

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

FACULTE DU TECHNOLOGIE
DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE

N° :.....



DOMAINE : SCIENCES ET TECHNOLOGIE

FILIERE : TELECOMMUNICATION

OPTION : SYSTEMES DE
TELECOMMUNICATION

**Mémoire présenté pour l'obtention
Du diplôme de Master Académique**

Par: NOUIRI Mouna

TERKI Zakia

Intitulé

**Conception d'une Antenne Microruban
Reconfigurable à base de Diode PIN et des Structures
EBG**

Soutenu devant le jury composé de:

Prof. HOCINI Abdesselam	UniversitéM'sila.....	Président
Prof. KHEDROUCHE Djamel	Université ... M'sila	Rapporteur
Dr. KAHLOUCHE...Ahmed... ..	UniversitéM'sila	Examineur

Année universitaire : 2018 /2019

Dédicace

Tous les mots ne sauraient exprimer la gratitude, l'amour, le respect, la reconnaissance, c'est tout simplement que:

Je dédie ce travail à ma chère Mère .

Tu représentes pour moi la source de tendresse et l'exemple de dévouement qui n'a pas cessé de m'encourager. Tu as fait plus qu'une mère puisse faire pour que ses enfants suivant le bon chemin dans leur vie et leurs études.

A mon Cher Père .

Ce travail est le fruit de tes sacrifices que tu as consentis pour mon éducation et ma formation le long de ces années.

*A mes frères et mes soeurs spécialement ma sœur **Ahlem***

A toute la famille

A mes chères Amies «Nouiri Mouna, lamiche amira»

ZAKIA

Dédicace

Je dédie ce modeste travail

A mes très chers parents mon père et ma mère.

*Pour leur patience, leur amour, leur soutien et leurs
encouragements.*

A mes frère« Oussama, Marwan, Sofiane »

A mes chères amies«Amira Lamiche, Zakia Terki, Chahinez Chébli»

*Sans oublier tous les professeurs que ce soit du primaire, du moyen, du
secondaire et de l'enseignement supérieur.*

A tous les étudiants de deuxième année master spécialité Systèmes des

Télécommunication promotion 2019.

MOUNA

REMERCIEMENTS

Avant tout, nous remercions en premier lieu ALLAH qui nous a donné la foi, le courage et la patience de parvenir à finir ce modeste travail.

Nous tenons à remercier particulièrement nos parents pour leurs longues années de sacrifices et de patience.

Nous tenons à exprimer nos vifs remerciements et notre gratitude à notre promoteur **Prof. Djamel KHEDROUCHE**, nous le remercions pour ses conseils ; ses précieux commentaires qui nous ont permis de surmonter nos difficultés, et de progresser dans cette présente étude.

Nos remerciements s'adressent au **Prof. Hocini Abdesselam et Dr. KAHLOUCE Ahmed** membres du jury qui ont accepté de juger notre travail.

Nos remerciements vont aussi, à **Mlle. BELABBAS KHADIJA** pour la documentation, l'accompagnement tout au long de ce travail et les conseils prodigués. Qu'elle trouve ici nos amplexes gratitudes.

Nos remerciements s'étendent également à tous, nos enseignants durant nos longues années d'études.

Enfin nous ne voudrions pas oublier de remercier toute personne qui nous a aidés de loin ou de près pour réaliser ce travail.

Sommaire

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

Chapitre I

I.1	Introduction.....	5
I.2	Généralité sur les antennes Microrubans	5
I.2.1	Description	5
I.2.2	Différentes formes de patch des antennes microruban.....	6
I.2.3	Technique d'alimentation des antennes microrubans.....	7
I.2.3.1	Alimentation par ligne microruban.....	7
I.2.3.2	Alimentation par une sonde coaxiale.....	7
I.2.3.3	Alimentation couplée par ouverture.....	8
I.2.3.4	Couplage par proximité.....	9
I.2.3.5	Alimentation par guide d'ondes coplanaires.....	9
I.2.4	Caractéristiques spécifiques des antennes microruban.....	10
I.2.4.1	Le coefficient de réflexion	10
I.2.4.2	Bande passante.....	11
I.2.4.3	Facteur de qualité.....	11
I.2.4.4	Directivité	11
I.2.4.5	Diagramme de rayonnement.....	12
I.2.4.6	Fréquence de résonance	12
I.2.4.7	Impédance d'entrée de l'antenne	13

I.2.4.8	Gain.....	13
I.2.4.9	Polarisation	14
I.3	Technologie Ultra Large Bande	14
I.4	Les antennes reconfigurables.....	15
I.4.1	Définition.....	15
I.4.2	Les techniques de reconfigurabilité.....	15
I.4.3	Classification des antennes reconfigurables.....	20
I.4.3.1	Antennes reconfigurables en fréquence.....	20
I.4.3.2	Antennes reconfigurables en diagramme de rayonnement.....	22
I.4.3.3	Antennes reconfigurables en polarisation.....	23
I.4.3.4	Avantages et inconvénients des antennes reconfigurables	24

Chapitre II

II.1	Introduction.....	26
II.2	Historique.....	26
II.3	Définitions et propriétés.....	28
II.3.1	Description des structures BIE diélectriques.....	28
II.3.2	Description des structures BIE métalliques.....	33
II.4	Comportements électromagnétiques.....	34
II.4.1	Structures diélectriques.....	34
II.4.2	Structures métalliques.....	35
II.5	Les antennes BIE :	35

II.5.1	Diagrammes de rayonnement et gain	37
II.5.2	Avantages et inconvénients d'une antenne BIE.	38
II.6	Méthodes numériques pour l'analyse des réseaux BIE :	39
II.7	Conclusion	39

Chapitre III

III.1	Introduction	43
III.2	Étude et conception d'une antenne ULB.....	43
III.2.1	Etude paramétrique de largeur de plan de masse lg	44
III.3	Antenne passive.....	45
III.3.1	Etude et conception d'une antenne ULB à bande rejetée à base de structure EBG .	45
III.4	Antenne ULB à deux bandes rejetées en WIMAX et WLAN.....	54
III.4.1	Etude paramétrique de la position de cellule unitaire (U_1) c_1	54
III.5	Antenne active.....	56
III.6	Antenne ULB reconfigurable avec deux bandes rejetées à base des structure EBG et diodes PIN :	56
III.7	Comparaison entre antenne ULB et antenne avec bande rejetée.....	61
III.8	Comparaison entre l'antenne ULB passive et l'antenne ULB reconfigurable avec bande rejetée.....	63
III.9	Conclusion.....	66

Annex.

Abstract

LISTE DES FIGURES

Figure I.1 : Structure de l'antenne microruban.....	5
Figure I.2 : Différentes formes de patch.....	6
Figure I.3 Alimentation par ligne.....	7
Figure I.4 : Alimentation par sonde coaxiale.....	7
Figure I.5 : Alimentation couplée par ouverture	8
Figure I.6 : Alimentation par guide d'onde coplanaire.....	9
Figure I.7 : Alimentation par couplage de proximité.....	9
Figure I.8 : Diagramme de rayonnement classique d'une antenne directive	12
Figure I.9 : Schéma équivalent du dispositif.....	13
Figure I.10 : Polarisation de l'onde électromagnétique.....	14
Figure I.11 : Différentes applications de l'ULB.....	15
Figure I.12 : Commutateur MEMS.....	16
Figure I.13 : (a) Cristal liquide (PVA : PolyVinylAlcohol) et (b) métamatériau.....	17

Figure I.14 : Le symbole et le circuit équivalent d'une diode varactor.....	18
Figure I.15 : Le circuit d'une diode équivalent dans les états ON et OFF.....	19
Figure I.16 : Schéma des types d'antennes reconfigurables.....	21
Figure I.17 : Coefficients de réflexion dipôle reconfigurable.....	22
Figure I.18 : Antenne reconfigurable en fréquence sur substrat EBG.....	23
Figure I.19 : L'antenne agile en diagramme de rayonnement	24
Figure I.20 : Antenne à patch rectangulaire et une diode PIN reconfigurable en Polarisation	29
Figure II.1 : Matériaux BIE périodiques.....	30
Figure II.2 : Structure 1D et son diagramme de dispersion.....	31
Figure II.3 : Structure 2D :a) Structure carrée, b) triangulaire et c) hexagonale.....	31
Figure II.5 : Miroir de Bragg.....	32
Figure II.8 : Propagation à travers une structure BIE 1D.....	34
Figure II.9 : Coefficient de transmission d'une structure BIEM.....	35
Figure II.10 : Antenne BIE.....	36
Figure II.11 : Exemple de diagramme de rayonnement.....	37

Figure III.1 : Géométrie de l'antenne étudiée. (a) vue de dessus (b) vue de dessous.....	39
Figure III.2 : Coefficient de réflexion pour différentes valeurs de l_g	43
Figure III.3 : Coefficient de réflexion de l'antenne de base.....	44
Figure III.4 : TOS de l'antenne de base.....	45
Figure III.5 : Paramètres Z de l'antenne de base.....	46
Figure III.6 : antenne ULB avec cellule unitaire en WIMAX.....	47
Figure III.7 : Coefficient de réflexion pour différentes valeurs de W_1	47
Figure III.8 : Coefficient de réflexion pour différentes valeurs de g_1	48
Figure III.9 : Coefficient de réflexion pour différentes valeurs de C	46
Figure III.10 : Coefficient de réflexion de l'antenne ULB à bande rejetée en WIMAX.....	50
Figure III.11 : TOS de l'antenne ULB à bande rejetée en WIMAX.....	51
Figure III.12 : Paramètre Z de l'antenne ULB à bande rejetée en WIMAX.....	51
Figure III.13 : antenne ULB avec cellule unitaire en WLAN.....	52
Figure III.14 : TOS pour différentes valeurs de g_2	52
Figure III.15 : Coefficient de réflexion de l'antenne ULB à bande rejetée en WLAN.....	53

Figure III.16 : TOS l'antenne ULB à bande rejetée en WLAN.....	54
Figure III.17 : Paramètre Z de l'antenne ULB à bande rejetée en WLAN.....	55
Figure III.18 : Antenne ULB avec deux cellules unitaires en WIMAX et WLAN.....	55
Figure III.19 : Coefficient de réflexion pour différentes valeurs de c_1	56
Figure III.20 : Coefficient de réflexion de l'antenne ULB à deux bandes rejetées en WIMAX et WLAN.....	57
Figure III.21 Antenne ULB reconfigurable avec deux bandes rejetées à base des structures EBG et diode PIN.....	57
Figure III.22 : L'évolution du coefficient de réflexion pour l'état ON-OFF.....	58
Figure III.23 : L'évolution du coefficient de réflexion correspondant à l'état OFF-ON.....	60
Figure III.24 : L'évolution du coefficient de réflexion pour l'état ON-ON.....	61
Figure III.25 : L'évolution du coefficient de réflexion correspondant à l'état OFF-OFF.....	62
Figure III.26 : Diagrammes de rayonnement avec et sans bande rejetée en WIMAX de l'antenne proposée (A) plan H et (B) plan E.....	63
Figure III.27 : Diagrammes de rayonnement avec et sans bande rejetée en WLAN de l'antenne proposée (A) plan H et (B) plan E.....	64
Figure III.28 : Coefficient de réflexion de l'antenne à deux bandes rejetées en WIMAX et WLAN avec et sans diodes.....	64
Figure III.29 : Coefficient de réflexion de l'antenne à bande rejetée en WIMAX avec et sans diodes.....	65

Figure III.30 : Coefficient de réflexion de l'antenne à bande rejetée en WLAN avec et sans diodes.....66

Figure III.31 : Coefficient de réflexion de l'antenne ULB à deux bande rejetées avec et sans diodes.....67

Liste des Tableaux

Tableau III.1 : Paramètres géométriques de l'antenne de base.....	45
Tableau III.2 : les valeurs optimales de la cellule unitaire.....	50
Tableau III.3 : les valeurs optimales de la cellule unitaire pour le WLAN.....	53
Tableau III.4 : Différents états des diodes PIN.	59

Liste des abréviations

RL : Return Loss.

BP: Bande Passante.

Q : Facteur de qualité.

E: Vecteur champ électrique.

TE: Transverse électrique.

TM: Transverse magnétique.

VSWR : Voltage Standing Wave Ratio.

V : La tension.

ULB: Ultra Large Bande.

PIN: *Positive Intrinsic Negative*.

MEMS: Micro Electro Mechanical System.

EM : électromagnétiques.

CMS : Composant Monté en Surface.

FET : les transistors à effet de champs.

EBG: Electromagnetic Band Gap (Bande interdite électromagnétique).

BIE: Bande Interdite Electromagnétique.

BIEM : bande interdite électromagnétique métallique.

RF: Radio Frequency.

1D et 2D et 3D: Un, deux et trois dimensions.

FDTD: Finite Difference Time Domain Method.

FSS : Frequency Selective Surface (Surface sélective en fréquence).

PRS : Partial Réflecteur Surface (Surface partiellement réfléchive).

SMM: Scattering Matrix Method.

WLAN: Wireless Local Area Network.

HFSS: High Frequency Structure Simulator.

WIMAX: Worldwide Interoperability for Microwave Access.

TOS : Taux d'Onde Stationnaire.

Liste des symboles

Q : Facteur de qualité.

R : Résistance.

S₁₁ : Coefficient de réflexion.

W : Largeur.

Z : l'impédance.

λ : Longueur d'onde.

Γ : Coefficient de réflexion.

D : Directivité.

ϵ_r : Permittivité relative.

C : Condensateur.

ω : Pulsation en radians par seconde.

f_0 : Fréquence de résonance.

dB : décibels.

f : fréquence.

GHz : Gigahertz.

W : largeur de substrat.

λ_g :longueur d'onde guidée.

Im : partie Imaginaire.

Re : partie Réelle.

Lg : largeur grand plan.

L_m : largeur plan de masse.

Q_{rad} : puissance rayonnée.

Q_d : puissance dissipé dans diélectrique.

Q_c : puissance dissipé dans conducteur.

Q_{sw} : puissance rayonnée par les ondes surfacique.

Introduction

Général

Introduction générale

Dans beaucoup d'applications, telles que les applications aéronautiques et militaires, les systèmes de communication exigent l'utilisation des antennes à profil simple, à volume réduit, de faible poids, faible coût, à hautes performances et une facilité de mise en œuvre.

Les systèmes de communication modernes utilisent plusieurs fonctions et caractéristiques d'antenne sans en modifier sa structure physique ou géométrique. C'est ce qu'on appelle la reconfigurabilité. Une antenne reconfigurable est une antenne dans laquelle au moins l'une de ses caractéristiques est modifiable après sa fabrication (bande passante, fréquence opérationnelle, diagramme de rayonnement et polarisation).

Le travail présenté dans ce mémoire a pour objectif la conception d'une antenne microruban reconfigurable à base de diode PIN et des structures EBG. Il s'agit alors de concevoir une antenne capable de s'adapter à des conditions changeantes en ajustant sa fréquence avec des bandes rejetées en WIMAX et WILAN. Pour atteindre cet objectif, le présent travail est réparti en trois chapitres, dont nous donnons une brève description dans les lignes suivantes:

Le premier chapitre est consacré aux rappels théoriques sur les antennes imprimées où nous présenterons les différentes structures et les différentes techniques d'alimentation. Ensuite, nous présentons les antennes reconfigurables et leurs techniques ainsi que la classification des antennes reconfiguration. On termine le chapitre par en décrire les avantages et les inconvénients des antennes imprimées.

Dans le deuxième chapitre, nous allons dans un premier temps présenter les concepts de base liés aux matériaux BIE (Bande Interdite Electromagnétiques). Nous citerons les différents types de matériaux BIE, en insistant sur la notion de bande interdite électromagnétiques. Ensuite, nous donnerons plus de détails pour la structure à matériaux à BIE 2D qui fait l'objet de notre travail de mémoire.

Le dernier chapitre de ce mémoire de master s'intéresse à la conception d'antennes à deux bandes rejetées reconfigurables. Trois types d'antennes ont été conçus. La première antenne optimisée et caractérisée est une antenne ULB. La seconde antenne ULB est à deux bandes rejetées en WIMAX et WILAN. Finalement, on présentera la troisième antenne ULB à deux bandes rejetées en WIMAX et WILAN avec diodes PIN.

Enfin, ce document se termine par une conclusion générale, une annexe et une bibliographie qui comprend les références relatives à notre travail.

Chapitre I :

Les antennes reconfigurables



I.1 Introduction

Traditionnellement, les systèmes sans fil sont conçus pour une application prédéfinie. L'accroissement des besoins en moyen de télécommunication passe par la création de nouveaux standards en fréquence (3G, 4G, Wifi, etc...) et pose des contraintes de plus en plus importantes sur les systèmes de télécommunication. Des solutions innovantes doivent être mise en place pour augmenter les performances de transmission en termes de débit et d'efficacités; parmi ces derniers, on cite les antennes reconfigurables.

Dans ce chapitre, on va entamer quelques notions de base sur les antennes microrubans et les antennes reconfigurables, et nous présenterons les techniques utilisées pour obtenir la reconfigurabilité.

I.2 Généralité sur les antennes microrubans

I.2.1 Description

Dans sa forme la plus basique, une antenne microruban (appelée microstrip ou microbande) se compose d'une pièce métallique rayonnante (patch) sur un côté du substrat diélectrique qui a un plan de masse de l'autre côté comme représenté sur la Figure I.1

Le patch est généralement en matériau conducteur tel que le cuivre ou l'or et peut prendre n'importe quelle forme. Le patch rayonnant et les lignes d'alimentation sont habituellement photogravés sur le substrat diélectrique [1,2].

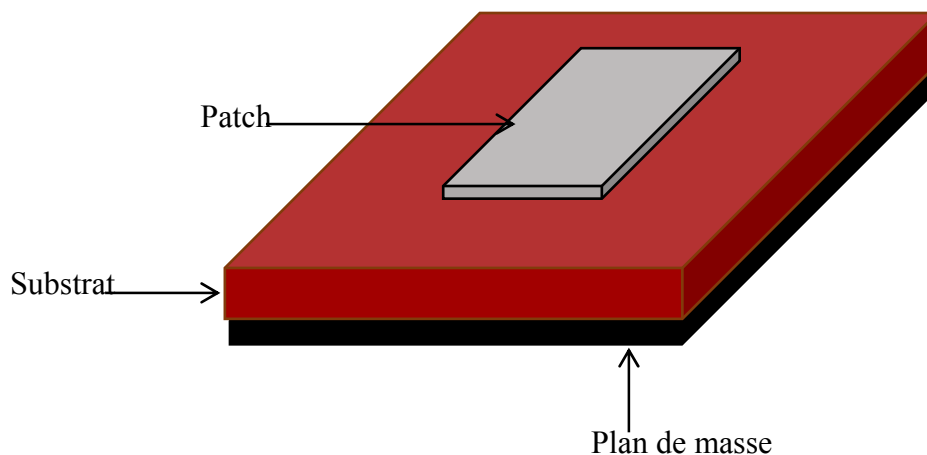


Figure I.1: Structure de l'antenne microruban.

I.2.2 Différentes formes de patch des antennes microrubans

Une antenne microruban est une ligne microbande de forme particulière. Elle se compose d'un plan de masse et d'un ou plusieurs substrats diélectriques dont la surface porte un élément métallique (habituellement de 17,5 à 35 μm d'épaisseur en hyperfréquence et 9 μm en millimétrique), au-dessus d'un ou plusieurs superstrats. L'élément rayonnant peut avoir plusieurs formes (Figure I.2). Les plus simples ont la forme d'un rectangle, d'un carré, d'un disque circulaire ou encore d'un triangle [3]

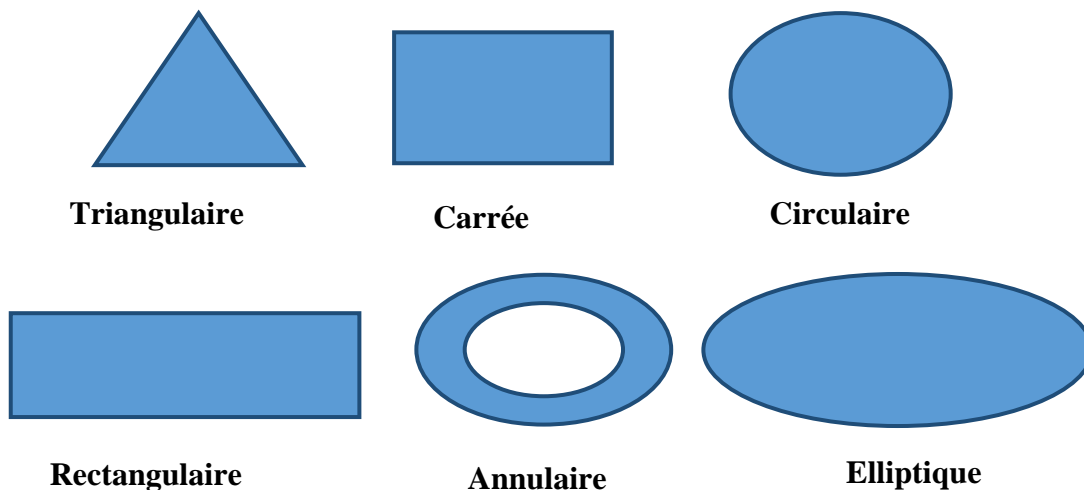


Figure I.2: Différentes formes de patch.

I.2.3 Technique d'alimentation des antennes microrubans

L'excitation est un point très important dans l'étude des antennes imprimées. En effet l'énergie est fournie à l'élément rayonnant d'une manière où on peut influencer directement sur son rayonnement et modifier ses performances. L'alimentation de l'antenne dépend de la manière dont l'antenne est intégrée dans le dispositif [4].

Il existe une large variété de techniques d'alimentation permettant ainsi de fournir à l'antenne, l'énergie qui lui est nécessaire pour rayonner.

I.2.3.1 Alimentation par ligne microruban

Dans cette méthode d'alimentation, une ligne microruban (généralement de 50 Ω) est connectée directement au bord du patch rayonnant. La longueur de la bande conductrice est plus petite par rapport au patch. Ce genre d'alimentation a l'avantage d'être gravée sur le

même substrat pour fournir une structure planaire, c'est la technique la moins coûteuse et la plus simple à réaliser [5].

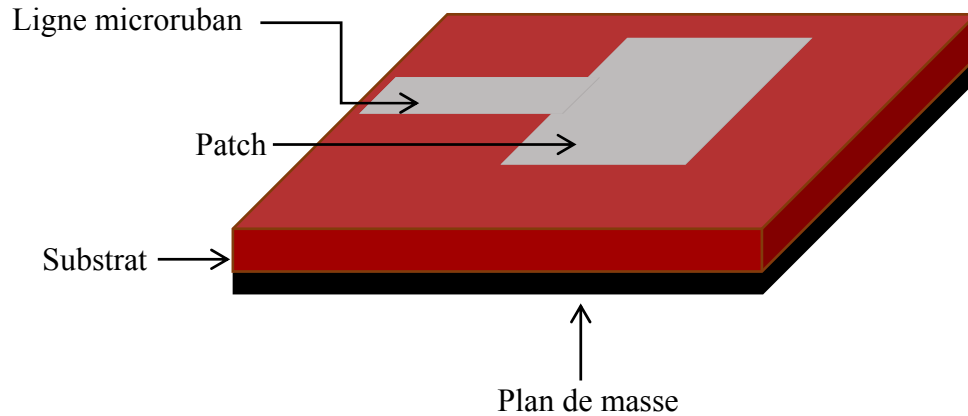


Figure I.3 : Alimentation par ligne

I.2.3.2 Alimentation par une sonde coaxiale

L'alimentation par sonde coaxiale est une technique très connue également et utilisée pour alimenter les résonateurs microrubans. Le conducteur central est connecté en un point situé sur l'axe de l'élément rayonnant et le conducteur externe relié au plan de masse. Cette alimentation est facile à mettre en œuvre et à adapter. Son rayonnement parasite est faible, et son inconvénient principal est qu'elle fournit une bande passante étroite [3].

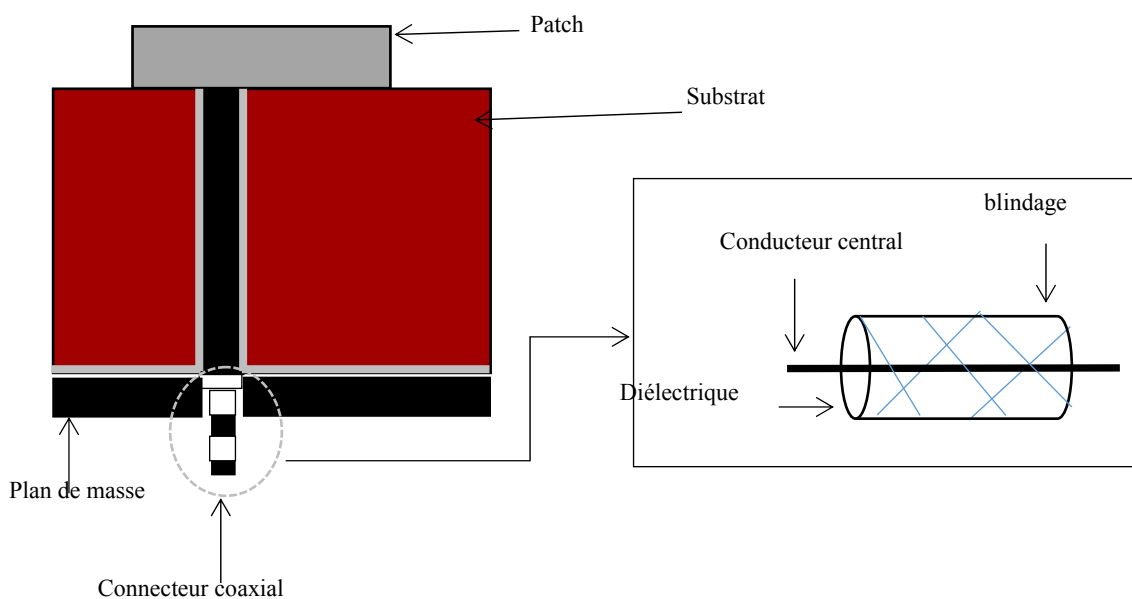


Figure I.4 : Alimentation par sonde coaxiale

I.2.3.3 Alimentation couplée par ouverture

Dans ce type d'alimentation, le patch de rayonnement et la ligne d'alimentation du micro ruban sont séparés en plan de masse comme indiqué sur la Figure I.5. La conjonction entre le patch et la ligne d'alimentation est faite par une ouverture ou une fente dans le plan de masse.

