

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

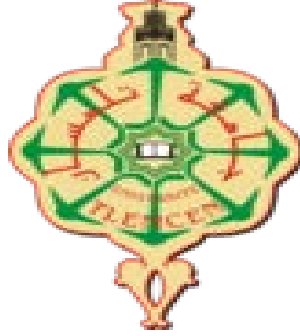
وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

جامعة أبو بكر بلقايد - تلمسان -

Université Aboubakr Belkaid – Tlemcen –

Faculté de TECHNOLOGIE



MEMOIRE

Présenté pour l'obtention du **diplôme de MASTER**

En : Télécommunications

Spécialité : Systèmes de Télécommunications

Par : Mr BENTALHA Zakaria

Mr DALI Mohammed Amine

Sujet

**Conception d'une antenne microruban carrée
utilisant un substrat à base de cristaux
photoniques pour application WI-FI**

Soutenu publiquement, en **septembre 2019**, devant le jury composé de :

Mlle BELHADEF Yamina	MCB	Univ.Tlemcen	Président
Mr MHAMEDI Mohammed	MAA	ESSA.Tlemcen	Examinateur
Mr BOUKLI-HACENE Noureddine	Professeur	Univ.Tlemcen	Encadreur
Mr BENIKHLEF Fethi	Docteur	Univ.Tlemcen	Co-encadreur

Dédicaces

*J'ai l'immense honneur de dédier ce projet de fin d'études :
A ma mère, A celle qui a tout souffert, sans me faire souffrir, Qu'elle trouve dans
ce mémoire le témoignage de ma reconnaissance et de mon affection pour tous
les sacrifices, l'extrême amour et la bonté, Qu'elle m'a offert pour me voir
réussir.*

*A mon père, A l'homme à qui je dois ma réussite, mon bonheur, et tout le respect
; Qu'il trouve ici l'expression de mon affection et une récompense des sacrifices
consentis pour moi.*

Je dédie ce travail aussi à mes très chères sœurs et toute ma famille.

À mes amis en qui j'ai trouvé estime, encouragement et amitié.

À mon binôme : Dali Mohammed Amine.

À toute la promotion M2 : Systèmes de Télécommunications.

BENTALHA Zakaria

A celle qui m'a enseigné l'ambition...ma mère

*A l'a personne devant laquelle tous les mots de l'univers sont incapables
d'exprimer mon amour et mon affection pour elle, à l'être qui m'est le plus cher,
à ma douce mère. Mère, si tu savais combien je t'aime.*

*A mon cher père qui a payé de dix-neuf années d'amour et de sacrifices le prix de
ma façon de penser. Père, je te remercie d'avoir fait de moi un homme.*

A mes chers frères et sœurs.

A toute la famille Dali.

À mon binôme : BENTALHA Zakaria

A mes amis à qui je souhaite bonheur et réussite.

*A tous ceux qui, de loin ou de près, ont contribué à la réalisation de ce modeste
travail.*

Dali Mohammed Amine

Remerciements

Nous remercions d'abord, Allah qui nous a donné la force et le courage afin de parvenir à élaborer ce modeste travail.

Nous remercions vivement notre encadreur Mr. BOUKLI-HACENE Noureddine Professeur à l'Université Abou-Bekr Belkaid – Tlemcen pour nous avoir offert un cadre de travail agréable et un encadrement de qualité. Nous sommes très reconnaissants pour la confiance qu'il nous a accordée, ses conseils judicieux, sa disponibilité et le soutien constant qu'il nous a prodigué au cours de l'élaboration de ce travail.

Nous tenons à remercier notre Co-encadreur Mr.BENIKHLEF Fethi, pour l'orientation, la confiance, la patience qui ont constitué un mémoire considérable sans lequel ce travail n'aurait pas pu être mené à bon port. Qu'il trouve dans ce travail un hommage vivant à sa haute personnalité.

Nos remerciements les plus vifs s'adressent aussi aux membres de jury ; Mlle BELHADEF Yamina, Maitre de Conférence Classe B à l'Université de Tlemcen, présidente du jury et Mr MHAMEDI Mohammed, Maitre de Assistant Classe A à l'Ecole Supérieure des Sciences Appliquées- Tlemcen, d'avoir accepté d'examiner et d'évaluer notre travail.

Nous remercions tous nos enseignants du département de Télécommunications à l'Université Abou-Bekr Belkaid – Tlemcen, sans oublier de citer tous les enseignants qui ont contribué à notre formation depuis l'école primaire jusqu'aux études universitaires.

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



Résumé

L'antenne microruban est un élément important dans le domaine de la communication pour émettre et recevoir des informations sous la forme d'ondes électromagnétiques, mais il a des inconvénients qui limitent son efficacité tels que la bande passante étroite, faible gain et la diminution potentielle de diagramme de rayonnement dû à la présence des ondes de surfaces. L'introduction des cristaux photoniques est considérée comme une bonne solution pour surmonter les limitations de l'antenne patch grâce à la bande interdite électromagnétique de ces cristaux, couramment appelée BIE. Dans notre travail, nous avons conçu une antenne microruban carrée utilisée pour une application WIFI. La combinaison de l'antenne microruban avec le substrat BIE est étudiée et ses performances sont comparées à celle de l'antenne conventionnelle à 2.4 GHz avec le logiciel HFSS. Des résultats encourageants sont constatés

ABSTRACT

The microstrip antenna is an important element in the field of communication for transmitting and receiving information in the form of electromagnetic waves, but it has disadvantages that limit its efficiency such as narrow bandwidth, low gain and the potential decrease in radiation pattern due to the presence of surface waves. The introduction of photonic crystals is considered a good solution to overcome the limitations of the patch antenna thanks to the electromagnetic bandwidth of these crystals, commonly called BIE. In our work, we have designed a microstrip antenna that is used for a WIFI application. The combination of the microstrip antenna with the BIE substrate is studied and its performance is compared to that of the conventional 2.4 GHz antenna with HFSS software. Encouraging results are noted.

ملخص

الهوائي المطبوع هو عنصر هام في مجال الاتصالات لنقل واستقبال المعلومات في شكل موجات كهرومغناطيسية، لكنه يملك بعض العيوب التي تحد من فعاليته مثل عرض النطاق الترددي الضيق، والكسب المنخفض والانخفاض المحتمل من نمط الإشعاع بسبب وجود الموجات السطحية. يعتبر إدخال البلورات الضوئية حلاً جيداً للتغلب على حدود الهوائي المطبوع من خلال فجوة النطاق. لهذا تمت دراسة توليفة الهوائي المطبوع المستخدم في تطبيق WIFI. في عملنا قمنا بدمج هوائي مطبوع مع هيكل BIE ودراسة خصائص هذه التوليفة ومقارنة أدائها مع هوائي مطبوع تقليدي في التردد 2.4 جيجا هرتز باستخدام برنامج HFSS. نتائج مشجعة قد سجلت.

Table des matières.....	i
Liste des figures.....	v
Liste des tableaux	vii
Abréviations	viii

Introduction générale.....	1
----------------------------	---

CHAPITRE I : Généralités sur les cristaux photoniques et leurs applications

I.1.Introduction	4
I.2 Définition des cristaux Photoniques.....	4
I.3. Théorie des cristaux photoniques.....	5
I.3.1. Équations de maxwell et équation aux valeurs propres	5
I.3.2. Polarisation transverse électrique (TE) et transverse magnétique (TM)	6
I.4. Caractéristiques de CP	6
I.4.1.la dimensionnalité	6
I.4.2. La symétrie	7
I.4.3. Le paramètre du réseau	7
I.4.4 Le contraste d'indice de réfraction	7
I.5. Les types de cristaux photoniques	7
I.5.1.cristaux photoniques unidimensionnels : miroirs de Bragg	7
I.5.2. Cristaux photoniques bidimensionnelles	8
I.5.2. 1. Définition	8
I.5.2. 2. La réalisation des structures bidimensionnelles	8
I.5.2. 3. Types de structures 2D.....	9
I.5.2. 4. Familles de PhC 2D	10
I.5.3. Cristaux photoniques tridimensionnels	10
I.5.3.1. Structure de yablonovite	10
I. 5.3.2. Structure tas de bois	11
I. 5.3.3. Structure d'opale	12
I.6. Les modes de défauts	13

1.7. Les différents matériaux utilisés	15
1.7.1. Le Silicium	15
1.7.1.1. Si de type P	15
1.7.1.2. Silicium macroporeux	16
1.7.1.3. Si/SiO ₂	16
I.8. Domaines d'application	17
I.9. Conclusion.....	18

Chapitre II : Généralités sur les antennes microruban

II.1. Introduction	20
II.2. Généralités sur la technologie imprimée	20
II.2.1. Définitions des antennes imprimées	20
II.2.2. Structure d'une antenne imprimée	21
II.2.3. Formes géométriques des antennes imprimées	22
II.3. Caractéristiques des antennes	23
II.3.1. Représentation en quadripôles	23
II.3.2. Coefficient de réflexion S_{11}	24
II.3.3. Directivité	24
II.3.4. Rendement de l'antenne	24
II.3.5. Gain	24
II.3.6. Ouverture	24
II.3.7. Impédance d'entrée	24
II.3.8. Diagramme de rayonnement	25
II.4 Mécanisme de rayonnement	25
II.5 Techniques d'alimentation	27
II.5.1 Alimentation par ligne microruban	27
II.5.2. Alimentation par sonde coaxiale	28
II.5.3 Alimentation par couplage par fente.....	28
II.5.4. Alimentation par couplage de proximité	29
II.6. Méthodes d'analyse	30
II.6.1. Méthodes approximatives (analytiques)	30

II.6.1.1 Le modèle de la ligne de transmission	30
II.6.1.2 Le modèle de la cavité	31
II.6.2. Méthodes numériques	32
II.6.2.1. Méthodes des éléments finis	32
II.6.2.2. Méthodes des différences finies	32
II.6.2.3. Méthodes des moments	33
II.6.2.4. Méthodes de la matrice des lignes de transmission TLM	33
II.7. Principe de fonctionnement des antennes microrubans	33
II.8. Avantages et inconvénients	36
II.9. Conclusion	37

CHAPITRE III : Conception de l'antenne et résultats de simulations

III.1.Introduction.....	39
III.2.Conception d'antenne microruban conventionnelle	39
III.2.1.Sélection de la fréquence de fonctionnement	39
III.2.2. Sélection de la constante diélectrique du substrat	39
III.2.3. Conception du patch	40
III.2.4. Conception du substrat	40
III.2.4.1. Choix de l'épaisseur du support	40
III.2.4.2. Les autres paramètres du substrat sélectionné	41
III.2.5. Conception du plan de masse	41
III.2.6. Alimentation	41
III.2.6.1. Technique d'alimentation appliquée	42
III.2.6.2. Détermination de la position d'alimentation appropriée	42
III.2.7. Caractérisation des ondes de surface	44
III.3. Conception de la structure BIE (Bande Interdite électromagnétique 2D)	46
III.3.1. Sélection du type Cristal Photonique	46
III.3.2. Sélection de la forme des postes et de leur permittivité relative	47
III.3.3. Caractérisation de l'écart de bande.....	48

III.3.3.1. Diagrammes de dispersion et détermination des propriétés du treillis.....	48
III.4. Simulation de l'antenne à BIE	53
III.4.1. comparaison des deux antennes conçues	54
III.4.2. comparaison avec les résultats d'autres chercheurs[24] :.....	56
III.4.3. comparaison avec les résultats obtenues avec le simulateur CST.....	58
III.4.3.1. Comparaison des résultats.....	59
III.4.3.2. Discussion des résultats.....	59
III.5. Conclusion.....	59
Conclusion générale.....	61
Références bibliographiques	62

Liste des figures

CHAPITRE I : Généralités sur les cristaux photoniques et leurs applications

Figure I.1 : Cristaux photoniques à une, deux et trois dimensions

Figure.I.2 : Récapitulatif des propriétés des modes d'un CP 2D.

Figure.I.3 : Représentations schématiques de CP où l'indice de réfraction varie périodiquement suivant une, deux ou trois dimensions.

Figure.I.4 : Schéma d'un miroir de Bragg constitué d'un milieu diélectrique périodique fini.

Figure.I.5 : Structure périodique 2D connectée

Figure.I.6 : Structure périodique 2D déconnectée.

Figure.I.7 : Structure 2D : (a) Structure carrée, (b) triangulaire et (c) hexagonale.

Figure.I.8: La première structure BIP 3D: la yablonovite.[8].

Figure.I.9 : (a) structure tas de bois. (b) Diagramme de bande d'un BIP 3D

Figure 1.10 : Vue de MEB d'une opale artificielle directe

Figure 1.11 : Vue de MEB d'une opale artificielle inverse

Figure.I.12 : Défaut dans une structure périodique unidimensionnelle.

Figure.I.13 : différents types de défaut (a), (b), (c) dans structure 2D.

Figure.I.14 : différents types de défaut (a), (b) dans structure 3D.

Figure I.15 : *a) Dépôt de Si₃N₄ par PECVD, b) création du masque par photolithographie, c) gravure des trous dans une cellule électrochimique*

Figure I.16 : *a) lithographie holographique, b) traitement KOH, c) gravure électrochimique.*

Figure.I.17. Images MEB (a) d'un guide d'onde [13] et (b) D'une fibre optique photonique [14] dans des CP 2D

Chapitre II : Généralités sur les antennes microruban

Figure II.1 : structure d'une antenne imprimée de forme quelconque.

Figure II.2 : Principales formes des antennes.

Figure II.3 Représentation en quadripôle

Figure II.4 : mécanisme de rayonnement

Figure II.5.a Technique d'alimentation par ligne microruban

Figure II.5.b Technique d'alimentation par sonde coaxiale

Figure II.5.c Technique d'alimentation par couplage par fente.

Figure II.5.d Technique d'alimentation par couplage de proximité.

Figure II.6 : Modèle de la cavité

Figure II.7 : Modèle de la cavité

CHAPITRE III : Conception de l'antenne et résultats de simulations

Figure III.1 : Antenne imprimée proposée fonctionnant à 2.4GHz.

Figure III.2 : Coefficient de réflexion de l'antenne microruban conventionnelle

Figure III.3 : Diagramme de rayonnement du gain de l'antenne patch classique

Figure III.4 : Insertion du patch sur le défaut d'un cristal photonique déconnecté.

Figure III.5 : Insertion du patch sur le défaut d'un cristal photonique connecté.

Figure III.6 : Diagrammes de dispersion pour différents facteurs de remplissage (A) pour 0,20 (B) pour 0,40 (C) pour 0,45 (D) pour 0,50

Figure III.7 : Variation de la longueur de la première bande interdite de la TM par rapport au facteur de remplissage.

Figure III.8 : Diagrammes de dispersion de la structure BIE conçue (à gauche) polarisation TM (à droite) polarisation TE

Figure III.9 : Antenne BIE-2D proposée

Figure III.10 : Réponse fréquentielle du coefficient de réflexion de l'antenne patch sur le substrat BIE (bleu) et sur substrat conventionnel (rouge).

Figure III.11 : Diagramme de gain de l'antenne avec un substrat conventionnel en (dB)

Figure III.12 : Diagramme de gain de l'antenne avec un substrat BIE en (dB)

Figure III.13 : Coefficient de réflexion de l'antenne microruban avec le substrat BIE-2D

Figure III.14 : Diagramme de rayonnement et gain de l'antenne BIE-2D.

Liste des tableaux :

Chapitre II : Généralités sur les antennes microruban

Tableau II.1 : Procédure de conception de l'antenne microruban [24].

CHAPITRE 3 : Conception de l'antenne et résultats de simulations

Tableau III.1 Normes IEEE 802.11 [25].

Tableau III-2 : Les paramètres du substrat sélectionné.

Tableau III-3 : Les modes excités pour l'antenne à 2.4GHz.

Tableau III.4 Résultats des calculs pour déterminer les dimensions appropriées de la structure BIE et l'écart de bande TM approprié pour que notre antenne fonctionne dans la bande de fréquences des applications Wi-Fi.

Tableau III.5 : Dimensions choisies pour la conception de la structure BIE appropriée

Tableau III.6 : Caractéristiques géométriques de l'antenne microruban

Tableau III.7 : Caractéristiques géométriques des antennes microruban

Tableau III.8 : Résultats de simulations des antennes microruban.

Tableau III.9 : Tableau Comparatif entre les résultats de simulations de deux logiciels différents.

Liste des abréviations utilisées

CP : Cristal Photonique

BP : Bande passante

BIP : Bande Interdite Photonique

BIE : Bande Interdite électromagnétique

BPG : Photonic Band Gap

EBG : Electromagnetic Band Gap

1D : Unidimensionnel

2D : Bidimensionnel

3D : Tridimensionnel

TE : Transverse Electrique

TM : Transverse Magnétique

HFSS : High Frequency Structure Simulator

HC : hexagonale compacte

CFC : cubique à face centrée

MSA : Microstrip Antenna

MEB : Microscopie Electronique à Balayage

Introduction générale

Le domaine des télécommunications a connu un progrès technologique au cours des dernières années grâce à la forte demande de la population et de l'industrie. Parmi les applications dans ce domaine qui ont attiré plus d'attentions sont les antennes. Elles sont des éléments indispensables pour assurer une opération d'émission ou de réception des ondes électromagnétiques dans l'atmosphère terrestre ou dans l'espace.

A l'évolution du domaine des télécommunications, les communications filaires sont remplacées par des réseaux sans fil, pour plus de mobilité et pour des applications à haut débit. En plus l'enjeu est devenu de proposer des structures d'antennes micro-ruban permettant de remplacer l'ancienne génération des antennes ayant des grandes dimensions par une nouvelle génération à taille assez minimale permettant de les embarquer dans des espaces plus restreints, tout en conservant leurs caractéristiques électromagnétiques.

