

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA
RECHERCHE SCIENTIFIQUE
UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF - M'SILA

FACULTE DU TECHNOLOGIE
DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE
N° :



DOMAINE : SCIENCES ET TECHNOLOGIE
FILIERE : TELECOMUNICATION
OPTION : SYSTEME DE TELECOMUNICATION

Mémoire présenté pour l'obtention
du diplôme de Master Académique

Intitulé

**Amélioration des performances de l'antenne
patch microstrip en utilisant une structure de
bande interdite électromagnétique**

Réalisé par :

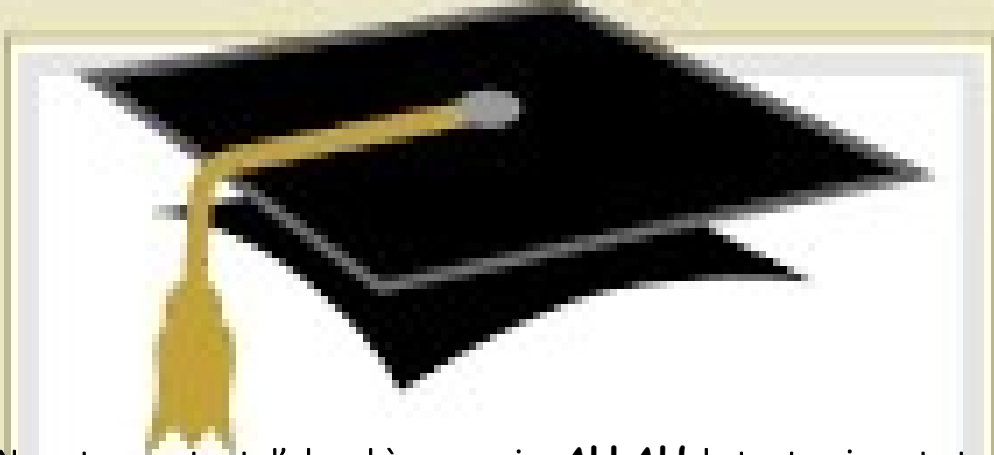
- CHENOUF Ahlem
- BOUGUETTAYA Basma

Proposé et dirigé par :

Pr. Djamel KHEDROUCHE

Année universitaire : 2019/2020

Remerciements



Nous tenons tout d'abord à remercier **ALLAH** le tout puissant et miséricordieux, qui nous a donné la force et la patience d'accomplir ce modeste travail, ainsi que l'audace pour dépasser toutes les difficultés.

En second lieu, nous tenons à remercier notre encadreur **Pr. Khedrouche Djamel**, pour l'orientation, la confiance, la patience qui a constitué un apport considérable sans lequel ce travail n'aurait pas pu être menée au bon port. Qu'il trouve dans ce travail un hommage vivant à sa haute personnalité.

Nos vifs remerciements vont également aux membres du jury pour l'intérêt qu'ils ont porté à notre recherche en acceptant d'examiner notre travail et de l'enrichir par leurs propositions.

Aussi, nous tenons à remercier **Mr. Djamel Khazzar et Mlle. BELABBAS KHADIJA** pour nous avoir aidé à accomplir ce travail.

Enfin, nous tenons également à remercier toutes les personnes qui ont participé de près ou de loin à la réalisation de ce travail.

Chenouf Ahlem

Bouguettaya Basma

اهداء

الحمد لله عز وجل على منه وعونه على اتمام هذا البحث
الى أبي قرّة عيني الذي لم يعلمني حرفاً بل علمني حروفي كلها, ثم قال لي (لا يليق بأحد ان يكون عبداً
لاحد, فكان حراً حتى اخر الحرف الاخير من العمر.
الى حبيبة قلبي امي التي هي نجمة فوق سمائي بدونها لا معنى لحياتي , الى التي
وهبتني فلذة كبدها كل العطاء والحنان , الى التي صبرت على كل شيء , التي رعنتني حق رعاية
وكانت دعواتها لي بالتوفيق, تبعنتني خطوة خطوة في عملي , الى من ارتحت كلما تذكرت
ابتسامتها في وجهي , جزاها الله خير الجزاء في الدارين .
اليهما اهدي هذا العمل المتواضع لكي ادخل على قلوبهم شيئاً من السعادة الى اخوتي صونيا الهام السعيد
واسيد الذين ادخلوا في قلبي سعادة انستني تعب.
الى صديقتي امال مروة يسرى مارية سارة الذين اظهروا لي ما هو اجمل من الحياة, الى من كانوا
ملاذي وملجئي , الى من تذوقت معهم اجمل اللحظات واغلى الذكريات , الى من سوف افتقدهم وجعلهم الله اخوتي
في الله.
الى شريكي في العمل شنوف احلام التي كانت بمرتبة الاخت وكان الوقت لا يمر معها الا بالأحسن.
الى رفيق دربي مفتاح مناصري الذي اهدتني اياه الحياة وكان له جزء كبير في رفع معنوياتي وتحسينها.
كما اهدي ثمرة جهدي لأستاذي الكريم الدكتور والبروفيسور “ خدروش جمال” الذي كلما تظلمت الطريق
امامي لجأت اليه فأناها لي وكلما دب اليأس في نفسي زرع فيها الامل لأسير قدما.
لن انسى من كلما سألته عن معرفة زودني بها وكلما طلبت كمية من وقته الثمين وفره لي بالرغم من مسؤولياته
المتعددة الاستاذ المحترم والدكتور “جمال خزار”
والى كل من يؤمن بأن بذور نجاح التغيير هي في ذواتنا وفي انفسنا قبل ان تكون في أشياء اخرى...
الى كل هذا اهدي هذا العمل

الطالبة، بوقطاية بسمّة،

Dédicace

Je dédie ce mémoire à :

Mon père, **Tayeb** qui peut être fier et qu'il trouve ici le résultat de longues années de sacrifices et de privation pour m'aider à avancer dans la vie.

Ma mère, **DERRADJI Rabiaa** qui a œuvré pour ma réussite, de par son amour, son soutien, tous les sacrifices consentis et ses précieux conseils, pour toute son assistance et sa présence dans ma vie, qu'elle reçoive à travers ce travail modeste soit-il, l'expression de mes sentiments et de mon éternelle gratitude.

Mon frère et mes sœurs : **Rabeh laâla, oumaima et Israa**, pour tous les sacrifices qu'ils n'ont cessé de m'apporter tout au long de mes années d'études. Que Dieu leur apporte le bonheur, les aide à réaliser tous leurs vœux et leur offre un avenir plein de succès.

Toute ma famille et surtout mes grands-pères et ma grand-mère.

Mon amie au travail, Basma, car travailler avec elle est amusant et passer du temps avec elle est merveilleux ; Je vous souhaite plus d'excellence et supériorité dans votre vie professionnelle et privée.

Mes amis **GuaGui imane; sélia, Maroi, Houda, Linda, Rima, Imane, Waffa, chimaa, aya, fatima**. que J'ai passé avec eux de beaux souvenirs

Et à mes amis **d'Ouargla et Burj Bou Areridj**, dont l'amour reste fermement dans leur cœur et leurs souvenirs sont inoubliables.

Mr. Khezzar Djamel, qui nous a aidé et guidé dans notre travail et a répondu à nos questions ennuyeuses ... Merci

Enfin je le dédie à tous mes amis que je n'ai pas cités Et toute la promotion télécommunication 2020 sans exception

Chenouf Ahlem

Table de matières

Remerciements	i
Dédicace.....	ii
Table des matières.....	iv
Liste des figures.....	vii
Liste de tableaux	ix
Résumé.....	x

Introduction Générale

Introduction générale	2
-----------------------------	---

Chapitre I : Les caractéristiques principales des antennes patch

I.1. Introduction	4
I.2. Historique.....	4
I.3.définition.....	4
I.4 Description.....	5
I.5 Les différentes formes d'une antenne patch.....	5
I.6.Principe de fonctionnement.....	6
I.7 Les caractéristiques d'antenne patch.....	6
.	
I.9 Méthodes d'analyse.....	14
I.10 Avantages et inconvénients des antennes microrubans	18
I.11 Applications des antennes microrubans.....	19

I.12 Conclusion.....	19
----------------------	----

Chapitre II : Structure d'antenne à EBG

II.1 Introduction.....	21
II.2 Historique.....	21
II.3 Définition et propriétés.....	23
II.4 Comportements électromagnétiques.....	27
II.5 Caractéristiques et performances de l'antenne à résonateur BIE.....	29
II.6 Notions de défaut dans les structures périodiques.....	30
II.7 Méthodes numériques pour l'analyse des réseaux BIE.....	31
II.8 Applications et utilisations des structures BIE à défaut.....	31
II.9 Les applications des cristaux photoniques dans les antennes.....	33
II.10 Conclusion.....	39

Chapitre III : Résultats et Discussions

III.1 Introduction.....	41
III.2 Structure de base.....	41
III.2.1 Coefficient de réflexion S_{11}	42

III.2.2 Taux d'onde stationnaire VSWR (Voltage Standing Wave Ratio).....	43
III.2.3 Impédance d'entrée.....	44
III.2.4 Adaptation de l'antenne :.....	44
III.2.5 Diagramme de rayonnement en 2D et 3D	45
III.3 La structure d'antenne optimisée avec le substrat EBG.....	46
III.3.1 Conception du substrat EBG.....	47
III.3.1.1 Phase de transmission.....	49
III.3.1.2 Résultats de Simulation de la nouvelle structure EBG.....	50
III.3.2 Coefficient de réflexion S_{11}	51
III.3.3 Gain.....	52
III.3.4 Diagrammes de rayonnement plan E et Plan H.....	52
III.4. Conclusion.....	53
Conclusion Générale	
Conclusion Générale.....	55
Référence	58

LISTE DES FIGURES

Figure I.1 Présentation d'une antenne patch à élément rectangulaire	5
Figure I.2 Différentes formes d'antennes patch.....	6
Figure I.3 Représentation en quadripôle.....	3
Figure I.4 Diagramme de rayonnement d'une antenne directive.....	9
Figure I.5 Bande passante et coefficient de réflexion	10
Figure I.6 Polarisation de l'onde électromagnétique.....	11
Figure I.7 Techniques d'alimentation.	13
Figure I.8 Ligne microruban.....	14
Figure I.9 Lignes de champ électrique.....	15
Figure I.10 Modèle de la cavité.....	15
Figure II.1 Principe du miroir de Bragg.....	22
Figure II.2 Matériaux BIE périodiques	23
Figure II.3 Structure 1D et son diagramme de dispersion	24
Figure II.4 Structure 2D :a) Structure carrée, b) triangulaire et c) hexagonale	25
Figure II.5 Différentes structures 3D comme la structure cubique (1), le tas de bois (2), la structure multicouches (3), les opales ou opales inversées (4) et la Yablonovite (5).....	25
Figure II.6 Matériaux BIE métalliques.....	27
Figure II.7 Propagation à travers une structure BIE 1D	28
Figure II.8 Coefficient de transmission d'une structure BIEM ...	29
Figure II.9 Diagramme de rayonnement et directivité d'une antenne à résonateur BIE	30
Figure II.10 Différents types de défauts basés sur la rupture de la périodicité du motif élémentaire	30
Figure II.11 Exemple de dimension du défaut	31
Figure II.12 : Représentation schématiques d'antenne et de leur association à des	34

cristaux photonique	
Figure II.13 Vue en coupe (en haut) et vue de dessus (en bas) d'une antenne à plaque sur une surface à haute impédance.	36
Figure II.14 Evolution en fréquence de la phase du coefficient de réflexion d'un cristal photonique constitué d'un réseau carré.	37
Figure II.15 Antenne plaquée munie d'un radôme à cristal photonique 1D. En haut, diagramme de rayonnement de l'antenne dans le plan E. Mesures (traits noirs) et simulation numériques à partir de la méthode FDTD (traits gris foncé).....	38
Figure III. 1 L'antenne patch de base.....	41
Figure III. 2 Câble coaxial conçu par HFSS.....	42
Figure III.3 Coefficient de réflexion S_{11}	43
Figure III.4 Le taux d'onde stationnaire.....	43
Figure III. 5 Partie réelle de l'impédance d'entrée.....	44
Figure III.6 Partie imaginaire de l'impédance d'entrée.....	45
Figure III.7 Diagramme de rayonnement 2D à la fréquence 2.36 GHz.....	46
Figure III.8 Diagramme de rayonnement 3D à la fréquence 2.36 GHz.....	46
Figure III.9 Structure EBG proposée.....	47
Figure III.10 Conditions aux limites Master-Slave.....	48
Figure III.11 Floquet port du Logiciel HFSS.....	48
Figure III.12 Phase de transmission en fonction de la fréquence.....	49
Figure III.13 La nouvelle structure EBG.....	50
Figure III.14 Phase du coefficient transmission en fonction de la fréquence	50
Figure III.15 Structure de l'antenne patch avec EBG.....	51
Figure III.16 Le coefficient de réflexion de la structure EBG optimisée...	51
Figure III.17 Gain en 3D.....	52

Liste des Tableaux

Tableau III.1 Dimensions de l'antenne patch conventionnelle.	40
Tableau III.2 Dimensions de la structure EBG proposée.	47
Tableau III.3 Dimensions de la nouvelle structure EBG.	49

Résumé: Les communications sans fil sont aujourd'hui en pleine croissance. Avec l'augmentation des besoins de débits élevés, des structures miniatures, et des antennes directives ; il est devenu essentiel de trouver des antennes microbande spécialement adaptées à ces exigences. Afin de répondre à ces besoins, l'utilisation des structures EBG semble une solution très prometteuse. Dans cette perspective, l'objectif principal de ce travail sera l'amélioration des performances des antennes microbande à base de structures EBG.

Mot clé : antenne patch, Structure EBG, bande passante, HFSS.

Abstract: Wireless communications are booming today. With the increase in the need for high data rates, miniature structures, and directional antennas; it has become essential to find microstrip antennas specially adapted to these requirements. In order to meet these needs, the use of EBG structures seems to be a very promising solution. In this perspective, the main objective of this work will be to improve the performance of microstrip antennas based on EBG structures.

Key word: Patch antenna, EBG structure, Bandwidth, HFSS.

ملخص

تزدهر الاتصالات اللاسلكية اليوم و مع زيادة الحاجة إلى معدلات بيانات عالية وهياكل مصغرة وهوائيات اتجاهية ؛ أصبح من الضروري العثور على هوائيات ذات شريط مجهري تتكيف خصيصاً مع هذه المتطلبات. من أجل تلبية هذه الاحتياجات، يبدو استخدام هياكل EBG حلاً واعدًا للغاية. في هذا المنظور، سيكون الهدف الرئيسي من هذا العمل هو تحسين أداء هوائيات ذات شريط مجهري استناداً إلى هياكل EBG

كلمات مفتاحية: هوائي ذو شريط دقيق، هياكل EBG ، نطاق التردد، HFSS



Introduction générale

Introduction Générale

Les antennes patch à microruban deviennent l'antenne la plus demandée en fonction de leurs applications, ce qui présente certains avantages, tels qu'un faible poids, un faible coût de fabrication, et fonctionnement dans une plage de fréquences élevées. Les antennes Microstrip présentent toutefois un inconvénient majeur en termes de bande passante étroite, de faible efficacité et de taille relativement grande. La bande passante étroite peut être améliorée en augmentant l'épaisseur du substrat; cependant, cela conduira à une plus grande onde de surface qui diminuera l'efficacité de rayonnement de l'antenne et dégradera le diagramme d'antenne. Pour surmonter ces inconvénients, les antennes patch microstrip sont incorporées avec différents matériaux utilisés pour améliorer les paramètres potentiels de l'antenne. Parmi eux, les structures à bande électromagnétique interdite (EBG) se révèlent les plus appropriés.

Depuis plus de deux décennies, les structures électromagnétiques à bandes interdites (EBG) ont attiré l'intérêt de beaucoup de recherche dans l'électromagnétisme et tout particulièrement dans le domaine de la télécommunication. Leurs intégrations miniaturisées et leurs propriétés électromagnétiques particulières présentent de fort intérêt en termes de suppression d'ondes électromagnétiques de surface. Les structures EBG peuvent être catégorisées comme un type particulier de matériau artificiel en raison de leurs caractéristiques uniques de bande interdite. Il a été rapporté que les matériaux EBG utilisés avec les antennes microstrip peuvent améliorer leur bande passante et réduire leur taille. La structure EBG est définie comme des objets périodiques qui empêchent ou aident la propagation des ondes électromagnétiques dans une bande de fréquence spécifiée pour tous les angles d'incidence et tous les états de polarisation. Il empêche la propagation de l'onde de surface excitée par l'antenne patch.

L'objectif principal de ce mémoire est de concevoir une structure d'antenne patch microstrip à base de substrat EBG afin d'améliorer les performance de l'antenne. Le point de départ de cette conception sera une antenne microruban de base qu'on optimisera pour arriver à la structure finale à base d'EBG. On va effectuer ainsi une étude paramétrique intensive pour arriver à déterminer les dimensions optimales de la nouvelle structure EBG. Le simulateur HFSS est par la suite utilisé pour obtenir les différents résultats pour évaluer les caractéristiques de la structure EBG proposée. Enfin on démontrera par des résultats de simulation l'amélioration des performances de l'antenne microstrpe en utilisant un substrat à BIE.



Chapitre I :
Les caractéristiques
Principales des antennes
patch

I.1. Introduction

Le développement du domaine des télécommunications ont fait apparaître la nécessité croissante de réaliser des dispositifs micro-ondes peu coûteux et peu encombrants faisant appel à une technologie simple à manipuler. Les systèmes micro-ondes à structure micro-ruban ont été à l'origine de développement des antennes imprimés.

Les antennes imprimées sont les plus utilisées puisqu'elles permettent de répondre à de nombreuses contraintes imposées par le système de transmission .Leurs dimensions favorisent leurs intégrations sur de nombreux mobiles (téléphone portable, avion. . .) [1].

I.2. Historique

L'idée d'un élément rayonnant à micro-ruban date de 1950. Il a été proposé par Deschamps. Quelques années plus tard en France Gutton et Baissinot ont breveté une antenne à base micro-ruban, a cause du manque des bons substrats la recherche a stagné pour une période de 15 ans. Mais le besoin d'une antenne mince pour l'industrie militaire et spatiale a réanimé le développement des antennes imprimées au début des années 1970. La structure planaire qui est constituée d'une plaque conductrice gravée sur un substrat diélectrique qui repose sur un plan de masse a été décrite par Byron, un peu plus tard Munson a réalisé la première antenne micro-ruban. En 1979 un colloque sur les antennes tenu au Mexique lance un intérêt international pour les antennes micro-ruban, plusieurs articles ont été proposés dans cette réunion. L'un des premiers livres qui définit les caractéristiques des antennes micro-ruban a été écrit par Bahl et Bhartia [2-5].

I.3.définition

Une antenne est définie par le dictionnaire de *Webster* comme " un appareil habituellement métallique (comme une tringle ou fil) pour rayonner ou recevoir des ondes radio" [6].

Le rôle d'une antenne est de convertir l'énergie électrique d'un signal en énergie électromagnétique, ou inversement de convertir l'énergie électromagnétique en énergie électrique. Une antenne d'émission est un dispositif qui assure la transmission de l'énergie entre un émetteur et l'espace libre où cette énergie va se propager [7].

