

17/06/2014 8:19

République Algérienne Démocratique et Populaire  
Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique  
Université 8Mai 1945 – Guelma  
Faculté des sciences et de la Technologie  
Département d'Electronique et Télécommunications



**Mémoire de fin d'étude  
pour l'obtention du diplôme de Master Académique**

**Domaine : Sciences et Technologie  
Filière : Télécommunications  
Spécialité : Systèmes de Télécommunications**

---

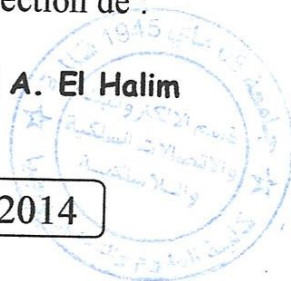
**Amélioration d'une antenne patch en utilisant les structures  
EBG**

---

Présenté par :  
**TOUIL Hichem**

Sous la direction de :  
**CHAABANE A. El Halim**

**Mai 2014**



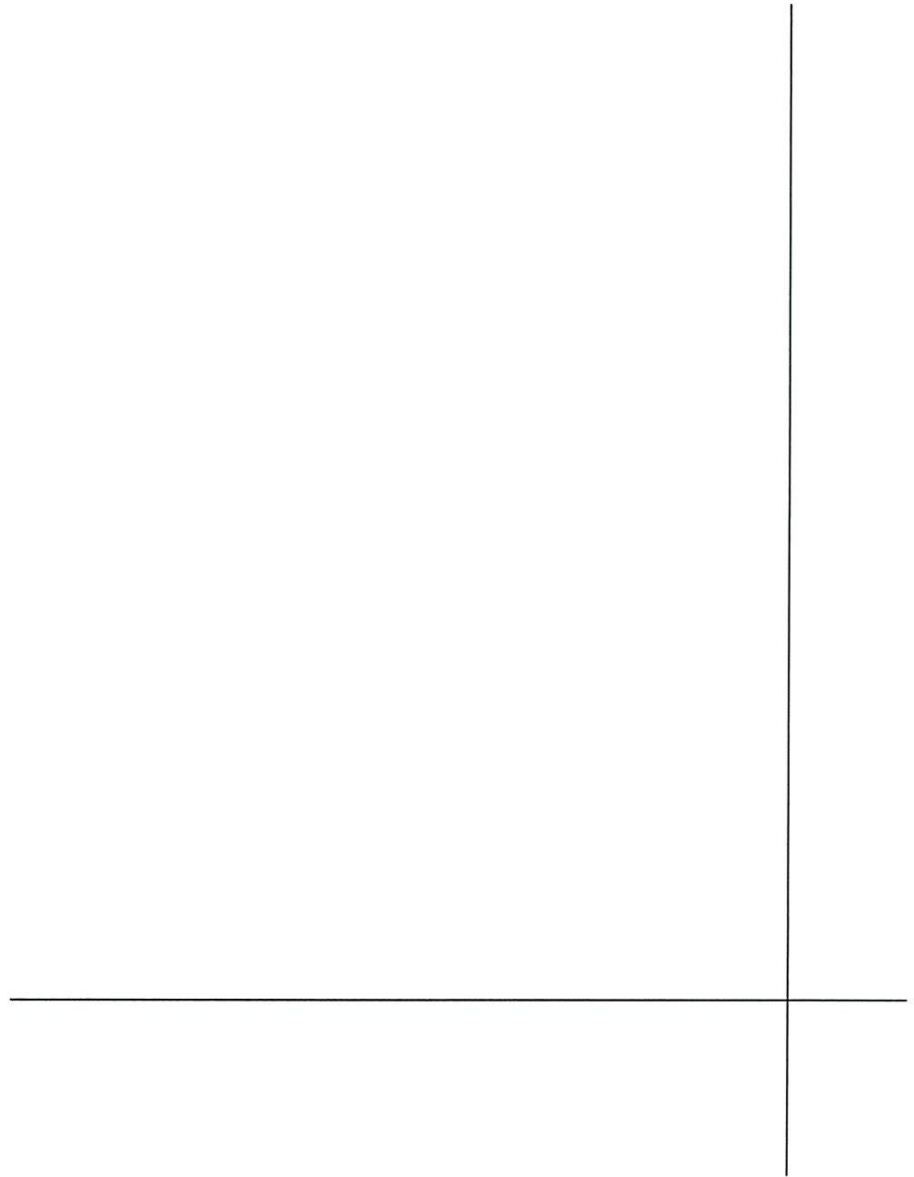
## Remerciement

Je tiens à remercier toutes les personnes qui ont contribué de près ou de loin, à la réalisation de ce travail ...



## Dédicace

Je dédie ce travail toutes les personnes qui ont m'aidée de près ou de loïn durant ma période d'étude ...

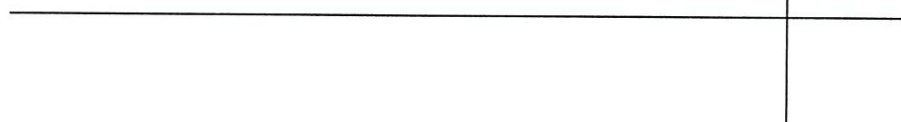


<b>Chapitre I Les Antennes Patches</b> .....	
I.1. Introduction Générale :	a
I.1. Introduction :	1
I.2. Description de l'Antenne Microbande :	3
I.3. Modèles d'analyse:	6
I.3.1. Le Modèle de Ligne de Transmission:	6
I.3.2. Le Modèle de Ligne de la Cavité:	7
I.4. Quelques Notions Sur Les Antennes Microbandes	8
I.4.1. Quelques Techniques d'Excitation	8
I.4.1.1 Excitation Par Ligne Microbande	8
I.4.1.2 Excitation Par Câble Coaxial	9
I.4.1.3 L'alimentation de proximité	10
I.4.1.4. Antenne Excitée à Travers Une Ouverture	11
I.4.2. Nouvelles Techniques Pour l'Amélioration de la Bande Passante	13
I.5. Quelques méthodes d'analyse des structures planaires :	14
I.5.1. Méthodes des équations intégrales :	14
I.5.2. Méthode des élément finis (FEM) :	15
I.5.3. La méthode des différences finies (FDTD)	15
I.5.4. La méthode des moments	16
I.5.5. La méthode TLM	16
I.6. Détermination des paramètres du patch	17
I.6.1. Calcul de la fréquence de résonance	17
I.6.1. Calcul du facteur de qualité total	19
I.7. Conclusion :	21
<b>Chapitre II Structure EBG et Leurs Application en Electromagnétisme</b>	
II.1. Définition d'EBG	22
II.2. EBG et Métamatériaux	22
II.3. Diagramme de dispersion	23
II.4. Bande interdite d'onde plane	25
II.5. Méthodes d'analyse pour les structures EBG	26
II.6. Modèle de milieu effectif avec des éléments LC Associés	27
II.7. Conceptions et optimisations des structures EBG	29
II.7.1. Étude paramétrique d'une structure EBG mushroom-like	29
II.7.1.1. Effet de la largeur du Patch W	30
II.7.1.2. Effet de largeur du Gap	31
II.7.1.3. Effet de l'épaisseur du substrat	32
II.7.1.3. effet de la permittivité du substrat de	33
II.8. ANTENNE A BANDE INTERDITE ELECTROMAGNETIQUE	35
II.8.1. Introduction	35
II.8.2. Historique et principe	36
II.8.3. Applications des Structures EBG:	39
II.9. Notions de défaut dans les structures périodiques :	39
II.9.1. Introduction d'un défaut dans les structures BIE :	40
II.9.1.1. Les façons de générer un défaut :	40
II.9.1.2. Structures BIE à défaut dans une direction	41
II.9.1.2.a. Coefficient de transmission et coefficient de qualité	41
II.9.1.2.b. Structure s BIE à défaut dans l'espace réciproque	43

II.9.1. Applications et utilisations des structures BIE (EBG) à défaut.....	44
II.10. Conclusion.....	47
<b>Chapitre III Simulation et Résultats</b>	
III.1. Introduction.....	48
III.2.Simulation et Résultats.....	48
III.2.1.Description du Logiciel HFSS.....	48
III.2.2. Géométrie de l'antenne de base.....	49
III.2.3.Les paramètres géométrique de l'antenne.....	50
III.2.4.Le substrat utilisé.....	50
III.2.5. La ligne de l'alimentation.....	50
III.3. Simulation du paramètre S11.....	51
III.3.1. Etude et optimisation.....	52
III.3.2. Effet de la largeur du gap.....	52
III.3.3.l'influence de changement largeur du Patch (EBG).....	54
III.3.4. L'influence du substrat sur l'antenne.....	56
III.3.4.1. Multicouches I.....	56
III.3.4.2. Multicouches II.....	57
III.3.4.3. Multicouches III.....	59
III.3.4.4. Multicouches IV.....	60
III.4. Conclusion.....	62
Conclusion Générale.....	63
Bibliographie .....	..
Bibliographie .....	.. 64

<b>FIG (I.1): Divers types d'éléments rayonnants</b> .....	03
<b>FIG (I.2): Antenne microbande rectangulaire</b> .....	04
<b>FIG (I.3): Antenne Microruban Rectangulaire</b> .....	04
<b>FIG (I.4): Modélisation de l'antenne patch rectangulaire Par deux fentes couplées</b> .....	07
<b>FIG (I.5): Alimentation par une ligne microbande (a) axiale, (b) décalée, (c) axiale avec encoche</b> .....	08
<b>FIG (I.6): Excitation Par Câble Coaxial</b> .....	09
<b>FIG (I.7): le circuit équivalent d'une antenne microruban pour les deux types d'alimentation (Ligne microruban et Câble Coaxial)</b> .....	10
<b>FIG (I.8): Alimentation par une proximité</b> .....	11
<b>FIG (I.9): le circuit équivalent d'une antenne microruban alimentée par proximité</b> .....	11
<b>FIG (I.10): Alimentation couplée par ouverture</b> .....	12
<b>FIG (I.11): le circuit équivalent d'une antenne microruban couplée par ouverture</b> .....	12
<b>FIG (II.1): Structures PBG Typiques</b> .....	22
<b>FIG (II.2): diagramme de dispersion pour structure EBG mushroom-like</b> .....	25
<b>FIG (II.3): le Modèle des éléments associés pour L'analyse des structures EBG</b> .....	26
<b>FIG (II.4): le Modèle des éléments associés pour L'analyse des structures EBG</b> .....	27
<b>FIG (II.5): paramètres d'une structures EBG</b> .....	27
<b>FIG (II.6): le Modèle LC pour une mushroom-like Structure EBG</b> .....	28
<b>FIG (II.7): Géométrie de la Structure EBG mushroom-like</b> .....	30
<b>FIG (II.8): effet de la largeur du patch <math>W</math> sur la phase de réflexion de la structure EBG</b> .....	31
<b>FIG (II.9): effet de la largeur du gap entre les patches sur la phase de réflexion de la structure <b>EBG</b></b> .....	32
<b>FIG (II.10): effet de l'épaisseur du substrat sur la phase de réflexion de la structure <b>EBG</b></b> .....	33
<b>FIG (II.11): effet de la permittivité du substrat sur la phase de réflexion de la structure <b>EBG</b></b> .....	34
<b>FIG (II.12): Différentes configurations de matériau B.I.E</b> .....	35
<b>FIG (II.13): Principe du Miroir de Bragg</b> .....	36
<b>FIG (II.14): Application des EBG Comme miroir et sa comparaison avec un réflecteur métallique</b> .....	37
<b>FIG (II.15): (à Gauche) Matériau B.I.E sans défaut (à Droite) Matériau B.I.E avec défaut</b> .....	38
<b>FIG (II.16): Diagramme d'une antenne à matériau B.I.E (EBG)</b> .....	38
<b>FIG (II.17): Différents types de défauts basés sur la rupture de la périodicité du motif élémentaire</b> .....	40
<b>FIG (II.18): Exemple de dimension du défaut</b> .....	40
<b>FIG (II.19): Coefficient de transmission d'une structure <math>1D</math> avec un défaut de périodicité</b> .....	41
<b>FIG (II.20): Graphique en trois dimensions représentant l'évolution du nombre de plaques, de la permittivité et du coefficient de qualité du défaut</b> .....	43
<b>FIG (II.21): Distribution de densité de puissance pour une structure BIE à défaut à <math>f_0</math></b> .....	44
<b>FIG (III.1): Géométrie de base de l'antenne simulé</b> .....	50
<b>FIG (III.2): Représentation en 3D de l'antenne de Base</b> .....	50
<b>FIG (III.3): Paramètre <math>S_{11}</math> de l'antenne de base</b> .....	51
<b>FIG (III.4): (en haut) Vue de Face; (en bas) vue en profile (<math>g = 0,2mm, h_0 = 0,8mm</math>)</b> .....	52
<b>FIG (III.5): antenne de base avec <math>g = 0,6mm</math> et Défaut</b> .....	53
<b>FIG (III.6): <math>S_{11}</math> pour des valeur différentes de <math>g</math></b> .....	53
<b>FIG (III.7): <math>S_{11}</math>: en rouge <math>g = g = 0,6mm</math> (avec défaut), en bleu (original)</b> .....	54
<b>FIG (III.8): antenne avec EBG (<math>W = 5mm, h_0 = 0,8mm</math>)</b> .....	54
<b>FIG (III.9): <math>S_{11}</math> pour l'antenne de base et antenne avec EBGs</b> .....	55
<b>FIG (III.10): antenne avec EBG et défaut (<math>W = 10mm, h_0 = 0,8mm</math>)</b> .....	55
<b>FIG (III.11): <math>S_{11}</math> pour antenne avec EBG (<math>W = 10mm, h_0 = 0,8mm</math>) et antenne de base</b> .....	56
<b>FIG (III.12): Modèle multicouche avec défaut en Deuxième position</b> .....	57
<b>FIG (III.12): <math>S_{11}</math> antenne original et ANTENNE Multicouches avec défaut</b> .....	57
<b>FIG (III.12): Modèle original et avec 4 couches de Diélectrique</b> .....	58
<b>FIG (III.13): Modèle original et avec 4 couches de Diélectrique sans défaut</b> .....	58
<b>FIG (III.12): Modèle avec 4 couches de Diélectrique</b> .....	59
<b>FIG (III.14): Modèle original et avec 4 couches de Diélectrique sans défaut</b> .....	60
<b>FIG (III.15): Modèle original et avec 4 couches de Diélectrique sans défaut</b> .....	61

# **Introduction Générale**



De grandes innovations techniques ont marqué, par leur importance, l'évolution des télécommunications pour répondre à des exigences des utilisateurs telles que : facilité d'accès ou surtout mobilité. Pour atteindre ces attentes c'est tout naturellement que les techniques de transmission radio ont pris leurs essors pour connecter les utilisateurs professionnels ou particuliers. Ceci favorise l'émergence de nouveaux concepts technologiques dans l'exploitation des fréquences de plus en plus élevées du spectre électromagnétique. Parmi ces concepts, la miniaturisation des circuits ainsi que l'accroissement de leur fréquence de fonctionnement qui a donné naissance à de nombreuses structures planaires de transmission de l'information, de par leur encombrement réduit, leur poids et leur facilité de fabrication empruntée à la technologie classique des circuits basse fréquence, ces structures sont largement exploitées dans le milieu industriel.

Les dispositifs microbandes qui répondent à plusieurs exigences des circuits planaires sont largement utilisés dans les circuits micro ondes tels que: les lignes de transmission, les filtres, résonateurs, antennes, ....etc. Dans les lignes à transmission microbandes apparaît un nombre considérable de discontinuités causées par les jonctions imposées entre les différents systèmes, ces discontinuités étaient traitées dans un premier temps comme source de perte au niveau de l'information transmise par la ligne, à partir de cela l'idée de réaliser l'antenne microbande a été développée.

Durant la dernière décennie, la théorie et la technologie des antennes imprimées ont connu une croissance rapide, et les antennes microbandes ont été l'une des technologies les plus innovatrices dans la théorie des antennes et leurs conceptions. Elles ont trouvé rapidement une large application dans les systèmes micro ondes modernes.

Malgré leurs large utilisation ils possèdent quand même ils possèdent des inconvénients, et cela étaient toujours sujet autour lequel les chercheur intéressent à



optimiser. Plusieurs méthodes permet de les optimiser; soit pour élargir la bande, augmenter la directivité, l'adaptation, le gain ...

Avec la découverte des méta matériaux, ces dernier ont trouvé une large application en antennes micro ruban, due à leurs petit profile et la facilité d'intégration avec les antenne micro ruban (impression sur substrat), et leurs avantages multiples permettent par exemple: d'améliorer le gain, la suppression de bandes, l'adaptation qui est facteur vraiment essentiel. Généralement ils était l'axe d'optimiser cette technologie micro ruban.

Plusieurs approches ont été menées pour optimiser les antennes patch, l'approche qui nous intéressent est l'application des structures EBG Soit métalliques ou diélectrique au niveau de l'antenne.

Ce manuscrit est scindé en trois chapitres,. Il est représenté comme suit :

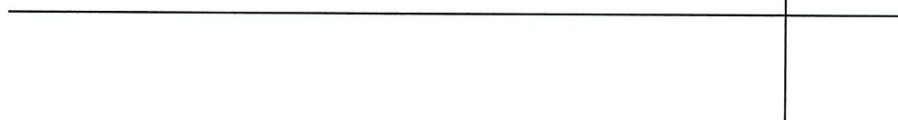
**Chapitre I** : Une vue générale sur les antennes microbandes est donnée, ainsi qu'une présentation des différentes méthodes et modèles d'analyse.

**Chapitre II** : Une introduction générale aux structures EBG, leur définition, intérêt d'utilisation, application.

**Chapitre III** : Dans ce chapitre, simulation et résultat, où on a tester des différentes configurations concernant l'influence des structures EBG sur l'antenne proposé.

# **Chapitre I**

## **Les Antennes Patches**



**I.1. Introduction :**

Un dispositif permettant de transformer une onde électrique en une onde électromagnétique, et vice et versa, est appelé ANTENNE. En d'autres mots, l'antenne permet d'assurer la transmission d'énergie entre une source et l'espace libre dans lequel cette énergie va se propager. L'utilisation de deux antennes, l'une en émission et l'autre en réception permet de transmettre des informations sans avoir besoin d'éléments porteurs comme des fils, des guides, etc... Cette communication sans fil est maintenant couramment employée, mais de nombreuses recherches ont été nécessaires pour faciliter son exploitation. Tout a presque commencé à la fin du XXI siècle. Le physicien Ecossais MAXWELL, inspiré par les travaux de Michael FARADAY, a élaboré un système d'équations du champ électromagnétique. HERTZ découvre les ondes électromagnétiques dans l'air en s'appuyant sur cette théorie.