La découverte des matériaux à bandes interdites électromagnétiques (les cristaux photoniques) constitue une thématique de recherche prometteuse dans différents domaines, dont en particulier l'électromagnétisme, que ce soit pour des applications circuits (filtres, déphaseurs...) ou pour des applications de rayonnement, par exemple l'association avec des filtres ou avec des antennes. Ces matériaux sont constitués d'un réseau périodique de pavés métalliques déposés sur un substrat diélectrique et reliés au plan de masse par des trous métalliques. Ils présentent une haute impédance en réflexion normale et une bande interdite en propagation dans le plan sur une large bande de fréquences. Ces propriétés physiques sont particulièrement intéressantes car elles permettent de réduire le rayonnement latéral et d'augmenter la directivité des antennes.

L'objectif de notre travail est la conception avec le simulateur HFSS d'une antenne microruban carrée utilisant un substrat à base de cristaux photoniques pour application WI-FI.

Notre mémoire comporte trois chapitres avec une conclusion générale, fruit de ce que nous avons pu et su réaliser tout au long de ce modeste travail.

Dans le premier chapitre, nous parlerons des généralités sur les cristaux photoniques, leurs caractéristiques et leurs types. Après nous citerons les modes de défauts et les différents matériaux utilisés. Nous continuerons par une présentation des domaines d'applications.

Dans le deuxième chapitre, nous parlerons des généralités sur les antennes imprimées. Nous commençons par leur description, caractéristiques et mécanisme de rayonnement de ces antennes et les différentes techniques d'alimentation. Après nous évoquerons les différentes méthodes d'analyse ainsi que les avantages et les inconvénients de ces antennes.

Le troisième chapitre sera consacré aux résultats de simulation. Le simulateur HFSS sera exploité pour la conception de deux structures d'antennes : une structure conventionnelle et une structure BIE. Les deux structures seront simulées et les résultats seront comparés.

Enfin, le mémoire se terminera par une conclusion générale qui résumera le travail exposé dans ce mémoire.

CHAPITRE I :
Généralités sur les
cristaux photoniques
et leurs applications

I.1. INTRODUCTION

La notion de "cristaux photoniques" a été proposée pour la première fois en 1987 [1, 2]. Le premier cristal photonique a été réalisé en 1991 [3]. Les cristaux photoniques sont des structures dont l'indice de réfraction varie périodiquement dans une, deux ou trois dimensions. Ce milieu périodique produit sur la lumière qui se propage dans le cristal photonique un effet analogue à celui du potentiel périodique sur les électrons dans un cristal. De même qu'il existe pour des électrons des bandes d'énergie permises et des bandes interdites, il existe des bandes photoniques d'états permises et des bandes photoniques interdites. Une bande photonique correspond à un mode qui se propage dans le cristal photonique. Une bande interdite photonique correspond à un intervalle d'énergie où la propagation de la lumière est interdite dans certaines directions du cristal photonique. Les cristaux photoniques offrent la possibilité de contrôler la propagation de la lumière et ceci, sur la dimension de l'ordre de grandeur de la longueur d'onde dans le matériau. C'est notamment cette propriété qui les rend intéressants pour de nombreuses applications.

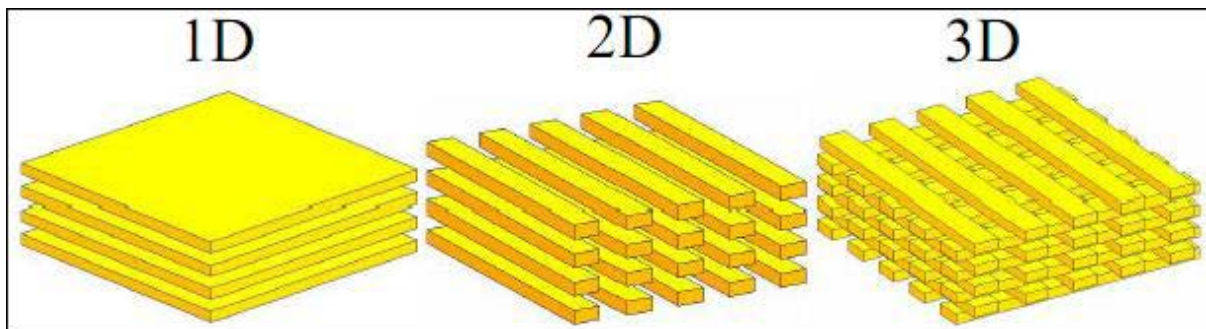


Figure I.1 : Cristaux photoniques à une, deux et trois dimensions

I.2. DEFINITION DES CRISTAUX PHOTONIQUES

La première structure périodique à connaître est le matériau à bande interdite photonique (B.I.P.) que l'on appelle plutôt en hyperfréquences « matériau à bande interdite électromagnétique ». D'une manière générale, on les nomme familièrement «cristaux photoniques » car sa structure se rapproche de la structure cristalline et qu'ils agissent sur les photons. L'intérêt des chercheurs pour le thème des cristaux photoniques est important, surtout depuis la fin des années 90, car ces matériaux périodiques artificiels ont été promis à

révolutionner le domaine des télécommunications. En effet, depuis des années, la recherche scientifique pense pouvoir contrôler la propagation de la lumière grâce à ces matériaux afin de remplacer la communication classique à courant électrique. Ceci entraînerait un gain énorme en termes de rapidité de la communication.

I.3. THEORIE DES CRISTAUX PHOTONIQUES

Cette section est en partie inspirée du livre *Photonic Crystals : Molding the Flow of Light*. Cet ouvrage décrit la théorie des cristaux photoniques. [4]

I.3.1. Équations de maxwell et équation aux valeurs propres

La propagation de la lumière (la propagation d'ondes électromagnétiques) dans un milieu diélectrique dont l'indice peut être périodique ; est régie par les équations de Maxwell :

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{B} = 0 \quad \text{I.(1)}$$

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{D} = \rho \quad \text{I.(2)}$$

$$\vec{\nabla} \wedge \vec{E} + \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} = 0 \quad \text{I.(3)}$$

$$\vec{\nabla} \wedge \vec{H} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} = \vec{J} \quad \text{I.(4)}$$

Où \vec{B} est l'induction magnétique, \vec{D} l'induction électrique, ρ la densité volumique de charge, \vec{E} le champ électrique, \vec{H} le champ magnétique et \vec{J} la densité de courant. Étant donné qu'il n'y a pas de source de lumière dans le milieu, $\rho=0$ et $\vec{J}=0$. De plus, on considère en première approximation que le matériau est linéaire et transparent, ce qui permet d'écrire les champs électriques et magnétiques comme des modes harmoniques :

$$H(\mathbf{r},t) = H(\mathbf{r})e^{-i\omega t} \quad \text{I.(5)}$$

$$E(\mathbf{r},t) = E(\mathbf{r})e^{-i\omega t} \quad \text{I.(6)}$$

Sous ces conditions, on obtient à partir des équations de Maxwell la relation de base utilisée pour trouver les modes dans les cristaux photoniques :

$$\vec{\nabla} \cdot \left(\frac{1}{\epsilon_r(\mathbf{r})} \vec{\nabla} \wedge \vec{H}(\mathbf{r}) \right) = \left(\frac{\omega}{c} \right)^2 \vec{H}(\mathbf{r}) \quad \text{I.(7)}$$

I.3.2. Polarisation transverse électrique (TE) et transverse magnétique (TM)

Dans le cas de structures de périodicité 2D, on peut décomposer l'ensemble des modes de propagation suivant deux classes de polarisation découplées : TE et TM. Leurs principales caractéristiques sont détaillées dans le tableau de la figure I.2.

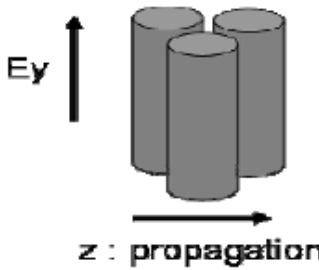
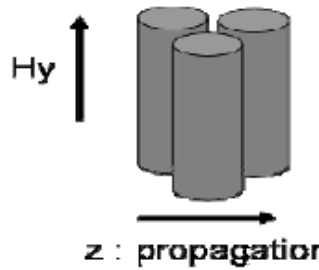
Mode	TM	TE
Distribution du champ		
Composantes	E_y, H_x, H_z	H_y, E_x, E_z

Figure.I.2 : Récapitulatif des propriétés des modes d'un CP 2D.

I.4. CARACTERISTIQUES D'UN CRISTAL PHOTONIQUE

Un cristal photonique CP est caractérisé par plusieurs paramètres :

I.4.1. la dimensionnalité

Celle-ci est déterminée par la périodicité de l'indice de réfraction. Comme le montre la figure I.3, la périodicité d'un CP peut s'étendre à une, deux ou trois dimensions (1, 2, 3D).

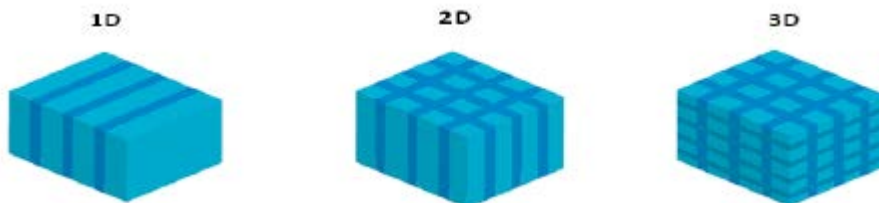


Figure.I.3 : Représentations schématiques de CP où l'indice de réfraction varie périodiquement suivant une, deux ou trois dimensions.

I.4.2. La symétrie

La position des briques d'un CP détermine la symétrie du réseau. Par exemple, pour un CP 3D de particules sphériques une symétrie cubique, hexagonale compacte (HC) ou cubique à face centrée (CFC) peut être obtenue.

I.4.3. Le paramètre du réseau

C'est la distance fondamentale entre deux briques constitutives. Il détermine la région spectrale où le CP interagit avec l'onde électromagnétique.

I.4.4 Le contraste d'indice de réfraction

Ce paramètre est défini comme le rapport entre les indices de réfraction des briques et de la matrice. Il offre une idée générale de la force de diffusion des deux matériaux composants du CP.

I.5. LES TYPES DE CRISTAUX PHOTONIQUES

Il existe différents types de cristaux photoniques qui sont classés selon leur dimensionnalité, le cristal photonique peut être :

- à une dimension (empilement de couches minces, réseau de Bragg),
- à deux dimensions (réseau de trous sur une surface)
- à trois dimensions (empilement de couches formées de billes de silices auto assemblées).

I.5.1. cristaux photoniques unidimensionnels : miroirs de bragg

Les cristaux photoniques unidimensionnels sont couramment utilisés sous le nom de réseau de Bragg. Le cristal photonique le plus simple possible est représenté sur la figure I.4. Les structures 1D sont les plus anciennes, elles ont déjà été longuement étudiées et utilisées.

Les cristaux photoniques unidimensionnels sont obtenus par un empilement de couches d'indices diélectriques différents. Ces structures sont composées de l'alternance périodique dans une seule direction de l'espace de deux milieux diélectriques de constantes diélectriques respectives ϵ_1 et ϵ_2 .

L'approche traditionnelle pour développer une compréhension de cette structure est de permettre à une onde plane de se propager à travers le matériau et de considérer les multiples réflexions et transmissions qui se déroulent à chaque interface, et les changements

de phase qui se produisent pour les ondes planes se propageant de couche en couche. Et sur la base de ce concept, une méthode matricielle a été introduite par Yeh pour traiter le phénomène des ondes électromagnétiques qui se propagent dans les couches du milieu.



Figure.I.4 : Schéma d'un miroir de Bragg constitué d'un milieu diélectrique périodique fini.

Les bandes interdites de cette structure, appelée également miroir de Bragg, sont sensibles à l'angle d'incidence de l'onde. Ainsi pour obtenir un contrôle des bandes interdites quel que soit l'angle d'incidence, il faut étendre la périodicité de la structure à 2 ou 3 dimensions.

Les structures 1D sont utilisées dans plusieurs applications. On peut citer : les filtres de longueur d'onde sélectifs, les multiplexeurs, les convertisseurs de modes pour fibres optiques, la compensation de la dispersion, les lasers spéciaux à bande étroite...[5]

I.5.2. Cristaux photoniques bidimensionnelles

I.5.2. 1. Définition

Un cristal photonique bidimensionnel est une structure qui présente une modulation périodique de la permittivité diélectrique suivant deux directions de l'espace, et homogène dans la troisième.

I.5.2. 2. La réalisation des structures bidimensionnelles

Il existe plusieurs façons de réaliser ces structures bidimensionnelles. Par exemple, on peut placer des tiges diélectriques dans l'air ou encore dans un autre diélectrique. Afin d'ouvrir des bandes interdites larges, il faut un contraste d'indice (différence entre les indices du milieu et des tiges) suffisamment grand [6]. Un BIP bidimensionnel peut aussi être constitué d'un ensemble de trous percés dans un diélectrique. Les réponses optiques de ces structures dépendent de la polarisation et peuvent ne pas posséder une bande interdite complète. On

parle d'une bande interdite complète lorsque la structure interdit la propagation pour toutes les directions dans le plan de la périodicité, quelle que soit la polarisation.

I.5.2. 3. Types de structures 2D

Les cristaux photoniques à deux dimensions, sont composés d'un réseau périodique de trous d'air percés dans un diélectrique (structure connectée) ou de tiges (des piliers) de diélectrique dans l'air (structure déconnectée) .

Les structures dites «connectées» (Figure I.5), les motifs élémentaires sont d'indice inférieur à l'indice de la matrice diélectrique. $n_1 < n_2$ [7].

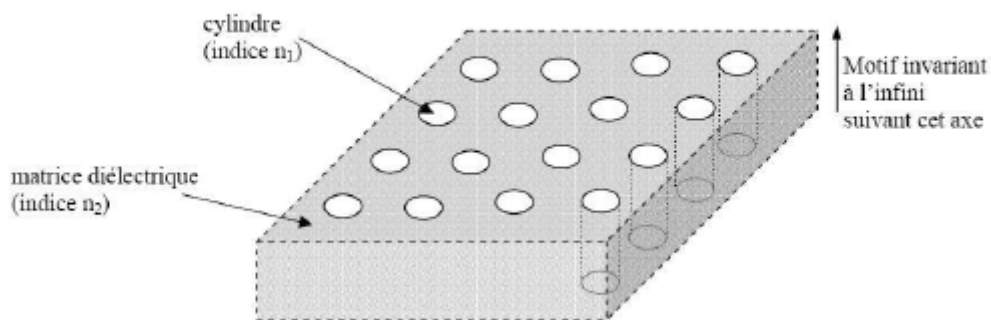


Figure.I.5 : Structure périodique 2D connectée

Dans les structures dites « déconnectées » (Figure I.6) : les motifs élémentaires sont d'indice n_1 supérieur à l'indice n_2 de l'espace inter motifs. Elles sont constituées de tiges diélectriques ou métalliques alignées périodiquement dans l'air ou de la mousse. [7]

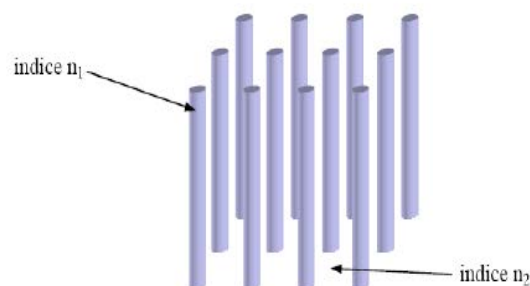


Figure.I.6 : Structure périodique 2D déconnectée.

I.5.2. 4. Familles de PhC 2D

Les structures 2D se regroupent principalement suivant trois familles ; Les trois réseaux les plus courants pour l'organisation des piliers (ou des trous), qui sont le réseau carré, triangulaire et hexagonal (voir Figl.7). [7]

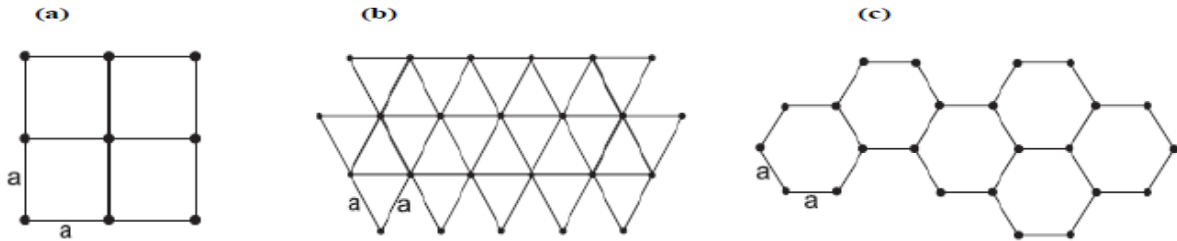


Figure.I.7 : Structure 2D : (a) Structure carrée, (b) triangulaire et (c) hexagonale.

I.5.3. Cristaux photoniques tridimensionnels

Les cristaux photoniques 3D sont des matériaux ayant une constante diélectrique périodique dans les trois directions de l'espace. Ils constitue la seule structure qui permet d'obtenir une bande d'énergie interdite dans toutes les directions de l'espace.

De nombreuses méthodes de fabrication des cristaux photoniques tridimensionnels ont été proposées. On peut citer la structure Yablonovite et la structure tas de bois et la structure des opales.