L'ouverture est centrée sous la plaque conductrice, la quantité de ce couplage étant déterminée par la forme, la taille et l'emplacement de l'ouverture. L'avantage de ce type d'alimentation est de minimiser le rayonnement parasite. Cette technique est difficile à concevoir à cause des couches multiples, qui augmentent l'épaisseur d'antenne. Cependant elle offre l'élargissement de la bande passante [3,4].

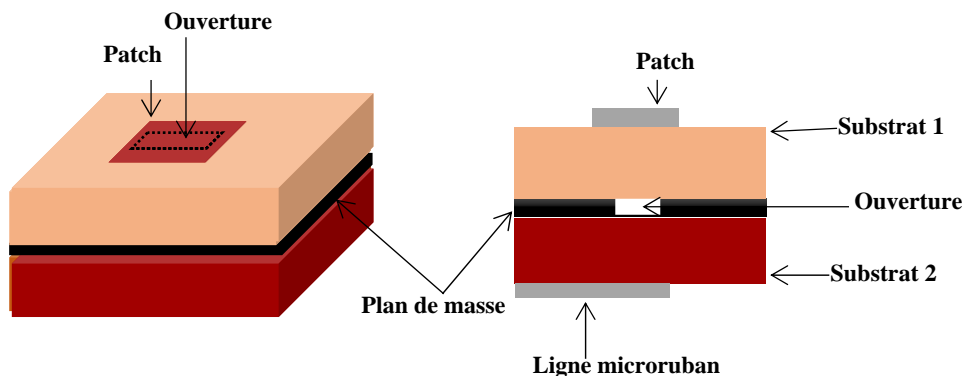


Figure I.5 : Alimentation couplée par ouverture.

I.2.3.4 Couplage par proximité

Dans cette structure, la ligne (bande) d'alimentation microruban se trouve entre deux couches diélectriques :

- une couche supérieure qui comporte le patch en haut (substrat d'antenne);
- une couche inférieure dont le plan de masse est gravé en bas (substrat d'alimentation).

Le couplage électromagnétique se fait indépendamment et sans contact de la ligne d'alimentation avec le patch ce qui permet de minimiser le rayonnement parasites (plus de 13%) [1].

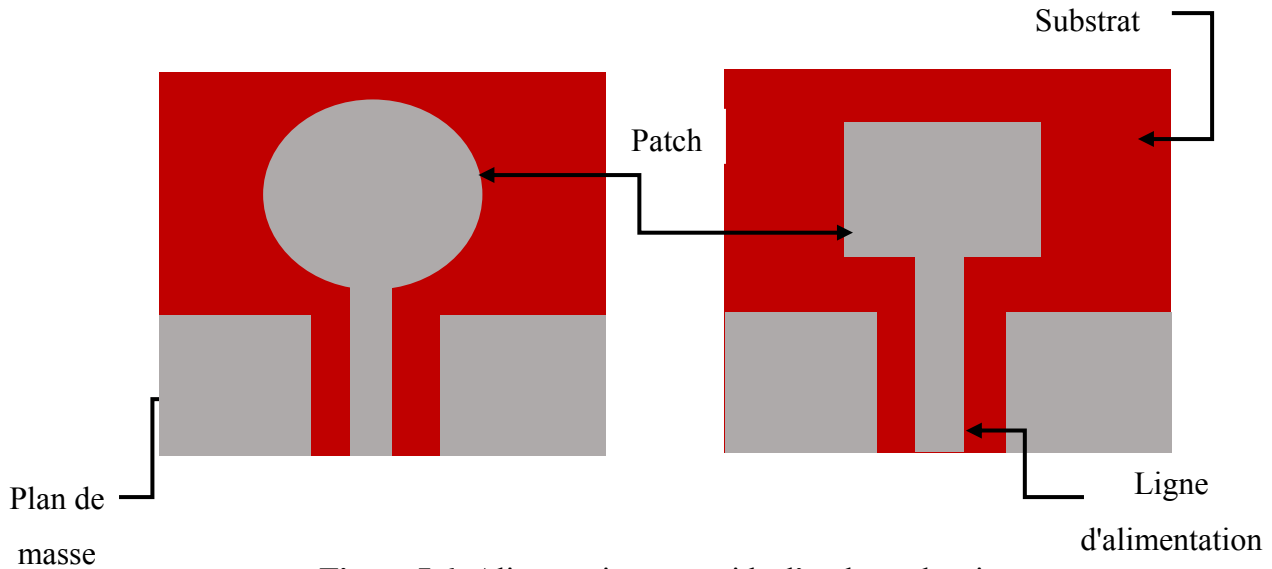


Figure I.6: Alimentation par guide d'onde coplanaire

I.2.3.5 Alimentation par guide d'ondes coplanaires

Le plan de masse et la ligne d'alimentation se trouvent sur la même face du substrat. A cette partie est rajouté un élément rayonnant imprimé sur un second substrat déposé au-dessus hauteur des fentes rayonnantes. Le pavé rayonnant est alors excité par couplage électromagnétique [5,6].

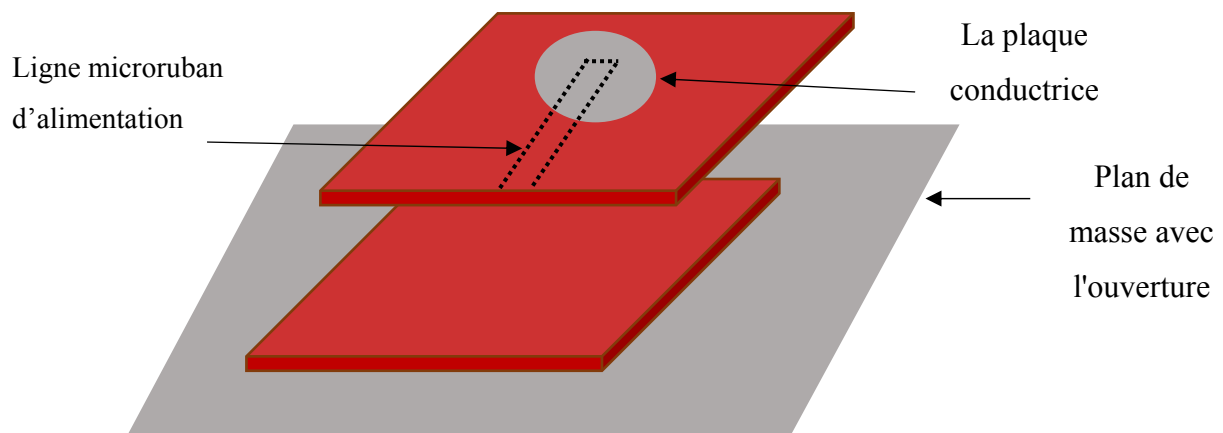


Figure I.7 : Alimentation par couplage de proximité.

I.2.4 Caractéristiques spécifiques des antennes microrubans

Dans cette partie, nous allons expliquer brièvement quelques caractéristiques des antennes microruban:

I.2.4.1 Le coefficient de réflexion

Le coefficient de réflexion (Return Loss : RL) est un paramètre qui indique la quantité d'énergie perdue à la charge, et qui est réfléchi. En effet, les ondes réfléchies entraînent la formation d'ondes stationnaires, lorsque l'impédance de l'émetteur et de l'antenne ne sont pas égaux. D'où le coefficient de réflexion est un paramètre semblable au taux d'ondes stationnaires VSWR pour indiquer l'adaptation entre l'émetteur et l'antenne.

Le coefficient de réflexion est donné par [7] :

$$RL = -20 \log_{10} |\Gamma| \quad (I.1)$$

Pour une adaptation parfaite entre l'émetteur et l'antenne, $\Gamma = 0$ et $RL = \infty$

Cela signifie qu'il n'aura aucune énergie réfléchi, tandis qu'une $\Gamma = 1$ a une $RL = 0$ dB, ce qui implique que toute la puissance incidente est réfléchi. Pour les cas pratiques, un VSWR de 2 est acceptable, il correspond à un RL de -9,54 dB [20].

I.2.4.2 Bande passante

La largeur de bande, appelée aussi bande passante d'une antenne définit le domaine de fréquence dans lequel le diagramme de rayonnement de l'antenne présente les caractéristiques requises. Plusieurs travaux ont tenté d'établir une relation entre la taille physique, l'efficacité et la bande passante relative des antennes électriquement petites, comme montré dans l'équation I.2.

$$BP = \frac{\left(\frac{2\pi d}{\lambda}\right)^3}{\eta} \quad (I.2)$$

avec d la taille de l'antenne, λ la longueur d'onde de travail et η l'efficacité de rayonnement

Les antennes patch ont une bande passante étroite (pour un coefficient de réflexion < -10 dB) avec un rapport de bande passante entre 1% et 5% (Impédance bandwidth ratio $< 5\%$) [7].

I.2.4.3 Facteur de qualité

Dans le cas général, le facteur de qualité est inversement proportionnel avec la taille de l'antenne en termes de longueur d'onde. Puisque la largeur de la bande passante est celle d'une antenne microruban très petite, son facteur de qualité Q est faible. Le facteur de qualité typique d'un patch est entre 50 et 75[7].

$$Q = \frac{1}{Q_{rad}} + \frac{1}{Q_c} + \frac{1}{Q_d} + \frac{1}{Q_{sw}} \quad (I.3)$$

avec Q_{rad} , Q_c , Q_d , Q_{sw} , représentent, respectivement, les facteurs de qualité dus aux pertes par rayonnement, aux pertes dans les conducteurs, aux pertes dans les diélectriques et aux pertes par ondes de surface.

Directivité

La directivité $D(\theta, \varphi)$ 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 [8]. Il est à noter que les antennes électriquement petites sont souvent caractérisées par des faibles directivités [9,10].

$$D(\theta, \varphi) = \frac{P(\theta, \varphi)}{PR/4\pi} = 4\pi \frac{P(\theta, \varphi)}{PR} \quad (I.4)$$

Où $D(\theta, \varphi)$ Directivité dans la direction (θ, φ)

PR Puissance rayonnée totale

$P(\theta, \varphi)$ Puissance de rayonnement dans la direction (θ, φ) .

Pour obtenir des bonnes performances, la conception d'une antenne électriquement petite passera donc par un compromis entre sa taille électrique, sa bande passante et son efficacité.

I.2.4.4 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 [2].

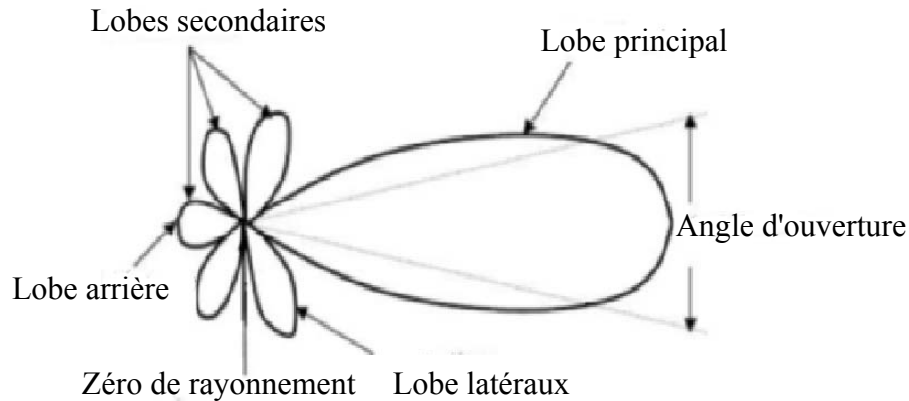


Figure I.8: Diagramme de rayonnement classique d'une antenne directive.

I.2.4.5 Fréquence de résonance

La théorie des champs électromagnétiques fondamentaux suggère que les modes d'un guide d'onde diélectrique peuvent être de type TE, de type TM ou hybride. La fréquence normalisée est définie comme [1]:

$$F = \frac{2\pi w f_0 \sqrt{\epsilon_r}}{c} \quad (\text{I.5}).$$

I.2.4.6 Impédance d'entrée de l'antenne

En ce qui concerne l'émission et conformément à la théorie des circuits linéaires, l'antenne peut être représentée par un dipôle d'impédance d'entrée complexe $Z_e(f) = R_e(f) + jX_e(f)$ chargeant à la sortie du circuit émetteur, modélisé par une source d'impédance interne : $Z_s(f) = R_s(f) + jX_s(f)$ (Figure I.8). Précisons que f est la fréquence de résonance de l'antenne.

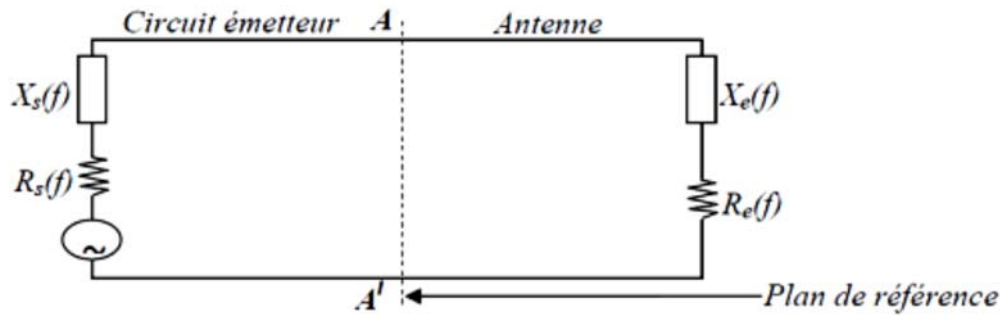


Figure I.9 : Schéma équivalent du dispositif à l'émission.

I.2.4.7 Gain

Le gain d'une antenne (dans une direction donnée) est défini comme "le rapport De l'intensité de rayonnement, dans une direction donnée, à l'intensité de rayonnement (obtenue si la puissance acceptée par l'antenne était rayonnée isotropiquement). L'intensité de rayonnement correspondant à la puissance isotrope rayonnée est égale à la puissance acceptée (entrée) par l'antenne divisée par 4π ". Dans la plupart des cas, nous traitons du gain relatif, défini comme "le rapport du gain de puissance dans une direction donnée au gain de puissance d'une antenne de référence dans sa direction référencée". L'antenne de référence est une source isotrope sans pertes [1].

$$G = 4\pi \frac{u(\theta, \varphi)}{P_{e(\text{source isotrope sans perte})}} \quad (\text{I.6})$$

Lorsque la direction n'est pas indiquée, le gain de puissance est généralement pris dans la direction du rayonnement maximal.

I.2.4.8 Polarisation

La polarisation d'une antenne correspond à celle du champ électrique E de l'onde électromagnétique qu'elle rayonne ou qu'elle reçoit au travers de son lobe principal. La polarisation est de type linéaire si le vecteur champ électrique de l'onde rayonnée par l'antenne est toujours dans la même direction [23]. Une polarisation peut être linéaire, circulaire ou elliptique, comme représenté sur la figure II.3.

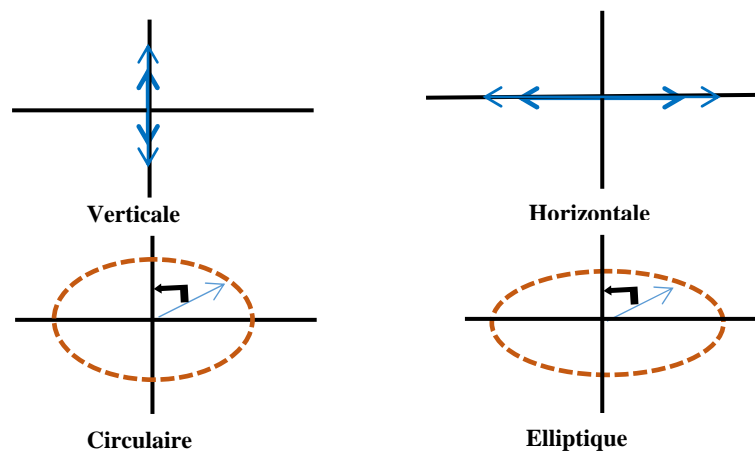


Figure I.10: Polarisation de l'onde électromagnétique.

I.3 Technologie Ultra Large Bande

L'Ultra Large Bande (ULB ou UWB pour Ultra Wide Band) est une technique de transmission radio qui consiste à utiliser des signaux dont le spectre s'étale sur une large bande de fréquences, typiquement de l'ordre de 500 MHz à plusieurs GHz. Elle fut d'abord utilisée pour des applications radars, puis transposée aux applications de télécommunications, suscitant ainsi un intérêt grandissant au sein de la communauté scientifique et industrielle [20]. Les propres caractéristiques de l'Ultra Large Bande comme son large support spectral et sa forte résolution temporelle permettent de proposer des systèmes de communications à très hauts débits, pouvant ainsi atteindre plusieurs centaines de Mbits/s, voire 1 Gbits/s. Cette largeur de bande est favorable pour des émissions en milieux perturbés tels les applications "indoor" où plusieurs fréquences et normes différentes y sont présentes [21].

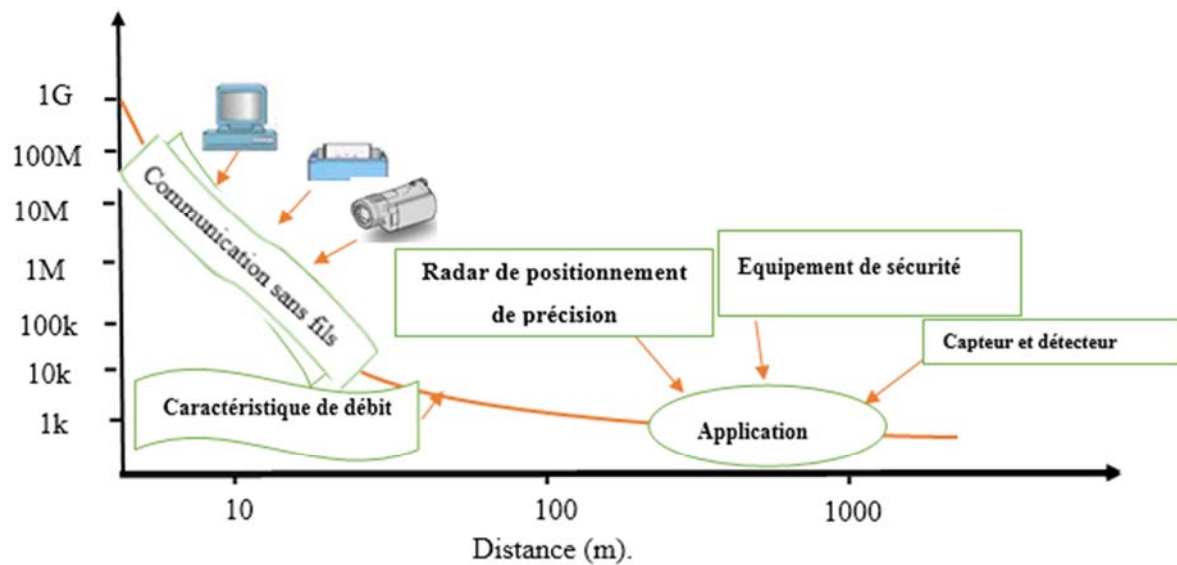


Figure I.11 : Différentes applications de l'ULB.

I.4 Les antennes reconfigurables

I.4.1 Définition

Une antenne reconfigurable est définie comme un dispositif qui offre la possibilité de modifier une de ses caractéristiques fondamentales comme sa fréquence de fonctionnement, son diagramme de rayonnement et/ou sa polarisation en fonction de l'utilisation spécifique souhaitée. Le changement dans l'un de ses paramètres électriques, optiques, physiques (modification mécanique) ou l'intégration de matériaux commandables (ferrites, cristaux liquides) permet de modifier les caractéristiques de l'antenne, même durant le fonctionnement de l'antenne en temps réel. Ces changements permettent à l'antenne de s'adapter au changement de l'environnement et aux contraintes liées aux systèmes de communications [15].

I.4.2 Les techniques de reconfigurabilité

Une antenne reconfigurable est une antenne dont au moins une de ses caractéristiques est modifiable après sa fabrication, par application d'une commande. Il existe diverses techniques pour adopter la reconfigurabilité. Parmi celles-ci, on peut citer l'utilisation des composants localisés actifs tels que les diodes PIN et les RF-MEMS et les Varactors pour les types électriques, les éléments de commutations optiques tels que les

photoconducteurs pour le domaine optique. De même, la reconfigurabilité peut utiliser des matériaux intelligents tels que les ferrites et les liquides cristaux. Il y a une autre technique connue par la reconfigurabilité physique. Cette technique peut être réalisée par une modification mécanique dans la structure de l'antenne.

MEMS

Un MEMS (Micro Electro Mechanical System) est un composant microsystème qui permet par une déformation mécanique de microstructures, plus souvent de micro-membranes, d'obtenir un court-circuit ou un circuit ouvert dans une ligne de transmission RF. Ils sont conçus pour fonctionner dans une bande de fréquences allant de 0,1 GHz à 500 GHz. Le principe de fonctionnement des MEMS repose sur un mouvement mécanique de l'ensemble, régi par les lois de l'électrostatique, de la magnétostatique, de la piézo-électricité ou de la thermodynamique [25].

Un MEMS présente plusieurs avantages tels que sa faible consommation de puissance DC, faible perte d'insertion, une bonne isolation entre ses deux états de polarisation et un temps de réponse extrêmement rapide. De même, il présente quelques inconvénients majeurs qui résident dans la tension importante nécessaire pour son activation, également son coût de fabrication élevé et la non-garantie de sa fiabilité.

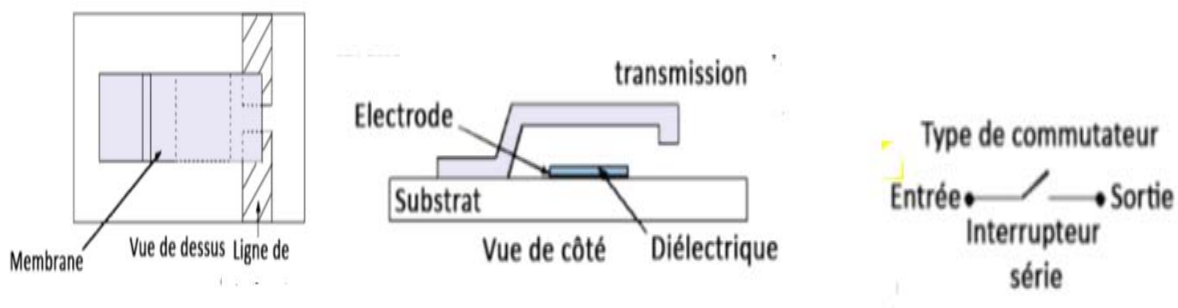


Figure I.12 : Commutateur MEMS

Commutateur optique

Le commutateur optique photoconducteur est utilisé pour éviter le recours aux circuits de polarisation utilisés par d'autres techniques qui peuvent ajouter de la complexité et perturber le rayonnement de l'antenne. En outre, il présente un faible temps de réponse, meilleur que les autres techniques citées ci-dessus, mais son coût de fabrication reste très important [26].

Matériaux agiles

Une autre technique plus innovante pour atteindre la reconfigurabilité consiste à utiliser des matériaux agiles dont les propriétés EM (permittivité et/ou perméabilité) peuvent être accordées. Récemment, plusieurs études ont été menées pour utiliser les matériaux agiles pour réaliser la reconfigurabilité, notamment les métamatériaux, les cristaux liquides, les ferromagnétiques, et les ferroélectriques.

Les avantages de ces matériaux restent le faible encombrement et la faible consommation d'énergie nécessaire à la commande. Cependant, les inconvénients de cette technique sont nombreux, nous pouvons citer la complexité de fabrication, les réseaux d'alimentation sont complexes, et le temps de réponse est élevé [24].

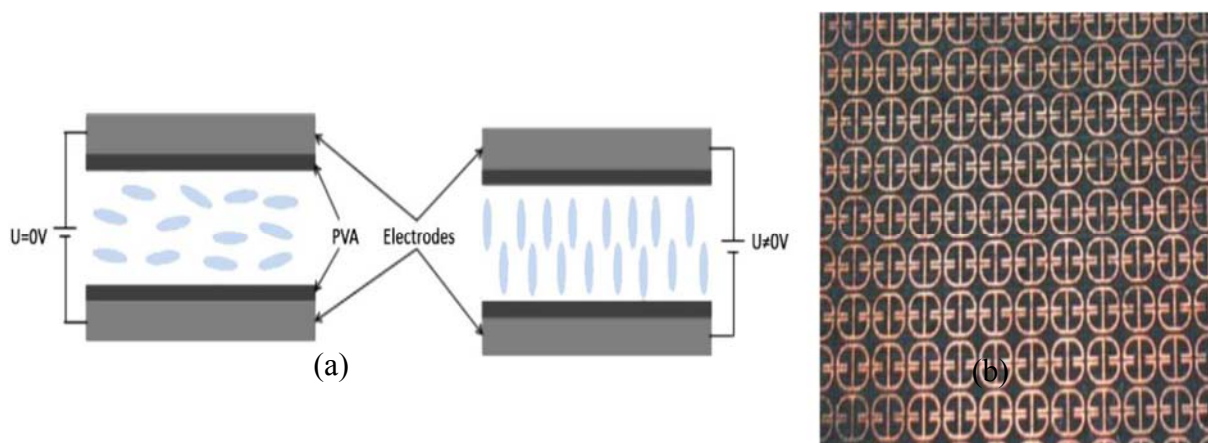


Figure I.13 : (a) Cristal liquide (PVA : PolyVinylAlcohol) et (b) métamatériau [24].

Les diodes

Les diodes sont des dipôles de base de l'électronique de puissance classique. Il existe de nombreux types de diodes dont le principe de fonctionnement diffère légèrement. Diodes PIN, Varactor, Schottky, Zener..., toutes se basent sur l'utilisation des propriétés des semi-conducteurs. C'est l'application visée qui va déterminer le type de diodes à utiliser. Ainsi, pour réaliser la reconfigurabilité du circuit en hyperfréquences, les diodes les plus utilisées sont les diodes PIN qui permettent une commutation d'un état passant à un état bloquant et les varactors qui se basent sur la variation de la capacité de la diode.

