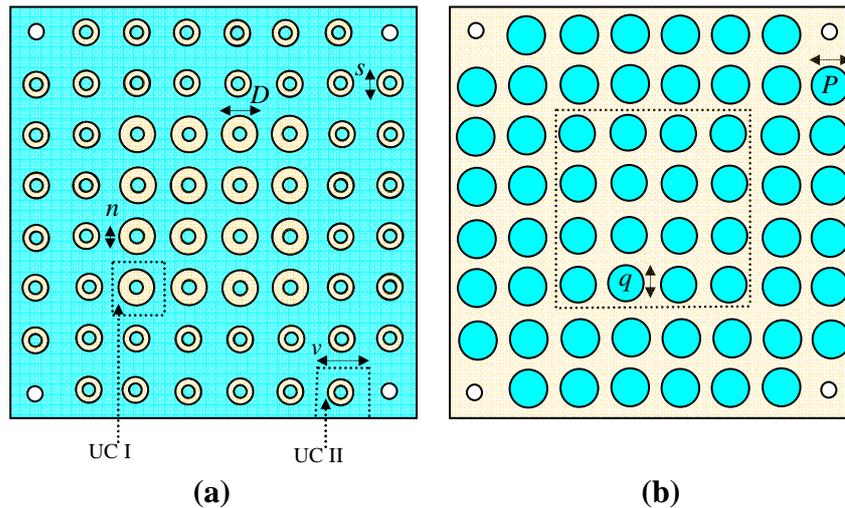


Figure (IV.22) : Configuration de la couche PRS proposée, **(a)** face supérieure, **(b)** face inférieure.

L'objectif principal de cette tentative consiste à améliorer les performances de l'antenne d'alimentation en utilisant une seule couche PRS, pour réduire les dimensions de la structure. La conception des motifs élémentaires de la couche PRS est la clé du problème. Le fonctionnement de l'antenne étant principalement défini par les performances des motifs élémentaires (4×4 UC-I) placés au milieu, le rayonnement devrait être maximal au centre de la structure. Par conséquent, une allure croissante de la phase du coefficient de réflexion sur une large bande de fréquences (pour UC-I) est nécessaire pour conserver un fort gain sur cette bande.

Le circuit équivalent de la structure générale des motifs élémentaires est donné par la figure (IV.23). Par ailleurs, le substrat diélectrique des motifs élémentaires est modélisé comme une section de ligne de transmission, caractérisée par une impédance caractéristique Z et une longueur t . L'impédance caractéristique et la longueur de cette ligne de transmission sont données par :

$$Z = Z_0 / \sqrt{\epsilon_r} \quad \text{et} \quad t = t_0 \cdot \sqrt{\epsilon_r}, \quad (\text{IV.6})$$

Où t_0 est l'épaisseur du substrat, ϵ_r est la permittivité relative du diélectrique et Z_0 est l'impédance de l'espace libre. Pour valider le modèle du circuit équivalent, le motif élémentaire UC-I, placé au centre de la couche PRS, a été modélisé. Les valeurs estimées des composants électriques correspondant aux patches imprimés du motif élémentaire ($L_{1,2}$ et $C_{1,2}$) sont d'abord calculées en fonction de leurs dimensions physiques, en utilisant les deux formules (IV.2) et (IV.3).

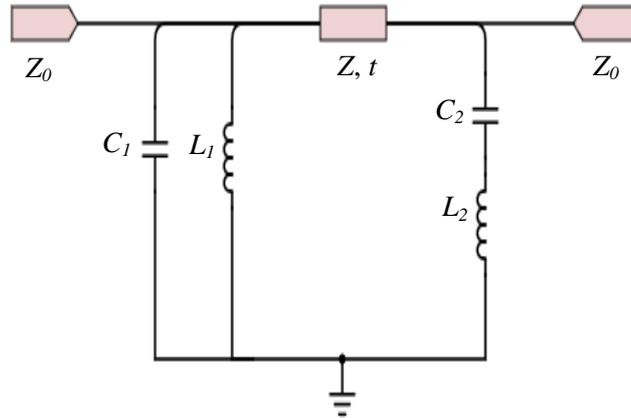


Figure (IV.23) : Circuit équivalent des motifs élémentaires de l'antenne BIE-3.

Le coefficient de réflexion complexe, obtenu à l'aide du circuit équivalent du motif élémentaire UC-I, suit bien celui obtenu avec le logiciel CST. Le résultat obtenu est illustré sur la figure (IV.24). Les valeurs calculées des composants électriques qui forment le circuit équivalent du motif élémentaire UC-I sont : $L_1 = 2,04$ nH, $C_1 = 0,03$ pF, $C_2 = 0,021$ pF, $L_2 = 7,42$ nH, $Z = 219,87$ ohm, $t = 1,31$ mm et $Z_0 = 377$ ohms.

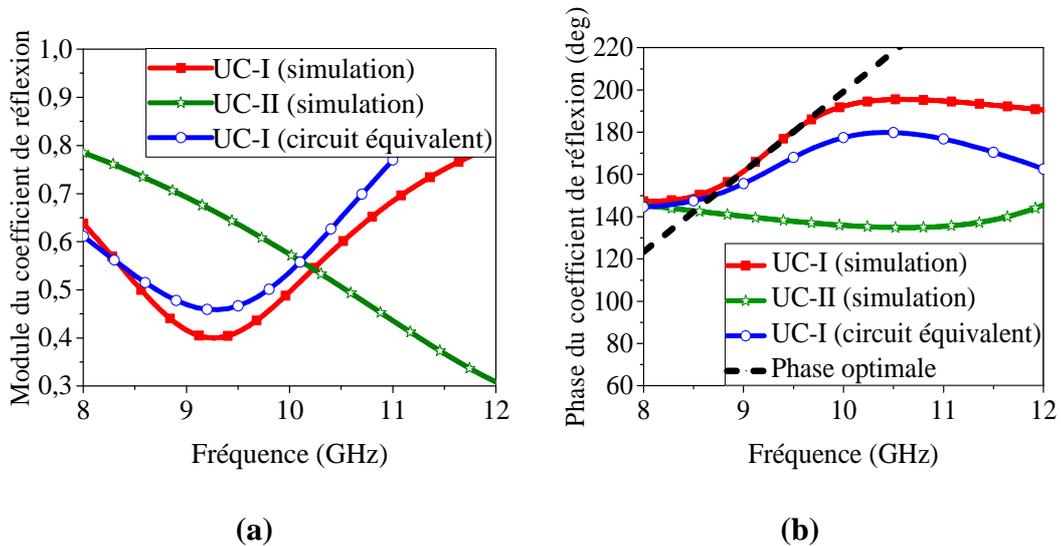


Figure (IV.24) : Coefficient de réflexion complexe pour les deux types de motifs élémentaires de PRS, **(a)** module du coefficient de réflexion, **(b)** phase du coefficient de réflexion.

Une allure croissante de la réponse de la phase du coefficient de réflexion de la PRS, sur une large bande de fréquence, peut aider à obtenir une large bande de rayonnement de l'antenne, (voir l'équation (III.3)). Il est bien connu que la réduction du gain est inévitable avec l'augmentation de la largeur de bande de rayonnement. En conséquence, un compromis

entre la largeur de bande de rayonnement et le gain doit être fait. La phase du coefficient de réflexion des motifs élémentaires UC-I augmente de 147.32° à 195.53° sur une large gamme de fréquence (de 8,08 à 10,59 GHz). Cependant, la phase du coefficient de réflexion du motif élémentaire UC-II (qui est la continuité de celle du motif élémentaire UC-I) commence à augmenter à partir de 10,62 GHz jusqu'au-delà de la gamme de fréquence de fonctionnement, comme le montre la figure (IV.24).