Edouard BRANLY compléta ces découvertes par un radioconducteur à limaille qui devient conducteur sous l'effet des ondes électromagnétiques. L'ingénieur Alexandre POPOV améliorera ce récepteur et inventa l'antenne. Pour finir, Guglielmo MARCONI, en associant de nombreux composants, dont l'antenne de POPOV et le détecteur de BRANLY, crée pour la première fois, un système émetteur/récepteur complet. Depuis, de nombreuses recherches n'ont cessé d'améliorer ces transmissions dont une grande partie est consacrée à l'amélioration des antennes.

Les antennes peuvent être classées en 3 principales catégories.

- Les antennes résonantes telles que l'antenne imprimée (patch) et l'antenne filaire (dipôle).

- Les antennes à ondes de fuite et de surface comme les guides à fentes, les spirales ou encore l'antenne à Bandes Interdites Electromagnétique (B.I.E).

Les principales caractéristiques d'une antenne sont les suivantes :

- L'adaptation
- Le diagramme de rayonnement
- Le diagramme de polarisation
- La directivité
- La bande de fréquences

Quel que soit le type d'antenne, le but de la majorité des recherches scientifiques est d'améliorer les performances de celles-ci dont une liste non exhaustive est donnée ci-dessous :

- Augmentation de la fréquence de fonctionnement.
- Augmentation de la bande de fréquences en adaptation, en rayonnement et en polarisation.
- Augmentation de la directivité.
- Augmentation des possibilités de reconfiguration des spécifications de l'antenne (antenne reconfigurable en fréquence, en diagramme de rayonnement).
- Réduction de l'encombrement.
- Réduction du coût.

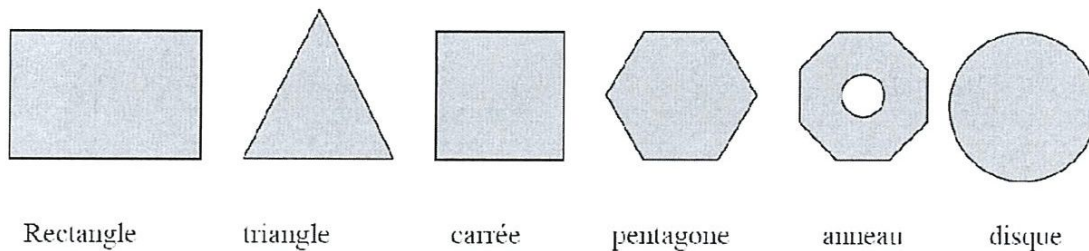
La technique des circuits imprimés a révolutionné les domaines de l'électronique et, plus récemment, celui des hyperfréquences où elle se prête particulièrement bien à la réalisation des circuits d'antennes et des antennes plaquées.

Les plaques microbandes peuvent trouver application dans les circuits intégrés micro ondes comme résonateurs planaires pour oscillateurs et filtres. Ces plaques peuvent être utilisées, aussi, comme éléments rayonnants. Avant d'aborder le sujet en question, nous avons préféré d'exposer, en premier lieu, une présentation de la structure simplifiée de ses antennes, leurs avantages et inconvénients ainsi que les différentes techniques d'alimentation existantes.

Finalement, nous terminerons ce chapitre en présentant les méthodes d'analyse les plus répandues des antennes plaques.

### I.2. Description de l'Antenne Microbande :

Comme montré dans [FIG I.1], la configuration de base d'une antenne microbande, communément appelée antenne patch, est une ligne microbande de forme particulière.



*FIG (I.1): Divers types d'éléments rayonnants*

Elle se compose d'un plan de masse et d'un substrat diélectrique dont la surface porte un ou plusieurs éléments métalliques [1], qui peuvent prendre plusieurs formes comme il est montré dans la [FIG I.2].

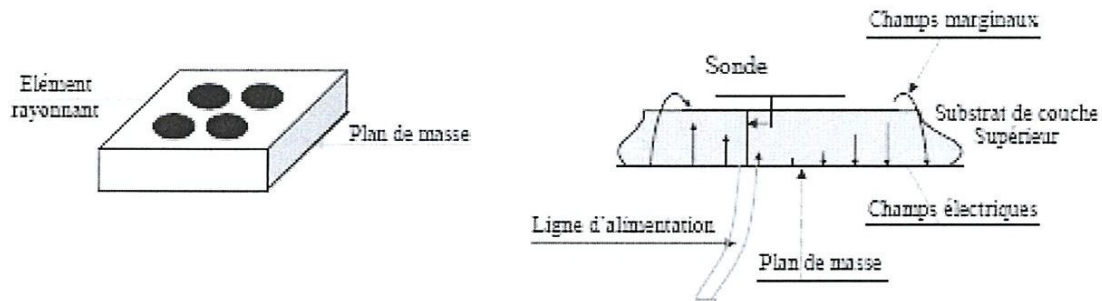


FIG (I.2): Antenne microbande rectangulaire

Puisqu'on a proposé la configuration de base (originale), il faut noter que des douzaines de variations de forme du patch, techniques d'alimentation, configuration du substrat, et des géométries de réseau d'antennes ont été développés par des chercheurs dans le monde entier. La variété dans la conception des antennes microbandes excède probablement celle de n'importe quel autre type d'antenne [2][3].

Un aperçu de l'antenne microbande rectangulaire est représenté à la figure si dessous [FIG I.3].

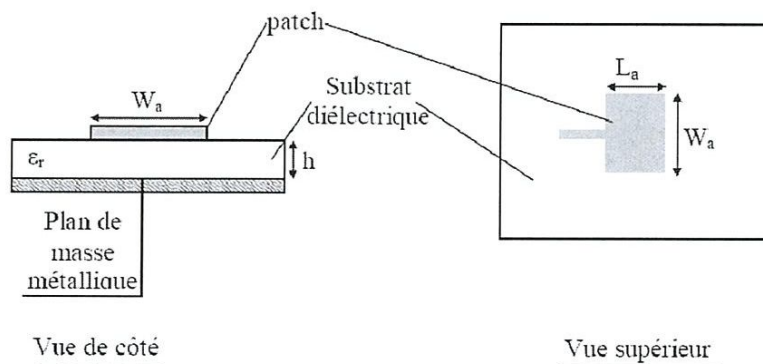


FIG (I.3): Antenne Microruban Rectangulaire

Ce modèle théorique de base de l'antenne microbande est basé sur les observations suivantes:

- A. La proximité étroite entre le patch et le plan de masse suggère que  $E$  est seulement la composante suivant  $Z$ , et  $H$  seulement les composantes suivant  $X$  et  $Y$  dans la région bornée par le microruban et le plan de masse.
- B. Le champs dans la région mentionnée est indépendant de la coordonnée  $Z$  pour toutes les fréquences d'intérêt (fréquence de fonctionnement de l'antenne càd 100 Mhz à 10Ghz).
- C. Le courant électrique dans le microruban ne doit pas avoir une composante normale au bord à n'importe quel point sur le bord, ce qui implique que la composante tangentielle de  $H$  est négligeable le long du bord.

La région entre le patch et le plan de masse peut donc être traitée comme une cavité formée par le mur magnétique le long du bord et par les murs électriques de dessus et de dessous. [1]

Les antennes microbandes ont suscité beaucoup d'attention ces dernières années ceci à cause de leurs nombreuses propriétés uniques et attrayantes [4], tel que le large domaine de fréquence : 100 Mhz à 10Ghz, faible poids, encombrement réduit, configuration conforme possible, faible coût de fabrication, diversité de polarisation, compatibilité avec les circuits hybrides et MMIC (Microwave Monolithic Integrated Circuits), ainsi qu'une possibilité de fabrication simultanée du réseau d'alimentation et d'adaptation avec l'antenne.

Toutefois, ce type d'antenne a également des limitations que ne présentent pas les antennes traditionnelles tels que la bande passante étroite, généralement faible gain, pertes de rayonnement par ondes de surfaces, support uniquement de faibles

puissances (100 watts), ainsi que la plupart des antennes rayonnent uniquement dans le demi plan.

Une grande partie du travail du développement dans les antennes microbandes est de réaliser des essais pour surmonter ces problèmes afin de répondre à des exigences de systèmes de plus en plus rigoureux. Cet effort a permis aux antennes microbandes de trouver application dans les deux secteurs militaires et civils.

**I.3. Modèles d'analyse:**

L'utilisation croissante de la technologie des antennes microbandes a besoin de modèles d'analyse capables de prévoir exactement : l'impédance d'entrée, l'accouplement mutuel et le rayonnement de ces antennes. Deux modèles de description, qui ont été quelque peu réussis, et qui sont relativement faciles à employer et peuvent fournir des informations utiles sur les précédentes caractéristiques sont: le modèle de ligne de transmission et le modèle de cavité [5].

**I.3.1. Le Modèle de Ligne de Transmission:**

La description analytique la plus simple d'une antenne patch rectangulaire utilise la théorie de ligne de transmission et modèle le patch en tant que deux fentes de rayonnement en parallèle, comme montré dans la [FIG I.4], chaque bord de rayonnement de longueur  $W$  est modelé comme fente étroite rayonnant dans un demi-espace (demi-plan). L'avantage de ce modèle se situe dans sa simplicité, càd que la fréquence de résonance et la résistance d'entrée sont données par de simples formules:

$R_{in} = (1/2G1) = 120\Omega$  ..... (I.1)

$f_r = [c/(\lambda d \sqrt{\epsilon_r})] = q[c/(2L \sqrt{\epsilon_r})]$  ..... (I.2)

où le facteur 'q' détermine l'exactitude de la fréquence de résonance. Dans ce modèle la tension et le courant peuvent être rapprochés comme:



$$I(x) = (V_0 / Z_0) \sin(\pi x/L) \dots\dots\dots (I.3)$$

$$V(x) = V_0 \cos(\pi x/L) \dots\dots\dots (I.4)$$

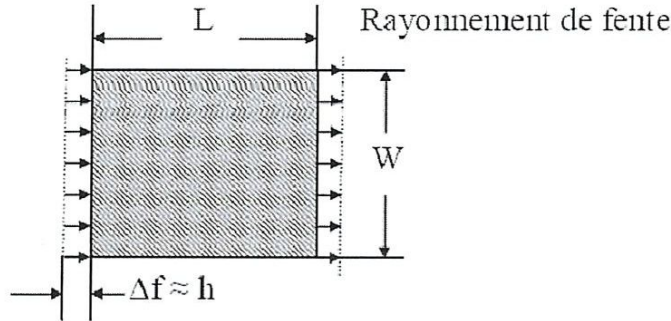


FIG (II.4): Modélisation de l'antenne patch rectangulaire Par deux fentes couplées

**I.3.2. Le Modèle de Ligne de la Cavité:**

Malgré que le précédent modèle de ligne de transmission soit facile à utiliser, il souffre de nombreux inconvénients; il est seulement utile pour des patches de forme rectangulaire, le facteur  $q$  doit être empiriquement déterminé. Ces inconvénients et d'autres sont éliminés dans le modèle de cavité, [6] où le périmètre de l'élément rayonnant (patch) est rapproché comme mur magnétique pour lequel les champs électriques et magnétiques du mode résonant dominant peut être exprimé comme :

Le champ électrique vertical : $\mu$

$$E_x = E_0 \cos(\pi x/L) \dots\dots\dots (I.5)$$

Le champ magnétique transverse :

$$H_y = H_0 \sin(\pi x/L) \dots\dots\dots (I.6)$$

Les modes résonants d'ordre plus supérieur ont plus de variation dans la direction de (x et/ou y). Ce résultat ignore l'effet des champs marginaux aux bords du patch, ainsi un facteur de correction ad-hoc doit être appliqué à la longueur du patch pour obtenir des fréquences de

résonance précises. Une tangente diélectrique efficace de perte est employée pour expliquer la puissance perdue au rayonnement.

#### I.4. Quelques Notions Sur Les Antennes Microbandes

A l'origine, les antennes microbandes ont employé une ligne d'alimentation microruban ou une alimentation coaxiale via une sonde [3], l'adaptation est souvent nécessaire entre la ligne d'excitation et l'antenne, cela peut être assuré par un choix convenable de la position de la ligne d'excitation sur la plaque [8].

##### I.4.1 Quelques Techniques d'Excitation

###### I.4.1.1 Excitation Par Ligne Microbande

L'alimentation peut se faire par connexion directe avec une ligne microbande dont le point de jonction est sur l'axe de symétrie de l'élément [FIG I.5/a], ou décalé par rapport à cet axe de symétrie [FIG I.5/b] car cela permet une meilleure adaptation d'impédance; dans ce cas, l'alimentation axiale, avec une encoche, donne de bons résultats [FIG I.5/c].

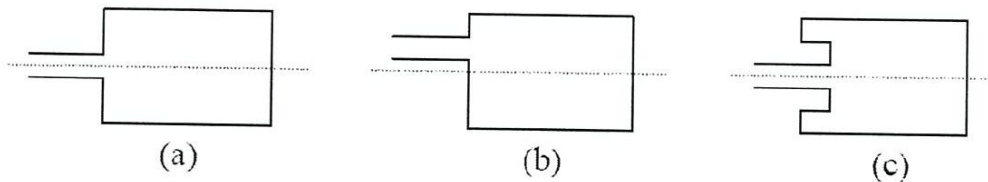


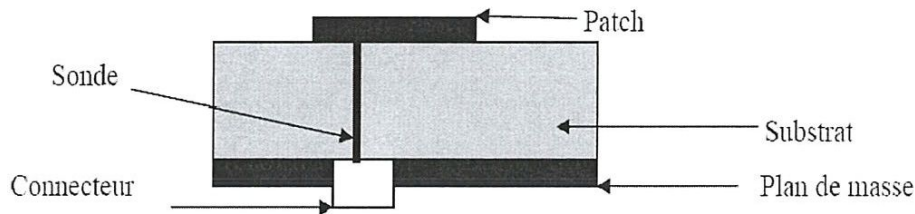
FIG (I.5): Alimentation par une ligne microbande (a) axiale, (b) décalée, (c) axiale avec encoche

Dans une excitation par ligne microbande, la connexion entre la source d'alimentation et l'antenne est en principe réalisée par une ligne coaxiale dont la sonde est fixée sur la ligne microbande à une distance de quelques longueurs d'onde du bord du contact antenne-ligne microbande [9]. Quand au problème d'adaptation, il est résolu par un choix convenable de la longueur du tronçon de ligne microbande servant à l'excitation [10].

#### I.4.1.2 Excitation Par Câble Coaxial

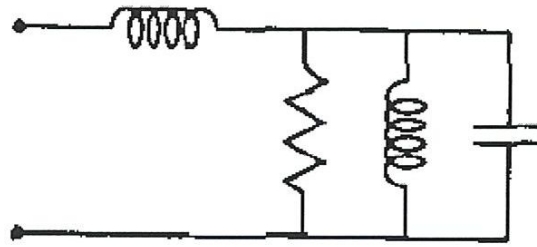
La [FIG I.6], [5], montre une antenne microbande rectangulaire excitée par un câble coaxial via une sonde. La connexion coaxiale est faite à la face arrière du circuit imprimé, alors que, le câble coaxial est fixé à la plaque conductrice de l'antenne.

L'alimentation par câble coaxial peut être représentée comme étant un courant électrique filiforme, allant du plan de masse vers la plaque conductrice de l'antenne.



*FIG (I.6): Alimentation par câble coaxial*

Le circuit équivalent, des deux types d'alimentation, est formé d'un réseau parallèle  $RLC$  qui représente la pièce métallique (patch) rayonnante résonnante et un inducteur de série représentant l'inductance de la sonde coaxiale d'alimentation ou de la ligne d'alimentation microbande [FIG I.7], [7].

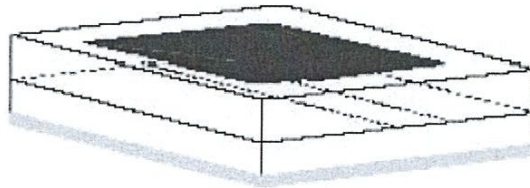


*FIG (I.7): le circuit équivalent d'une antenne microruban pour les deux types d'alimentation (Ligne microruban et Câble Coaxial)*

De telles méthodes d'alimentation entrant en contact direct, ont l'avantage de la simplicité, mais elles ont également plusieurs inconvénients. L'augmentation, par exemple, de l'épaisseur du substrat dans le but d'augmenter la largeur de la bande passante, mène à une augmentation des faux rayonnements d'alimentation et une augmentation de la puissance d'onde surfacique (Propagation des ondes de surface) [11], ce qui augmente le phénomène de **multi trajets**. Pour ces raisons et d'autres, de telles antennes sont ainsi limitées dans la largeur de bande. Ces deux méthodes d'alimentation offrent essentiellement un degré de liberté dans la conception par le choix de positionnement du point d'alimentation afin d'ajuster le niveau d'impédance d'entrée.

#### **I.4.1.3 L'alimentation de proximité**

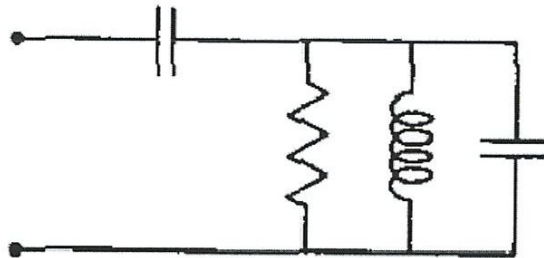
L'alimentation de proximité, montrée dans la [FIG I.8], emploie un substrat de deux couches avec une ligne microruban sur le substrat inférieur se terminant dans un stub ouvert au-dessous du patch, ce qui est imprimé sur le substrat supérieur.



*FIG (I.8): Alimentation par une proximité*

L'accouplement de proximité est désigné souvent sous le nom du "couplage électromagnétique" mais c'est une description excessivement large. Le patch couplé par proximité a au moins deux degrés de liberté : la longueur du stub d'alimentation et le rapport entre la largeur du patch et celle de la ligne.

La nature capacitive de cette méthode d'accouplement est reflétée dans le fait que le circuit équivalent, montré dans la [FIG I.9], a un condensateur en série avec le résonateur parallèle  $RLC$  qui représente le patch. Des largeurs de bande de 13% ont été réalisées de cette manière [7].