I.4 Description

Une antenne patch se compose d'une pièce métallique rayonnante (matériau conducteur, patch ou élément rayonnant) de forme arbitraire, déposée sur un substrat diélectrique. Un plan de masse couvre la surface inférieure du substrat, comme montré dans la Figure I.1.

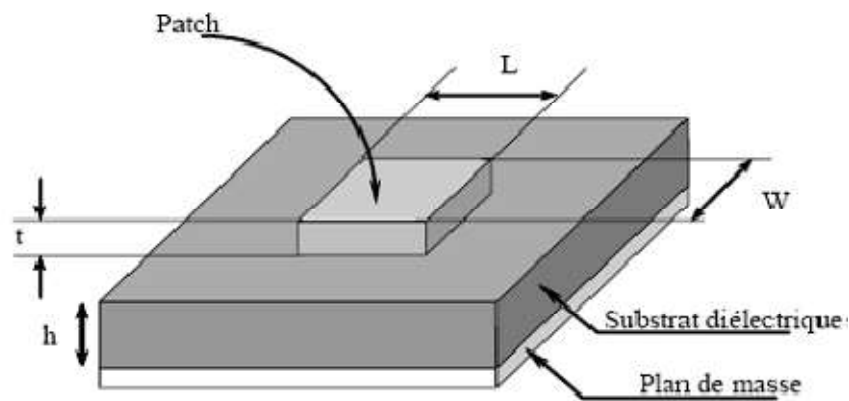


Figure I.1 : Présentation d'une antenne patch à élément rectangulaire

Le patch est généralement fabriqué à base d'un matériau conducteur tel que le cuivre ou l'or, et il peut prendre n'importe quelle forme possible. L'élément rayonnant et les lignes d'alimentation sont photos gravées sur le substrat diélectrique [8-9].

I.5 Les différentes formes d'une antenne patch

L'antenne patch peut prendre plusieurs formes qui peuvent être rectangulaire, carré, circulaire ou simplement un dipôle (voir Figure I.2). Ces formes sont les plus courantes car elles présentent une grande facilité d'analyse et de fabrication, mais également un diagramme de rayonnement très intéressant [10].

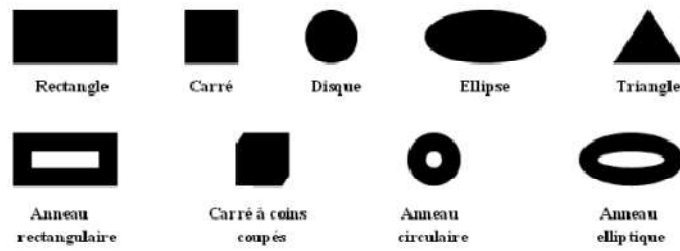


Figure I.2 Différentes formes d'antennes patch [11].

I.6.Principe de fonctionnement :

Pour comprendre le fonctionnement d'un résonateur microruban, il est nécessaire de connaître les champs électromagnétiques notamment le champ proche. Lorsque la ligne d'alimentation est excitée par une source radiofréquence, une onde électromagnétique guidée entre la ligne et le plan de masse va se propager jusqu'à l'élément rayonnant (de largeur plus grande que la ligne, donc plus apte à rayonner). Une distribution de charge va s'établir sous l'élément rayonnant, et sur le plan de masse [12].

I.7 Les caractéristiques d'antenne patch

I.7.1 Représentation en quadripôles

Une antenne peut être représentée comme un quadripôle (Figure I.3), défini par les paramètres S :

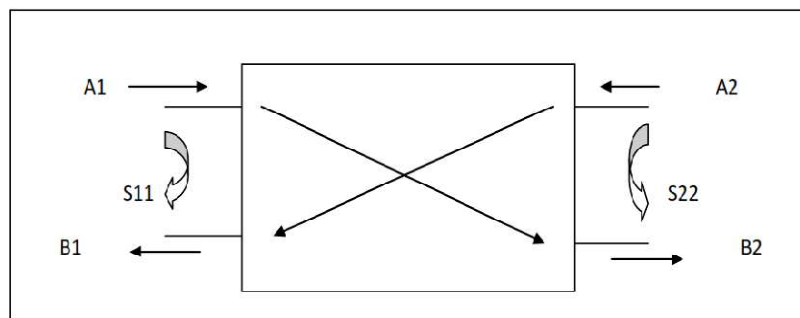


Figure I.3 Représentation en quadripôle

A_1, A_2, B_1 et B_2 sont des ondes de puissance.

On a les relations suivantes :

$$B_1 = S_{11}A_1 + S_{12}A_2 \tag{I-1}$$

$$B_2 = S_{21}A_1 + S_{22}A_2 \quad (I-2)$$

- ✓ Le coefficient S_{11} correspond à la réflexion en entrée des quadripôles lorsque $A_2 = 0$.
- ✓ Le coefficient S_{12} représente la transmission de la puissance entrant en sortie vers l'entrée lorsque $A_1 = 0$.
- ✓ Le coefficient S_{21} est le gain du quadripôle lorsque $A_2 = 0$.
- ✓ Le coefficient S_{22} est la réflexion en sortie du quadripôle lorsque $A_1 = 0$ [13].

I.7.2 Coefficient de réflexion S_{11}

Le coefficient de réflexion S_{11} met en évidence l'absorption de l'énergie par l'antenne. C'est sur ce paramètre que l'on se base lors de l'optimisation [13].

I.7.3 Directivité

La directivité d'une antenne dans une direction (θ, φ) est le rapport entre la puissance rayonnée dans une direction donnée (θ, φ) et la puissance que rayonnerait une antenne isotrope [14].

$$D(\theta, \varphi) = 4\pi \frac{P(\theta, \varphi)}{P_r} \quad (I-3)$$

I.7.4. Gain

Le gain est le résultat de deux effets : la directivité et les pertes. Si G est le gain, alors [15]:

$$G(\theta, \varphi) = \eta \times D(\theta, \varphi) \quad (I-4)$$

I.7.5. Rendement de l'antenne

Le rendement de l'antenne est le rapport entre la puissance rayonnée et la puissance fournie à l'antenne, soit :

$$\eta = P_r / P_f \quad (I-5)$$

Ce rapport caractérise les pertes à l'intérieur de l'antenne [13].

I.7.6 Taux d'ondes stationnaire SWR (Standing Wave Ratio)

Le SWR est l'expression mathématique de la non-uniformité d'un champ électromagnétique dans une ligne de transmission. Le SWR est donc le ratio entre les champs électriques maximaux et minimaux dans une ligne de transmission. À partir du SWR, on peut définir le VSWR et ISWR qui font respectivement référence au tension et au courant. Idéalement, on va rechercher un SWR de 1. Ce ratio est donc une autre manière de caractériser la quantité du signal qui est réfléchi aux bornes d'un composant micro-onde [16].

I.7.7 Ouverture 3 dB

Si G_m est le gain maximal d'une antenne donnée dans un plan bien déterminé, alors son ouverture dans ce plan est l'angle qui se trouve entre deux directions de ce plan ayant la moitié du gain maximal (gain à -3 dB), soit $G_m/2$ [13].

I.7.8 Impédance d'entrée

L'impédance d'entrée de l'antenne est l'impédance vue de la part de la ligne d'alimentation au niveau de l'antenne.

Cette impédance est donnée par la formule :

$$Z_{in} = Z_0 \frac{1 + S_{11}}{1 - S_{11}} \quad (I-6)$$

Avec Z_0 Impédance caractéristique de la ligne d'alimentation.

N.B : Comme S_{11} est fonction de la fréquence, alors Z_{in} varie aussi avec la fréquence [13].

I.7.9 Diagramme de rayonnement

Le diagramme de rayonnement d'une antenne présente les variations de la puissance rayonnée par unité d'angle solide dans les différentes directions de l'espace. En dehors du cas des antennes omnidirectionnelles dans certains plans, les antennes ne rayonnent pas leurs puissances de façon uniforme dans toutes les directions de l'espace. Il y a

généralement une direction de rayonnement maximale autour de laquelle se trouve concentrée une grande partie de la puissance rayonnée et des directions secondaires autour desquelles se répartit la fraction de la puissance restante [17].

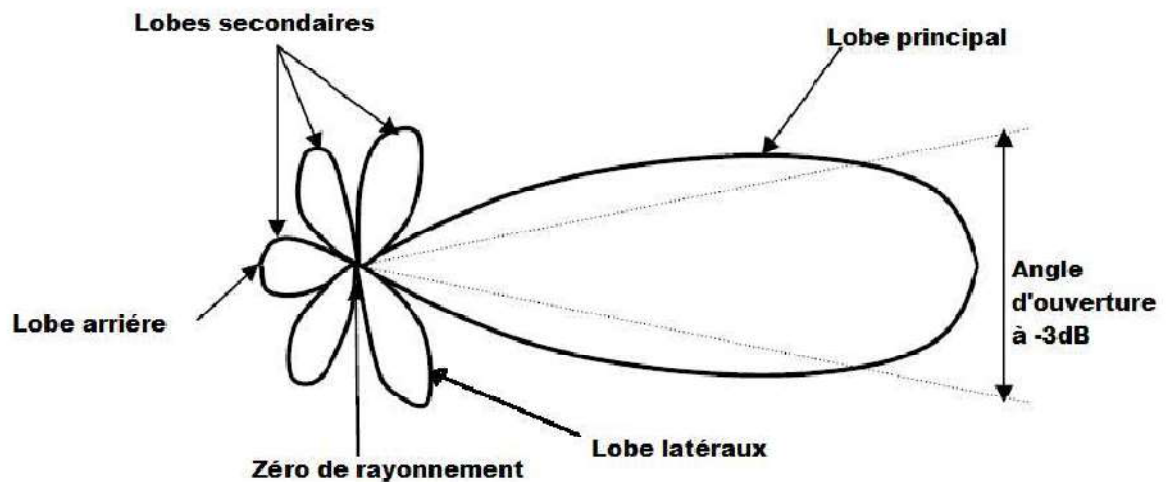


Figure I.4 Diagramme de rayonnement d'une antenne directive [18].

I.7.10 Fréquence de résonance f_r

Une antenne s'utilise en général avec des signaux autour d'une fréquence donnée pour laquelle l'antenne possède des capacités optimales pour émettre ou recevoir l'énergie électromagnétique correspondante dans l'espace environnant. La fréquence de résonance d'une antenne dépend d'abord de ses dimensions propres, mais aussi des éléments qui lui sont ajoutés [19].

I.7.11 Bande passante

La bande passante d'une antenne correspond à la bande de fréquence où le transfert d'énergie de l'alimentation vers l'antenne (ou de l'antenne vers le récepteur) est maximal. La bande passante peut être définie en fonction du coefficient de réflexion, à condition que le diagramme de rayonnement ne change pas sur cette bande. Il n'y a pas des critères précis pour la limite du coefficient de réflexion.

Un critère typique d'avoir un coefficient de réflexion inférieure à -10 dB ou -15 dB sur la bande passante (Figure I.5) [20].

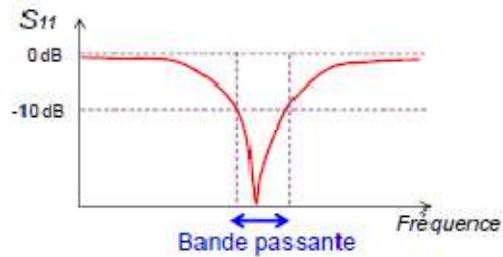


Figure I.5 Bande passante et coefficient de réflexion [20]

I.7.12 Le facteur de qualité :

Le facteur de qualité représente la quantité de résistance présente lors de la résonance (pour un circuit résonant série équation) [20].

$$Q = \frac{f_{res}}{BW} \quad (I-7)$$

$$\frac{1}{Q} = \frac{R_{ant}}{2\pi f_{res} L_{ant}} \quad (I-8)$$

R_{ant} est la résistance d'entrée de l'antenne, Q est le facteur de qualité du circuit RLC, BW est la bande passante à 3 dB, f_{res} est la fréquence de résonance et L_{ant} est la longueur effective de l'antenne.

I.7.13 Polarisation

La polarisation d'une antenne correspond à celle du champ électrique E de l'onde électromagnétique qu'elle rayonne ou qu'elle reçoit au travers de son lobe principal.

La polarisation est de type linéaire si le vecteur champ électrique de l'onde rayonnée par l'antenne est toujours dans la même direction [21]. Une polarisation peut être linéaire, circulaire ou elliptique, comme représenté sur la Figure I.6.

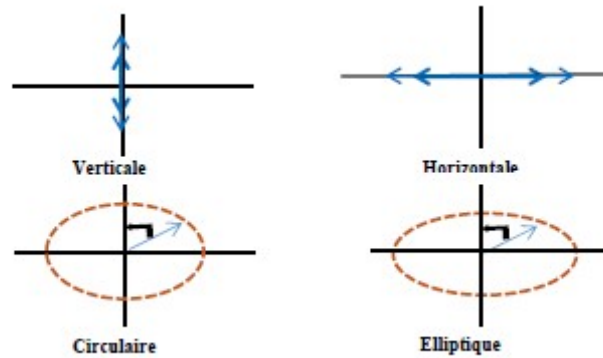


Figure I.6 Polarisation de l'onde électromagnétique.

I.8 Techniques d'alimentation [22]

Il existe plusieurs techniques pour l'alimentation des antennes micro-rubans, ces techniques peuvent être soit par contact direct soit par couplage, les plus communément utilisées sont l'alimentation par ligne micro-ruban, par sonde coaxiale, par couplage de proximité ou par ouverture.

I.8.1 Alimentation par ligne micro-ruban

Dans le premier cas, une ligne micro-ruban est directement connectée à l'élément rayonnant comme le montre la Figure I.7a, le point de jonction peut être sur l'axe de symétrie du patch ou complètement décalé pour permettre une meilleure adaptation d'impédance. Ce type d'alimentation est facile à mettre en œuvre et à modéliser, mais peut engendrer un rayonnement parasite qui peut devenir considérable et une bande passante typiquement entre 2 et 5%.

I.8.2 Alimentation par sonde coaxiale

L'alimentation par sonde coaxiale est réalisée par un contact direct de l'élément rayonnant au conducteur central d'une ligne coaxiale, tandis que son conducteur externe est relié au plan de masse Figure I.7b. L'adaptation d'impédance est réalisable en déplaçant le point d'alimentation sur le patch. L'inconvénient de ce type d'alimentation réside dans la bande passante étroite et la difficulté de modélisation surtout pour des substrats électriquement épais.

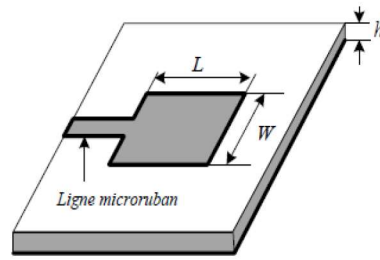
I.8.3 Alimentation par couplage par fente

L'alimentation par ligne micro-ruban ou par ligne coaxiale présentent une asymétrie qui génère des modes d'ordres supérieurs produisant un rayonnement de polarisation croisée, pour y remédier à cet état de fait l'alimentation par fente a été introduite.

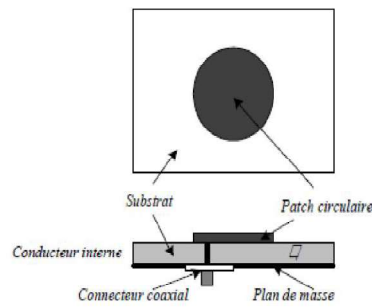
Un couplage électromagnétique est introduit à travers une petite fente réalisée dans le plan de masse qui sépare deux substrats l'un portant l'élément rayonnant et l'autre la ligne micro -ruban comme le montre la Figure I.7c. Cette configuration permet une optimisation indépendante entre la ligne d'alimentation et le patch, facile à modéliser et présente un rayonnement parasite modéré. Cependant, elle est la plus difficile à mettre en œuvre et présente une bande passante étroite.

I.8.4 Alimentation par couplage de proximité

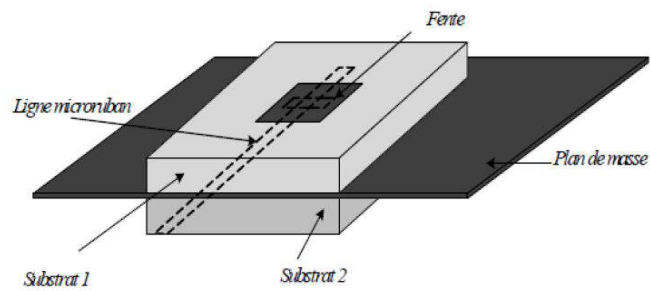
La meilleure bande passante pouvant atteindre 13% est réalisable en utilisant l'alimentation par couplage de proximité illustrée par la Figure I.7d. L'avantage de cette technique d'alimentation réside dans l'affaiblissement du rayonnement parasite et la facilité du couplage, ce dernier peut être optimisé par l'ajustement des dimensions de la ligne. Cependant elle est très difficile à mettre en œuvre.



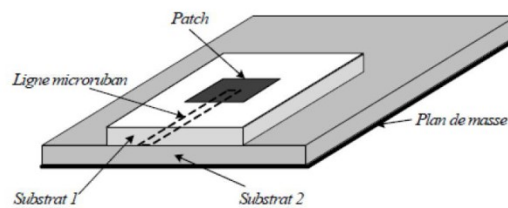
(a)



(b)



(c)



(d)

Figure I.7 Techniques d'alimentation. (a) Par ligne micro-ruban, (b) Par ligne coaxiale, (c) Par couplage par fente (d), Par couplage par proximité.

I.9 Méthodes d'analyse

Les antennes micro rubans, généralement constituées d'un élément rayonnant à deux dimensions imprimées sur un substrat de faible permittivité, sont principalement analysées par les méthodes dédiées aux circuits planaires.

Ces méthodes peuvent être classées en deux grandes catégories : les méthodes analytiques simples, tels que le modèle de la transmissions et le modèle de la cavité et les méthodes numériques rigoureuses telles que les méthodes des moments, les méthodes des éléments finis et les méthodes des différences finies. Depuis les années quatre-vingt dix de nouvelles méthodes dites d'optimisation basées sur les réseaux de neurones artificiels et les algorithmes génétiques ont été introduites avec succès [23]

I.9.1 Méthodes analytiques [24]

Le modèle de la ligne de transmission est le plus simple de tous et il donne une bonne interprétation du mécanisme de rayonnement mais qui ne peut s'appliquer qu'aux antennes de formes carrées ou rectangulaire. L'autre modèle analytique est le modèle de la cavité qui peut s'appliquer aux antennes microruban avec un patch de forme rectangulaire et circulaire.

I.9.1.1 Modèles de la ligne de transmission [24]

Ce modèle représente l'antenne imprimée par deux fentes rayonnantes de largeur W et de hauteur h séparées pas une ligne de transmission de longueur L . La ligne microruban est essentiellement un linge non homogène à deux diélectriques, typiquement le substrat et l'air.

Par conséquent, comme le montre la Figure 9, la propagation des ondes dans la ligne microruban s'effectue à la fois dans le milieu diélectrique et dans l'air : deux milieux d'indices différents.