La taille globale de l'antenne BIE-3 est de $64 \text{ mm} \times 64 \text{ mm} \times 16,8 \text{ mm}$, soit environ $2.133\lambda_0 \times 2.133\lambda_0 \times 0.56\lambda_0$, où λ_0 est la longueur d'onde en espace libre à 10 GHz. Les dimensions de cette antenne sont les suivantes :

$a = 64 \text{ mm}$, $b_1 = 2.45 \text{ mm}$, $b_2 = 1.55 \text{ mm}$, $b_3 = 4.5 \text{ mm}$, $b_4 = 15.1 \text{ mm}$, $b_5 = 5.2 \text{ mm}$, $b_6 = 9.5 \text{ mm}$, $a_1 = 1.93 \text{ mm}$, $a_2 = 1.3 \text{ mm}$, $RS_1 = 8.4 \text{ mm} \times 1.2 \text{ mm}$, $RS_2 = 1 \text{ mm} \times 0.3 \text{ mm}$, $RS_3 = 2.9 \text{ mm} \times 1.1 \text{ mm}$, $RS_4 = 2 \text{ mm} \times 1.9 \text{ mm}$, $h = 15.22 \text{ mm}$, $d_1 = 2.58 \text{ mm}$, $d_2 = 7.25 \text{ mm}$, $R = 5.6 \text{ mm}$, $r_1 = 3 \text{ mm}$, $r_2 = 4 \text{ mm}$, $D = 6.66 \text{ mm}$, $s = 4.6 \text{ mm}$, $n = 2 \text{ mm}$, $v = 8 \text{ mm}$, $P = 7.5 \text{ mm}$, $q = 7.1 \text{ mm}$.

En utilisant ces dimensions optimisées, le prototype de la photo donnée par la figure (IV.25) a été fabriqué et assemblé en laboratoire.

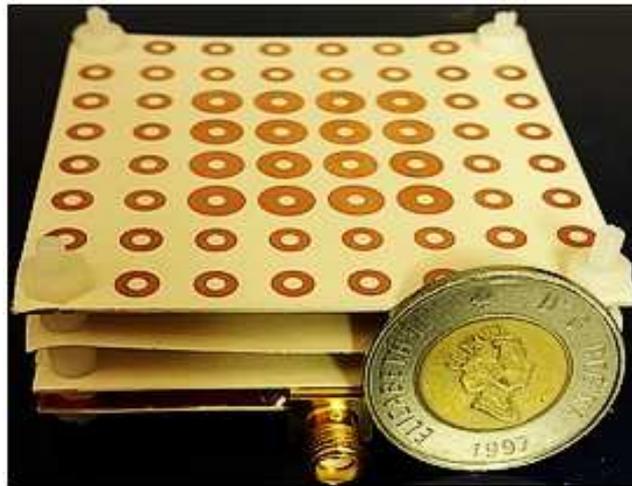


Figure (IV.25) : Prototype de l'antenne BIE-3 fabriqué.

Une bonne optimisation des paramètres des deux types de motifs élémentaires peut aider à prédire l'arrangement approprié de ces motifs sur la couche PRS, pour atteindre l'objectif visé par ce travail. Les performances de rayonnement de l'antenne BIE-3 dépendent

principalement du coefficient de réflexion des motifs élémentaires et des caractéristiques de rayonnement de l'antenne d'alimentation. Puisque, la couche PRS est réalisée par des motifs élémentaires de tailles dissimilaires, leur disposition sur la couche PRS a une grande influence sur les performances de l'antenne. L'effet de la répartition des motifs élémentaires UC-I et UC-II, sur les performances de l'antenne d'alimentation, a été étudié.

La figure (IV.26) montre que la structure Sup 1 (agencement de 4 cellules unitaires 4×4 UC-I au centre, avec une périodicité v , entouré par la cellule unitaire UC-II) a permis d'améliorer les performances de l'antenne d'alimentation, par rapport aux configurations uniformes des couches PRS tout UC-I (Sup 3) ou tout UC-II (Sup 2). Une amélioration de la bande passante de rayonnement supérieure à 3% est obtenue avec l'utilisation de la configuration Sup 1.

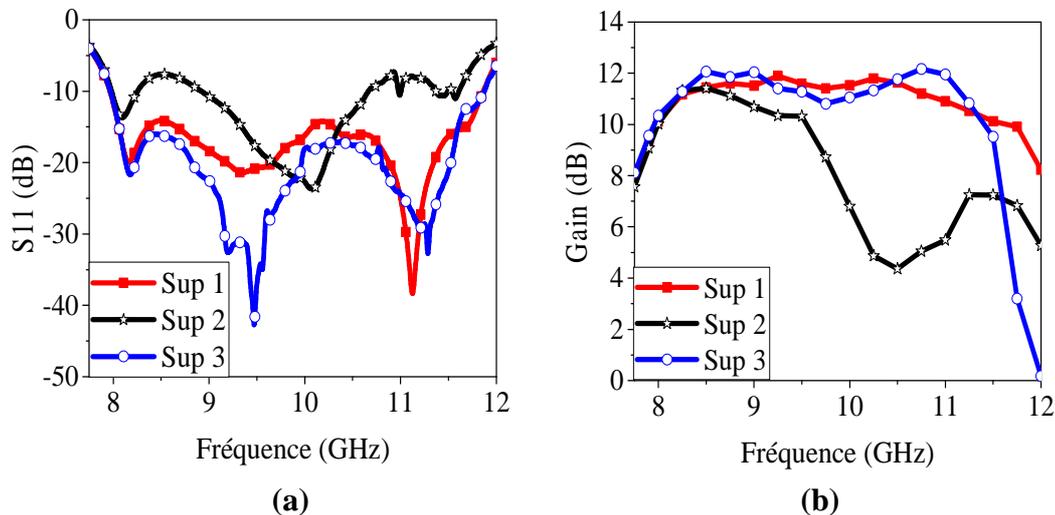


Figure (IV.26) : Performances de l'antenne BIE-3 pour les trois configurations de métallisations (Sup 1, Sup 2 et Sup 3) : **(a)** adaptation, **(b)** gain.

La figure (IV.27) montre l'influence de l'épaisseur h de la cavité, formée par le plan de masse et la couche PRS, sur les performances de l'antenne. En effet, l'augmentation de h de 13,72 mm à 16,72 mm, a permis d'améliorer l'adaptation d'impédance, le gain et la bande passante de rayonnement. Mais nous avons trouvé que la valeur optimale de h est 15.22 mm. Cette valeur nous a permis d'améliorer d'avantage les résultats obtenus et d'atteindre notre objectif qui est l'obtention d'une large bande passante de rayonnement avec un gain assez élevé sur toute la bande de fréquence de fonctionnement. Les améliorations de l'adaptation et du gain sont présentées dans la figure (IV.28).

La figure (IV.27(a)) montre que la couche PRS a un grand effet sur la bande passante de l'antenne d'alimentation, où une amélioration considérable est observée. La largeur de bande passante de l'antenne est d'environ 4 GHz (de 7,96 à 11,87 GHz), tandis que celle mesurée par l'analyseur de réseau montre que le prototype fabriqué couvre une bande de fréquence allant de 8,02 à 11,78 GHz (dans une limite de -6,54 dB). Le gain mesuré dans la chambre anéchoïque montre un bon accord avec celui simulé, comme le montre la figure (IV.27(b)).

En outre, la couverture de l'antenne d'alimentation, par la couche PRS, montre que sa largeur de bande de rayonnement et son gain sont largement améliorés. La largeur de bande de rayonnement obtenue par simulation est de 41,13%, alors que celle mesurée est de 36,15%, avec un gain maximal de 12.6 dBi. L'antenne BIE-3 est principalement conçue pour obtenir une bande de rayonnement plus large ; il est donc naturel de ne pas avoir un gain plus élevé. Le léger décalage entre les résultats de simulation et les mesures est attribué aux erreurs de fabrication, à l'assemblage de l'antenne, au soudage du connecteur d'alimentation et à la précision des mesures.