I.5.3.1. Structure de yablonovite

C'est le premier cristal photonique tridimensionnel à fabriquer et il a été nommé Yablonovite après Yablonovitch qui l'a conceptualisé. Une dalle de matériau est recouverte d'un masque constitué de rangées triangulaires de trous. Chaque trou est foré trois fois, à un angle de $35,26^\circ$ loin de la normale, et répartis sur 120° sur l'azimut. Les trous traversant situés en dessous de la surface de la brame produisent une structure FCC (CFC) tridimensionnelle complète. Le forage peut se faire par un foret réel pour le travail des micro-ondes, ou par gravure ionique réactive pour créer une structure FCC à des longueurs d'ondes optiques. La bande sombre à droite indique l'écart totalement interdit. [7]

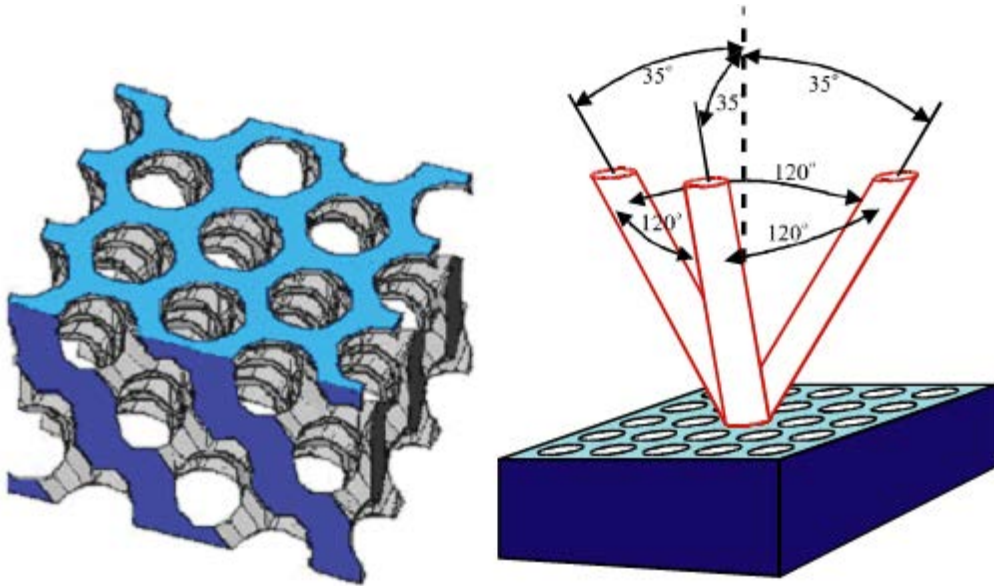


Figure.1.8: La première structure BIP 3D: la yablonovite.[8].

I. 5.3.2. Structure tas de bois

La structure périodique de ces cristaux photoniques tridimensionnels est réalisée en déposant par couches successives des rubans de silicium polycristallin dans des tranches de silice, elle se fait plan sur plan. Après avoir construit la structure, la silice est retirée pour obtenir un cristal photonique tridimensionnel Si/Air dont le contraste d'indice est suffisant pour ouvrir une bande d'énergie interdite omnidirectionnelle (Figure 1.9) :

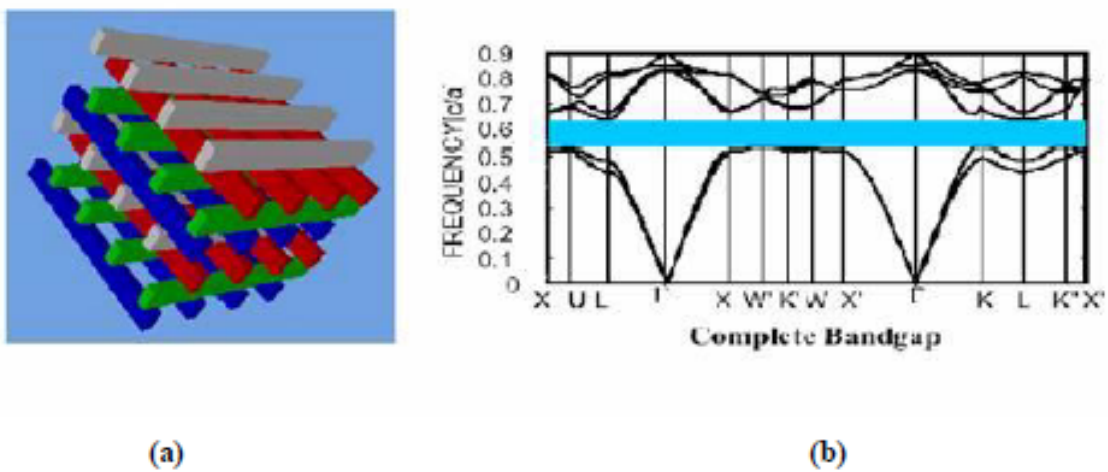


Figure.1.9 : (a) structure tas de bois. (b) Diagramme de bande d'un BIP 3D

I. 5.3.3. Structure d'opale :

Ces structures forment une famille originale de cristaux photoniques 3D. Elles sont obtenues chimiquement par auto-assemblage (Fig. 1.10). La première opale a été obtenue par sédimentation de sphères de silice (SiO_2) en solution : la gravité arrange ces sphères selon un réseau cubique à faces centrées [9].

Le nombre important de défauts dans les premières opales a été fortement réduit grâce à des techniques de croissance auto-organisées proposées par Y.A. Vlasov [10]. La plupart de ces cristaux colloïdaux ne présentent pas de bandes d'énergie interdites, à cause du faible contraste d'indice. Cependant, ces structures servent d'empreinte pour la réalisation d'opales inverses à partir de l'infiltration d'un matériau de haut indice (Fig. 1.11). Les sphères initiales sont ensuite dissoutes pour aboutir à structure finale de sphères d'air dans une matrice de haut indice.

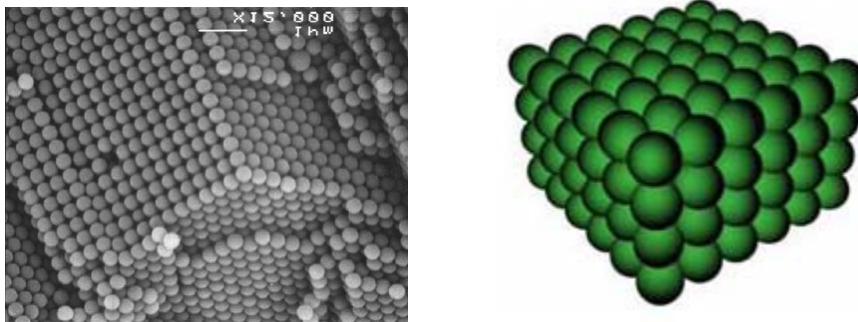


Figure 1.10 : Vue de MEB d'une opale artificielle directe

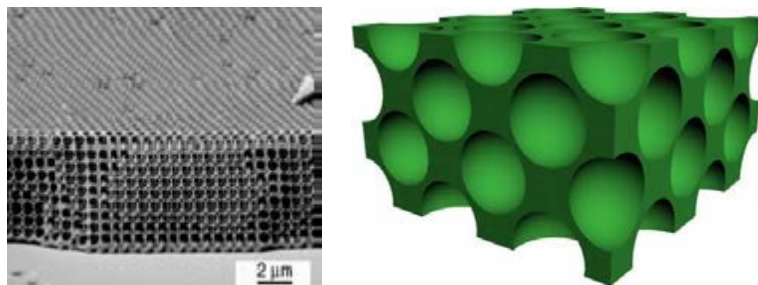


Figure 1.11 : Vue de MEB d'une opale artificielle inverse

I.6. LES MODES DE DEFAULTS

Comme pour les semi-conducteurs, l'existence d'un défaut dans la périodicité du cristal va entraîner l'apparition de niveaux permis, appelés modes de défauts, dans la bande interdite. et les défauts dans les cristaux photoniques peuvent localiser des modes. L'un des nombreux attraits offerts par les CP est la possibilité d'introduire des défauts dans leur structure périodique. Sans faire l'inventaire de toutes les possibilités, on réalise aisément la très grande variété de défauts concevables.

La création d'un défaut consiste à briser localement la périodicité du réseau en ajoutant ou enlevant localement un peu de matière diélectrique :

-un défaut diélectrique : ajouter du matériau diélectrique en plus.

-un défaut d'air(de point) : supprimer du matériau diélectrique.

-Les défauts étendus : sont obtenus en modifiant les cylindres ou les trous sur plusieurs sites voisins.

-Défaut de cavité (ponctuel) : collecter de l'énergie dans des micro résonateurs.

-Défaut guide d'ondes (linéaire): le guider dans des guides d'ondes .

-L'omission localisée de trous, grâce à laquelle on peut obtenir des microcavités résonnantes.

-L'omission d'une ou plusieurs rangées de trous. Le défaut jouera alors le rôle de guide d'onde.

Cette flexibilité dans les défauts de réglage rend les cristaux photoniques un milieu très attrayant pour la conception de nouveaux types d'application. Nous allons simplement citer certains types de défauts insérés dans les structures de défauts 1-D, 2-D et 3-D et les plus fréquemment réalisés:

Dans un cristal photonique unidimensionnel 1D le fait de rompre la périodicité de la structure ou d'introduire un défaut permet de confiner la lumière dans un plan défaut.

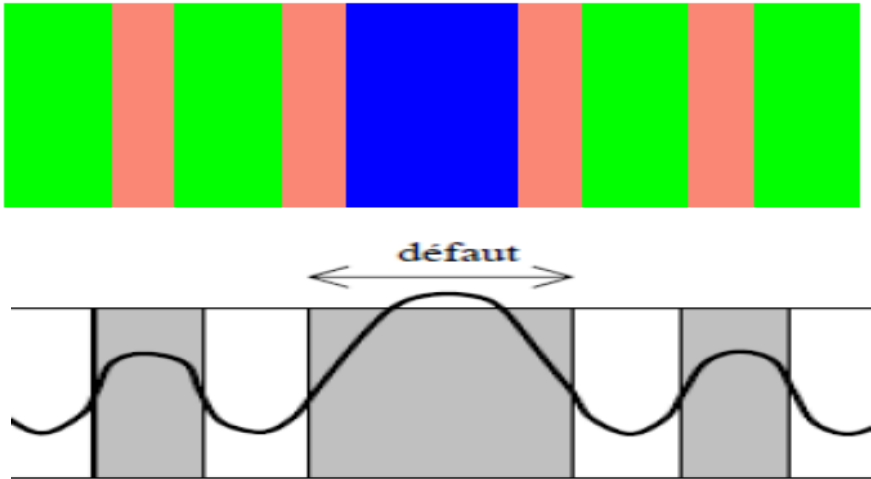
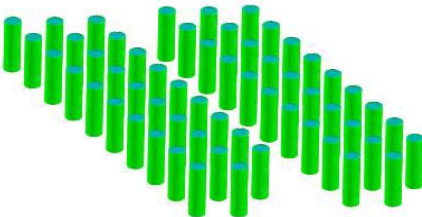
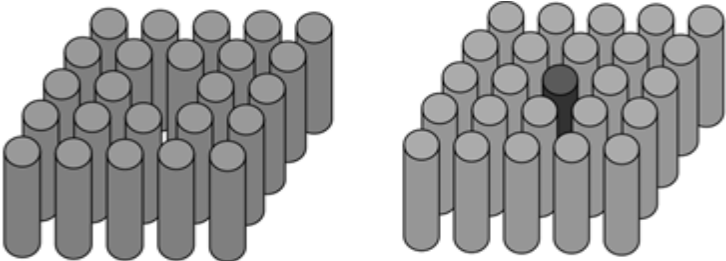


Figure.I.12 : Défaut dans une structure périodique unidimensionnelle.

Dans des cristaux 2D on peut localiser la lumière dans un défaut linéaire



(a) 2-D un défaut linéaire



b) Un défaut diélectrique (de point) (c) un défaut d'air(de point)

Figure.I.13 : différents types de défaut (a), (b), (c) dans structure 2D.

Tandis qu'en 3-D, la lumière peut être piégée à un seul point dans le cristal, connue sous le nom de « cage de photon », peut collecter de l'énergie dans des micro résonateurs (Défaut de cavité) ou le guider dans des guides d'ondes (Défaut de Guide d'ondes) [11].



(a) 3-D Défaut de cavité (ponctuel)

(b) 3-D Défaut de Guide d'ondes (linéaire)

Figure.I.14: différents types de défaut (a), (b) dans structure 3D.

1.7. LES DIFFERENTS MATERIAUX UTILISES

De nombreuses structures à bandes interdites unidimensionnelles, bidimensionnelles ont déjà été réalisées sur différents matériaux tels que le silicium, les semi-conducteurs III-V...

1.7.1. Le Silicium

A l'heure actuelle, on ne sait pas quel matériau est le plus adapté aux nanotechnologies pour la réalisation des cristaux photoniques mais parmi les matériaux d'indice de réfraction élevé, le silicium semble être très approprié : en effet, la technologie Si est extrêmement bien contrôlée et compatible avec des applications intégrées CMOS pour l'électronique.

a) Si de type P

L'utilisation du Si de type P associé à un masque pré-structuré de Si_3N_4 amène à la création d'une nouvelle forme de trous. Une couche de nitrure est déposée sur un substrat de Silicium par PECVD (Plasma Enhanced Chemical Vapor Deposition) standard et structurée par lithographie classique. La gravure des trous est réalisée dans une cellule électrochimique (Figure I-15) [12].

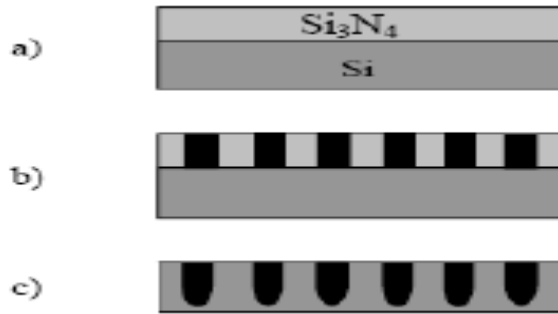


Figure I-15 : a) Dépôt de Si_3N_4 par PECVD, b) création du masque par photolithographie, c) gravure des trous dans une cellule électrochimique

b) Silicium macroporeux

Les cristaux photoniques sur Si macroporeux sont réalisés par gravure électrochimique d'un substrat gravé à la surface: des réseaux triangulaires ou carrés sont gravés par photolithographie ou lithographie holographique et les trous initiaux sont transférés dans le substrat par traitement KOH chauffé. Les gravures électrochimiques successives dans une solution HF permettent d'obtenir des trous plus profonds (quelques microns) tout en maintenant leur largeur (Figure I-16) [12].

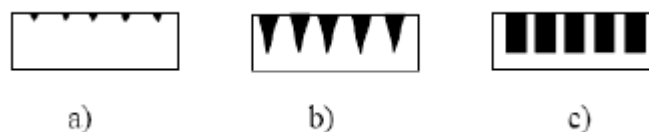


Figure I-16 : a) lithographie holographique, b) traitement KOH, c) gravure électrochimique.

c) Si/SiO₂

La technique LPCVD [12] (Low Pressure Chemical Vapor Deposition) permet de réaliser des cristaux photoniques unidimensionnels. Cette procédure nécessite trois étapes :

- Lors de la première étape, du poly-Si est déposé sur un substrat de SiO_2 .

- La couche de poly-Si subit une oxydation humide (H_2 , O_2). Ce procédé mène à une croissance de SiO_2 .

- L'épaisseur de la couche est alors augmentée par un dépôt de SiO_2 .

Ces trois étapes sont répétées m fois afin de réaliser une structure multicouche (Si/SiO_2) m .

I.8. DOMAINES D'APPLICATIONS

Par leurs périodicités et leurs propriétés, les cristaux photoniques permettent de réaliser des dispositifs optiques ou électromagnétiques capables de stocker, filtrer ou guider la lumière à l'échelle de la longueur d'onde.

Les cristaux photoniques sont souvent utilisés dans le domaine de la télécommunication et de l'informatique notamment dans le domaine des optiques intégrées. En effet, en utilisant les photons à la place des électrons, les informations seront transmises plus rapidement avec moins de perte, du fait d'une baisse d'interaction avec les matériaux diélectriques en comparaison aux électrons. Ils peuvent être déclinés sous forme de filtres afin de ne laisser qu'une longueur d'onde du spectre de la lumière passer [13], de guides d'onde pour la lumière par l'insertion de défauts linéaires ou planaires qui guideront les photons à travers le système, ou encore de fibres optiques permettant une réflexion interne totale où la lumière y est confinée car sa propagation hors de ce domaine est interdite (Figure 1-17).

L'utilisation des cristaux photoniques dans d'autres applications se développent comme pour :

-le solaire avec l'amélioration de l'efficacité des cellules photovoltaïques

-les batteries Lithium-ion pour augmenter leur efficacité

-les capteurs biologiques ou chimiques

-les lasers avec l'optimisation de leurs performances pour les lasers à bas seuil [14]

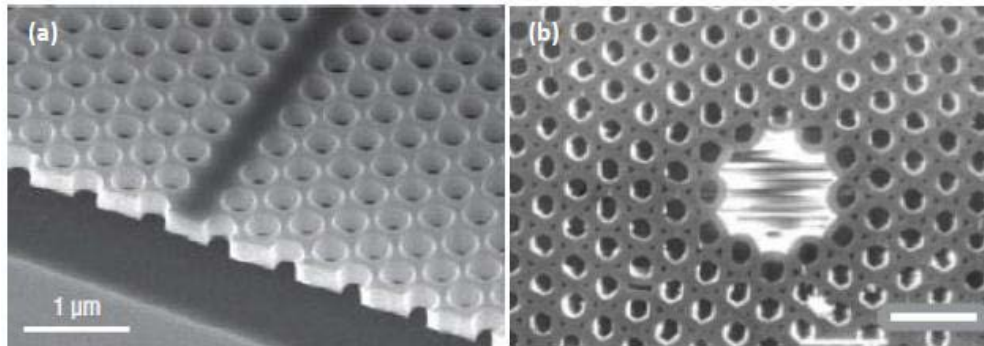


Figure.1.17. Images MEB (a) d'un guide d'onde [13] et (b) D'une fibre optique photonique [14] dans des CP 2D

1.9. CONCLUSION:

Nous avons présenté dans ce chapitre, les concepts de base liés aux cristaux photoniques (CP). Parmi les différentes propriétés des CP, la plus intéressante c'est la bande interdite électromagnétique. Cette intervalle de fréquences où le CP adopte un comportement de « barrière » pour les ondes, offrent des solutions très convoitées pour les applications hautes fréquences.

Le chapitre suivant sera dédié à la technologie des antennes imprimées afin d'évaluer l'utilité de l'insertion des structures des cristaux photoniques dans les antennes micro-ruban (chapitre 03).

CHAPITRE II :
Généralités sur les
antennes microruban

II.1. INTRODUCTION

L'antenne est l'élément utilisé pour diffuser les ondes électromagnétiques par rayonnement. Elle joue deux rôles réciproques : la transmission et la réception. Ainsi, dans une chaîne de communication, elle est toujours le premier élément d'une chaîne de réception ou le dernier élément d'une chaîne d'émission. Il y a une grande variété de techniques pour réaliser les antennes, chacune d'elles possède ses propres caractéristiques et sert à une application bien déterminée.