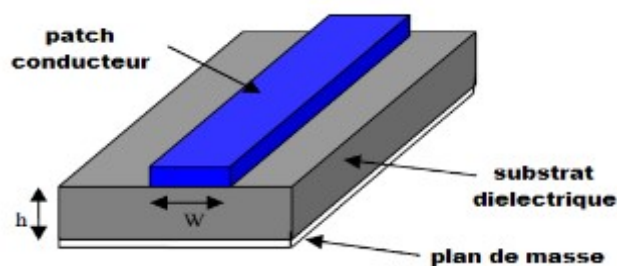


Figure I.8 ligne micro-ruban.

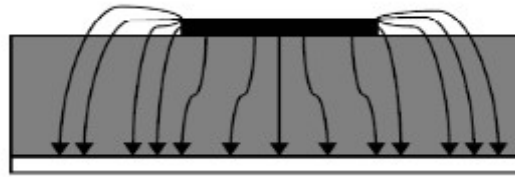


Figure I.9 lignes de champ électrique.

I.9.1.2 Modèle de la cavité [23]

Bien qu'il soit facile à employer le modèle de la ligne de transmission discuté dans la section précédente, il a quelques inconvénients inhérents. Spécifiquement, il est utile que pour les antennes de forme rectangulaires ou carrées et il ignore des variations de champ le long des bords de rayonnement. Ces inconvénients peuvent être surmontés en employant le modèle de la cavité.

Les champs se trouvant à l'intérieur du substrat diélectrique seront ceux qui se trouvent dans une cavité limitée par des conducteurs électriques horizontaux et des murs magnétiques latéraux. C'est un modèle qui donne une bonne approximation des champs aux voisinages de l'antenne.

Considérant le schéma de la Figure 10 montré ci-dessus. Quand l'élément rayonnant est alimenté, une distribution de charge s'établit sur les surfaces inférieures et supérieures de cet élément, ainsi que sur la surface du plan de masse. Cette distribution de charge est commandée par deux mécanismes : mécanisme d'attraction et mécanisme de répulsion.

- Le mécanisme d'attraction entre les charge de signes opposés, qui se trouvent sur le bas de l'antenne et sur le plan de masse tend à maintenir la concentration des charges sur la surface inférieure de l'antenne.
- Le mécanisme de répulsion entre les charges de même nature, qui se trouvent sur le bas de l'antenne, tend à pousser quelques charges des extrémités de l'antenne vers sa surface supérieure.

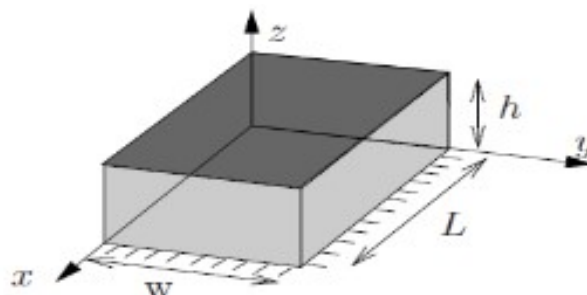


Figure I.10 modèle de la cavité.

I.9.2 Les méthodes numériques

I.9.2.1 Méthode des différences finies FDTD [24]

Les principaux avantages de cette méthode résident dans sa formulation relativement simple, la robustesse de l'algorithme qu'elle utilise et dans la possibilité d'effectuer sur une large bande de fréquence, les calculs s'effectuant directement dans de domaine temporel. La puissance de la méthode permet, en outre, la modélisation des sources d'excitation, la simulation d'espace libre, le traitement de problèmes géométriques liés aux structures (interface, fil mince ...) et l'utilisation de divers types de matériaux (dispersifs, anisotropes, ...). Ainsi, il est possible de simuler rigoureusement l'antenne et son environnement proche.

I.9.2.2 Méthode des moments

La méthode des moments est une technique numérique qui permet de résoudre efficacement le système d'équations intégrales en le transformant en un système matriciel. Elle est basée sur le critère de nullité d'une fonction constituée à partir d'une intégrale des résidus, générée par la différence entre la solution approximative (fonction d'essai) et la solution exacte, pondérée par des fonctions de poids (fonction de test). La fonction d'essai est exprimée sous forme de série de fonctions de base connues dont les coefficients de pondération sont déterminés en résolvant le algébriques en développant les vecteurs densités de courant sous la forme de fonctions de base .

La détermination de la solution se déduit des coefficients inconnus des fonctions de base. Les fonctions d'essai doivent converger vers la solution exacte lorsque les nombres N et M des fonctions de base tendent vers l'infini. Pour un nombre fini de fonctions de base, il en résulte une erreur résiduelle définie comme étant la différence entre la solution exacte et la fonction d'essai.

Le système d'équations linéaires de la méthode des moments correspond au cas où la fonctionnelle définie par l'erreur résiduelle est rendue orthogonale à l'espace des fonctions de test. Il en résulte que plus cette fonction est orthogonale à des fonctions de test plus on aura une meilleure approximation. Le cas particulier où les fonctions de base sont identiques aux fonctions de test correspond à la méthode de Galerkin.

Pour appliquer cette méthode aux structures, on utilise la procédure de résolution par la méthode des moments des fonctions de bases partielles. Autrement dit, chaque région de gravures et d'ouvertures est mailée en sous régions finies, lesquelles constituent les supports des fonctions de bases partielles. Ces fonctions de base sont nulles en dehors

de leurs sous régions. Le système d'équations linéaires à résoudre peut s'écrire pour tout type de maillage sous une forme matricielle.

I.9.2.3 Méthodes des éléments finis FEM

La méthode des éléments finis est une méthode mathématique qui permet la résolution d'équations différentielles. Avec des équations différentielles il est possible par exemple de décrire le comportement des structures. Ainsi, la résolution des équations de la théorie de l'élasticité permet d'obtenir le comportement de corps solide sous différents charges, c'est-à-dire de calculer les contraintes et déformations. Les équations de Laplace permettent de décrire les champs de températures. La résolution des équations de Navier-stokes nous donne le comportement des fluides et les équations de Maxwell sont une représentation mathématique des champs magnétiques [24].

La résolution des équations différentielles est possible analytiquement pour des géométries et des cas simples. En revanche, cela devient impossible pour des systèmes complexes, discontinus, que l'on rencontre dans la pratique. C'est pourquoi les formulations permettant une approximation numérique sont plus indiquées. Une méthode s'est montrée particulièrement efficace: la méthode des éléments finis (ou FEM de l'anglais Finite Element Method) [24].

I.9.2.4 Méthode de la matrice des lignes de transmission (TLM)

La TLM est un processus itératif temporel qui effectue une discrétisation spatiale et permet ainsi, de connaître l'évolution temporelle du champ électromagnétique en chaque point du maillage. Pour effectuer l'étude dans le domaine spectral, la transformée de Fourier rapide a été remplacée par une méthode d'analyse paramétrique reposant sur la méthode de Prony-Pisarenko (PPM) : l'usage conjugué des calculateurs parallèles et de la PPM, a apporté de très importantes améliorations permettant de déterminer dans un large domaine de fréquence et en un seul calcul (avantage du temporel) l'impédance d'entrée, les diagrammes de rayonnement et les caractéristiques de polarisation d'antennes imprimées [25].

I.9.2.5 La méthode d'intégration finie

La méthode des éléments finis s'applique aux dispositifs microondes de formes quelconques. Elle est basée sur la résolution des équations de Maxwell et sur la description géométrique de la structure sous forme d'un maillage. Elle consiste à diviser l'espace en petits éléments homogènes mais de taille pratiquement très variable, ce qui constitue l'un des points forts de cette méthode.

Cette méthode permet de calculer, en chaque point des éléments divisant l'espace, les champs électriques qui minimisent la fonction d'énergie, cette dernière s'écrit sous forme matricielle :

$$[J] = [Y] \cdot [E].$$

Où $[J]$ représentent les sources de courant et $[E]$ les champs électriques inconnus.

La matrice $[Y]$ qui décrit la géométrie et les contraintes de frontières, est généralement clairsemée car chaque élément n'interagit qu'avec ses voisins. Les autres grandeurs comme le champ magnétique et les courants induits sont calculés à partir des champs électriques.

L'avantage de la méthode des éléments finis est lié au fait que la forme tétraédrique et la variation des dimensions des cellules élémentaires caractérisant le volume discrétisé, donne au maillage une très grande souplesse. Cette méthode permet de simuler des structures géométriques complexes mais avec des gros moyens informatiques.

I.10 Avantages et inconvénients des antennes micro-rubans [26]

L'antenne micro-ruban présente de nombreux avantages par rapport aux antennes microondes classiques, on peut citer entre autres :

- Faible poids, encombrement réduit, faible profile et structure plane.
- S'adapte facilement aux surfaces planes et non planes.
- Facile à fabriquer en masse en utilisant les techniques des circuits imprimés dont le faible coût.
- Facile à intégrer avec les circuits MMICS sur un même substrat.
- Polarisation linéaire et circulaire possibles.
- Réseaux d'alimentation et d'adaptation fabriqués simultanément avec l'antenne.
- Antenne multi bandes multi polarisations possibles.

Toutefois, elle présente certains inconvénients limitant son efficacité à savoir :

- Faible gain.
- Supporte uniquement des faibles puissances.
- Faible efficacité de rayonnements.
- Faible pureté de polarisation.

Pour y remédier à ces inconvénients plusieurs travaux de recherches ont été menés et ont abouti à des progrès considérables améliorant les performances de ces antennes.

I.11 Applications des antennes micro-rubans

Pour de nombreuses applications, les avantages des résonateurs microrubans l'emportent largement face à leurs limitations. Cette technologie du résonateurs s'est trouvée fortement répandue dans les systèmes militaires de haute technologie, tels que : missiles, roquettes, fusées, avions et stellites...etc.

Cependant, les résonateurs microrubans sont aujourd'hui de plus en plus répandus dans le secteur commercial en raison de la déduction des coûts en matière de substrat diélectrique et de maturité de technologie de résonateurs imprimés. En effet, dans les satellites de communication, des polarisations circulaires sont requises et peuvent être réalisées à partir de plaque rayonnante de forme carrée ou bien circulaire en utilise 1 à 2 points d'alimentation. Les systèmes mobiles qui utilisent ces résonateurs sont les véhicules, mais aussi les équipements de petite taille, tels que les téléphones portables, radars...etc.

On retrouve principalement ces résonateurs dans les systèmes de haute technologie suivants [26] :

- Les résonateurs spatiaux et radar embarqué.
- La liaison avec des mobiles (avions, fusée, missiles, navires, véhicules routiers...).
- Les systèmes portables de radiolocalisation par satellite (GPS).
- Les résonateurs pour la téléphonie mobile (stations de base).
- Les badges et étiquettes électroniques.
- Les applicateurs biomédicaux (hyperthermie) et capteurs pour contrôle non destructif.

I.12 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons montré le rôle et l'évolution technologique des antennes micron-rubans, une description générale, leurs caractéristiques et fonctionnement. Nous avons aussi présenté les avantages, les inconvénients et leurs applications, ainsi que les différentes méthodes d'analyse utilisées dans l'analyse et la synthèse des antennes



Chapitre II :
Structure d'antenne à EBG

II.1 Introduction

Les matériaux à Bande Interdite Électromagnétique (BIE-Electromagnetic Band Gap), sont des arrangements périodiques de structures diélectriques ou métalliques, ayant la propriété d'interdire la propagation des ondes électromagnétiques quelle que soit leur direction de propagation [27].

Dans ce chapitre, nous rappellerons les propriétés générales des matériaux BIE par un bref historique et quelques définitions et présenterons le principe de fonctionnement de l'antenne à résonateur BIE. Nous concluons cette présentation par les différentes évolutions apportées sur ce système et par citer les avantages et les inconvénients de celui-ci.

II.2 Historique

En 1887 Lord Rayleigh était le premier qui a montré qu'on pouvait produire un gap ou bande interdite. Il y prévint la possibilité de produire des structures à deux ou trois dimensions qui posséderaient des bandes interdites [28].

Dès 1915, le célèbre physicien anglais William Laurence Bragg réalisait le tout premier matériau à bande interdite photonique en se basant sur la réflexion d'ondes électromagnétiques. En empilant successivement des couches transparentes de matériaux d'indices de réfraction différents, il réussit à créer un miroir presque parfait permettant de renvoyer 99.5% de l'énergie incidente (Figure II.1). Ce rendement est obtenu quand la longueur d'onde et l'angle d'incidence du rayonnement sont accordés avec l'épaisseur des strates constituant le matériau BIE. La réflexion est optimale quand les couches sont distantes de $\lambda/4$.

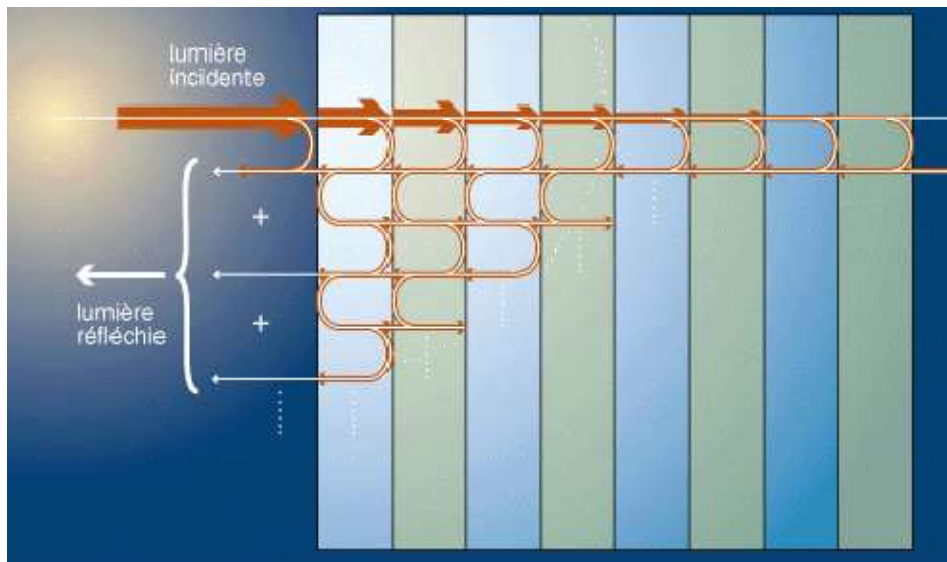


Figure II.1 Principe du miroir de Bragg [28].

En 1987, Eli Yablonovitch généralise cet assemblage périodique unidimensionnel à des structures à deux ou trois dimensions. Il réussit aussi à faire le rapprochement entre les propriétés des cristaux solides et des cristaux photoniques, issus respectivement de l'équation de Schrödinger et des équations de Maxwell [29].

Ces structures possédaient une bande interdite unidimensionnelle, et avaient une grande réflectivité. Aujourd'hui ces structures ont de nombreuses applications, aussi bien pour des surfaces réfléchissantes, pour l'amélioration de rendement des LEDs, ou pour leurs propriétés de très grande réflectivité dans les cavités optiques de certains lasers (ex: VCSEL). Une étude théorique détaillée de structures optiques unidimensionnelles a été réalisée par V.P. Bykov en 1972, qui a été le premier à examiner l'effet de bandes interdites sur l'émission spontanée provenant d'atomes et de molécules intégrées à la structure [30].

Cela ouvrit la voie à la fabrication de cristaux photoniques par les méthodes utilisées dans le secteur des semi-conducteurs.

Aujourd'hui, ces techniques permettent d'utiliser des cristaux photoniques en plaques (en anglais photonic Crystal slabs), qui consistent en des cristaux photoniques bidimensionnels gravés dans des plaques de semi-conducteurs. La réflexion totale interne enferme la lumière dans la plaque et permet d'exploiter les propriétés du cristal.

Actuellement, beaucoup de recherches se font sur ces plaques de cristaux photoniques dans le but de pouvoir les utiliser dans des circuits intégrés, et ainsi améliorer le traitement du signal optique à la fois dans et entre les puces. Alors que les

précédentes techniques doivent encore se développer pour avoir des applications commerciales, les cristaux photoniques bidimensionnels sont déjà utilisés sous la forme de fibres optiques à cristaux photoniques. Ces fibres ont été développées initialement par Philip Russel en 1998, et sont conçues pour améliorer les propriétés des fibres optiques ordinaires.

L'étude de cristaux photoniques tridimensionnels progresse plus doucement à cause de la difficulté de fabrication. Il n'y a pas de technique utilisée dans les semi-conducteurs qui serait applicable pour leur élaboration. Toutefois, des essais ont été effectués pour adapter les mêmes techniques et certains ont été concluants. Par exemple, une structure en «pile de bois» a été réalisée avec une technique de couche-par-couche [31].

II.3 Définition et propriétés

II.3.1 Description des matériaux BIE diélectrique :

Pour les matériaux semi-conducteurs, l'objectif était de contrôler les propriétés électriques des matériaux. Avec les matériaux BIE, nous souhaitons obtenir un contrôle de leurs propriétés électromagnétiques [32].

Les matériaux à bande interdite électromagnétique, communément appelés BIE, sont des structures périodiques de deux ou plusieurs matériaux diélectriques ou métalliques. Les périodicités proposées par ces matériaux peuvent exister dans une, deux ou bien dans les trois directions de l'espace [32].

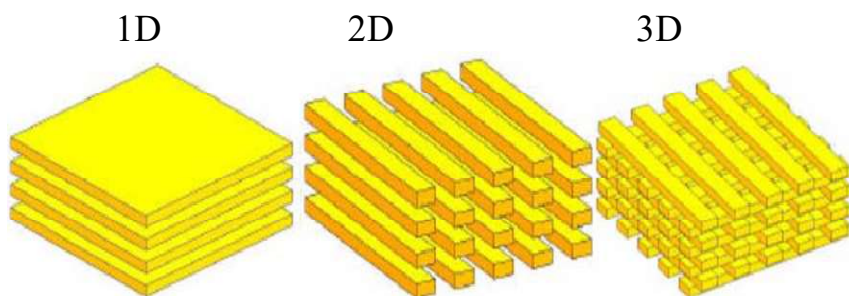


Figure II.2 Matériaux BIE périodiques [32].

Puisque l'indice des ondes est un facteur limitant les performances de ces structures, les chercheurs travaillent dans les domaines utilisant ces matériaux. Ils ont tenté de

développer des structures BIE isotropes qui gardent leurs propriétés quel que soit l'angle d'incidence des ondes [32].

II.3.1.1 Réseaux unidimensionnels [32]

Les structures 1D sont les plus anciennes bien qu'elles soient depuis peu intégrées aux structures BIE. En effet, elles ont été déjà longtemps étudiées et utilisées comme miroirs diélectriques ou filtres optiques.

Elles consistent à empiler plusieurs couches de matériaux avec des permittivités différentes (principe du miroir de Bragg). Les bandes interdites sont d'autant plus grandes que le contraste d'indice est élevé pour des épaisseurs de structures égales au quart de la longueur d'onde guidée (Figure II-3).