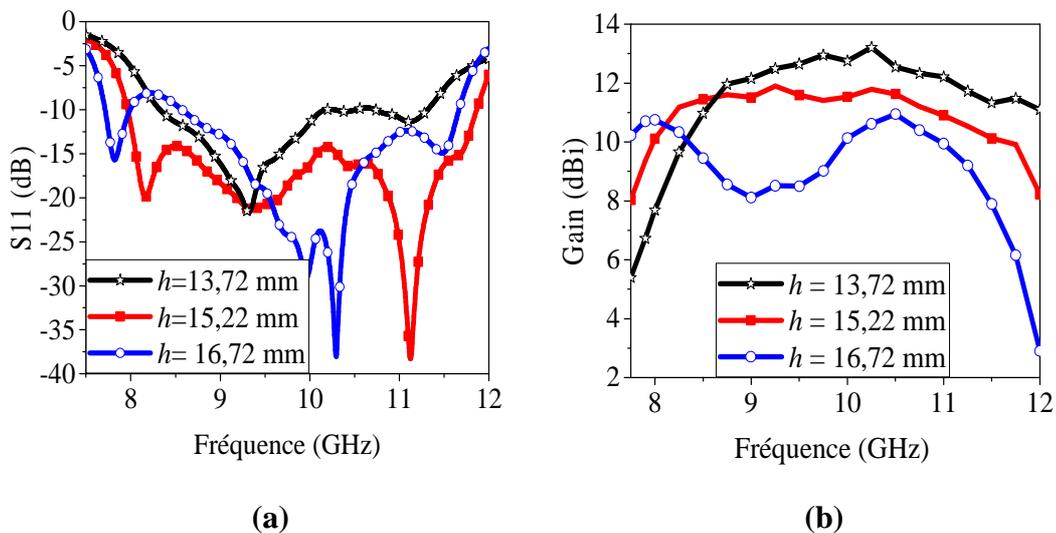


Figure (IV.27) : Performances de l'antenne BIE-3 pour différentes épaisseurs de la cavité entre la couche PRS et le plan de masse, (a) adaptation, (b) gain.

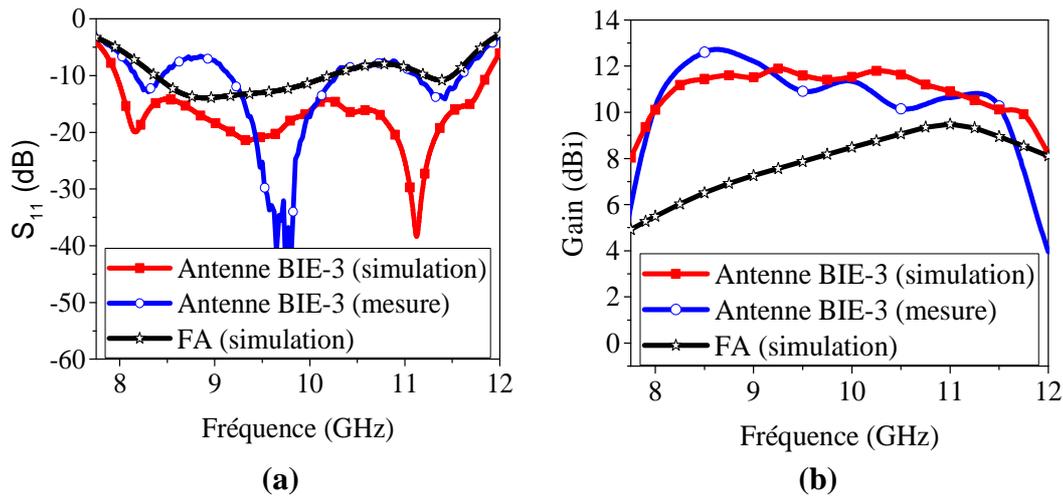
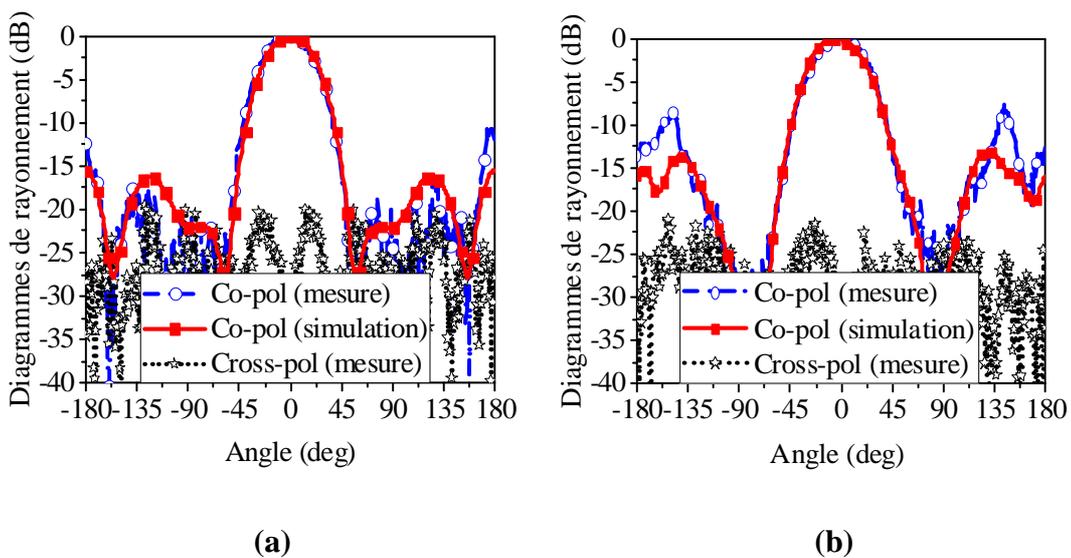


Figure (IV.28) : Performances de l'antenne BIE-3 par rapport à l'antenne d'alimentation (FA), (a) adaptation, (b) gain.

Les diagrammes de rayonnement normalisés du prototype fabriqué ont été mesurés pour différentes fréquences de la bande de fonctionnement (8,5, 9 et 10 GHz). Sur la figure (IV.29), nous présentons les diagrammes de rayonnement mesurés et simulés dans les deux plans E et H. Comme le montre cette figure, une bonne concordance entre les résultats de mesure et les résultats de simulation a été obtenue. Les niveaux des lobes latéraux, obtenus expérimentalement et par la simulation sont inférieurs à -10 dB sur toute la largeur de la bande de rayonnement. En outre, une excellente performance de la *cross-polarisation* a été obtenue, sa valeur est inférieure à -20 dB sur toute la bande de fréquences étudiée. Tous les résultats obtenus prouvent la validité et le bon choix des structures réalisées.