Diode varactor

La diode varactor (de l'anglais *variable capacitor*), est une diode qui se comporte comme un condensateur dont nous pouvons contrôler sa capacité en appliquant une tension inverse à ses bornes (Figure I.14). Contrairement aux diodes PIN qui offrent une variation discrète des caractéristiques de l'antenne, la diode varactor offre une variation continue en fonction de la tension de polarisation.

Les diodes varactor présentent plusieurs avantages, nous pouvons citer par exemple la grande agilité continue, la facilité d'intégration, et une faible consommation de puissance DC. Cependant, les pertes d'insertion sont parfois importantes et la complexité du réseau de polarisation augmente avec le nombre des diodes varactor utilisées. Il est à noter que ces diodes sont souvent utilisées pour obtenir la reconfigurabilité de fréquence. Dans la littérature, la combinaison de diodes PIN et varactor est souvent utilisée pour obtenir un recouvrement fréquentiel important [24].

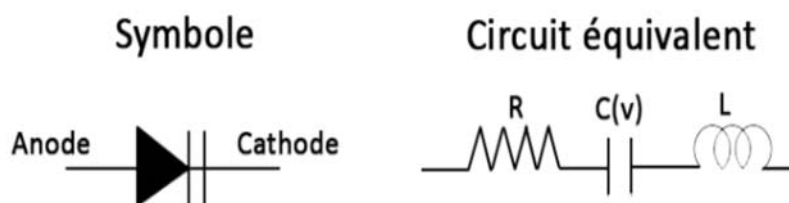


Figure I. 14: Le symbole et le circuit équivalent d'une diode varactor.

Diode PIN

La diode PIN (*Positive Intrinsic Negative diode* en anglais) est un composant à semi-conducteur utilisée comme un interrupteur rapide pour les signaux de hautes fréquences. Lorsqu'elle est polarisée en direct, la diode présente une impédance relativement faible, et par conséquent, elle se comporte comme un circuit fermé (l'état ON). Mais une polarisation dans le sens inverse elle offre une très grande impédance en parallèle avec une très faible conductance, elle se comporte donc comme un circuit ouvert (l'état OFF).

Pour un circuit planaire, en plaçant la diode sur le chemin de propagation de l'onde hyperfréquence, il est possible de laisser passer ce signal (polarisation directe) ou de le réfléchir (polarisation inverse) ; on réalise de cette manière un interrupteur. Cette technique est largement utilisée pour réaliser des antennes reconfigurables, que ce soit pour la reconfigurabilité en fréquence, pour la reconfigurabilité de la polarisation, ou de la phase des ondes électromagnétiques.

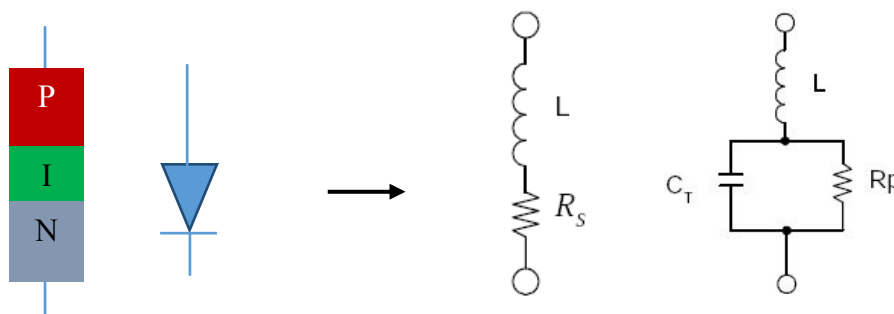


Figure I.15 : Le circuit d'une diode équivalent dans les états ON et OFF.

Caractéristiques importantes d'une diode PIN

Les diodes PIN sont caractérisées en direct par la valeur de la résistance R_s et en inverse par la valeur de la capacité C_T . Pour la plupart des diodes R_s varie de 0,6 à 6 Ω , et la capacité de 0,04 à 1 pF toutes applications et fréquences de fonctionnement confondues. Les temps de commutation sont rapides (< 100 ns) et les boîtiers sont de petites dimensions.

Les diodes CMS (Composant Monté en Surface) présentent un certain nombre d'avantages si on désire travailler en dessous de 3 GHz. En effet ces composants occupent peu de place et permettent donc l'implantation d'un grand nombre de composants sur un

même circuit (simple ou double face). Ces composants sont relativement bon marché (< 1€ l'unité) et disponibles chez tous les distributeurs de composants.

Pour des applications à des fréquences supérieures, jusqu'à 20 GHz, il faut compter 15€ la diode. Le prix sera un argument limitant le nombre de diodes par circuit.

La diode est aujourd'hui un composant abouti. Quelle que soit la fréquence de fonctionnement, les diodes sont disponibles en boîtier dans le commerce et sont facilement intégrables sur circuit imprimé.

Le coût varie ensuite, comme on l'a vu, en fonction de la fréquence de fonctionnement. Aux fréquences microondes, ces composants restent relativement chers.

Les pertes et la consommation constituent l'inconvénient majeur des diodes [43].

Avantages et inconvénients d'une diode PIN

❖ Les avantages

- ✓ Facilité d'intégration dans les structures antennaires.
- ✓ Bonne tenue en puissance (>10dBm).
- ✓ Tension de polarisation basse pour les diodes PIN (<10V).
- ✓ Temps de commutation rapide (0.001-0.1µs).
- ✓ Possibilité d'avoir de faibles pertes.
- ✓ Coût bas.

❖ Les inconvénients

- ✓ Circuit de polarisation complexe.
- ✓ Pertes élevées (1-5Ω).

I.4.3 Classification des antennes reconfigurables

Il existe plusieurs critères pour classer les antennes reconfigurables, selon la fonctionnalité nous distinguons trois grandes familles :

- Antennes agiles en fréquence.
- Antennes agiles en diagramme de rayonnement
- Antennes agiles en polarisation

-La combinaison de deux fonctionnalités ou plus reste possible.

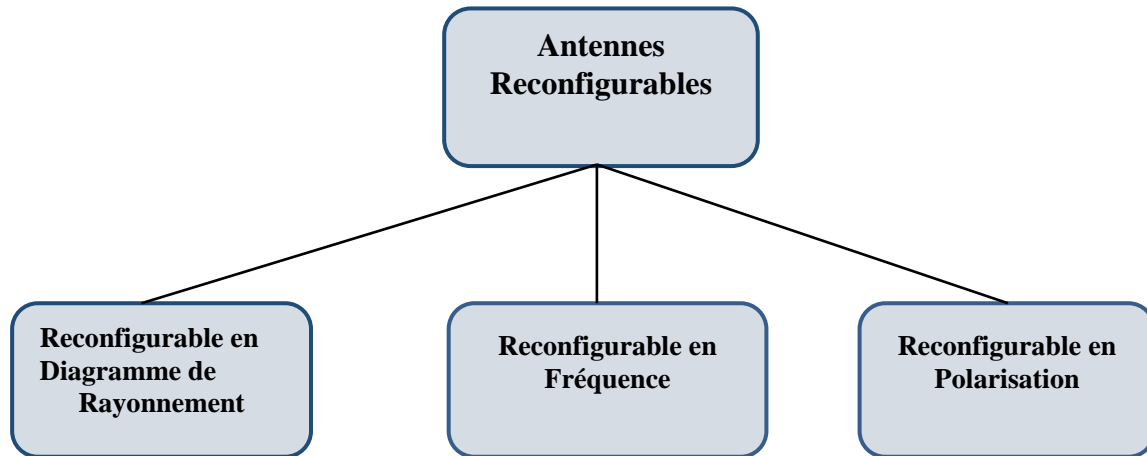


Figure I.16 : Schéma des types d'antennes reconfigurables

I.4.3.1 Antennes reconfigurables en fréquence

Le développement de la téléphonie mobile a permis l'émergence de nouvelles méthodes permettant de réaliser des antennes reconfigurables en fréquence. En effet, leur intégration assure une augmentation de la fonctionnalité des dispositifs ainsi qu'une diminution significative du nombre global de fonctions RF utilisées, ce qui rend le système plus efficace et moins coûteux.

Afin de rendre une antenne agile en fréquence, il est nécessaire d'intégrer des éléments actifs accordables qui permettent de modifier la longueur électrique effective de l'antenne. Ces éléments intégrés peuvent être des condensateurs variables dont la valeur de la capacité varie en fonction d'un champ électrique externe (diode varactor ou condensateurs à base de matériaux dont les propriétés électriques peuvent être modifiées). Les antennes intégrant de tels éléments présentent une fréquence de fonctionnement pouvant balayer une bande de fréquence de manière continue.

Une seconde technique est basée sur des commutateurs (les diodes PIN, les transistors à effet de champ FET, les photodiodes, les MEMS ou des commutateurs à base de matériaux à transition isolant-métal). Cette technique permet de varier la fréquence de résonance de l'antenne de manière discrète. Il existe aussi des antennes reconfigurables en fréquence qui combinent les deux réglages, continu et discret [22].

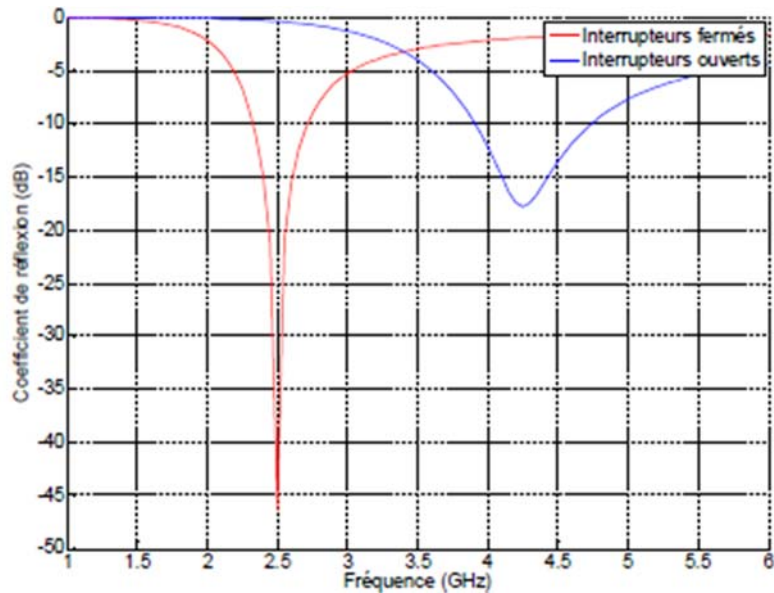


Figure I.17: Coefficients de réflexion dipôle reconfigurable[43].

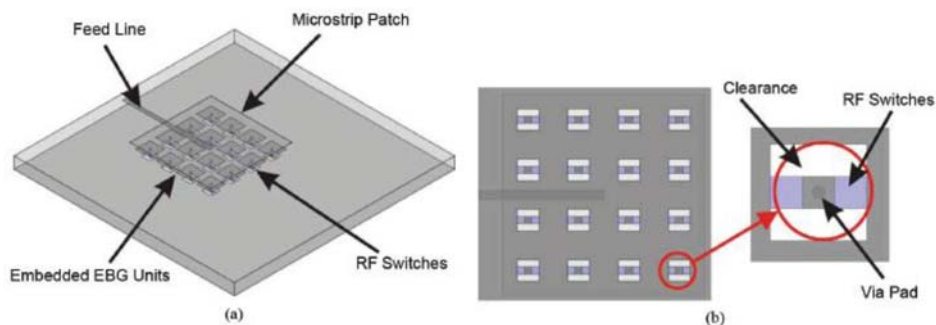


Figure I.18: Antenne patch reconfigurable en fréquence sur substrat EBG [24].

I.4.3.2 Antennes reconfigurables en diagramme de rayonnement

En général, la reconfigurabilité du rayonnement s'effectue en modifiant la forme, la direction, ou le gain des diagrammes de rayonnement afin d'atteindre ou éviter certaines directions. Ce type de reconfiguration peut être utilisé pour éviter les sources de bruit ou le brouillage électronique, améliorer la sécurité, et économiser l'énergie en changeant la directivité vers les utilisateurs visés. Par conséquent, ce type de reconfiguration est un candidat prometteur pour renforcer le signal dans une direction souhaitée ou éviter les signaux qui viennent des directions non souhaitées. En outre, la reconfiguration du

diagramme de rayonnement sera très utile pour les applications de RC afin d'effectuer le balayage spatial et d'assurer la communication dans une direction précise. Ce type de reconfiguration est basé sur l'utilisation d'un seul élément rayonnant ou d'un réseau d'antennes.

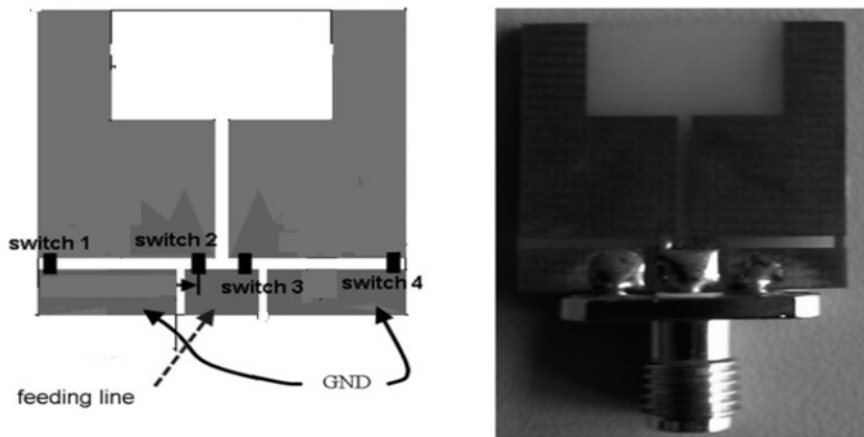


Figure I.8 : L'antenne agile en diagramme de rayonnement [26].

I.4.3.3 Antennes reconfigurables en polarisation

Le dernier type de reconfiguration correspond à la modification de la polarisation de l'antenne, linéaire (verticale ou horizontale) ou circulaire (droite ou gauche), dynamiquement. L'objectif principal est la modification de l'orientation du champ électrique émis et cela sans changer ni la fréquence de fonctionnement ni la forme du diagramme de rayonnement. Ce type de reconfigurabilité a été utilisé pour atténuer les phénomènes d'évanouissements de signaux dus aux propagations multi-trajets. Il peut également être utilisé pour réaliser la réutilisation de fréquences afin de résoudre le problème de la rareté du spectre RF. En outre, il est utilisé dans les systèmes cognitifs pour éviter les interférences entre PU et SU ainsi que pour améliorer la qualité du signal. Cependant, la combinaison de plusieurs types de reconfiguration dans un seul système antenne permet de construire un système innovant et plus performant en termes d'amélioration de qualité de signal, de réduction des interférences et les phénomènes d'évanouissements, et surtout de surmonter le problème de la rareté du spectre RF.

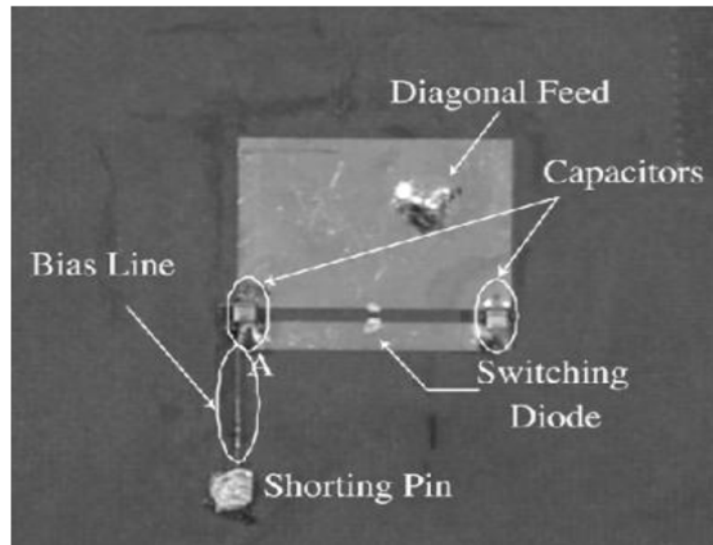


Figure I.20 : Antenne à patch rectangulaire et une diode PIN reconfigurable en Polarisation [23]

I.4.3.4 Avantages et inconvénients des antennes reconfigurables

❖ **Avantage :**

- ✓ Réalisation de plusieurs fonctionnalités généralement accomplis par plusieurs antennes classiques.
- ✓ Reconfigurabilité en fréquence est utile à l'appui de nombreuses applications sans fil.
- ✓ La reconfigurabilité de rayonnement permet d'avoir une diversité spatiale.
- ✓ La réallocation et la gestion dynamique du spectre.
- ✓ Offre la flexibilité et répond aux exigences de plate-forme radio sans fil (des services multiples dans un seul appareil).
- ✓ Réduction du nombre d'antennes dans le système ce qui réduit la taille et le coût de l'appareil.
- ✓ Une bonne isolation entre les différentes normes sans fil et les bandes.

❖ Inconvénients :

- ✓ Consommation énergétique (dans le domaine du courant continu que dans le domaine RF).
- ✓ Une efficacité réduite.
- ✓ Le coût de fabrication (plus élevé que celui d'antennes classiques).
- ✓ La complexité : l'intégration de composants actifs dans une structure rayonnante, entraîne des difficultés de conception, notamment au niveau des calculs électromagnétiques [16].

Conclusion

Les antennes reconfigurables suscitent depuis quelques années un intérêt croissant, dans la mesure où elles apportent de plus en plus de nouvelles solutions et enrichissent les recherches en interface entre les différents milieux. En effet, les antennes reconfigurables offrent la possibilité de donner à l'antenne elle-même une partie des fonctionnalités généralement réservées à l'étage radio ou au traitement du signal numérique. Plusieurs types de reconfiguration existent, notamment la fréquence, la polarisation et le diagramme de rayonnement. Dans ce chapitre nous avons présenté des généralités sur ces antennes et les différents types et classes d'antennes reconfigurables (en fréquence, en diagramme de rayonnement, en polarisation) ainsi que les avantages et les inconvénients de celles-ci. Ce chapitre est clôturé par un bref aperçu des domaines d'application et quelques avantages et inconvénients des antennes reconfigurables.

Le chapitre suivant est consacré à l'étude des structures BIE et les antennes BIE.

Chapitre : II

Les matériaux à Bandes Interdites électromagnétiques (BIE)

II.1 Introduction

L'application de la technologie BIE ou structures BIE (Bande Interdite Electromagnétique) ou EBG (Electromagnetic Band Gap, en anglais) est devenue un thème exaltant pour les ingénieurs d'antennes et les chercheurs vu quelle porte des améliorations aux caractéristiques des antennes et leurs performances telles que l'augmentation du gain et de l'efficacité de rayonnement [31].

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

II.2 Historique

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

Avant 1987, les cristaux photoniques unidimensionnels, qui sont des structures périodiques composées d'un empilement multicouche similaires à un « miroir de Bragg », étaient principalement étudiés. Comme Lord Rayleigh l'a montré en 1887 [35]. Ces structures possédaient une bande interdite unidimensionnelle, et avaient une grande réflectivité. Aujourd'hui ces structures ont de nombreuses applications, aussi bien pour des surfaces réfléchissantes, pour l'amélioration de rendement des LEDs, ou pour leurs propriétés de très grande réflectivité dans les cavités optiques de certains lasers (ex: VCSEL). Une étude théorique détaillée de structures optiques unidimensionnelles a été réalisée par V.P. Bykov en 1972, qui a été le premier à examiner l'effet de bandes interdites sur l'émission spontanée provenant d'atomes et de molécules intégrées à la structure[36]. Bykov fit aussi des hypothèses sur l'emploi de structures bi- ou tridimensionnelles. Ce concept de cristal photonique tridimensionnel fut ensuite examiné par Ohtaka en 1979[37], qui développa un protocole pour le calcul de structures de bandes. Toutefois, ses publications ne prirent de la valeur qu'à partir de la parution des

articles de Yablonovitch et John. Leurs deux articles portaient sur les structures optiques périodiques à plusieurs dimensions. La motivation principale de Yablonovitch était d'appréhender la densité d'états photoniques, par analogie à la densité d'états électroniques, dans le but de contrôler l'émission spontanée de matériaux intégrés aux cristaux photoniques. John, quant à lui, voulait utiliser les cristaux photoniques pour modifier la localisation et le contrôle de la lumière.

Après 1987, le nombre de publications concernant les cristaux photoniques commença à croître exponentiellement. Cependant, à cause de la difficulté de fabrication de ces structures pour qu'elles soient effectives dans le spectre visible, les premières études étaient soit théoriques, soit dans les micro-ondes, car les cristaux pouvaient être fabriqués plus facilement à la grandeur du centimètre. En 1991, Yablonovitch conçoit le premier cristal photonique tridimensionnel possédant une bande interdite dans les micro-ondes [38].

En 1996, Thomas Krauss avait fait la première démonstration d'un cristal photonique bidimensionnel dans le spectre du visible [39]. Cela ouvrit la voie à la fabrication de cristaux photoniques par les méthodes utilisées dans le secteur des semi-conducteurs. Aujourd'hui, ces techniques permettent d'utiliser des cristaux photoniques en plaques (en anglais photonic crystal slabs), qui consistent en des cristaux photoniques bidimensionnels gravés dans des plaques de semi-conducteurs. La réflexion totale interne enferme la lumière dans la plaque et permet d'exploiter les propriétés du cristal. Actuellement, beaucoup de recherches se font sur ces plaques de cristaux photoniques dans le but de pouvoir les utiliser dans des circuits intégrés, et ainsi améliorer le traitement du signal optique à la fois dans et entre les puces.

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

L'étude de cristaux photoniques tridimensionnels progresse plus doucement à cause de la difficulté de fabrication. Il n'y a pas de technique utilisée dans les semi-conducteurs qui serait applicable pour leur élaboration. Toutefois, des essais ont été

effectués pour adapter les mêmes techniques et certains ont été concluants. Par exemple, une structure en «pile de bois» a été réalisée avec une technique de couche-par-couche [40]. Un autre axe de recherche a porté sur la construction de cristaux photoniques tridimensionnels par auto-assemblage, consistant en l'agglutination d'une solution de nano-sphères diélectriques en un cristal photonique [41].

II.3 Définitions et propriétés

II.3.1 Description des structures BIE diélectriques

Pour les matériaux semi-conducteurs, l'objectif était de contrôler les propriétés électriques des matériaux. Avec les matériaux BIE, nous souhaitons obtenir un contrôle de leurs propriétés électromagnétiques [26].

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

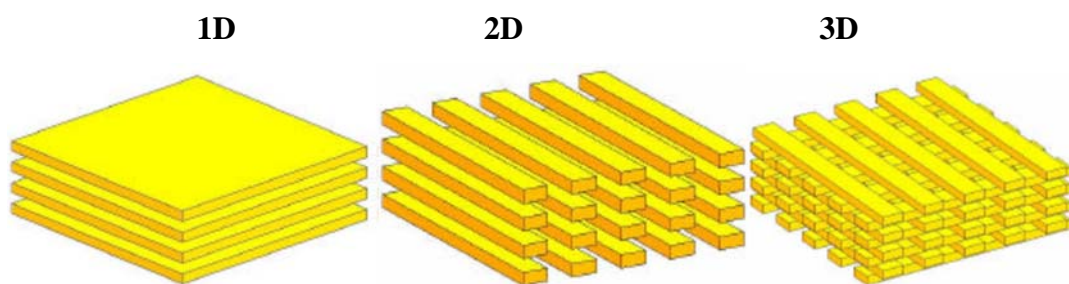


Figure II.1 : Matériaux BIE périodiques [26].

Les motifs élémentaires (Figure II.1) de ces matériaux se décomposent en trois parties selon leurs propriétés de périodicité :

- **BIE 1D** : Les structures 1D sont les plus anciennes et les plus simples bien qu'elles soient depuis peu intégrées aux structures BIE, elles s'agissent d'un empilement de plaques essentiellement diélectriques. C'est-à-dire un matériau dont la périodicité est réalisé sur une seule démission. La période est calculée en fonction de la l'longueur d'onde guidée (λ_g) et chaque interface doit être positionné à $\lambda/4$ de la précédente.

L'illumination d'un cristal photonique par une onde plane en incidence normale ou oblique permet de déduire les coefficients de réflexion et de transmission. Ces coefficients théoriques peuvent être calculés par simulation FDTD ou plus simplement par la méthode de l'impédance ramenée pour les structures 1D.

Par exemple la Figure II.2 présente le coefficient de transmission d'une structure 1D en incidence normale au plan des plaques.

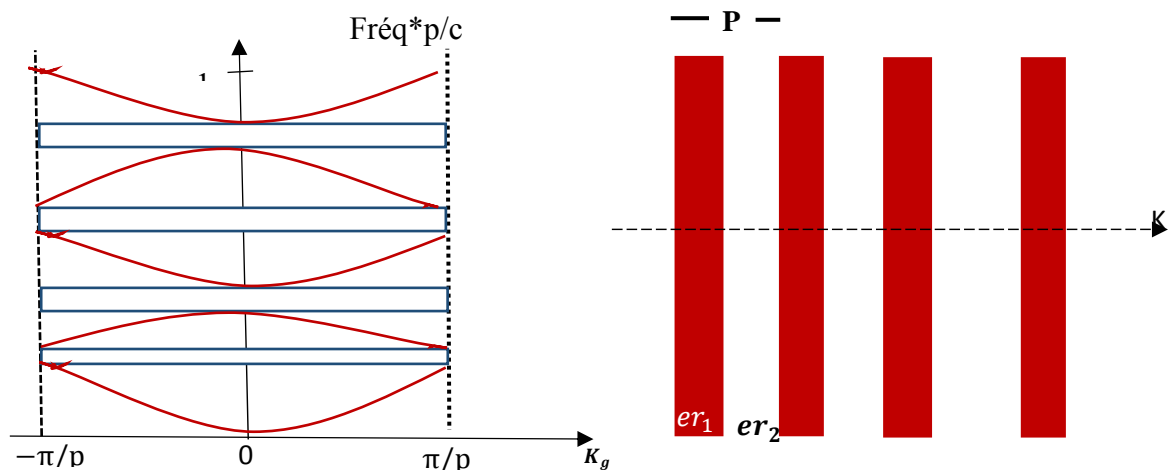


Figure II.2: Structure 1D et son diagramme de dispersion.

