

Remerciements

En préambule à ce mémoire nous remercions ALLAH le tout-puissant de nos avoir donné la patience et le courage durant ces longues années d'études.

Nous souhaitons adresser mes remerciements les plus sincères aux personnes qui m'ont apporté leurs aides et qui ont contribué à l'élaboration de ce mémoire ainsi qu'à la réussite de cette formidable année universitaire.

Ces remerciements vont tout d'abord au corps professoral et administratif du département de l'électronique.

Nous tenons à exprimer notre reconnaissance et nos vifs remerciements à notre encadreur Dr. Benmeddour. F directrice de ce mémoire, elle était toujours à l'écoute et très disponible tout au long de la réalisation de ce mémoire, ainsi pour l'inspiration, l'aide et le temps qu'elle a bien voulu nous consacrer et sans elle ce mémoire n'aurait jamais vu le jour.

Nous n'oublions pas nos parents pour leurs contributions, leurs soutiens et leurs patiences.

Enfin, nous adressons nos plus sincères remerciements à tous nos proches amis, qui nous ont toujours soutenus et encouragés au cours de la réalisation de ce mémoire.

Merci à tous.

Dédicace

*Je dédie ce travail à la source de tendresse :
mes très chers parents.*

*Tout en étant convaincue que mon succès est une
récompense pour tous leurs sacrifices, qu'ils trouvent
ici l'expression de ma plus profonde gratitude.*

À mes sœurs:

Naima , Safia , Aicha, Fatima.

À mes frères :

*Barika , Ahmed, Abd Elkader, Bachir, Omar,
Abd Elhalim.*

Et à toute ma famille :

*tayebi, ouled jaafri, Elmajdouk, Fakih,
Hamo,.....*

Et à tous mes amis et mes collègues.

À tous ceux que je connais de près ou de loin.

Tayebi Abd Elwahhab

إهداء

أهديها إلي من صدق فيهما قول الله تعالى " : واخفض لهما جناح الذل من
الرحمة وقل ربي ارحمهما كما ربياني صغيرا"

إلى والدتي العزيزة والتي بقلم حبها اجتمعت وصوت دعائها نجحت
إلى والدي العزيز والذي شقى لأسعد وحزن لأفرح وكافح لأجل أن أصل
أطال الله في عمرهما

إلى إخوتي الأعزاء

إلى كل أنحسان الثمرة الطيبة من له صلة القرابة بي من قريب أو من بعيد
إلى كل الأصدقاء الذين عشت معهم أجمل وأروع الأيام

إلى كل طلبة الدفعة الثانية ماستر 2017 والإمداد إليكم جميعا
إلى من وسعته ذاكرتي ولم تسعه مذكرتي

المجدوب عبد القادر

Table Des Matières

Remerciements	I
Dédicace	II
Table des matières	V
Liste des tableaux	VII
Liste des abréviations	XII
Résumé	XIV

Introduction Générale

Introduction générale.....	1
Bibliographie	4

Chapitre I: Généralités sur les antennes microrubans

I.1 Introduction	5
I.2 Définition et généralité sur les antennes	5
I.3 Historique	6
I.4 Présentation de la structure de l'antenne microruban	7
I.5 Les différentes formes d'une antenne microruban	7
I.6 Caractéristiques des antennes microrubans.....	8
I.6.1 Caractéristiques des matériaux diélectriques	10
I.6.2 Fonctionnement d'une antenne microruban	13
I.7 Techniques d'alimentation.....	13
I.7.1. Alimentation par ligne microruban	13
I.7.2. Alimentation par sonde coaxiale	14
I.7.3. Alimentation par couplage par fente.....	14
I.7.4. Alimentation par couplage de proximité	14
I.7.5. Alimentation couplée par ouverture	15
I.8 Méthodes d'analyse	17
I.8.1 Méthodes analytiques	17
I.8.2 Méthodes numérique	19
I.9 Avantages et inconvénients des antennes microrubans	20

I.10 Applications des antennes microrubans	21
I 11 Conclusion.....	22
Bibliographie	23

Chapitre II: Généralités sur les Matériaux BIE

II.1 Introduction	24
II.2 Historique	24
II.3 Définitions et propriétés	25
II.3.1 Description des matériaux bie diélectriques	25
II.3.2 Description des structures bie métalliques.....	29
II.4 Comportements électromagnétiques.....	29
II.4.1 Structures diélectriques	30
II.4.2 Structures métalliques	31
II.5 Caractéristiques et performances de l’antenne microruban BIE	32
II.5.1. Adaptation de l’antenne	32
II.5.2 Diagrammes de rayonnement et gain.....	34
II.6 Notions de défaut dans les structures périodiques.....	35
II.6.1 Défauts	35
II.7 Méthodes numériques pour l’analyse des réseaux BIE	38
II.8 Applications et utilisations des structures bie a défaut.....	39
II.9 Conclusion	40
Bibliographie.....	23

Chapitre III: Présentation Du Logiciel CST

III.1 Introduction	42
III.2 Description du logiciel de simulation	43
III.3 Modules de CST.....	43
III.4 Les modules d’exécution.....	45
III.5 Principe de simulateur CST.....	46
III.5.1 La Méthode fit utilisée par le logiciel CST.....	46

III.6 Aperçu de la structure de l'interface utilisateur	47
III.7 Exemple d'un projet en utilisant CST	48
III.7.1 Démarrer le logiciel.....	48
III.7.2 Créer le plan de masse	50
III.7.3 Créer un substrat diélectrique	51
III.7.4 Créer les trous.....	52
III.7.5 Créer l'antenne microruban circulaire	52
III.7.6. Définir le port	53
III.7.7 La simulation	54
III.7.8 Résultats.....	54
III.8 Conclusion.....	55
Bibliographie	56

Chapitre IV: Analyse D'une Antenne circulaire Micro-ruban & résultats

IV.1 Introduction	57
IV.2 Présentation de la structure de base	57
IV.3 Influence des paramètres de l'antenne sur la fréquence de résonance, la bande passante et la directivité.....	58
IV.3.1 Comparaison entre un substrat normal et substrat cristal électromagnétique	58
IV.3.2 Effet de la forme du réseau des trous (carré, triangulaire, hexagonal)	60
IV.3.3 Effet du rayon du patch	61
IV.3.4 Effet du rayon des trous	63
IV.3.5 Effet de l'épaisseur du substrat	64
IV.3.6 Effet de la variation de la constante diélectrique $\epsilon r1$	65
IV.3.7 Effet de la variation de la constante diélectrique $\epsilon r2$	67
IV.4 Effet des défauts du cem (cristal électromagnétiques)	68
IV.4.1. Défaut lacunaire	68
IV.4.2 Changement de la constante diélectrique $\epsilon r2$ du trou du centre	72
IV.4.3. Changement d'une ligne horizontale dans le substrat à CEM	74
IV.4.4. Effet du rayon d'un trou additif	77
IV.4.5 Effet des défauts additifs : un ligne de trous	78
IV.5 Conclusion	80

Conclusion générale	84
---------------------------	----

Liste Des Figures

Chapitre I

Figure I. 1 Geometrie d'une antenne microruban de forme arbitraire	5
Figure.I.2 Antenne patch micro-ruban circulaire.	7
Figure.I.3 Divers types d'éléments rayonnants	8
Figure I.4 Représentation en quadripôle	8
Figure I.5 Bande passante et coefficient de réflexion	10
Figure I.6 Alimentation par la ligne microruban.....	14
Figure .I .7 Alimentation par sonde coaxiale	14
Figure. I.8 Alimentation par couplage de proximité	15
Figure.I.9 Alimentation couplée par ouverture.	15
Figure.I.10 Lignes de champ électrique dans une ligne microruban.	17
Figure.I.11 Distribution de charge et densité de courant sur une antenne microruban.	18

Chapitre II

Figure. II. 1 Exemples de structures périodiques 1D, 2D et 3D.	25
Figure. II. 2 Structure 1d et son diagramme de dispersion.	26
Figure. II. 3 Exemples de différents réseaux 2D.....	27
Figure. II. 4 Bandes interdites en fonction du réseau et du type de polarisation.	27
Figure. II. 5 Différentes structures 3d comme (1) la structure cubique, (2) le tas de bois, (3) la structure multicouches, (4) Les Opales Ou Opales Inversées, (5) La Yablonovite.....	28
Figure II. 6 Exemples de surfaces sélectives en fréquence (SSF).	29
Figure II. 7 Coefficient de transmission et de réflexion d'une structure 1D.....	30
Figure II. 8 Propagation à travers une structure BIE 1D	30
Figure II. 9 Bande interdite et diagramme de dispersion pour des structures 1D.....	31
Figure II. 10 Coefficient de transmission d'une structure BIEM.....	32
Figure II. 11 Impédance d'entrée d'une antenne a microruban BIE.	33

Figure II. 12 Module du coefficient de réflexion d'une antenne a microruban BIE.....	33
FigureII.13 Diagramme de rayonnement et directivité d'une antenne à microruban BIE.....	34
Figure II. 14 Défaut dans une structure périodique unidimensionnelle, formé par l'élargissement d'une couche.	36
Figure II. 15 Division de l'espace des fréquences dans les etats propagatifs et evanescents.....	36
Figure II. 16 Exemples de défauts ponctuels dans un cristal électromagnétique.	37
Figure II. 17 Illustration de la propagation du champ dans un cristal à défaut linéaire.....	38