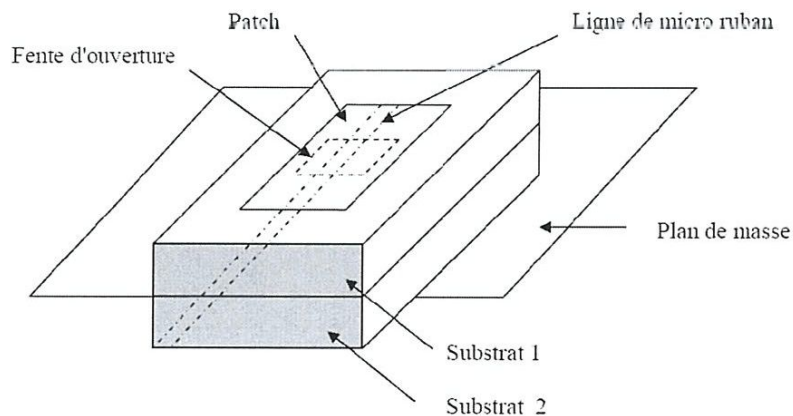
*FIG (I.9): le circuit équivalent d'une antenne microruban alimentée par proximité*

#### I.4.1.4. Antenne Excitée à Travers Une Ouverture

La [FIG I.10], montre la géométrie de l'ouverture de couplage de base de l'antenne microbande. L'élément rayonnant de la microbande est gravé sur le sommet du substrat d'antenne, et la ligne d'alimentation microbande est gravée sur le fond

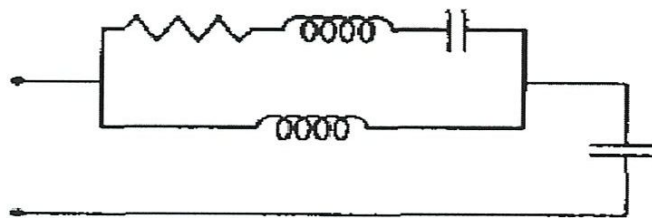
(bas) du substrat d'alimentation. L'épaisseur et la constante diélectrique de ces deux substrats peuvent ainsi être choisies indépendamment.

Cette géométrie a au moins quatre degrés de liberté: la taille de fente, sa position, les paramètres de substrat d'alimentation et la largeur de ligne d'alimentation.



**FIG (I.10):** Alimentation couplée par ouverture

Bien que l'antenne de prototype originale ait utilisé une ouverture d'accouplement circulaire, il a été rapidement compris que l'utilisation d'une fente rectangulaire améliorerait l'accouplement, pour un secteur d'ouverture donné, en raison de son polarisabilité magnétique accrue. Le circuit équivalent d'une antenne microruban couplée par ouverture est montré dans la [FIG I.11], [7].



**FIG (II-11):** le circuit équivalent d'une antenne microruban couplée par ouverture

#### **II.4.2. Nouvelles Techniques Pour l'Amélioration de la Bande Passante**

Dans beaucoup de cas, la largeur de bande étroite (2% à 5%) de l'antenne microruban traditionnelle et son sérieux inconvénient, empêchent son utilisation dans beaucoup d'applications micro-ondes pratiques. Ainsi de grands efforts sont allés vers le développement et la création de techniques pour améliorer cette largeur de bande.

La plupart des méthodes directes utilisées pour augmenter la largeur de bande de l'élément microruban doivent utiliser un substrat épais avec une constante diélectrique faible. Mais comme discuté ci-dessus, ceci mène inévitablement à l'inacceptable faux rayonnement d'alimentation, génération des ondes de surface...etc.

Il est possible de concevoir un réseau assorti d'impédance planaire pour augmenter la largeur de bande. Ainsi des largeurs de bande de 9%-12%, et de 15% , ont été obtenues de cette manière pour les éléments alimentés par sonde et par une ligne microruban, une largeur de bande de 13% a été réalisé pour un élément de patch couplé par proximité [11].

Une des meilleures manières, également, d'augmenter la largeur de bande est d'utiliser deux patches empilés : le patch supérieur est couplé par proximité au patch inférieur, qui peut être alimenté par n'importe laquelle des méthodes discutées plus haut, des largeurs de bande de 10%-20% ont été réalisées avec des patches empilés alimentés via une sonde, et des largeurs de bande de 18%-23% ont été réalisées avec des patches empilés couplés par ouverture . La dernière méthode qu'on va citer permet d'obtenir des largeurs de bandes au-dessus de 20% et ceci en rallongeant la fente d'accouplement d'un patch microruban couplé par ouverture simple. Chacune de ces méthodes, qui font partie des plusieurs techniques développées pour augmenter la largeur de bande de l'antenne microbande, a ses propres avantages et inconvénients,

donc le choix de l'une ou de l'autre dépend essentiellement de l'application désirée [43][44].

L'autre alternative développée pour dépasser cette limitation est de mettre en réseau plusieurs antennes employant des éléments couplés par proximité qui ont l'avantage d'augmenter la bande passante et de réduire relativement les faux rayonnements, ou en utilisant des patches couplés par ouverture, qui minimisent encore plus les faux rayonnements puisque les lignes d'alimentation sont protégées par le plan de masse.

## **II.5. Quelques méthodes d'analyse des structures planaires :**

Les lignes planaires usuelles sont difficiles à étudier en raison de la non homogénéité du milieu qui les supporte (air et diélectrique), il en résulte des conditions aux limites complexes, en particulier à l'interface air diélectrique dont l'introduction rend l'équation de HELMHOLTZ difficile à résoudre et n'admettant aucune solution analytique exacte. En raison de cette difficulté, et pour parvenir aux expressions caractéristiques de dispersion et des champs électromagnétiques dans une ligne plane, différentes méthodes approchées ont été proposées, dont , à titre d'exemples :

### **II.5.1. Méthodes des équations intégrales :**

Dans cette méthode, le champ électrique (ou dans certains cas le champ magnétique) est exprimé à l'aide d'une équation intégrale portant sur le courant induit à l'intérieur (et/ou) à l'extérieur de la structure. L'intégrale contient également la fonction de Green associée au problème, toutes les conditions aux limites doivent être automatiquement incluses.[1]



### **II. 5.2. Méthode des élément finis (FEM) :**

C'est une méthode numérique très utilisée. Dans cette méthode, la région de propagation est divisée en un nombre fini, généralement grand, de sous domaines de formes triangulaires et le champ électromagnétique est représenté par un polynôme.

On impose à toutes les interfaces entre les différents éléments, les relations de continuité, en employant une formulation variationnelle du champ électromagnétique par minimisation de celle-ci en différents points appelés points nodaux. On aboutit à la résolution d'un système d'équations aux valeurs propres qui sont celles du champ électromagnétique. Le problème aux valeurs propres est résolu par des techniques standard de l'analyse numérique.[1]

### **II.5.3. La méthode des différences finies (FDTD)**

La méthode des différences finies dans le domaine temporel, notée **FDTD**, est fondée sur le schéma explicite de Yee, présenté en 1966. Elle permet de calculer à chaque instant discret de l'espace, les composantes du champ électromagnétique dans chaque cellule élémentaire du volume tridimensionnel.

On applique la transformée de Fourier à la réponse temporelle pour obtenir la réponse fréquentielle du système. L'avantage principal de cette méthode est la simplicité de sa formule, le calcul est alors fait dans le domaine temporel sur une large bande de fréquence. Le temps de calcul croît de façon linéaire en fonction des nombres d'inconnues (ce qui n'est pas le cas pour la méthode des éléments finis).

Mais son principal inconvénient est lié au fait que le maillage de la structure doit être uniforme et elle est donc peu adaptée au traitement des dispositifs comportant des éléments ayant des ordres de grandeurs très différents.[15]

#### **II.5.4. La méthode des moments**

L'utilisation de la méthode des moments dans les problèmes électromagnétiques a été développée pour la première fois par Newman, est une manière de résolution d'équations intégrales qui permet de réduire celles-ci en un système d'équations linéaires appliqués aux structures planaires ou quasi-planaires sur les structure de 2D. Pour utiliser cette méthode, il faut décomposer la structure étudiée en plusieurs parties ou cellules.

La résolution numérique des équations de Maxwell de la structure étudiée, permet d'écrire les champs électriques ou magnétiques en fonction d'une somme des courants induits. Le calcul de la distribution de courant évalué sur chaque section par annulation des champs électriques tangentiels, permet d'obtenir les paramètres  $[Z]$ .

Dans la méthode des moments, l'équation intégrale est réduite à un ensemble d'équations algébriques linéaires de la forme suivante:  $[Z] \cdot [I] = [V]$ .

La matrice d'impédance  $[Z]$  est calculée à partir des équations intégrales. On va exciter la structure avec le vecteur de tension  $[V]$  et par la suite le vecteur de courant  $[I]$  sera calculé. Une fois le courant calculé pour chaque élément, les champs électrique et magnétique seront déterminés.[15]

#### **II.5.5. La méthode TLM**

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

L'un des points forts de cette méthode est la formulation simple qui ne dépend pas beaucoup de la géométrie de la structure étudiée (ce qui n'est pas le cas pour la méthode spectrale). Elle est facile pour traiter des structures complexes composées de

plusieurs matériaux, et particulièrement appropriée pour l'analyse des structures planaires multicouches.[15]

## II.6. Détermination des paramètres du patch

Cette partie consiste à déterminer les paramètres électriques du patch : la résistance, l'inductance, la capacité et l'inductance d'alimentation. Tous ces paramètres sont en fonction de la fréquence de résonance et peuvent être déduits l'un de l'autre. L'antenne possède les caractéristiques suivantes : la longueur  $L$ , la largeur  $W$  et la hauteur du substrat  $H$ . [15]

Nous allons calculer d'abord la fréquence de résonance  $f_r$ , le facteur de qualité total  $Q_T$ :

$$C = \frac{\epsilon_e \epsilon_0 LW}{2H} \cos^{-2} \left( \frac{\pi x_0}{L} \right) \dots \dots \dots (I.7)$$

Où :

$X_0$  est la position de la sonde sur le patch selon l'axe  $x$ .

$$R = \frac{Q_T}{\omega_r C} \dots \dots \dots (I.8)$$

Avec  $\omega_r = 2\pi f_r$

$$L = \frac{1}{C \omega_r^2} \dots \dots \dots (I.10)$$

$$X_L = \frac{377}{\sqrt{\epsilon_r}} \tan \left( \frac{2\pi H}{\lambda_0} \right) \dots \dots \dots (I.11)$$

### II.6.1. Calcul de la fréquence de résonance

Chaque patch est caractérisé par sa longueur effective  $L_{eff}$  et sa largeur effective  $W_{eff}$  qui ont effet mineur sur la fréquence de résonance. Pour faire un calcul rigoureux de  $f_r$  on prend en considération ces deux paramètres d'où la formule [15]:

$$f_r = \frac{C_0}{2\sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{m}{W_{eff}}\right)^2 + \left(\frac{n}{L_{eff}}\right)^2} \dots\dots\dots (I.12)$$

Avec  $C_0 = 3.10^8 m/s$

$m, n$  le nombre de mode .

Pour le calcul de la longueur effective, on utilise la définition suivante:

$$L_{eff} = L + \left(\frac{W_{eq} - W}{2}\right) \frac{\epsilon_{eff} W + 0.3}{\epsilon_{eff} W - 0.258} \dots\dots\dots (I.13)$$

D'autre part, les expressions de la largeur équivalente  $W_{eq}$ , et la permittivité effective  $\epsilon_{eff}$  en fonction de largeur et longueur du patch sont données par les équations suivantes :

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{10H}{W}\right)^{-1/2} \dots\dots\dots (I.14)$$

$$W_{eq} = \frac{120\pi H}{Z_a(W) \sqrt{\epsilon_{eff}(W)}} \dots\dots\dots (I.15)$$

Pour calculer le coefficient  $W_{eq}$ , on utilise l'impédance d'une ligne de micro ruban de la façon suivante :

$$Z_a(W) = \frac{60\pi}{\sqrt{\epsilon_r}} \left\{ \frac{W}{2H} + 0.441 + 0.082 \left(\frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r^2}\right) + \frac{\epsilon_r + 1}{2\pi\epsilon_r} \left[1.451 + \ln\left(\frac{W}{2H} + 0.94\right)\right] \right\} \dots I.16$$

On constate que, pour calculer la largeur effective du patch  $W_{eff}$  en remplaçant  $L_{eff}$ ,  $L$ ,  $W_{eq}$ , et  $W$  avec  $W_{eff}$ ,  $W$ ,  $L_{eq}$ , et  $L$  respectivement dans (I.6) on trouve :

$$W_{eff} = W + \left(\frac{L_{eq} - L}{2}\right) \frac{\epsilon_{eff}(L) + 0.3}{\epsilon_{eff}(L) - 0.258} \dots\dots\dots (I.17)$$

L'impédance caractéristique de la ligne de micro ruban  $Z(W, H, \epsilon_r)$  est donnée par:

$$Z(W, H, \epsilon_r) = \frac{377}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \left[ \frac{W}{H} + 1.393 + 0.667 \ln \left( \frac{W}{H} + 1.44 \right) \right]^{-1} \dots \dots \dots I. 18$$

**II.6.1. Calcul du facteur de qualité total**

Le facteur de qualité total est exprimé en termes de facteurs de qualité associés à la radiation, conducteur et la perte diélectrique par l'équation suivante:

$$Q_T = \left[ \frac{1}{Q_R} + \frac{1}{Q_C} + \frac{1}{Q_D} \right]^{-1} \dots \dots \dots (I.19)$$

Avec:

$Q_R$ : le facteur de qualité de rayonnement

$$Q_R = \frac{C_{0\sqrt{\epsilon_r}}}{4 \cdot f_r \cdot H} \dots \dots \dots (I. 20)$$

Où  $\epsilon_{dyn}$  : représente est le constant diélectrique dynamique qui est une fonction des dimensions (W, L, H) et donnée par :

$$\epsilon_{dyn} = \frac{C_r(\epsilon)}{C_r(\epsilon_0)} \dots \dots \dots (I.21)$$

$C_r(\epsilon_0)$  : représente la capacité dynamique total de patch en présence de l'air.

$C_r(\epsilon)$  : représente la capacité dynamique total de patch en présence d'un diélectrique de la constante diélectrique relative.

$$C_r = C_{0r}(\epsilon) + 2C_{e1}(\epsilon) + 2C_{e2}(\epsilon) \dots \dots \dots (I.22)$$

Où  $\epsilon_r$  est donné par la formule (I.11).

Les autres contributions dans le facteur de qualité de l'antenne sont les pertes du diélectrique et des conducteurs. Ces pertes sont indépendantes de la forme de l'antenne si le substrat est fin.

$$Q_D = \frac{1}{tg\delta} \dots \dots \dots (I.23)$$

$$Q_C = \frac{0.786 \cdot \sqrt{f_f} \cdot Z_{a0}(W) \cdot H}{P_a} \dots \dots \dots (I.24)$$

$Z_{a0}(W)$  : est l'impédance d'une ligne de micro ruban de largeur ( $W$ ) et l'épaisseur ( $H$ ), on substitue  $\epsilon_r = 1$  dans la formule (I.9) on trouve  $Z_{a0}$  .

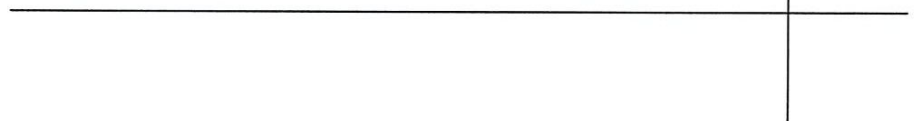
Les formules de  $Q_D$  et  $Q_C$  montrent que  $Q_D$  est indépendant de l'épaisseur du substrat, tandis que  $Q_C$  est proportionnel à l'épaisseur électrique  $H$  de substrat. Alors pour un substrat mince, les pertes dans le conducteur dominent les pertes dans le diélectrique. Les équations (I.7) et (I.12) donnent la formule (I.10), et à partir des formules (I.7), (I.12) et (I.19) on trouve l'expression (I.8) qui définit la résistance résonnante  $R$  comprenant l'influence du champ marginal aux bords de patch. [15]

**I.7. Conclusion :**

La technologie microbande en général, et les antennes microbandes en particulier connaissent un succès croissant auprès des industriels et des professionnels des télécommunications, qu'elle soit spatiale ou terrestre. Il est nécessaire de bien définir l'intégralité de paramètres des antennes, afin de prévoir son comportement avant la réalisation d'une part, et de s'assurer qu'elle se conformera aux exigences des systèmes d'autre part. De ce fait on a présenté dans ce chapitre une description générale des antennes microbandes, ainsi que les différentes méthodes d'analyse utilisées dans ce domaine.

# **Chapitre II**

## **Les Structure EBG et Leurs Application en Electromagnétisme**

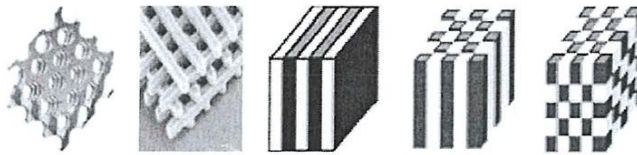




## II.1. Définition d'EBG

les Structures périodiques sont **nombreuses** dans la nature, ces derniers ont fasciné les artistes et les scientifiques aussi bien. Quand ils interagissent avec les ondes électromagnétiques, des phénomènes passionnants apparaissent et des caractéristiques étonnantes résultent.

En particulier, les caractéristiques telles que stop bandes, bandes passantes, et les bandes interdites ont pu être identifiés. Les structures EBG sont généralement réalisés par arrangement périodique de matériaux diélectriques et conducteurs métalliques. En général, ils peuvent être classés en trois parties en fonction de leur configuration géométrique: (1) des structures tridimensionnelles volumétriques, (2) des surfaces planes bidimensionnelles, et (3) des lignes de transmission unidimensionnels [FIG II.1].



*FIG (II-1): Structures PBG Typiques*

## II.2. EBG et Métamatériaux

Presque au même temps, une autre terminologie, « métamatériaux », est également apparu et est devenu connu dans la communauté de l'électromagnétisme. L'ancien préfixe grec, méta (qui signifie «derrière») , a été utilisé pour décrire les matériaux composites avec des caractéristiques uniques qui

ne sont pas disponibles dans la nature. Selon le électromagnétique Exposée propriétés, plusieurs noms ont été introduits dans la littérature, y compris :

- *Matériaux Double négatif (DNG)*, à la fois permittivité et une perméabilité négative ;
- *matériaux Gauchers (LH)* à l'intérieur de laquelle la direction du champ électrique , direction du champ magnétique, et la direction de propagation satisfait une relation des matériaux gauches;
- *Matériaux à Indice de réfraction négatif (NRI)* qui ont un indice de réfraction négatif;
- *Matériaux Magnéto* à haute perméabilité contrôlée artificiellement ;
- *Les surfaces souples et dures* qui empêchent ou aident la propagation des ondes ;
- *Surfaces haute impédance* avec relativement grandes impédances de surface à la fois pour les ondes TE et TM;
- *Conducteurs magnétiques artificiels (AMC)* qui ont les mêmes propriétés qu'un conducteur magnétique parfait.