II.2. GENERALITES SUR LA TECHNOLOGIE IMPRIMEE

II.2.1. Définitions des antennes imprimées

La technique des circuits imprimés a révolutionné les domaines de l'électronique, et plus récemment celui des hyperfréquences, ou elle se prête particulièrement bien à la réalisation de circuits et d'antennes.

L'antenne imprimée (MSA : Microstrip Antenna) ou plaquée n'est pas un concept nouveau. Les premières publications en 1953 avec DESCHAMPS [15] et en 1955 avec le dépôt d'un brevet français par GUTTON et BAISSINOT [16]. Les premières réalisations naissent avec HOWELL et MUNSON [17] en 1970. Ce n'est qu'à partir de cette date que l'on porte un grand intérêt pour ce concept. Le développement prodigieux de ces structures imprimées est lié aux progrès considérables réalisés dans les années 80 dans le domaine de la miniaturisation, de l'intégration des circuits électroniques et sur tous les substrats diélectriques à faibles pertes. Il convient de souligner leur faible poids, leur encombrement réduit, leur faible coût de revient et leur configuration plane compatible avec les circuits intégrés et éventuellement conformable.

Ainsi, les études et les réalisations s'intensifient et visent de nombreuses utilisations dans les domaines civil, militaire et médical [18].

Les antennes sont les éléments de base pour une liaison radioélectrique. Comme applications, les antennes sont utilisées dans les réseaux GSM, la télélocalisation et radar ainsi que dans notre vie courante. Les technologies modernes s'orientent vers la miniaturisation de ces antennes tout en essayant de garder les meilleures performances.

Dans ces dernières années, divers types d'antennes imprimées ont été développés, et différentes techniques d'alimentation sont mises en œuvre pour améliorer les performances

de ce types d'antennes dans plusieurs cas d'applications. L'antennes imprimée (patch) est conçue pour satisfaire à ces besoins, son caractère en miniature offre la possibilité de l'intégrer facilement dans les systèmes d'émission-réceptions.

II.2.2. Structure d'une antenne imprimée

L'antenne imprimée est constituée d'un élément conducteur appelé élément rayonnant disposé sur la face supérieure d'un diélectrique (céramique ou polymère).

L'autre face est recouverte d'un plan métallique qui constitue le plan de masse (figure II.1) [19].

Les paramètres physiques et géométriques liés à cette structure sont :

- ✚ La permittivité relative de diélectrique (ϵ_r).
- ✚ La tangente des pertes ($\text{tg}\delta$) dans ce même substrat, avec dominance des pertes par effet de joule.
- ✚ L'épaisseur du diélectrique (elle doit rester faible par rapport à la longueur d'onde à transmettre).
- ✚ Les dimensions de l'élément rayonnant.

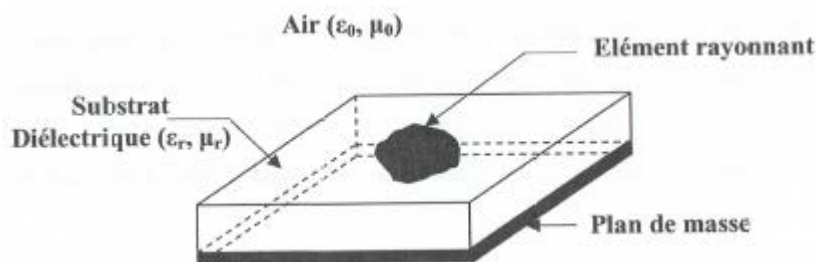


Figure II.1 : structure d'une antenne imprimée de forme quelconque.

Les dimensions de l'élément métallique sont de l'ordre de grandeur de la longueur d'onde de travail. Le rayonnement est dans un demi-espace si le plan de masse ou plan réflecteur est supposé infini.

II.2.3. Formes géométriques des antennes imprimées

Du fait de son procédé de fabrication et pour satisfaire à toute exigence demandée, l'antenne imprimée qui est l'organe clé de tout système de télécommunication moderne, peut prendre des formes géométriques très variées.

Comme le montre la figure (II.2), il existe une grande variété de formes que peut prendre une antenne plaquée ou microruban :

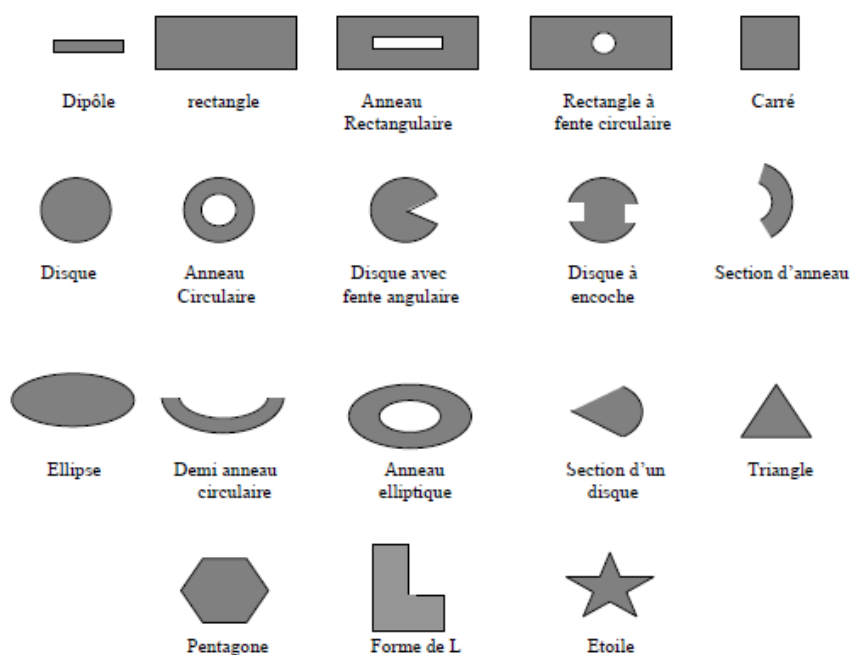


Figure II.2 : Principales formes des antennes.

Il y a tout d'abord le dipôle microruban, qui attire par sa petitesse quelques applications. Cependant son exploitation reste limitée à cause de sa bande passante très étroite. Les plus souvent rencontrées, sont les antennes rectangulaires ou carrée, circulaire et annulaire. Elles sont simples à réaliser, et ont été étudiées et modélisées par plusieurs auteurs.

On trouve également d'autres formes plus complexes et plus difficiles à analyser, elles résultent souvent de la combinaison de deux formes simples et sont utilisées dans certaines applications particulières [19].

II.3. CARACTERISTIQUES DES ANTENNES

Dans les communications sans fil, chaque application met en relief certaines caractéristiques des antennes. D'une manière générale, une antenne utilisée dans un type d'application ne peut pas l'être dans d'autres. une antenne peut être caractérisée par :

II.3.1. Représentation en quadripôles :

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

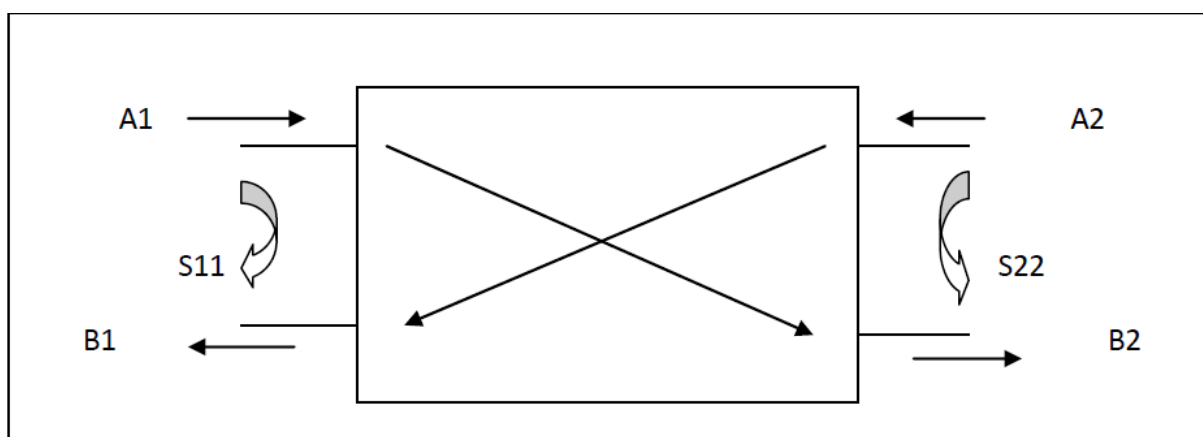


Figure II.3 Représentation en quadripôle [20].

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

On a les relations suivantes :

$$B_1 = S_{11} \times A_1 + S_{12} \times A_2$$

$$B_2 = S_{21} \times A_1 + S_{22} \times A_2$$

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 entrante 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 $A_1 = 0$.

II.3.2. 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.

II.3.3. Directivité :

La directivité (θ, φ) 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.

$$D(\theta, \varphi) = \frac{P(\theta, \varphi)}{P_r/4\pi} = 4\pi \frac{P(\theta, \varphi)}{P_r}$$

II.3.4. Rendement de l'antenne :

Le rendement de l'antenne est le rapport entre la puissance rayonnée et la puissance fournie à l'antenne, soit : $\eta = P_r/P_f$

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

II.3.5. Gain :

Le gain est le résultat de deux effets : la directivité et la perte.

Si G est le gain, alors : $G(\theta, \varphi) = \eta \times D(\theta, \varphi)$

II.3.6. Ouverture :

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 $G_m/2$

II.3.7. 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 :

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

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.

II.3.8. 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.

La fonction caractéristique de rayonnement de l'antenne permet d'avoir une vision globale du rayonnement. Elle est définie comme étant le rapport de la puissance transmise dans une direction donnée (θ, ϕ) à la puissance P_{max} de la direction où le rayonnement est maximal [20].

II.4 MECANISME DE RAYONNEMENT

Pour mieux comprendre le mécanisme de rayonnement des antennes imprimées, la littérature scientifique s'appuie généralement sur la théorie de l'optique [21].

Considérons la figure II.4 :

Sur un conducteur supérieur on a déposé une source ponctuelle au point $\ll a \gg$ qui rayonne dans toutes les directions (source isotopique).

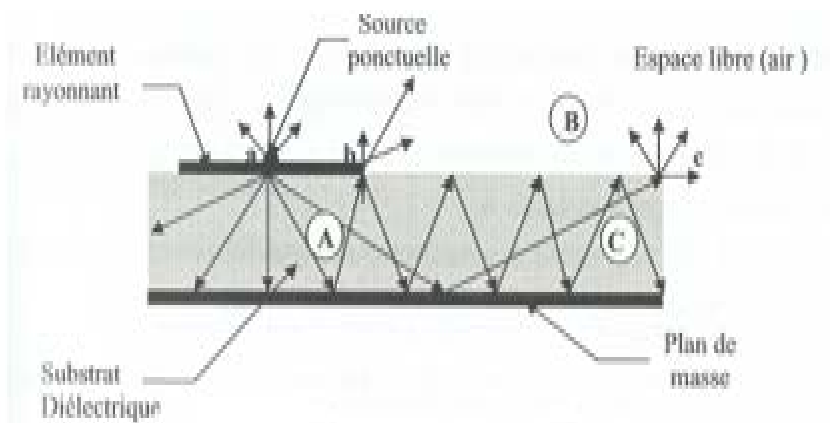


Figure II.4 : mécanisme de rayonnement

Une partie de celui-ci est réfléchi par le plan de masse, puis par le conducteur supérieur et ainsi de suite. Certains de ces rayons aboutissent sur l'arrête du conducteur (point <>) qui les diffracte et par conséquent le champ se décompose en deux composantes normale et tangentielle par rapport au plan de masse. On peut donc envisager trois régions :

Région A : est la plus dense en rayons. Dans cette région le champ électromagnétique s'accumule le plus fortement. Lorsque les fréquences sont basses ; le champ électromagnétique est concentré dans cette zone. Donc il y a propagation sans rayonnement.

Région B : Région de l'espace libre au-dessus du substrat dans laquelle il y a dispersion libre du champ. La contribution des sources ponctuelles est faible. La partie la plus grande du rayonnement provient des rayons à l'extrémité du conducteur supérieur (point <>). Si on augmente la fréquence, nous obtenons un fonctionnement en antenne.

Région C : Certains rayons atteignent les surfaces de séparation avec une incidence rasante et restent piégés à l'intérieur du diélectrique. Une onde de surface est alors guidée par le bord du diélectrique ne contribuant pas directement au rayonnement de l'antenne. Toutefois, quand cette onde atteint le bord du substrat (point<<c>>), elle est diffractée et génère un rayonnement parasite.

II.5 TECHNIQUES D'ALIMENTATION

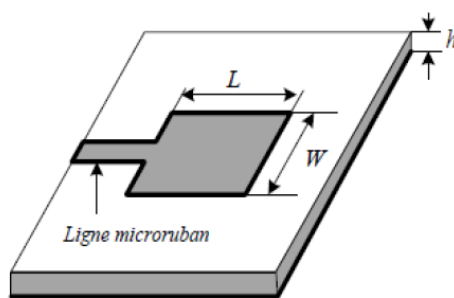
L'alimentation joue un rôle très important lors de la conception des antennes imprimées. Elle peut modifier les caractéristiques de rayonnement de celles-ci. L'alimentation pourra être soit centrée soit arbitraire par rapport à la géométrie de l'élément. Par sa position, elle détermine les modes qui sont excités ainsi que l'adaptation de l'antenne à la ligne d'alimentation [19].

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

II.5.1 Alimentation par ligne microruban

Dans le premier cas, une ligne microruban est directement connectée à l'élément rayonnant comme le montre la figure (II.5.a), 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%.



(a)

Figure II.5.a Technique d'alimentation par ligne microruban

II.5.2. 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 II.5.b). 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.

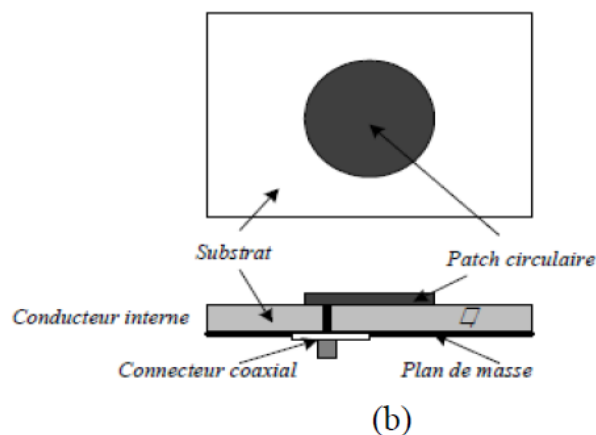


Figure II.5.b Technique d'alimentation par sonde coaxiale

II.5.3 Alimentation par couplage par fente

L'alimentation par ligne microruban 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 microruban comme le montre la figure (II.5.c). Cette configuration permet une optimisation indépendante entre la ligne d'alimentation et le patch. Elle est 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.

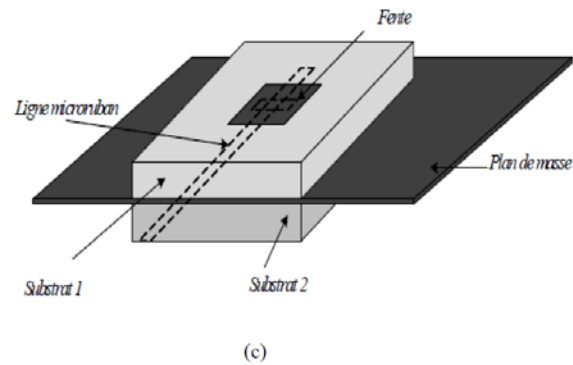


Figure II.5.c Technique d'alimentation par couplage par fente.

II.5.4. 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 (II.5.d). 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 [20].

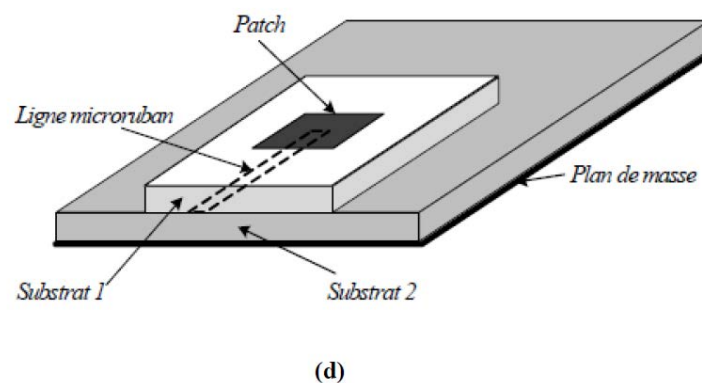


Figure II.5.d Technique d'alimentation par couplage de proximité.

II.6. METHODES D'ANALYSE

Plusieurs méthodes sont utilisées pour l'analyse des antennes microbandes. La plupart de ces méthodes peuvent être classés dans une des deux catégories : méthodes approximatives et méthodes rigoureuses (Full-wave) [22].

Les méthodes approximatives sont basées sur des hypothèses simplificatrices donc elles ont des limitations et elles fournissent des solutions moins précises. Elles sont généralement utilisées pour la modélisation des antennes à élément unique à cause de la difficulté rencontrée dans la modélisation du couplage entre les différents éléments. Cependant, elles offrent un bon aperçu physique avec un temps de calcul généralement très petit. Les méthodes rigoureuses tiennent compte de tous les mécanismes importants de l'onde et s'appuient énormément sur l'utilisation d'algorithmes numériques efficaces. Lorsqu'elles sont appliquées convenablement, les méthodes rigoureuses sont très précises et peuvent être employées pour la modélisation d'une variété d'antennes y compris les antennes réseaux. Ces méthodes ont tendance à être plus complexes et fournissent moins d'aperçu physique. Souvent, elles nécessitent plus de calculs et donc un temps de calcul élevé [22].