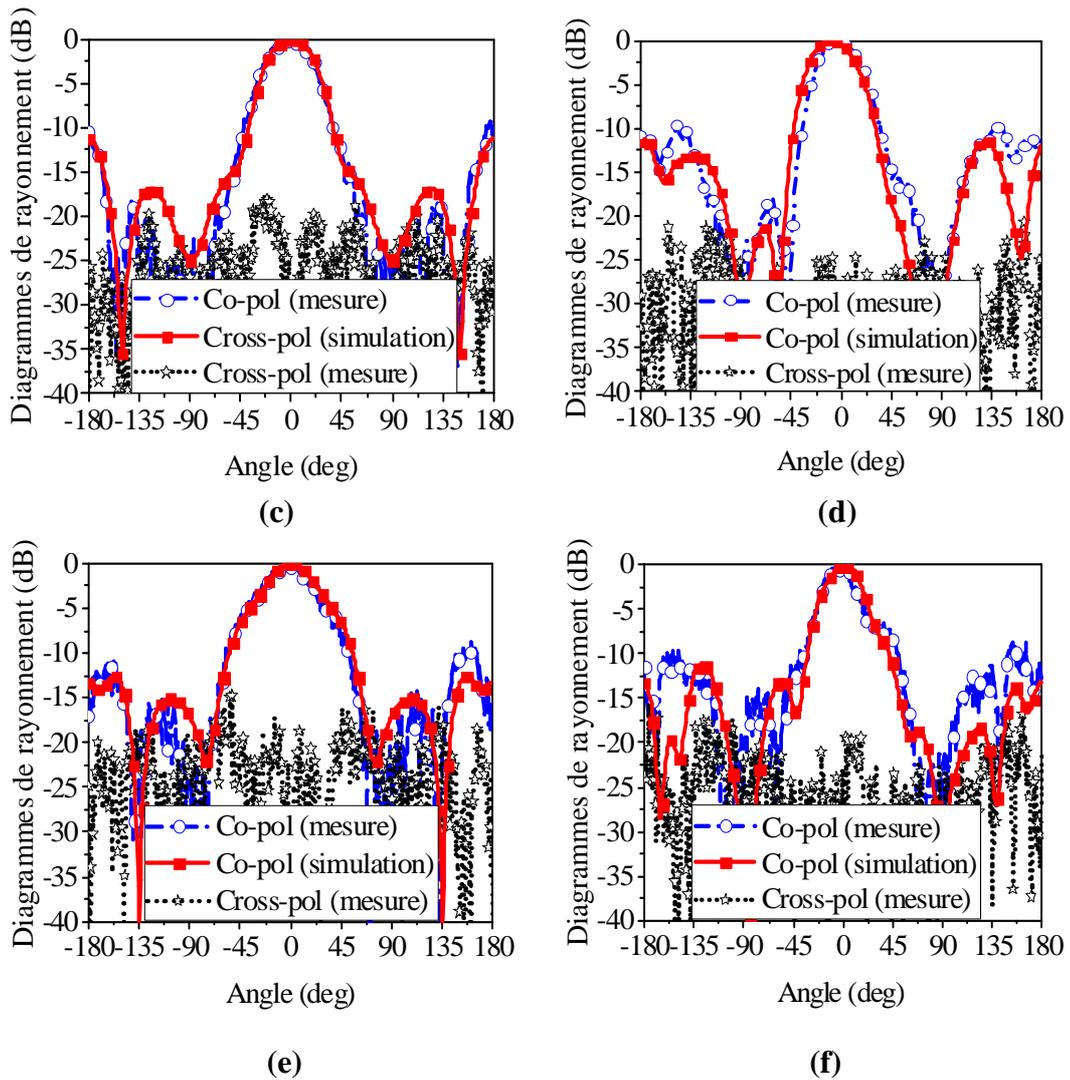


Figure (IV.29) : Diagrammes de rayonnement de l'antenne BIE-3, (a) Plan-H à 8.5 GHz, (b) plan-E à 8.5 GHz, (c) plan-H à 9 GHz, (d) plan-E à 9 GHz, (e) plan-H à 10 GHz et (f) plan-E à 10 GHz.

IV.4 Conclusion

Dans ce chapitre, consacré aux réalisations expérimentales, nous avons conçu et mis au point trois antennes BIE. Les prototypes des antennes proposées ont été fabriqués avec succès et testés expérimentalement, afin de valider les résultats de simulation. Les résultats des mesures montrent que l'antenne BIE-1 a une large largeur de bande de rayonnement comprise entre 7,95 GHz et 11,13 GHz (33,33%) et un gain maximal de 13,57 dBi. Sa bande passante est comprise entre 7,8 GHz et 11,17 GHz (35,53%) et couvre ainsi la largeur de bande de rayonnement.

Une amélioration de la largeur de bande de rayonnement a été obtenue avec l'antenne BIE-2, tout en préservant un gain élevé. La largeur de bande de rayonnement mesurée, pour cette deuxième antenne, est comprise entre 7,93 GHz à 11,4 GHz (35,9%), avec un gain maximal de 14,25 dBi. De plus, sa bande passante mesurée est comprise entre 7,9 GHz à 11,89 GHz, (40,32%).

L'antenne BIE-3 a permis d'élargir la bande de rayonnement. En effet, les largeurs de bandes de rayonnement calculées et mesurées varient, respectivement, de 7,96 GHz à 11,87 GHz et de 8,02 GHz à 11,78 GHz ; c'est-à-dire 41,13% et 39,43%, respectivement. Par rapport à beaucoup de travaux publiés récemment, tels que ceux présentés dans le chapitre III, les performances obtenues avec les trois antennes sont largement améliorées. A cet effet, les trois structures proposées doivent pouvoir répondre aux besoins des utilisateurs dans plusieurs applications des télécommunications sans fil.

CONCLUSION GENERALE

CONCLUSION GENERALE

Le travail présenté dans cette thèse concerne, d'une manière générale, les principaux types d'antennes directives imprimées et leurs différentes techniques d'alimentation et, en particulier, les antennes BIE à base de surfaces périodiques métallo-diélectriques, destinées à être utilisées dans le domaine des communications sans fil.

Les performances de l'antenne BIE sont liées aux caractéristiques de réflexion du superstrat utilisé dans leur fabrication. Les caractéristiques des matériaux habituellement employés étant limitées par leur profil de phase linéairement décroissante, il est intéressant d'employer les surfaces métallo-diélectriques. Après une étude critique des différentes structures d'antennes BIE présentées dans la littérature et en s'inspirant de certaines de leurs techniques, nous avons proposé de nouvelles géométries d'antennes BIE à cavité, à base de structures périodiques partiellement réfléchissantes et à haute réflectivité. L'emplacement de ces structures, au-dessus des antennes proposées, a été optimisé et a permis d'améliorer les performances de rayonnement des antennes d'alimentations sur d'importantes bandes passantes. L'alimentation des structures proposées est assurée par des antennes compactes multicouches à couplage par fentes.

La condition de résonance exigée pour optimiser les performances de l'antenne BIE indique que pour garder un rayonnement maximal sur une importante bande de fréquence, il faut que la phase du coefficient de réflexion de ces structures augmente linéairement sur une importante largeur de bande. Pour cela, il faut que les structures périodiques soient métallisées sur les deux faces et il est nécessaire d'utiliser des métallisations à ouvertures.

Notre principal objectif étant de concevoir des antennes BIE à fort gain sur une importante largeur de bande, nous avons choisi d'utiliser une antenne directive, à couplage par fente, pour l'alimentation de l'antenne BIE. Pour améliorer les performances de l'antenne d'alimentation on a proposé plusieurs structures périodiques formées par une, deux et trois couches métallo-diélectriques.

Il est bien connu que pour avoir un gain élevé, il faut la réflectivité des structures des structures périodiques soit élevée. Mais on sait que lorsque la réflectivité augmente, la largeur de bande de ces structures décroît et par conséquent, la bande passante de rayonnement

diminue. Pour cela, nous avons essayé de faire un compromis entre ces deux paramètres, de manière à maintenir un gain élevé sur une large bande de rayonnement.

Dans ce travail, nous avons conçu et réalisé trois antennes BIE à base de différentes structures métallo-diélectriques, en utilisant la même antenne d'alimentation. Différents agencements des interfaces métallo-diélectriques, offrant un profil de phase croissant, ont été utilisés ; pour objectif l'amélioration des performances de l'antenne d'alimentation sur une importante largeur de bande. Les prototypes des trois antennes ont été fabriqués de façon à travailler dans la bande X. Les résultats obtenus étaient très satisfaisants et ont permis de valider notre choix.

La première antenne BIE proposée est constituée de deux couches métallo-diélectriques. Cette première structure nous a permis d'obtenir une large bande de rayonnement (environ 33,33%) tout en maintenant un gain élevé entre 7,95 GHz et 11,13 GHz, avec un gain maximal de 13,57 dBi. La bande passante est comprise entre 7,8 GHz et 11,17 GHz (environ 35,53%) et couvre ainsi toute la largeur de bande de rayonnement.