### II.3. Diagramme de dispersion

Le nombre d'onde  $k$  est un paramètre important pour décrire la propriété de propagation des ondes électromagnétique. Dans un cas sans pertes, la phase constante est  $\beta = k$ . d'habitude,  $\beta$  est une fonction de fréquence  $\omega$ . Une fois la constante est obtenue, la vitesse de la phase ( $u_p$ ) et la vitesse du groupe ( $u_g$ ) peuvent être calculées [22]:

$$u_p = \frac{\omega}{\beta} \dots\dots\dots (II.1)$$

$$u_g = \frac{d\omega}{d\beta} \dots\dots\dots (II.2)$$

En outre, la distribution du champs peut être aussi déterminé, comme la variation du champs en une direction transversale. Pour une onde plane dans l'espace libre, la relation entre  $\beta$  et  $\omega$  est fonction linéaire:

$$\beta(\omega) = k = \omega\sqrt{\epsilon_0\mu_0} \dots\dots\dots (II.3)$$

Pour la propagation des ondes de surfaces dans une plaque de diélectrique ou bien une structure EBG, il est en générale difficile à donner une expression explicite du nombre d'onde  $k$ .

En autres termes, il est possible qu'il existe plusieurs constantes de propagation en même fréquence. Chaque un de ces derniers peut être identifié comme mode avec une vélocité de phase propre, vélocité du groupe et la distribution du champ. La relation entre  $\beta$  et  $\omega$  est souvent **tracées** et référées à un diagramme de dispersion.

Pour une structure périodique comme EBG, la distribution du champs pour une onde de surface et aussi périodique avec un retard de phase propre déterminé par le nombre d'one  $k$  et la périodicité  $p$  [22]. Ainsi, chaque mode d'onde de surface peut être décomposé en une série infinie d'ondes en harmonie dans l'espace.

$$\vec{E}(x, y, z) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \vec{E}_n(y, z)e^{-jk_{xn}X}, \quad k_{xn}(\omega) = k_x(\omega) + n\frac{2\pi}{p} \dots\dots\dots (II.4)$$

Ici, on suppose que la périodicité et la direction de propagation est la direction des x. ces harmonie dans l'espace ont des différentes vélocités de phase mais ont la même vélocité du groupe.

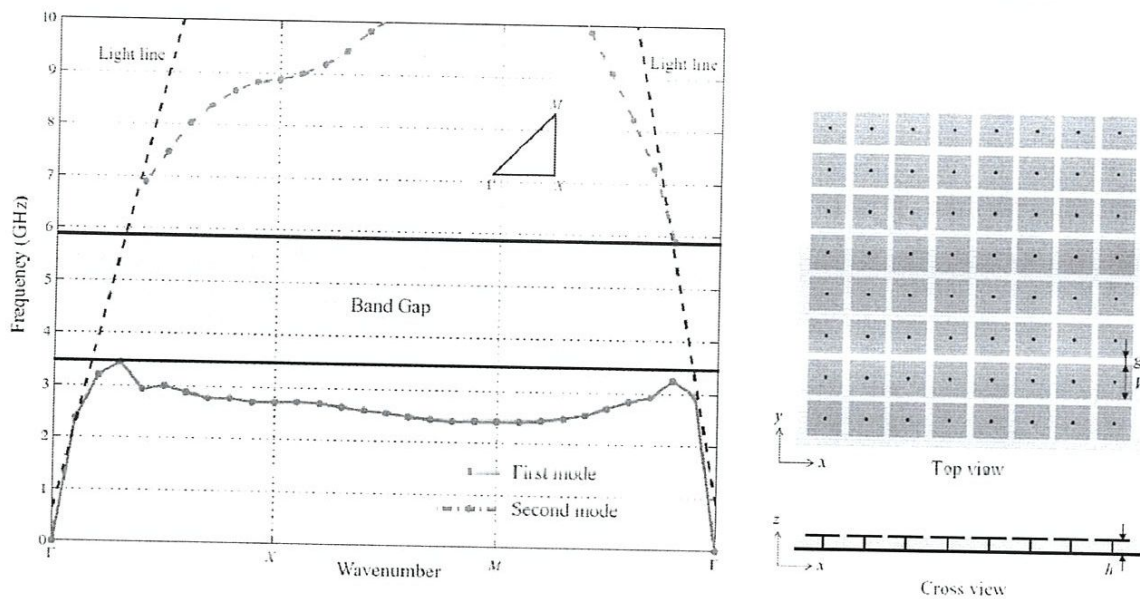


FIG (II.2): (à gauche) diagramme de dispersion pour structure EBG mushroom-like, (à droite) Géométrie de la Structure EBG mushroom-like

### II.4. Bande interdite d'onde plane

Les dimension de la structure analysée sont [FIG II.2 (à droite)]:

$$W = 0.10\lambda, g = 0.02\lambda, h = 0.04\lambda, \epsilon_r = 2.94, r = 0.005\lambda. \dots\dots\dots (II.5)$$

La longueur d'onde dans l'espace vide à 4 GHz est  $\lambda = 75$  mm, est la longueur de référence pour la définition des dimension physique de la structure EBG. [FIG II.2] montre le diagramme de dispersion d'une structure mushroom-like EBG. L'axe verticale représente les fréquences et l'axe horizontale représente les valeurs de l'inverse des nombres d'ondes ( $k_x, k_y$ ). Trios points specials:

$$\Gamma: k_x = 0, k_y = 0, \dots\dots\dots (II.6)$$

$$X: k_x = \frac{2\pi}{W+g}, k_y = 0, \dots\dots\dots (II.7)$$

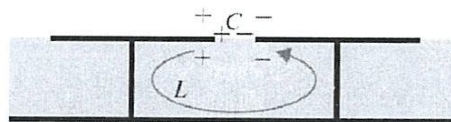
$$M: : k_x = \frac{2\pi}{W+g}, k_y = \frac{2\pi}{W+g} \dots\dots\dots(II.8)$$

Du point  $\Gamma$  point  $X$ ,  $k_x$  augmente tant que  $k_y$  est zero. Du point  $X$  à  $M$ ,  $k_x$  is fixé à  $2\pi/(W + g)$  tant que  $k_y$  augmente de zero à la valeur  $2\pi/(W + g)$ . du point  $M$  au point  $\Gamma$ , à la fois  $k_x$  et  $k_y$  diminuent de  $2\pi/(W + g)$  à zéro. En résumé, l'axe horizontale varie le long de triangle de condition aux limite de la zone de Brillouin.

**II.5. Méthodes d'analyse pour les structures EBG**

Pour analyser les caractéristiques uniques de structures EBG, diverses méthodes ont été mises en œuvre. Ces méthodes peuvent être classés en trois catégories: (1) modèle global de l'élément, (2) la méthode de la ligne de transmission périodique, et (3) les méthodes numériques. Le modèle d'éléments associés (**The lumped element**) est la plus simple qui décrit la structure EBG comme un circuit résonant  $LC$  [15], comme le montre la [FIG II.3].

Les valeurs de l'inductance  $L$  et la capacité  $C$  sont déterminés par la géométrie de l'EBG et son comportement à la résonance est utilisée pour expliquer la fonction de la bande interdite de la structure EBG. Ce modèle est simple à comprendre, mais les résultats ne sont pas très précis en raison de l'approximation simplifiée de  $L$  et  $C$ .



*FIG (II-3): le Modèle des éléments associés pour L'analyse des structures EBG*

La méthode de la ligne de transmission périodique est une autre technique couramment utilisée pour analyser les structures EBG [16]. [FIG II.4] montre un modèle de ligne de transmission des structures EBG, où  $Z_p$  est l'impédance de chaque élément périodique et  $X_c$  est le condensateur de couplage.

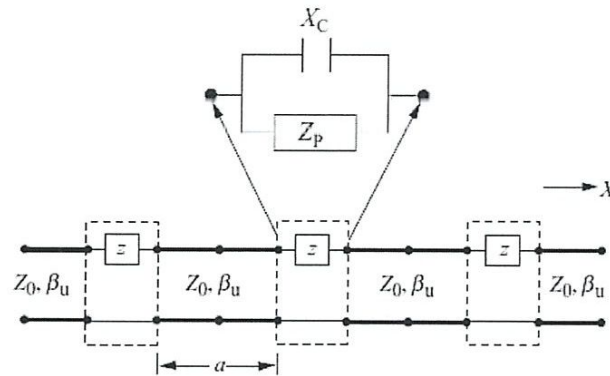


FIG (II-4): le Modèle des éléments associés pour L'analyse des structures EBG

### II.6. Modèle de milieu effectif avec des éléments LC Associés

Les paramètres d'une structure EBG sont marqués sur [FIG II.5] comme la largeur du patch  $w$ , la gap  $g$ , l'épaisseur du substrat  $h$ , constante diélectrique  $\epsilon_r$ , et le rayon du vias  $r$ . Lorsque la périodicité ( $W+g$ ) est petite par rapport à la longueur d'onde de fonctionnement, le mécanisme de fonctionnement de cette structure EBG peut être expliqué à l'aide d'un modèle de milieu effectif avec des éléments équivalents LC associés, comme le montre la [FIG II.6] [21].

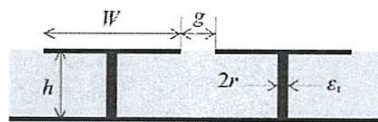


FIG (II-5): paramètres d'une structures EBG

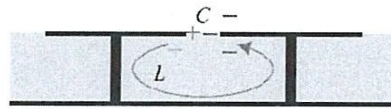


FIG (II-6): le Modèle LC pour une mushroom-like Structure EBG

Les le condensateur est le résultats de l'écart entre les patches et l'induction est résultat du courant le long de patches adjacents. L'impédance d'un circuit LC résonnant parallèle est donnée par:

$$Z = \frac{j\omega l}{1 - \omega^2 LC} \dots\dots\dots(II.9)$$

La fréquence de résonance du circuit est calculé par:

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}} \dots\dots\dots(II.10)$$

Aux basses fréquences, l'impédance est inductive et supporte les ondes de surface TM. Il devient capacitif à haute fréquence et les ondes de surface TE sont pris en charge. Près de la fréquence de résonance  $\omega_0$ , une impédance élevée est obtenue et l'EBG ne prend pas en charge les ondes de surface, où une bande interdite de fréquence apparue. L'impédance élevée du surface assure également qu'une onde plane sera reflété sans l'inversion de phase qui se produit sur un conducteur électrique parfait (PEC).

La valeur du condensateur est donnée par la capacité résultante de franges entre les plaques métalliques coplanaires voisines. Ceci peut être obtenu en utilisant un plan conforme, une technique couramment utilisée pour la détermination des distributions de champ électrostatique à deux dimensions. La dérivation commence par une paire de plaques semi-infinis séparées par un espace, puis les tronque avec un taille de la parcelle fini. Enfin, la capacité de pointe pour la situation de la fente étroite est donnée par l'équation suivante [22]:

$$C = \frac{W\epsilon_0(1+\epsilon_r)}{\pi} \cosh^{-1}\left(\frac{W+g}{g}\right) \dots\dots\dots(\text{II.11})$$

La valeur de l'inductance est calculée à partir du courant dans la boucle [FIG II.6], qui comprend les vias et les plaques métalliques (patch). Pour un courant d'électro-aimant, le champ magnétique peut être calculée en utilisant la loi d'Ampère. L'inductance équivalente est alors calculée à partir de l'énergie de champ magnétique emmagasinée et le courant d'excitation. L'inductance est exprimée comme ci-dessous (II.12), qui ne dépend que de l'épaisseur de la structure et la perméabilité:

$$L = \mu h. \dots\dots\dots(\text{II.12})$$

En substituant (II.11) et (II.12) dans (II.9) et (II.10), l'impédance de surface et la fréquence de résonance peuvent être calculés. D'autres paramètres caractéristiques tels que la phase de la réflexion, peuvent également être dérivés (calculés) en conséquence. Ce modèle *LC* est facile à comprendre, mais les approximations de champ statique limiter son exactitude.

## II.7. Conceptions et optimisations des structures EBG

### II.7.1. Étude paramétrique d'une structure EBG mushroom-like

Propriétés électromagnétiques d'une structure EBG sont déterminées par ses dimensions physiques . Pour une structure de EBG mushroom-like comme représenté sur la [FIG II.5] , il ya quatre principaux paramètres affectant ses performances [22] , à savoir , la largeur du patch  $W$  , la largeur de l'intervalle (la gap)  $g$  , l' épaisseur du substrat  $h$  , et la permittivité du substrat  $\epsilon_r$  . Dans cette partie , les effets de ces paramètres sont étudiés une par une afin d'obtenir des directives techniques pour EBG conceptions de surface .



A noter que les vias de rayon  $r$  ont un effet insignifiant (négligeable) car il est très mince par rapport à la longueur d'onde de fonctionnement. Dans cette étude , la technique FDTD / PBC est utilisé pour caractériser la phase de la réflexion de la structure EBG. Incidence normale est considéré ici . Les dimensions d'un EBG de référence sont énumérés ci-dessous :

$$W = 0,12 \lambda_{12 \text{ GHz}}, g = 0,02 \lambda_{12 \text{ GHz}}, h = 0,04 \lambda_{12 \text{ GHz}}, \epsilon_r = 2.20, r = 0,005 \lambda_{12 \text{ GHz}}$$

.....(II.13)

### II.7.1.1. Effet de la largeur du Patch $W$

La Largeur de Patch joue un rôle important lors la détermination de la fréquence de résonance . Lorsque l'on étudie l'effet de la largeur du patch d'EBG , d'autres paramètres tels que la largeur de l'intervalle entre les patches (Gap), la constante de diélectrique du substrat, et l'épaisseur du substrat sont maintenus les mêmes que dans (II.13) La largeur patch variée de  $0,04 \lambda_{12 \text{ GHz}}$  à  $0,20\lambda_{12 \text{ GHz}}$ .

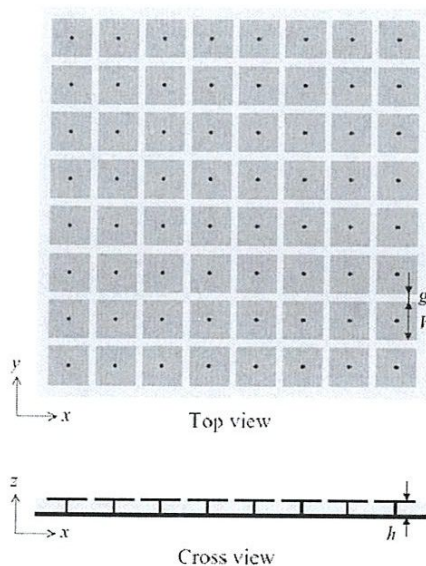
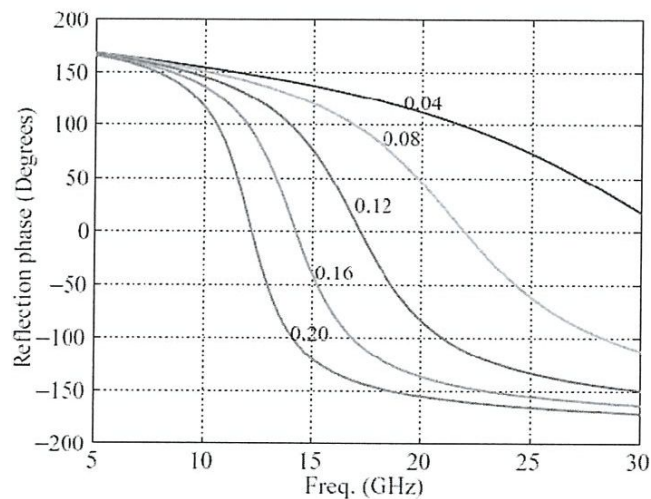


FIG (II-7): Géométrie de la Structure EBG mushroom-like

[FIG II.8] montre les phases de réflexion des surfaces EBG avec différentes largeurs des patchs  $W$ . On constate que lorsque la largeur du patch augmente, la fréquence de résonance de phase de réflexion de  $0^\circ$  diminue. En outre, la pente de la courbe devient droite à proximité de la résonance, ce qui indique une bande étroite. Ce phénomène peut être expliqué en utilisant le modèle  $LC$ . Selon (II.11), une largeur plus large du patch mène à une plus grande capacité  $C$ . Ainsi, la fréquence diminue et la largeur de bande devient réduite.

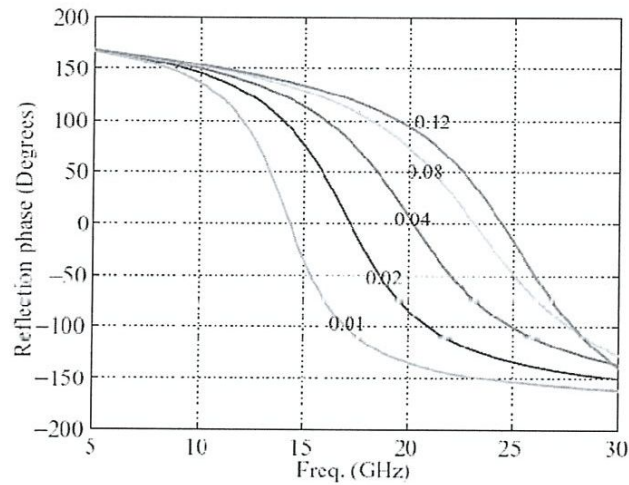


**FIG (II-8):** effet de la largeur du patch  $W$  sur la phase de réflexion de la structure EBG

### II.7.1.2. Effet de largeur du Gap

La largeur de l'intervalle (gap)  $g$  de contrôle le couplage entre les patch EBG. Par conséquent, la variation de la largeur de gap affecte également à la bande de fréquences de la structure EBG. Au cours de cette étude, la largeur du patch, la permittivité du substrat, et l'épaisseur du substrat sont maintenus les mêmes que dans (II.13). La largeur de l'intervalle entre les patchs (gap) est changé de  $0,01\lambda_{12GHz}$  à  $0,12\lambda_{12GHz}$ . Lorsque la largeur de l'intervalle entre les patchs (gap) est

augmentée à  $0,12\lambda_{12GHz}$ , la largeur du gap devient la même que la largeur du patch.



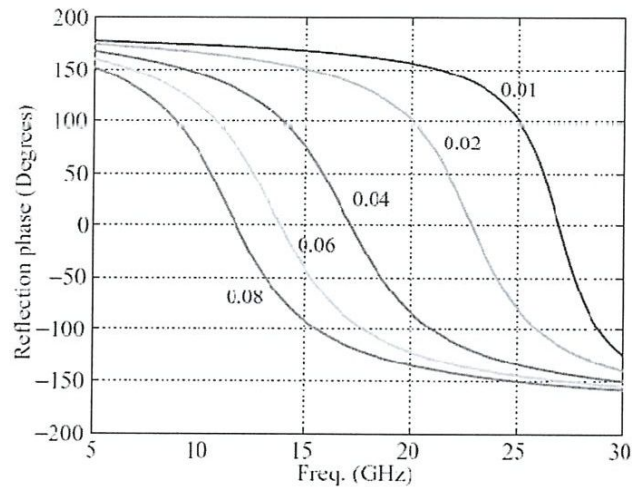
**FIG (II-9):** effet de la largeur du gap entre les patches sur la phase de réflexion de la structure **EBG**

[FIG II.9] montre les phases de réflexion des surfaces EBG avec différentes largeurs de gap. Il est remarqué que la variation de la largeur du gap a l'effet inverse de la largeur du patch. Lorsque la largeur du gap est augmentée, la fréquence de résonance augmente. Entre temps, la pente de la courbe devient droite à proximité de la fréquence de résonance, ce qui induit une large bande. Selon le modèle de la LC des éléments associés, augmentation de la largeur de la gap diminue la valeur de la capacité  $C$ . Ainsi, à la fois la fréquence de résonance et la largeur de bande augmentent.