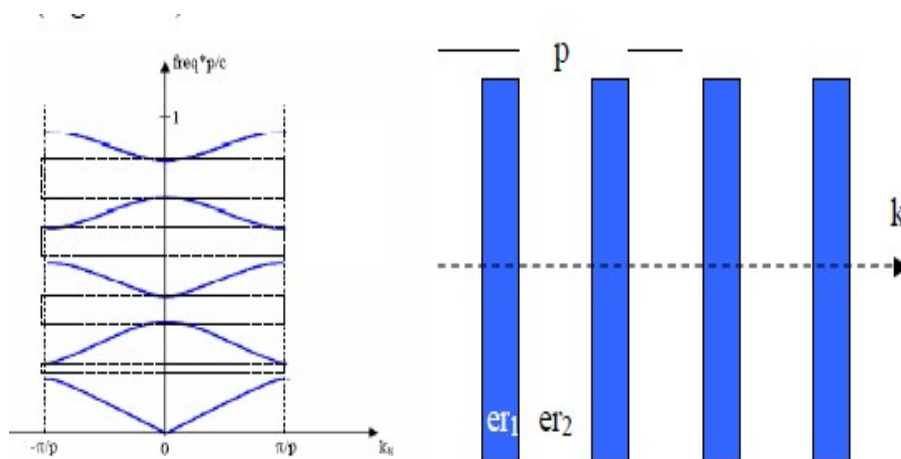


Figure II.3 Structure 1D et son diagramme de dispersion [32]

Lors des réalisations, la conception de ce type de réseau est plus simple. Mais les bandes interdites ainsi créées sont sensibles à l'angle d'incidence de l'onde. Pour obtenir un contrôle de la bande interdite quel que soit l'angle d'incidence, il faut étendre la périodicité à 2 voire 3 dimensions.

II.3.1.2 Réseaux bidimensionnels :

C'est un alignement de tiges réparties sur un réseau dont la cellule élémentaire est de forme carrée, rectangulaire, triangulaire ou hexagonale. Ces structures peuvent être soit diélectriques soit métalliques [33]

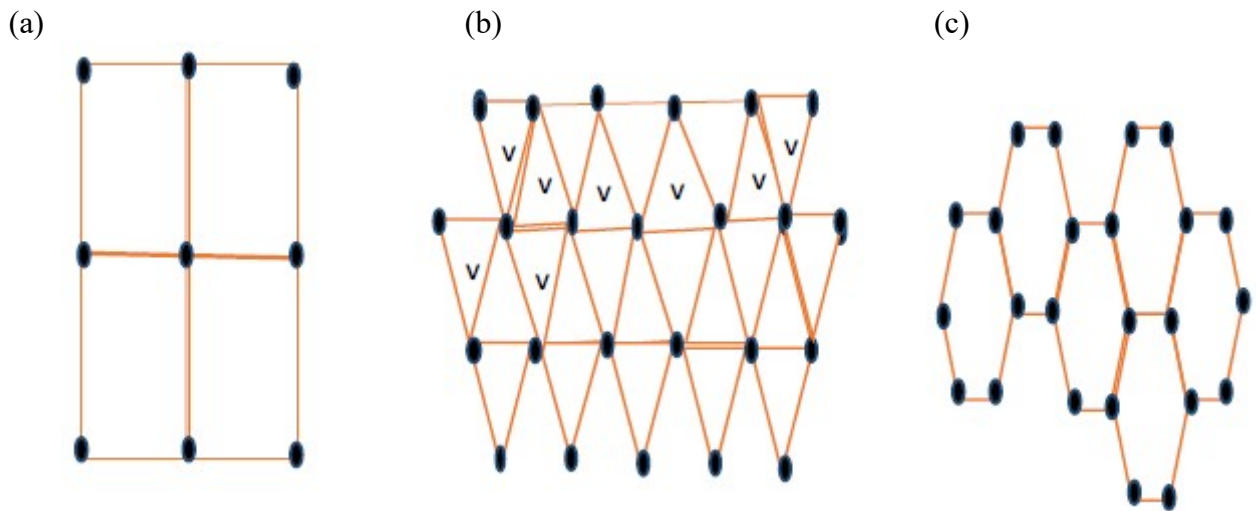


Figure II.4 Structure 2D :a) Structure carrée, b) triangulaire et c) hexagonale [33].

II.3.1.3 Réseaux tridimensionnels

C'est un enchevêtrement de tiges (structure « tas de bois ») ou un agencement particulier de sphères ou de cubes répartis périodiquement au sein de l'espace cristallin (cubique, cubique centré, cubique face centrée). Cette forme est plus représentative des matériaux diélectriques. Pour les matériaux métalliques, il s'agit d'un entrecroisement des tiges qui forment une grille ou autrement Frequency Selective Surface (FSS) [34]

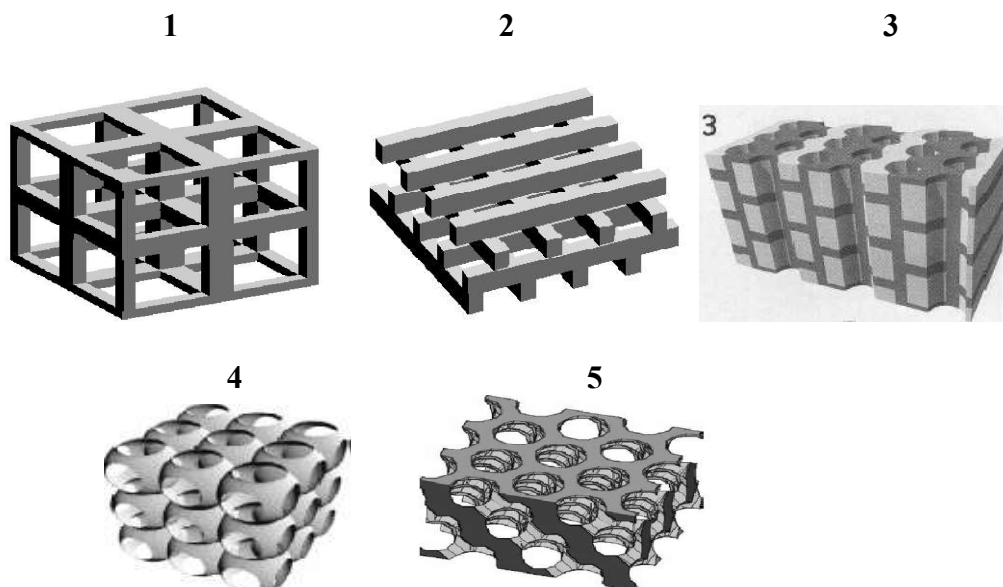


Figure II.5 Différentes structures 3D comme la structure cubique (1), le tas de bois (2), la structure multicouches (3), les opales ou opales inversées (4) et la Yablonovite (5) [32]

En réalité, peu de structures 3D possèdent une bande interdite complète. Ho, Chan et Soukoulis ont été les premiers à montrer théoriquement la présence d'une bande interdite complète dans une structure à symétrie Cubique à Face Centrée (CFC) ou communément appelée structure diamant [35].

Les deux types de structures BIE 3D réalisées dans le domaine des micro-ondes pour des raisons évidentes de contraintes technologiques plus faibles que dans le domaine de l'optique sont la Yablonovite (un diélectrique percé de trous d'air) et la structure tas de bois.

Cette dernière est un empilement de tiges diélectriques rectangulaires ou circulaires. Les deux niveaux consécutifs sont perpendiculaires et les deux plans consécutifs de tiges parallèles sont décalés d'une demi-période. Quelques structures de type tas de bois ont été réalisées dans le domaine des micro-ondes soit avec des tiges d'aluminium, soit avec du silicium grâce à l'empilement des grilles gravées les unes sur les autres avec un pivotement de 90° à chaque étage et en respectant l'alignement de l'ensemble [36].

Auguste Bravais a établi un classement des différentes familles de cristaux. Il a montré qu'ils peuvent se répartir en 7 types de mailles (7 systèmes cristallins) et 14 types de réseaux.

Ceux-ci sont à la base des structures périodiques tridimensionnelles [32].

II.3.2 Description des structures BIE métalliques

La conception des matériaux métalliques reste analogue à celle des diélectriques, seul l'agencement des cellules élémentaires diffère. En effet, les matériaux BIE métalliques ne peuvent pas être de dimension 1D. Dans ce cas, le coefficient de réflexion serait égal à 1 avec une phase de 180° . Seuls les matériaux 2D et 3D, respectivement des réseaux de lames et des grilles, peuvent exister. Pour les structures 2D, en fonction de leur polarisation, les structures ne seront pas agencées de la même manière. En effet, pour ce matériau anisotrope, la polarisation TM (le champ E parallèle aux barreaux) sera le dual de la polarisation TE (champ E perpendiculaire aux barreaux) (Figure II-6) [34].

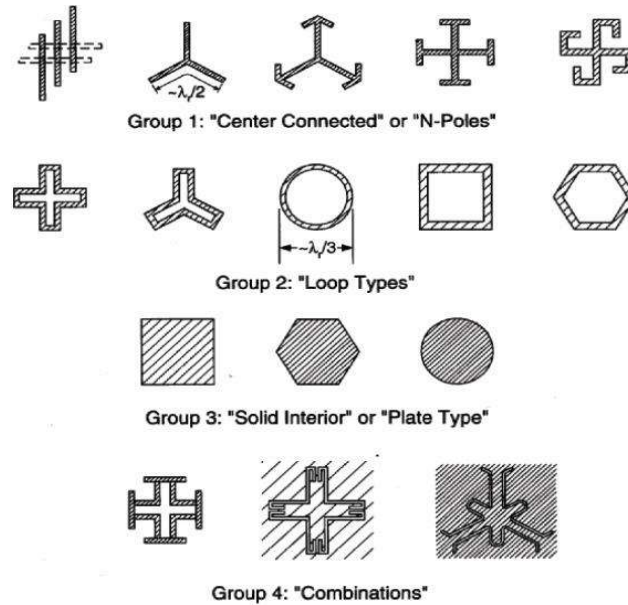


Figure II.6 Matériaux BIE métalliques [32].

II.4 Comportements électromagnétiques

Pour étudier les propriétés électromagnétiques des structures périodiques et leurs comportements fréquentiels, le matériau doit être éclairé avec une onde plane en incidence normale et déduire les coefficients de réflexion et de transmission. Cette étude peut être réalisée soit par la méthode numérique FDTD, soit par la méthode des impédances ramenées [32].

II.4.1 Structures diélectriques

La caractéristique principale de ces structures est leur aptitude à fonctionner comme un miroir. Elles permettent de réfléchir partiellement ou quasi totalement les ondes électromagnétiques dans une certaine bande de fréquences et cela pour des incidences particulières selon les types de matériaux utilisés. La Figure II.7 montre le module du coefficient de transmission $|S_{21}|$ et le module du coefficient de réflexion d'une structure 1D sans défaut soumise à une onde électromagnétique d'incidence normale [32].

Ces structures réfléchissent les ondes grâce à un phénomène d'interférence constructive entre les différentes couches composant le matériau. L'onde incidente est partiellement réfléchiée à chaque interface entre deux couches. Du fait de la stratification

périodique, les ondes ainsi réfléchies présentent un déphasage bien défini les uns par rapport aux autres. Elles interfèrent donc de manière constructive ou destructive selon la valeur du déphasage qui dépend entre autre de la longueur d'onde et de l'angle d'incidence [34].

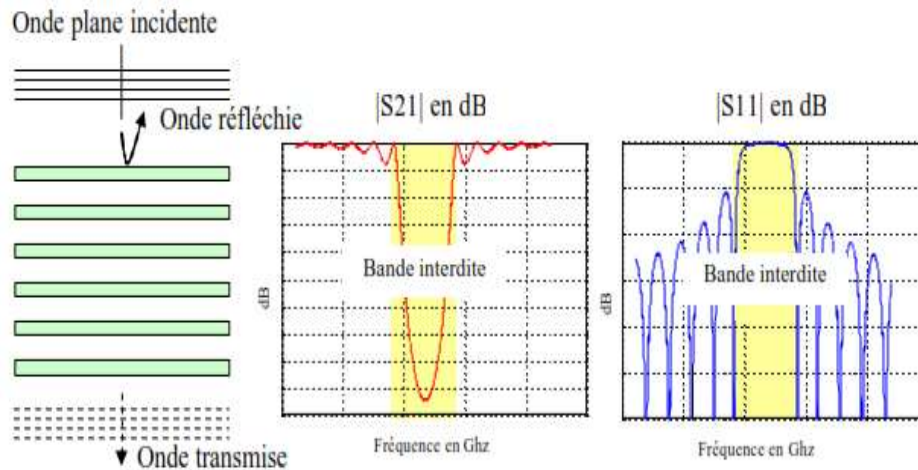


Figure II.7 Propagation à travers une structure BIE 1D [32]

II.4.2 Structures métalliques

Les matériaux métalliques périodiques peuvent se présenter sous la forme de tiges ou de grilles possédant un ou plusieurs axes de périodicité.

Toutes les grilles possèdent une bande interdite basse fréquence dans laquelle elles se comportent comme de parfaits miroirs. En effet, aux fréquences basses, l'impédance dérivée représentant la grille métallique est plus forte que l'impédance caractéristique de la ligne de transmission représentant le vide. Donc lorsque Z_C tend vers 0, le module du coefficient de réflexion tend vers 1. Ce comportement présente une nouveauté par rapport aux réseaux périodiques BIE diélectriques. En effet, ils possèdent une bande permise basse fréquence jusqu'à leur première bande interdite fixée par leur périodicité et leur permittivité [34].

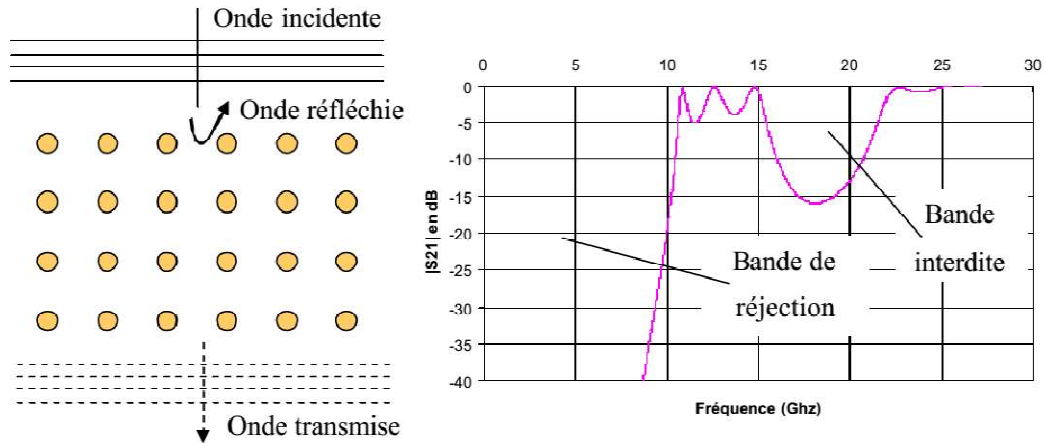


Figure II.8 Coefficient de transmission d'une structure BIEM [32].

Lorsque le pas du réseau métallique diminue, cela permet de causer la réflexion basse fréquence. Si les tiges sont très espacées, le réseau de grilles équivaut à une surface métallique seulement pour les très grandes longueurs d'ondes. La bande de réjection dépend de la périodicité des éléments métalliques [34].

II.5 Caractéristiques et performances de l'antenne à résonateur BIE

Les antennes à Bande Interdite Electromagnétique (BIE) sont des structures à fort gain présentant une meilleure compacité comparées aux réseaux d'antennes ou aux antennes lentille [37].

II.5.1 Adaptation de l'antenne

L'adaptation d'une antenne quelconque est un des objectifs incontournables et primordiaux lors de la réalisation d'une antenne [38].

II.5.2 Diagrammes de rayonnement et gain

Le diagramme de rayonnement doit présenter un seul lobe principal à la verticale du plan de masse. En effet, la direction de l'énergie émise par le système d'alimentation doit correspondre avec la direction de propagation autorisée par le matériau BIE. Dans ce cas, le dispositif complet aura un fonctionnement optimal. De plus, cette énergie ne doit pas être rayonnée hors du BIE. Il est donc primordial d'utiliser des sources ayant un

rayonnement de type antenne plaquée avec un niveau faible des lobes secondaires pour favoriser la direction dans l'axe [38] Figure (II.9).

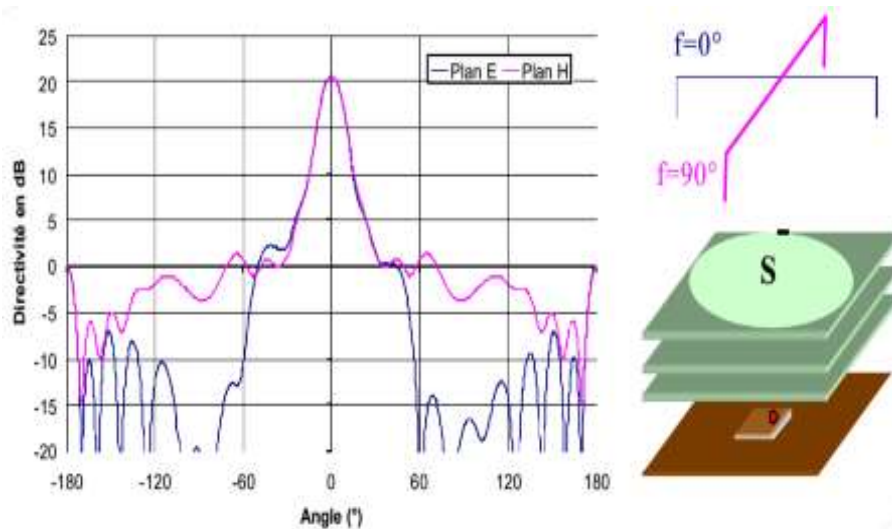


Figure II.9 Diagramme de rayonnement et directivité d'une antenne à résonateur BIE [38].

II.6 Notions de défaut dans les structures périodiques

Les propriétés des structures BIE deviennent particulièrement intéressantes lorsque l'on introduit un ou plusieurs défauts dans la structure [32].

II.6.1 Introduction d'un défaut dans les structures BIE

II.6.1.1 Les façons de générer un défaut

La création de défaut dans ces structures est engendrée par la rupture de la périodicité d'éléments périodiques. Cette rupture va créer l'ouverture d'une bande de fréquence autorisée à l'intérieur de la bande interdite. La position et la largeur de la bande passante sont gérées par les caractéristiques du défaut Figure (I.10) [32].

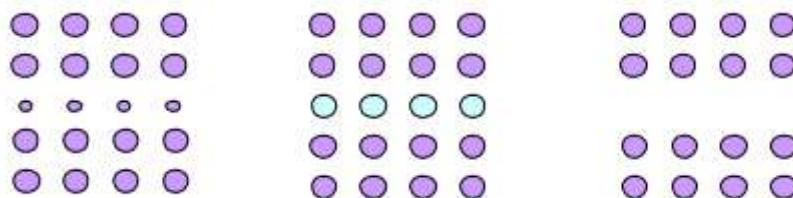


Figure II.10 Différents types de défauts basés sur la rupture de la périodicité du motif élémentaire [32].

Dans des structures 1D, le défaut ne peut être envisagé que dans la direction de périodicité. En revanche pour les structures 3D, nous pouvons créer des défauts dans une, deux ou trois directions (sous la forme de micro cavité) Figure (II-10).