La deuxième antenne a été réalisée à base de deux couches métallo-diélectriques et une couche tout diélectrique. La largeur de bande de rayonnement mesurée, pour cette antenne, est comprise entre 7,93 GHz et 11,4 GHz (35,9%), avec un gain maximal de 14,25 dBi. La bande passante mesurée est comprise entre 7,9 GHz et 11,89 GHz (40,32%) ; elle couvre largement la largeur de bande de rayonnement.

La troisième et dernière antenne réalisée est constituée d'une seule couche métallo-diélectriques à métallisations dissimilaires. Une large largeur de bande de rayonnement, d'environ 36,15%, a été obtenue avec cette antenne. Cette largeur de bande de rayonnement mesurée est comprise entre 8,02 et 11,78 GHz, avec un gain maximum de 12.6 dBi.

Tous les résultats obtenus avec les trois structures proposées étaient très satisfaisants, en comparaison avec ceux obtenus avec d'autres antennes de la littérature. Toutes les performances obtenues avec nos antennes étaient meilleures et spécialement en matière de bande passante de rayonnement.

Comme perspectives, nous proposons de concevoir des structures périodiques caractérisées par une plus grande largeur de bande, que nous disposerons au-dessus d'une

antenne large bande (ou même ultra-large bande). Ceci permettra d'améliorer les performances de l'antenne et de les maintenir sur une plus large bande de fréquence. De plus, pour réduire les dimensions de la structure, nous recommandons d'utiliser une seule interface réfléchissante.

BIBLIOGRAPHIE

BIBLIOGRAPHIE

- [1] H. Arslan, Z. Ning Chen and M-G Di Benedetto, *"Ultra wideband wireless communication"*, John Wiley & Sons, Inc. ISBN 0-471-71521-2, 2006.
- [2] F. Souheyla, *"Traitement d'antennes adaptatives pour l'optimisation des performances des systèmes MIMO-OFDM dans les réseaux de télécommunications sans fil"*, Thèse de doctorat présentée à l'université de Tlemcen, Algérie, 2014.
- [3] M. Matin, *"Ultra wideband communications: novel trends—antennas and propagation"*, InTech, CC BY-NC-SA 3.0 License, ISBN 978-953-307-452-8, 396 pages, 2011.
- [4] Y. Qian, D. Sievenpiper, V. Radisic, E. Yablonovitch and T. Itoh, *"A novel approach for gain and bandwidth enhancement of patch antennas"*, Proceedings of IEEE Radio and Wireless Conference, Colorado, United States, 221–224, 1998.
- [5] T. Jaffre, *"Caractérisation des matériaux à bande interdite électromagnétique multi périodiques et leurs applications aux antennes"*, Thèse de doctorat présentée à l'université de Limoges, France, 2005.
- [6] A. Scherer, T. Doll, E. Yablonovitch, H. O. Everitt and J. A. Higgins, *"Guest editorial electromagnetic crystal structures, design, synthesis, and applications"*, Journal of Lightwave Technology, vol. 17, no. 11, 1928–1930, 1999.
- [7] L. Schreider, *"Antennes à très large bande passante et de très faible épaisseur – Application à l'intégration d'antennes dans des structures de porteurs dans la bande 100MHz-1GHz"*, Thèse de doctorat présentée à l'École Nationale Supérieure des Télécommunications, France, 2006.
- [8] D. Kim and J. I. Choi, *"Analysis of a high-gain Fabry-Perot cavity antenna with an FSS superstrate: effective medium approach"*, Progress in Electromagnetics Research Letters, vol. 7, 59–68, 2009.
- [9] J. Ju, D. Kim, W. Lee and J. Cho, *"Design method of a circularly-polarized antenna using Fabry-Pérot cavity structure"*, Electronics and Telecommunications Research Institute (ETRI) Journal, vol. 33, no. 2, 163–168, 2011.
- [10] M. A. Al-Tarifi, D. E. Anagnostou, A. K. Amert and K. W. Whites, *"Bandwidth enhancement of the cavity resonance antenna (CRA) using multiple dielectric*

- superstrate layers*", Microwave Symposium Digest, IEEE MTT-S International, Baltimore, United States, 1–4, 2011.
- [11] L. Moustafa and B. Jecko, "*Design and realization of a wideband EBG antenna based on FSS and operating in the Ku-Band*", International Journal of Antennas and Propagation, article ID 139069, 8 pages, 2010.
- [12] K. konstantinidis, A. P. Feresidis and P. S. Hall, "*Multi-layer optimised periodic surfaces for broadband Fabry-Perot cavity antennas*", IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, Florida, United States, 752–753, 2013.
- [13] F. Qin, S. Gao, G. Wei, Q. Lu and C. Gu, "*Wideband high directivity circularly polarized Fabry-Perot Antenna*", Loughborough Antennas and Propagation Conference, United Kingdom, 254–258, 2014.
- [14] O. Picon, "*Les antennes, théorie, conception et application*", Dunod Paris, ISBN 978-2-10-054245-1, 2009.
- [15] A. A. Alshehri, "*Novel ultra wideband antennas for wireless systems*", Thèse de master présentée à l'université de Concordia, Montréal, Quebec, Canada, 2008.
- [16] C. A. Balanis, "*Antenna theory: analysis and design*", 3rd edition, John Wiley & Sons, INC, ISBN: 0-471-66782-X, 2005.
- [17] J. N. Sahalos, "*Orthogonal methods for array synthesis, Theory and the ORAMA computer tool*", John Wiley & Sons Ltd, ISBN-10 0-470-01741-4, 2006.
- [18] M. Golio, "*The RF and microwave handbook*", 2nd Edition, Taylor & Francis Group, LLC, ISBN 978-0-8493-7220-9, 2008.
- [19] T. A. Milligan, "*Modern antenna design*", 2nd Edition, John Wiley & Sons, Inc. ISBN-13 978-0-471-45776-3, 2005.
- [20] N. Diodato, "*Satellite communications*", Publisher: Sciyo, CC BY-NC-SA 3.0 license, ISBN 978-953-307-135-0, 540 pages, 2010.
- [21] R. E. Munson, "*Microstrip phased array antennas* ", Proceedings of Twenty-Second Symposium on USAF Antenna Research and Development Program, 1972.
- [22] R. E. Munson, "*Conformal microstrip antennas and microstrip phased arrays*", IEEE Transaction Antennas and Propagation, vol. AP-22, no. 1, 74–78, 1974.

- [23] J. Q. Howell, *"Microstrip antennas"*, IEEE AP-S International Symposium Digest, 177-180, 1972.
- [24] I. J. Bahl and P. Bhartia, *"Microstrip antennas"*, Artech House, Dedham, MA, 1980.
- [25] J. R. James, P. S. Hall and C. Wood, *"Microstrip antennas design"*, Artech House, Dedham, MA, 1980.
- [26] A. Boufrioua, *"Contribution à l'étude des antennes à patch résistif et parfaitement conducteur tenant compte d'une source d'excitation et des nouvelles formes asymptotiques de courant"*, Thèse de doctorat présentée à l'université de Constantine, Algérie, 2006.
- [27] Y. Zehforoosh, C. Ghobadi and J. Nourinia, *"Antenna design for ultra wideband application using a new multilayer structure"*, Progress in Electromagnetics Research Symposium (PIERS) Online, vol. 2, no. 6, 544–549, 2006.
- [28] J. S. Carrie, *"Development of cavity-backed antennas for use in communications applications "*, Thèse de doctorat présentée à l'université de Manitoba, Canada, 1998.
- [29] F. Zavosh and J. T. Aberle, *"Improving the performance of microstrip patch antennas"*, IEEE Antennas and Propagation Magazine, vol. 38, no. 4, 7–12, 1996.
- [30] R. C. Dorf, *"The Electrical Engineering Handbook"*, Boca Raton: CRC Press LLC, 2000.
- [31] R. A. Sainati, *"CAD of microstrip antennas for wireless applications"*, Artech House, ISBN-13: 978-0890065624, 1996.
- [32] K. Parikh, *"Simulation of rectangular, single layer, coax-fed patch antennas using agile high frequency structure simulator (HFSS)"*, Thèse de doctorat présentée à l'institut polytechnique de Virginia, United States, 2003.
- [33] B. Kadri, *"Modélisation et synthèse de réseaux périodiques d'antennes microrubans par l'application d'un algorithme génétique - flou"*, Thèse de doctorat présentée à l'université de Tlemcen, Algérie, 2011.
- [34] K. C. Huie, *"Microstrip antennas: broadband radiation patterns using photonic crystal substrates"*, Thèse de master présentée à l'institut polytechnique de Virginia, United States, 2002.