### II.7.1.3. Effet de l'épaisseur du substrat

Dans les études précédentes, on a remarqué que la largeur de bande varie de la même manière que la fréquence de résonance. Lorsque la fréquence diminue, la largeur de bande devient également plus étroite. Du point de vue concepteur, est-ce que on peut diminuer la fréquence de résonance, tout en augmentant la bande passante? Ceci peut être obtenu en ajustant l'épaisseur du substrat  $h$ . Dans les

simulations suivantes la largeur du patch, la largeur du gap, et la permittivité du substrat sont les mêmes que dans (II.13). L'épaisseur du substrat est modifiée à partir de  $0,01 \lambda_{12GHz}$  à  $0,09 \lambda_{12GHz}$ . A noter que l'épaisseur du substrat est toujours maintenue petite par rapport à la longueur d'onde de fonctionnement, en raison qu'une structure EBG mince (fine) est préférée dans les applications pratiques.



**FIG (II.10):** effet de l'épaisseur du substrat sur la phase de réflexion de la structure EBG

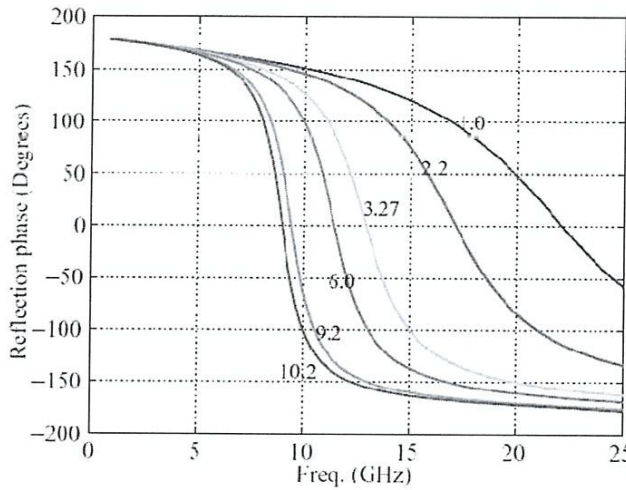
Les phases de réflexion avec différentes épaisseurs du substrat sont montrées sur la [FIG II.10]. On observe que si l'épaisseur du substrat est augmentée, la fréquence diminue. Ceci est similaire à l'effet de la largeur du patch. Toutefois, la pente de la courbe devient droite et la largeur de bande augmente avec l'épaisseur du substrat. Ceci peut également être expliqué par le modèle LC. Lorsque l'épaisseur du substrat est augmentée, l'équivalent d'inductance L augmente. Ainsi, la fréquence diminue, mais la largeur de bande augmente.

### II.7.1.3. effet de la permittivité du substrat de

la Permittivité relative ( $\epsilon_r$ ) du substrat, également appelé la constante diélectrique, est un autre paramètre effectif utilisé pour contrôler le comportement en fréquence. Certains matériaux commerciaux couramment utilisés tels que

*RT/substrats Duroid* et substrats **TMM** sont mettent en étude , ainsi que de l'air . La structure EBG analysée ici a les mêmes paramètres que (II.13), à l'exception que la permittivité sera changée.

$$L = 2 \times 10^{-7} h \left[ \ln \left( \frac{2h}{r} \right) + 0,5 \left( \frac{2r}{h} \right) - 0,75 \right] \dots\dots\dots (II.14)$$



**FIG (II.11):** effet de la permittivité du substrat sur la phase de réflexion de la structure **EBG**

Les phases de réflexion des structure EBG avec différentes permittivités sont tracées dans la [FIG II.11]. Lorsque l'air est utilisé en tant que substrat, la surface EBG a la fréquence de résonance la plus élevée et la plus grande largeur de bande. Lorsque la permittivité est augmentée, la fréquence de résonance diminue, il en est de la bande passante. Ainsi, nous pouvons toujours utiliser un substrat de constante diélectrique élevée pour réduire la taille de la cellule EBG. Le prix que nous payons est la largeur de bande étroite. Cet effet est semblable à un modèle d'antenne à plaques microruban .

Bien que les enquêtes précédentes se concentrent sur les caractéristiques de la phase de réflexion de la structure EBG , les effets des paramètres similaires sont également observés pour les propriétés de la bande à ondes de surface .

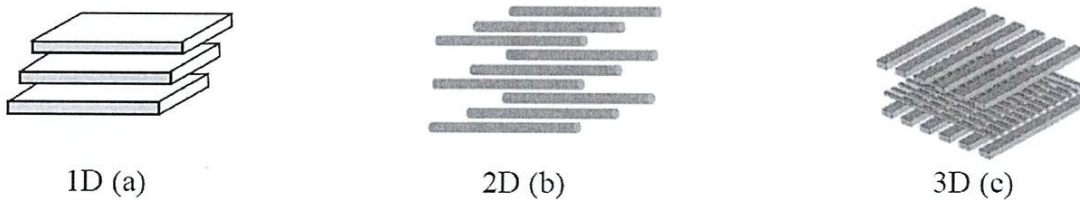
## II.8. Antenne a bande interdite électromagnétique

les performances des antennes EBG qui sont très intéressantes pour de nombreuses applications. Elles peuvent être par exemple directives, omnidirectionnelles, multi bandes, agiles en fréquence, en rayonnement et en polarisation circulaire [16].

### II.8.1. Introduction

Le principe de l'antenne à Bande Interdite Electromagnétique (Electromagnetic Band Gap en anglais) repose sur l'utilisation d'un matériau partiellement réfléchissant. Ce dernier est appelé "matériau B.I.E (EBG)" ou plus précisément le "demi-matériau B.I.E".

Il peut être constitué d'une ou de plusieurs couches de diélectrique ou métallique associées de manière périodique dans une ou plusieurs directions (1D, 2D et 3D). Ces couches peuvent être réalisées avec un ou plusieurs matériaux. Les [FIG I.12a,b et c] montrent les différentes configurations.



*FIG (II.12): Différentes configurations de matériau B.I.E*

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** [FIG II.13], ce dernier étant un empilement périodique de couches de diélectriques minces. La lumière arrivant sur cette structure est partiellement réfléchiée sur chaque couche.[16]

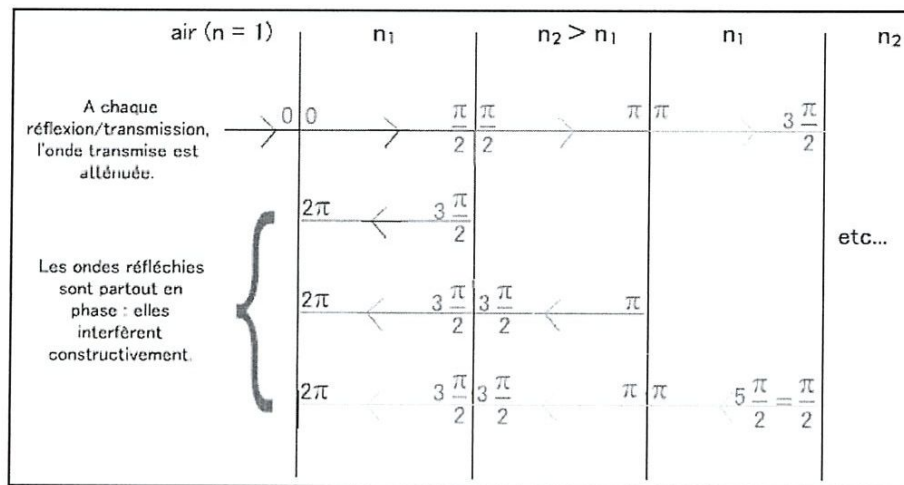


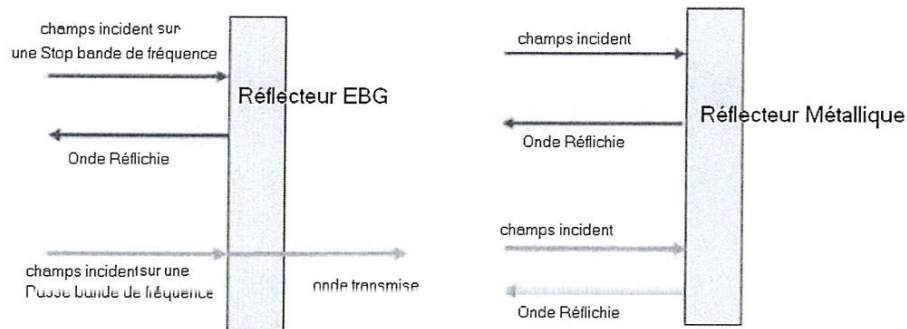
FIG (II.13): Principe du Miroir de Bragg

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.

### II.8.2. Historique et principe

Un des premiers à avoir conçu une antenne reposant sur ce principe est G.V.Trentini en 1956. Il réalise une antenne avec un plan de masse dans lequel est découpé une ouverture de la taille d'un guide d'ondes. Au-dessus de ce plan de

masse, il positionne une structure partiellement réfléchissante à une distance permettant d'obtenir le maximum de directivité.[16]



**FIG (II-14):** Application des EBG Comme miroir et sa comparaison avec un réflecteur métallique

Il faudra attendre les années 1980 pour que l'équipe de D. R. JACKSON étudie de nouveau une antenne fonctionnant sensiblement sur ce même principe. De nouveau, sans le savoir, elle a montré qu'un radôme diélectrique permet d'augmenter l'efficacité d'une antenne imprimée. A partir de là, elle a continué ses recherches afin de trouver des méthodes pour concevoir ces structures [17]. Mais c'est seulement en 1988 que le terme d'antenne à ondes de fuite (leaky wave antenna) est apparu [18]. C'est avec la théorie des antennes à ondes de fuite que cette équipe explique le fonctionnement de l'antenne B.I.E (EBG). Depuis, elle ne cesse de la faire évoluer.

Une autre approche est donnée par **Marc Thevenot** en 1999 durant sa thèse au sein de laboratoire **Ircom**. Il étudie le matériau B.I.E à défaut [19]. Pour cela, le matériau avec des dimensions transverses infinies est illuminé par une onde plane en incidence normale afin de déterminer le coefficient de transmission. Il montre, à partir d'un matériau B.I.E interdisant la propagation des ondes dans certaines bandes de fréquences [FIG II.12], qu'il est possible de créer une bande de fréquences (bande permise) à l'intérieur de celle-ci permettant la propagation d'un seul mode. Pour cela, il faut créer artificiellement un matériau anisotrope en



insérant un défaut dans la périodicité ou une variation locale de permittivité du matériau B.I.E (EBG). Dans l'exemple suivant, le défaut est l'absence d'une plaque de la structure 1D. Ce principe reste valable pour les deux autres topologies (2D et 3D). Les caractéristiques (fréquence, bande passante) de cette bande permise dépendent du matériau B.I.E et du défaut engendré.[16]

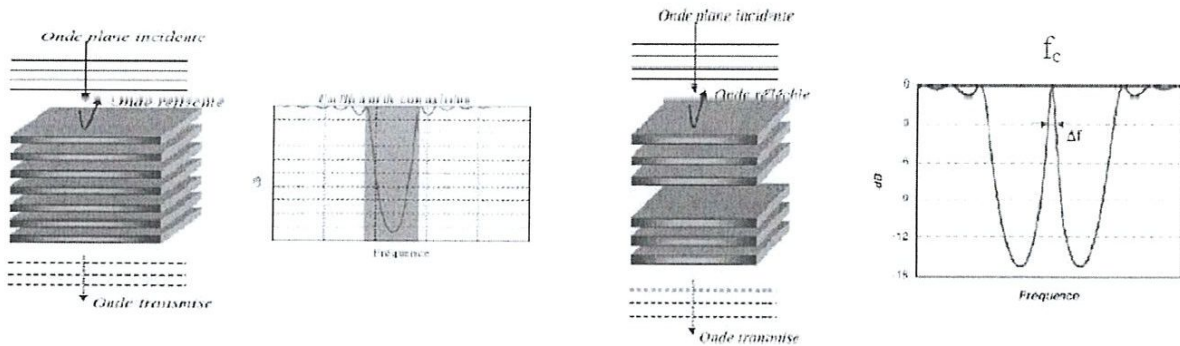


FIG (II.15): (à Gauche) Matériau B.I.E sans défaut, (à Droite) Matériau B.I.E avec défaut

Une cavité résonante à fuite est ainsi créée avec une fréquence de résonance (fréquence de coupure :  $f_c$ ) correspondant à la fréquence du pic de transmission. En excitant cette structure par une source placée en son milieu, il est possible de réaliser une antenne avec deux directions propagation [FIG II.16].

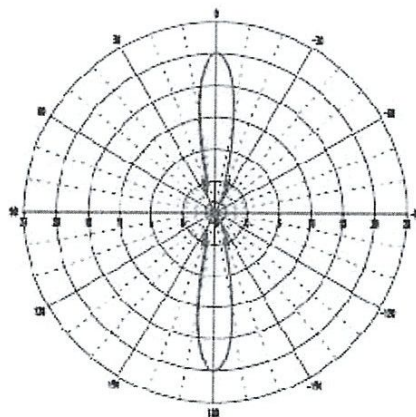


FIG (II-16): Diagramme d'une antenne à matériau B.I.E (EBG)

Marc THEVENOT montre qu'il est possible de remplacer un matériau B.I.E par un demi-matériau B.I.E, en insérant un plan de masse au milieu de cette structure. Pour pouvoir le faire, il faut que la structure ait un plan de symétrie et une distribution des champs électromagnétiques tangentiels nulle sur ce plan de symétrie (condition de court circuit électrique) avec une répartition antisymétrique de la partie réelle. [16]

### **II.8.3. Applications des Structures EBG:**

Les structures EBG ont eu une grande attention suivant leurs propriétés importantes, et leurs applications sont en expansion avec l'avancement rapide des systèmes de communications sans fil et la technologie de fabrication. Ils ont beaucoup d'applications spécialement au niveau des micro-ondes et la région d'ondes millimétrique, exemple : le GPS à haute précision, le Bluetooth, la téléphonie mobile, les guides d'ondes, antennes et les filtres intégrés à petit profil.

Les structures EBG sont aussi utilisées pour empêcher quelques modes opérationnelles indésirables et le contrôle des harmoniques, aussi comme stop bande spécialement pour les applications où beaucoup d'applications cohabitent en ultra large bande. Plus en plus ces structures ont eu d'intérêt regard à la propriété de réduire le taux d'absorption (SAR "Back Radiation") pour l'utilisateur de téléphone mobile (surtout au niveau de la main et la tête) [20]. Comme elle peut protéger l'antenne des propagations multi trajets indésirable qui est vraiment important en communication sans fil.

### **II.9. Notions de défaut dans les structures périodiques :**

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

II.9.1. Introduction d'un défaut dans les structures BIE :

II.9.1.1. Les façons de générer un défaut :

La création de défaut dans ces structures est engendrée par la rupture de la périodicité d'éléments périodiques. Cette rupture va créer l'ouverture d'une bande de fréquence autorisée à l'intérieur de la bande interdite. La position et la largeur de la bande passante sont gérées par les caractéristiques du défaut [FIG II.17].

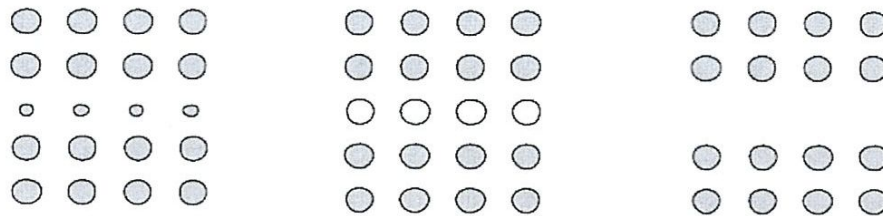


FIG (II-17): Différents types de défauts basés sur la rupture de la périodicité du motif élémentaire.

Dans des structures 1D, le défaut ne peut être envisagé que dans la direction de périodicité. En revanche pour les structures 3D, nous pouvons créer des défauts dans une, deux ou trois directions (sous la forme de micro cavité). [FIG II-18]

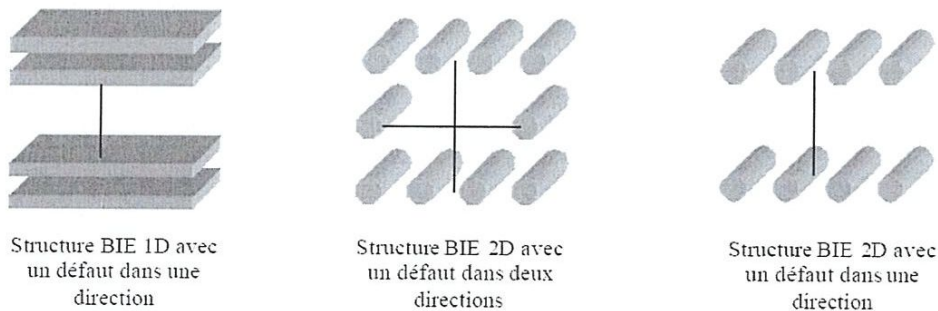


FIG (II.18): Exemple de dimension du défaut

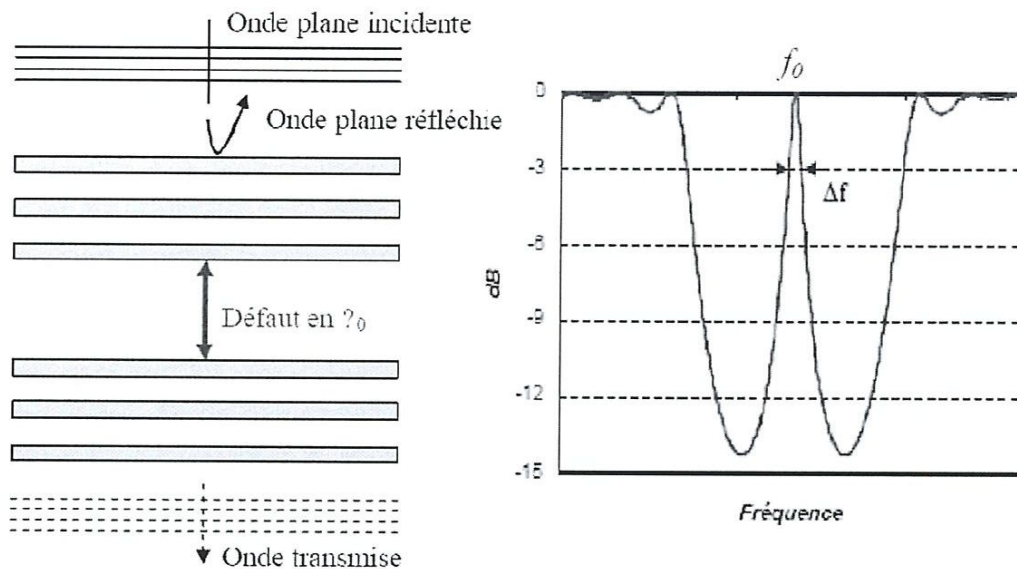
Afin d'élargir le spectre des possibilités offert par les structures BIE, nous allons présenter dans ce paragraphe les effets provoqués par l'insertion d'un défaut à l'intérieur de la structure en rompant la périodicité de la structure. Le type de

défaut présenté ici correspond à un défaut basé sur la rupture de la périodicité dans une direction. Nous garderons ce principe dans la suite de ce mémoire quelle que soit la structure (structure avec 1, 2 ou 3 directions de périodicité) utilisée.