- **BIE 2D** : c'est un alignement de tiges réparties sur un réseau dont la cellule élémentaire est de forme carrée, rectangulaire, triangulaire ou hexagonale. Ces structures peuvent être soit diélectriques soit métalliques.

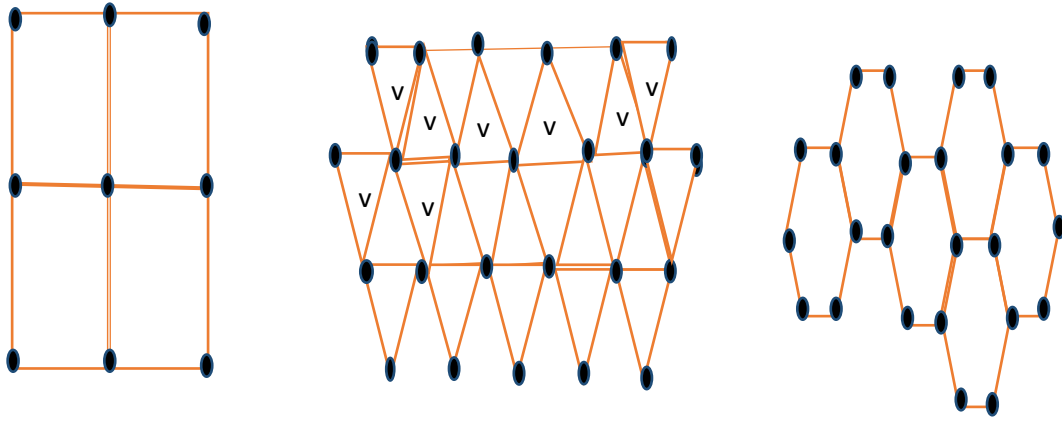


Figure II.3 : Structure 2D :a) Structure carrée, b) triangulaire et c)hexagonale.

- **BIE 3D** : C'est un enchevêtrement de tiges (structure « tas de bois ») ou un agencement particulier de sphères ou de cubes répartis périodiquement au sein de l'espace cristallin (cubique, cubique entré, cubique face centrée). Cette forme est plus représentative des matériaux diélectriques. Pour les matériaux métalliques, il s'agit d'un entrecroisement des tiges qui forment une grille ou autrement Frequency Selective Surface (FSS) [27]

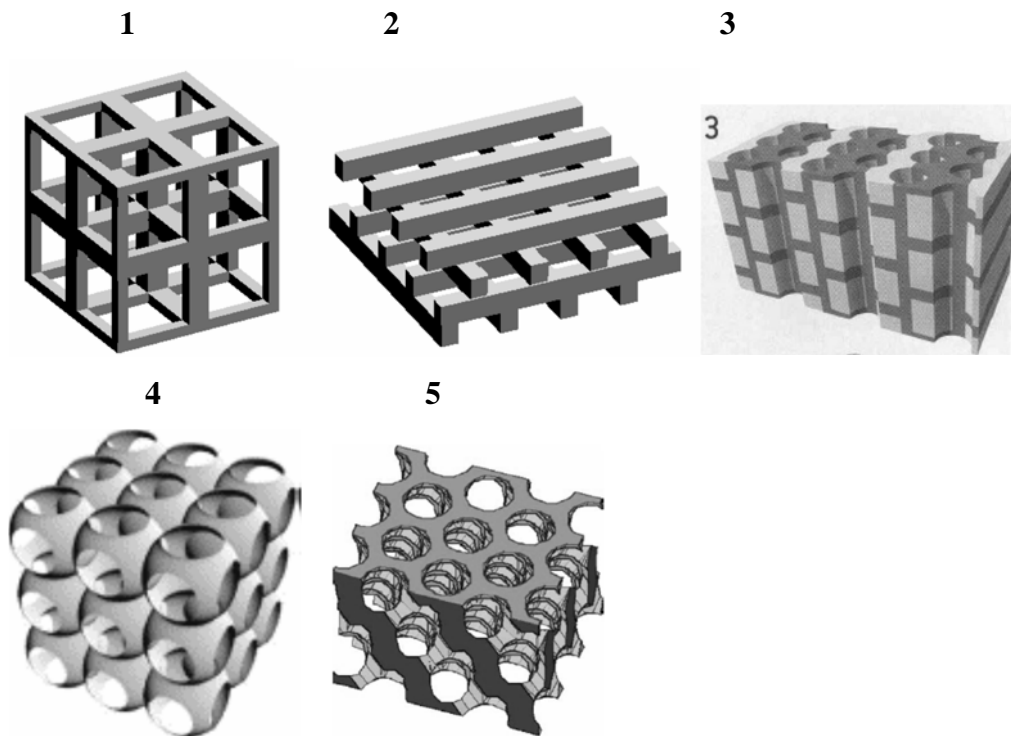


Figure II.4 : Différentes structures 3D comme la structure cubique (1), le tas de bois (2), la Structure multicouches (3), les opales ou opales inversées (4) et la Yablonoite (5) [26].

En définitive, cette périodicité crée artificiellement un filtre spatial et un filtre fréquentiel qui peuvent être très intéressants pour la réalisation d'antenne. A l'origine, cette propriété est apparue dans le domaine de l'optique. Par exemple, la couleur de la pierre d'opale dépend de l'orientation de celle-ci en raison d'un empilement plus ou moins régulier de billes de silice suivant les directions. Une autre application est le miroir de BRAGG, ce dernier étant un empilement périodique de couches de diélectriques minces. La lumière arrivant sur cette structure est partiellement réfléchi sur chaque couche. Ces ondes réfléchies peuvent interférer entre elles de manière constructive ou destructive suivant la fréquence et l'angle d'incidence. Dans certaines conditions, cette structure peut réfléchir toute la lumière et ainsi se comporter comme un miroir. Ces structures sont appelées des structures à bande interdite photonique (B.I.P). Par analogie, ces propriétés peuvent être transposées pour d'autres longueurs d'onde et en particulier pour les ondes centimétriques ou millimétriques, on parlera alors de Bande Interdite Electromagnétique [29].

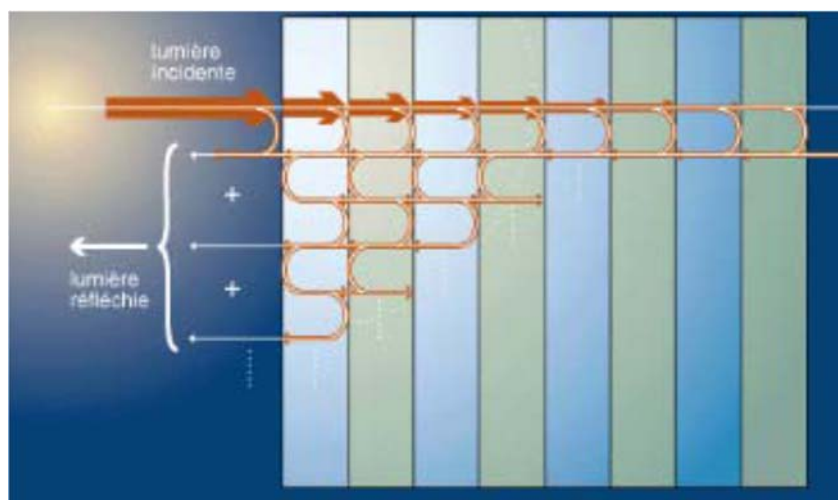


Figure II.5 : Miroir de Bragg.

On peut classer les structures qui utilisent les matériaux BIE en deux familles :

1. Celles qui utilisent la périodicité des motifs

- ✓ Les antennes : L'utilisation de matériaux BIE permet d'améliorer l'efficacité, directivité.
- ✓ Les filtres : L'application des matériaux BIE dans le plan de masse d'une ligne permet d'éliminer les ondes de surface en introduisant une impédance de surface

importante. Plus le nombre de motif est grand, plus la bande rejetée est « profonde » et large.

✓ Les structures cristallines artificielles : Le but est d'empêcher la propagation de l'onde quel que soit l'angle d'incidence de l'onde excitatrice.

2. Celles qui utilisent la périodicité des motifs et des ruptures de périodicité

✓ Les filtres très sélectifs : La rupture de périodicité permet la transmission de l'onde dans la bande interdite à une fréquence précise, fonction de cette rupture.

✓ Les guides : Un « couloir » est créé au milieu du réseau périodique, l'onde le suit comme dans le cas d'un guide.

✓ Les coupleurs : En ajoutant à deux guides parallèles une jonction commune, associée avec des éléments actifs, on peut orienter l'onde dans les guides voulus.

Cette liste n'est pas exhaustive. La mise en œuvre d'éléments actifs dans les structures BIE permet aujourd'hui de nombreuses modifications et utilisations multiples d'une même structure.

De nombreuses applications ont été développées tout d'abord dans le domaine de l'optique, puis dans celui des fréquences centimétriques et millimétriques, les réalisations étant plus aisées [28].

II.3.2 Description des structures BIE métalliques

La conception des matériaux métalliques reste analogue à celle des diélectriques, seul l'agencement des cellules élémentaires diffère. En effet, les matériaux BIE métalliques ne peuvent pas être de dimension 1D. Dans ce cas, le coefficient de réflexion serait égal à 1 avec une phase de 180° . Seuls les matériaux 2D et 3D, respectivement des réseaux de lames et des grilles, peuvent exister. Pour les structures 2D, en fonction de leur polarisation, les structures ne seront pas agencées de la même manière. En effet, pour ce matériau anisotrope, la polarisation TM (le champ E parallèle aux barreaux) sera le dual de la polarisation TE (champ E perpendiculaires aux barreaux [27]).

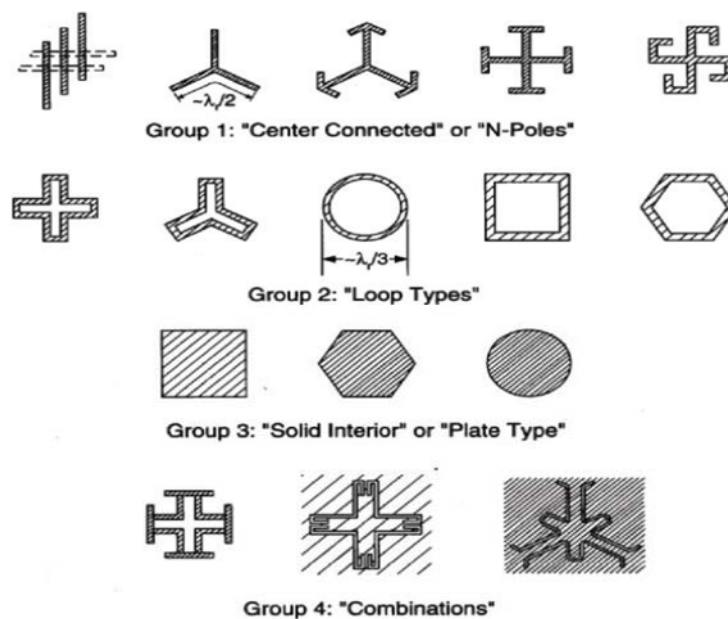


Figure II.6 : Matériaux BIE métalliques [26].

II.4 Comportements électromagnétiques

Pour étudier les propriétés électromagnétiques des structures périodiques et leurs comportements fréquentiels, le matériau doit être éclairé avec une onde plane en incidence normale et déduire les coefficients de réflexion et de transmission. Cette étude peut être réalisée soit par la méthode numérique FDTD, soit par la méthode des impédances ramenées [26].

II.4.1 Structures diélectriques

La caractéristique principale de ces structures est leur aptitude à fonctionner comme un miroir. Elles permettent de réfléchir partiellement ou quasi totalement les ondes électromagnétiques dans une certaine bande de fréquences et cela pour des incidences particulières selon les types de matériaux utilisés. La Figure (II.3) montre le module du coefficient de transmission $|S_{21}|$ et le module du coefficient de réflexion d'une structure 1D sans défaut soumise à une onde électromagnétique d'incidence normale [26].

Ces structures réfléchissent les ondes grâce à un phénomène d'interférence constructive entre les différentes couches composant le matériau. L'onde incidente est

partiellement réfléchi à chaque interface entre deux couches. Du fait de la stratification périodique, les ondes ainsi réfléchies présentent un déphasage bien défini les uns par rapport aux autres. Elles interfèrent donc de manière constructive ou destructive selon la valeur du déphasage qui dépend entre autre de la longueur d'onde et de l'angle d'incidence [27].

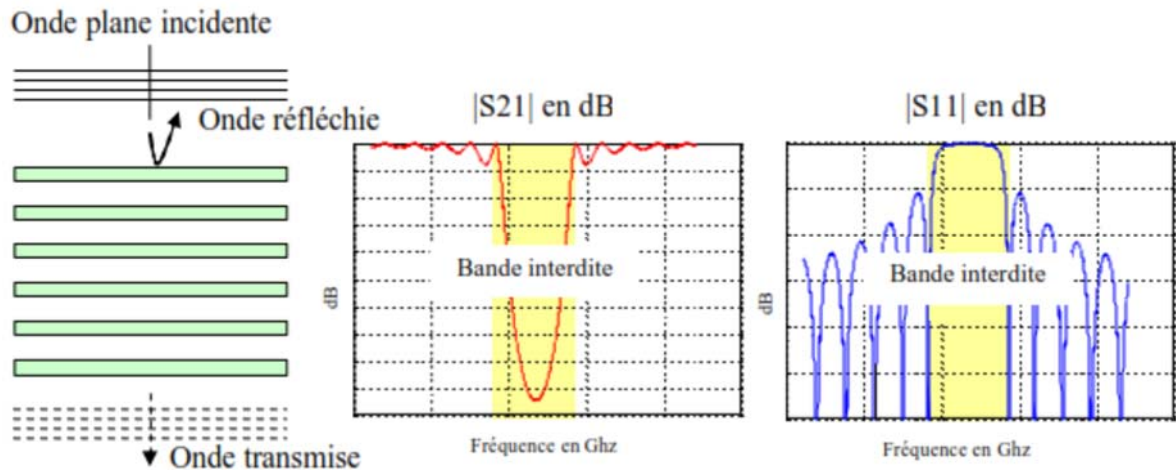


Figure II.8 : Propagation à travers une structure BIE 1D [26].

II.4.2 Structures métalliques

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

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

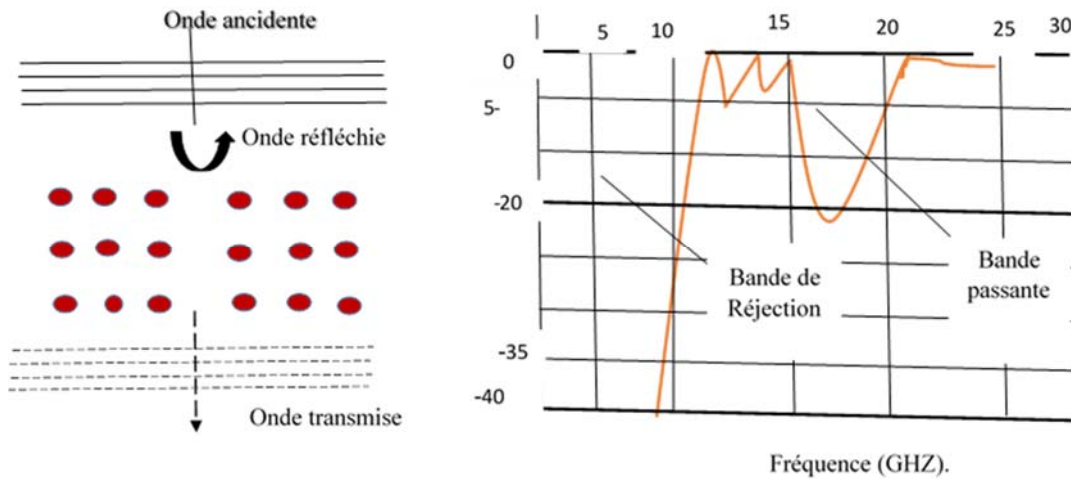


Figure II.9: Coefficient de transmission d'une structure BIEM.

Lorsque le pas du réseau métallique diminue, cela permet de creuser la réflexion basse fréquence. Si les tiges sont très espacées, le réseau de grilles équivaut à une surface métallique seulement pour les très grandes longueurs d'ondes. La bande de réjection dépend de la périodicité des éléments métalliques [27].

II.5 Les antennes BIE :

Les antennes BIE sont des structures à fort gain présentant une meilleure compacité comparées aux réseaux d'antennes ou aux antennes lentille, elles sont composées de 4 éléments :

1. Un plan de masse métallique.
2. Une source rayonnante(source d'excitation) primaire qui sert d'alimentation pour l'antenne.
3. le plan réflecteur (superstrat) constitué d'une ou plusieurs couches ou surfaces partiellement réfléchissantes (PRS), de type substrat diélectrique (à haute permittivité ou perméabilité) ou métallique ou métallo-diélectrique à base de méta matériaux.

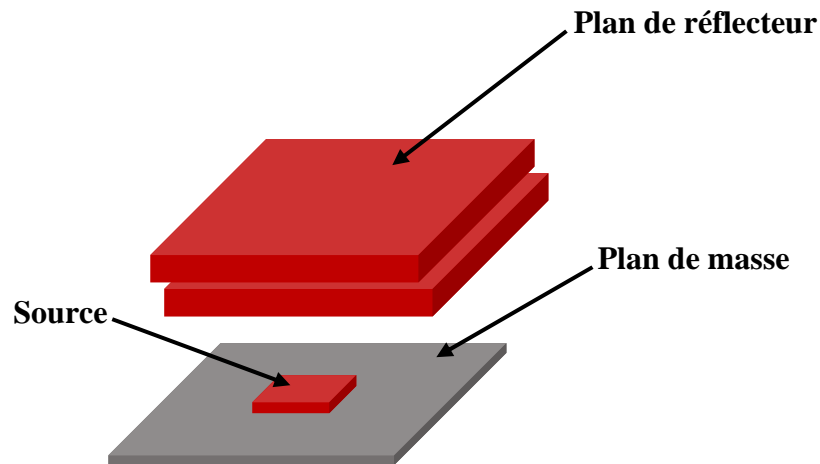


Figure II.10 : Antenne BIE.

Les structures employées dans les exemples que vont suivre peuvent être à une, deux et trois dimensions, métalliques, diélectriques ou métalo-diélectriques.

Parmi les sujets traités dans la littérature, on retrouve notamment.

- Les problèmes de pertes dans les substrats diélectriques, liés notamment aux problèmes de fuites et de guidage latéral, ainsi que les problèmes de couplage pour les antennes imprimés.

- La décroissance de l'énergie dans un cristal photonique se fait exponentiellement, c'est pourquoi ces cristaux sont utilisés comme substrats d'antenne afin de réduire les ondes surface. Ceci a pour effet de réduire les pertes voire d'améliorer la directivité de l'antenne, comme par exemple pour un patch, ou un dipôle. Ce type de structure peut également servir de filtre afin d'éliminer les modes supérieures de l'antenne.

- Les problèmes de contrôle des directions de propagation, et des lobes secondaires, inhérents à tout rayonnement.

- Les propriétés en réflexion de ces matériaux sont utilisées pour contrôler les directions de propagation, réduire les lobes secondaires et les lobes de réseau. Ils permettent également la réalisation de réflecteurs plans, ou paraboliques diélectriques. Le

diélectrique réduit de surcroît la signature radar de l'antenne. Une équipe de chercheurs a utilisé les propriétés de guidage des matériaux pour réaliser un cornet.

- La formation des lobes de rayonnement, en réalisent des ouvertures faibles pour obtenir des gains importants.

L'application est l'utilisation de structure BIE pour accroître la directivité des antennes.

Pour citer un exemple, un dipôle excitant une cavité réalisée par deux structure BIE, permet d'obtenir une directivité importante dans deux directions de propagation opposée si les deux structures sont équivalentes. Si les deux structures sont différentes en termes de coefficient de réflexion, on peut alors obtenir une seule direction de propagation.

Une autre approche consiste à créer un matériau à bande interdite avec un défaut et de n'autoriser qu'une seule direction de propagation grâce à un miroir métallique. Nous allons détailler dans la partie suivante le fonctionnement particulier de ce type d'antenne.

II.5.1 Diagrammes de rayonnement et gain

Le diagramme de rayonnement doit présenter un seul lobe principal à la verticale du plan de masse. En effet, la direction de l'énergie émise par le système d'alimentation doit correspondre avec la direction de propagation autorisée par le matériau BIE. Dans ce cas, le dispositif complet aura un fonctionnement optimal. De plus, cette énergie ne doit pas être rayonnée hors du BIE. Il est donc primordial d'utiliser des sources ayant un rayonnement de type antenne plaquée avec un niveau faible des lobes secondaires pour favoriser la direction dans l'axe [29].

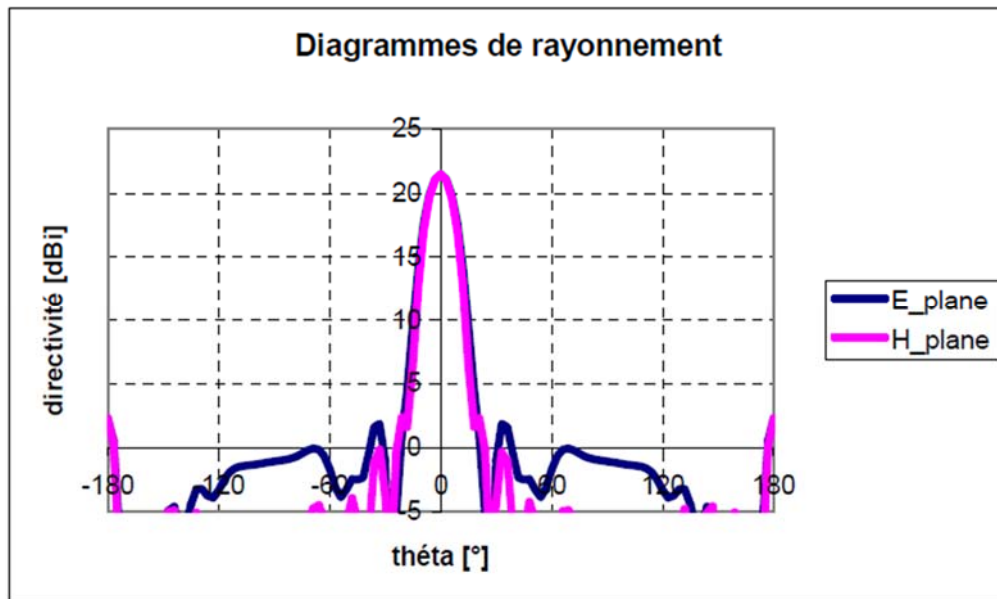


Figure II.11 : Exemple de diagramme de rayonnement.

II.5.2 Avantages et inconvénients d'une antenne BIE.

a) Avantages [31].

- ✓ L'antenne BIE réalise des gains de l'ordre de 30 dBi ce qui est tout à fait concevable avec des antennes réflecteurs et des antennes lentilles, mais avec un encombrement réduit en épaisseur.
- ✓ Le rendement de surface, pouvant atteindre 80 %, est un atout de plus par rapport aux autres antennes classiques.
- ✓ les diagrammes de rayonnement sont très intéressants avec des lobes secondaires très faibles et une polarisation croisée atteignant les -30 dB.
- ✓ la facilité de réalisation quel que soit le matériau. Pour le diélectrique, les fabricants proposent un tel éventail de plaques qu'il est presque toujours possible d'ajuster son matériau pour obtenir les caractéristiques voulues.

b) Inconvénients [26].

- ✓ une faible bande de fonctionnement en mono source pour des gains élevés. De plus, l'adaptation de ces systèmes reste un point délicat sur lequel beaucoup de recherches sont en cours.
- ✓ D'un point de vue réalisation, une erreur de hauteur de cavité peut entraîner un décalage fréquentiel et ainsi détériorer les performances dans plusieurs domaines (la bande de fonctionnement, le gain maximum,...).

II.6 Méthodes numériques pour l'analyse des réseaux BIE :

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

- a. Méthode des ondes planes
- b. Méthode FDTD
- c. Méthode par éléments finis
- d. Méthode de matrice de transfert
- e. Méthode de la matrice de la diffusion (Scattering Matrix Method SMM)
- f. Méthode de réseaux de diffraction [32].

Chaque méthode a un niveau de flexibilité plus ou moins important. Certaines de ces méthodes sont employées seulement pour l'étude des réseaux périodiques infinis (méthode a, d et f) tandis que d'autres (méthode b et c) peuvent être employées à la fois pour un réseau de taille finie et un réseau de taille infinie. D'autres ne sont adaptées que pour certains types de réseaux (méthode (e) est limitée à des analyses des réseaux de tiges cylindriques parallèles ou des sphères). En présence de défauts au sein d'un réseau BIE, certaines méthodes ne peuvent être employées que pour des défauts répétitifs (ou périodiques), ceci en introduisant la notion de macrocellule dans les calculs (méthode a, d et f). Pour des défauts localisés d'un réseau fini, seules les méthodes b, c et e sont adaptées.

II.7 Conclusion

Le développement des techniques de micro-structuration des matériaux diélectriques et des composés métalliques permet actuellement un contrôle sans précédent de l'interaction des ondes électromagnétiques avec les matériaux artificiels. Nous avons illustrés ici la propagation et le rayonnement des ondes dans les structures à bandes interdites électromagnétiques.

Les matériaux à Bande Interdite Electromagnétique (BIE) 3D diélectriques ou métalliques présentent des propriétés de filtrages fréquentiels et spatiaux très intéressantes. La principale difficulté dans ce domaine reste leur conception. La technique du prototypage rapide offre une solution en réalisant des structures céramiques couche par couche à partir d'une pâte photo polymérisable par radiation UV. Une fois frittée, la céramique possède les mêmes propriétés que celles obtenues par des techniques de réalisation plus traditionnelles. Ce mémoire est consacré à la caractérisation de ces structures à partir de leurs propriétés électromagnétiques. Un banc de mesure en espace libre permet d'identifier la bande interdite des structures réalisées. L'objectif de ce travail est d'utiliser les structures ainsi caractérisées pour réaliser des antennes BIE.