II.6.1. Méthodes approximatives (analytiques)

Les méthodes approximatives prennent en compte au départ la nature des phénomènes physiques, ce qui permet d'effectuer des approximations, permettant la modélisation du modèle en question. Parmi ces méthodes, on cite :

- ✚ Le modèle de la ligne de transmission ;
- ✚ Le modèle de la cavité.

II.6.1.1 Le modèle de la ligne de transmission :

L'antenne imprimée est modélisée par deux fentes rayonnantes dans le demi-espace supérieur au plan de masse ; qui sont situées aux extrémités d'une ligne de transmission de longueur $\lambda/2$ [19].

II.6.1.2 Le modèle de la cavité :

La structure imprimée peut être assimilée à une cavité fermée par deux murs électriques : en bas par un plan de masse en $z = 0$, en haut par une plaque conductrice en $z = h$, et par des murs magnétiques verticaux. Une longueur et une largeur effective sont introduites pour prendre en compte les débordements des champs sur les bords de l'antenne. Pour l'excitation, on prend pour modèle un courant électrique J parallèle à l'axe oz (Figure II.6) et répartie uniformément.

Pour calculer le champ interne à la cavité, on utilise la méthode dite de raccord de mode. Elle consiste à diviser la cavité en deux régions I et II dépourvues de sources et ensuite à résoudre l'équation de Helmholtz (sans second membre) dans chaque région. Les champs lointains sont donnés par le rayonnement des ouvertures verticales et la puissance totale rayonnée est obtenue en intégrant le champ lointain dans tout le demi-espace supérieur [22].

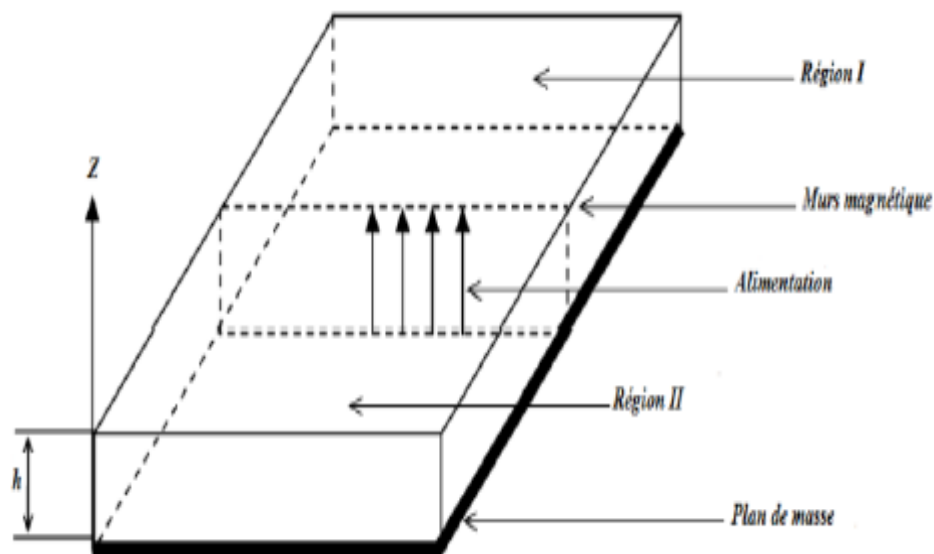


Figure II.6 : Modèle de la cavité

II.6.2. Méthodes numériques :

II.6.2.1. Méthodes des éléments finis :

La méthode des éléments finis 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 [30]. La méthode des éléments finis est implémentée dans quelques codes commerciaux tels que le fameux logiciel HFSS d'Ansoft [22].

II.6.2.2. Méthodes des différences finies :

Elle permet de calculer à chaque instant discret de l'espace, les composantes du champ électromagnétique dans chaque cellule élémentaire du volume tridimensionnel. On applique la transformée de Fourier à la réponse temporelle pour obtenir la réponse fréquentielle du système.

La méthode des différences finies a été implémentée dans des logiciels commerciaux tels que Fidelity de Zeland.

II.6.2.3. La méthode des moments :

L'utilisation de la méthode des moments dans les problèmes électromagnétiques a été développée pour la première fois par Newman [23]. Elle est une manière de résolution d'équations intégrales qui permet de réduire celles-ci en un système d'équations linéaires appliqués aux structures planaires ou quasi-planaires sur les structures 2D [22].

II.6.2.4. La méthode de la matrice des lignes de transmission TLM :

La méthode de la matrice des lignes de transmission TLM permet de discrétiser les champs et les courants de la structure étudiée en petits éléments, chacun de ces éléments est considéré comme un ensemble de ligne de transmission et les calculs s'effectuent directement dans le domaine temporel[22].

II.7. PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT DES ANTENNES MICRORUBANS :

La compréhension physique du fonctionnement des antennes microrubans passe par la connaissance du champ électromagnétique en zone proche de la structure rayonnante. Une approche simplifiée de ce problème consiste à assimiler l'antenne à une cavité limitée de deux murs électriques horizontaux (l'élément rayonnant et le plan de masse) et quatre murs magnétiques transversaux à pertes.

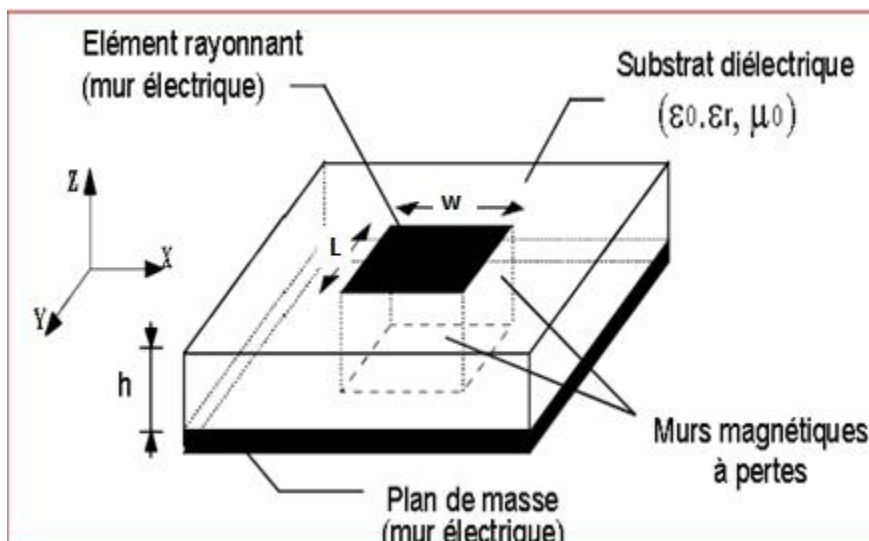


Figure II.7 : Modèle de la cavité

Cette cavité diélectrique emmagasine l'énergie électromagnétique pour un ensemble discret de fréquences appelées «fréquences des résonances », auxquelles correspondent des configurations particulières des champs, nommées modes. Les conditions aux limites sur les parois de la structure conduisent à des modes transverses magnétiques de types TM_{mnp} , avec $p=0$ pour un substrat diélectrique d'épaisseur faible devant la longueur d'onde de fonctionnement de l'antenne.

Cette méthode de la cavité permet de déterminer d'une façon approchée la fréquence de résonance f_{mn} et la permittivité effective dans le cas d'un élément rayonnant rectangulaire de dimension (L, w) .

$$f_{mn} = \frac{c}{2\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}} \sqrt{\left(\frac{m}{L_{\text{eff}}}\right)^2 + \left(\frac{n}{W_{\text{eff}}}\right)^2}$$

Voici une procédure de conception simple, issue de la méthode des lignes de transmission. Soient les valeurs suivantes, données par cahier de charge :

- La permittivité relative de substrat ϵ_r .
- La hauteur de substrat diélectrique h .
- La fréquence de résonance que l'on désire $f_{\text{dés}}$.
- L'impédance d'entrée.

La procédure de conception tableau (II.8) nous permet de déterminer la longueur L de l'élément rayonnant, sa largeur W et les coordonnées de point d'excitation en fonction de l'impédance d'entrée désirée [24].

<p>1. Détermination de la largeur de patch.</p> $W = \frac{c_0}{2 \cdot f_{rés}} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}}$	<p>5. Détermination de la conductance G des fentes rayonnante</p> $G_1 = \frac{1}{90} \cdot \left(\frac{W}{\lambda_0}\right)^2 \quad \text{si } W \ll \lambda_0$
<p>2. Détermination de la permittivité effective</p> $\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + 12 \cdot \frac{h}{W}\right)^{-1/2}$	$G_1 = \frac{1}{120} \cdot \left(\frac{W}{\lambda_0}\right)^2 \quad \text{si } W \gg \lambda_0$
<p>3. Détermination de l'extension de longueur</p> $\Delta L = 0.412 \cdot h \cdot \left(\frac{\epsilon_{eff} + 0.3}{\epsilon_{eff} - 0.258}\right) + \left(\frac{W}{h} + 0.258\right) \left(\frac{W}{h} + 0.8\right)$	<p>6. Détermination de la résistance d'entrée</p> $R_{in} = \frac{1}{2 \cdot G_1}$
<p>4. Détermination de la largeur de patch L</p> $L = \frac{c_0}{2 \cdot f_{rés} \cdot \sqrt{\epsilon_{eff}}} - \Delta L$ <p>$\frac{c_0}{2 \cdot f_{rés} \cdot \sqrt{\epsilon_{eff}}}$: la longueur effective du patch</p>	<p>7. Détermination de point d'alimentation y_0</p> $R_{désir} = R_{in} \cdot \cos^2\left(\frac{\pi}{L} \cdot y_0\right)$ $y_0 = \frac{L}{\pi} \arccos \sqrt{\frac{R_{désir}}{R_{in}}}$

Tableau II.1 : Procédure de conception de l'antenne microruban [24].

Remarque pour un élément carré :

Dans le cas où nous voulons concevoir un élément carré au lieu d'un élément rectangulaire, ($W=L$), nous calculons initialement la valeur de L par la formule [18] :

$$L = \frac{C}{2f_0\sqrt{\epsilon_r}}$$

Puisque $W=L$ nous pouvons donc déterminer :

✚ La permittivité effective en utilisant la formule[18] :

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[1 + 12 \frac{h}{W}\right]^{-1/2}$$

- ✚ L'extension de la longueur de l'élément ΔL , par l'expression [18] :

$$\Delta L = 0.412 \cdot h \cdot \frac{(\epsilon_r \epsilon + 0.3) \left(\frac{w}{h} + 0.264\right)}{(\epsilon_r \epsilon - 0.258) \left(\frac{w}{h} + 0.8\right)}$$

- ✚ La longueur effective de l'élément :

$$L_e = \frac{c}{2f_0 \sqrt{\epsilon_r \epsilon}}$$

- ✚ La longueur et la largeur réelle de l'élément par la formule :

$$L_e = L + 2\Delta L \Rightarrow L = L_e - 2\Delta L$$

Ou $L_e = \lambda/2$ pour le mode dominant TM_{10} .

II.8. AVANTAGES ET INCONVENIENTS

Compte tenu des structures planes des antennes imprimées [19], comparées aux antennes conventionnelles, les avantages qu'on peut leur attribuer sont nombreux. On se contentera de citer les plus attrayants d'entre eux :

- ✚ Faible poids.
- ✚ Faible encombrement.
- ✚ Faible épaisseur.
- ✚ Simplicité de réalisation et reproduction.
- ✚ Fort rendement d'ouverture.
- ✚ Polarisation variable simplement avec la position d'alimentation.
- ✚ Possibilité de les conformer sur des surfaces non planes.
- ✚ Possibilité d'association à des éléments actifs ou passifs tels que : amplificateurs, modulateurs, déphaseurs, etc...

Toutefois, comme rien n'est jamais parfait, ce type d'antenne a ses propres inconvénients :

- ✚ Bande passante très étroite.
- ✚ Gain faible dû aux pertes.
- ✚ Rendement faible (concentration des champs sur les parois métalliques).
- ✚ Effet de couplage parasite entre les éléments.
- ✚ Pureté de polarisation difficile à obtenir.

- ✚ Puissance supportée limitée.
- ✚ Rayonnement parasite de l'alimentation.

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. La technologie à bande interdite électromagnétique appelée couramment BIE est considérée comme une bonne solution pour améliorer les limitations de l'antenne microruban.

II.9. CONCLUSION :

Dans ce deuxième chapitre nous avons présenté de façon générale, l'essentiel de la théorie des antennes imprimées.

Après avoir étudié le fonctionnement d'une antenne imprimée, on a présenté les caractéristiques et les différents mécanismes de son rayonnement ainsi qu'aux plus importantes techniques d'alimentation. Par suite nous avons cité quelques méthodes d'analyse, et nous avons présenté quelques avantages et inconvénients des antennes imprimées.

Enfin, nous avons proposé le patch cristaux photonique comme une bonne solution pour améliorer les limitations de l'antenne microruban.

Le chapitre suivant sera entièrement dédié à l'insertion des structures à CP dans les antennes microruban afin d'évaluer leurs utilités.

CHAPITRE III :

Conception de
l'antenne et résultats
de simulations

III.1.INTRODUCTION

Dans ce chapitre, nous allons concevoir une antenne microruban à élément carré à performances améliorées utilisant un substrat cristaux photonique et la comparer avec l'antenne microruban conventionnelle afin de démontrer l'effet de structure BIE. La méthodologie de conception pour atteindre l'antenne BIE améliorée est décrite étape par étape.

III.2.CONCEPTION D'ANTENNE MICRORUBAN CONVENTIONNELLE

Afin d'identifier et de vérifier les améliorations apportées par la structure BIE aux antennes microruban, l'antenne microruban classique est d'abord conçue.

III.2.1.Sélection de la fréquence de fonctionnement

Dans ce travail, nous nous intéressons à concevoir une antenne patch pour les applications Wi-Fi (Wireless Fidelity). Wi-Fi (prononcé /'waifai/) est la marque déposée qui fait référence à la norme IEEE 802.11[25], qui est une technologie de réseau local sans fil (WLAN)[26] qui a plusieurs versions comme le montre le tableau suivant.

Version	802.11a	802.11b	802.11g	802.11n
Release date	October 1999	October 1999	June 2003	January 2010 (speculated)
Frequency band	5 GHz	2.4 GHz	2.4 GHz	5 GHz and/or 2.4 GHz
Net bit rate (Max.)	54 Mbit/s	11 Mbit/s	54 Mbit/s	600 Mbit/s
Range (indoor)	~35 m	~30 m	~up to 100 m	~up to 300 m

Tableau III.1 Normes IEEE 802.11[25].

L'utilisation de la bande des 2,4 GHz présente de nombreux avantages. Les appareils dans la bande des 2,4 GHz ont une meilleure portée que celles de la bande des 5 GHz. De plus, les transmissions dans cette bande ne sont pas aussi facilement obstruées que la norme IEEE 802.11a. De plus, les appareils IEEE 802.11g sont rétro-compatibles avec ceux IEEE 802.11b[26]. Par conséquent, la fréquence de fonctionnement sélectionnée est $f_r = 2,4$ GHz. D'autres fréquences peuvent également être étudiées.

III.2.2. Sélection de la constante diélectrique du substrat

La deuxième étape de la procédure de conception consiste à spécifier la constante diélectrique du substrat. Il a été choisi la valeur $\epsilon_{rs} = 10$ (haute permittivité relative) pour les raisons suivantes :

- Pour concevoir une antenne patch fonctionnant dans une fréquence hyperfréquence relativement basse (2,40 GHz) avec des dimensions relativement petites ;
- Créer des conditions propices à l'excitation d'ondes de surface significatives (afin de montrer clairement l'effet de suppression des ondes de surface avec le cristal photonique).
- Pour obtenir le même ϵ_{rs} que dans l'antenne améliorée, le matériau du substrat de l'antenne améliorée est régi par le cristal photonique qui requiert un rapport de permittivité élevé entre le substrat (milieu hôte) et le cristal (poteaux).

III.2.3. conception du patch

Après avoir sélectionné la fréquence de fonctionnement et la constante diélectrique du substrat, les dimensions peuvent être approximées à l'aide du modèle de cavité.

 . Sélection de la forme du patch

Nous avons opté pour une configuration carrée. Cela simplifie la conception puisque les dimensions sont de l'ordre d'une demi-longueur d'onde comme indiqué dans la section suivante.

 . Trouver les dimensions du patch

Pour la fréquence de fonctionnement spécifiée, la constante diélectrique du substrat et la forme du patch, la longueur (L) et la largeur (W) du patch peuvent être déterminées en utilisant l'équation suivante :

$$W = L = \frac{c}{(2 \cdot fr \cdot \sqrt{\epsilon_{rs}})} = \lambda/2 = 19.7642 \text{ mm}$$

III.2.4. Conception du substrat

Après avoir trouvé les dimensions du patch et l'impédance d'entrée à la résonance, nous déterminons les dimensions du substrat.

III.2.4.1. Choix de l'épaisseur du support

L'épaisseur du support est choisie : $h = 6 \text{ mm}$ (épaisseur) pour les raisons suivantes :

- Pour obtenir une large bande passante d'impédance d'antenne à microbande passante.
- Assurer des conditions favorables à l'excitation des ondes de surface qui font l'objet de notre étude [$(h/\lambda_0) = 0,048 > 0,030$].

CHAPITRE III : Conception de l'antenne et résultats de simulations

III.2.4.2. Les autres paramètres du substrat sélectionné

<i>Nom</i>	<i>Arlon 1000TM</i>
<i>Forme</i>	<i>carrée</i>
<i>Longueur ou Largeur</i>	<i>187.5 mm (1.5λ_0)</i>
<i>Permittivité relative (ϵ_{rs})</i>	<i>10.0</i>
<i>Perméabilité relative (μ_{rs})</i>	<i>1.0</i>
<i>Tangente de perte ($\tan(\delta)$)</i>	<i>3.5 x 10⁻³</i>

Tableau III-2 :Les paramètres du substrat sélectionné.