### II.9.1.2. Structures BIE à défaut dans une direction

#### II.9.1.2.a. Coefficient de transmission et coefficient de qualité

L'étude du coefficient de transmission sera réalisée sur la base d'un matériau BIE (EBG) périodique 1D avec des interfaces d'épaisseur  $\lambda_0/4$  et espacées d'une distance de  $\lambda_0/4$  pour un fonctionnement du défaut à la fréquence  $f_0$ . Pour notre étude, le défaut est lié à la rupture de la périodicité dans la direction de la propagation de l'onde électromagnétique et correspond à un écartement de  $\lambda_0$  au centre de la structure. [FIG II.19] présente le coefficient de transmission en fonction de la fréquence de cette structure à défaut. [23]



**FIG (II.19):** Coefficient de transmission d'une structure 1D avec un défaut de périodicité

Ce coefficient montre l'apparition d'un pic de transmission au milieu de la bande interdite pour la fréquence  $f_0$ . L'insertion d'un défaut de périodicité égale à

un multiple de  $\lambda_0$  permet de générer des pics de transmission tous les  $f_0$ . Si le défaut ne correspond pas à  $\lambda_0$ , la fréquence de cette bande permise est décentrée dans la bande interdite. Dans ce cas, la largeur de la bande permise n'est plus identique car les réflexions de la structure BIE ne sont optimales qu'autour de la fréquence  $f_0$ .

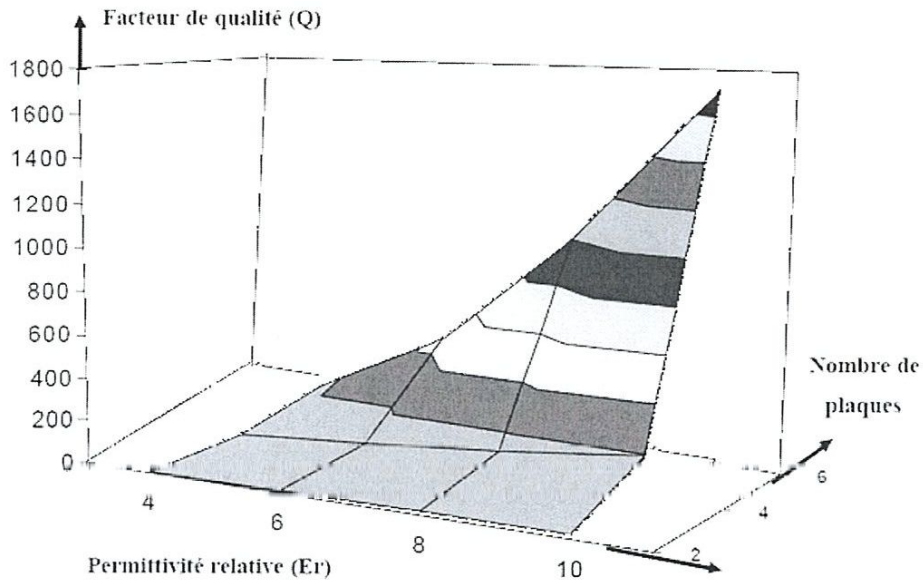
Les matériaux BIE à défaut peuvent être caractérisés grâce au pic de transmission par l'intermédiaire du coefficient de qualité  $Q$ .

$$Q = \frac{f_0}{\Delta f} \dots\dots\dots (II.15)$$

$f_0$  est la fréquence du pic de transmission et " $\Delta f$ " est la largeur de la bande à -3dB. Le facteur de qualité de la structure BIE dépend de sa composition c'est-à-dire du nombre de plaques et du contraste de permittivité diélectrique des matériaux de la structure [FIG II.20].

Cette grandeur traduit la faculté du matériau BIE (EBG) à concentrer l'énergie à l'intérieur du défaut. Nous remarquons que le facteur de qualité est d'autant plus grand que le nombre de plaques et la permittivité diélectrique des matériaux sont élevés.

Sur un même graphique, il est alors possible de représenter les différents paramètres caractérisant le défaut [FIG II.17]. L'évolution du coefficient de qualité dépend surtout du nombre de plaques pour de faibles permittivités relatives. Lorsqu'il est associé à de fortes permittivités, nous obtenons très rapidement de fortes valeurs du coefficient de qualité. [23]



**FIG (II.20):** Graphique en trois dimensions représentant l'évolution du nombre de plaques, de la permittivité et du coefficient de qualité du défaut

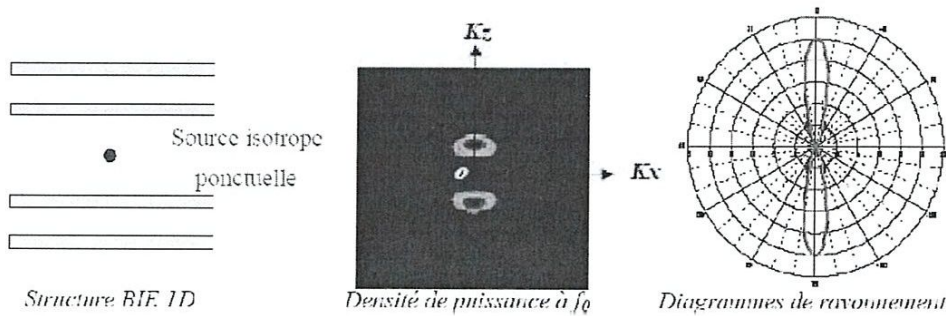
### II.9.1.2.b. Structure s BIE à défaut dans l'espace réciproque

L'analyse des cristaux photoniques dans l'espace réciproque permet de déterminer la distribution spatiale des champs électromagnétiques en fonction des vecteurs d'ondes dans la structure 1D finie à défaut sur laquelle nous travaillons.

Sur la [FIG II.21], nous pouvons observer la distribution de densité de puissance rayonnée  $S_{j0}(\vec{K})$  r obtenue avec une structure BIE 1D à défaut qui a été excitée par une source ponctuelle isotrope.

Cette cartographie est tracée pour la fréquence  $f_0$  du pic de transmission engendré par le défaut de dimension  $\lambda_0$ . Ce résultat montre qu'il existe deux valeurs distinctes de vecteurs d'ondes et donc deux directions privilégiées pour la propagation de l'énergie au sein d'une structure BIE (EBG) à défaut. Cette constatation est seulement valable autour de la fréquence du pic de transmission ( $f_0$ ). Quant au rayonnement à travers la structure BIE de la source isotrope placée

au milieu du défaut, nous remarquons la formation d'un rayonnement directif suivant les deux valeurs du vecteur d'onde. [23]



**FIG (II.21):** Distribution de densité de puissance pour une structure BIE à défaut à  $f_0$

La densité de puissance  $S_{f_0}(\vec{K})$  est présentée sous forme d'une cartographie afin de mettre en évidence les valeurs de vecteurs d'ondes des champs pouvant se propager au sein de la structure BIE simulée. [23]

### II.9.1. Applications et utilisations des structures BIE (EBG) à défaut

Dans le domaine de l'optique, de nombreuses applications ont été développées puis ce fut dans celui des fréquences centimétriques et millimétriques. Les réalisations sont en effet plus simples compte tenu des dimensions à ces fréquences. [23]

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

- **Celles qui utilisent la périodicité des motifs :**

1. **Les antennes:** les champs électromagnétiques ne sont plus piégés dans le plan de masse arrière, nous obtenons ainsi moins de lobes secondaires.

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

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

Un certain nombre de travaux ont été réalisés dans le but de prouver l'intérêt de disposer d'un substrat BIE. Il a été montré que le fait de disposer d'un substrat BIE métallique planaire au-dessous d'un monopole améliorerait les performances du dispositif. La présence d'un substrat BIE diélectrique sous une antenne patch a pour principale conséquence de réduire les effets d'onde de surface ainsi que le niveau des lobes secondaires.



Les matériaux BIE sont également intéressants pour la discrétion. Il est possible de réduire la Surface Equivalente Radar (SER) d'un aérien en couplant ce dernier avec un BIE métallique possédant des caractéristiques de transparence durant le temps d'émission ou de réception et des caractéristiques d'opacité pendant le reste du temps. [23]

## II.10. Conclusion

Ce chapitre rappelle brièvement l'état de l'art sur les matériaux périodiques EBG aussi bien leur histoire que leurs propriétés. L'étude de ces matériaux reste un sujet très riche, tout comme le choix de leurs applications. Pour comprendre leur fonctionnement, elles requièrent de nombreuses notions.

La conception de matériaux EBG nécessite de tenir compte de la géométrie de la structure. L'utilisation d'un défaut dans les structures EBG, qu'il soit périodique ou local, modifiera le fonctionnement du matériau à cette fréquence puisqu'un seul mode pourra se propager.

Les structures EBG permettent d'intégrer avec les antennes imprimées pour avoir ou supprimer des bandes de fréquence.

# **Chapitre III**

## **Simulation et Résultats**

### **III.1. Introduction**

Avec l'augmentation d'utilisateurs du spectre fréquentiel soit pour les communications mobile et l'utilisation d'antennes patch, rencontre beaucoup de défauts tel que ces derniers fonctionnent à faibles puissances, cela implique avoir le maximum d'adaptation d'impédance, pour qu'une bonne partie de la puissance sera transmise.

Lors de cette investigation on a proposé une antenne avec des structures EBG, soit en PEC ou bien en diélectrique. On a étudié l'influence de changement des paramètres tel que la largeur des structures, le gap entre patchs et l'empilement des diélectrique, cette dernière technique se comporte comme structure EBG 1D.

### **III.2.Simulation et Résultats**

#### **III.2.1.Description du Logiciel HFSS**

HFSS (*High Frequency Structure Simulator*) est un des outils d'analyse électromagnétique 3D Basé sur la méthode des éléments fini (*FEM*), parmi les plus abouti. C'est un logiciel développé par la société américaine Ansoft. Il présente une interface graphique avancée et de nombreuse fonctionnalités, il a bénéficié de nombreuse optimisations pour accélérer les calculs. Il se relève relativement bien adapté pour décrire les cartes électronique de manière précise mais nécessite des temps de calcul important.

HFSS est un logiciel qui calcule le comportement électromagnétique d'une structure, pour analyser ce comportement en détail, le logiciel met à notre disposition des outils d'interprétation post-traitement. Il effectue une modélisation électromagnétique par résolution des équations de Maxwell à l'aide de la méthode des éléments finis. Le principe de la méthode utilisée consiste à diviser l'espace d'étude en un grand nombre des petites régions (tétraèdres), puis à calculer

localement le champ électromagnétique dans chaque élément. En d'autre terme, les étapes de la FEM sont:

- Discrétisation en éléments finis de la région de résolution
- Discrétisation des équations pour chaque élément
- Assemblage de tous les éléments dans la région de résolution
- Résolution du système d'équation

HFSS utilise une méthode d'interpolation combinée avec un processus itératif dans lequel un maillage est créé et automatiquement redéfini dans les régions critiques. Le simulateur génère une solution basée sur le maillage initial prédéfini. Ensuite, il affine le maillage dans les régions où il existe une haute densité d'erreur, et génère une nouvelle simulation.

### **III.2.2. Géométrie de l'antenne de base**

L'antenne compacte monopole simulé avec Ansoft HFSS est représentée sur [FIG III.1]. Cet élément est alimenté par une ligne micro ruban  $50\Omega$ , de largeur  $3mm$  Longueur  $20,86mm$ , l'élément rayonnant à la forme d'un hexagone de coté  $19,99mm$ , cette élément est au dessus d'un substrat FR4E  $63x63mm$ , cette dernière possède une permittivité relative de  $4,32$ . Un plan de masse  $63x19,63mm$  au dessous de la ligne d'alimentation.

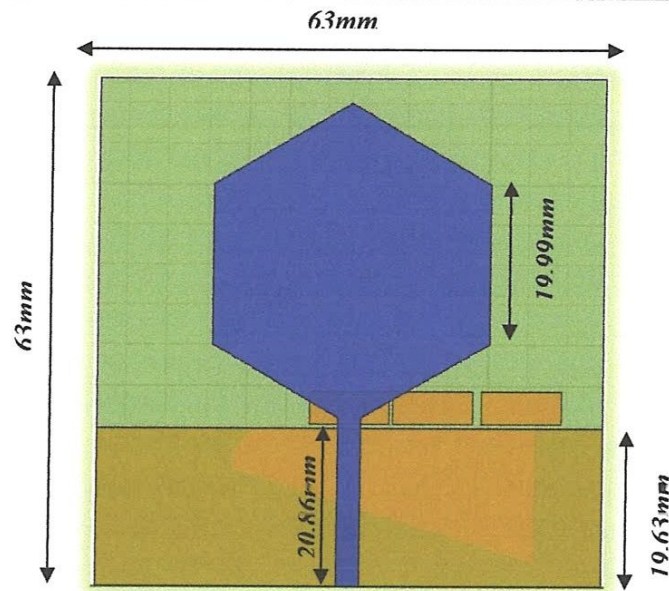


FIG (III.1): Géométrie de base de l'antenne simulé

### III.2.3. Les paramètres géométrique de l'antenne

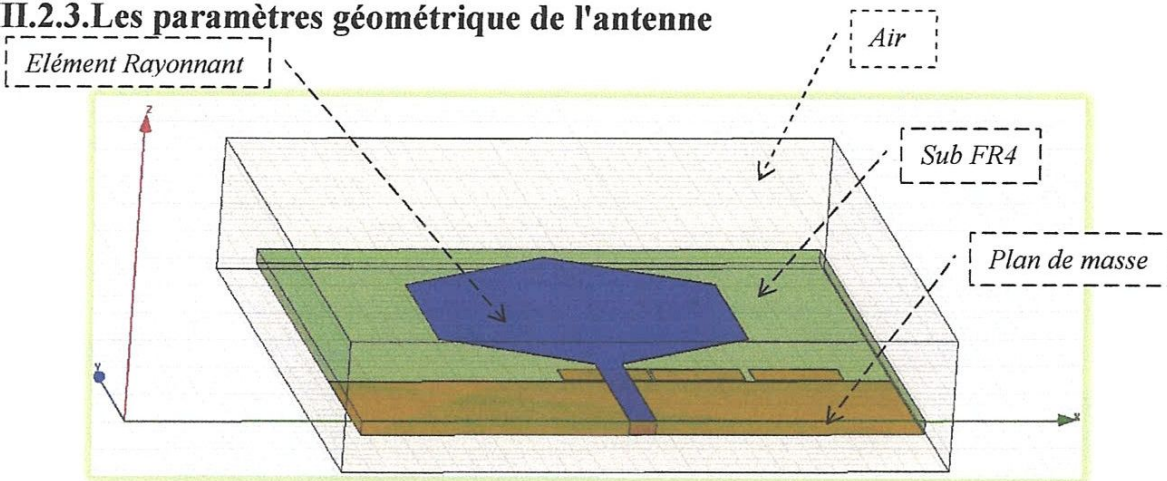


FIG (III.2): Représentation en 3D de l'antenne de Base

### III.2.4. Le substrat utilisé

Le substrat utilisé est de type *Epoxy FR4*, avec une permittivité relative  $\epsilon_r = 4,32$  et une épaisseur  $h = 1,6mm$  [FIG III.1].

### III.2.5. La ligne de l'alimentation

L'alimentation de l'antenne est assurée par une ligne micro ruban d'une impédance caractéristique  $50\Omega$ .

### III.3. Simulation du paramètre $S_{11}$

L'antenne décrite précédemment est de type Ultra large bande, [FIG III.3] montre les performances du paramètre  $S_{11}$ , où la largeur de bande est étendue de 3,57 GHz à 11,95 GHz, le long de cette largeur, il y a 3 pics (4,82 à 5,23 GHz), (7,7 à 7,9 GHz) et 10,66GHz.

Au cours de cette étude paramétrique on essaie d'éliminer ces pics en appliquant des structures EBG Soit Métallique (PEC) ou bien diélectriques (Substrat).

La bande passante d'une antenne est mesurée pour le **Return Loss** soit inférieur à **-10dB**. Ou on a:

$$RL = -20\text{Log}|\Gamma| \text{ dB}$$

$\Gamma$ : est le coefficient de réflexion

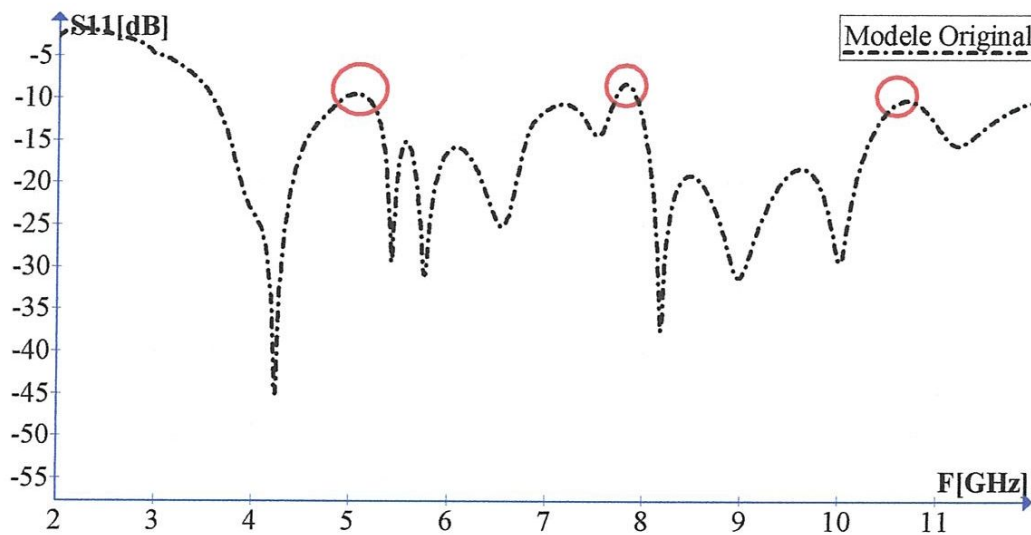


FIG (III.3): Paramètre  $S_{11}$  de l'antenne de base

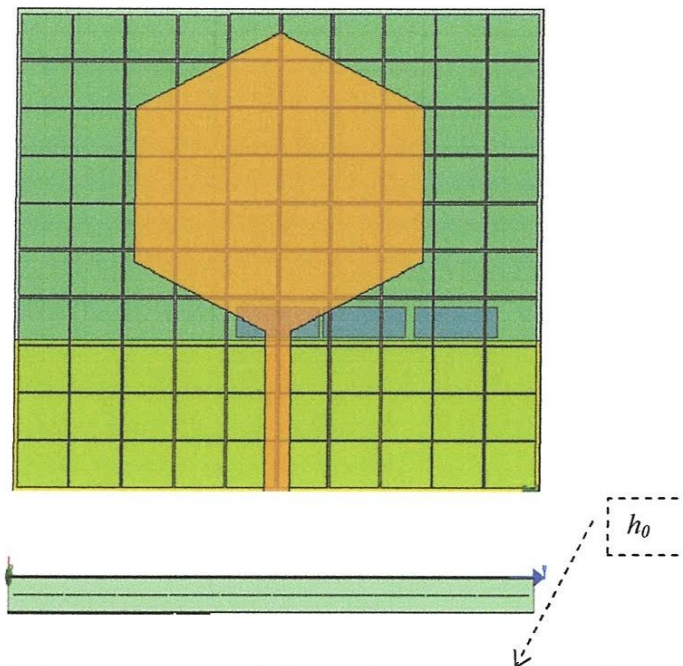
### III.3.1. Etude et optimisation

Au cours de cette étude paramétrique on engendre des structures EBG de forme carré ( ) à une hauteur  $h_0 = 0.8mm$  (FIG III.4). Ces structures sont de largeur  $W$  et espacées entre eux de  $g$ .