Chapitre : III

Résultats et

Discussions

III.1 Introduction

Dans ce chapitre, on commence notre étude par la conception d'une antenne ULB simple, structure tirée à partir de la littérature, puis on va ajouter des cellules unitaires et des composants actifs et des structures résonantes à la structure d'origine. Ces ajouts entraînent évidemment des modifications sur la distribution du courant surfacique ce qui altère à leur tour les caractéristiques de rayonnement de l'antenne.

Notre objectif est de concevoir une antenne qui peut fonctionner sur deux bandes WLAN et WIMAX. Malgré que l'optimisation n'est pas un sujet récent, mais elle est très utilisée dans de très nombreux domaines. Par exemple, en électronique l'optimisation est utilisée pour miniaturiser la taille des circuits et de faire une combinaison optimale entre les différentes caractéristiques (antenne reconfigurable, antenne multi-bandes) et les paramètres de l'antenne conçue.

III.2 Étude et conception d'une antenne ULB

L'antenne imprimée ultra large bande choisie est de forme circulaire alimentée par ligne microbande. La géométrie de cette antenne est donnée dans la Figure III.1. L'antenne est constituée d'un patch circulaire, imprimé sur la face de dessus d'un substrat de type FR4 de permittivité relative $\epsilon_r = 4.4$, de tangente de pertes $\tan \delta = 0.02$ et d'épaisseur $H = 1.6$ mm. Le plan de masse est un plan partiel imprimé sur la surface de dessous du substrat. Le patch est alimenté par une ligne microbande d'impédance 50 Ohms.

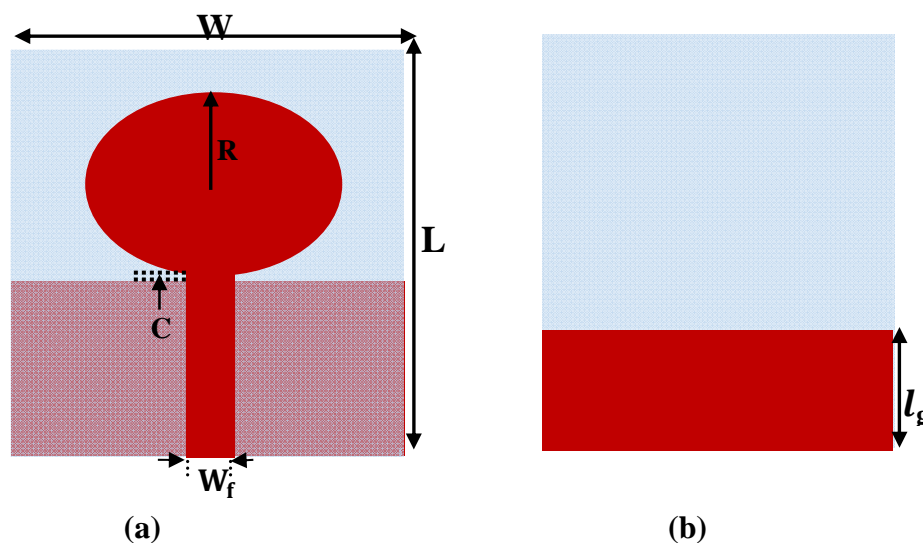


Figure III.1: Géométrie de l'antenne étudiée. (a) vue de dessus (b) vue de dessous.

III.2.1 Etude paramétrique de largeur de plan de masse l_g

Afin de prévoir les meilleurs paramètres géométriques de la structure en terme de bande passante large, on a effectué une étude paramétrique qui nous permettra de trouver les paramètres optimaux. On a commencé par le paramètre l_g , on fait, alors, varier la largeur l_g de 17, 18 puis 19 mm, tout en gardant les autres paramètres fixes. Les résultats de simulation pour le coefficient de réflexion pour différentes valeurs de l_g sont donnés dans la Figures III.2.

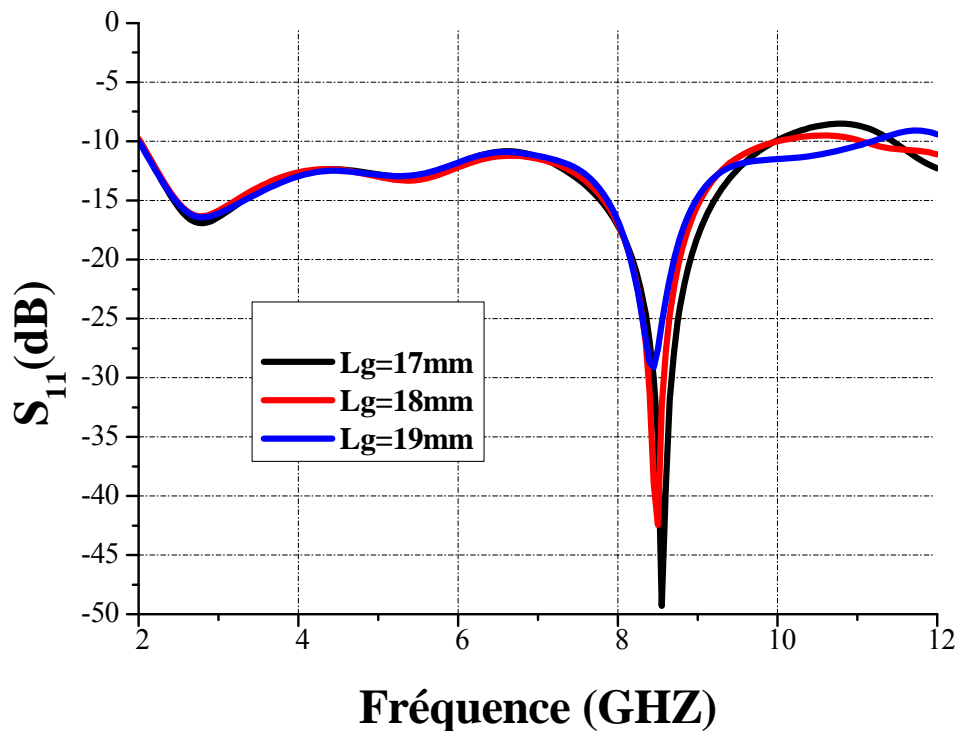


Figure III.2: Coefficient de réflexion pour différentes valeurs de l_g .

A partir de la Figure III.2 on constate que la largeur optimale du plan de masse est $l_g = 19$ tel que la bande passante est égale à 8.43 GHz. (allant de 2 GHz à 12 GHz).

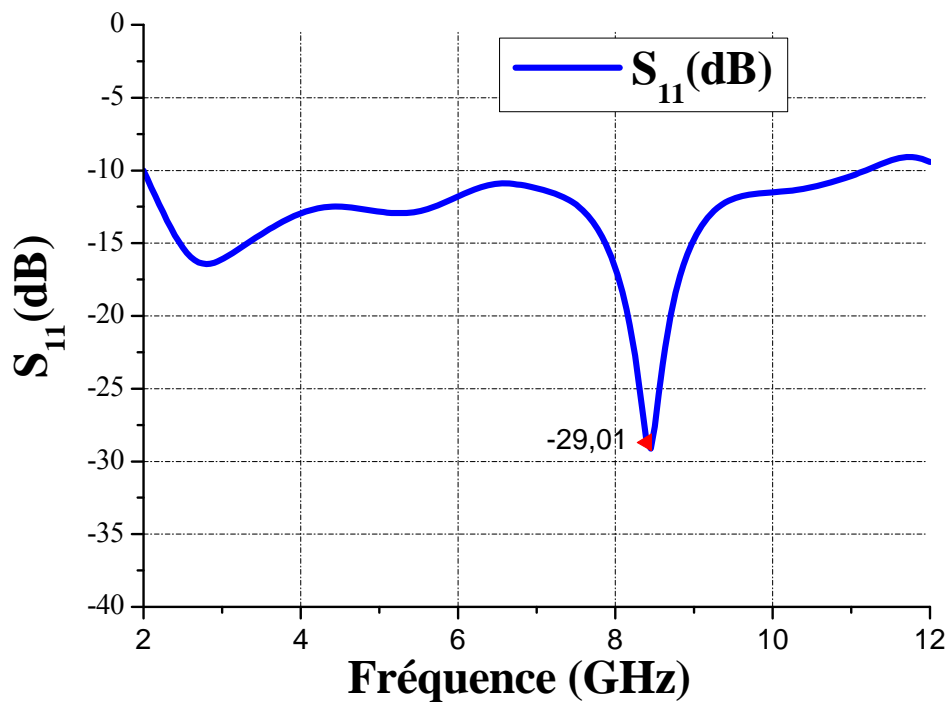
Les paramètres géométriques de l'antenne sont regroupés dans le tableau paramétrique de l'antenne de base :

Tableau III.1 : Paramètres géométriques de l'antenne de base.

Paramètres	w	l	R	W_f	l_g	C2
Valeurs (mm)	42	52	12	3.4	19	0.4

La Figure III.3, représente les résultats de simulation du coefficient de réflexion de l'antenne de base avec les paramètres du Tableau 1.

Ces résultats montrent que l'antenne présente une bonne adaptation dans la bande [2 GHz, 12GHz], avec un coefficient de réflexion inférieur à -10dB. Ainsi, l'antenne présente une bande passante relative de 138.62%. Un coefficient de réflexion minimal de -29.01 dB est obtenu à la fréquence de 8.43 GHz.

**Figure III.3:** Coefficient de réflexion de l'antenne de base.

La Figure III.4 montre la courbe du taux d'ondes stationnaires en fonction de la fréquence. A partir de cette courbe on constate que dans la bande [2 GHz, 12 GHz] le TOS est inférieur à 2 ce qui représente le seuil acceptable pour une meilleure adaptation dans le domaine des télécommunication.

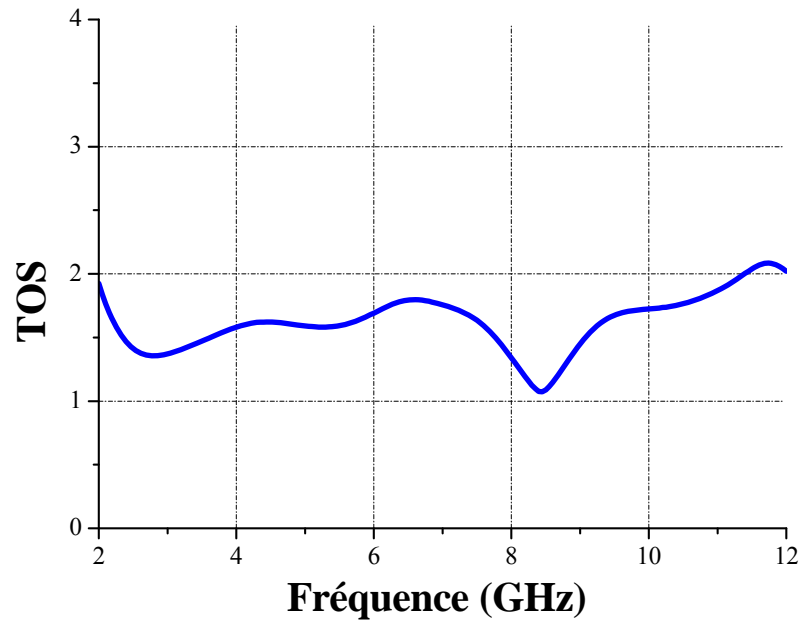


Figure III.4: Le taux d'ondes stationnaire TOS de l'antenne de base.

Dans la Figure III.5, on trace la partie réelle et imaginaire de l'impédance d'entrée de l'antenne de base. On constate que la partie imaginaire oscille autour de la valeur zéro et la partie réelle varie autour de la valeur 50Ω ce qui implique une bonne adaptation de l'antenne.

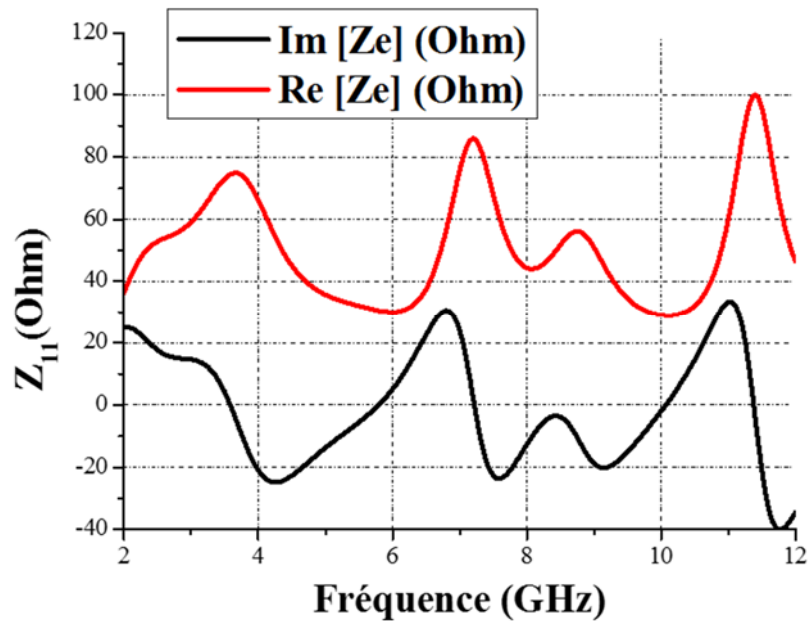


Figure III.5 : Impédance d'entrée de l'antenne de base.

III.3 Antenne passive

III.3.1 Etude et conception d'une antenne ULB à bande rejetée à base de structure EBG

III.3.1.1 antenne ULB à bande rejetée en WIMAX :

La bande de fréquence pour les systèmes ULB cause des interférences aux systèmes de communications radio existants. Pour rendre l'antenne ultra large bande à bande rejetée en WIMAX, nous avons placé une cellule unitaire comme le montre la Figure III.6.

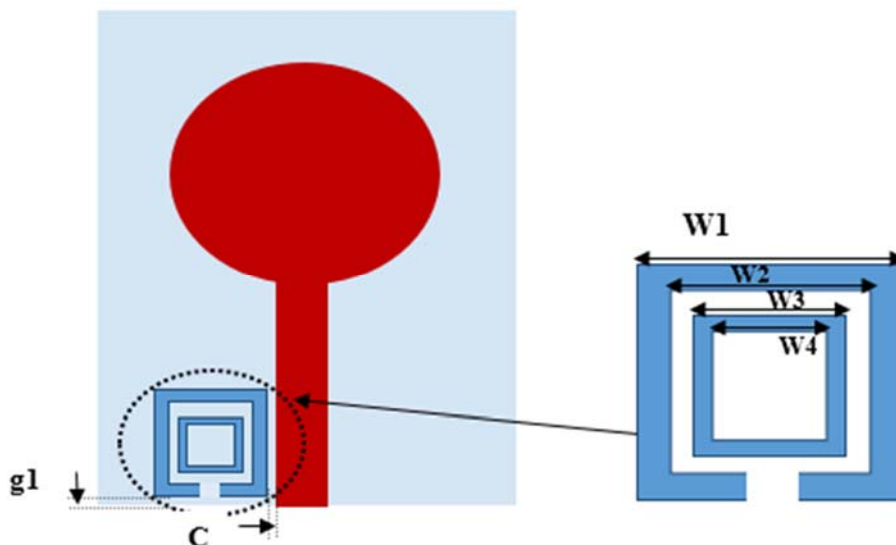


Figure III.6 : Antenne ULB avec cellule unitaire en WIMAX.

Etude paramétrique des dimensions de la cellule unitaire

Afin de réaliser des résultats satisfaisants et mettre en évidence l'influence de chaque paramètre de la cellule unitaire, et en particulier la largeur W_1 et la longueur g_1 et sa position dans le substrat noté par c , il faut faire varier indépendamment chacun de ces paramètres.

Etude paramétrique de la largeur W_1

Dans une première étape on fait varier la largeur W_1 . Le résultat de simulation pour le coefficient de réflexion pour différentes valeurs de la largeur W_1 est donnée dans la Figure III.7 .

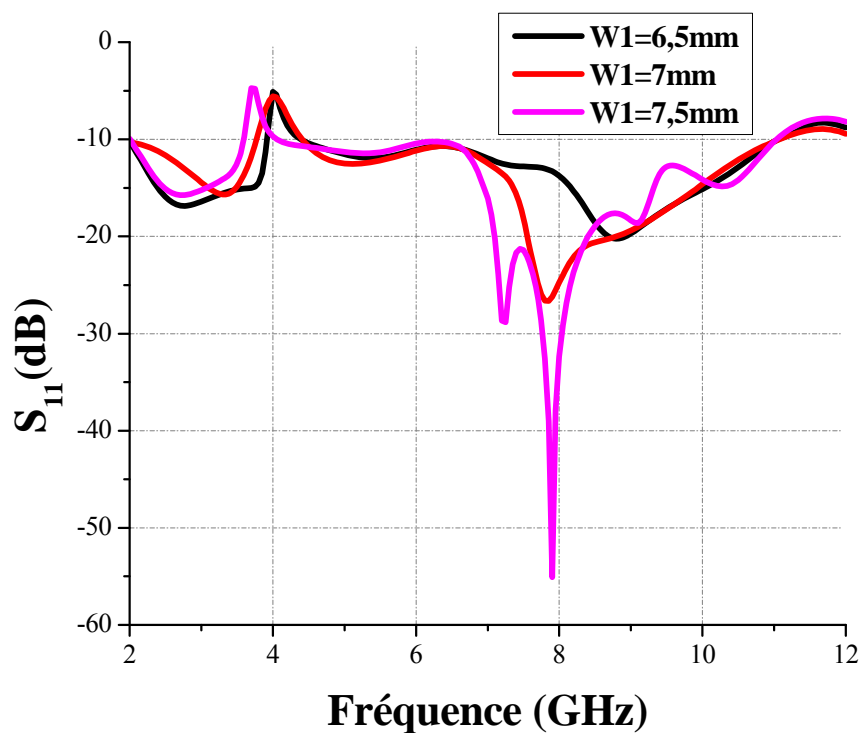


Figure III.7: Coefficient de réflexion pour différentes valeurs de W_1 .

D'après les résultats obtenus, on peut dire que lorsqu'on augmente la largeur W_1 , la bande de fréquences rejetée se décale vers les fréquences inférieures, tout en gardant le comportement ULB en dehors de la bande rejetée.

Etude paramétrique de la longueur g_1

La Figure III.8 représente les résultats de simulation de l'étude paramétrique pour la variable g_1 . On peut voir d'après le Figures III.8 que la bande de fréquences rejetée se décale vers les fréquences inférieures, tous en gardant le comportement ULB en dehors la bande rejetée.

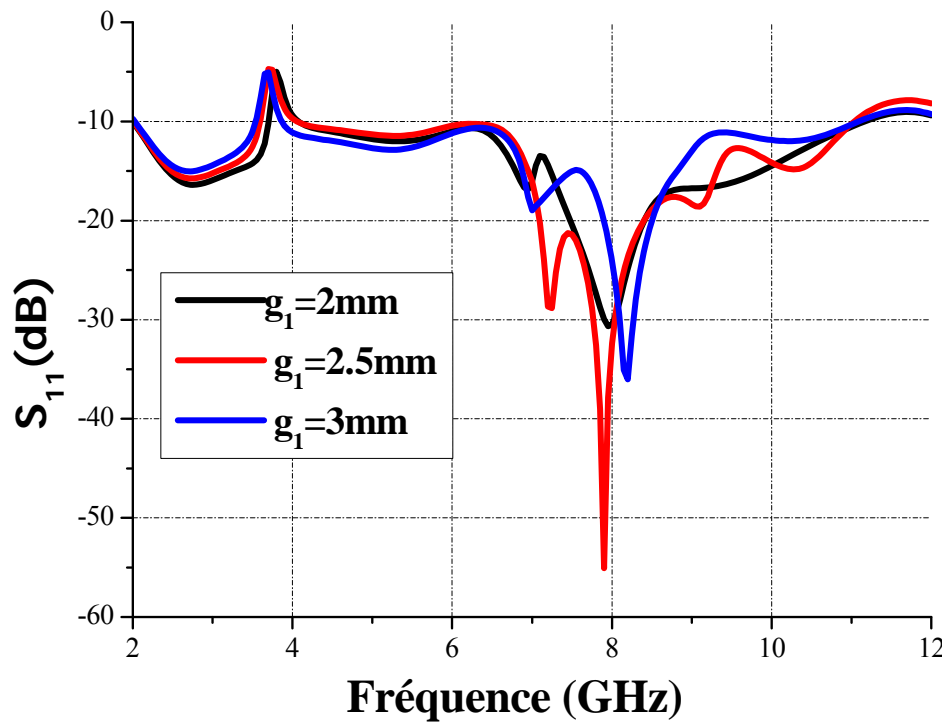


Figure III.8 : Coefficient de réflexion pour différentes valeurs de g_1 .

Etude paramétrique de la largeur c

Maintenant nous allons varier la position c de la cellule unitaire .

Le résultat de simulation de la Figure III.9 montrent que, lorsque c augmente, la bande rejetée ne varie pas. Ainsi pour $c = 0.35\text{ mm}$ on obtient une bonne adaptation en dehors de la bande rejetée.

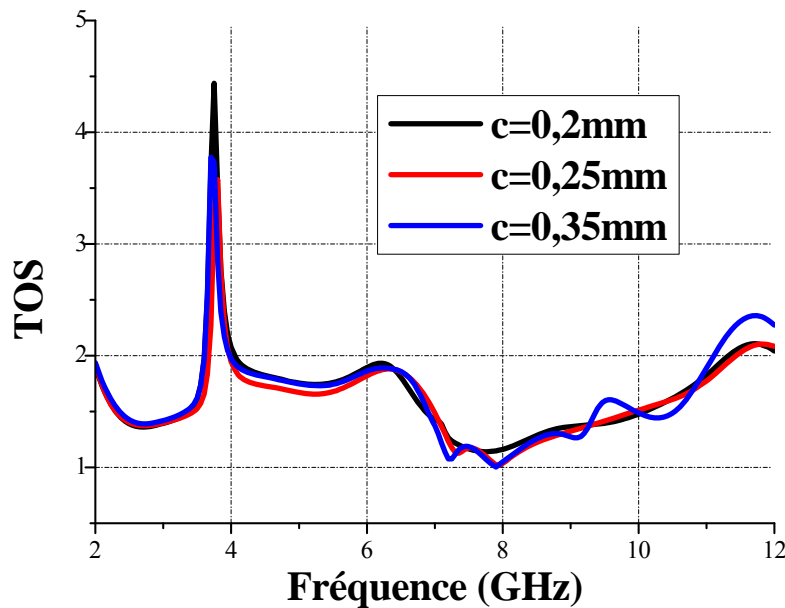


Figure III.9: Coefficient de réflexion pour différentes valeurs de C.

À partir des résultats de l'étude paramétrique de différents paramètres de la cellule unitaire, les paramètres géométriques optimaux sont regroupés dans le tableau paramétrique suivant

Tableau III.2 : les valeurs optimales de la cellule unitaire

Paramètres	W1	W2	W3	W4	g1	c
Valeurs (mm)	7.5	5	4	2.5	2.5	0.35

Pour les paramètres du tableau III.2, on a tracé dans les Figures III.10, III.11 et III.12, respectivement, le coefficient de réflexion, le TOS et l'impédance d'entrée de l'antenne. Il est évident des résultats de simulation que l'antenne est bien adaptée ($S_{11} \leq -10$ dB ou $TOS \leq 2$) dans la bande [2, 12 GHz], soit une bande passante de 138.62% sauf dans la bande [3.59, 4 GHz] ($S_{11} \geq -10$ dB, et $TOS \geq 2$).

L'impédance d'entrée de l'antenne montre aussi une bonne adaptation qui correspond à des valeurs de la partie imaginaire proche du zéro et une partie réelle proche de 50Ω , ce qui correspond à l'impédance caractéristique de la ligne d'alimentation. Cette configuration permet d'avoir une antenne ultra large bande avec une bande rejetée en WIMAX créée par l'effet de l'insertion de la structure BIE au côté droite de la ligne d'alimentation.

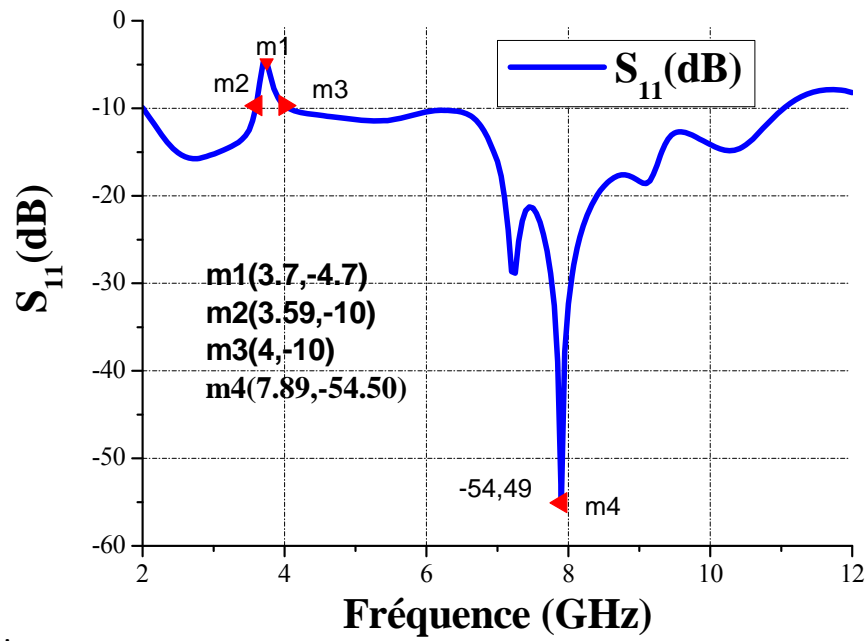


Figure III.10 : Coefficient de réflexion de l'antenne ULB à bande rejetée en WIMAX.