III.2.5. Conception du plan de masse

Le plan de masse est, par convention, un conducteur électrique qui est placé sous le diélectrique de l'antenne microruban, et son rôle est de rediriger la moitié du rayonnement dans la direction opposée. Ceci améliore le gain directionnel [27, 28] de 3 dB ($10\log(2)$).

Lors de la conception d'antennes à microbande avec un petit plan de masse et pour un haut degré de pureté de mode, il faut optimiser non seulement la taille de la plaque résonante mais aussi la taille et l'épaisseur du plan de masse[29]. L'épaisseur du plan de masse dans notre cas est considérée comme infiniment mince (~ 0) comme désiré pour la plupart des applications en notant que les plans de masse minces augmentent l'efficacité d'excitation des modes non résonants.

Une dimension du plan de masse couramment utilisée[29] pour la conception d'antenne à microbande est ($1.5\lambda_0$),

où λ_0 est la longueur d'onde de l'espace libre.

III.2.6. Alimentation

Chaque technique d'alimentation a ses propriétés et son effet sur les paramètres de l'antenne, donc dans la procédure de conception de l'antenne, la technique d'alimentation doit être déterminée.

III.2.6.1. La technique d'alimentation appliquée

Dans les deux configurations sans contact (alimentation couplée par ouverture ou par proximité), il y a une augmentation indésirable de l'épaisseur totale de l'antenne. Par conséquent, pour réduire la complexité et la taille des antennes impliquées dans ce rapport, il a été décidé d'appliquer la technique d'alimentation par sondes coaxiale. L'alimentation par ligne microbande n'a pas été prise en compte en raison de la complexité de conception associée à l'incorporation du cristal photonique dans le substrat.

III.2.6.2. Détermination de la position d'alimentation appropriée

L'étape finale de la conception consistait à vérifier la résonance du patch et à localiser l'emplacement approprié de l'emplacement de la sonde. Pour obtenir une polarisation linéaire le long de l'axe des abscisses, le champ équivalent total sur l'axe des ordonnées l'axe des y doit être nul. Par conséquent, la position y-feed du centre du patch (y_f) doit être égale à zéro, ($y_f = 0$ mm).

Ansoft HFSS™ a été utilisé pour déterminer la position de l'avance X à partir du centre du patch (x_f). L'objectif était d'obtenir la résonance avec des caractéristiques optimales, ce qui a été réalisé en utilisant une approche d'essai et d'erreur pour localiser le point d'excitation de la sonde. HFSS™ calcule les paramètres de diffusion des matrices multi-ports en excitant chaque port séparément et en mesurant la réponse en fréquence par les autres ports non excités par rapport au port excité. Dans le cas d'une antenne patch, le dispositif est un dispositif à port unique, donc seul le paramètre d'atténuation de retour (s_{11}) est mesuré, qui est une mesure de l'adaptation entre l'antenne et l'alimentation. A partir de cette mesure, la fréquence de résonance du patch peut être localisée en observant l'emplacement du nul le plus profond - la meilleure correspondance entre le patch et l'alimentation.

Nous allons commencer par la conception d'une antenne microruban avec un élément rayonnant carré, alimenté par un câble coaxial d'impédance caractéristique 50 Ohm. Le substrat conventionnel est fait de Taconic (tm) dont la permittivité relative est égale à 10. Le choix du substrat est pour les raisons suivantes.

- Une grande excitation des ondes de surfaces
- Avoir une antenne microruban avec des dimensions réduites.

CHAPITRE III : Conception de l'antenne et résultats de simulations

Toutes les dimensions de l'antenne sont illustrées sur la figure II.1. Le patch est conçu pour fonctionner à la fréquence 2.4 GHz.

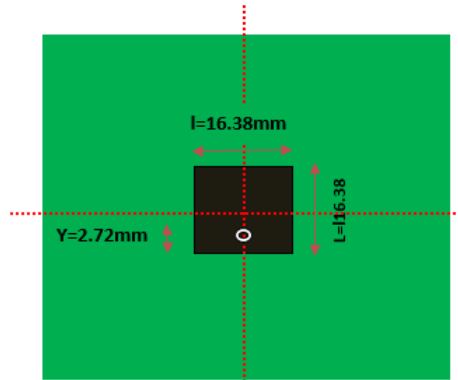


Figure II.1 : Antenne imprimée proposée fonctionnant à 2.4GHz.

Nous avons simulé l'antenne imprimée carré à l'aide du logiciel Ansoft-HFSS (High Frequency Structure Simulator). Il s'agit d'un puissant logiciel de simulation qui permet de représenter la distribution des champs et de calculer les paramètres S_{ij} des structures hyperfréquences passives. La réflexion sur la source et le diagramme de directivité sont représentés sur les figures III.2 et III.3.

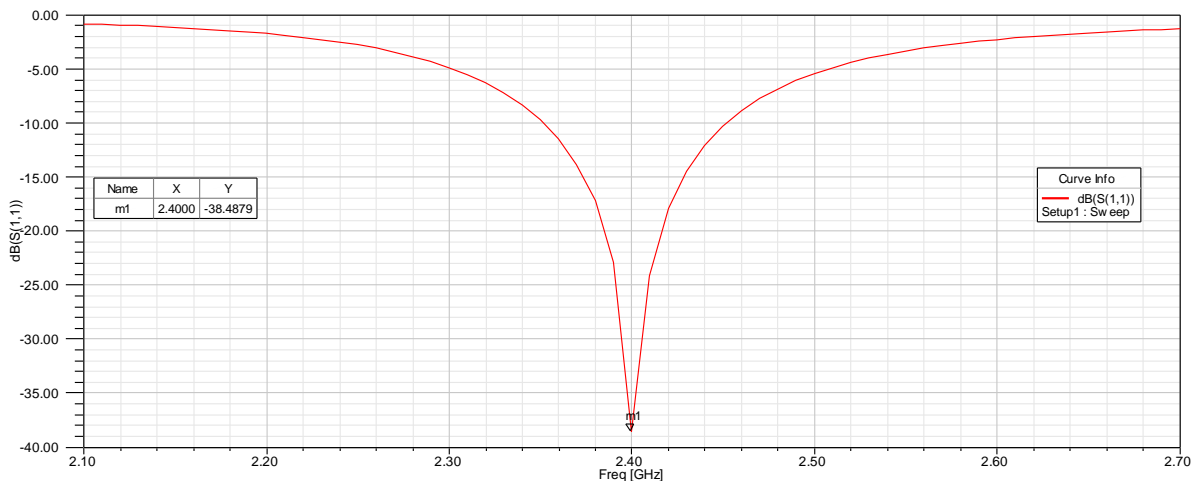


Figure III.2 : Coefficient de réflexion de l'antenne microruban conventionnelle

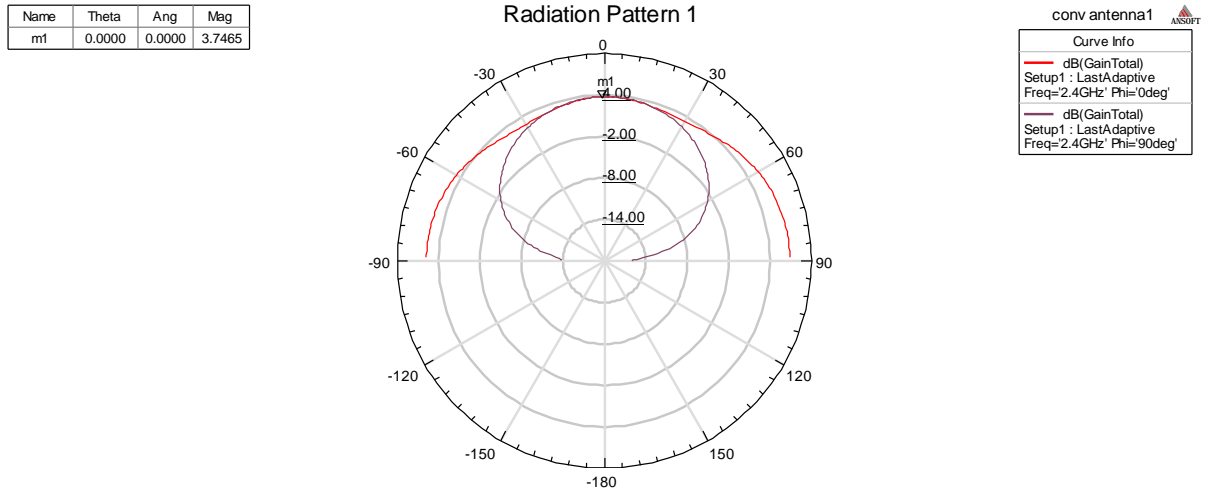


Figure III.3 : Diagramme de rayonnement du gain de l'antenne patch classique

Les résultats de simulations montrent que le coefficient de réflexion de l'antenne microruban avec le substrat conventionnel est, 38.48 dB, Il indique que l'antenne microruban est bien adaptée à l'entrée. Le gain de l'antenne microruban est faible de 3.74 dB, Pour améliorer le rayonnement de l'antenne dans la direction perpendiculaire nous avons remplacé le substrat conventionnel par une autre de type BIE.

Pour concevoir la structure BIE d'amélioration appropriée (cristal photonique), le comportement des ondes de surface dans le substrat diélectrique de l'antenne conventionnelle doit d'abord être caractérisé.

III.2.7. Caractérisation des ondes de surface

Comme l'objectif de l'introduction d'un cristal photonique dans le substrat d'une antenne à microruban est de supprimer les ondes de surface, il est nécessaire de déterminer leur mode d'excitation lorsque la fréquence de fonctionnement de l'antenne est sortie. Cela aide à concevoir le cristal photonique approprié qui améliore les performances de cette antenne.

CHAPITRE III : Conception de l'antenne et résultats de simulations

Le mode TM₀ n'a pas de fréquence de coupure dans un tel substrat. La fréquence de coupure de la fonction le premier mode TE (TE₁) et les autres modes d'ordre supérieur sont déterminés en utilisant la relation suivante :

$$f_c = \frac{n \cdot c}{4 \cdot h \sqrt{\epsilon_r - 1}}$$

Les résultats sont présentés dans le tableau III-3.

Mode de l'onde de surface	La fréquence de coupure f_c	L'état de mode
TM ₀	0	excité
TE ₁	$f_{c1} = 4.167 \text{ GHz}$	N'est pas excité
Modes d'ordres supérieurs	$f_{cn} = n \cdot f_{c1}$ n= 2,3,4....	N'est pas excité

Tableau III-3 : Les modes excités pour l'antenne à 2.4GHz.

Selon les résultats du Tableau III-3 et le fait que tous les modes d'ondes de surface d'ordre supérieur sont éloignés de la fréquence de travail en toute sécurité, il suffit d'éliminer le mode TM₀. Il suffit donc de tenir compte de la structure de la bande en mode TM dans la conception du cristal photonique correspondant.

III.3. CONCEPTION DE LA STRUCTURE BIE (BANDE INTERDITE ELECTROMAGNETIQUE 2D)

La structure BIE doit être conçue de manière à ce que la fréquence de fonctionnement de l'antenne soit située au centre de la bande interdite. En introduisant le patch comme un défaut de la périodicité du cristal photonique en son centre, une bande passante est créée au centre de la bande interdite pour assurer l'opérabilité de la fréquence de travail de l'antenne tout en atténuant les fréquences adjacentes qui contiennent des modes à ondes de surface.

Une conception inappropriée de la structure de BIE n'apportera pas les améliorations attendues. Les sections suivantes fournissent les détails de conception de la structure BIE appropriée pour améliorer notre antenne.

III.3.1. Sélection du type Cristal Photonique

Prendre le type de cristal photonique déconnecté signifie que le défaut est formé en enlevant les barres diélectriques sous la zone du patch. Cela crée une zone vide sous le patch, ce qui signifie que le patch ne sera supporté que par la sonde d'alimentation, ce qui est peu pratique.

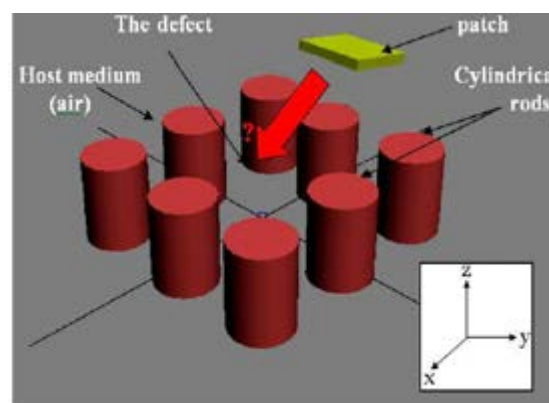


Figure III-4 : Insertion du patch sur le défaut d'un cristal photonique déconnecté.

CHAPITRE III : Conception de l'antenne et résultats de simulations

Cependant, le type connecté fournit une zone solide non perforée sous le patch sous la forme d'un défaut dans la périodicité des cristaux qui donne une conception plus pratique. Par conséquent, il est décidé de travailler avec la structure cristalline photonique connectée.

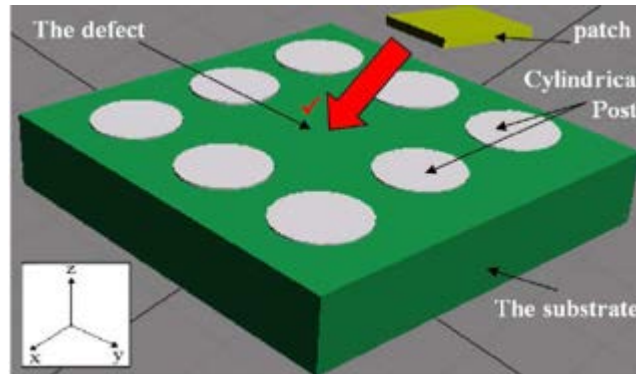


Figure III-5 : Insertion du patch sur le défaut d'un cristal photonique connecté.

III.3.2. Sélection de la forme des postes et de leur permittivité relative

Pour que la bande interdite existe, le nombre de rangées des impuretés (poteaux) doit être supérieur à 2 et le rapport de constante diélectrique doit être supérieur à 4 [30]. Ainsi, pour obtenir la bande passante la plus large pour ($\epsilon_{rs} = 10$), on utilise des postes aériens ($\epsilon_{rp} = 1$)...

III.3.3. Caractérisation de l'écart de bande

Afin d'étudier et d'analyser les propriétés du champ électromagnétique dans le champ photonique conçu, le crystal, nous avons utilisé deux méthodes de modélisation numérique :

- Modélisation de structures infinies à l'aide de la méthode des ondes planes : nous en avons utilisé deux des programmes informatiques utilisant MATLAB® pour trouver les diagrammes de dispersion et les surfaces k de la structure.
- Modélisation par structure finie à l'aide de la méthode de la matrice de transfert (TMM) : nous avons utilisé le logiciel d'analyse Translight®7 pour calculer les propriétés de transmission et de réflexion et aider à déterminer la taille des cristaux (finis). Puisque Translight® génère les résultats dans des fichiers de données (format.dat), MATLAB® est utilisé pour faciliter la visualisation de ces données en vue de leur étude.

III.3.3.1. Diagrammes de dispersion et détermination des propriétés du treillis

Les diagrammes de dispersion pour différentes valeurs du facteur de remplissage (R_c/a) sont illustrés dans la Figure III-6 (ici R_c est le rayon des poteaux d'air cylindriques et a est la constante de réseau). Ces diagrammes révèlent les écarts de bande pour les polarisations TE et TM et aident à déterminer les dimensions de réseau appropriées.

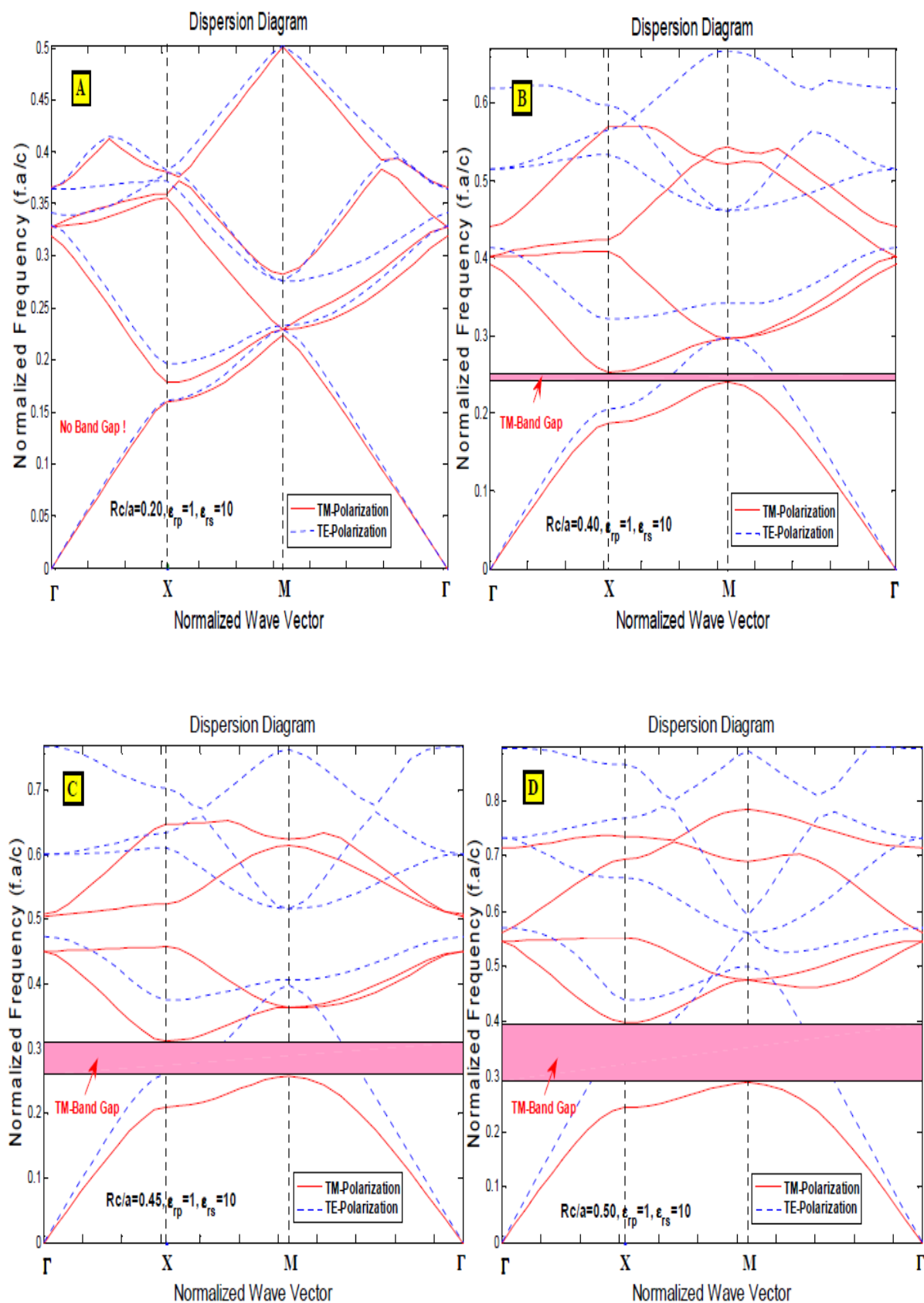


Figure III.6 : Diagrammes de dispersion pour différents facteurs de remplissage (A) pour 0,20 (B) pour 0,40 (C) pour 0,45 (D) pour 0,50

CHAPITRE III : Conception de l'antenne et résultats de simulations

L'examen des diagrammes ci-dessus montre qu'aucune bande interdite n'apparaît pour les petites valeurs du facteur de remplissage. Ceci est dû au fait que le système n'est pas fortement perturbé. Cependant, lorsque le facteur de remplissage devient supérieur à 0,40, des écarts de bande plus importants apparaissent. Par conséquent, l'étude est restreinte à $0,4 \leq R_c \leq 0,5$ et les résultats obtenus sont consignés au tableau III-4 et illustrés à la figure III.7.