On varie la largeur des structures (EBG), la valeur du gap et l'empilement des couches diélectrique. Ainsi qu'on met on place ces structure à une hauteur de  $h_0=0.8mm$  au dessus du plan de masse, jusqu'on obtiendra des valeurs optimales pour  $S_{11}$ .

### III.3.2. Influence de la largeur du gap

Au cours de cette partie on trace la courbe de  $S_{11}$  en fonction des fréquences [0-12]GHz, pour des différentes valeur de  $g$  comme illustré dans [FIG III.4]. On varie progressivement les valeurs de  $g$ , on a pris:  $g = 0,2mm$ ;  $0,4mm$  et  $0,6mm$  et on fixe les autres paramètres.



**FIG (III.4):** (en haut) Vue de Face; (en bas) vue en profile  
( $g = 0,2mm$ ,  $h_0 = 0,8mm$ )



On remarque que  $S_{11}$  n'a pas été amélioré par rapport à celui de l'antenne originale [FIG III.6], mais lorsque l'on fixe un gap de  $0,6\text{mm}$ , mais cette fois en introduisant un défaut d'arrangement linéaire dans la structure de base [FIG III.5] (élimination de deux lignes d'EBG), les performances de  $S_{11}$  s'améliorent comme montré en [FIG III.7].

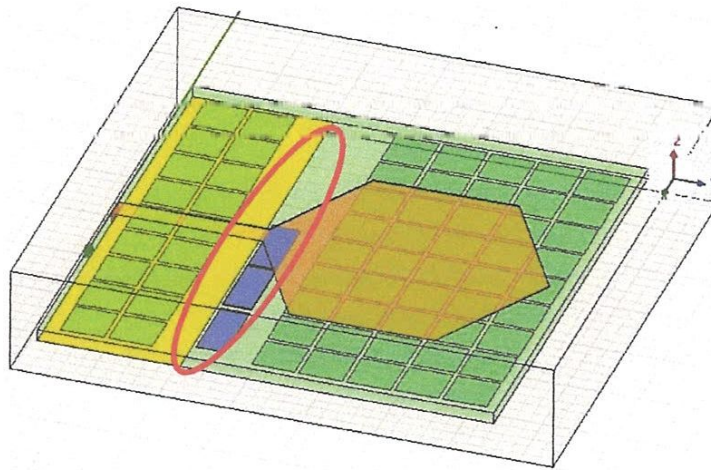
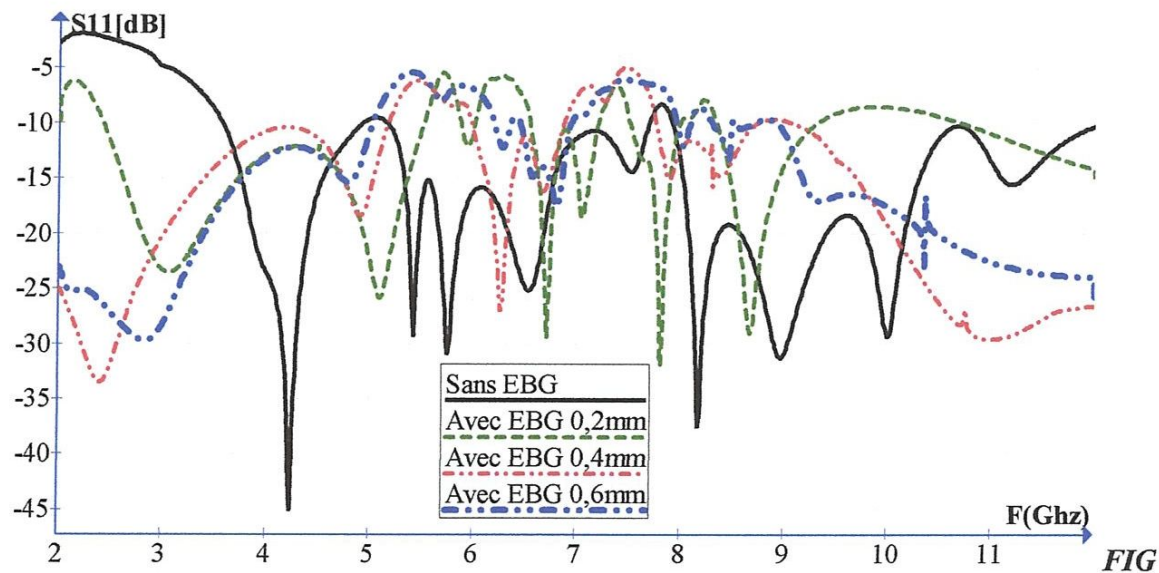


FIG (III.5): antenne de base avec  $g = 0,6\text{mm}$  et Défaut

Même si on introduit le défaut pour les structures avec  $0,2\text{ mm}$  et  $0,4\text{ mm}$ , il n'aura pas d'amélioration [FIG III.6].



(III.6):  $S_{11}$  pour des valeurs différentes de  $g$

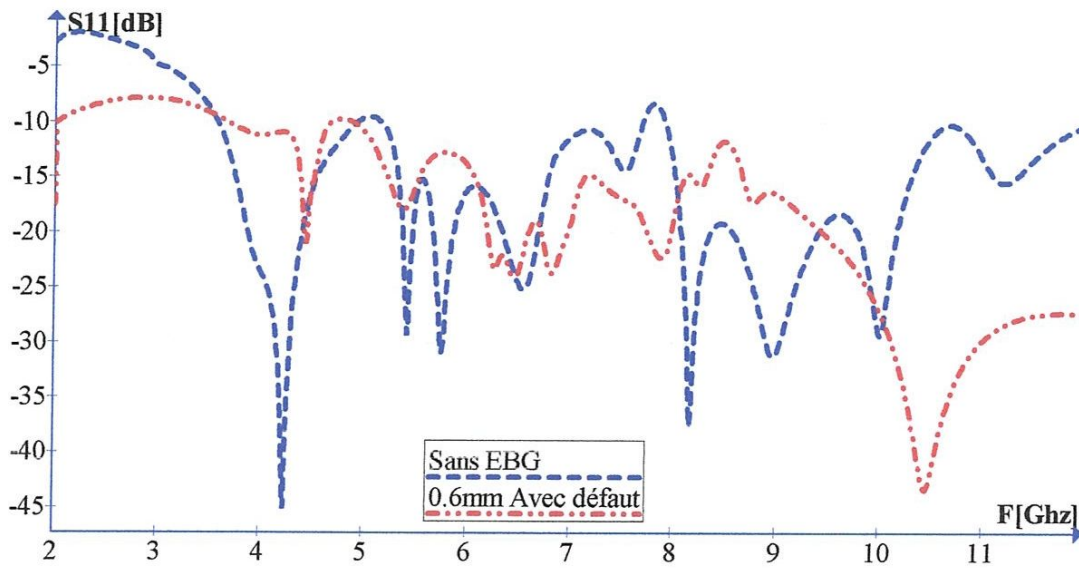


FIG (III.7):  $S_{11}$ : en rouge  $g = g = 0,6mm$  (avec défaut), en bleu (original)

### II.3.3. l'influence de changement largeur du Patch (EBG)

De même procédure on trace la courbe de  $S_{11}$  en fonction des fréquences, pour des différentes valeurs de  $W$  comme illustré dans [FIG III.8]. On varie progressivement les valeurs de  $W$ , on a pris:  $W = 5mm$ ,  $8mm$  et  $10mm$  et on garde  $g=6mm$ .

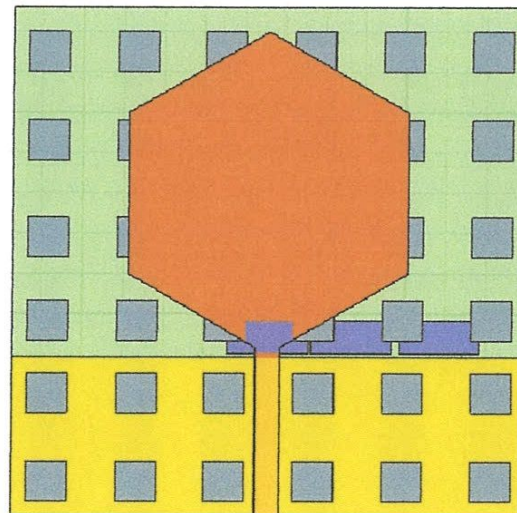


FIG (III.8): antenne avec EBG ( $W = 5mm$ ,  $h_0 = 0,8mm$ )

Le graphe de  $S_{11}$  pour différentes valeurs de  $W$  est représenté sur [FIG III.7], ou on remarque que  $S_{11}$  abaisse pour  $W=8mm$  avec défaut. Ce qu'on remarque que les structures EBG Périodique n'ont pas contribué à améliorer cette antenne. Par contre la création du défaut linéaire implique une bonne amélioration.

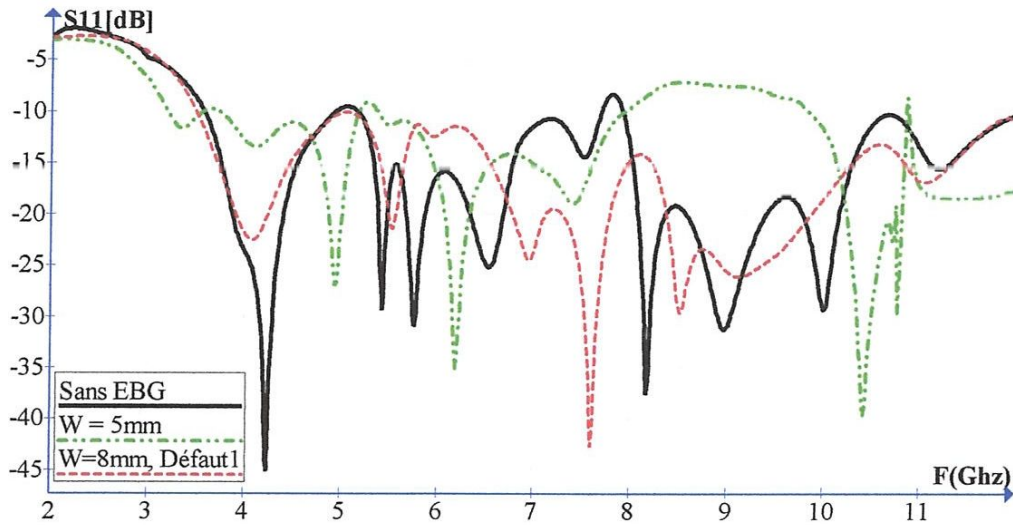


FIG (III.9):  $S_{11}$  pour l'antenne de base et antenne avec EBG

Aussi pour des patches de  $W = 10mm$  avec défaut [FIG III.10], une bonne amélioration apparue sur  $S_{11}$  comme le montre la [FIG III. 11], par contre le modèle à  $W=10mm$  (sans défaut) ne représente au qu'une bonne performance.

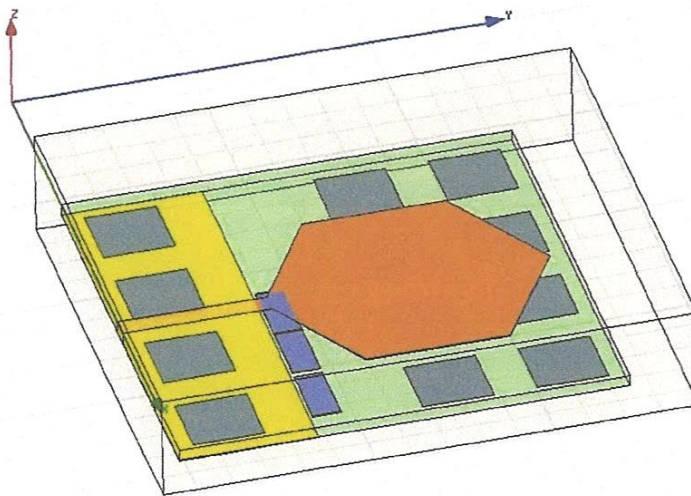


FIG (III.10): antenne avec EBG et défaut ( $W= 10mm$ ,  $h_0=0,8mm$ )

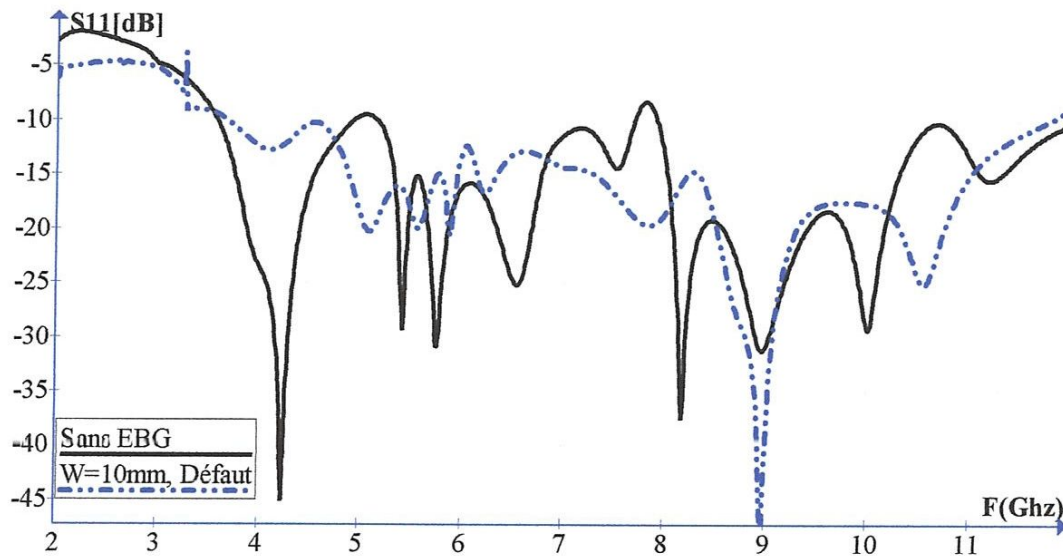


FIG (III.11):  $S_{11}$  pour antenne avec EBG ( $W=10\text{mm}$ ,  $h_0=0,8\text{mm}$ ) et antenne de base

### III.3.4. L'influence du substrat sur l'antenne

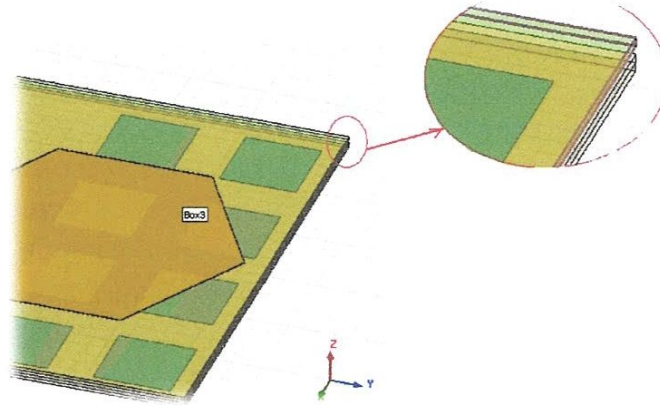
Dans ce qui suit on va voir l'influence de l'empilement des couches diélectriques avec des différentes constantes. Cela est correspondent à une structure EBG 1D en diélectrique. Comme on conserve les structure EBG à  $W=10\text{mm}$  [FIG III.10].

#### III.3.4.1. Multicouches I

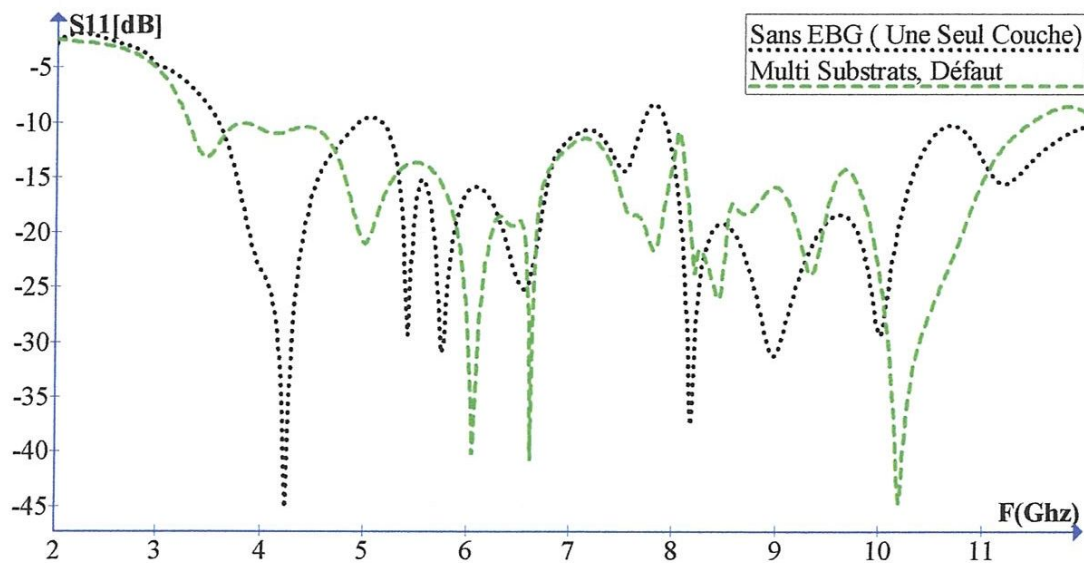
En premier cas en empile 3 couches de diélectrique d'épaisseur  $h_0=0,4\text{mm}$  comme suit dans tableau TIII.1 en laissant en deuxième position une couche en AIR (Défaut) [FIG III.12]:

N°	Type Substrat	Permittivité
01	Rogers RO3010 (tm)	10,2
02	Défaut (l'air)	1
03	Isola Gigaver 210 (tm)	3,75
04	Fr4	4,32

TIII.1: configuration du substrat du modèle dans [FIG III.12]



**FIG (III.12):**Modèle multicouche avec défaut en Deuxième position



**FIG (III.13):** $S_{11}$  antenne original et ANTENNE Multicouches avec défaut

L'ajout de multicouche (EBG à une direction 1D) a une bonne influence sur l'antenne originale. Et garde des valeurs de (-10dB) pour assurer une bonne adaptation [FIG III.13].