Chapitre III

FigureIII.1 Illustration de l'outil cst modélisation de l'environnement electromagnétiqu.....	44
Figure. III. 2 Interface graphique de cst microwave studio	46
Figure. III. 3 Maille élémentaire d'une simulation FIT.....	47
Figure. III. 4 Fenêtre principale du logiciel CST.....	47
Figure.III.5 La fenêtre d'accueil	48
Figure. III. 6 La fenêtre de créer le domaine de travail	49
Figure .III. 7 Fenêtre de choisir le composant qu'on va le traiter	49
Figure .III. 8 Liste des paramètres et unités.....	49
Figure .III. 9 La gamme de fréquence	50
Figure .III. 10 Introduire le plan de masse.....	51
Figure .III. 11 Substrat diélectrique	51
Figure. III.12 Créer un trou.....	52
Figure .III. 13 La 1^{er} étape pour créer l'antenne microruban circulaire.....	53
Figure .III. 14 Création de port d'alimentation	53
Figure .III. 15 Exemple de résultats :le coefficient de réflexion s₁₁	54
Figure .III. 16 La Directivité.....	55

Chapitre IV

Figure. IV. 1 La structure de base.....	57
Figure. IV. 2 Coefficient de réflexion S11 pour une antenne microruban circulaire.....	58
Figure. IV. 3 Coefficient de réflexion S11 pour une antenne microruban circulaire à substrat cem et une antenne à substrat normal	59
Figure. IV. 4 La directivité en 3d a) substrat normal b) substrat cristal electromagnétique	59
Figure. IV. 5 Coefficient de réflexion S11 pour trois formes du réseau des trous du substrat cem: carré, triangulaire, hexagonal.....	60
Figure.IV.6 La directivité en3da)réseau carré b)réseau triangulairec)réseau hexagonal.	61
Figure. IV. 7 Coefficient de réflexion S11 pour les différents rayon du patch.....	62
Figure. IV. 8 La directivité en 3d a) RP = 14 mm b) RP = 15 mm c) RP = 15.15 mm	62
Figure. IV. 9 Coefficient de réflexion S11 pour les différents rayon des trous	63
Figure. IV. 10 La Directivité En 3D De Différents Rayon Des Trous a) RT =4.75mm b) RT = 5mm C) RT = 5.25mm	64
Figure.IV.11 Coefficient de réflexion S11 pour les différents epaisseur du substrat CEM.....	64
Figure. IV. 12 La directivité en 3d pour différents epaisseurs du substrat a) H= 1mm b) H= 1.10 c) H= 1.20mm.....	65
Figure.IV. 13 Coefficient de réflexion S11 pour différent constantes diélectriques (εr1) du substrat CEM.....	66
Figure. IV. 14 La directivité en 3D de différents constants diélectrique εr1	66
Figure. IV. 15 Coefficient de réflexion S11 pour les différent constantes diélectriques (εr2) du substrat CEM.....	67
Figure. IV. 16 La directivité en 3d pour différents constantes diélectrique εr2	68
Figure. IV. 17 Structure avec l'absence et présence de trou du centre.....	68
Figure. IV. 18 Coefficient de réflexion s₁₁ pour les structures avec l'absence et présence de trou du centre.....	69
Figure.IV.19 La directivité en 3d des structures absence et présence dutrou du centre.	70
Figure. IV. 20 Coefficient de réflexion S11 pour les différents rayon du trou du centr.....	71
Figure. IV. 21 La directivité en 3d pour différents rayon du trou du centre	71

Figure. IV. 22 Coefficient de réflexion S11 pour les différentes valeurs des constantes diélectriques (ϵ_r) du trou du centre	72
Figure. IV. 23 La directivité en 3d de différentes constantes diélectriques (ϵ_r) un trou du centre	73
Figure. IV. 24 (a) Schéma du réseau initial (présence une ligne du centre) (b) structure à défaut (présence une ligne du centre)	74
Figure. IV. 25 Coefficient de réflexion S11 pour l'absence et présence des trous d'une ligne horizontal dans le substrat CEM	74
Figure. IV. 26 La directivité en 3d pour l'absence et présence des trous d'une ligne horizontal dans le substrat CEM a) $R_{Lt}=0\text{mm}$ b) $R_{Lt}= 5\text{mm}$	75
Figure. IV. 27 Coefficient de réflexion S11 pour les différents rayon des trous d'une ligne horizontal dans le substrat CEM	75
Figure. IV. 28 La directivité en 3d de différents diamètre des trous d'une ligne dans cem horizontal : a) $R_{Lt}= 4.5\text{mm}$ b) $R_{Lt}= 5\text{mm}$ c) $R_{Lt}= 5.5\text{mm}$	76
Figure. IV. 29 Différents rayon pour additifs.....	77
Figure. IV. 30 Coefficient de réflexion S11 pour les différents rayon du trou additif	77
Figure. IV. 31 La directivité en 3D pour différents rayon du trou additifs	78
Figure. IV. 32 Différents un ligne du additifs.....	83
Figure. IV. 33 Coefficient de réflexion S11 pour les différents rayon des trous d'une ligne de additifs	84
Figure. IV. 34 La directivité en 3d pour différents rayon des trous d'une ligne de additifs.....	84

Liste Des Tableaux

Tableau.I.1 Les caractéristiques des différentes techniques d'alimentation.....	16
Tableau III. 1. Les modules d'exécution du logiciel CST	45
Tableau. IV. 1 La bande passante et la fréquence de résonance d'antenne pour un substrat normal et substrat CEM	59
Tableau. IV. 2 La directivité d'un substrat normal et substrat CEM	60
Tableau. IV. 3 La fréquence de résonance et la bande passante pour trois formes du réseau des trous du substrat cem: carre, triangulaire, hexagonal.	79
Tableau. IV. 4 La directivité pour trois formes du réseau des trous du substrat cem: carré, triangulaire, hexagonal.	61
Tableau. IV. 5 La fréquence de résonance et la bande passante pour les différents rayon du patch	62
Tableau. IV. 6 La directivité pour les différentes rayon du patch	62
Tableau. IV. 7 La fréquence de résonance et la bande passante pour les différents rayon des trous	63
Tableau. IV. 8 La directivité pour les différents rayon des trous	64
Tableau. IV. 9 La fréquence de résonance et la bande passante pour les différents épaisseurs du substrats CEM.....	65
Tableau. IV. 10 La directivité pour les différents epaisseur du substrat CEM.....	65
Tableau. IV. 11 La fréquence de résonance et la bande passante pour différent constantes diélectriques ($\epsilon r1$) du substrat CEM	66
Tableau.IV.12 La directivité pour différents constants diélectrique $\epsilon r1$ du substrat CEM66	66
Tableau. IV. 13 La fréquence de résonance et la bande passante pour différent constantes diélectriques ($\epsilon r2$) du substrat CEM	67
Tableau. IV. 14 La directivité pour différents constantes diélectrique ($\epsilon r2$) du substrat CEM	68
Tableau. IV. 15 La fréquence de résonance et la bande passante pour les structures : avec l'absence et présence un trou du centre.....	69
Tableau. IV. 16 La directivité pour les structures : absence et présence du trou du centre	70
Tableau. IV. 17 La fréquence de résonance et la bande passante pour les différents rayon un trou du centre.....	71
Tableau. IV. 18 La directivité pour les différents rayon un trou du centre.....	72
Tableau. IV. 19 La fréquence de résonance et la bande passante pour les différentes valeurs constantes diélectriques ($\epsilon r2$) un trou du centre.....	72
Tableau. IV. 20 La directivité pour les différents constantes diélectriques ($\epsilon r2$)un	72

trou du centre.....	73
Tableau. IV. 21 La fréquence de résonance et la bande passante pour l'absence et présence des trous d'une ligne horizontal dans le substrat CEM.....	74
Tableau.IV.22 La directivité en l'absence et présence des trous d'une ligne horizontal le substrat CEM.....	75
Tableau. IV. 23 La fréquence de résonance et la bande passante pour les différents rayon des trous d'une ligne horizontal dans CEM	76
Tableau. IV. 24 La directivité pour les différents rayon des trous d'une ligne dans cem horizontal.....	76
Tableau. IV. 25 La fréquence de résonance et la bande passante pour les différents rayon du trou additif.....	77
Tableau. IV. 26 La directivité pour les différents du rayon un trous.....	78
Tableau. IV. 27 La fréquence de résonance et la bande passante pour les différents rayon des trous d'une ligne additifs	84
Tableau. IV. 28 La directivité pour différents rayon des trous d'une ligne de additifs.....	85

Liste Des Abréviations

BIE: Bande Interdite Electromagnétique

CEM : Cristal Électromagnétique.

1D, 2D, 3D : Une, Deux, ou Trois Dimensions.

CST: Computer Simulation Technology.

GaAs: Arséniure de Gallium

SI : Silicium.

MMIC : Monolithic Microwave Integrated Circuit.

TMM: Thermoset Microwave Material.

FIT: Finite Integration Technique.

FDTD: Finite Difference Time Domain.

FEM: Finite Element Method.

MOM: Moment Method.

FVI: Finite Volume Integral.

TLM: Transmission Line Matrix.

GPS: Global Positing system.

CFC : Cubique à Face Centrée.

EMC: Electromagnetic Compatibility.

EMI : Électromagnétique Interférence

PEC: Perfect Electric Conducting.

PBA : Perfect Boundary Approximation .