R_c/a	$f_{N_{min}}$	$f_{N_{Max}}$	f_{N_c}	a (mm)	R_c (mm)	f_{min} (GHz)	f_{Max} (GHz)	BGL (MHz)
0.40	0.2421	0.2533	0.2477	30.962	12.385	2.348	2.454	106
0.41	0.2442	0.2604	0.2523	31.538	12.930	2.323	2.477	154
0.42	0.2475	0.2719	0.2597	32.462	13.634	2.287	2.513	226
0.43	0.2503	0.2821	0.2662	33.275	14.308	2.257	2.543	286
0.44	0.2537	0.2965	0.2751	34.388	15.131	2.213	2.587	374
0.45	0.2582	0.3118	0.2850	35.625	16.031	2.174	2.626	451
0.46	0.2633	0.3287	0.2960	37.000	17.020	2.135	2.665	530
0.47	0.2686	0.3456	0.3071	38.388	18.042	2.099	2.701	602
0.48	0.2754	0.3634	0.3194	39.925	19.164	2.069	2.731	662
0.49	0.2824	0.3812	0.3318	41.475	20.323	2.043	2.757	714
0.50	0.2899	0.3985	0.3442	43.025	21.513	2.021	2.779	758

Tableau III.4 Résultats des calculs pour déterminer les dimensions appropriées de la structure BIE et l'écart de bande TM approprié pour que notre antenne fonctionne dans la bande de fréquences des applications Wi-Fi.

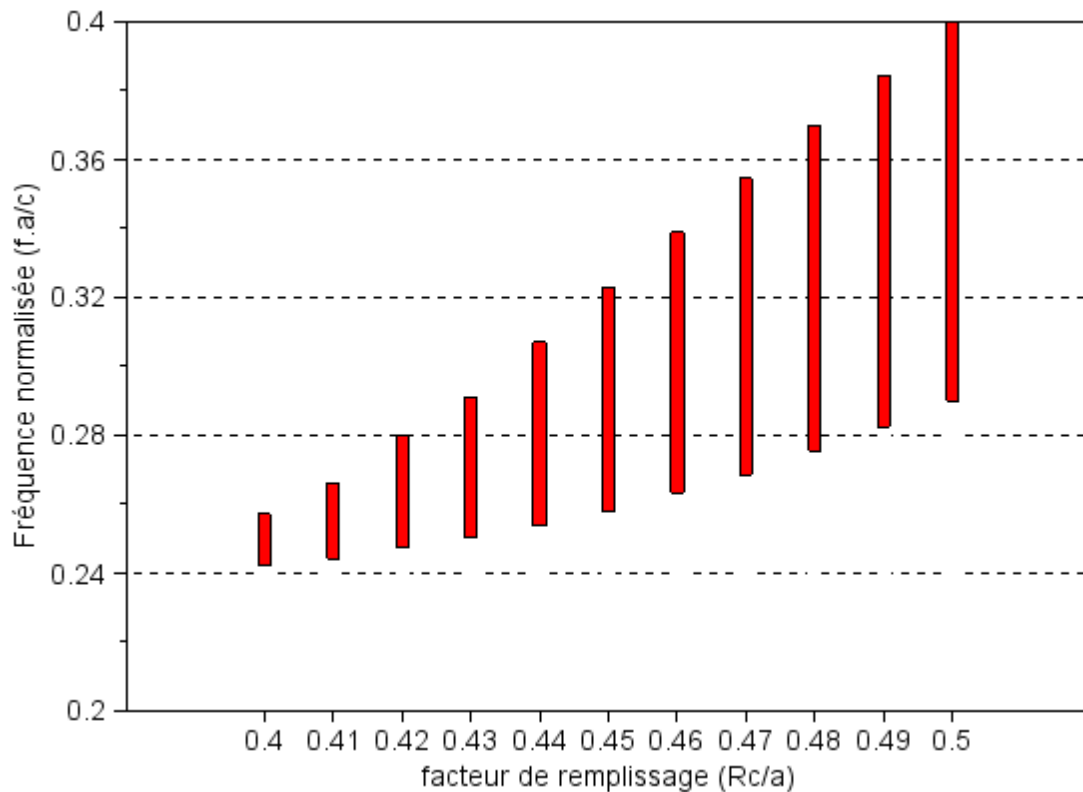


Figure III.7 : Variation de la longueur de la première bande interdite de la TM par rapport au facteur de remplissage.

La constante de réseau a du cristal photonique dépend de la fréquence centrale normalisée fn_c et de la fréquence de fonctionnement de l'antenne ($f_r = 2,40$ GHz) Elle est calculée[31] par ;

$$a = fn_c \cdot \frac{c}{f_r}$$

Où c est la vitesse de la lumière dans le vide. Une fois que a est trouvé le minimum et le maximum les limites de fréquence de bande interdite électromagnétique peuvent facilement être déterminées par ;

$$f = \frac{fn}{a} \cdot c$$

En examinant le tableau III-4 et la figure III.7, nous constatons qu'à mesure que le facteur de remplissage augmente :

- La fréquence centrale normalisée fn_c augmente parce qu'elle est inversement proportionnelle à la permittivité relative diélectrique équivalente ϵ_{rs} qui est réduite par l'insertion de les trous d'aération.

CHAPITRE III : Conception de l'antenne et résultats de simulations

- La longueur de bande interdite électromagnétique (BIE) augmente puisque de la suppression de l'onde de surface devient plus fort en augmentant le facteur de remplissage.

Un compromis devrait être fait pour concevoir un cristal photonique de faible constante de réseau (faible fréquence centrale normalisée) et de large bande passante. Par conséquent, pour répondre aux exigences souhaitées ($R_c/a = 0,48$) est sélectionné ce qui donne ;

R_c/a	$f_{N_{min}}$	$f_{N_{Max}}$	f_{N_C}	a (mm)	R_c (mm)	f_{min} (GHz)	f_{Max} (GHz)	BGL (MHz)
0.48	0.2754	0.3634	0.3194	39.925	19.164	2.069	2.731	662

Tableau III.5 : Dimensions choisies pour la conception de la structure BIE appropriée

Les diagrammes de dispersion qui caractérisent notre structure BIE trouvée sont montrés dans la figure. III.8. Il révèle les premier et deuxième écarts de bande pour les polarisations TM et TE.

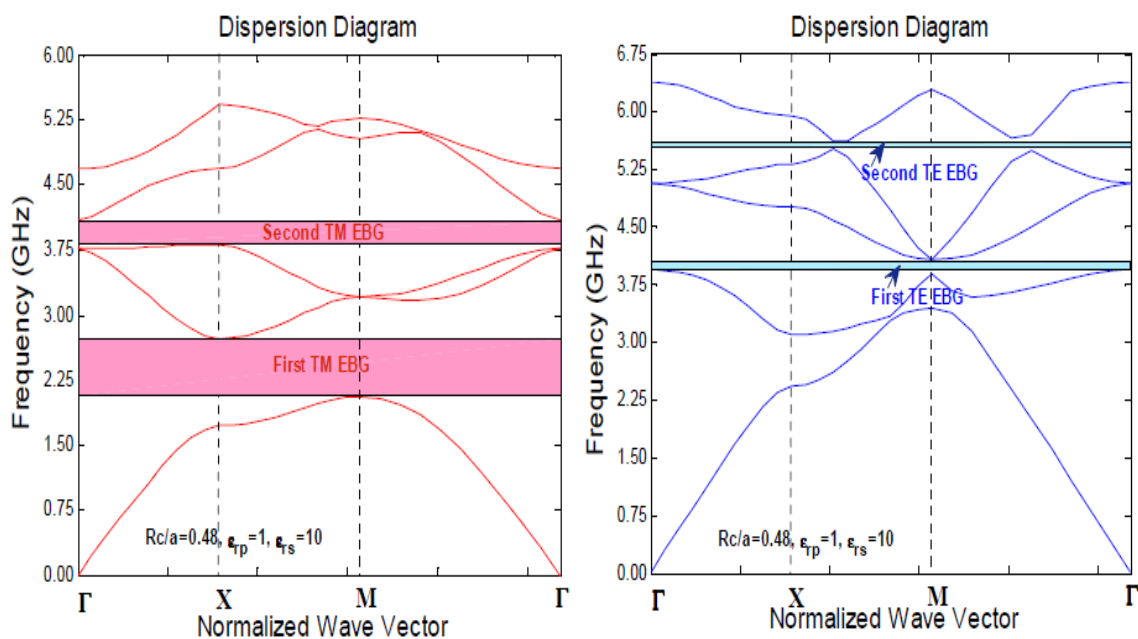


Figure III.8 : Diagrammes de dispersion de la structure BIE conçue (à gauche) polarisation TM (à droite) polarisation TE

CHAPITRE III : Conception de l'antenne et résultats de simulations

Les écarts de bande peuvent également être vérifiés à l'aide des surfaces de bande, qui révèlent des informations plus utiles et fournissent un affichage plus clair de la réponse cristalline photonique pour les modes d'onde incidente.

III.4. SIMULATION DE L'ANTENNE A BIE

Nous avons remplacé le substrat conventionnel par un autre BIE (cinq rangées de trous sont percées dans le Taconic (tm) dont la permittivité relative est égale à 10 (Les dimensions de l'antenne avec substrat BIE sont les mêmes que l'antenne conventionnelle. Sauf que sa longueur totale (et sa largeur) est portée à 199.7 mm pour couvrir cinq périodes du cristal. La pièce rapportée est placée sur la zone centrale sans motif (le défaut). La structure combinée est étudiée et simulée à l'aide de HFSS™) comme l'illustre la figure III.9.

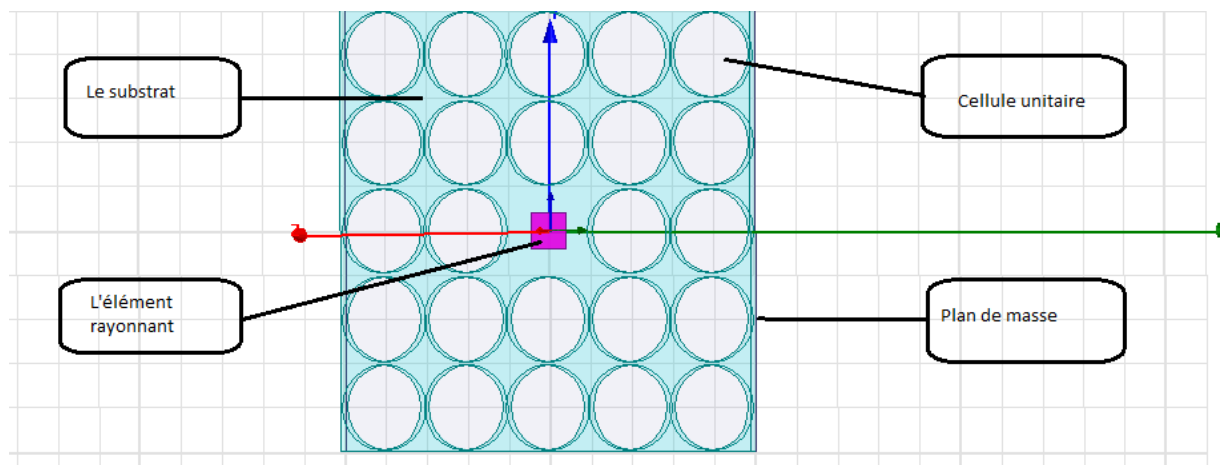


Figure III.9 : Antenne BIE-2D proposée

CHAPITRE III : Conception de l'antenne et résultats de simulations

Le tableau III.6 représente les caractéristiques géométriques de l'antenne microruban.

Antenne BIE	Paramètres	valeurs
Élément rayonnant	longueur	16.38 mm
	Largeur	16.38 mm
Substrat Taconic CER10(tm)	Constant diélectrique	10
	Hauteur	6 mm
	Tangente de perte	0.0035
2D-EBG structure	Rayon	19.164 mm
	Pas du réseau	39.925 mm

Tableau III.6 : Caractéristiques géométriques de l'antenne microruban

III.4.1. comparaison des deux antennes conçues

Les résultats de simulations obtenus avec le logiciel HFSS sont représentés sur les figures III.10 et III.11.

CHAPITRE III : Conception de l'antenne et résultats de simulations

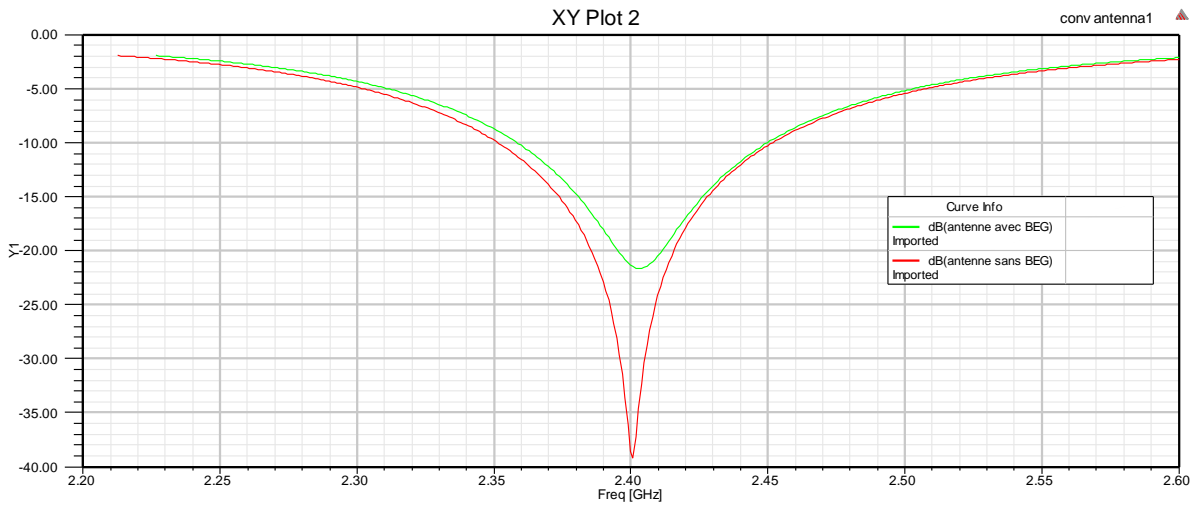


Figure III.10 : Réponse fréquentielle du coefficient de réflexion de l'antenne patch sur le substrat BIE (bleu) et sur substrat conventionnel (rouge).

Les résultats de simulations montrent que le niveau minimum du coefficient de réflexion (à $f = 2,40$ GHz) augmente de 43,84 %, passant de -38.48 dB pour l'antenne sans BIE à -21.62 dB pour l'antenne avec BIE, en raison de l'insertion du cristal photonique qui augmente la réflexion des ondes de surface sur la source d'excitation.

Le gain de l'antenne avec un substrat conventionnel est représenté sur la figure III.11.

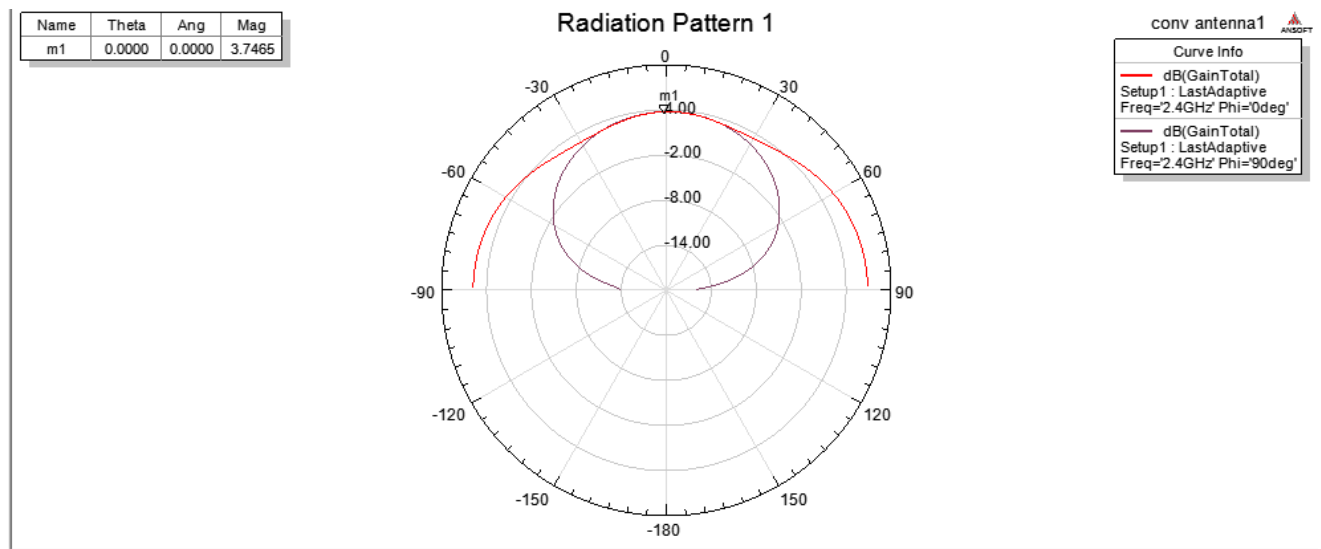


Figure III.11 : Diagramme de gain de l'antenne avec un substrat conventionnel en (dB)

Les résultats obtenus après insertion des BIE-2D sont représentés dans la figure III.12.