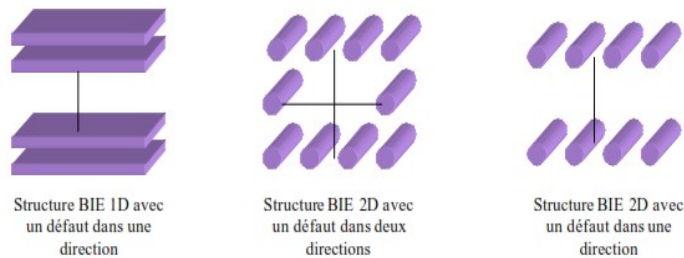


Figure II.11 Exemple de dimension du défaut [32]

Afin d'élargir le spectre des possibilités offert par les structures BIE, nous allons présenter dans ce paragraphe les effets provoqués par l'insertion d'un défaut à l'intérieur de la structure en rompant la périodicité de la structure. Le type de défaut présenté ici correspond à un défaut basé sur la rupture de la périodicité dans une direction [32].

II.7 Méthodes numériques pour l'analyse des réseaux BIE

Nous pouvons citer six méthodes numériques couramment utilisées pour les analyses des structures BIE :

- (1) Méthode des ondes planes
- (2) Méthode FDTD
- (3) Méthode des éléments finis
- (4) Méthode de matrice de transfert
- (5) Méthode de la matrice de répartition (Scattering Matrix Method SMM)
- (6) Méthode de réseaux de diffraction. [39].

II.8 Applications et utilisations des structures BIE à défaut

Dans le domaine de l'optique, de nombreuses applications ont été développées puis ce fut dans celui des fréquences centimétriques et millimétriques. Les réalisations sont en effet plus simples compte tenu des dimensions à ces fréquences.

Quelle que soit la structure électromagnétique étudiée, les variations des champs dépendent des motifs choisis. On peut classer les structures qui utilisent les structures BIE en deux familles :

- ✓ Celles qui utilisent la périodicité des motifs :
 - Les antennes: les champs électromagnétiques ne sont plus piégés dans le plan de masse arrière, nous obtenons ainsi moins de lobes secondaires.
 - Les filtres: la défection dans le plan de masse d'une ligne permet d'éliminer les ondes de surface en introduisant une importante impédance de surface.
Plus le nombre de motifs est grand, plus la bande rejetée est profonde et large.
 - Les structures cristallines artificielles: le but est d'empêcher la propagation de l'onde quel que soit l'angle d'incidence de l'onde excitatrice.
- ✓ Celles qui utilisent la périodicité des motifs et des ruptures de périodicité :
 - Les filtres très sélectifs: la rupture de la périodicité permet la transmission de l'onde dans la bande interdite à une fréquence précise, fonction de cette rupture.
 - Les guides: un « couloir » est créé au milieu du réseau périodique, l'onde le suit comme dans le cas d'un guide.
 - Les coupleurs: en ajoutant à deux guides parallèles une jonction commune, associée à des éléments actifs, nous pouvons orienter l'onde dans les guides voulus.
 - Les antennes: les champs électromagnétiques sont piégés dans le défaut, nous obtenons ainsi une antenne résonante et directive.

Naturellement, cette liste n'est pas exhaustive. L'apparition d'éléments actifs dans les structures à bande interdite permet de nombreuses modifications et de multiples utilisations d'une même structure. Toutefois, une des voies les plus prometteuses concerne le domaine des antennes.

Un certain nombre de travaux ont été réalisés dans le but de prouver l'intérêt de disposer d'un substrat BIE. Il a été montré que le fait de disposer d'un substrat BIE métallique planaire au-dessous d'un monopole améliorerait les performances du dispositif.

La présence d'un substrat BIE diélectrique sous une antenne patch a pour principale conséquence de réduire les effets d'onde de surface ainsi que le niveau des lobes secondaires.

Les matériaux BIE sont également intéressants pour la discrétion. Il est possible de réduire la Surface Equivalente Radar (SER) d'un aérien en couplant ce dernier avec un

BIE métallique possédant des caractéristiques de transparence durant le temps d'émission ou de réception et des caractéristiques d'opacité pendant le reste du temps.

Après avoir recherché la meilleure application de ces matériaux périodiques, l'antenne à résonateur à bande interdite électromagnétique 1D a émergé en créant un défaut à l'intérieur même de la structure et en l'utilisant sous la forme d'un radôme selon les premières interprétations. Par la suite, différentes applications ont vu le jour comme par exemple [40] :

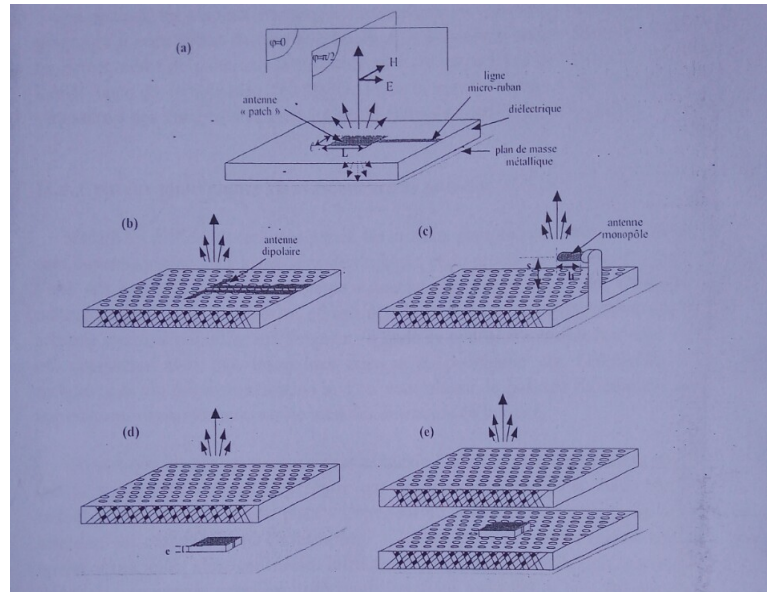
- l'optimisation d'un réflecteur spatial à couverture cellulaire.
- une antenne bi-bande.
- des antennes possédant un fort gain (autour de 30 dB) à 14 GHz et à 40 GHz.
- une antenne BIE coaxiale omnidirectionnelle en azimut.
- une antenne bidirectionnelle.

II.9 Les applications des cristaux photoniques dans les antennes:

II.9.1 Antenne à cristal photonique

Il existe une grande variété d'antenne selon les domaines d'application et les performances visées. Parmi les formes de base, on distingue les monopôles, les dipôles, les antennes à plaque métallique (en anglais, patch antennas) que l'on associe souvent en réseaux.

Une antenne peut aussi être alimentée par des plusieurs façons, soit simplement par un câble coaxial, soit plus couramment par des lignes coplanaire ou des lignes micro-ruban qui constituent elles-mêmes les deux principaux types de connexions des circuits micro-onde.



- (a) Antenne à plaque métallique seule, définition des plans E et H.
 (b) Antenne dipolaire sur substrat à CP en géométrie coplanaire.
 (c) Antenne monopôle avec miroir à CP
 (d) Antenne à plaque métallique avec radôme à CP, celui-ci étant ici
 Parallèle à l'antenne.
 (e) Antenne à plaque métallique avec substrat et radôme à CP.

Figure II. 12 : représentation schématiques d'antenne et de leur association à des cristaux photonique

C'est d'abord avec le constat qu'une fraction importante du rayonnement des antennes pouvait être perdue dans les substrats diélectriques de permittivité supérieure à celle de l'air, qu'est apparu l'intérêt potentiel des cristaux photoniques. L'idée simple s'est imposée que l'on pouvait remplacer le substrat par un matériau à bande interdite photonique de sorte que le rayonnement soit totalement inhibé sous le plan de l'antenne, Figure II.12b [41], [42].

II.9.1.1 Les substrats d'antenne à cristal photonique :

Deux principaux types de substrat à cristal photonique, par ordre chronologique, il s'agit :

- i) Des substrats entièrement diélectriques.
- ii) Des surfaces à haute impédance, à base de structure métallo-diélectriques.

Substrats à cristal photonique diélectrique

Les premières expériences visant à exploiter les cristaux photoniques diélectriques comme substrat d'antenne ont été menées par E. R. Brown et al. [41]

La configuration est schématiquement représentée sur la Figure II.12b dans le cas d'une antenne et d'un cristal 3D de type yablonovite. A la différence des substrats conventionnels (Figure II.12a), il est évident que le champ électromagnétique rayonné par l'antenne ne peut se propager dans le substrat à cristal photonique si la fréquence émise se trouve dans la bande interdite omnidirectionnelle. Notons que le rayonnement d'une antenne se mesure typiquement dans deux plans principaux perpendiculaires l'un à l'autre (Figure II.12a), le plan E et le plan H, qui sont respectivement parallèles au champ électrique et au champ magnétique rayonnés par l'antenne à l'infini. Outre sa fréquence, plusieurs caractéristiques peuvent être recherchées pour une antenne rayonnante, notamment son rendement, sa directivité et une polarisation préférentielle de son émission. Si le fait de limiter la déperdition d'énergie au sein même du substrat semblait prometteur dans les premières expériences d'E. R. Brown et al, les modes de surface restaient une autre source de pertes pour l'antenne, leur présence se traduisant par des lobes parasites dans le diagramme de rayonnement mesuré à grande distances [43].

Substrats utilisant des surfaces à haute impédance

Les surfaces à haute impédance sont apparues comme les structures photoniques les mieux adaptées aux substrats d'antennes en termes de compacité tout en permettant d'exploiter les propriétés de bandes interdites photonique [44], [45].

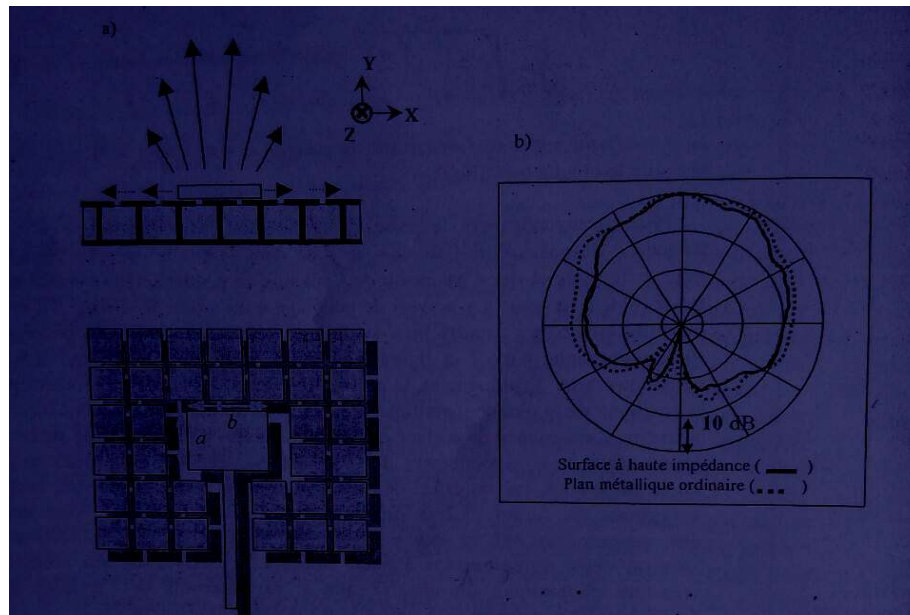


Figure II.13 (a) vue en coupe (en haut) et vue de dessus (en bas) d'une antenne à plaque sur une surface à haute impédance. L'émission principale de l'antenne (flèches quasi verticales) est accrue tandis que les ondes de surface (flèches horizontales) sont supprimées. (b) diagrammes de rayonnement mesurés pour une antenne placée, soit, sur un substrat ordinaire, soit, sur substrat à haute impédance. La mesure est effectuée dans le plan E. l'amplitude est normalisée pour les deux diagrammes, ce qui permet de révéler la diminution du rayonnement à l'horizontale [46].

L'antenne plaque est, dans le cas présent, alimentée par une ligne micro-ruban dont l'impédance caractéristique est 50Ω . La fréquence d'émission l'antenne n'est autre que la fréquence de résonance de la cavité délimitée latéralement par la plaque et située entre la plaque elle-même et le plan de masse.

Pour un mode $TM_{m,n}$, où les indices m, n et 0 correspondent respectivement aux axes de propagation Ox, Oy, Oz , le champ magnétique transverse est essentiellement dans les plans du substrat et la cavité est bordée de murs magnétiques verticaux et de murs électriques horizontaux, ces derniers étant constitués par les plans métalliques [45].

II.9.1.2 Les miroirs d'antenne à cristal photonique

Comme dans le cas des études de substrat d'antenne, les premières études de miroirs à cristal photonique aux antennes ont été menées en considérant des structures volumiques à base de cristaux 2D ou 3D (Figure II.12c). [47], [48], [49].

L'un des principaux cas d'intérêt est celui où la réflexion spéculaire est le seul ordre de diffraction possible du réseau photonique. Les conditions de phase à la réflexion du

cristal photonique différent fortement de celles d'un plan métallique standard et les ondes réfléchies peuvent se combiner avec les ondes émises directement par l'antenne de telle sorte que le rayonnement en champ lointain soit à la fois plus intense et plus directif. Plus précisément, la conformation du rayonnement de l'antenne résulte de la forte dépendance angulaire du coefficient de réflexion; le cristal peut, par exemple, présenter une bande interdite pour certains angles d'incidence et pas pour d'autres.

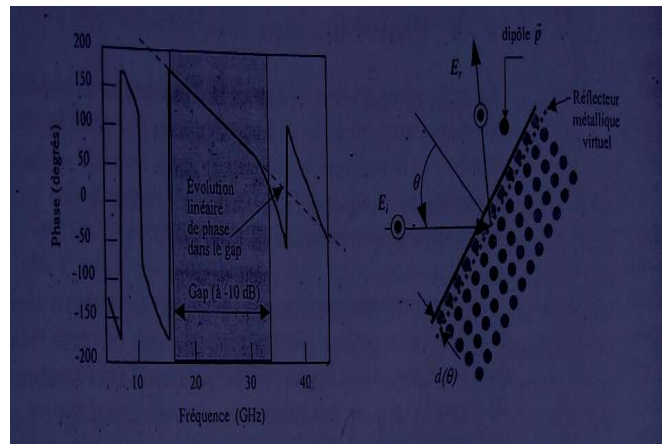


Figure II.14 A gauche : évolution en fréquence de la phase du coefficient de réflexion d'un cristal photonique constitué d'un réseau carré de tiges diélectriques ($\epsilon = 4.2$) de 2 mm de rayon, la période étant de 9 mm [47]. L'angle d'incidence est supposé nul. **A droite** : réflecteur métallique équivalent au cristal photonique pour un angle d'incidence θ

Au sein d'une bande interdite, la phase du coefficient de réflexion d'un cristal photonique suit, en première approximation, une évolution linéaire en fonction de la fréquence f . Une illustration est donnée sur la Figure II.14 (à gauche) dans le cas d'un cristal 2D de tiges diélectrique dans l'air. L'évolution linéaire se vérifie bien quel que soit l'angle d'incidence θ [47].

II.9.1.3 Radômes ou superstrats d'antenne à cristal photonique

La configuration schématique d'une antenne avec radôme (ou superstrat) photonique est représentée sur la Figure II.12d. De manière générale, un radôme est utilisé pour contrôler l'émission d'une antenne et/ou la protéger d'une détection extérieure. Il peut la recouvrir partiellement ou en totalité avec une inclinaison qui peut être variable par rapport au plan de l'antenne. Dans le cas de la Figure II.12d, le radôme photonique recouvre totalement l'antenne et est utilisé en mode d'émission.

La possibilité d'un fonctionnement alterné en mode d'émission ou en mode de «discrétion» grâce à des cristaux photoniques «contrôlables», souvent incliné par rapport au plan de l'antenne, assure alors le filtrage angulaire en émission et réception dans certaines directions de propagation hors axe [50].

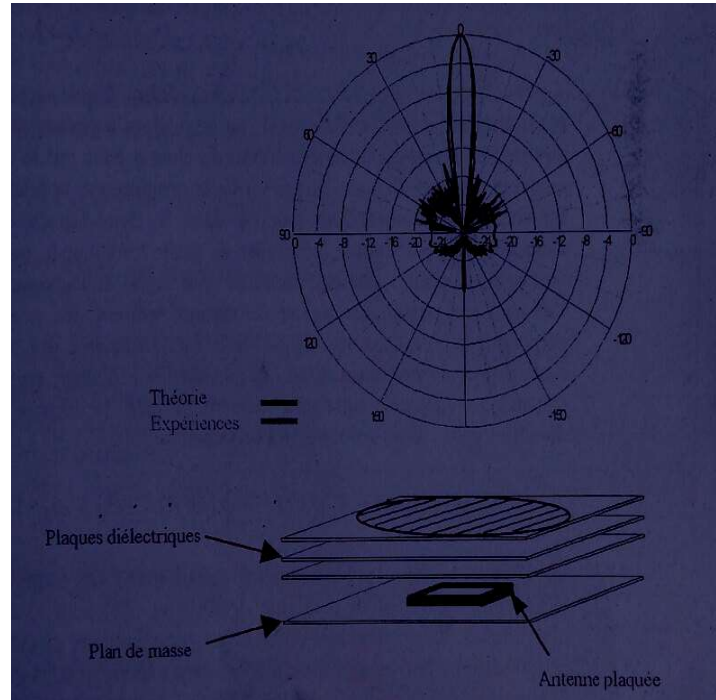


Figure I.15 En bas, antenne plaquée munie d'un radôme à cristal photonique 1D [50]. En haut, diagramme de rayonnement de l'antenne dans le plan E. Mesures (traits noirs) et simulation numériques à partir de la méthode FDTD (traits gris foncé).

Un diagramme quasi identique a été obtenu dans le plan H avec le même accord entre théorie et expérience [50].

Parallèlement, une étude théorique menée dans le cas d'une antenne dipolaire placée entre un radôme et un substrat photonique 1D (Figure II.12e) a conduit aux mêmes effets d'amélioration du gain et de la directivité de l'antenne [51].

En fait, l'affinement angulaire de l'émission peut très bien s'interpréter comme un effet de cavité planaire, même si la cavité est ici un peu particulière. La surface effective de l'émission, comme l'ouverture numérique, est liée au facteur de qualité de la cavité.

II.10 Conclusion

Ce chapitre rappelle brièvement l'état de l'art sur les matériaux périodiques BIE aussi bien leur histoire que leurs propriétés. Ces dernières intéressent de nombreux chercheurs qui continuent de démontrer l'intérêt d'utiliser ces matériaux soit pour remplacer des systèmes déjà existants mais plus contraignants, soit pour apporter une innovation toute particulière dans un domaine précis.

L'étude de ces matériaux reste un sujet très riche, tout comme le choix de leurs applications. Pour comprendre leur fonctionnement, elles requièrent de nombreuses notions.



***Chapitre III : Résultats et
Discussions***

III.1 Introduction

Dans ce chapitre on va présenter la structure, d'antenne microruban, de base qu'on a utilisé pour arriver à la structure finale optimisée à base d'EBG. On montrera aussi l'étude paramétrique et les différents résultats de simulation obtenus par HFSS. Enfin on démontrera par des résultats de simulation l'amélioration des performances de l'antenne microstrip en utilisant un substrat à BIE.

III.2 Structure de base

La première antenne étudiée est une antenne patch rectangulaire, alimentée et adaptée par un câble coaxial comme montrée à la Figure III.1. La structure de base que nous avons désignée est composée d'un plan de masse au-dessus duquel est déposé un substrat Rogers RT/duroid de perméabilité $\epsilon_r = 2.2$, et dont le patch est imprimé au-dessus du substrat. L'antenne patch est excitée par un câble coaxial en dessous de l'antenne patch. Cette conception opérant à une fréquence de résonance de 2,36 GHz a été modélisée et simulée à travers le logiciel HFSS.