YIG : Yttrium-Iron Garnet.

SSF : Surfaces Sélectives en Fréquence.

SMM: Scattering Matrix Method.

MLFMM : Multilevel Fats Multi pole Method

Résumé

L'objectif principal de notre travail est l'étude d'une antenne microruban circulaire à bande interdite électromagnétique 2D sans et avec défauts.

Nous étudions l'influence des variables géométriques de l'antenne sur la fréquence de résonance, la bande passante et la directivité. Les variables que nous avons étudiés : les dimensions du patch, la hauteur et la permittivité du substrat, les différents réseaux, et le diamètre des trous, les défauts, en utilisant l'outil de simulation électromagnétique dans le domaine fréquentiel CST qui est basée sur la méthode d'intégration finie.

Abstract

The main objective of our work is to study a micro-strip antenna forms circular 2D Electromagnetic band gap.

We study the influence of geometric variables of the antenna on the resonance frequency, bandwidth and directivity. The variables that we studied: the dimensions of the patch, substrate height and permittivity, the diameter of holes and the different networks, defects by using electromagnetic simulation tool in the frequency domain based on CST is based on the finite integration method.

المخلص

الهدف الرئيسي من عملنا هذا هو دراسة هوائي مدفق دائري الشكل ذو بلورات كهرومغناطيسية (ثنائي الابعاد). نقوم بدراسة تأثير المتغيرات الهندسية على خصائص الهوائي : تردد الرنين، عرض النطاق الترددي، والاتجاهية. المتغيرات التي تمت دراستها: أبعاد الهوائي، ارتفاع وسماحية الركيزة، وقطر الثقوب ومختلف الشبكات، العيوب. باستخدام أداة المحاكاة الكهرومغناطيسية في مجال التردد CST الذي يعتمد على نظرية التكاملات المنتهية.



INTRODUCTION

GENERALE

Introduction générale

Une antenne reliée à une ligne de transmission et rayonnant en espace libre peut être considérée comme un dispositif de couplage entre une onde guidée le long de la ligne et une onde rayonnée dans l'espace. Par conséquent, une antenne est un dispositif qui permet de recevoir et d'émettre les ondes [1]. C'est dans ce contexte que s'inscrit notre travail, qui consiste à étudier les antennes microrubans minimisées.

Le rôle d'une antenne est de convertir l'énergie électrique d'un signal en énergie électromagnétique transportée par une onde électromagnétique (ou inversement). Une antenne d'émission est un dispositif qui assure la transmission de l'énergie entre un émetteur et l'espace libre où cette énergie va se propager. Réciproquement, une antenne de réception est un dispositif qui assure la transmission de l'énergie d'une onde se propageant dans l'espace à un appareil récepteur [2].

Le transport d'énergie par une onde électromagnétique va donc permettre le transfert d'information sans support physique à travers un canal ou une liaison radioélectrique, à condition que l'onde électromagnétique soit modulée par un signal informatif. Une liaison radioélectrique est un canal de transmission entre un émetteur et un récepteur, dont le support de transmission est assuré par des ondes électromagnétiques. Comme tous les canaux de communication, il est soumis aux problèmes posés par le bruit et les perturbations, qui vont limiter les performances du système de transmission. Ils sont aussi dépendants des propriétés de l'antenne qui va donner naissance à l'onde électromagnétique, et à l'environnement autour de l'antenne qui va influencer sur la propagation des ondes électromagnétiques [2].

Le concept des antennes microrubans (ou antennes imprimées) fait son apparition dans les années 50, mais c'est au cours des années 70 qu'elles ont été développées. Une antenne microruban est composée d'un élément rayonnant de forme géométrique variable (circulaire, triangulaire, rectangulaire, etc...). Cet élément rayonnant est aussi appelé patch conducteur. Dans la pratique, les formes de l'élément rayonnant souvent utilisées sont le rectangle et le disque, et d'un substrat diélectrique sur lequel se dépose l'élément rayonnant et d'un plan de masse. Elles seront réservées à des applications militaires, aéronautiques et aérospatiales, par exemple. Aujourd'hui, avec l'explosion des télécommunications, les antennes microruban sont implantées dans de nombreux dispositifs électroniques par exemple : les ailes des avions, la communication par satellite; les radars Doppler et d'autres types de radars; la navigation aérienne ou terrestre; téléguidages des missiles; surveillance de locaux ou carrefours; radiation biomedical; la communication entres mobiles et dans des nouveaux domaines tels que la médecine ou le

téléphone portable, etc... [3].

Deux atouts majeurs ont entraîné un développement très important de ce type d'antennes microrubans : leur faible coût de réalisation, et leur capacité d'intégration. Aujourd'hui ils sont implantés dans de nombreux dispositifs électroniques et constituent le type privilégié aux fréquences microondes dans les systèmes de communication intégrés modernes. [3].

Les matériaux à bande interdite électromagnétique sont des structures artificielles qui présentent une modulation périodique de la constante diélectrique dans une ou plusieurs directions. Selon le nombre de directions, ces structures sont désignées par l'appellation de électromagnétique à une, deux ou trois dimensions. Ces matériaux ont été découverts par Eli Yablonovitch à la fin des années 80 [4].

Nous parlons désormais de Bandes Interdites Electromagnétiques (BIE) pour des structures dans le domaine des hautes fréquences. L'introduction d'un défaut au sein de ces structures périodiques permet de générer un pic de transmission à l'intérieur de la bande interdite Electromagnétiques. A cette fréquence, les ondes électromagnétiques peuvent se propager à l'intérieur de structures BIE mais uniquement dans certaines directions. Cette propriété a permis d'aboutir à la création d'une antenne directive à faibles lobes secondaires : l'antenne à BIE microruban à défaut [5].

Le travail développé dans ce mémoire a pour objectif l'étude d'une antenne microruban circulaire à bande interdite électromagnétique (BIE) 2D à défauts, En utilisant le simulateur électromagnétique CST MICROWAVE STUDIO. Nous avons étudié l'influence des paramètres géométriques et physiques de l'antenne sur la fréquence de résonance, la bande passante et la directivité.

Ce manuscrit est scindé en quatre chapitres, il est présenté comme suit :

- Le premier chapitre de ce mémoire est une présentation générale des antennes microruban. Après avoir rappelé les propriétés et caractéristiques de ces antennes, nous décrivons l'ensemble des techniques d'alimentations utilisées pour ce type d'antennes, les avantages, les inconvénients et ainsi que les différentes méthodes d'analyse utilisées dans ce domaine.

- Dans le deuxième chapitre nous avons présenté les concepts de base liés aux matériaux BIE (bande interdite Electromagnétiques). Nous avons cité les différents types de matériaux BIE, en insistant sur la notion de bande interdite électromagnétiques, avant d'entrer un peu plus dans les détails pour la structure qui va nous intéresser tout particulièrement : les matériaux à BIE 2D.

Introduction générale

- Dans le troisième chapitre nous montrons comment créer, simuler, et analyser une antenne micro-ruban en utilisant l'environnement de conception CST MICROWAVE STUDIO.

- Dans le quatrième chapitre nous exposons les résultats obtenus, concernant l'influence des paramètres de la structure d'antenne micro-ruban de forme circulaire à substrat à bande interdite électromagnétique (BIE) 2D sur la fréquence de résonance, la bande passante, et la directivité.

Et nous terminons par une conclusion générale.

Bibliographie

- [1] **M. HASSAD** "Modélisation d'une antenne patch réalisée sur un substrat à tenseurs de permittivité et de perméabilité diagonaux" mémoire de Magister, Institut d'électronique, Université de Batna, 2009.
- [2] **B. BECITA** "Antenne microruban de forme rectangulaire à substrats cristaux photoniques" Memoire de master, Institut d'électronique, Université Mohamed Boudiaf - M'sila , Juin 2014.
- [3] **K. BOUFELDJA** "Modélisation et Synthèse de réseaux périodiques et non périodiques d'antennes micr orubans par l'application d'un Algorithme Génétique-Flou" thèse de Doctorat, Institut d'électronique, Université Abou-Bekr Belkaid-Tlemcen, Février 2011.
- [4] **F.BENMEDDOUR** "Etude et réalisation d'un résonateur rmicroruban de forme circulaire (Application au cas particulier de l'alimentation par couplage) " Thèse de Doctorat, Institut d'électronique, Université de Constantine, Mars 2012.
- [5] **J. TANGYU** "Caractérisation Des Matériaux A Bande Interdite Electromagnetique Multipériodiques Et Leurs Applications Aux Antennes " ThèsedeDoctorat, UNIVERSITE DE LIMOGES, 2005.



CHAPITRE I

Généralités sur les antennes microrubans

I.1 Introduction

Le développement des télécommunications spatiales, les contrôles et les commandes à distance, ont fait apparaître la nécessité croissante de réaliser des dispositifs micro-ondes peu coûteux et peu encombrants, faisant appel à une technologie simple et économique. Les systèmes micro-ondes à structure microruban ont été à l'origine du développement des antennes microruban (antennes plaques ou antennes patch) qui sont le plus souvent utilisées en réseaux afin d'améliorer leurs performances et de permettre la réalisation de fonctions très particulières[1].

Ce type d'antennes s'adapte facilement aux surfaces planes et non planes et présentent une grande robustesse et flexibilité lorsqu'il est monté sur des surfaces rigides. Les antennes microruban sont également très performant en termes de résonance, d'impédance d'entrée et de diagramme de rayonnement. [2].