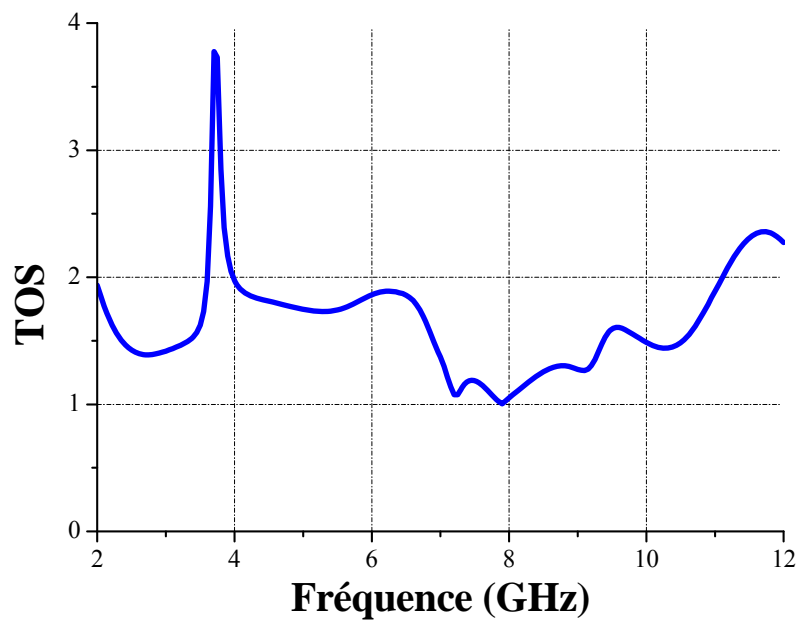


Figure III.11: TOS de l'antenne ULB à bande rejetée en WIMAX.

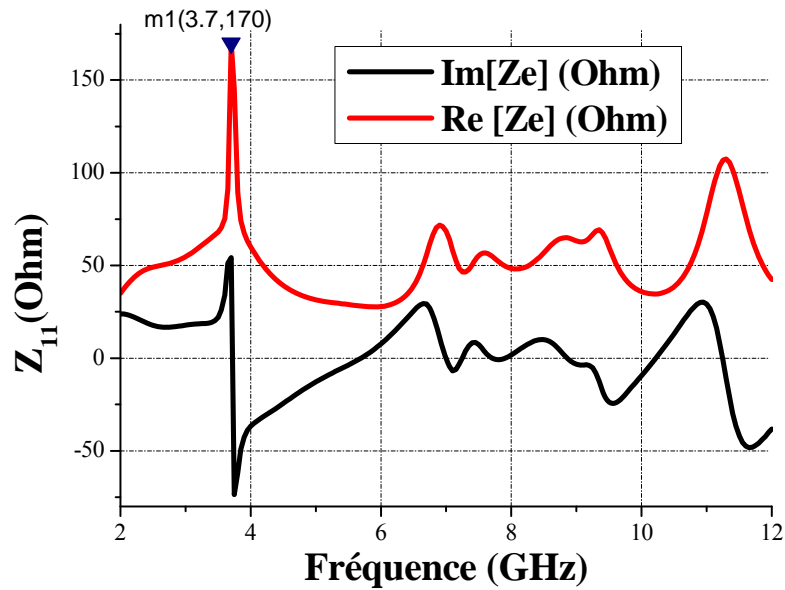


Figure III.12 : Impédance d'entrée de l'antenne ULB à bande rejetée en WIMAX.

III.3.1.2 Antenne ULB à bande rejetée en WLAN

La bande de fréquence pour les systèmes ULB cause des interférences aux systèmes de communications radio existants, tels que le WLAN de 5.27 à 5.79GHz. Pour rendre l'antenne ultra large bande à bande rejetée en WLAN, nous avons placé une cellule unitaire comme le montre la Figure III.13.

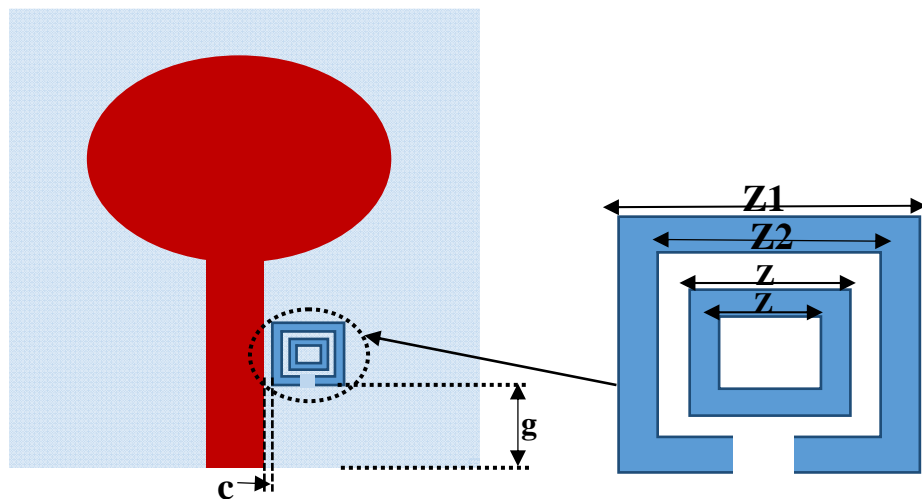


Figure III.13 : antenne ULB avec cellule unitaire en WLAN.

Etude paramétrique de la largeur g_2

Dans ce cas, on va varier la largeur g_2 du plan de masse de 6 mm jusqu'à 20 mm par un pas de 1 mm, les autres paramètres sont fixes. Nous prenons 3 valeurs 7, 8 et 9 mm.

Nous présentons dans la Figure III.14, le coefficient de réflexion correspondant à cette étude pour différentes valeurs de g_2 . Nous remarquons que pour $g_2 = 8$ mm on obtient une bonne adaptation en dehors de la bande rejetée.

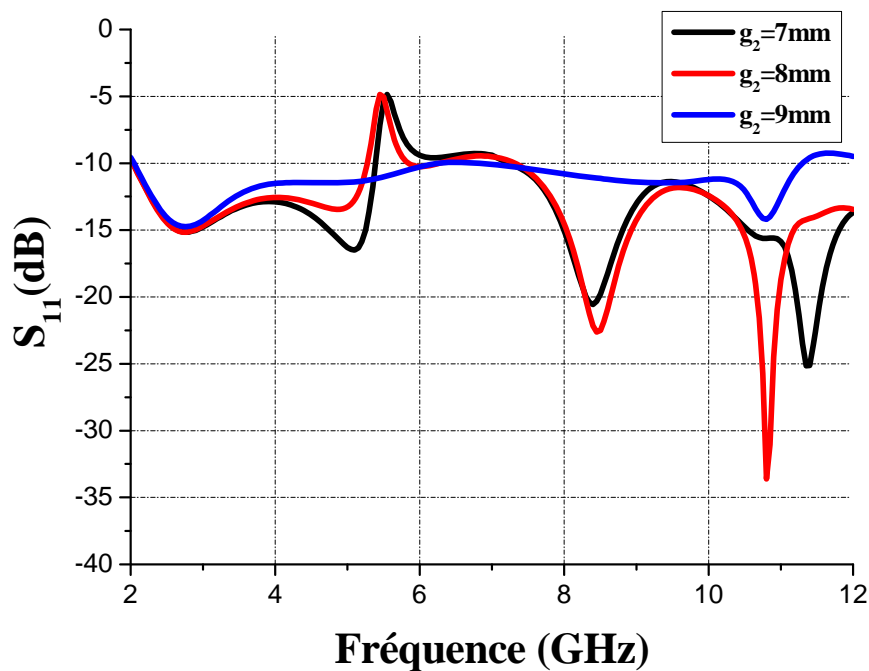


Figure III.14 : Le coefficient de réflexion pour différentes valeurs de g_2 .

Les paramètres géométriques de cellule unitaire en WLAN sont regroupés dans le tableau paramétrique suivant :

Tableau III.3 : les valeurs optimales de la cellule unitaire pour le WLAN.

Paramètres	Z_1	Z_2	Z_3	Z_4	g_2	C_1
Valeurs (mm)	5.025	3.35	2.08	1	8	0.2

Les paramètres du Tableau III.3 sont implémentés dans le simulateur pour calculer les différentes caractéristiques de l'antenne. Il est évident à partir des résultats de simulation du coefficient de réflexion (Figure III.15) et le TOS (Figure III.16), que l'antenne est bien adaptée ($S_{11} \leq -10$ dB ou $TOS \leq 2$) dans la bande [2, 12 GHz], soit une bande passante de 138.62% sauf dans la bande [5.27, 5.79 GHz] ($S_{11} \geq -10$ dB, et $TOS \geq 2$).

La partie imaginaire de l'impédance d'entrée (Figure III.17) de l'antenne varie autour de la valeur zéro. Cette configuration permet d'avoir une antenne ultra large bande avec bande rejetée en WLAN par l'effet de l'insertion de la structure BIE au côté droit de la ligne d'alimentation.

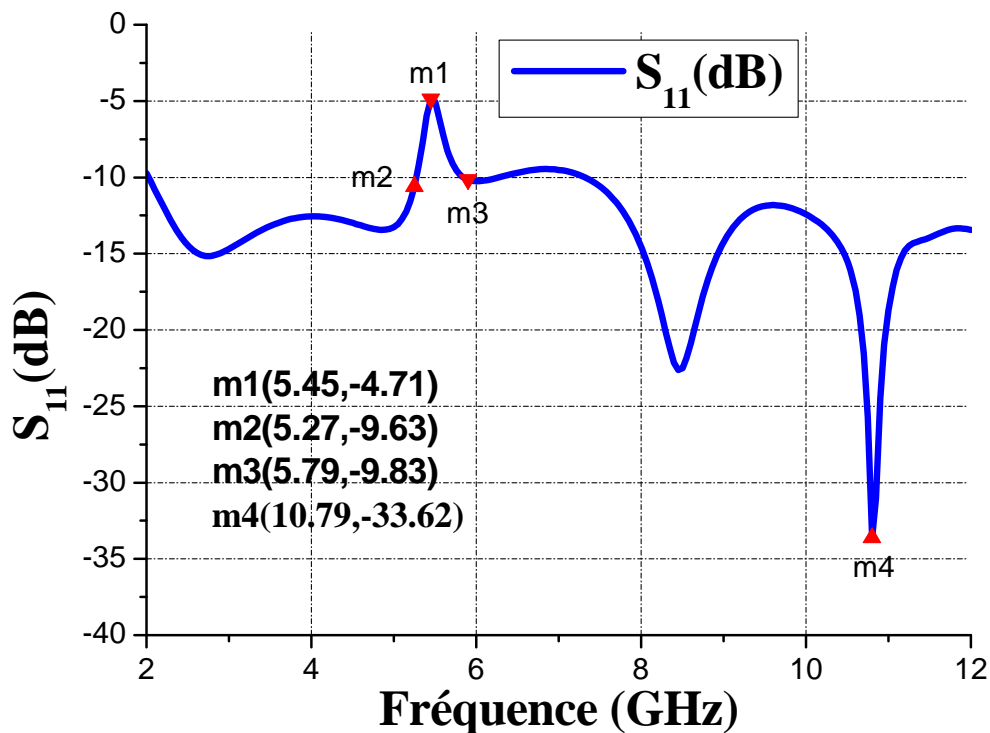


Figure III.15 : Coefficient de réflexion de l'antenne ULB à bande rejetée en WLAN.

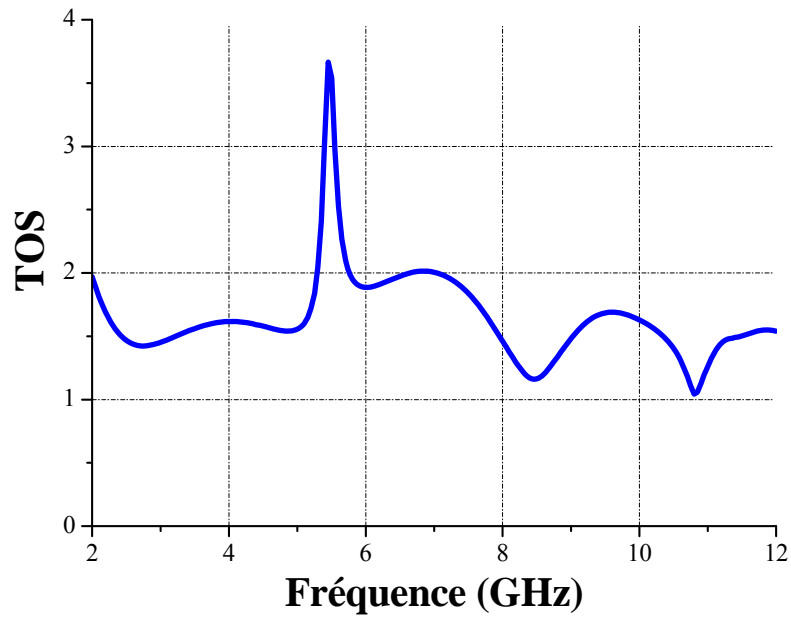


Figure III.16 : TOS l'antenne ULB à bande rejetée en WLAN.

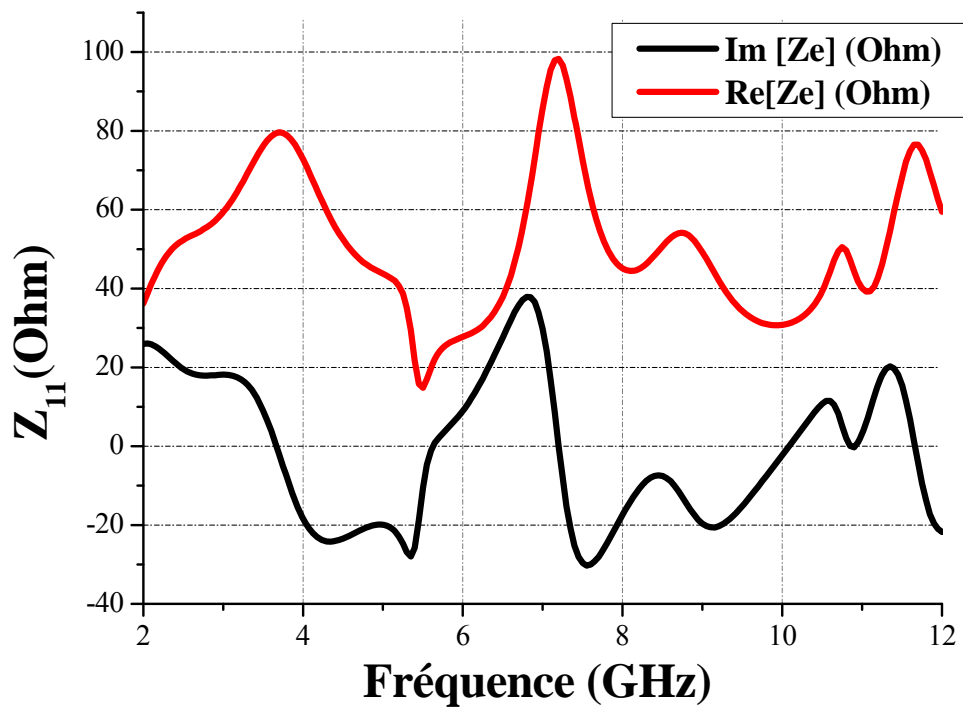


Figure III.17: Impédance d'entrée de l'antenne ULB à bande rejetée en WLAN.

III.4 Antenne ULB à deux bandes rejetées en WIMAX et WLAN

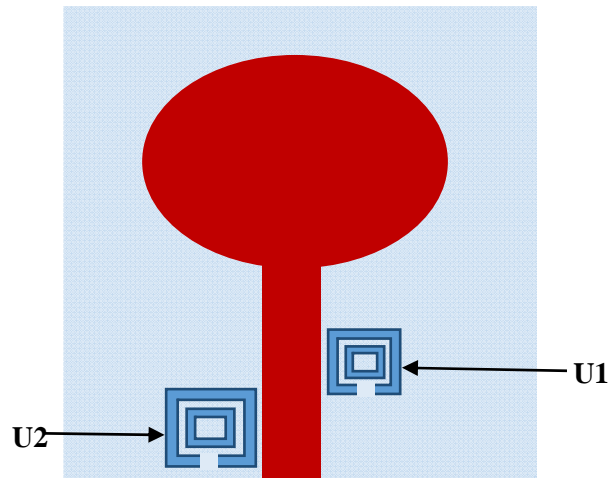


Figure III.18 :Antenne ULB avec deux cellules unitaires en WIMAX et WLAN.

III.4.1 Etude paramétrique de la position de cellule unitaire (U_1) c_1

Dans ce cas, on va varier la position c_1 de la cellule unitaire (U_1) , les autres paramètres sont fixes.

La Figure III.19 montre les variations du coefficient de réflexion S_{11} en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de la position de cellule unitaire (U_1) de la ligne d'alimentation simulées sous HFSS. D'après la Figure III.19, on peut observer que la meilleure position de la cellule unitaire (U_1) c'est $c_1 = 0.35$ mm, tel que la bande passante est la plus large par rapport à celle des valeurs restantes.

Le coefficient de réflexion pour la valeur optimal $c_1 = 0.35$ mm est illustré dans la Figure III.20 où les deux bandes rejetées à l'intérieur de la bande ULB sont clairement démontrées.

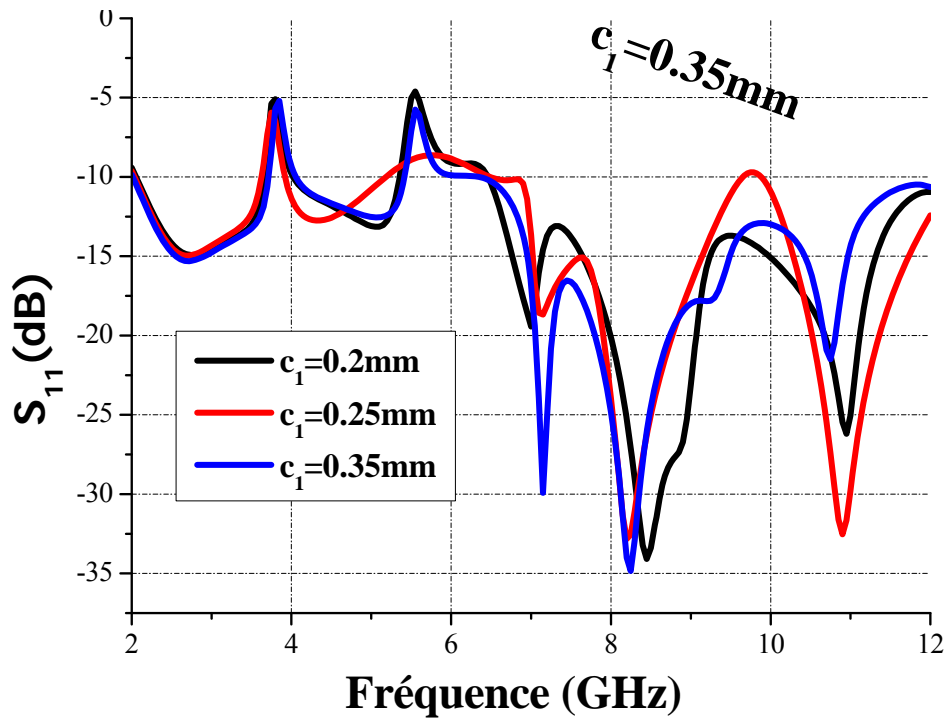


Figure III.19 : Coefficient de réflexion pour différentes valeurs de c_1 .

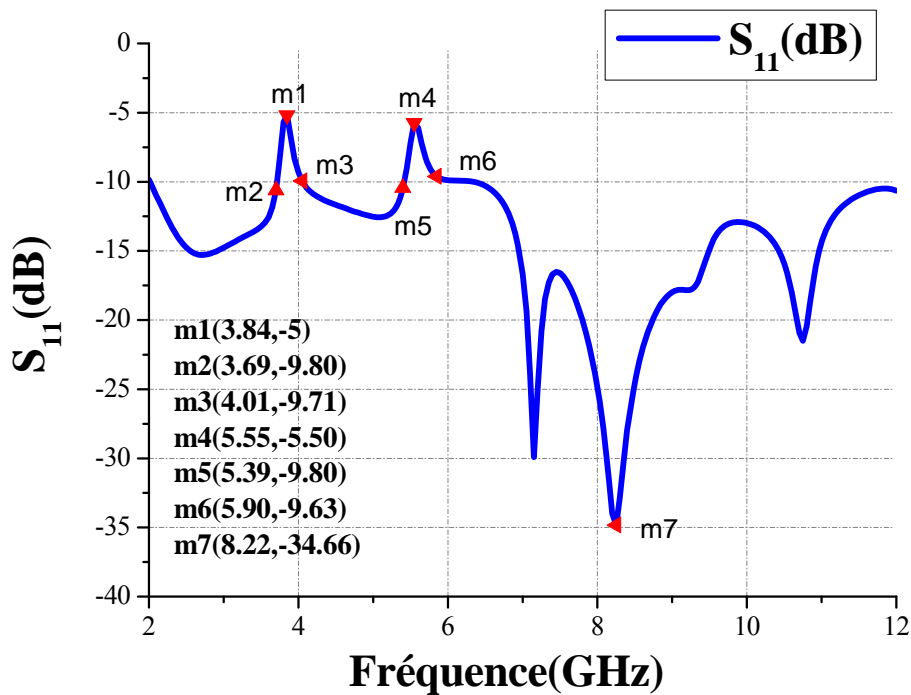


Figure III.20 : Coefficient de réflexion de l'antenne ULB à deux bandes rejetées en WIMAX et WLAN.

Il est évident des résultats de simulation du coefficient de réflexion (Figure III.20) que l'antenne est bien adaptée ($S_{11} \leq -10\text{dB}$) dans la bande [2, 12 GHz] sauf dans les

bandes [3.69, 4.01 GHz], qui correspond à la gamme WIMAX de avec un pic (3.84 GHz, -5 dB) et [5.39, 5.90 GHz] pour la gamme WLAN de avec un pic (5.55 GHz, -5.50 dB) ($S_{11} \geq -10$ dB).

Cette configuration permet d'avoir une antenne ultra large bande avec deux bandes rejetées en WIMAX et WLAN grâce à l'insertion de la structure BIE aux deux cotés de la ligne d'alimentation.

III.5 Antenne active

III.6 Antenne ULB reconfigurable avec deux bandes rejetées à base des structure EBG et diodes PIN :

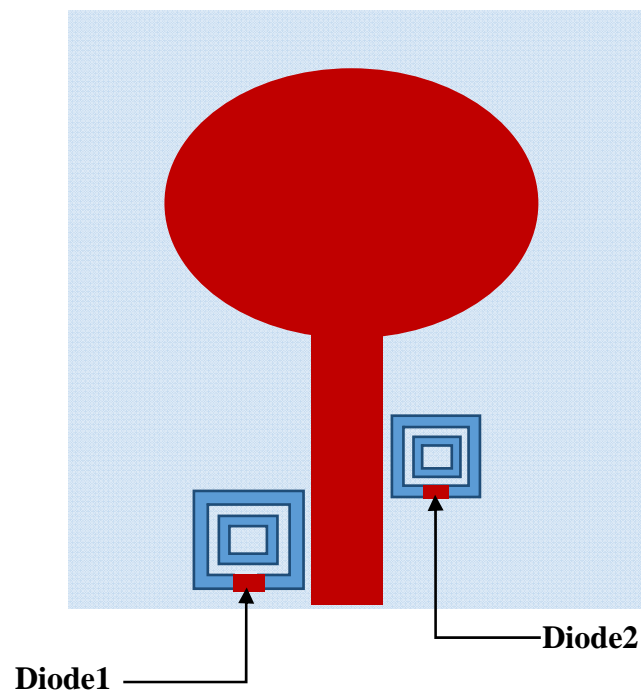


Figure III.21. Antenne ULB reconfigurable avec deux bandes rejetées à base des structure EBG et diode PIN.

Pour rendre l'antenne reconfigurable en fréquence, on va placer des diodes PIN qui fonctionnent comme des switch qui vont prendre deux états (ON, OFF), dans la structure. Dans l'état ON, la diode PIN est considérée comme une résistance de faible valeur et dans l'état OFF elle est considérée comme une résistance de grande valeur.

❖ Modélisation de la diode PIN

Comme nous avons cité, la diode PIN a deux états ON et OFF. Pour simplifier notre tâche, on va utiliser un morceau de métal pour modéliser la diode PIN en HFSS.

La simulation va prendre les différentes combinaisons possibles, en l'occurrence (ON-ON, OFF-OFF, OFF-ON, ON-OFF).

Les modèles des deux diodes sont insérées sur les cellules unitaires pour altérer la distribution du courant surfacique (qui va affecter à son tour l'adaptation de l'antenne) dans le patch rayonnant. Le Tableau III.4 résume les quatre cas possibles pour les deux diodes PIN.

Tableau III.2 : Différents états des diodes PIN.

Diode	Etat1	Etat2	Etat3	Etat4
Diode1	ON	OFF	ON	OFF
Diode2	OFF	ON	ON	OFF

❖ Etat 1:ON-OFF

La Figure III.22 montre le coefficient de réflexion de l'antenne correspondant à l'état 1, dont la diode 1 est ON (switch fermée) et la diode 2 est OFF (switch ouvert).

Ce modèle présente une adaptation suffisante ($S_{11} < -10\text{dB}$) sur toute la bande 2GHz à 12GHz sauf la bande 5.53 GHz jusqu'à 5.82 GHz, qui correspond à la gamme WLAN un pic à (5.64 GHz, -6.76 dB). Cette structure permet d'avoir une antenne ultra large bande reconfigurable avec une bande rejetée en WLAN.