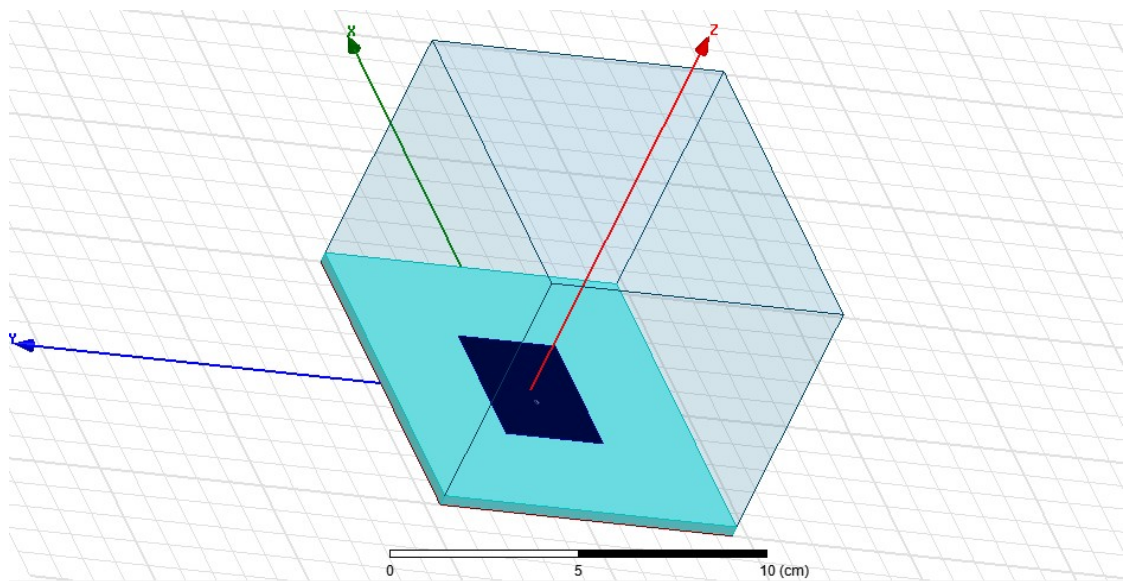


Figure III. 1 L'antenne patch de base.

La Figure III.2 montre la structure de câble coaxial utilisé pour l'alimentation de l'antenne. Notons que l'alimentation de cette structure a été excitée par technique appelée 'wave port' dans HFSS. Cette dernière représente la surface par laquelle un signal entre ou sort de la géométrie. Une fois la structure a été créée, les conditions aux limites de la structure doivent être assignées. Tous les conducteurs sont considérés

comme des conducteurs parfaitement électriques. Notez qu'un boîtier d'air est utilisé pour définir l'espace autour de l'antenne dont lequel le rayonnement se produit.

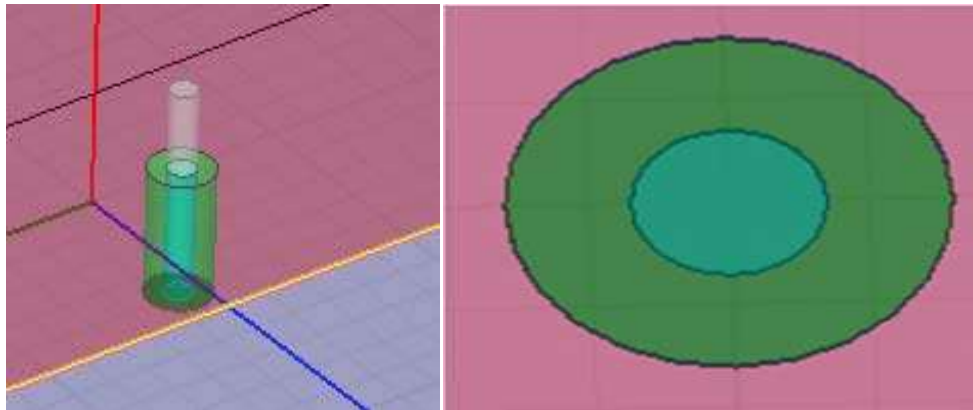


Figure III. 2 Câble coaxial conçu par HFSS.

Les différentes dimensions et les spécifications de conception de cette antenne patch conventionnelle sont montrées dans le Tableau III.1.

Tableau III.1 Dimensions de l'antenne patch conventionnelle.

	<i>Sub1</i>	<i>INF_GND</i>	<i>PATCH:-</i> [FIG 2]	<i>COAX:-</i> [FIG 3]	<i>COAX</i> <i>PIN :-</i> [FIG 3]	<i>PORT</i> <i>1:-</i> [FIG 4]	<i>PROBE:-</i> [FIG 5]
Position	X: -lg/2=-5, Y: -wg/2=-4.5, Z: 0.0 Size: dX: lg=10, dY: wg=9, dZ: h=0.32	X: -lg/2=-5, Y: -wg/2=-4.5, Z: 0 Size: dX: lg=10, dY: wg=9, dZ: 0	X: -DX/2=-2, Y: -DY/2=-1.5, Z: 0.32"	X: -0.5, Y: -0.0, Z: 0.0	X: -0.5, Y: -0.0, Z: 0.0	X: -0.5, Y: 0.5, -0.0, Z: -0.5	X: -0.5, Y: 0.0, Z: 0.0
RADIUS				DX: 0.16, DY: 0.0, DZ: 0.0	DX: 0.07, DY: 0.0, DZ: 0.0	DX: 0.16, DY: 0.0, DZ: 0.0	DX: 0.07, DY: 0.0, DZ: 0.0
HEIGHT				DX: 0.0, DY: 0.0, DZ: -0.5	DX: 0.0, DY: 0.0, DZ: -0.5		DX: 0.0, DY: 0.0, DZ: h=0.32

III.2.1 Coefficient de réflexion S_{11}

La Figure III.3 montre la courbe du coefficient de réflexion S_{11} en fonction de la fréquence obtenue par simulation sur HFSS. Selon cette figure, une bande passante de 0,048 MHz est obtenue en utilisant le critère -10 dB, et une fréquence de résonance à 2,37GHz.

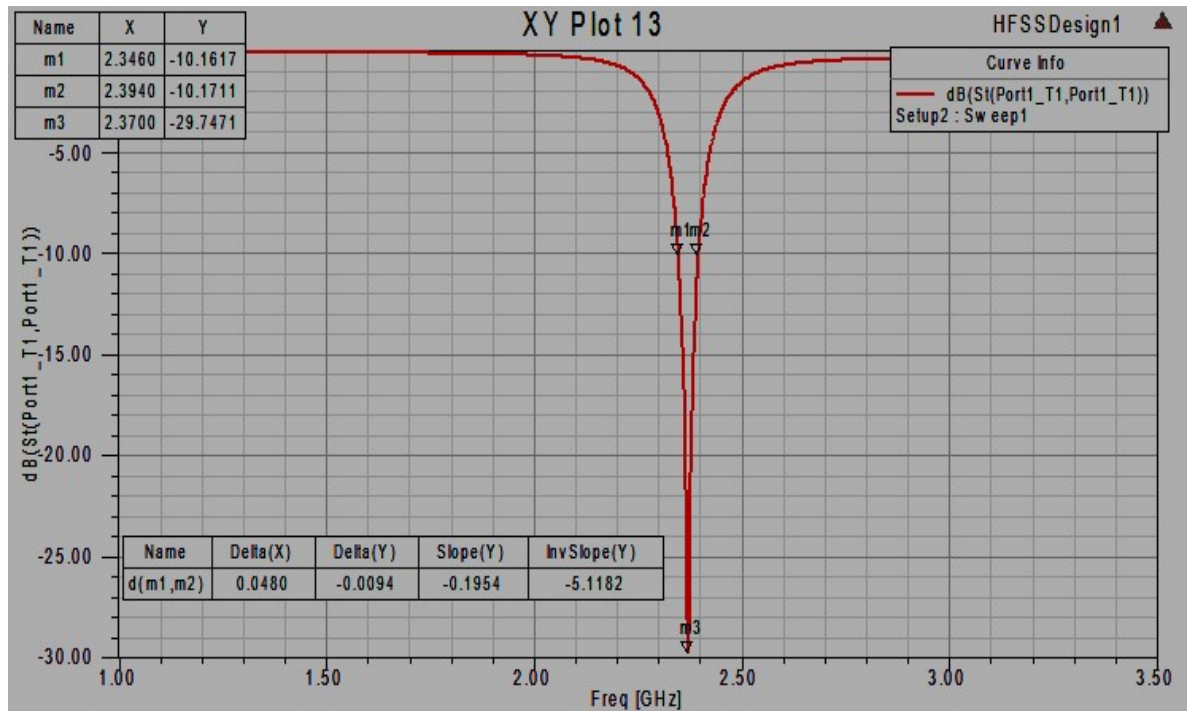


Figure III.3 Coefficient de réflexion S_{11} .

III.2.2 Taux d'onde stationnaire VSWR (Voltage Standing Wave Ratio)

Le taux d'onde stationnaire, nous donne l'appréciation de l'adaptation. C'est un indicateur du bon fonctionnement du système d'alimentation d'une antenne. Il n'exprime pas les qualités de l'antenne proprement dite mais le fait que celle-ci peut être raccordée à un émetteur sans risque pour ce dernier.

La Figure III.4 représente le VSWR dans la gamme de fréquence de fonctionnement de l'antenne étudiée. En considérant le critère d'un $VSWR < 2$ pour un bon fonctionnement du dispositif, on constate que nous avons une bonne adaptation sur la bande passante considérée.

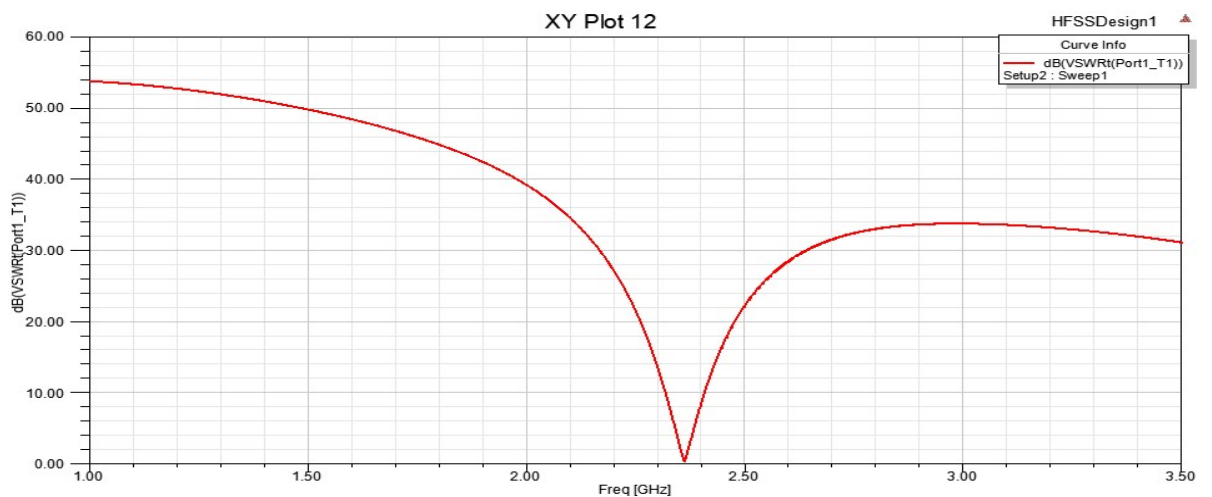


Figure III.4 Le taux d'onde stationnaire.

III.2.3 Impédance d'entrée

La géométrie de l'antenne et son mode d'alimentation influent sur l'impédance d'entrée de l'antenne. On cherche généralement à se placer au plus près d'une résonance et à annuler la partie imaginaire. L'impédance d'entrée de l'antenne est une valeurs complexe possédant une partie réelle et une partie imaginaire. La Figure III.5 représente la partie réelle de celle-ci, on constate que la valeur de l'impédance est proche de la valeur 50Ω qui correspond à la valeur de l'impédance caractéristique de la sonde d'alimentation.

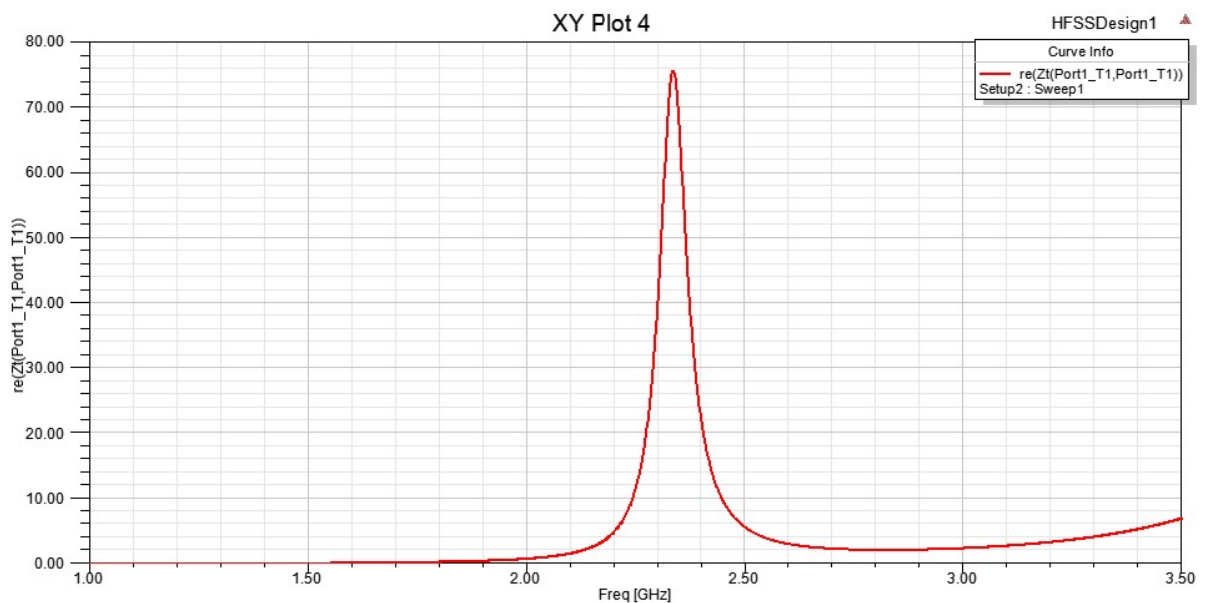


Figure III. 5 Partie réelle de l'impédance d'entrée.

III.2.4 Adaptation de l'antenne :

La Figure III.6 montre la partie imaginaire de l'impédance d'entrée de l'antenne conventionnelle. On constate que dans la bande $[2.34 \text{ GHz}- 2.39 \text{ GHz}]$ la valeur de cette impédance tend vers la valeur zéro ce qui signifie une réflexion d'énergie électromagnétique minimale don cette bande. Par conséquent une bonne adaptation est obtenue pour cette bande de fréquences. On dit alors qu'il y a une adaptation d'impédance entre la ligne d'alimentation et l'élément rayonnant.

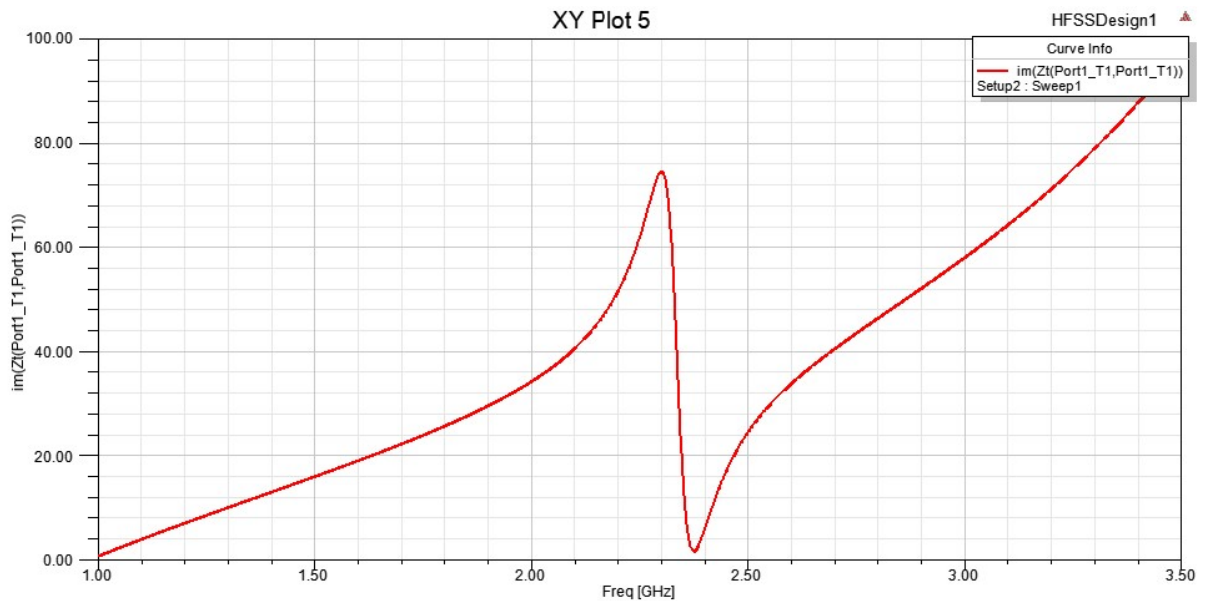


Figure III.6 Partie imaginaire de l'impédance d'entrée.

III.2.5 Diagramme de rayonnement en 2D et 3D :

Il existe une multitude de façons de représenter le rayonnement d'une antenne : diagramme en champ, en puissance, gain, directivité, en polaire ou cartésien, en linéaire ou en décibels, en 2D ou 3D.

On étudie dans ce paragraphe les caractéristiques de rayonnement de l'antenne imprimée conventionnelle. Le diagramme de rayonnement d'une antenne nous renseigne sur la façon avec laquelle l'antenne dirige son rayonnement dans une direction ou une autre dans l'espace et aussi il permet de visualiser ces lobes sans dimensions dans la plan horizontal ou dans la plan vertical incluant ainsi le lobe le plus important.

Dans la Figure III.7 on a tracé dans les deux plans principaux les diagrammes de rayonnement 2D de l'antenne : le plan H ($\Phi=90^\circ$) et le plan E ($\Phi=0$) pour la fréquence 2.36 GHz.