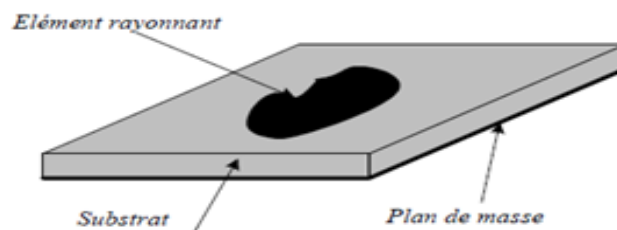


Figure. I. 1 Géométrie d'une antenne microruban de forme arbitraire

L'objectif de ce chapitre est de présenter un historique concernant les antennes microrubans et en citant les différentes structures d'antennes microrubans et nous présentons les techniques d'alimentation, leurs domaines d'utilisation et méthodes d'analyse de ces antennes.

I.2 Définition et généralité sur les antennes

Une antenne est un transducteur entre la ligne de transmission connectée à un générateur et le milieu où l'onde rayonne. Ainsi on peut définir une antenne en émission ou en réception selon son mode de fonctionnement. Une antenne reliée à une ligne de transmission et rayonnant en espace libre peut être considérée comme un dispositif de couplage entre une onde guidée le long de la ligne et une onde rayonnée dans l'espace. Par conséquent, une antenne est un dispositif qui permet de recevoir et d'émettre les ondes électromagnétiques. Elle transforme l'énergie guidée en énergie rayonnée et vice versa. Ce dispositif est en général réciproque. Lorsqu'il est utilisé pour transmettre l'énergie électromagnétique d'une source radioélectrique vers le milieu de propagation, on l'appelle antenne d'émission. Par contre, lorsqu'il est utilisé en

sens inverse, on l'appelle antenne de réception. L'antenne a plusieurs rôles dont les principaux sont les suivants :

- Permettre une adaptation correcte entre l'équipement radioélectrique et le milieu de propagation.
- Assurer la transmission ou la réception de l'énergie dans des directions privilégiées et transmettre le plus fidèlement possible une information.
- Par ailleurs, afin de décrire les caractéristiques et les performances des antennes, divers paramètres sont utilisés [1].

I.3 Historique

L'utilisation du câble coaxial ou les deux fils parallèles comme des lignes de transmission remonte au 19^{ème} siècle. La réalisation des composants en radiofréquences ou en micro-ondes, en utilisant ces lignes de transmission nécessite des efforts mécaniques considérables[3].

L'apparition des techniques des circuits imprimés dans le milieu du 20^{ème} siècle a conduit à la réalisation de la version imprimée de ces lignes de transmission qui pouvait être élaborée et permettre une production beaucoup plus simple de la masse des composants micro-ondes [3].

Avec l'image du plan de masse offrant un second conducteur, le circuit équivalent de la ligne de transmission bifilaire est connu sous le nom de microruban.

La géométrie microruban, qui rayonne des ondes électromagnétiques, a été envisagée initialement dans les années 1950. La réalisation des résonateurs compatibles avec les lignes de transmission microrubandate des années 1952 (Grieg et Englemann). La première réalisation des microrubans sous forme d'une antenne imprimée, liée à la ligne microruban de transmission, a été développée en 1953 par des champs, et en 1955 Gutton et Baissinot ont proposé la conception du résonateur microruban [4].

L'absence de substrats de qualité suffisante, les difficultés d'ordre théorique et l'utilisation d'autres types de microruban ont plus ou moins freiné les premières recherches et retardé les applications de ces éléments rayonnants jusqu'au début des années soixante-dix. Depuis, ces microrubans sont rapidement passés du stade de la curiosité technique à celui du produit industriel [3].

I.4 Présentation de la structure de l'antenne microruban

Dans sa forme la plus simple, une antenne microruban est constituée d'un élément conducteur appelé patch imprimé sur la face supérieure d'un substrat diélectrique, la face inférieure complètement métallisée constitue le plan de masse (Figure I.2). Le patch est généralement fabriqué à base d'un matériau conducteur tel que le cuivre ou l'or et il peut prendre n'importe quelle forme possible. Le patch rayonnant et les lignes d'alimentation sont habituellement photogravées sur le substrat diélectrique [5].

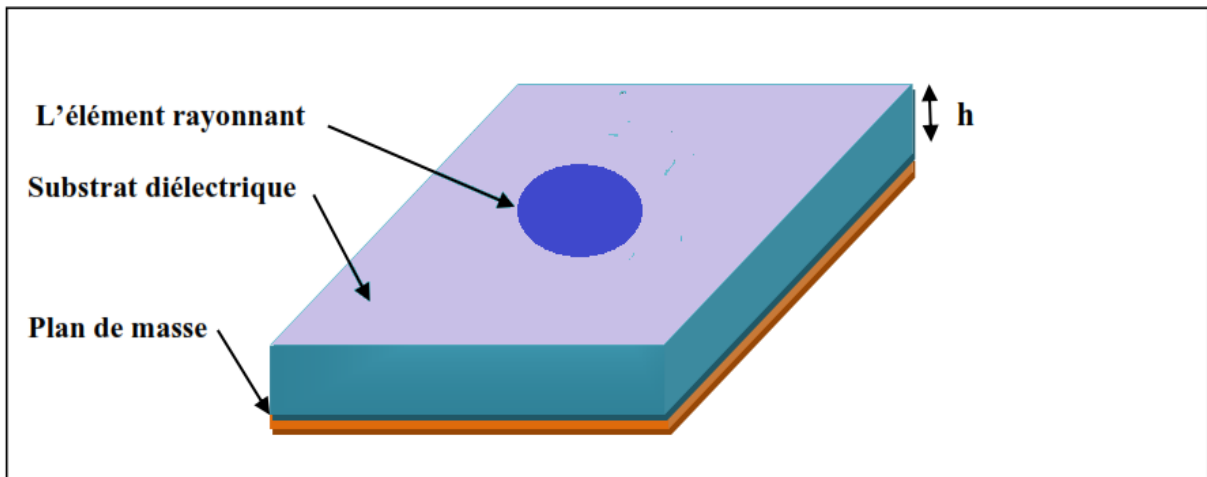


Figure. I.2 Antenne patch microruban circulaire.

I.5 Les différentes formes d'une antenne microruban

L'antenne microruban peut prendre plusieurs formes qui peuvent être rectangulaire, carré, circulaire ou simplement un dipôle. Ces formes sont les plus courantes car elles présentent une grande facilité d'analyse et de fabrication, mais également un diagramme de rayonnement très intéressant. La figure suivante montre ces différentes formes [6].

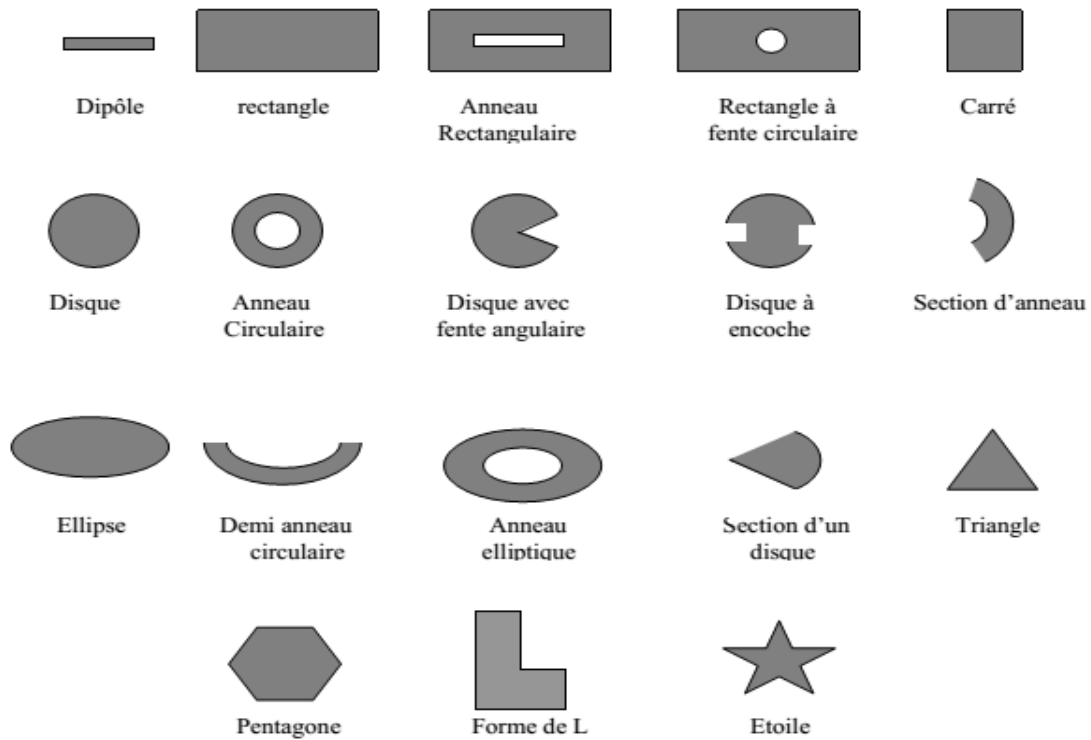


Figure. I.3 Divers types d'éléments rayonnants

I.6 Caractéristiques des antennes microrubans

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

Une antenne peut être caractérisée par [7].

a) Représentation en quadripôles

Une antenne peut être représentée comme un quadripôle (Figure I.4), défini par les paramètres S :