### III.3.4.2. Multicouches II

En deuxième cas en empile 4 couches de diélectrique d'épaisseur  $h_0=0,4mm$  comme suit dans tableau TIII.2 [FIG III.14]:

N°	Type Substrat	Permittivité
01	Fr4	4,32
02	Gil GML 1032 (tm)	3,2
03	Isola Gigaver 210 (tm)	3,75
04	Fr4	4,32

III.2: configuration du substrat du modèle dans [FIG III.12]

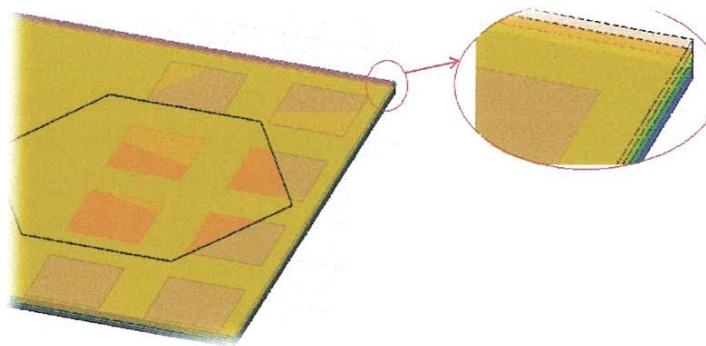


FIG (III.14):Modèle original et avec 4 couches de Diélectrique

Lors l'utilisation de 4 couches, le paramètre  $S_{11}$  améliore encore avec un considérable élargissement à la bande, comme montré dans [FIG III.15].

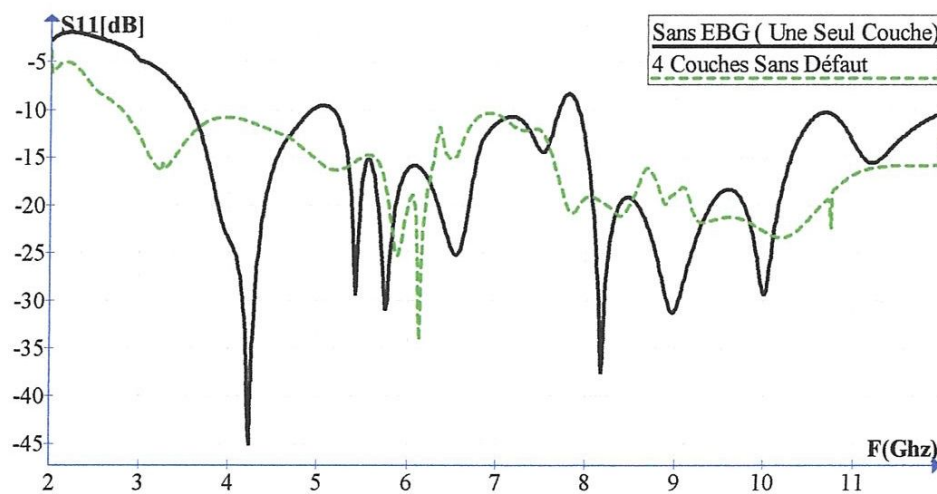


FIG (III.15):Modèle original et avec 4 couches de Diélectrique sans défaut

## III.3.4.3. Multicouches III

En troisième cas en empile 4 couches de diélectrique d'épaisseur  $h_0=0,4mm$  comme suit dans tableau TIII.3 [FIG III.16]:

N°	Type Substrat	Permittivité
01	Poluimide	3,5
02	Gil GML 1032 (tm)	3,2
03	Roger Ro 3006 (tm)	6,15
04	Fr4	4,32

TIII.3: Configuration du substrat du modèle dans [FIG III.12]

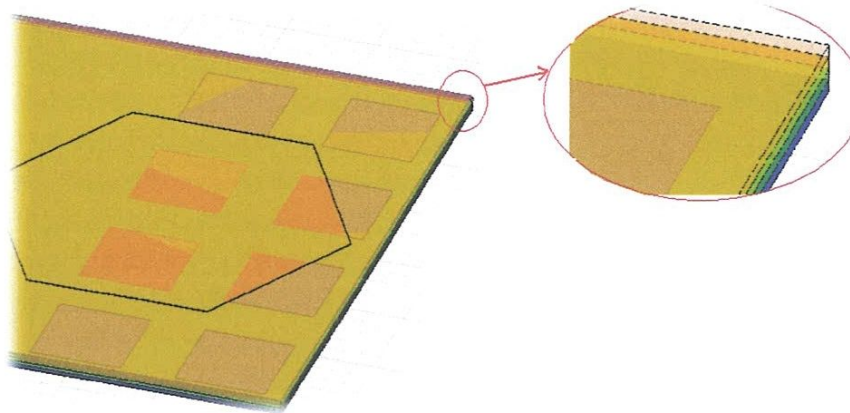


FIG (III.16):Modèle avec 4 couches de Diélectrique

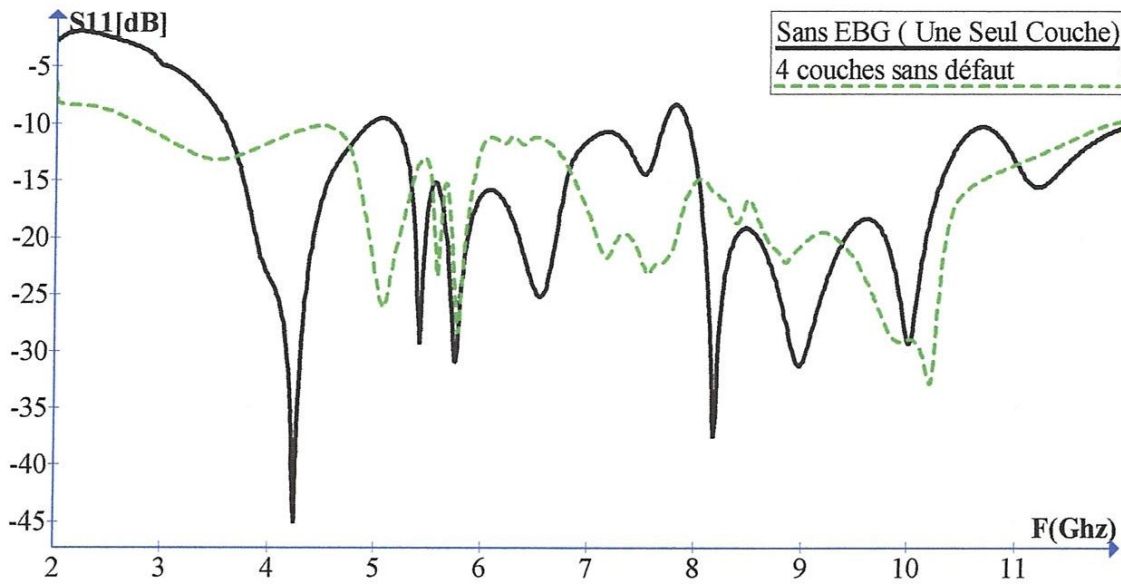


FIG (III.17):Modèle original et avec 4 couches de Diélectrique sans défaut

Par rapport au modèle précédent [Muli.III] il apparait un élargissement de bande, en gardant une bonne allure de  $S_{11}$  comme montré dans [FIG III.17].

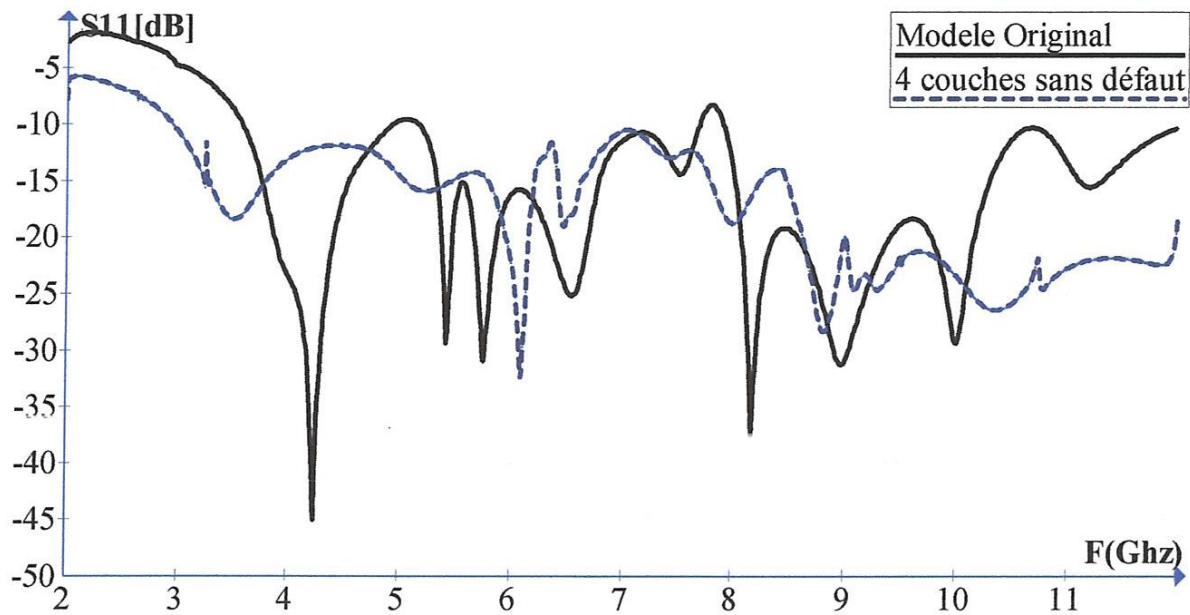
III.3.4.4. Multicouches IV

En quatrième cas en empile 4 couches de diélectrique d'épaisseur  $h_0=0,4mm$  comme montré dans tableau TIII.4 [FIG III.16]:

N°	Type Substrat	Permittivité
01	Poluimide	3,5
02	Gil GML 1032 (tm)	3,2
03	Isola Gigaver 210	3,75
04	Fr4	4,32

TIII.4: Configuration du substrat du modèle dans [FIG III.16]





*FIG (III.18): Modèle original et avec 4 couches de Diélectrique sans défaut*

Cette configuration, aussi présente des bonnes performances, avec une différente configuration des couches diélectriques [FIG III.18].

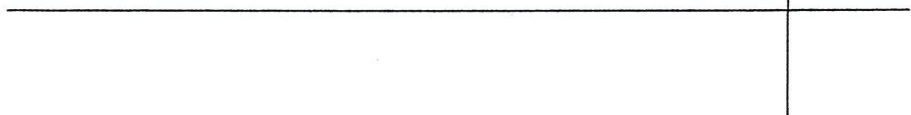
### III.4. Conclusion

Dans ce travail on a appliqué des structures EBG (PEC, Diélectriques) sur une antenne ULB, dont le but est d'améliorer sont Adaptation qui est l'image du paramètre  $S_{11}$ , plus qu'il est moins de (-10dB), l'adaptation et encore mieux.

En premier cas on a vu l'influence d'application des structures EBG métallique (Elément métallique) avec engendrement d'un défaut linéaire, où on a remarqué une amélioration considérable et intéressante, alors cette antenne aura le maximum de puissance transmise.

En deuxième cas on a vue l'influence de la combinaison entre les deux types des structures EBG (PEC, Diélectriques). Les structures diélectriques aide à élargir la bande.

# **Conclusion Générale**



## Conclusion Générale

Le développement rapide des réseaux mobile récemment a été motivé par l'augmentation des besoins de communication, surtout les communication mobile, qui nécessite de nouveaux équipement qui assure les meilleurs performances de ces derniers. Les antennes sont partie de ce progrès nécessaire.

Les travaux présentés dans ce mémoire de fin d'étude ont été consacré à l'amélioration d'une antenne ultra large bande via une étude paramétrique, parmi les performances, on a envisagé d'améliorer l'adaptation ( $S_{11}$ ).

Le premier chapitre, présente généralité sur les antennes imprimées, on a montré des différentes techniques d'alimentation en citant leurs avantages et désavantages. Ainsi, on cité en bref les modèles et les méthodes d'analyse des ces dernier. L'utilisation des fréquences d'opération dans la bande centimétrique a pour intérêt la réduction de la taille des antennes imprimés ainsi leurs poids permettent de leurs intégrés facilement dans les dispositifs de télécommunications sans fil.

En ce qui suit on a présenté les matériaux à bande interdite électromagnétique. On a aussi donné quelque détail sur l'historique et une description générale, aussi les modèles et les méthodes d'analyse.

Comme on a décrit un cas spécial de ces matériaux lequel est les structures EBG à défaut. Un défaut signifie casser la périodicité de la structure en éliminant un ou plusieurs éléments, et cela peut être linéaire ou ponctuel, dans une seul dimension, dans deux dimensions ...

Pour la dernière partie, HFSS était l'outil de simulation. Cela nous permettait de tester plusieurs configurations des structures EBG, soit métalliques (PEC) ou bien diélectriques, et la combinaison entre les deux donne les meilleurs performances d'adaptation et l'élargissement de la bande.

# **Bibliographie**

---

---

## Bibliographie

---

- [13] C. H. Chen, A. Tulintseff, and M. Sorbello, "Broadband Two-layer Microstrip Antenna" in IEEE Antennas and Propagation Symp. Dig., pp. 251-254, 1984
- [14] R. Q. Lee, K. F. Lee, and J. Bobinchak, "Characteristics Of A Two-Layer Electromagnetically Coupled Rectangular Patch Antenna", Electron. Lett., vol. 23, pp. 1070- 1072, Sept. 1987.
- [15] C. Leila "Contribution à l'étude d'antennes imprimées rectangulaires double bande et multi bandes tenant compte de l'effet de couplage", Mémoire l'obtention Magister En Electronique, Juin 2009.
- [16] Eric ARNAUD, "Contribution à la conception d'antennes B.I.E métalliques à polarisation circulaire alimentées par cornet", thèse pour obtenir DOCTEUR DE L'Université de Limoges, UNIVERSITE DE LIMOGES. , 25 juin 2010.
- [17] H.Y. YANG - N. G. ALEXOPOULOS "Gain enhancement methods for printed circuit antennas through multiple superstartes" IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol AP-35 n°7, July 1987, Page (s) : 860–863
- [18] D. R. JACKSON – A. A. OLINER "A leaky-wave analysis of the high gain printed antenna configuration" IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol 36 n°7, July 1988, Page (s) : 905–910
- [19] M. THEVENOT – C. CHEYPE – A. REINEIX – B. JECKO "Directive photonic bandgap antennas", IEEE Transactions on Microwave Theory and techniques, Vol 47 n°11, November 1999, Page(s) : 2115–2121
- [20] Md. S. Alam, N. Misran, B. Yatim, M. T. Islam "Development of Electromagnetic Band Gap Structures in the Perspective of Microstrip Antenna Design", Universiti Kebangsaan Malaysia, Hindawi Publishing Corporation, Volume 2013, Article ID 507158, page(s) : 2-3
- [21] D. F. Sievenpiper, "High-Impedance Electromagnetic Surfaces", Ph.D. dissertation at University of California, Los Angeles, 1999.
- [22] F. YANG and Y. R. SAMII "Electromagnetic Band Gap Structures in Antenna Engineering", CAMBRIDGE UNIVERSITY PRESS, 2009
- [23] M. K. A. RAHIM "electromagnetic band gap (ebg) structure", University Teknologi Malaysia, page: 2008
- [23] T. JAFFRE "caracterisation des materiaux a bande interdite electromagnetique multiperiodiques et leurs applications aux antennes", mémoire pour obtenir Doctorat l'Université de Limoges, 04 Février 2005

- [1] A. Rafik “*Evaluation De La Fréquence De Résonance Complexe Et De La Bande Passante D'une antenne Microbande Rectangulaire Par La Méthode Neurospectrale*” , Mémoire l'obtention Magister En Electronique, Université de Constantine, Octobre 2006.
- [2] K. R. Carver and J. W. Mink, “*Microstrip Antenna Technology*” , IEEE Trans. Antennas Propag., vol. AP-29, pp. 2-24, Jan. 1981.
- [3] J. R. James and P. S. Hall, “*Handbook of Microstrip Antennas*” . London, U.K.: Peter Peregrinus, 1989.
- [4] D. M. Pozar, “*Microstrip Antennas*” , IEEE Proc., vol. 80, pp. 79-91, January 1992.
- [5] Keith R. Carver and James W. Mink, “*Microstrip Antenna Technology*” , IEEE Transactions on antennas and propagation, vol. AP.29, NO.1, January 1981.
- [6] K. R. Carver and E. L. Coffey, “*Theoretical Investigation Of The Microstrip Antenna*” , Physic. and Sci. Lab., New Mexico State Univ., Las Cruces, Tech. Rep. PT-00929, Jan. 23, 1979.
- [7] David M. Pozar “*Microstrip Antennas*” .Proceedings Of The IEEE, VOL. 80, NO 1, JANUARY 1992
- [8] I. J. Bahl and P. E. Bhartia “*Microstrip Antenna*” , Dedham, MA: Atech House 1980.
- [9] G. Split and M. Davidovitz, “*Guidelines For Design Of Electromagnetically Coupled Microstrip Patch Antenna On Two-Layer Substrates*” , IEEE trans. Antennas propagat, Vol.38, pp.1136-1140, July 1990.
- [10] A.K. Bhattacharyya, “*Long Rectangular Patch Antenna With A Single Feed*” , IEEE Trans. Antennas Propagat, Vol.38, pp. 987-993, July 1990.
- [11] D. H. Schaubert, D. M. Pozar and A. Adrian, “*Effect Of Microstrip Antenna Substrate Thickness And Permittivity: Comparison Of Theories And Experiment*” , IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. 37, pp. 677-682, June 1989
- [12] A. Henderson, J. R. James, and C. M. Hall, “*Bandwidth Extension Techniques In Printed Conformal Antennas*” , Military Microwaves, MM 86, pp. 329-334, 1986.