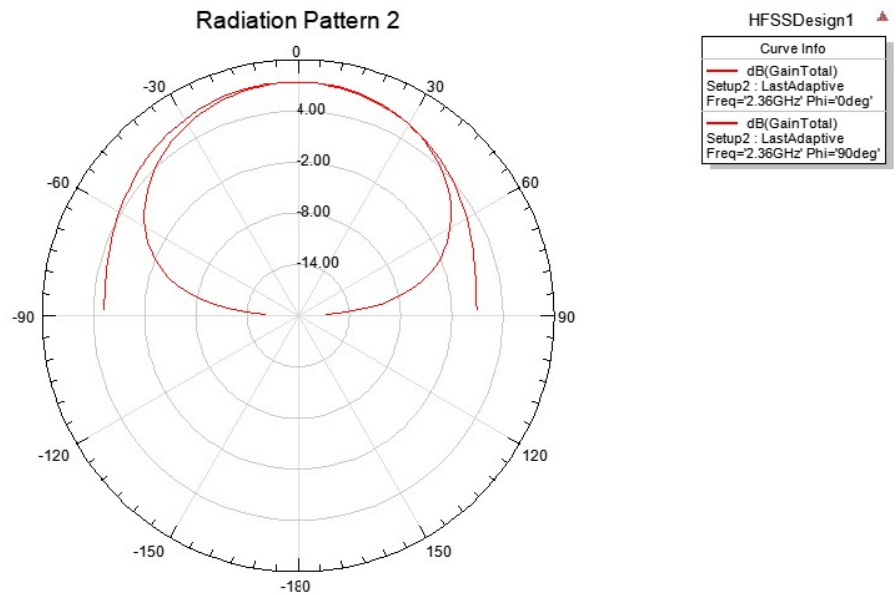


Figure III.7 Diagramme de rayonnement 2D à la fréquence 2.36 GHz.

Dans la Figure III.8, on représente le diagramme de rayonnement en 3 dimensions simulé pour la fréquence 2.36 GHz.

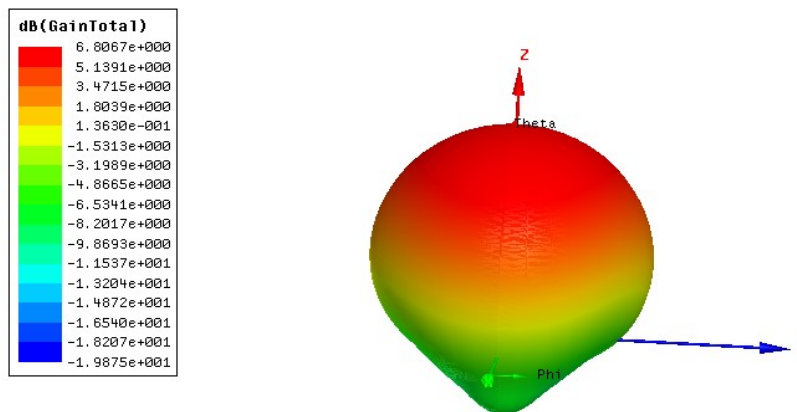


Figure III.8 Diagramme de rayonnement 3D à la fréquence 2.36 GHz.

III.3 La structure d'antenne optimisée avec le substrat EBG

Pour améliorer les performances des antennes patch microstrip ; telles que un gain important et une bande passantelarge, il existe plusieurs techniques et parmi ces techniques l'utilisation d'un substrat à bande interdite électromagnétique (BIE) ou Electromagnetic Band Gap (EBG) en anglosaxon. Dans ce qui suit on va introduire un substrat EBG dans la structure conventionnelle en vue d'obtenir des améliorations des performances de celle-ci.

III.3.1 Conception du substrat EBG

Pour appliquer la structure EBG dans l'antenne, on utilise ses propriétés extraordinaires. La première étape consiste en la conception d'un substrat de type FR-4 de permittivité 4.4 et de longueur w_g , de largeur l_g et la hauteur h . la deuxième étape est la conception d'un plan de masse de longueur l_g , de largeur w_g et en troisième étape on place le substrat EBG de longueur l_p et de largeur w_p . La structure EBG est obtenue en introduisant des cylindres de type cuivre, de rayon R , et de hauteur h chacun. La dernière étape de conception consiste à introduire un boîtier de type air de permittivité 1.0006 et de longueur w_g , de largeur l_g et de hauteur $\lambda/2$. La Figure III.9 montre la structure EBG conçue par HFSS opérant à la fréquence 12 GHz. Le Tableau III.2 résume les différentes dimensions de la structure EBG proposée.

Tableau III.2 Dimensions de la structure EBG proposée.

	Position	Dimension
Substrat	$-l_g/2, -w_g/2, 0\text{mm}$	$w_g = 6\text{mm}$ $l_g = 5.6\text{mm}$ $h = 1.6\text{mm}$
Plan de masse	$-l_g/2, -w_g/2, 0\text{mm}$	$w_g = 6\text{mm}$ $l_g = 5.6\text{mm}$
EBG	$-l_p/2, -w_p/2, h$	$l_p = 5\text{mm}$ $w_p = 5\text{mm}$
Cylindre	$0\text{m}, 0\text{m}, 0\text{m}$	$R = 0.5\text{ mm}$ $h = 1.6\text{mm}$
Air box	$-l_g/2, -w_g/2, h$	$W_g = 6\text{mm}$ $L_g = 5.6\text{mm}$ $\lambda = 3/120$

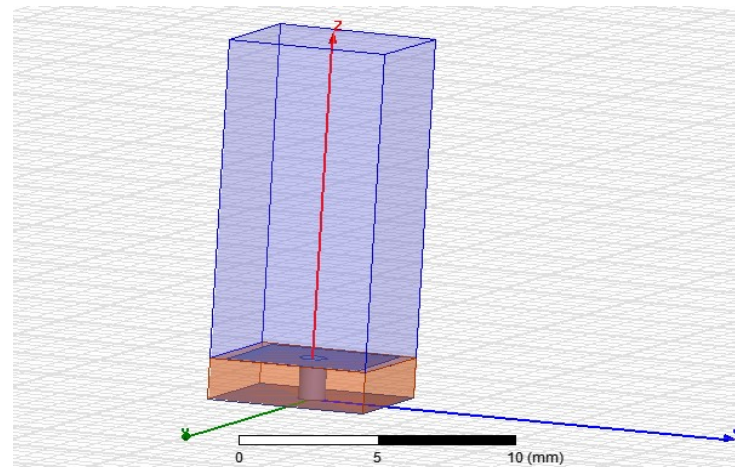


Figure III.9 Structure EBG proposée.

On a utilisé les conditions au limites appelées Master et Slave du logiciel HFSS (Figure III.10), ces limites permettent la modélisation des structures périodique et assurent la périodicité.

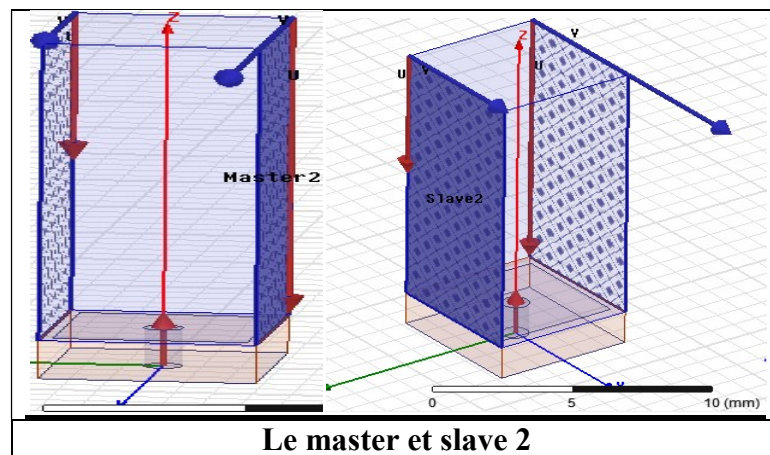
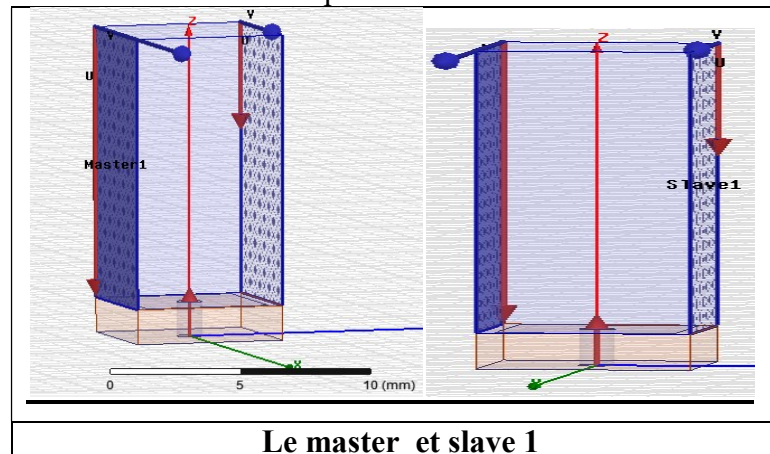


Figure III.10 Conditions aux limites Master-Slave.

*Et on a utilisé aussi le modèle **Floquet port** du même logiciel qui permet de modéliser un réseau infini au moyen d'une seule cellule unitaire (Figure III.11).

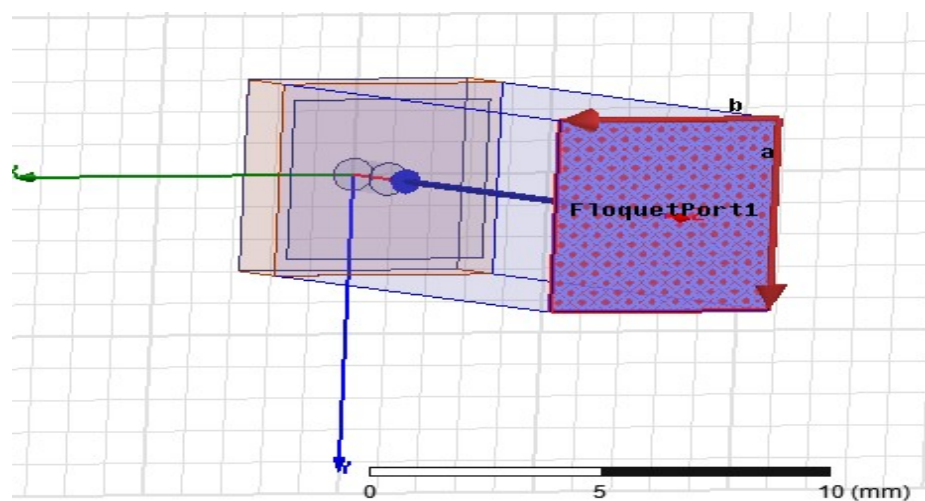


Figure III.11 Floquet port du Logiciel HFSS.

III.3.1.1 Phase de transmission

Dans la Figure III.12 on trace la phase du coefficient de transmission en fonction de la fréquence. On s'intéresse à la phase de transmission pour voir la variation de celle-ci en fonction de la fréquence. En effet, les propriétés extraordinaires de la bande interdite se produisent dans la plage de fréquence qui correspond à une phase entre -90° et $+90^\circ$. Par conséquent, on joue sur les propriétés physiques et géométriques (Rayon des cylindres et périodicité du réseau) pour améliorer les performances de la structure désirée.

Dans cette perspective, on a mené une étude paramétrique pour changer les dimensions de la structure EBG pour obtenir une fréquence de résonance de 2.36 GHz centrée au mieux au milieu de la bande $-90^\circ, +90^\circ$ de la phase de transmission. Pour arriver à ce but, on a changé les propriétés physique du substrat (type de substrat choisis le Rogers RT/duroi 5880(tm)) et on a changé les valeurs des dimensions w_g, l_g, l_p, w_p, h et la fréquence de résonance (donc λ est changé). Les nouvelles dimensions sont résumées dans le Tableau III.3.

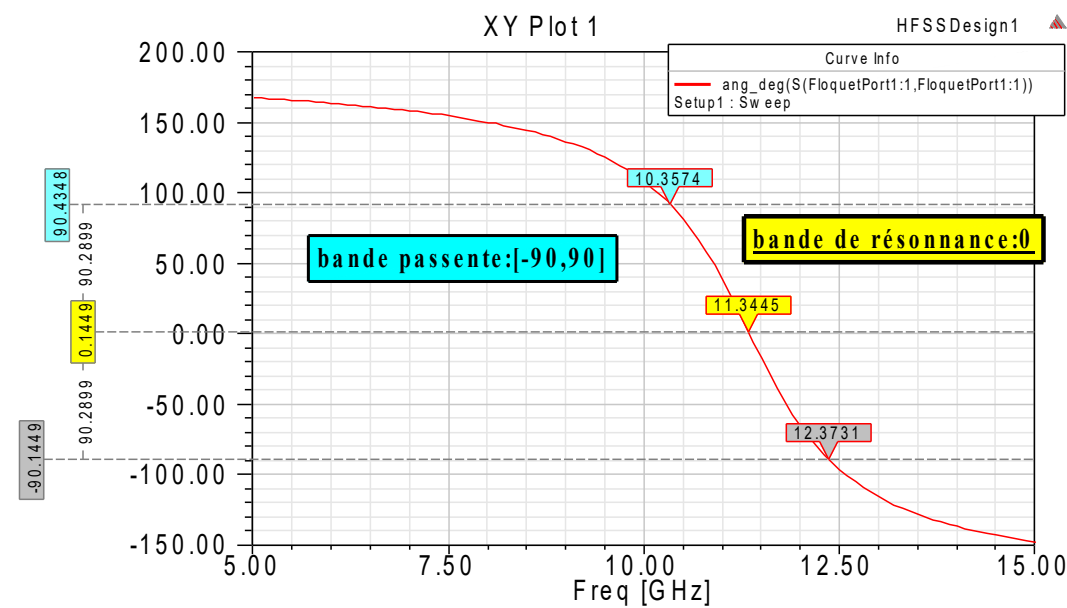


Figure III.12 Phase de transmission en fonction de la fréquence.

Tableau III.3 Dimensions de la nouvelle structure EBG.

Les variables	wg (mm)	lg (mm)	lp (mm)	wp (mm)	h (mm)	Freq (GHZ)	λ
Les valeurs	29.2	29.2	28.8	28.8	3.2	2.36	3/23.6

La nouvelle structure EBG résultante est montrée dans la Figure III.13.

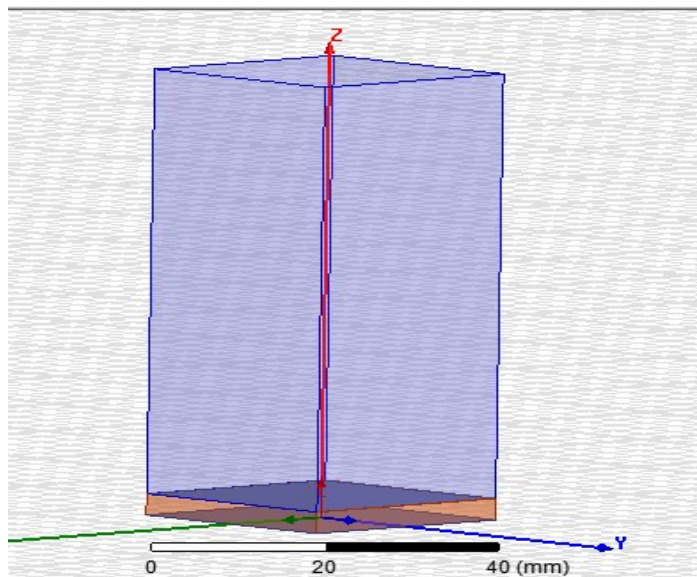


Figure III.13 La nouvelle structure EBG.

III.3.1.2 Résultats de Simulation de la nouvelle structure EBG

La Figure III.14 représente la phase du coefficient de transmission pour la nouvelle structure EBG optimisée. On constate que la fréquence centrale de la bande de résonance est décalée de 11.34 GHz (Figure III.12) vers la fréquence 2.34 GHz (Figure III.14).

Nous avons implémenté la nouvelle structure optimisée dans le logiciel HFSS

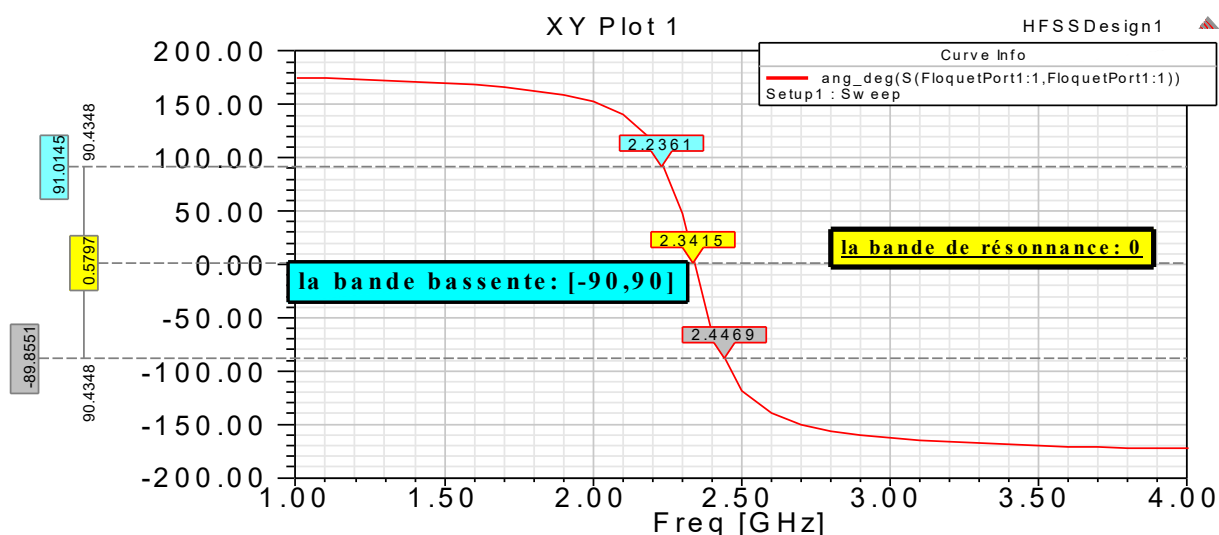


Figure III.14 Phase du coefficient transmission en fonction de la fréquence pour la structure EBG optimisée.

La structure d'antenne EBG résultante est montrée dans la Figure III.15. L'antenne de base conventionnelle est imprimée sur le substrat EBG constitué par un réseau périodique de tiges cylindriques.

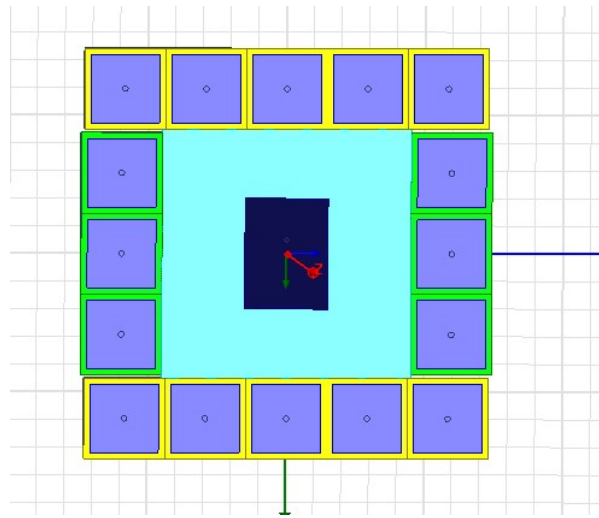


Figure III.15 Structure de l'antenne patch avec EBG.

III.3.2 Coefficient de réflexion S_{11}

Dans la Figure III.16 nous traçons le coefficient de réflexion S_{11} pour la structure de la Figure III.15. Comparé à l'antenne de base, nous constatons que les caractéristiques principales de l'antenne restent inchangées, notamment la fréquence de résonance mais une amélioration est apportée au gain et à la bande passante.