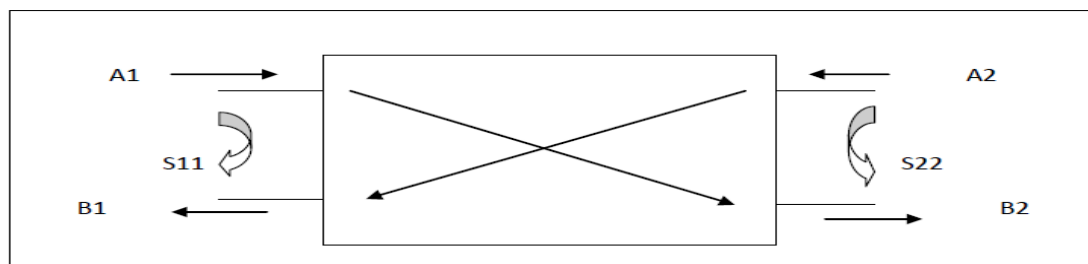


Figure I.4 Représentation en quadripôle

$A_1 B_1$ et $A_2 B_2$ Sont des ondes de puissance.

$$\text{Ona: } B_1 = S_{11}A_1 + S_{12}A_2$$

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

S_{11} , S_{12} , S_{21} et S_{22} sont des coefficients:

- S_{11} est le coefficient correspondant à la réflexion en entrée des quadripôles lorsque $A_2=0$.
- S_{12} est un coefficient représentant la transmission de la puissance entrant en sortie vers l'entrée lorsque $A_1=0$.
- Les coefficients S_{11} et S_{22} désignent respectivement le gain du quadripôle lors que $A_2=0$ et la réflexion en sortie du quadripôle lorsque $A_1=0$.

b) Le rendement de l'antenne

Dans une antenne toute la puissance d'alimentation (P_F) n'est pas nécessairement rayonnée (P_E), il y a des pertes plus ou moins importantes. On définit le rendement d'une antenne appelé aussi coefficient d'efficacité d'une antenne par le rapport :

$$\eta = \frac{P_E}{P_F}$$

c) Le Gain

Le gain d'une antenne correspond au meilleur gain directif dans une (éventuellement plusieurs) direction (s). Il est à noter qu'une antenne est un élément strictement passif qui n'amplifie pas le signal. Son gain ne représente que la concentration de puissance dans une direction privilégiée par rapport à une antenne isotrope sans pertes.

d) Directivité

La directivité d'une antenne désigne la façon de concentrer son rayonnement dans certaines directions de l'espace. Afin de définir les propriétés directionnelles du diagramme de rayonnement de l'antenne, on fait appel à la notion de directivité **D**. Il s'agit en réalité du rapport entre l'intensité du rayonnement (**U**) dans une direction donnée de l'antenne et celle d'une source isotrope U_0 [8].

e) L'impédance d'entrée de l'antenne

Est l'impédance vue dans le plan de la ligne d'alimentation au niveau du connecteur SMA (Sub Miniature version A).

f) Le coefficient de réflexion S_{11}

Met en évidence le transfert d'énergie par l'antenne. Dans un système électrique caractérisé par les paramètres S, lorsque le coefficient S_{11} connaît une forte atténuation à une fréquence donnée appelée fréquence de résonance, il y a un maximum de transfert de puissance entre le générateur et la charge. C'est sur ce paramètre que l'on se base pour optimiser l'antenne.

g) Fréquence de résonance

Une antenne s'utilise en général avec des signaux autour d'une fréquence donnée pour laquelle l'antenne possède des capacités optimales pour émettre ou recevoir l'énergie électromagnétique correspondante dans l'espace environnant. La fréquence de résonance d'une antenne dépend d'abord de ses dimensions propres, mais aussi des éléments qui lui sont ajoutés [8].

h) Bande passante et facteur de qualité

La bande passante d'une antenne correspond à la bande de fréquence où le transfert d'énergie de l'alimentation vers l'antenne (ou de l'antenne vers le récepteur) est maximal. La bande passante peut être définie en fonction du coefficient de réflexion, à condition que le diagramme de rayonnement ne change pas sur cette bande. Il n'y a pas de critères précis pour la limite du coefficient de réflexion [8].

Un critère typique d'avoir un coefficient de réflexion inférieure à -10 dB ou -15 dB sur la bande passante

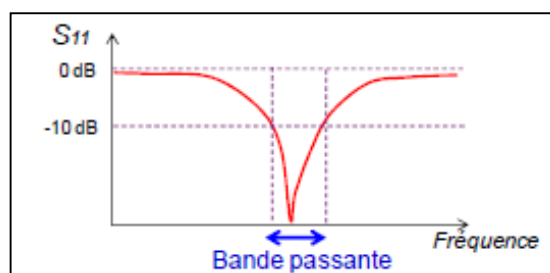


Figure .I.5 Bande passante et coefficient de réflexion

I.6.1 Caractéristiques des matériaux diélectriques [9]

Les matériaux diélectriques se divisent en différentes catégories, et le détail des caractéristiques de chacune de ces familles de matériaux est donné ci-dessous.

I.6.1.1 Les matériaux céramiques

Comme le Saphir, l'oxyde de Beryllium (B_eO), le Rubile (TiO_2), ils sont couramment employés pour les circuits microrubans, dont le plus répandu est sans doute l'alumine (Al_2O_3) avec une permittivité relative entre 11 et 10. D'un point de vue mécanique, ces substrats disposent généralement d'excellentes qualités de surface et une bonne rigidité, mais ils sont cassables et donc fragiles et présentent de faibles pertes ($\tan < 10^{-3}$). Leurs permittivités sont pour la plupart élevées.

I.6.1.2 Les matériaux semi-conducteurs

Tels que : Arséniure de Gallium (GaAs) ou Silicium (Si) permettent couramment la fabrication des circuits M.M.I.C. La surface disponible, généralement réduite pour réaliser des résonateurs destinés à des applications dans le domaine millimétrique.

I.6.1.3 Les matériaux ferrimagnétiques

Comprenant les substrats ferrites et Yttrium-Iron Garnet (YIG). L'effet gyromagnétique est mis à profit pour concevoir des circulateurs, des isolateurs ou encore des résonateurs microrubans rayonnants naturellement une onde en polarisation circulaire. Ce sont des matériaux anisotropes à forte permittivité relative (de 9 à 16) et à faibles pertes diélectriques.

I.6.1.4 Les matériaux synthétiques

La plupart de ces matériaux possèdent d'excellentes propriétés électriques, faible permittivité relative (2 à 3) avec de faibles pertes ($tg\delta = 0,003$). À ceux-ci viennent s'ajouter aujourd'hui les mousses *ROHACELL* dont la permittivité relative est proche de l'air ($r \approx 1$), cependant les pertes deviennent vite importantes lorsque l'on monte en fréquence ($\tan \delta > 0.01$ à 26.5 GHz) un exemple de ces matériaux: le polyéthylène, le polyester, le téflon, le polypropylène, etc...

I.6.1.5 Les matériaux électromagnétiques

La théorie des matériaux présentant une permittivité et une perméabilité négatives date du début des années 60. Veselago en appliquant les équations de Maxwell à de tels matériaux, prédit dès 1967 le comportement d'ondes électromagnétiques subissant une réfraction négative. La réfraction est le phénomène qui explique que lorsque la lumière traverse l'interface entre deux milieux qui ont des vitesses de propagation différentes, la lumière subit un changement brusque de trajectoire prédictible par la loi de Snell. Lorsque l'onde arrivant d'un milieu d'indice

positif traverse un matériau d'indice négatif, le trièdre formé par le champ électrique, le champ magnétique et le vecteur d'onde est un trièdre inversé. L'indice négatif du métamatériau implique que la vitesse de phase de l'onde est négative (la vitesse de groupe et la vitesse de phase ont donc des directions opposées), ce qui entraîne l'inversion du vecteur d'onde. Par contre le vecteur de Poynting forme toujours un trièdre direct avec le vecteur champ électrique et le vecteur champ magnétique: le sens de circulation de l'énergie n'est pas inversé.

I.6.1.6 Les matériaux photoniques

Depuis le début des années soixante, un nouveau type de matériaux, les cristaux photoniques (matériaux à permittivité périodique) ont fait l'objet d'une grande effervescence dans le monde scientifique. La grande majorité des recherches portant sur ces matériaux a été effectuée par des physiciens dans le cadre d'études de dispositifs optiques. Actuellement, les chercheurs s'intéressent à une application dans le domaine des microondes. Il s'agit de concevoir une antenne imprimée sur une cavité constituée par des matériaux photoniques, ces derniers peuvent réduire les ondes de surface.

I.6.1.7 Les matériaux chiraux

Les propriétés de chiralité ou de bi-isotropie que possèdent certains matériaux, notamment dans le domaine des microondes et de l'optique, font depuis plusieurs années l'objet d'intenses recherches. Récemment, A. Bossavit prédit qu'on peut construire des matériaux chiraux en incluant périodiquement dans une matrice de matériau diélectrique des inclusions de matériau fortement conducteur. Le comportement souhaité s'obtient alors à la limite 0 où désigne la taille de la cellule de périodicité.