- [35] M. T. Kawser, "*Investigation of a novel dual band microstrip/ waveguide hybrid antenna element*", Thèse de master présentée à l'institut polytechnique de Virginia, United States, 2005.
- [36] D. Orban and G. J. K. Moernaut, "*The basics of patch antennas*", Edition of the RF Globalnet, Orban Microwave Products, 2009.
- [37] A. Fouque, "*Contribution à la Conception d'un récepteur mobile faible coût et faible consommation dans la bande Ku pour le standard DVB-S*", Thèse de doctorat présentée à l'université de Bordeaux 1, France, 2012.
- [38] L. C. Godara, "*Handbook of antennas in wireless communications*", CRC Press LLC, ISBN 0-8493-0124-6/02, 2002.
- [39] Y. Tighilt, "*Identification des antennes microrubans multicouches par la méthode spectrale et les réseaux de neurones*", Thèse de doctorat présentée à l'université de Sétif, Algérie, 2011.
- [40] S. Singh, N. Agarwal, N. Nitin and A. K. Jaiswal, "*Design consideration of microstrip patch antenna*", International Journal of Electronics and Computer Science Engineering, vol. 2, no. 1, 306–316, 2013.
- [41] V. Azman, "*Conformal antenna arrays for 3G cellular base stations*", Thèse de doctorat présentée à l'université de Queensland Brisbane, Australia, 2002.
- [42] B. Mekimah, "*Etude du fonctionnement en mode bifréquence des patchs microbandes empilés et excentrés*", Mémoire de magister présenté à l'université Kasdi Merbah Ouargla, Algérie, 2007.
- [43] A. Aouiche, "*Contribution à l'étude des structures microruban cylindriques par la méthode Neuro - Spectrale*", Thèse de doctorat présentée à l'université de Batna, Algérie, 2016.
- [44] D. Gorodetsky, "*An investigation of on-chip antenna characteristics related to energy harvesting applications*", Thèse de master présentée à l'université de Pittsburgh, United States, 2002.
- [45] Z. Harouni, "*Conception et caractérisation d'une antenne à double polarisation circulaire à 2.45 GHz*", Thèse de doctorat de l'université Paris-Est et de la faculté des sciences de Tunis, Tunisie, 2011.

- [46] M. Ammann, "*Design of rectangular microstrip patch antennas for the 2.4 GHz band*", Applied Microwave & Wireless, vol. 9, no. 6, 24 - 34, 1997.
- [47] M. Kara, "*Empirical formulas for the computation of the physical properties of rectangular microstrip antenna elements with thick substrates*", Microwave and Optical Technology Letters, vol. 14, no. 2, 115–121, 1997.
- [48] D. M. Pozar, "*Microstrip antennas*", Proceedings of the IEEE, vol. 80, no. 1, 79–91, 1992.
- [49] B. Belentepe, "*Modeling and design of electromagnetically coupled microstrip patch antennas and antenna arrays*", IEEE Antennas and Propagation Magazine, vol. 37, no. 1, 31–39, 1995.
- [50] K. L. Wong, "*Design of nonplanar microstrip antennas and transmission lines*", John Wiley & Sons Inc, 1999.
- [51] A. Kazemipour, "*Contribution à l'étude du couplage entre antennes, application à la comptabilité électromagnétique et à la conception d'antennes et des réseaux d'antennes*", Thèse de doctorat présentée à l'école nationale supérieure des télécommunications de Paris, France, 2002.
- [52] E. Moldovan, "*Dual polarized antenna with high directivity for base station antennas*", Thèse de doctorat présentée à l'institut royal de technologie, Stockholm, Suède, 2004.
- [53] K. R. Carver and J. W. Mink, "*Microstrip antenna technology*", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. AP–29, no. 1, 1981.
- [54] G. Trouillard, "*Contribution à l'étude des phénomènes électromagnétiques liés aux futurs systèmes mobiles de réception hertzienne à bord des véhicules automobiles. Conception, réalisation et tests des antennes correspondantes*", Thèse de doctorat présentée à l'université de Limoges, France, 2003.
- [55] R. Cuggia, "*Modélisation d'antennes très basses fréquences (VLF/LF), étude de l'influence de la structure, des composants associés et de l'environnement en vue de leur optimisation*", Thèse de doctorat présentée à l'université Nice Sophia Antipolis, France, 2010.
- [56] R. F. Harrington, "*Matrix methods for field problems*", Proceedings of the IEEE, vol. 55, no. 2, 136–149, 1967.

- [57] S. Laib, *"Caractérisation de la ligne coplanaire à microruban volumique et ses discontinuités par l'approche Full-Wave basée sur la technique MPIE dans le domaine spatial"*, Thèse de doctorat présentée à l'université Ferhat Abbas Sétif, Algérie, 2012.
- [58] N. Aouardia, *"Etude d'un capteur à base de résonateur planaire pour applications au contrôle non destructif"*, Thèse de doctorat présentée à l'université de Constantine, Algérie, 2012.
- [59] M. S. Toubeh, *"Etude d'antennes BIE planaires de hauteur très inférieure à la longueur d'onde dite : The ULP EBG antennas"*, Thèse de doctorat présentée à l'université de Limoges, France, 2011.
- [60] H. Chreim, *"Etude d'antennes BIE multifaisceaux agiles. Amélioration de la couverture omnidirectionnelle en azimuth"*, Thèse de doctorat présentée à l'université de Limoges, France, 2009.
- [61] E. Pointereau, *"Etude d'antennes à bande interdite électromagnétique omnidirectionnelles en azimuth"*, Thèse de doctorat présentée à l'université de Limoges, France, 2007.
- [62] M. Hajj, *"Conception, réalisation et caractérisation de nouveaux types d'antennes sectorielles à base de matériaux BIE métalliques pour télécommunications terrestres"*, Thèse de doctorat présentée à l'université de Limoges, France, 2009.
- [63] A. Duval, *"Nouveau concept d'antenne B.I.E. agile développée pour une application spatiale de « Télésure Image » (T.M.I.)"*, Thèse de doctorat présentée à l'université de Limoges, France 2009.
- [64] E-H. Kenane, F. Djahli, A. Bartil, *"Synthesis of cosecant linear antenna array pattern using a novel modified invasive Weeds optimization"*, *Elektronika Ir Elektrotehnika*, vol. 21, no. 5, 86–89, 2015.
- [65] E-H. Kenane, F. Djahli, *"Optimum design of non-uniform symmetrical linear antenna arrays using a novel modified invasive weeds optimization"*, *Archives of Electrical Engineering*, vol. 65, no. 1, 5–18, 2016.
- [66] A. E. Ahmad, *"Conception d'antennes réseaux aux performances optimisées par la prise en compte des couplages inter éléments. Application à la formation de faisceau"*