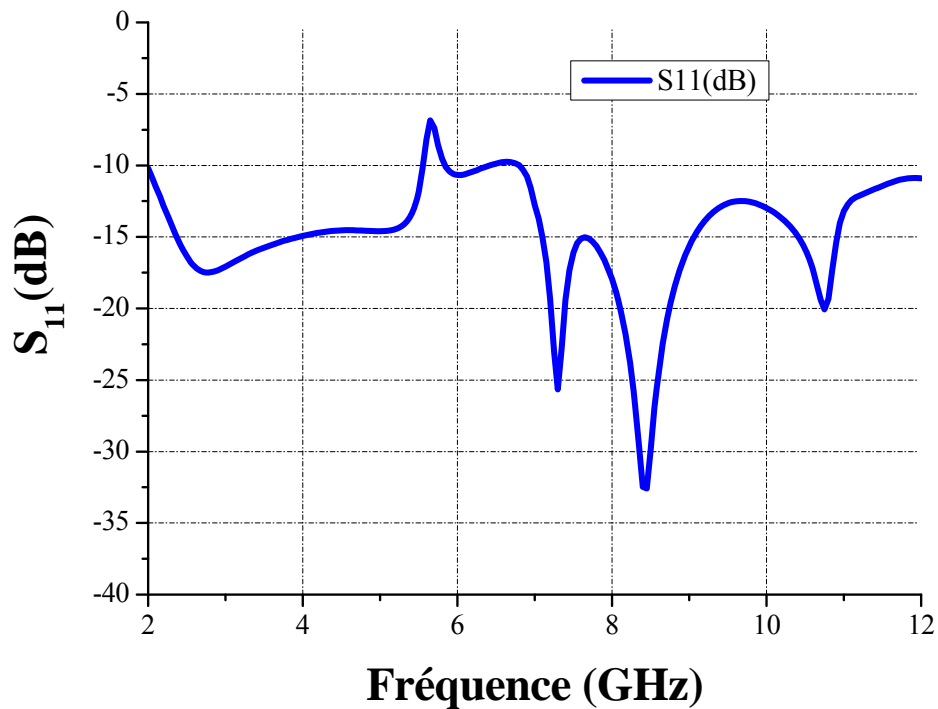


Figure III.22: L'évolution du coefficient de réflexion pour l'état ON-OFF.

❖ Etat 2: OFF-ON

La figure III.23 montre le coefficient de réflexion de l'antenne correspondant à l'état 2, avec la diode 1 en état OFF (switch ouvert) et la diode 2 en état ON (switch fermé).

Ce modèle présente une très bonne adaptation ($S_{11} \leq -10\text{dB}$) sur tout la bande (2 GHz à 12 GHz) sauf la bande 3.57 GHz jusqu'à 4 GHz, qui correspond à la gamme de fréquence WIMAX avec une pic de (3.7 GHz, -4.55dB). Cette configuration permet d'avoir une antenne ultra large bande reconfigurable avec une bande rejetée en WIMAX grâce à l'effet de l'insertion de la structure BIE au voisinage de la ligne d'alimentation.

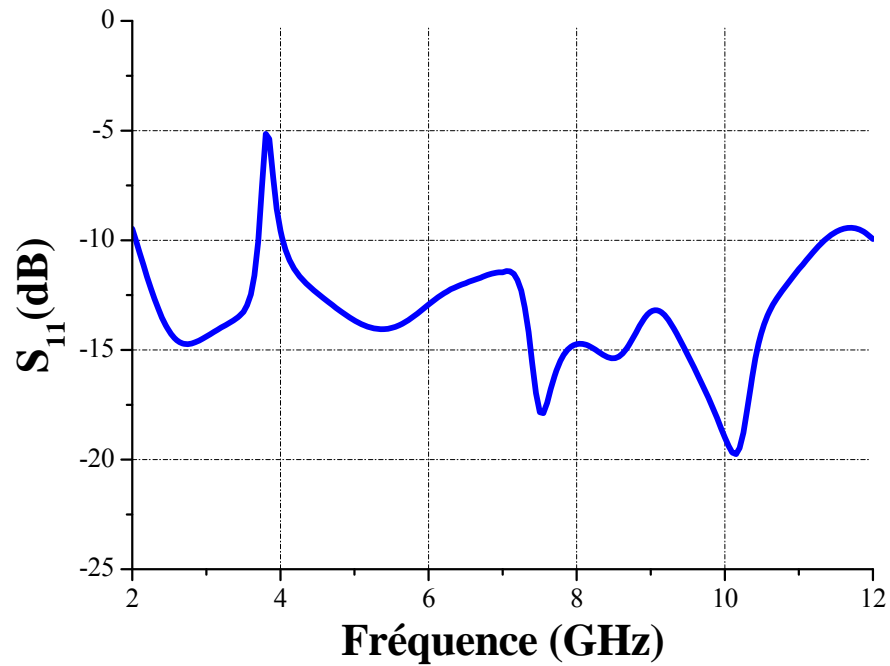


Figure III.23 : L'évolution du coefficient de réflexion correspondant à l'état OFF-ON.

❖ Etat 3: ON-ON

La Figure III.24 montre le coefficient de réflexion de l'antenne correspondant à l'état 3, avec la diode 1 en état ON (swich fermé) et la diode 2 en état ON (swich fermé).

Ce modèle présente une adaptation suffisante ($S_{11} \leq -10\text{dB}$) sur toute la bande de l'ULB. On peut constater dans cette configuration l'absence de bandes rejetées ceci est du à l'état ON des deux diodes.

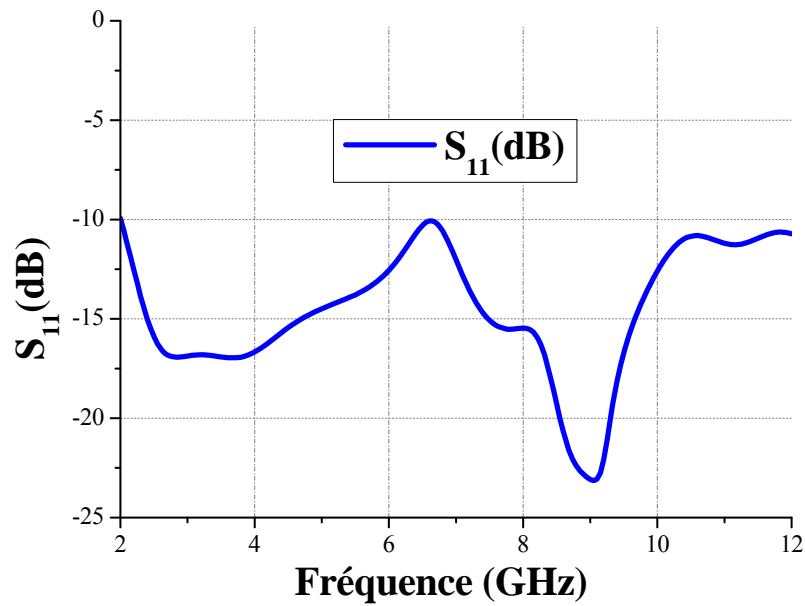


Figure III.24 : L'évolution du coefficient de réflexion pour l'état ON-ON.

Etat 4:OFF-OFF

La Figure III.25 montre le coefficient de réflexion de l'antenne correspondant à l'état 4, avec la diode 1 en état OFF (switch ouvert) et la diode 2 en état OFF (switch ouvert).

Ce modèle présente une adaptation suffisante ($S_{11} \leq -10\text{dB}$) sur tout la bande 2 GHz à 12 GHz sauf la bande 3.57 GHz jusqu'à 4 GHz et la bande 5.53 GHz jusqu'à 5.82 GHz, qui correspond à la gamme de WIMAX avec un pic de (3.7 GHz, -4.55dB) et la gamme de WLAN avec un pic de (5.64 GHz, -6.76 dB), respectivement. Cette configuration permet d'avoir une antenne ultra large bande reconfigurable avec deux bandes rejetées en WIMAX et WLAN grâce à l'insertion de la structure BIE et des diodes PIN au voisinage de la ligne d'alimentation.

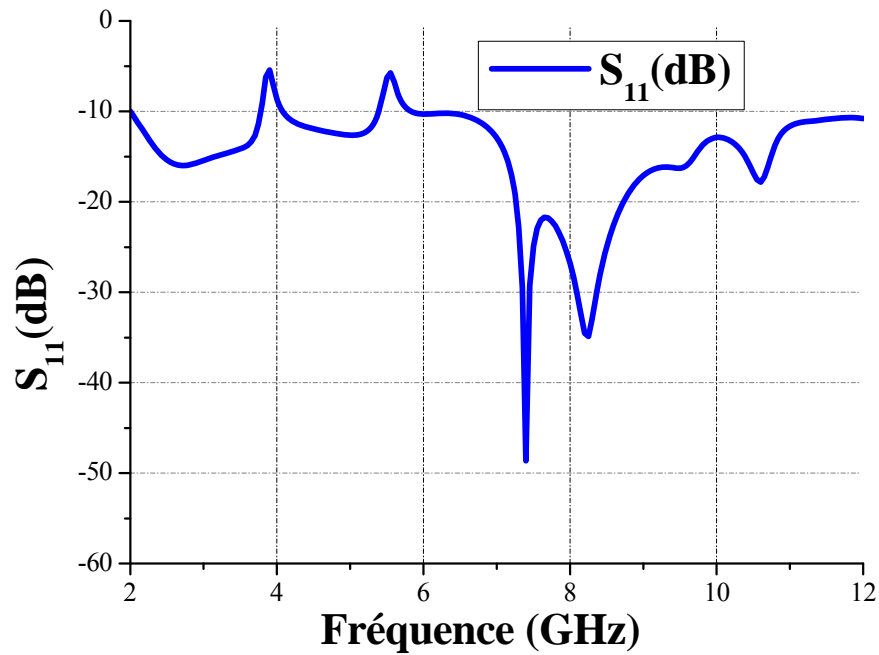


Figure III.25 : L'évolution du coefficient de réflexion correspondant à l'état OFF-OFF.

III.7 Comparaison entre antenne ULB et antenne avec bande rejetée

a. Antenne ULB et bande rejetée en WIMAX

Dans la Figure III.26, nous illustrons le diagramme de rayonnement du gain en coordonnées polaires à la fréquence 3.5 GHz pour $\phi = 90^\circ$ et $\phi = 0^\circ$ pour l'antenne ULB avec et sans bande rejetée en WIMAX. On remarque qu'à cette fréquence que les formes des diagrammes de rayonnement sont semblables avec la même direction de rayonnement maximum (gain=1.8 dB).

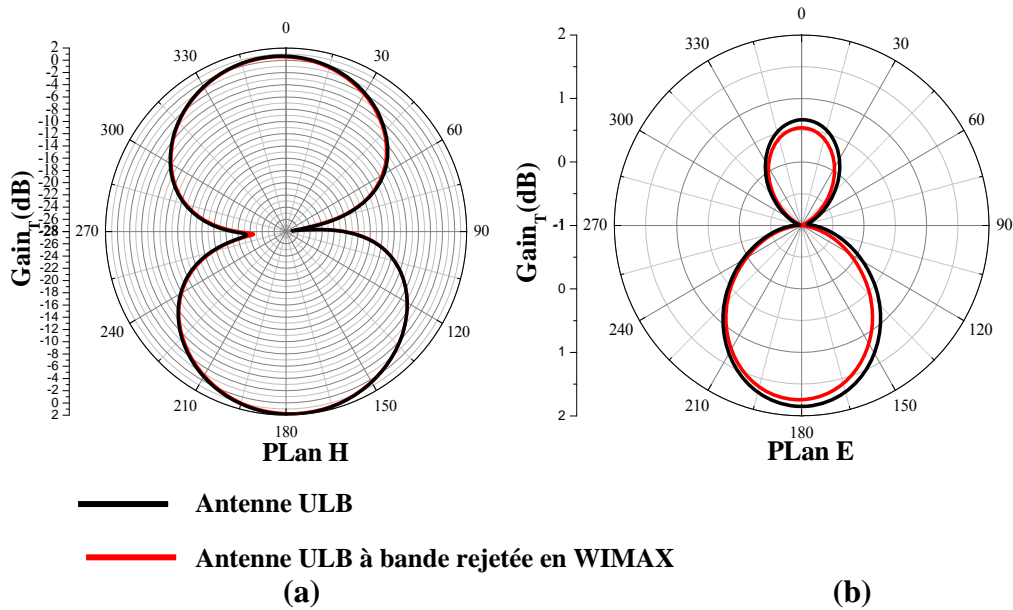


Figure III.26 : Diagrammes de rayonnement avec et sans bande rejetée en WIMAX de l'antenne proposée (a) plan H et (b) plan E, à la fréquence $f = 3.5$ GHz.

b. Antenne ULB et bande rejetée en WLAN

La figure III.27, compare les diagrammes de rayonnements entre les deux configurations (antenne ULB conventionnelle et antenne ULB avec bande rejetée en WLAN) à la fréquence 5.6 GHz pour $\phi = 90^\circ$ (plan H) et $\phi = 0^\circ$ (plan E). On remarque que le gain est plus grand pour l'antenne ULB par rapport l'antenne ULB à bande rejetée en WLAN

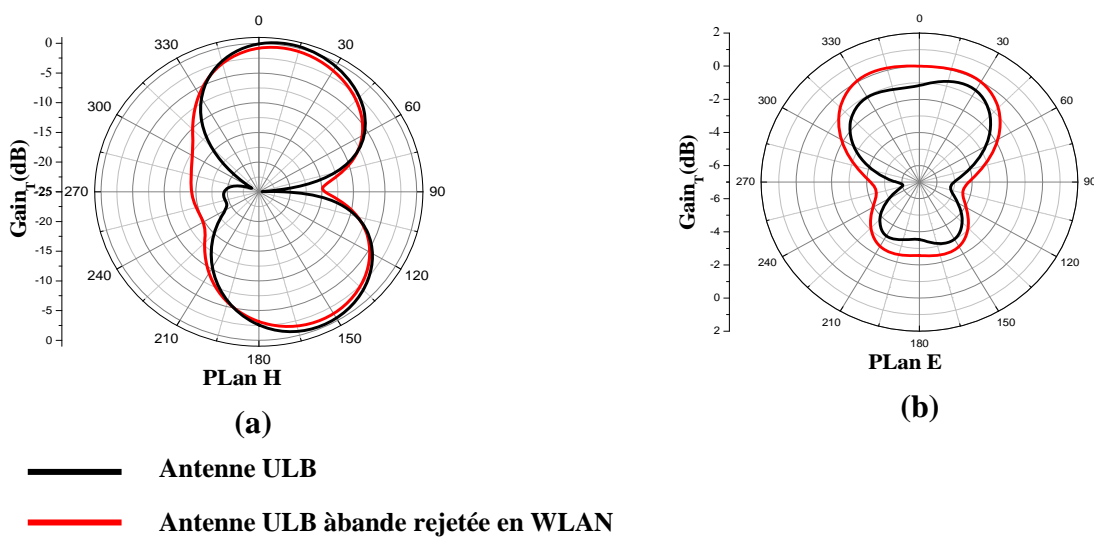


Figure III.27 : Diagrammes de rayonnement avec et sans bande rejetée en WLAN de l'antenne proposée (a) plan H et (b) plan E à la fréquence $f = 5.6$ GHz.

III.8. Comparaison entre l'antenne ULB passive et l'antenne ULB reconfigurable avec bande rejetée

❖ Etat ON ON-antenne ULB passive

La Figure III.28 montre le de coefficient de réflexion de l'antenne à deux bandes rejetées en WIMAX et WLAN proposée avec et sans diodes. On peut observer que avant l'insertion de la diode PIN on a aucune bande interdite, par contre, après l'ajout des diodes PIN, il y a création de deux bandes interdites en WIMAX et WLAN avec deux fréquences de résonance

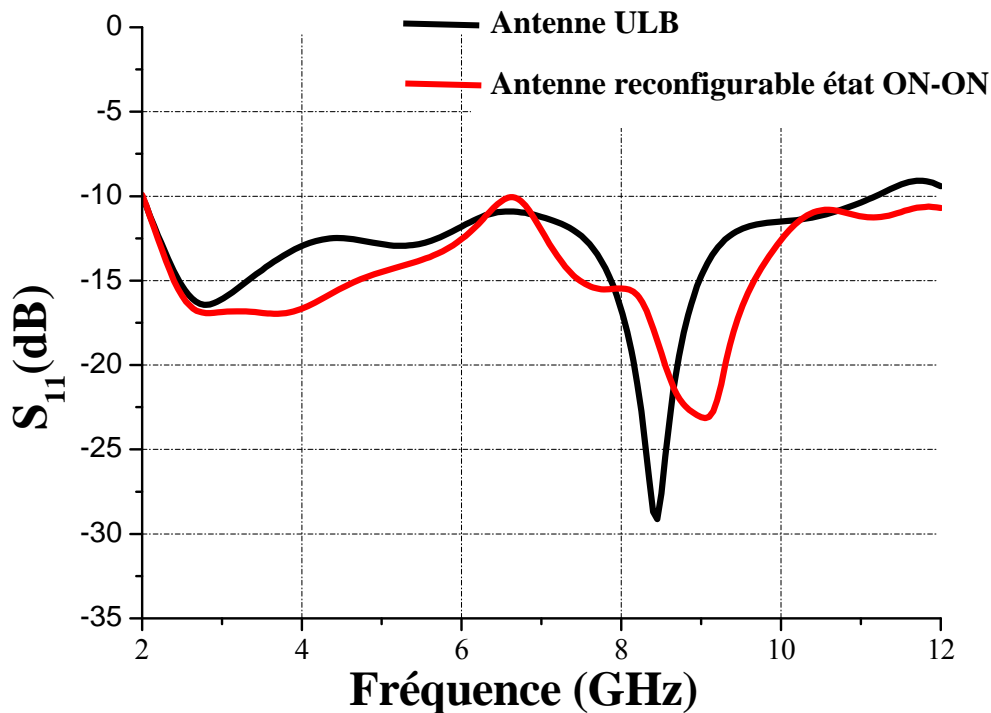


Figure III.28 : Coefficient de réflexion de l'antenne à deux bandes rejetées en WIMAX et WLAN avec et sans diodes.

❖ Etat OFF-ON et antenne ULB à bande rejetée en WIMAX

La figure III.29 représente le coefficient de réflexion de l'antenne à bande rejetée en WIMAX avec et sans diode. On remarque que la bande rejetée sans diode [3.7, 3.59 GHz] et avec diode [3.57, 4 GHz] alors les deux bandes sont presque les memes. Ces variations sont dues à l'effet de la diode PIN.

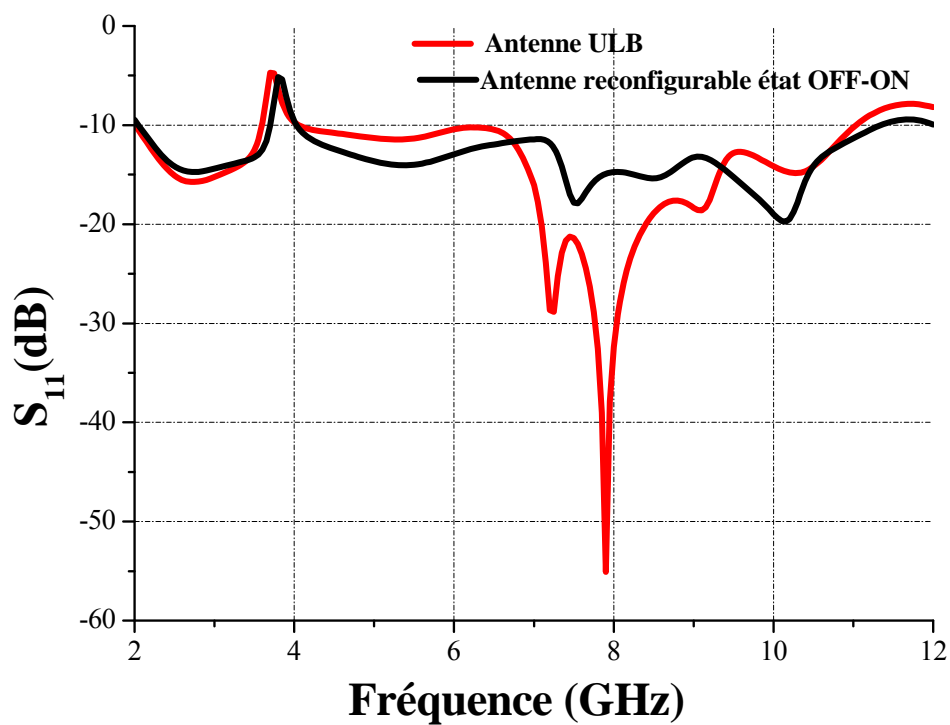


Figure III.29 : Coefficient de réflexion de l'antenne à bande rejetée en WIMAX avec et sans diodes.

❖ **Etat ON-OFF et antenne ULB à bande rejetée en WLAN**

La figure III.30 montre le coefficient de réflexion de l'antenne à bande rejetée en WLAN avec et sans diodes. On peut observer que la bande rejetée sans diode [5.27, 5.79 GHz] mais après l'insersion de la diode elle est décalée vers [5.53, 5.82 GHz]. D'autre part la fréquence de résonance est en augmentation.

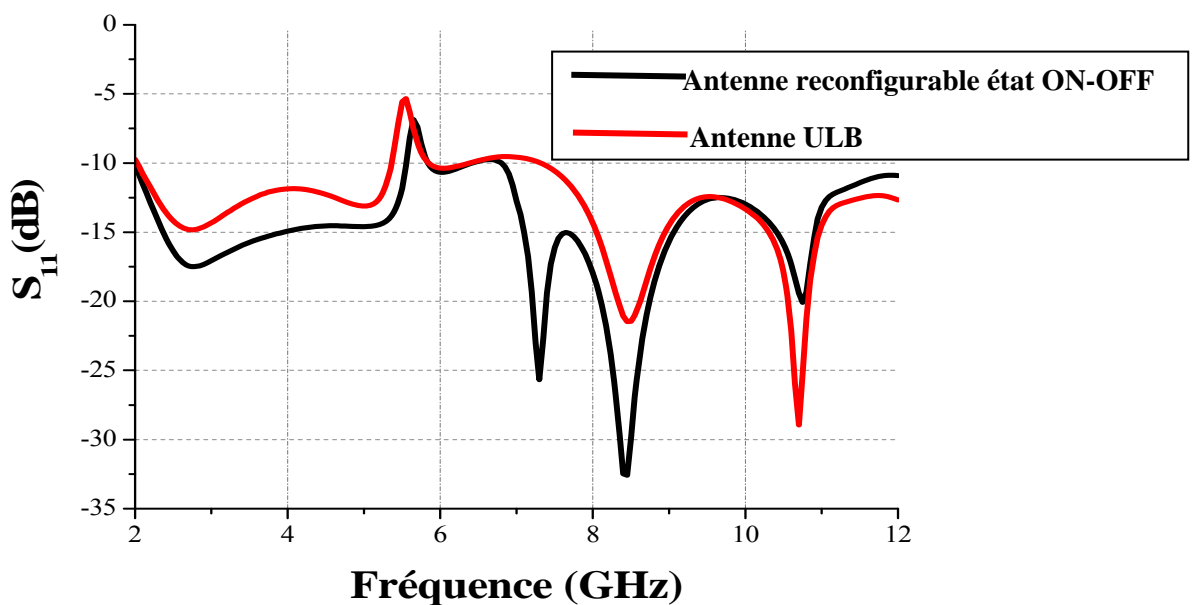


Figure III.30 : Coefficient de réflexion de l'antenne à bande rejetée en WLAN avec et sans diodes.

❖ **Etat OFF-OFF et antenne ULB à deux bandes rejetées en WIMAX et WLAN**

Nous présentons dans la Figure III.31, le coefficient de réflexion de l'antenne à deux bandes rejetées avec et sans diodes. On peut observer que l'antenne est bien adaptée sur toute la bande 2 GHz à 12GHz sauf dans les deux bandes rejetées pour les deux cas avec et sans diode. La fréquence de résonance est en augmentation. cette variation est causée par l'effet de la diode PIN.

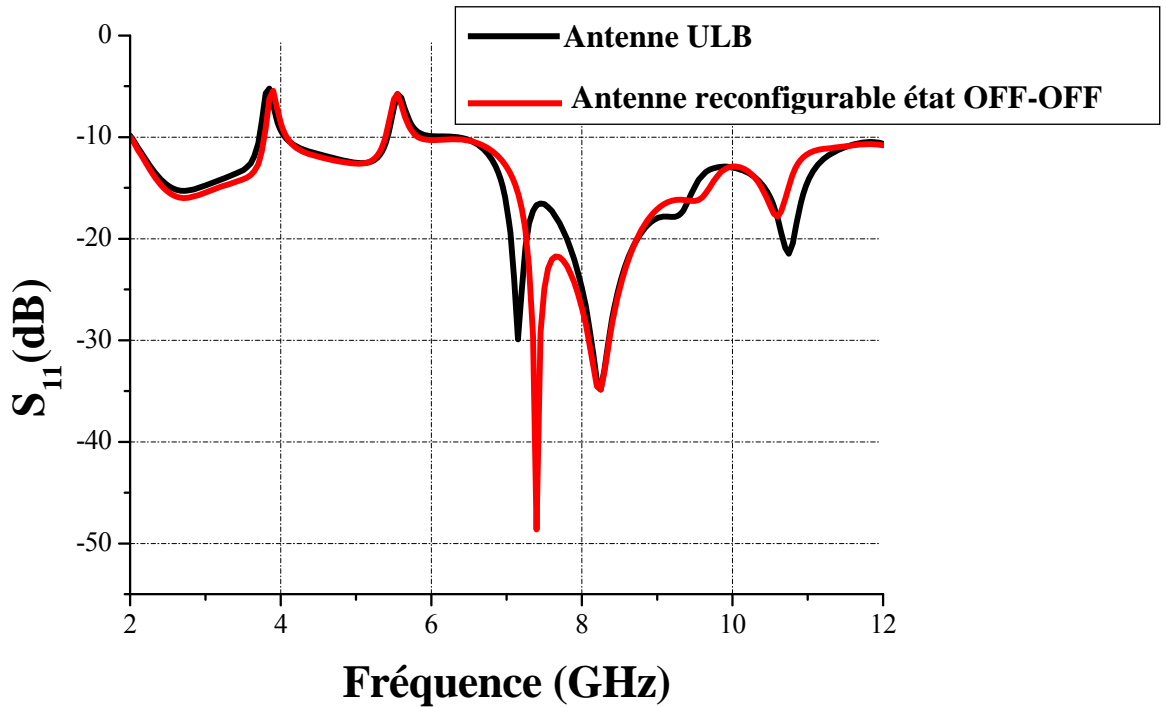


Figure III.31 : Coefficient de réflexion de l'antenne ULB à deux bande rejetées avec et sans diodes

III.9 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les résultats de simulation d'une antenne microruban reconfigurable à base de diode PIN et des structure EBG par le logiciel de simulation HFSS. L'antenne proposée présente une large bande de fréquence de fonctionnement de 2 GHz à 12 GHz ($S_{11} \leq -10$ dB)

La première partie de ce travail a été consacrée à la mise au point d'une antenne imprimée ULB. En premier lieu, nous avons introduit deux cellules unitaires sur le substrat pour crée deux bande rejetées en WIMAX et WLAN.