I.6.1.8 Les matériaux t.m.m (thermos et microwave material)

Ces matériaux constitués de résines chargées de différents composants céramiques, génèrent une gamme de substrats TMM-3, TMM-4, TMM-6, TMM-10 de faibles pertes ($\text{tg}\delta < 0.0018$) pour des permittivités respectivement égales à 3.25, 4.5, 6.5, 9.8. Rigides et moins cassants que les céramiques, ils conservent leurs dimensions et leurs permittivités à des températures élevées.

I.6.1.9 Les matériaux ro3000 (ajout de poudre de céramique au téflon)

Ces matériaux sont de permittivité relative stable en température et en fréquence, peuvent être utilisés pour des applications au-delà de 30 GHz.

I.6.1.10 Les matériaux composites

Ce type de matériaux Obtenus en combinant les qualités radioélectriques et mécaniques

d'un substrat. En ajoutant aux matériaux plastiques de la fibre de verre (cas du DUROID 5870, TLC et ARLON 320) ou de la poudre de céramique (ARLON 340), les propriétés mécaniques sont améliorées et l'on peut, suivant le dosage, ajuster la permittivité. Des produits comme le DUROID sont couramment utilisés pour réaliser des résonateurs microrubans.

I.6.2 Fonctionnement d'une antenne microruban [4]

Pour comprendre le fonctionnement d'une antenne microruban, il est nécessaire de connaître les champs électromagnétiques en champ proche. Lorsque la ligne d'alimentation est excitée par une source radiofréquence, une onde électromagnétique guidée entre la ligne et le plan de masse va se propager jusqu'à l'élément rayonnant (de largeur plus grande que la ligne, donc plus apte à rayonner). Une distribution de charge va s'établir sous l'élément rayonnant, et sur le plan de masse. Le rayonnement résultant de cette structure se traduit par des pertes qui s'opèrent au niveau des murs magnétiques. Une partie du signal émis est réfléchi par le plan de masse, puis par le conducteur supérieur et ainsi de suite. La forme et l'orientation des lignes de champs entre les bords de la plaque rayonnante et le plan de masse caractérisent les directions privilégiées du champ rayonné. En général, le mode fondamentale est considéré comme étant le mode de fonctionnement de ce type d'antennes. Ce mode emporte le maximum d'énergie et se caractérise par une répartition du champ électrique en dessous de l'élément rayonnant dont une dimension au moins est égale à une demi-longueur d'onde. Les courants surfaciques qui sont produits sur l'élément métallique sont dirigés selon l'axe de symétrie passant par le point d'excitation.

I.7 Techniques d'alimentation

Il existe plusieurs techniques pour l'alimentation des antennes microrubans, ces techniques peuvent être soit par contact direct soit par couplage, les plus communément utilisées sont l'alimentation par ligne microruban, par sonde coaxiale, par couplage de proximité ou par ouverture [10].

I.7.1. Alimentation par ligne microruban [3]

Dans le premier cas, une ligne microruban est directement connectée à l'élément rayonnant comme le montre la (figure I.6), le point de jonction peut être sur l'axe de symétrie du patch ou complètement décalé pour permettre une meilleure adaptation d'impédance.

Ce type d'alimentation est facile à mettre en œuvre et à modéliser, mais peut engendrer un rayonnement parasite qui peut devenir considérable et une bande passante typiquement entre 2 et 5%.

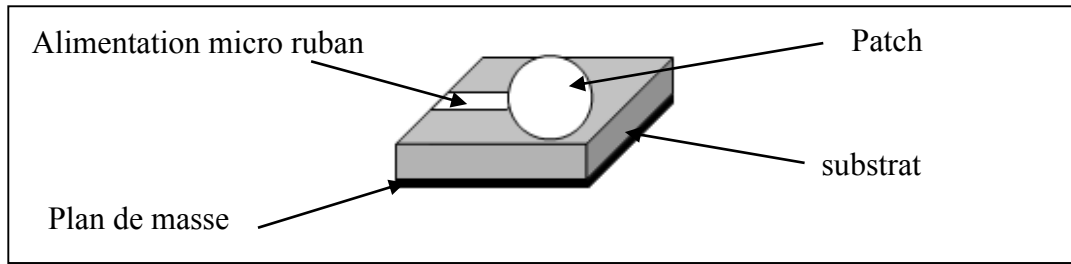


Figure. I.6 Alimentation par la ligne microruban

I.7.2. Alimentation par sonde coaxiale

L'alimentation par sonde coaxiale est réalisée par un contact direct de l'élément rayonnant au conducteur central d'une ligne coaxiale, tandis que son conducteur externe est relié au plan de masse (Figure I.7). L'adaptation d'impédance est réalisable en déplaçant le point d'alimentation sur le patch. L'inconvénient de ce type d'alimentation réside dans la bande passante étroite et la difficulté de modélisation surtout pour des substrats électriquement épais [3].

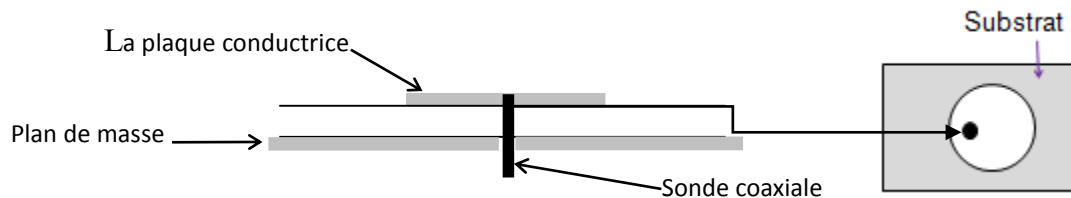


Figure. I.7 Alimentation par sonde coaxiale

I.7.3. Alimentation par couplage par fente

L'alimentation par ligne micro ruban ou par ligne coaxiale présentent une asymétrie qui génère des modes d'ordres supérieurs produisant un rayonnement de polarisation croisée, pour y remédier à cet état de fait l'alimentation par fente a été introduit. Cette configuration permet une optimisation indépendante entre la ligne d'alimentation et le patch, facile à modéliser et présente un rayonnement parasite modéré. Cependant, elle est la plus difficile à mettre en oeuvre et présente une bande passante étroite[3].

I.7.4. Alimentation par couplage de proximité [1]

La meilleure bande passante pouvant atteindre 13% est réalisable en utilisant l'alimentation par couplage de proximité illustrée par la figure (I.8). L'avantage de cette technique d'alimentation réside dans l'affaiblissement du rayonnement parasite et la facilité du couplage, ce dernier peut être optimisé par l'ajustement des dimensions de la ligne. Cependant elle est très difficile à mettre en oeuvre. L'adaptation peut être réalisée en contrôlant la longueur de la ligne d'alimentation. L'inconvénient principal de cette technique d'alimentation est qu'elle est difficile à fabriquer en raison des deux couches diélectriques qui nécessitent un alignement approprié. En

outre, il y a une augmentation de l'épaisseur globale de l'antenne.

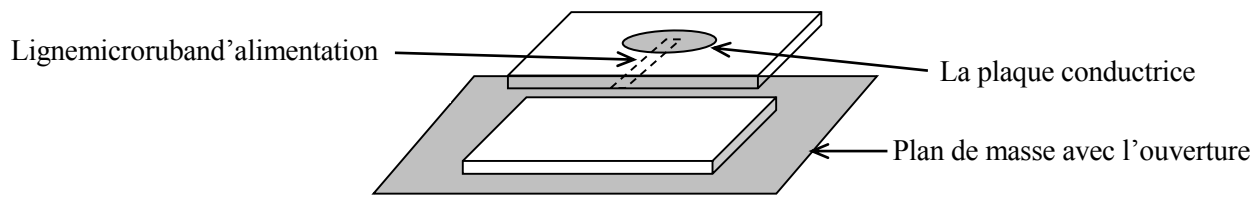


Figure I.8 Alimentation par couplage de proximité

I.7.5. Alimentation couplée par ouverture [3]

Dans ce type d'alimentation, le patch de rayonnement et la ligne d'alimentation du microruban sont séparés en plan de masse comme indiqué sur la figure I-9. La jonction entre le patch et la ligne d'alimentation est faite par une ouverture ou une fente dans le plan de masse. Généralement, les matériaux à permittivité élevée sont employés pour le substrat inférieur par contre les matériaux à faible constante diélectrique sont utilisés pour le substrat supérieur dans le but d'optimiser le rayonnement du patch.

Mais elle apporte divers avantages :

- ❖ Isolation du circuit d'alimentation de l'antenne .
- ❖ Diminution des rayonnements parasites au niveau de l'élément rayonnant .
- ❖ Faible bande passante.

Mais également des inconvénients:

- ❖ Difficile à mettre en œuvre .
- ❖ Apparition d'un rayonnement arrière du fait que la fente se comporte comme un élément rayonnant. Pour éliminer cet inconvénient, on peut disposer sous la ligne, une plaque de substrat avec une partie métallisée sur sa face inférieure pour créer un nouveau plan de masse.