En effet, on constate une amélioration dans la bande passante de l'antenne de 0,0480 GHz pour l'antenne conventionnelle à 0,0520 GHz pour l'antenne EBG optimisée soit une amélioration de 8%.

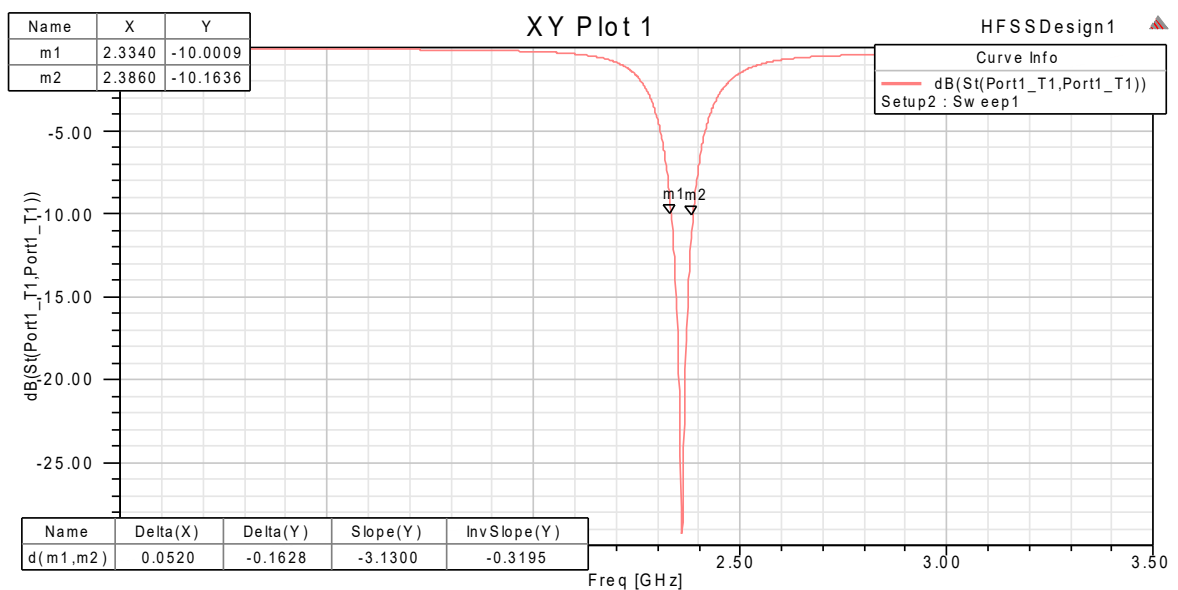


Figure III.16 Le coefficient de réflexion de la structure EBG optimisée.

III.3.3 Gain

La Figure III.17 représente le gain en 3D pour la structure EBG proposée. On constate que l'antenne EBG réalise un gain maximum de 7.29 dBi contre seulement 6 dBi pour l'antenne conventionnelle. On réalise ainsi une augmentation du gain avoisinant les 12.5%.

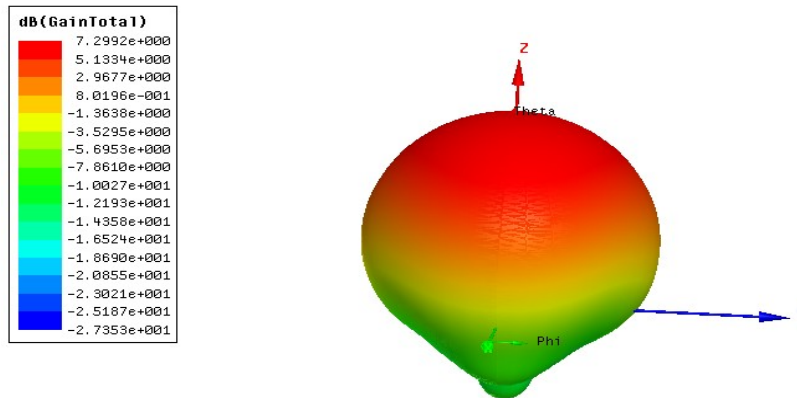


Figure III.17 Gain en 3D.

III.3.4 Diagrammes de rayonnement plan E et Plan H

Dans la Figure III.18 on a tracé dans les deux plans principaux les diagrammes de rayonnement 2D de l'antenne EBG optimisée: le plan H ($\Phi=90^\circ$) et le plan E ($\Phi=0$) pour la fréquence 2.36 GHz. On constate que les deux diagrammes dans les deux plans sont stables et gardent le maximum de rayonnement dans la direction normale à l'antenne ce qui est un comportement désirable pour beaucoup d'applications d'antennes microstrip.

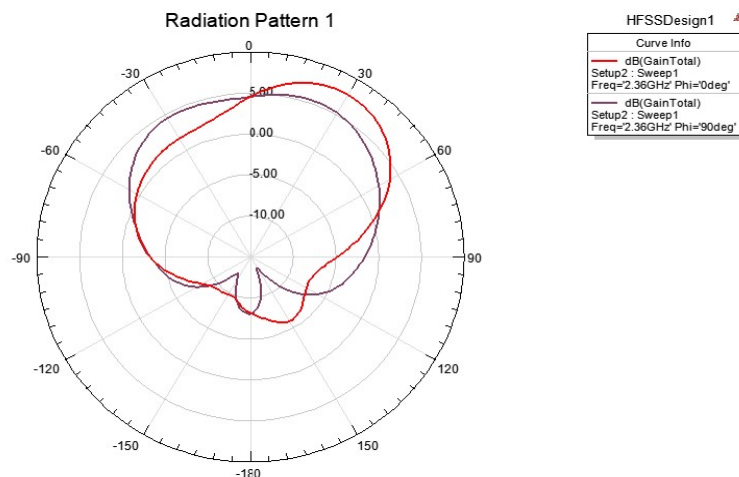


Figure III.18 Diagrammes plan E et plan H en 2D.

III.4. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons proposée est conçu une antenne patch à substrat possédant la propriété de la bande interdite électromagnétique. Le substrat consiste en un réseau périodique de période a est constitué de tiges métalliques en cuivre ayant un rayon uniforme R . Le point de départ était la conception d'une antenne patch rectangulaire à substrat ordinaire qui résonne à la fréquence 2.36 GHz. Ensuite on a introduit le substrat EBG dans la structure de l'antenne conventionnelle en vue d'améliorer les performances de celle-ci. Des ajustement physiques et géométriques ont été apportés à la structure EBG pour garder la même bande de fréquence d'opération de l'antenne de base. Les résultats de simulation de l'antenne EBG ainsi obtenue ont montré une nette amélioration dans les performances de l'antenne conventionnelle. En effet, on a pu obtenir une augmentation de 8% dans la bande passante et une augmentation de 21.5% dans le gain



Conclusion Générale

Conclusion Générale

Le développement du domaine des télécommunications ont fait apparaître la nécessité croissante de réaliser des dispositifs micro-ondes peu coûteux et peu encombrants faisant appel à une technologie simple à manipuler. Les systèmes micro-ondes à structure micro-ruban ont été à l'origine de développement des antennes imprimés. Les antennes imprimées sont les plus utilisées puisqu'elles permettent de répondre à de nombreuses contraintes imposées par le système de transmission. Leurs dimensions favorisent leurs intégrations sur de nombreux mobiles.

Les structures électromagnétiques à bandes interdites (EBG) ont attiré l'intérêt de beaucoup de recherche dans l'électromagnétisme et tout particulièrement dans le domaine de la télécommunication. Les structures EBG peuvent être catégorisées comme un type particulier de matériau artificiel en raison de leurs caractéristiques uniques de bande interdite. Il a été rapporté que les matériaux EBG utilisés avec les antennes microstrip peuvent améliorer leur bande passante et réduire leur taille. La structure EBG est définie comme des objets périodiques qui empêchent ou aident la propagation des ondes électromagnétiques dans une bande de fréquence spécifiée pour tous les angles d'incidence et tous les états de polarisation. Il empêche la propagation de l'onde de surface excitée par l'antenne patch.

L'objectif principal de ce mémoire de master était de concevoir une structure d'antenne patch microstrip à base de substrat EBG afin d'améliorer les performances de l'antenne patch, notamment la bande passante et le gain. Le substrat consiste en un réseau périodique de période a est constitué de tiges métalliques en cuivre ayant un rayon uniforme R . Le point de départ était la conception d'une antenne patch rectangulaire à substrat ordinaire qui résonne à la fréquence 2.36 GHz. Ensuite on a introduit le substrat EBG dans la structure de l'antenne conventionnelle en vue d'améliorer les performances de celle-ci. Des ajustements physiques et géométriques ont été apportés à la structure EBG pour garder la même bande de fréquence d'opération de l'antenne de base. Le simulateur HFSS a été par la suite utilisé pour obtenir les différents résultats pour évaluer les caractéristiques de la structure EBG proposée. Les résultats de simulation de l'antenne EBG ainsi obtenue ont montré une nette amélioration dans les performances de l'antenne conventionnelle. En effet, on a pu obtenir une augmentation de 8% dans la bande passante et une augmentation de 21.5% dans le gain.



Références

Références

- [1] **ATTI Bakouche et MEKAOUCHE Magdoua**, " *L'effet des caractéristiques de l'antenne patch sur sa directivité*", université de Béjaïa, 2014
- [2] **I. J. Bahl and P. Bhartia**, " *Microstrip Antenna*", Dedham, Artech House, 1980.
- [3] **G.A Dechamps**, "Microstrip Microwave Antenna", third USAF symp. On antennas 1953.
- [4] **H. Gutton, G. Baissinot**, "flat Aerial For Ultra High Frequencies", French patent, N° 703-113, 1955.
- [5] **Van Bladel, J** : "Some remarks on green's dyadic for infinite space", antennas and propagation, IEEE transactions. Vol.9, issue 6, November 1961, pp.563-566.
- [6] **C.A. Balanis** «Analysis Design, Third Edition» John Wiley & Sons, Inc. page 811, 2015.
- [7] **Paul F. Combes**, "Micro-ondes tome II circuits passifs, propagation, antennes," Dunod, Paris, 2-10-002753-0, 1997
- [8]: **G. Kumar and K. P. Ray**, "Broadband microstrip antennas," Artech House Boston. London 2003.
- [9] **V. Planisamy and R. Garg**, "Analysis of arbitrarily shaped microstrip patch antennas using segmentation technique and cavity model," IEEE Transactions on Antennas and Propagations, Vol. AP-34, N°. 10, Octobre 1986.
- [10] **C.A. Balanis** «Analysis Design, Third Edition» John Wiley & Sons, Inc. page 811, 2015.
- [11] **D. Aissaoui**, "Analyse à l'aide de modèles équivalents d'antennes imprimées alimentées, Université de Sétif. Juin 2011.
- [12] **M. Diblanc**, "Développement du concept de l'antenne à résonateur biré pour la génération de la polarisation circulaire", Thèse de doctorat, Université de LIMOGES, 2006.
- [13] **Dr Youssef Daher**, "*Antenne – Cours Universitaire*" Université Libanaise, Faculté de Génie, Branche 1
- [14] De Recherche- Rabih A Slim Conception Antenne WIFI – Micro-ruban HFSS Methodologie -Université Antonine Faculté des Ingénieurs en Télécommunications, Informatique
- [15] **J. D. Dyson**, "The Equiangular Spiral Antenna," IRE Trans. Antennas & Propagation, vol. AP-7, pp181-187, April 1959.

- [16] **Dick Anderson, Lee Smith, J Gruszynski**, Test & Measurement Application Note 95-1 S-Parameter Technique, 1997, Hewlett-Packard Company.
- [17] **DEGHFEL Walid et MERZOUGUI Rami**, "Etude et conception d'une antenne patch ultralarge bande ULB à bande rejetée", Université M'sila, 2017.
- [18] **NOURI Mouna et TERKI Zakia**, " Conception d'une Antenne Micro ruban Reconfigurable à base de Diode PIN et des Structure EBG", Université M'sila,2019.
- [19] **A. Kamil**, "*Conception d'une antenne patch ultra-large bande (3.1 Ghz-10.6 Ghz)*", thèse grade du Maître ès sciences (M. SC), Institut National de la recherche scientifique, Université du Québec, 2011
- [20]. **A Boyer**, "*Antennes support de cours énoncé de travaux dirigés*", Institut Informatique et Réseau, Université Toulouse, Octobre 2011.
- [21] **Trong Duc**, " THÈSE Pour obtenir le grade de DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE GRENOBLE ,2006.
- [22] **T. Yamina** tighil doctorat en sciences - tidentification des antennes micorubans Multicouches par la methode spectrale et les reseaux de neurones-université ferhat abbas -setif ufas(ALGERIE).
- [23] **T. Yamina** "identification des antennes microban multicouches par la méthode spectrale les réseaux de neurones "thèse doctorat, institut d'électronique ,université de sétif.juin 2011
- [24] **B. BECITA** "antenne microruban de forme rectangulaire à substrats cristaux photonique"
Mémoire de master ,Institut d'électronique, université Mohamed Boudiaf-M'sila ,Juin 2014.
- [25] **D. AISSAOUI** "analyse à l'aide de modèles equivalents d'antenne imprimées alimentées par lignes adaptées" Thèse de magister, en électronique signaux & systèmes, UNIVERSITE ABDOU BAKR BELKAID_TLEMCEN 2007
- [26] **F. Belazzoug**"Etude d'une antenne micro-ruban triangulaire à bande interdite photonique (BIP) 2D" mémoire de master, Institut d'électronique, Université Mohamed Boudiaf-M'sila 2016
- [27] **T. El Karkraoui** " Réalisation d'antennes hybrides de type BIE à base de résonateurs diélectriques à 60 GHz ",Thèse de doctorat, université de laval,2017.
- [28] **K. Ohtaka**, "Energy band of photons and low-energy photon diffraction ", Physical Review B, vol. 19, no 10, 1979, p. 5057-5067 (DOI 10.1103/PhysRevB.19.5057, lire en ligne [archive]).

[29] **E. YABLONOVITCH** "*Inhibited Spontaneous Emission in Solid-State Physics and Electronics*", Physical Review Letters, 18 May 1987, Vol. 58, N°20, pp2059–2062.

[30] **E. Yablonovitch, T.J. Gmitter et K.M. Leung**, " Photonic band structure: the facecentered-cubic case employing nonspherical atoms ", Physical Review Letters, vol. 67, no 17, 1991, p. 2295–2298 (DOI 10.1103/PhysRevLett.67.2295, lire en ligne [archive] [PDF]).

[31] **T. F. Krauss, R. M. DeLaRue et S. Brand**, « Two-dimensional photonic-band gap structures operating at near-infrared wavelengths », Nature, vol. 383, no 6602, 1996, p. 699–702 (DOI 10.1038/383699a0).

[32] **Tanguy JAFFRE**, " Caractérisation Des Matériaux a Bande interdite Electromagnétique Multi périodiques et Leurs Applications aux antennes", THESE de docteur, université de limoges, le 04 Février 2005.

[33] **P.R. VILLENEUVE, M. PICHE** "*Photonic band gaps in two-dimensional square lattices: Square and circular rods*", Physical Review B, Volume 46, Number 8, 15 August 1992, pp 4973.

[34] **Michaël DIBLANC**, "*Développement du Concept de L'antenne arésonateur BIE pour la Génération de la Polarisation Circulaire*", THESE pour obtenir le grade de docteur de l'université de limoges, le 20 mars 2006.

[35] **M.M SIGALAS, R.BISWAS , Q.LI ,D.CROUCH, W. LEUNG, R. JACKOBSSWOODBURY, B.LOUGH, S.NIELSEN , S. McCALAMONT, G. TUTTLE, K.M. HO** "*Dipole antennas on photonic band gap crystals- Experiment and simulation* " M.O.T.L / Vol 15, N°3, June 20 1997 – pp153-158

[36] **G. KIRIAKIDIS, N. KATSARAKIS** "Fabrication of 2-D and 3-D PBG crystals in the GHz and THz regions" ,Mater. Phys. Mech (2000).

[37] **O. Roncière, R. Sauleau, K. Mahdjoubi**. "*Antenne résonateur BIE à faisceau contrôlable* ", Université de Rennes.215-220. pp1Nov 2005.

[38] **L. Freytag** "*Conception, réalisation et caractérisation d'antennes pour station de base des réseaux de télécommunication sans fil* ", Thèse de doctorat- n°29-2004- Université de Limoges- 2004.

[39] **M. Soumia** , "*Étude théorique et expérimentale des matériaux à bandes interdites photoniques bidimensionnels (BIP 2D) en Micro-Ondes : Application à l'ultraréfraction* ", PhDthesis, Université Paris XI Orsay, 2005.

[40] **H-Yannick Merle**, "*Étude de la dispersion électromagnétique dans les matériaux périodiques diélectriques bidimensionnels* " PhDthesis, Université de Limoges, 2003.

- [41] **BROWN E.R, PARKER C.D, YABLONOVITCH E**, " radiation properties of a planar antenna on a photonic-crystal substrate ",J. Opt. Soc.Am.B.10,p.404-407,1993.
- [42] **BROWN E.R, PARKER C.D, MCMAHON C.D**, " Effect of surface composition on the radiation pattern from a photonic planar dipola antenna ", Appl.Phys.Lett.,vol.64 ,p.3345-3347,1994.
- [43] **JOANNOPOULOS J.D, MEADE R.D, WINN J.N**, Photonic crystals, princeton university press, New Jersey, 1995.
- [44] **SIEVENPIPER D, ZHANG L, BROAS R, ALEXOPOULOS N, YABLONOVITCH E**, "High-impedance electromagnetic surfaces", IEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.47, n°11,p.2059-2074,1999.
- [45] **SIEVENPIPER D**, "High-impedance electromagnetic surfaces",Thèse doctorat, Université Californie, Los Angeles,1999.
- [46] **QIAN Y, COCCIOLI R, SIEVENPIPER D, RADISIC V, YABLONOVITCH E, ITOH T**, " A microstrip patch antenna using novel photonic band-gaps structures", Microwave Journal, p.67-76,1999.
- [47] **KESLER M.P, MALONE J.G, SHIRLEY B.L, SMITH G.S**, "Antenna design with the use of photonic band-gaps material as all-dielectric planar reflectors", Microwave Opt. Technol.Lett, vol.11, p 169-174,1996
- [48] **SIGALAS M.M, BISWAS R, HO K.M**, "Theoretical study of dipole antenna on photonic band-gaps materials", Microwave and Opt. Technol. Lett, vol.13,p.205-209,1996.
- [49] **SIGALAS M.M., BISWAS R., LI Q., CROUCH D., LEUNG W., WOODBURY R.J., LOUCH B., NIELSEN S., MC CALMONT S., TITTLE G., HO K.M.**, " Dipole antenna on photonic band-gaps crystals- experiment and simulation", Microwave and Opt. Lett, vol.15, p.153-158,1997.
- [50] **THEVENOT M., CHEYPE C., REINEIX A., JECKO B.**, " Directive photonic bandgaps antennas ", IEE Microwave Theory and Tech. 47, p.2115, 1999.
- [51] **A. Kalin T, DANGLTJ, VANBESIEN O, LIPPENS D**, " A highly directive dipole antenna embedded in a Fabry-Perot type cavity ", IEE Microwave and wireless components Lett, vol.12,p.48-50,2001.