- et à la polarisation circulaire*", Thèse de doctorat présentée à l'université de Limoges, France, 2010.
- [67] J. Drouet, "*Méthodes d'analyse électromagnétique spécifiques à la conception des antennes à résonateur BIE multi sources*", Thèse de doctorat présentée à l'université de Limoges, France, 2007.
- [68] L. Leger, "*Nouveaux développements autour des potentialités de l'antenne BIE planaire*", Thèse de doctorat présentée à l'université de Limoges, France, 2004.
- [69] Y. Huang and K. Boyle, "*Antennas from theory to practice*", John Wiley and Sons, Ltd, Publication, ISBN 978-0-470-51028-5, 2008.
- [70] J. L. Volakis, "*Antenna engineering handbook*", Fourth edition, McGraw-Hill Professional, ISBN 13: 9780071475747, 2007.
- [71] G. Lunet, "*Radome actif utilisant des matériaux et structures à propriétés électromagnétiques contrôlées*", Thèse de doctorat présentée à l'université de Bordeaux, France, 2009.
- [72] E. Arnaud, "*Contribution à la conception d'antennes B.I.E métalliques à polarisation circulaire alimentées par cornet*", Thèse de doctorat présentée à l'université de Limoges, France, 2010.
- [73] A. Ourir, "*Applications de matériaux à bandes interdites photoniques et de métamatériaux en télécommunications*", Thèse de doctorat présentée à l'université Paris sud XI, France, 2006.
- [74] J. Lo, "*Etude de la reconfigurabilité d'une structure à bande interdite électromagnétique (BIE) métallique par plasma de décharge*", Thèse de doctorat présentée à l'université de Toulouse, France, 2012.
- [75] M. Diblanc, "*Développement du concept de l'antenne à résonateur BIE pour la génération de la polarisation circulaire*", Thèse de doctorat présentée à l'université de Limoges, France, 2006.
- [76] C. Menudier, "*Caractérisation des performances d'antennes à réflecteurs paraboliques illuminées par une source focale BIE, application à l'optimisation d'une couverture multimédia multi-faisceaux*", Thèse de doctorat présentée à l'université de Limoges, France, 2007.

- [77] A. Kanso, *"Etude, conception et réalisation d'antennes BIE bibande - application au développement d'une structure focale pour des applications spatiales multimédia et multifaisceaux"*, Thèse de doctorat présentée à l'université de Limoges, France, 2010.
- [78] D. H. Kodan and P. W. Chung, *"Simulating photonic band gaps in crystals"*, Army Research Laboratory, ARL-TR-4167, 2007.
- [79] L. Leger, C. Serier, R. Chantalat, M. Thevenot, T. Monedière and B. Jecko, *"1 D dielectric electromagnetic band gap (EBG) resonator antenna design"*, ANN. Telecommunications, vol. 59, no. 3–4, 242–259, 2004.
- [80] R. Chantalat, *"Optimisation d'un réflecteur spatial à couverture cellulaire par l'utilisation d'une antenne à bande interdite électromagnétique multisources"*, Thèse de doctorat présentée à l'université de Limoges, France, 2003.
- [81] H. Zhang, *"Conception, caractérisation et réalisation de réseaux d'antennes « fil-plaque ». Application à la réalisation d'antennes pour terminaux WIMAX montés dans les trains"*, Thèse de doctorat présentée à l'université de Limoges, France, 2011.
- [82] G. V. Trentini, *"Partially reflecting sheet arrays"*, IRE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 4, no. 4, 666–671, 1956.
- [83] N. G. Alexopoulos and D. R. Jackson, *"Fundamental superstrate (cover) effects on printed circuit antennas"*, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 32, no. 8, 807–816, 1984.
- [84] D. R. Jackson, A. A. Oliner and I. P. Antonio, *"Leaky-wave propagation and radiation for a narrow-beam multiple-layer dielectric structure"*, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 41, no. 3, 344–348, 1993.
- [85] M. Thévenot, C. Cheype, A. Reineix and B. Jecko, *"Directive photonic-bandgap antennas"*, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 47, no. 11, 2115–2122, 1999.
- [86] D. Bidou, *"Contribution à l'étude d'antennes fort gain. Applications dans le domaine millimétrique"*, Thèse de doctorat présentée à l'université de Limoges, France, 2003.
- [87] A. R. Weily, K. Esselle, B. C. Sanders and T. S. Bird, *"Antennas based on 2-D and 3-D electromagnetic bandgap materials"*, Antennas and Propagation Society International Symposium, Columbus, Etats Unis, vol. 4, 847–850, 2003.

- [88] M. R. Hashmi, B. A. Zeb and K. P. Esselle, "*Wideband high-gain EBG resonator antennas with small footprints and all-dielectric superstructures*", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 62, no. 6, 2970–2977, 2014.
- [89] T. Rahim and J. Xu, "*Design of high gain and wide band EBG resonator antenna with dual layers of same dielectric superstrate at X-band*", Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications, vol. 15, no. 2, 93–104, 2016.
- [90] A. R. Weily, T. S. Bird and Y. J. Guo, "*A reconfigurable high-gain partially reflecting surface antenna*", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 56, no. 11, 3382–3390, 2008.
- [91] D. Hamzaoui, F. Djahli, T. P. Vuong and G. I. Kiani, "*High gain Fabry-Pérot circular polarization cavity antenna for UHF RFID applications*", IEEE 16th International Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics, Canada, 2014.
- [92] M. Titaouine, A. G. Neto, H. Baudrand and F. Djahli, "*Analysis of frequency selective surface on isotropic / anisotropic layers using WCIP method*", Electronics and Telecommunications Research Institute (ETRI) Journal, vol. 29, no. 1, 36–44, 2007.
- [93] M. Titaouine, A. G. Neto, H. Baudrand and F. Djahli, "*WCIP method applied to active frequency selective surface*", Journal of Microwave and Optoelectronics, vol. 6, no. 1, 1–16, 2007.
- [94] M. Titaouine, A. G. Neto, H. Baudrand and F. Djahli, "*Determination of metallic ring FSS scattering characteristics using WCIP method*", Microwave and Optical Technology Letters, vol. 50, no. 5, 1324–1328, 2008.
- [95] M. Titaouine, A. G. Neto, H. Baudrand and F. Djahli, "*Analysis of shorted ring slots frequency selective surfaces using WCIP method*", Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications, vol. 7, no. 2, 65–82, 2008.
- [96] D. Hamzaoui, T. P. Vuong, F. Djahli and G. I. Kiani, "*Novel compact dual – band artificial magnetic conductors for Wi-fi applications*", 8th European IEEE Conference on Antenna and Propagation (EuCAP), The Netherlands, 2397–2400, 2014.
- [97] D. Hamzaoui, T. P. Vuong, F. Djahli and G. I. Kiani, "*Metamaterial RFID tag designs for long read range*", IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC / URSI National Radio Science Meeting, Vancouver, Canada, 1764–1765, 2015.

- [98] D. Hamzaoui, F. Djahli, T. P. Vuong and G. I. Kiani, "*High gain long-read range AMC – backed tag antenna for European UHF RFID applications. Determination of metallic ring FSS scattering characteristics using WCIP method*", *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 58, no. 12, 2944–2948, 2016.
- [99] A. Chaabane, F. Djahli, H. Attia and T. A. Denidni, "*Antenna radiation bandwidth broadening using wideband double-layer partially reflective surfaces*", *IEEE 17th International Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics*, Montréal, Canada, 2016.
- [100] L. Mercier, "*Synthèse des propriétés d'agilité électromagnétique par des matériaux artificiels périodiques intégrant des microcomposants. Application à la conception d'antennes à résonateurs BIE configurables*", Thèse de doctorat présentée à l'université de Limoges, France, 2005.
- [101] A.P. Feresidis and J.C. Vardaxoglou, "*High gain planar antenna using optimized partially reflective surfaces*", *IEE Proceedings-Microwaves, Antennas and Propagation*, vol. 148, no. 6, 345–350, 2001.
- [102] S. Wang, A.P. Feresidis, G. Goussetis and J.C. Vardaxoglou, "*High-gain subwavelength resonant cavity antennas based on metamaterial ground planes*", *IEE Proceedings-Microwaves, Antennas and Propagation*, vol. 153, no. 1, 1–6, 2006.
- [103] A. P. Feresidis and J. C. Vardaxoglou, "*A broadband high-gain resonant cavity antenna with single feed*", *Proceedings of the First European Conference on Antennas and Propagation*, Nice, France, 6-10, 2006.
- [104] K. Konstantinidis, A.P. Feresidis and P.S. Hall, "*Dual subwavelength Fabry-Perot cavities for broadband highly directive antennas*", *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 13, 1184–1186, 2014.
- [105] K. Konstantinidis, A.P. Feresidis and P.S. Hall, "*Dual-slot feeding technique for broadband Fabry Perot cavity antennas*", *IET Microwaves, Antennas and Propagation*, vol. 9, no. 9, 861–866, 2015.
- [106] K. Konstantinidis, A. P. Feresidis and P.S. Hall, "*Broadband sub-wavelength profile high gain antennas based on multi-layer metasurfaces*", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 63, no. 1, 423–427, 2015.