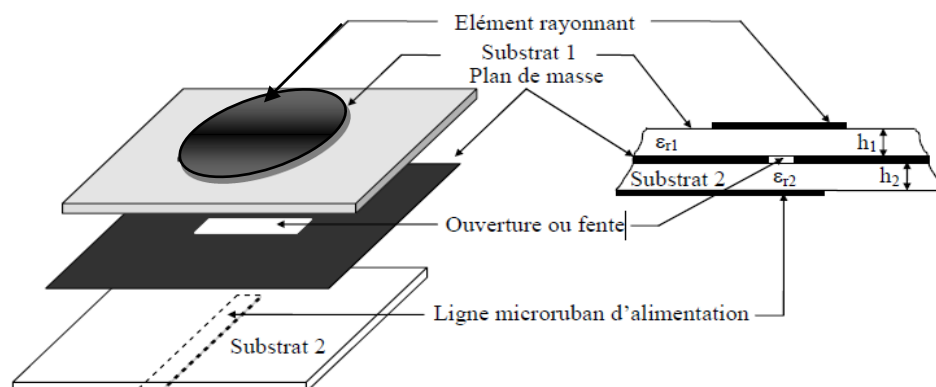


Figure I.9 Alimentation couplée par ouverture.

Le tableau (Tableau I.1) ci-dessous, récapitule les caractéristiques des différentes techniques d'alimentation [12].

Méthodes	Avantages	Inconvénients
<p><u>Alimentation par contact</u> <i>Sonde coaxiale</i></p>	<ul style="list-style-type: none"> - Pas de pertes par rayonnement de la ligne. - Sélection possible d'un mode privilégié. - Obtention de l'impédance d'entrée par positionnement de la sonde. - Prédiction aisée de l'impédance d'entrée pour des substrats faiblement épais. - Technique de perçage simple jusqu'à 10GHz. 	<ul style="list-style-type: none"> - Rayonnement parasite de la sonde de type monopolaire. - Partie selfique ramenée par l'âme du connecteur à prendre en compte. - Technique de perçage et de soudure plus délicate en millimétrique. - cher et compliqué industriellement pour exciter chaque élément d'un réseau à forte directivité.
<p><i>Lignemicroruban</i></p>	<ul style="list-style-type: none"> - Procédé technologique le plus simple par gravure sur la même face de l'antenne et du circuit d'alimentation. - Adaptation de l'aérien possible par contact pénétrant. 	<ul style="list-style-type: none"> - Rayonnement parasite de la discontinuité ligne-aérien. - Rayonnement parasite possible du circuit de distribution en millimétrique - Structure figée après gravure
<p><u>Alimentations par proximité</u> <i>Ligne microruban en circuit ouvert</i></p>	<ul style="list-style-type: none"> - Procédé technologique le plus simple par gravure sur la même face de l'antenne et du circuit d'alimentation. 	<ul style="list-style-type: none"> - Rayonnement parasite possible du circuit de distribution en millimétrique. - Structure figée après gravure. - Paramétrage du positionnement relatif de la ligne nécessaire pour adapter l'antenne.
<p><i>Ligne micro-ruban en sandwich</i></p>	<ul style="list-style-type: none"> - Dessin du circuit d'alimentation modifiable par rapport aux aériens - Bande passante plus large par augmentation de la hauteur 	<ul style="list-style-type: none"> - Deux couches de substrat requises - Difficulté pour l'intégration de dispositifs actifs et pour la dissipation de chaleur

Tableau.I.1 Les caractéristiques des différentes techniques d'alimentation

I.8 Méthodes d'analyse

Les antennes microrubans, généralement constituées d'un élément rayonnant à deux dimensions imprimées sur un substrat de faible permittivité, sont principalement analysées par les méthodes dédiées aux circuits planaires [11].

Ces méthodes peuvent être classées en deux grandes catégories : les méthodes analytiques simples, tels que le modèle de la ligne de transmission et le modèle de la cavité et les méthodes numériques rigoureuses telles que la méthode des moments, la méthode des éléments finis et la méthode des différences finies. Depuis les années quatre-vingt dix de nouvelles méthodes dites d'optimisation basées sur les réseaux de neurones artificiels et les algorithmes génétiques ont été introduites avec succès [11].

I.8.1 Méthodes analytiques [4]

Ce paragraphe est consacré aux méthodes simples utilisées pour l'analyse de l'antenne microruban, tel qu'ils ont été présentés dans la littérature.

Le modèle de la ligne de transmission est le plus simple de tous et il donne une bonne interprétation du mécanisme de rayonnement mais qui ne peut s'appliquer qu'aux antennes de formes carrées ou rectangulaires. Par contre le modèle de la cavité est plus précis mais aussi plus complexe en nature. Les méthodes rigoureuses sont extrêmement précises et peuvent traiter aussi bien les éléments de formes simples que ceux de formes compliquées. Ces méthodes sont plus complexes par rapport aux deux méthodes mentionnées ci-dessus.

I.8.1.1 Modèle de la ligne de transmission [4]

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

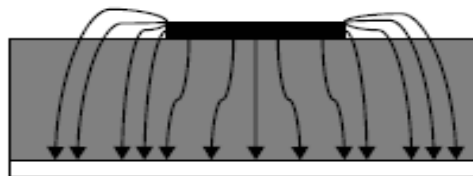


Figure I-10 Lignes de champ électrique dans une ligne microruban.

Par conséquent, comme le montre la figure I.10 la propagation des ondes dans la ligne microruban s'effectue à la fois dans le milieu diélectrique et dans l'air : deux milieux d'indices différents.

I.8.1 .2 Modèle de la cavité [11]

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

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

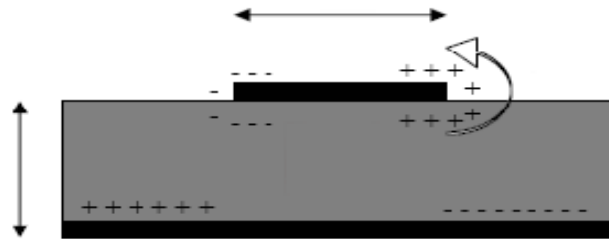


Figure I-11 Distribution de charge et densité de courant sur une antenne microruban.

Considérant le schéma de la figure I.11 montré ci-dessus. Quand l'élément rayonnant est alimenté, une distribution de charge s'établit sur les surfaces inférieures et supérieures de cet élément, ainsi que sur la surface du plan de masse. Cette distribution de charge est commandée par deux mécanismes : mécanisme d'attraction et mécanisme de répulsion comme discuté par Richards .

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

I.8.2 Méthodes numérique

I.8.2.1 Méthode des différences finies fdtd [4]

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

I.8.2.2 Méthode des moments

La méthode des moments est une technique numérique qui permet de résoudre efficacement le système d'équations intégrales en le transformant en un système matriciel. Elle est basée sur le critère de nullité d'une fonction constituée à partir d'une intégrale des résidus, générée par la différence entre la solution approximative (fonction d'essai) et la solution exacte, pondérée par des fonctions de poids (fonctions de test). La fonction d'essai est exprimée sous forme de série de fonctions de base connues dont les coefficients de pondération sont déterminés en résolvant le système linéaire. Cette équation fonctionnelle peut être transformée en un système d'équations algébriques en développant les vecteurs densités de courant sous la forme de série de fonctions de base. La détermination de la solution se réduit donc à celle des coefficients inconnus des fonctions de base. Les fonctions d'essai doivent converger vers la solution exacte lorsque les nombres N et M des fonctions de base tendent vers l'infini. Pour un nombre fini de fonctions de base, il en résulte une erreur résiduelle définie comme étant la différence entre la solution exacte et la fonction d'essai. Le système d'équations linéaires de la méthode des moments correspond au cas où la fonctionnelle définie par l'erreur résiduelle est rendue orthogonale à l'espace des fonctions de test. Il en résulte que plus cette fonction est orthogonale à des fonctions de test, on aura une meilleure approximation. Le cas particulier où les fonctions de base sont identiques aux fonctions de test correspond à la méthode de Galerkin. Pour appliquer cette méthode aux structures, on utilise la procédure de résolution par la méthode des moments des fonctions de bases partielles. Autrement dit, chaque région de gravures et d'ouvertures est maillée en sous régions finies, lesquelles constituent les supports des fonctions de bases partielles. Ces fonctions de base sont nulles en dehors de leurs sous régions. Le système des équations linéaires à résoudre peut s'écrire pour tout type de maillage sous une forme matricielle [3].

I.8.2.3 Méthode des éléments finis FEM

La méthode des éléments finis est une méthode mathématique qui permet la résolution d'équations différentielles. Avec des équations différentielles, il est possible par exemple de décrire le comportement des structures. Ainsi, la résolution des équations de la théorie de l'élasticité permet d'obtenir le comportement de corps solide sous différentes charges, c'est à dire de calculer les contraintes et déformations. Les équations de Laplace permettent de décrire les champs de températures. La résolution des équations de Navier-Stokes nous donne le comportement des fluides et les équations de Maxwell sont une représentation mathématique des champs magnétiques [4].

La résolution des équations différentielles est possible analytiquement pour des géométries et des cas simples. En revanche, cela devient impossible pour des systèmes complexes, discontinus, que l'on rencontre dans la pratique. C'est pourquoi les formulations permettant une approximation numérique sont plus indiquées. Une méthode s'est montrée particulièrement efficace: la méthode des éléments finis (ou FEM, de l'anglais Finite Element Method) [4].

I.8.2.4 Méthode de la matrice des lignes de transmission (TLM)

La TLM est un processus itératif temporel qui effectue une discrétisation spatiale et permet ainsi, de connaître l'évolution temporelle du champ électromagnétique en chaque point du maillage. Pour effectuer l'étude dans le domaine spectral, la transformée de Fourier rapide a été remplacée par une méthode d'analyse paramétrique reposant sur la méthode de Prony-Pisarenko (PPM) : L'usage conjugué des calculateurs parallèles et de la PPM, a apporté de très importantes améliorations permettant de déterminer dans un large domaine de fréquence et en un seul calcul (avantage du temporel) l'impédance d'entrée, les diagrammes de rayonnement, et les caractéristiques de polarisation d'antennes imprimées [6].