Dans la deuxième partie, pour avoir la reconfigurabilité, on a ajouté des composants actifs (diode PIN) dans les cellules unitaires. Ces composants actifs agissent comme des switches, ces derniers ont été modélisés par un simple morceau métallique pour l'état ON et OFF. L'antenne reconfigurable peut ainsi commuter entre plusieurs bandes de fréquences à partir de l'état des diodes PIN.

Conclusion général

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 composants les plus importants dans les systèmes de communication modernes, on peut citer les antennes.

Le travail présenté dans ce mémoire a porté sur la conception d'une antenne microruban reconfigurable à base de diode et des structures EBG. Nous sommes intéressés à la conception d'antennes reconfigurables à deux bandes rejetées en WIMAX et WILAN dédiées pour les systèmes de télécommunication multistandard.

Dans le premier chapitre nous avons présenté une généralité sur les antennes microruban et les antennes reconfigurables.

En deuxième chapitre, on a présenté des structures BIE et leurs caractéristiques et leurs applications.

Enfin dans un troisième chapitre, nous avons effectué une conception d'une antenne microruban reconfigurable à base de diode et des structures EBG.

Donc nous avons utilisé le simulateur électromagnétique HFSS qui est basé sur la méthode des éléments finis. Ce logiciel permet de modéliser les diodes PIN (packages) dans les deux états ON/OFF sous l'interface design studio.

Au cours de ce travail, nous avons commencé par la conception d'une antenne patch circulaire simple avec l'insertion des cellules unitaires pour rejeter les bandes WIMAX et WILAN. On a effectué une étude paramétrique approfondie qui nous a permis d'avoir l'effet de chaque paramètre et son influence sur les caractéristiques de l'antenne telles que le coefficient de réflexion, la fréquence de résonance et la bande passante. Les résultats obtenus montrent bien que l'antenne proposée est bien adaptée dans la bande de fréquence 2GHz à 12 GHz, sauf dans les bandes rejetées [3.57, 4GHz] et [5.53, 5.82GHz], qui sont compatibles avec le WIMAX et WILAN, respectivement.

Dans un deuxième temps, et pour avoir la reconfigurabilité, on a ajouté des composants actifs (diode PIN) dans les cellules unitaires. Ces composants actifs agissent comme des switches, ces derniers ont été modélisés par un simple morceau métallique pour

l'état ON et OFF. L'antenne reconfigurable peut ainsi commuter entre plusieurs bandes de fréquences à partir de l'état des diodes PIN.

Tous les paramètres de l'antenne conçue tels que le coefficient de réflexion, le taux d'ondes stationnaires VSWR, l'impédance d'entrée et le diagramme de rayonnement ont été calculés, tracés et commentés.

Références

LES REFERENCES

- [1] **CHETOUAH FAROUK**, "Etude et modélisation des antennes miniatures basées sur des matériaux diélectriques", thèse de doctorat, Université FERHAT ABBAS SETIF-1, 2018.
- [2] **DEGHFEL Walid et MERZOUGUI Rami**, "Etude et conception d'une antenne patch ultralarge bande ULB à bande rejetée", Université M'sila, 2017.
- [3] **Fadila BENMEDDOUR**, "Étude et Réalisation d'un Résonateur Microruban de Forme Circulaire (Application au cas particulier de l'alimentation par couplage) ", thèse de doctorat, Université Mentouri-Constantine 2012.
- [4] **CHOUTI LEILA**, "Contribution à l'étude d'antennes imprimée rectangulaires double bande et multi bandes tenant compte de l'effet de couplage", Magister, Université Mentouri-Constantine, 2009.
- [5] **Linda Djouablia**, " caractérisation d'une antenne micro-ruban de forme triangle équilatéral piégée. Effet de l'anisotropie uniaxiale. ", Mémoire de magister, Université de Constantine, 2005.
- [6] **Yamina Tighilt**, " Identification des antennes microrubans multicouches Par la méthode spectrale et les réseaux de neurones ", Thèse de doctorat, Université Ferhat Abbas –Sétif, juin 2011.
- [7] **Robert A. Sainati**, "*CAD of Microstrip Antennas for Wireless Applications*", Artech House Antennas and Propagation Library, pp. 5, 1996.
- [8] **C. A. Balanis**, "Antenna Theory : Analysis and Design, 3rd Edition, 3 edition. Hoboken", NJ : Wiley-Interscience, 2005.
- [9] **G. A. Thiele, P. L. Detweiler, and R. P. Penno**, "On the lower bound of the radiation Q for electrically small antennas," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 51, no. 6, pp. 1263–1269, Jun. 2003.
- [10] **R. C. Hansen**, "Fundamental limitations in antennas," *Proc. IEEE*, vol. 69, no. 2, pp. 170–182, Feb. 1981.

- [11] **A. Boufrioua, A. Benghalia**, "Analyse d'une antenne microbande circulaire par l'application de la méthode intégrale, 16ème colloque international optique, hertzienne et diélectrique", OHD.01, France, pp. 193-196, 3-5, Sep 2001.
- [12] **F. Bouttout**, "Analyse rigoureuse de l'antenne microbande circulaire multicouche. Application à la structure annulaire", thèse de Doctorat, Institut d'électronique, Université de Sétif, 2001.
- [13] **T. Fortaki**, "Contribution à l'étude des problèmes de caractérisation des antennes Microbandes multicouches sans et avec ouvertures dans les plans de masse", thèse de Doctorat en-Science, Institut d'électronique, Université de Constantine, 2004.
- [14] **D. M. Pozar**, "Radiation and scattering from a microstrip patch on a uniaxial substrate, IEEE Trans," *Antennas Propagat*, Vol. 35, pp. 613-621, Jun 1987.
- [15] **C. G. Christodoulou, et al**, "Reconfigurable Antennas for Wireless and Space Applications," *Proceedings of the IEEE*, vol. 100, no. 7, pp. 2250–2261, Jul. 2012.
- [16] **MOHAMED LAMINE SEDDIKI**, "Nouvelles approches pour l'amélioration des performances des communications sans fil au niveau des résonateurs RF", Thèse de Doctorat en Électronique, Université Djilali Liabes Sidi Bel Abbes, 2018
- [17] **A. Oueslati**, "Nouveau concept simplifié d'antennes reconfigurables utilisant les Couplages inter éléments : Mise en œuvre d'un réseau hybride," phdthesis, Université de Limoges, 2015.
- [18] **S. J. Wu and T. G. Ma**, "A Wideband Slotted Bow-Tie Antenna With Reconfigurable CPW-to-Slotline Transition for Pattern Diversity," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 56, no.2, pp. 327–334, Feb. 2008.
- [19] **Sylvain Loizeau**, "Conception et Optimisation d'antennes reconfigurables multifonctionnelles et ultra large bande", thèse de doctorat. Université Paris-Sud XI, 2010.
- [20] **Mme. AZZAZ RAHMANI Salima**, "Analyse et conception des antennes imprimées Multibande en Anneaux Concentriques pour les Réseaux de télécommunications. 2013
- [21] **Soltane Samia**, "Etude et Caractérisation d'antennes Imprimées pour Système Ultra-Large Bande," *Magister En Génie électrique*, 2015.

- [22] **J. H. Lim, G. T. Back, Y. I. Ko, C. W. Song, and T. Y. Yun**, "A Reconfigurable PIFA Using a Switchable PIN-Diode and a Fine-Tuning Varactor for USPCS/WCDMA/m-WiMAX/WLAN," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 58, no. 7, pp. 2404–2411, Jul. 2010.
- [23] **Trong Duc**, "THÈSE Pour obtenir le grade de DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE GRENOBLE ,2006.
- [24] **Hamza NACHOUANE**, " Contribution à la conception et à la réalisation d'antennes reconfigurables large bande à diversité pour les systèmes de communication radio cognitive de la quatrième génération", pour obtenir le grade de Docteur, 2017
- [25] **Fabien FERRERO**, " Reconfiguration dynamique d'antennes imprimées en directivité Et polarisation," THÈSE de doctorat, 2007.
- [26] **Tanguy JAFFRE**, " Caractérisation Des Matériaux a Bande interdite Electromagnétique Multi périodiques et Leurs Applications aux antennes", THESE pour obtenir le grade de docteur de l'université de limoges, le 04 Février 2005.
- [27] **Michaël DIBLANC**, " *Développement du Concept de L'antenne arésonateur BIE pour la Génération de la Polarisation Circulaire*", THESE pour obtenir le grade de docteur de l'université de limoges, le 20 mars 2006.
- [28] **L. Freytag**, "Conception, réalisation et caractérisation d'antennes pour station de base des réseaux de télécommunication sans fil ", Thèse de doctorat- n°29-2004- Université de Limoges- 2004.
- [29] **Emmanuel Rodes**, " *Nouveaux Concepts D'antenne à Base de Matériaux BIE Métalliques. Application aux Réseaux de Télécommunications*", THESE pour obtenir le grade de docteur de l'université de limoges, le 28 novembre 2006.
- [30] **M. PLIHAL, A. A. MARADUDIN**, "Photonic band structure of two-dimensional systems: The triangular lattice", *Physical Review B*, Volume 44, Number 16, 15 October 1991, pp 8565.

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

[32] **J. W. S. Rayleigh**, "On the remarkable phenomenon of crystalline reflexion described by Prof. Stokes ", *Phil. Mag*, vol. 26, 1888, p. 256–265 (lire en ligne [archive] [PDF]).

[33] **V. P. Bykov**, "Spontaneous Emission in a Periodic Structure ", *Soviet Journal of Experimental and Theoretical Physics*, vol. 35, 1972, p. 269–273.

[34] **V. P. Bykov**, "Spontaneous emission from a medium with a band spectrum ", *quantum Electronics*, vol.4, no7,1975, p.86187 (DOI10.1070/QE1975v004n07ABEH009654, lire en ligne [archive]).

[35] **K. Ohtaka**, "Energy band of photons and low-energy photon diffraction ", *Physical Review B*, vol. 19, no 10, 1979, p. 5057-5067 (DOI 10.1103/PhysRevB.19.5057, lire en ligne [archive]).

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

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

[42] **S. Johnson (MIT) Lecture 3**: Fabrication technologies for 3d photonic crystals, a survey [archive].

[43] **F. Meseguer**, " Colloids and Surfaces A: Physicochemical and Engineering Aspects", *Liquids and MesoScience*, vol.270-271,2005, p. 1-7 (DOI 10.1016/j.colsurfa.2005.05.038, lire en ligne [archive] [PDF]).

[44] **Laure MERCIER**, "Synthèse de Propriétés d'agilité Electromagnétique par des Matériaux Artificielles Périodiques Intégrant des Microcomposants. Application à la conception d'antennes à Résonateur BIE Configurables," THESE pour obtenir le grade de docteur de l'université de Limoges, le 13 Décembre 2005.

Présentation du logiciel Ansoft HFSS

HFSS (High Frequency Structure Simulator) est un logiciel de simulation qui calcule le comportement électromagnétique d'une structure. Pour analyser ce comportement en détails le logiciel met à notre disposition des différents outils d'interprétation telle que les paramètres S, les fréquences de résonances et les champs. Ce genre de simulation fait intervenir des équations aux dérivées partielles.

Il existe Trois méthodes principales pour analyser les phénomènes de rayonnement électromagnétiques : la méthode des éléments finis, la méthode des différences finies et la méthode des moments. Le principe de ces méthodes est de discrétiser l'espace à l'aide d'un maillage propre à la méthode et de résoudre les équations.

Le logiciel présenté ici utilise la méthode des éléments finis pour résoudre les équations de Maxwell.

Les principales étapes de simulation sous HFSS sont illustrées par l'organigramme suivant :

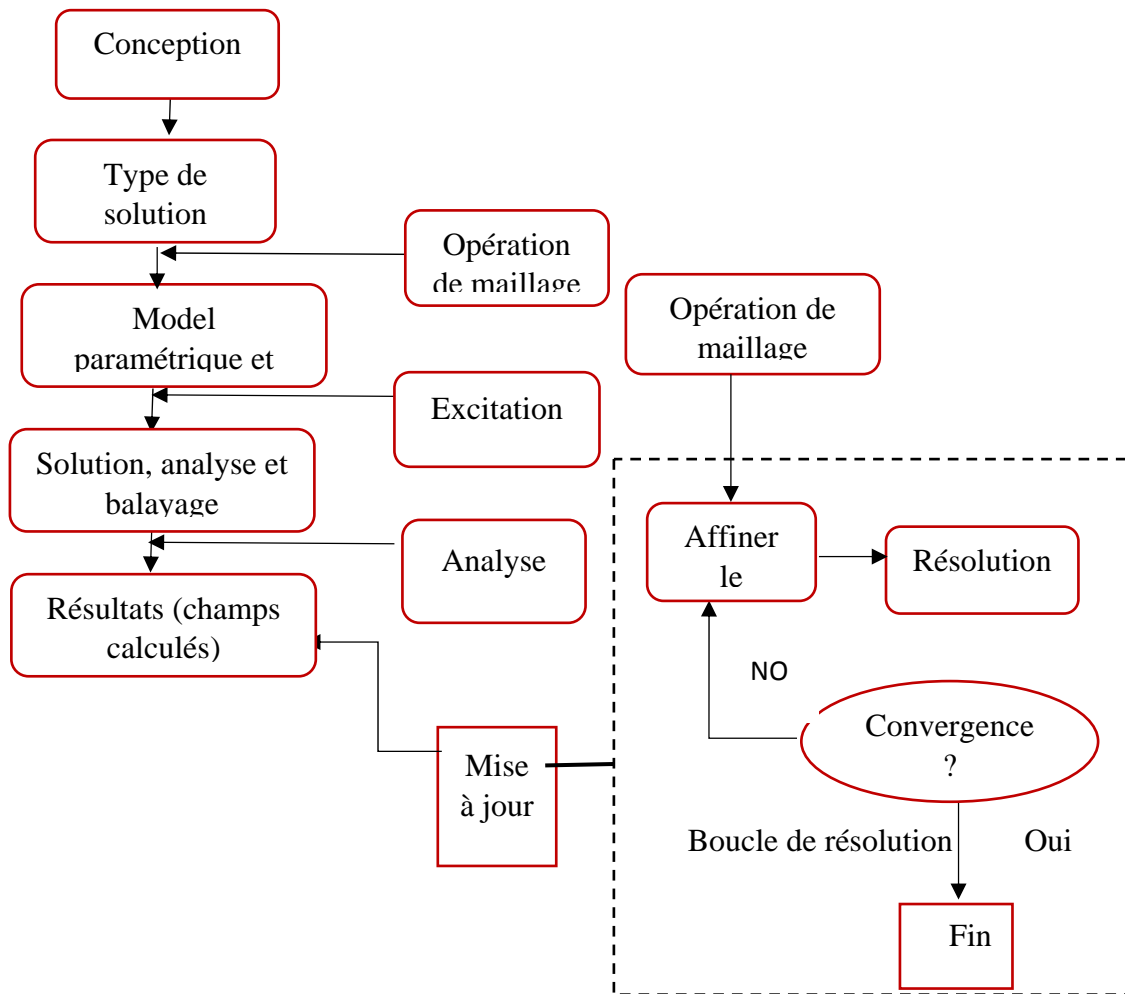


Figure A.1 Organigramme de différentes étapes de simulation d'un projet sous HFSS.

Création d'un projet sous HFSS

Quand vous commencez HFSS, un projet est énuméré dans l'arbre de projet dans la fenêtre de *Project Manager* et est appelé *project1* par défaut. Sur le menu *Project* cliquer sur *Insert HFSS Design*. La nouvelle conception est énumérée dans l'arbre de *Project Manager*, il est appelé *HFSSDesign1* par défaut. La fenêtre *3D Modeler* apparaît à la droite du *Project Manager* comme présenté dans la figure A.2.

Avant de créer la structure souhaitée, il faut choisir le type de solution, à partir du menu *HFSS* on clique sur *Solution type*, après, on fait la conception de notre structure en utilisant les différents outils de conception qui sont trouvés dans la barre d'outils, ou à partir du menu *Draw* (la barre d'outils et la menu *Draw* contiennent plusieurs commandes et des boutons qui nous permettent de dessiner des objets en 2D et 3D avec des caractéristiques spéciales tel que la permittivité, la conductivité et type de matériau). On peut modifier la

couleur, la transparence, le type de matériau et les dimensions de chaque structure conçue, ainsi qu'on peut faire la soustraction (*Subtract*) ou fusionner (*Unite*) deux structures.

Après la finalisation de dessin du projet, il nous faudra trois étapes en plus pour que notre structure soit prévue à l'analyse.

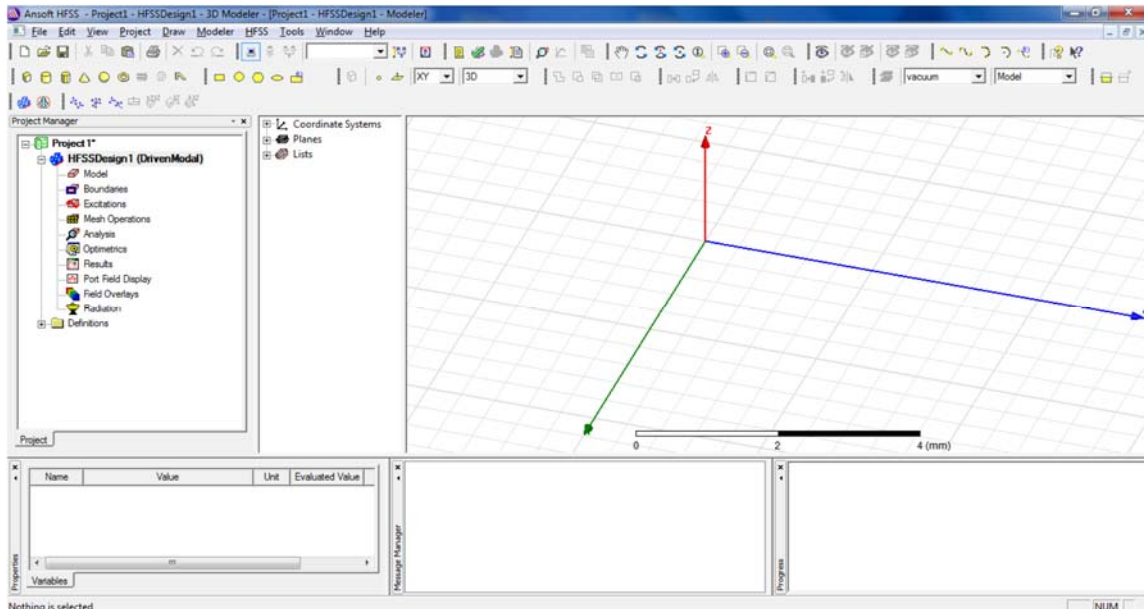


Figure A.2 La fenêtre principale du logiciel HFSS.

- **Assignement des frontières (conditions aux limites)**

Une fois le modèle a été créé, on doit assigner les conditions aux limites de la structure. Dans HFSS, des frontières rayonnantes sont utilisées pour simuler les problèmes à structure ouverte qui permettent une propagation infiniment lointaine dans l'espace. Nous commençons par le dessin d'un objet virtuel (*air box*) rayonnant autour de la structure, et on ajoute les frontières sur cet objet afin d'absorber le champ électromagnétique, en cliquant sur le bouton droit de la souris sur l'objet, puis on sélectionne *Assign boundary* puis on clique sur *Radiation*.

- **Assignement de l'excitation**

Les excitations sont utilisées pour spécifier la source des champs électromagnétiques, des charges, des courants ou des tensions pour les objets ou leurs éléments (un élément ou plus).

Pour le type de solution "Driven Model" nous avons les types d'excitations suivantes :

Wave Port : Représente la surface par laquelle un signal entre ou sort de la géométrie.

Onde Incidente : Représente la propagation d'une onde incidente sur la géométrie.

Lumped Port : Représente une surface interne par laquelle un signal entre ou sort de la géométrie.

Incident Wave : Représente un champ électrique constant à travers les points d'une alimentation.

Voltage Source : Représente un courant électrique constant à travers les points d'une alimentation.

Magnetic Bias : Utilisé pour définir le champ intérieur net qui influe sur un objet de matériau ferromagnétique en 3D. Choisir le port d'objet de l'arbre d'historique, cliquer par la droite et assigner l'excitation. Dans notre cas, c'est **Lumped Port**. Cliquer le **Lumped Port**, l'appeler comme votre préférence, puis cliquer après, définir maintenant votre ligne d'intégration. Normalement, la ligne d'intégration est définie du point moyen inférieur au point moyen supérieur. Garder les autres valeurs en tant que par défaut. Cliquer terminer.

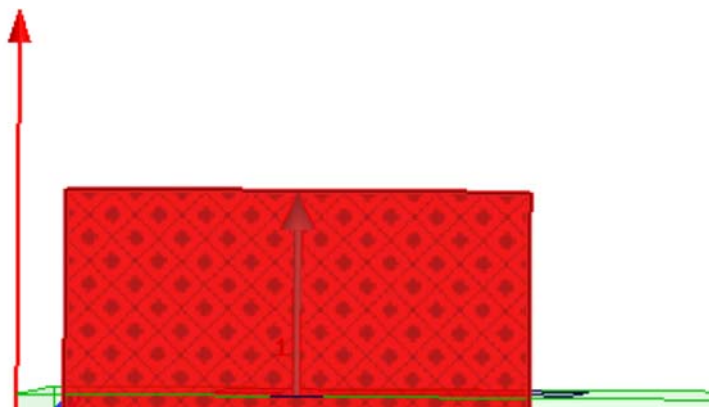


Figure A.3 : Lumped port.

- Ajouter la fréquence de travail et la Bande de fréquence d'intérêt

Vu que le comportement de l'antenne dépend étroitement de la bande de fréquence considérée, il est donc primordial de se fixer une bande de travail. Pour espérer avoir des résultats valides, la fréquence de résonance de l'antenne doit être spécifiée, ensuite, on se fixe une bande de travail de part et d'autre de cette fréquence de résonance selon le besoin et l'application dont l'objectif est de caractériser l'antenne sur une bande fréquentielle bien définie.

Pour ajouter la fréquence de travail, on clique sur le menu **HFSS >Analysais Setup > Add Solution Setup**, on introduit la fréquence de travail, puis on clique sur **OK**. Cependant, pour ajouter une bande de travail on clique sur le menu **HFSS >Analysais Setup > Add Frequency Sweep**, on définit la gamme de la bande et on clique sur **OK**.

Finalement, on doit s'assurer que tous les éléments du dessin sont corrects et que toutes les étapes sont complètes. Pour ce faire, on clique sur le menu **HFSS > Validation Check**.

Après avoir vérifié la conformité de la structure aux exigences du HFSS, les conditions aux frontières et l'excitation, la simulation sera prête à être lancée, en cliquant sur le menu **HFSS > Analyze All**.

La durée de cette simulation dépend essentiellement de :

- ✓ La vitesse du calculateur (ordinateur) utilisé.
- ✓ La complexité de la structure (volume, dimensions etc.)
- ✓ La bande de fréquence de l'analyse.

Abstract : The technology of Ultra Wide Band antenna is an attractive choice to respond to the wireless communication requirements such as a high data rate, but the frequency range for UWB systems causes interferences with the existing wireless communication systems; such as the WiMAX and WiLAN. To avoid this problem, an UWB microstrip antenna with reconfigurable band-notched based on EBG structures and PIN diodes was studied. We integrate a planar EBG structures to obtain the band-notched and WiLAN and we placed PIN diodes as switches to get or move the band-notched. To evaluate our simulation results, we design and study four passive antenna: UWB antenna, UWB antenna with notched band in WiMAX, UWB antenna with notched band in WiLAN and UWB antenna with tow notched band in WIMAX and WiLAN .

Résumé : La technologie de l'antenne ultra large bande ULB est un choix attrayant pour répondre aux exigences de communication sans fil telle que un débit de données élevé, mais la plage de fréquences des systèmes ULB provoque des interférences avec les systèmes de communication sans fil existants, tels que le WiMAX et le WiLAN. Pour éviter ce problème, une antenne microstrip ULB à encoche de bande reconfigurable basée sur des structures EBG et des diodes PIN a été étudiée. Nous intégrons des structures EBG planaires pour obtenir les bandes entaillées et WiLAN et nous plaçons des diodes PIN comme interrupteurs pour obtenir ou déplacer les bandes entaillées. Pour évaluer nos résultats de simulation, nous concevons et étudions quatre antennes passives : Antenne ULB , Antenne ULB avec bande entaillée en WiMAX, Antenne ULB avec bande entaillée en WiLAN et Antenne ULB avec bande entaillée en WIMAX et WiLAN.

ملخص : تعد تقنية الهوائي واسع النطاق خيارًا جذابًا للاستجابة لمتطلبات الاتصالات اللاسلكية مثل ارتفاع معدل البيانات ، ولكن نطاق التردد لأنظمة UWB يسبب تداخلات مع أنظمة الاتصالات اللاسلكية الحالية ؛ مثل WiMAX و WiLAN. لتجنب هذه المشكلة ، تمت دراسة هوائي UWB microstrip مع نطاق قابل لإعادة التكوين حقق على أساس هياكل EBG وثنائيات PIN. نحن ندمج هياكل EBG المستوية للحصول على النطاقات المحسنة والشبكة المحلية اللاسلكية (WLAN) ووضعنا الثنائيات PIN كمفاتيح للحصول على أو تحريك النطاقات المسننة. لتقييم نتائج المحاكاة لدينا ، نقوم بتصميم ودراسة أربعة هوائيات سلبية: هوائي UWB ، هوائي UWB مع نطاق مسطح في WiMAX ، هوائي UWB مع نطاق مسنن في نطاق WiLAN و هوائي UWB مع نطاق سحب مسطح في WIMAX و WiLAN.