- [107] K. Konstantinidis, A.P. Fresidis and P.S Hall, "*Multilayer partially reflective surfaces for broadband Fabry-Perot cavity antennas*", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 62, no. 7, 3474–3481, 2014.
- [108] N. Wang, J. Li, G. Wei and L. Talbi, "*Wideband Fabry-Perot resonator antenna with two layers of dielectric superstrates*", IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 14, 229–232, 2015.
- [109] F. Qin, S. Gao, G. Wei and J. Xu, "*Broadband circularly polarized Fabry-Perot Antenna Integrated with wideband phase Shifter for satellite communication*", Microwave and Optical Technology Letters, vol. 58, 1109–1113, 2016.
- [110] N. Wang, Q. Liu, C. Wu, L. Talbi, Q. Zeng and J. Xu, "*Wideband Fabry-Perot resonator antenna with two complementary FSS layers*", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 16, no. 5, 2463–2471, 2014.
- [111] A. Chaabane, F. Djahli, H. Attia, L. M. abdelghani and T. A. Denidni, "*Wideband and high-gain EBG resonator antenna based on dual layer PRS*", Microwave and Optical Technology Letters, vol. 59, no. 1, 98–101, 2017.
- [112] H. Liu, S. Lei, X. Shi and L. Li, "*Study of antenna superstrates using metamaterials for directivity enhancement based on Fabry-Perot resonant cavity*", International Journal of Antennas and Propagation, article ID 209741, 1–10, 2013.
- [113] L. Li, S. Lei and C. H. Liang, "*Metamaterial-based Fabry-Perot resonator for ultra-low profile high-gain antenna*", Microwave and Optical Technology Letters, vol. 54, no. 11, 2620–2623, 2012.
- [114] A. R. Vaidya, R. K. Gupta and S. K. Mishra, "*Efficient, high gain with low side lobe level antenna structures using parasitic patches on multilayer superstrate*", Microwave and Optical Technology Letters, vol. 54, no. 6, 1488–1493, 2012.
- [115] R. Chantalat, L. Moustafa, M. Thevenot, T. Monediere and B. Jecko, "*Low profile EBG resonator antennas*", International Journal of Antennas and Propagation, article ID 394801, 7 pages, 2009.
- [116] L. Moustafa, "*Conception d'antennes à bande interdite électromagnétique large bande et multibandes à base de métasurfaces*", Thèse de doctorat présentée à l'université de Limoges, France, 2009.

- [117] L. Moustafa and B. Jecko, "*Bandwidth improvement of EBG resonator antennas using double-layer FSS*", International Journal of Antennas and Propagation, article ID 315052, 5 pages, 2008.
- [118] A. Chatterjee and S. K. Parui, "*Gain enhancement of a wide slot antenna using a second-order bandpass frequency selective surface*", Radioengineering, vol. 24, no. 2, 455–461, 2015.
- [119] A. L. P. S. Campos, A. G. Assunção, H. C. R. Maniçoba and L. M. Araújo, "*Software for project and analysis of frequency selective surfaces*", Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications, vol. 11, no. 1, 56–67, 2012.
- [120] E. Dreina, "*Conception, optimisation et intégration RF d'un système d'antennes miniatures multicateurs utilisant la diversité en vue d'augmenter les performances radio d'un terminal mobile 4G*", Thèse de doctorat présentée à l'institut national polytechnique de Grenoble, France, 2010.
- [121] Z. L. Wang, K. Hashimoto, N. Shinohara and H. Matsumoto, "*Frequency-selective surface for microwave power transmission*", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 47, no. 10, 2039–2041, 1999.
- [122] A. Ebrahimi, S. Nirantar, W. Withayachumnankul, M. Bhaskaran, S. Sriram, S. F. Al Sarawi and D. Abbott, "*Second order terahertz band pass frequency selective surface with miniaturized elements*", IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology, vol. 5, no. 5, 761–769, 2015.

Résumé

Cette thèse a pour but de concevoir et réaliser de nouvelles antennes planaires et compactes, à bande interdite électromagnétique (BIE), à large bande et à fort gain, destinées à être utilisées dans les nouveaux systèmes de communication sans fil. Les antennes proposées sont construites en plaçant des couches métallo-diélectriques, agissant comme des surfaces partiellement réfléchissantes (PRS), au-dessus des antennes patches primaires à couplage par fentes. Les motifs élémentaires des structures PRS proposées doivent avoir un coefficient de réflexion à phase croissante sur toute la gamme de fréquence désirée. Pour chaque antenne proposée, un prototype a été fabriqué et mesuré. Les prototypes fabriqués ont donné de très bons résultats en termes de largeur de bande de rayonnement, de gain et de bande passante de fonctionnement. Les performances des antennes réalisées surpassent celles des différentes structures de la littérature, utilisant le même concept.

Mots clés : Large bande de fonctionnement, Fort gain, Large bande de rayonnement, Antenne BIE, Surfaces métallo-diélectriques.

Abstract

This thesis aims to design and build new planar and compact antennas with electromagnetic band gap (EBG), wide frequency band and high gain, for use in the new wireless communication systems. The proposed antennas are constructed by placing metallo-dielectric layers, acting as partially reflective surfaces (PRS), above the primary patch antenna with coupling slots. The elementary patterns of proposed PRS structures must have a coefficient of reflection with a growing phase in all the desired frequency range. For each proposed antenna, a prototype was fabricated and measured. The manufactured prototypes gave very good results in terms of radiation bandwidth, gain and operational bandwidth. The achieved antenna performances surpass those of various structures of the literature, using the same concept.

Key words : Wide operational bandwidth, High-gain; Wide radiation bandwidth, EBG-antenna, Partially reflective surface, Metallic-dielectric surfaces.

ملخص

هذه الأطروحة تهدف الي تصميم و صنع هوائيات جديدة ذات فجوة كهرومغناطيسية بخصائص محسنة لاستعمالها في أجهزة الاتصالات اللاسلكية. الهوائيات المقترحة تتشكل من طبقات معدنية - عازلة تلعب دور سطوح عاكسة جزئيا، مثبتة فوق هوائيات أولية والتي تتغذى عن بعد بواسطة فتحة. مراحل انعكاس الخلايا الأولية للسطوح العاكسة جزئيا تتميز بمنحى تصاعدي في نطاقات التردد المطلوب. بعد صنع و قياس نماذج لكل الهوائيات المقترحة و اصدار النتائج العملية المتحصل عليها تبينت قدرة هذه الهوائيات على الحصول على أوسع نطاق ترددي إشعاعي ومكسب عالي على نطاق ترددي واسع. علاوة على ذلك فان الهوائيات المقترحة أحسن بكثير من الهوائيات الأخرى المنشورة حديثا في المجالات العلمية خاصة فيما يخص تحسين مجال التردد الإشعاعي للهوائيات المسطحة وذلك باستعمال نفس التصميم.

الكلمات المفتاحية : نطاق ترددي واسع، مكسب عالي، نطاق ترددي إشعاعي واسع، هوائي BIE ، سطح عاكس جزئيا ، سطوح معدنية - عازلة.