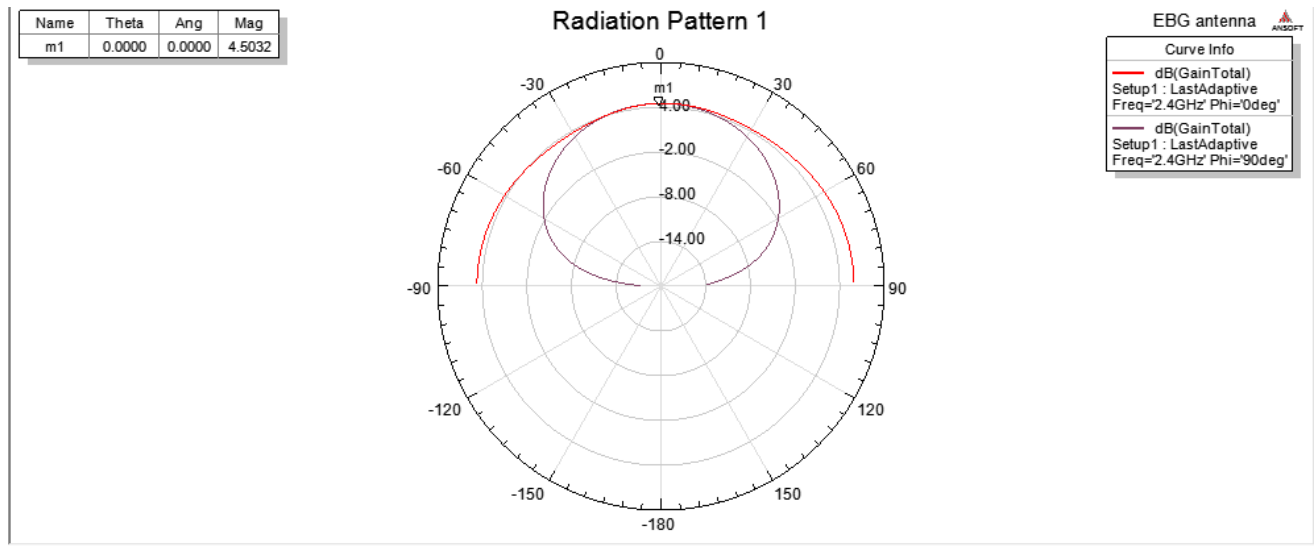


Figure III.12 : Diagramme de gain de l'antenne avec un substrat BIE en (dB)

Après la comparaison des résultats des figures III.11 et III.12. Nous avons remarqué que l'insertion de substrat BIE nous a permis d'améliorer le gain avec **20,52%**.

III.4.2. comparaison avec les résultats d'autres chercheurs [24] :

Afin de vérifier les résultats obtenus, nous les avons comparés aux résultats obtenus par [24], ayant utilisé une antenne microruban rectangulaire avec le substrat BIE à la fréquence 2.4 GHz.

Les caractéristiques géométriques de notre antenne et celle de [24] sont représentées dans le tableau III.7.

CHAPITRE III : Conception de l'antenne et résultats de simulations

Antenne BIE	Paramètres	Valeurs de notre antenne	Les valeurs de l'antenne de [24]
Élément rayonnant	longueur	16.38 mm	17.75 mm
	Largeur	16.38 mm	26.7 mm
Substrat Taconic CER10(tm)	Constant diélectrique	10	10
	Hauteur	6 mm	3.125 mm
	Tangente de perte	0.0035	0.0035
2D-EBG structure	Rayon	19.164 mm	18.5 mm
	Pas du réseau	39.925 mm	38.54 mm

Tableau III.7 : Caractéristiques géométriques des antennes microruban

Les résultats de simulations obtenus avec le logiciel HFSS sont représentés sur le tableau III.8.

Antenne BIE	Notre antenne	L'antenne de [24]
Coefficient de réflexion	-21.62 dB	-32.2 dB
Gain total	4.50 dB	4.96 dB

Tableau III.8 : Résultats de simulations des antennes microruban.

CHAPITRE III : Conception de l'antenne et résultats de simulations

D'après les résultats obtenus par [24] on a constaté que nos résultats sont acceptables et logiques.

III.4.3. comparaison avec les résultats obtenues avec le simulateur CST

Afin de valider les résultats obtenus avec le simulateur HFSS, on a simulé notre antenne microruban carrée avec structure BIE, avec le simulateur CST (basés sur la résolution numérique des équations de Maxwell par la méthode des intégrales finies).

Les résultats de simulation de l'antenne obtenus avec le logiciel CST sont représentés sur les figures suivantes :

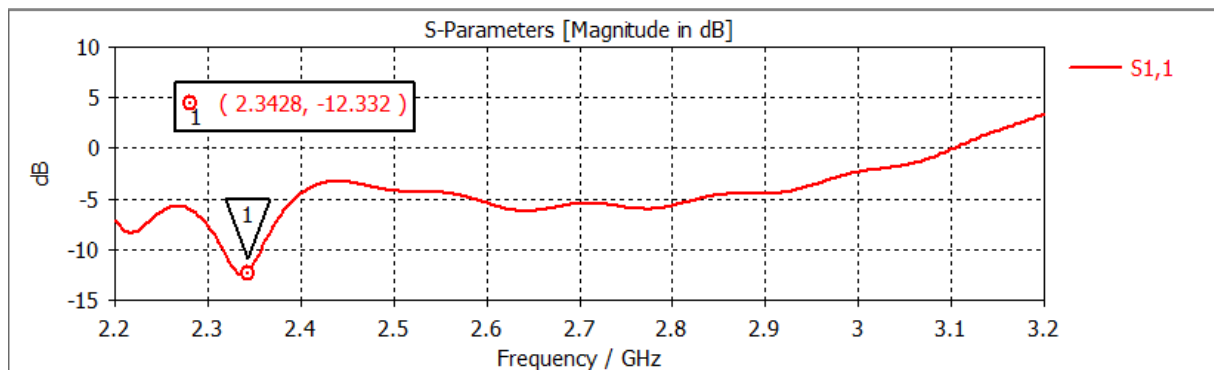


Figure III.13 : Coefficient de réflexion de l'antenne microruban avec le substrat BIE-2D

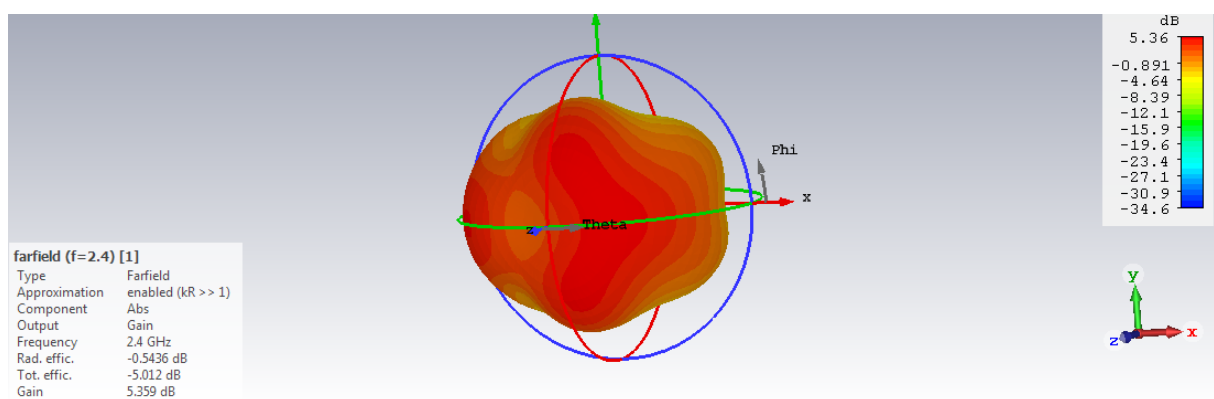


Figure III.14 : Diagramme de rayonnement et gain de l'antenne BIE-2D.

CHAPITRE III : Conception de l'antenne et résultats de simulations

III.4.3.1. Comparaison des résultats

Le tableau III.9 résume les résultats de simulations des deux antennes microruban avec la structure BIE-2D obtenus avec le logiciel HFSS et le logiciel CST.

Antenne BIE	Fréquence de résonance	Coefficient de réflexion	Gain
Simulé avec HFSS	2.4 GHz	-23.89 dB	4.50 dB
Simulé avec CST	2.34 GHz	-12.33 dB	5.36 dB

Tableau III.9 : Tableau Comparatif entre les résultats de simulations de deux logiciels différents.

III.4.3.2. Discussion des résultats

Une comparaison a été faite sur les résultats de simulations des deux antennes microruban BIE-2D avec le logiciel HFSS et le logiciel CST. Nous remarquons qu'il y a une légère différence à cause de différentes méthodes d'analyses utilisées par chaque logiciel (HFSS s'appuie sur la méthode des éléments finis (FEM) et CST s'appuie sur la méthode des intégrales finies).

III.5. CONCLUSION

Dans ce chapitre nous avons étudié l'antenne micro ruban carrée à performances améliorées utilisant un substrat cristallin photonique (la technologie à bande interdite électromagnétique bidimensionnelle est considérée comme une bonne solution pour surmonter les limitations de ces antennes.), nous avons appliqué la structure BIE 2D à la conception d'une antenne pour la fréquence de résonance 2.4GHz, et comparé leur performance avec l'antenne avec un substrat classique (antenne conventionnelle). L'influence de la structure BIE 2D sur les performances de l'antenne patch est mise en évidence à travers les résultats de simulations sous logiciel HFSS.

On constate que les structures BIE 2D ont amélioré le gain de l'antenne et éliminé les effets de l'onde de surface

Conclusion générale

Le domaine des télécommunications a connu un progrès technologique au cours des dernières années grâce à la forte demande de la population et de l'industrie. Parmi les applications de ce domaine qui ont attiré plus d'attentions- sont les antennes. Elles sont des éléments indispensables pour assurer une opération d'émission ou de réception des ondes électromagnétiques dans l'atmosphère terrestre ou dans l'espace. Elles sont présentes dans tous les systèmes de communication sans fil.

L'objectif de ce mémoire consiste à la conception d'une antenne microruban carrée utilisant un substrat à basse des cristaux photoniques (structures BIE) pour application WI-FI.

Dans ce travail, l'état de l'art des structures BIE et leur propriété d'interdire la propagation des ondes électromagnétiques dans certaines bandes de fréquences est montré. Cette propriété est exploitée pour arrêter la propagation des ondes de surface à l'intérieur du substrat diélectrique utilisé pour réaliser l'antenne microruban. Pour ce faire, une structure composite avec un cristal 2Dphotonique à réseau carré de trous d'air cylindriques est utilisée comme substrat de l'antenne microruban.

Tout d'abord, l'antenne microruban carrée conventionnelle est conçue pour fonctionner avec le Wi-Fi. en utilisant le modèle de cavité et les résultats sont vérifiés avec Ansoft HFSS™ basé sur la méthode des éléments finis (FEM). Ensuite, le comportement des ondes de surface à l'intérieur de substrat diélectrique est étudié. Les caractéristiques de la structure diélectrique BIE appropriée sont déterminées. Enfin, la structure combinée (antenne BIE) est étudiée et l'effet de substrat BIE est mis en évidence par comparaison par rapport à une antenne microruban sans BIE.

Il convient de noter que les structures BIE diélectriques s'adaptent bien aux antennes microruban fonctionnant dans les hautes fréquences micro-ondes, car les dimensions du cristal photonique diminuent avec l'augmentation de la fréquence de fonctionnement, ce qui donne des antennes microbande de haute efficacité et de petite dimension.

En perspective à ce travail, nous proposons :

- ✚ Le remplacement de la structure BIE-2D par une structure BIE-1D.
- ✚ Le remplacement du plan de masse par une structure BIE métallodiélectriques bien conçue (ex : structure du champignon Sievenpiper).
- ✚ L'utilisation d'autre logiciel électromagnétique (ex : CST, ADS).

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [1] E. Yablonovitch. Physical Review Letters 58(20), 2059-2062 (1987).
- [2] S. John. Physical Review Letters 58, 2059 (1987).
- [3] E. Yablonovitch, T.J. Gmitter, and K.M. Leung. Physical Review Letters 67(17), 2295–2298.
- [4] J. D. Joannopoulos, R. D. Meade and J. N. Winn, Photonic Crystal: Modeling of Flow of Light, Princeton University Press, 2005
- [5] D. Steyaert "Nouvelles structures à bande interdite photonique pour applications antennaires" Stage du Master 2, 2006
- [6] RSoft CAD 5.1.9, "User guide" RSoft Design Group, 200 Executive Blvd. Ossining, NY 10562
- [7] Yannick Merle, « Etude de la dispersion électronique dans les matériaux périodiques diélectriques bidimensionnels », Thèse de doctorat n°47-2003, Université de Limoges, Novembre 2003.
- [8] E. Yablonovitch, T. J. Gmitter, K. M. Leung. «Photonic band structure: The facecentered-cubic case employing nonspherical atoms.» Phys. Rev. Lett., Vol.67, 1991: 2295 -2298.
- [9] J. D. Joannopoulos, « Self-assembly lights up », Nature, vol. 414, no. 6861, pp. 257-258, 2001.
- [10] Y.A. Vlasov, X.-Z. Bo, J.C. Sturm, and D.J. Norris, « On-chip natural assembly of silicon photonic bandgap crystals », Nature, vol. 414, no. 6861, pp. 289-293, 2001.
- [11] Faïda Bougriou , "étude théorique des matériaux à bandes interdites photoniques bidimensionnels : applications dans le domaine du guidage optique et la détection" , thèse de doctorat en sciences option électronique, Université Mentouri – Constantine, 2013
- [12] Sandrine MASSY, «Contribution à la réalisation de fonctions optiques à base de cristaux photoniques sur LiNbO3», Thèse de doctorat N° 4, Université de Limoges, 2004.
- [13] Sakamoto, J.S. and B. Dunn, Hierarchical battery electrodes based on inverted opal structures. Journal of Materials Chemistry, 2002, 12(10): p. 2859-2861.
- [14] Zhang, H., X. Yu, and P.V. Braun, Three-dimensional bicontinuous ultrafast-charge and -discharge bulk battery electrodes. Nat Nano, 2011. 6(5): p. 277-281.
- [15] G.A. Deschamps, « microstrip microwave antennas », propagation Third USAF Symposium on Antennas, USA, 1953.
- [16] H. Gutto and G. Baissinot, « Flat aerial for ultra high frequencies », French patent n° 703113, 1955.
- [17] R.Emunson, «Conformable microstrip antennas and microstrip phased arrays », IEEE. Transactions on Antennas and propagation, January 1974.
- [18] M.F. Bendahmane, F.T. Bendimerad, « Etude du couplage entre antennes imprimées », Editions universitaires européennes, ISBN : 978-3-8417-3788-5, 2014.

- [19] S. Azzaz-Rahmani, N. Boukli-Hacene, « Analyse des antennes imprimées en anneaux concentriques », Editions universitaires européennes, ISBN : 978-3-8417-9716-2, 2012.
- [20] M.H.D. Touati, « Conception et simulation d'une antenne micri-ruban circulaire », Mémoire de fin d'études 'Master 2', Université Mohamed khider – Biskra, 2014.
- [21] B.kadri, « synthèse d'antennes microrubans en réseaux non périodique par modélisation des circuits d'alimentation ». thèse de magister en Electronique, Université Abou-Bekr Belkaid, juin 1998.
- [22] M. Maddour, S. Benkedda, « Etude et simulation d'une antenne microbande dans la bande WIFI 5 GHz », Mémoire de fin d'études 'Master 2', Université Kasdi Merbah – Ouargla, 2017.
- [23] E. H. Newman, and P.Tylyathan, "Analysis of microstrip antennas using moment methods", IEEE Transaction on Antennas and Propagations, Vol. AP-29, N°. 1, pp. 47-53, January 1989.
- [24] F. Benikhlef, « Contribution à l'étude des antennes à bande interdite électromagnétique BIE », Thèse de Doctorat en Télécommunications, Université Abou-Bekr Belkaid, Tlemcen, Juin 2017.
- [25] <http://en.wikipedia.org/wiki/wi-fi>
- [26] Online courses of Cisco Networking Academy, CCNA Exploration 4.0, Level 3; *LAN switching and wireless*, chap.7, Cisco Press, 2007.
- [27] Balanis, C. : 'Antenna Theory Analysis and Design, 2nd ed.', John Wiley & Sons, Inc., 1997.
- [28] D. Sievenpiper, 'High-impedance electromagnetic surfaces,' Ph.D. dissertation, Dept. Elect. Eng., Univ. California at LosAngeles,, Los Angeles, CA, 1999.
- [29] Garg, R., Bhartia, P., Bahl, I., and Ittipiboon, A.: 'Microstrip antenna design handbook' (Artech House, Boston, London, 2001).
- [30] Parker and Charlton,: 'Photonic Crystals,' *Physics World*, 2000.
- [31] J. Ouhoucine, 'Modélisation d'antennes à base de structures à bande interdites électromagnétique (BIE),' Majester thesis, Dept. Elect. Eng., National Polytechnics School of, Algeria, May 2008.