I.8.2.5 La méthode d'intégration finie

On va détailler cette méthode plus dans le chapitre III.

I.9 Avantages et inconvénients des antennes microrubans [12]

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

- Faible poids, encombrement réduit, faible profile et structure plane.
- S'adapte facilement aux surfaces planes et non planes.

- Facile à fabriquer en masse en utilisant les techniques des circuits imprimés dont le faible coût.
- Facile à intégrer avec les circuits MMICs sur un même substrat.
- Polarisation linéaire et circulaire possibles.
- Réseaux d'alimentation et d'adaptation fabriqués simultanément avec l'antenne.
- Antennes multibandes multipolarisations possibles.

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

- Bande passante étroite.
- Faible gain.
- Supporte uniquement des faibles puissances.
- Faible efficacité de rayonnement.
- Faible pureté de polarisation.

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

I.10 Applications des antennes microrubans

- Pour de nombreuses applications, les avantages des résonateurs microrubans l'emportent largement face à leurs limitations. Initialement, cette technologie du résonateur s'est trouvée fortement répandue dans les systèmes militaires de haute technologie, tels que : missiles, roquettes, fusées, avions et satellites...etc.
- Cependant, les résonateurs microrubans sont aujourd'hui de plus en plus répandus dans le secteur commercial en raison de la réduction des coûts en matière de substrat diélectrique et de maturité des technologies de résonateurs imprimés. En effet, dans les satellites de communication, des polarisations circulaires sont requises et peuvent être réalisées à partir de plaque rayonnante de forme carrée ou bien circulaire en utilisant 1 à 2 points d'alimentation. Les systèmes mobiles utilisant ces résonateurs sont les véhicules, mais aussi les équipements de petite taille, tels que les téléphones portables, radars... etc.
- On retrouve principalement ces résonateurs dans les systèmes de haute technologie suivants [12]:
 - Les résonateurs spatiaux et radar embarqué.
 - La liaison avec des mobiles (avions, fusées, missiles, navires, véhicules routiers...).
 - Les systèmes portables de radiolocalisation par satellite (GPS).
 - Les résonateurs pour la téléphonie mobile (stations de base).

- Les badges et étiquettes électroniques.
- Les applicateurs biomédicaux (hyperthermie) et capteurs pour contrôle non destructif.

Enfin, les réseaux d'éléments rayonnants microruban sont fréquemment utilisés dans les satellites de communication et bien d'autres applications, telles que les radio communications avec les mobiles terrestres et aériens, les télécommunications, les radars, mais aussi les capteurs miniaturisés et les applicateurs médicaux. D'autre part, avec la recherche progressive, le développement et une utilisation plus fréquente, ces résonateurs microrubans finiront par remplacer les résonateurs conventionnels dans la plupart des applications[12].

I 11 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons montré le rôle et l'évolution technologique des antennes microrubans, une description générale, leurs caractéristiques et fonctionnement, puis on s'est intéressé au rayonnement d'une antenne circulaire, le choix des paramètres et substrat, les avantages, les inconvénients et leurs applications, ainsi que les différentes méthodes d'analyse utilisées dans ce domaine.

Dans le chapitre suivant on va donner une description et généralité sur les matériaux à Bandes Interdites électromagnétique.

Bibliographie

- [1] **A. Dada** " Antenne microruban de forme circulaire à substrats cristaux photoniques" mémoire de Master, Institut d'électronique, Université de M'sila, juin 2014.
- [2] **L Djouablia** " Contribution à l'étude des structures microbandes rayonnantes par la méthode des moments application a la forme triangulaire" thèse de Doctorat, Institut d'électronique, Université de Constantine juillet 2012.
- [3] **F.BENMEDDOUR** "Etude et réalisation d'un résonateur microruban de forme circulaire (Application au cas particulier de l'alimentation par couplage) "thèse de Doctorat, Institut d'électronique, Université de Constantine, Mars 2012.
- [4] **B. BECITA** "Antenne microruban de forme rectangulaire à substrats cristaux photoniques" Memoire de master, Institut d'électronique, Université Mohamed Boudiaf - M'sila , Juin 2014.
- [5] **A.Tarek** " Etude des matériaux composites (Titanate oxyde) : application pour la réalisation des substrats d'antennes miniatures"thèse de Magister, Institut d'électronique, UNIVERSITE SETIF-1UFAS (ALGERIE),2014.
- [6] **D.AISSAOUI** "Analyse à l'Aide de Modèles Equivalents d'Antennes Imprimées Alimentées par Lignes Adaptées" Thèse de Magister, en électronique Signaux & Systèmes, UNIVERSITE ABOU BAKR BELKAID–TLEMCEM 2007
- [7] **H.Touati Mohamed** "Conception et Simulation d'une antenne microruban circulaire" thèse de master, Université Mohamed Khider Biskra, 2014.
- [8] **A. KAMIL**" Conception d'une antenne patch ultra-large bande (3.1 Ghz-10.6 Ghz)" thèse grade du Maître ès sciences (M.Sc), Institut National de la recherche scientifique, Université du Québec,2011.
- [9] **A. BOUFRIOUA** "Contribution à l'étude des antennes a patch résistifs et parfaitement conducteur tenant compte d'une source d'excitation et des nouvelles formes asymptotiques de courant " thèse de Doctorat, Institut d'électronique, Université de Constantine, Novembre 2006.
- [10] **N. HAMDIKEN**" Analyse d'une antenne microbande circulaire par la méthode neurospectrale " thèse de Magister, Institut d'électronique, Université de Batna 2012.
- [11] **T.Yamina** " Identification des antennes microrubans multicouches par la méthode spectrale les réseaux de neurones " Thèse de Doctorat, Institut d'électronique, Université de Setif. juin 2011
- [12] **F. Belazzoug** " Etude d'une antenne micro-ruban triangulaire à bande interdite photonique (BIP) 2D" Memoire de master, Institut d'électronique, Université Mohamed Boudiaf - M'sila 2016.



CHAPITRE II

Généralités Sur Les matériaux à BIE.

II.1 Introduction

L'objectif de ce deuxième chapitre est de présenter les propriétés des structures BIE qui deviennent particulièrement intéressantes lorsque l'on introduit un ou plusieurs défauts dans la structure qui casse la périodicité de l'indice électromagnétiques. En fait, il existe des modes évanescents à l'intérieur de la bande interdite. Ces modes ne se propagent pas mais, l'insertion d'un défaut dans la périodicité du électromagnétiques permet de les exciter en les couplant avec des modes propagatifs extérieurs au BIE. Ils font alors apparaître des modes de propagation à l'intérieur de la bande interdite. Cela revient à introduire des microcavités résonantes comme on introduit des impuretés au sein d'un électromagnétique solide [1].

Dans un premier temps, nous rappellerons les propriétés générales des matériaux BIE par un bref historique et quelques définitions. Nous aborderons ces matériaux qu'ils soient diélectriques ou métalliques dans des configurations diverses : sans défaut ou avec défauts, dans une ou plusieurs dimensions.

II.2 Historique

Nous trouvons la trace d'utilisation des structures périodiques ou répétitives pour contrôler la propagation d'une onde aussi loin qu'au XIX^{ème} siècle avec les travaux de Lord Rayleigh en 1887 [1].

Lorsque nous alternons une succession de couches diélectriques transparentes d'indices de réfraction différents, une lumière incidente à la surface de ces multicouches peut se trouver complètement réfléchi par des phénomènes d'interférences successives. La cause de ce phénomène : sur l'interface de chaque couche, la lumière est partiellement réfléchi, et si l'espacement entre chaque couche est périodique, les réflexions successives finissent par annuler la propagation de l'onde lumineuse au sein de ces couches. Le miroir de Bragg mis au point par William Lawrence Bragg est un parfait exemple de l'exploitation de ce phénomène en une dimension. Le concept du contrôle de l'onde par des structures périodiques comme nous venons de le décrire émerge donc du domaine photonique, et l'on parlait alors de matériaux à bande interdite photonique (BIP), ou de cristaux photoniques. Le principe s'est ensuite rapidement étendu aux longueurs d'ondes supérieures, donnant lieu aux cristaux électromagnétiques, qui sont plus couramment appelés les matériaux à bande interdite électromagnétique (BIE). En effet, les équations de Maxwell obéissent à une loi d'échelle, et les mêmes propriétés peuvent par conséquent être observées quelle que soit la longueur d'onde [2].

Dans le domaine des microondes et des hyperfréquences, les propriétés exotiques d'une structure à bande interdite électromagnétique (l'anisotropie, l'effet de réfraction négative, la bande

interdite) reçoivent des attentions particulièrement importantes pour les applications dans les dispositifs de télécommunications (antennes, téléphones mobiles, GPS haute précision etc...) [3].

II.3 Définitions et propriétés

A présent, intéressons nous brièvement aux propriétés générales pour les trois grandes catégories de matériaux BIE diélectriques caractérisées par leur nombre de périodicités.

II.3.1 Description des matériaux bie diélectriques [4]

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

Il existe une grande variété de matériaux à bande interdite électromagnétique. Ils sont construits à partir d'objets élémentaires, agencés périodiquement dans l'espace. Dans la (Figure.II.1) nous avons des exemples de réseaux BIE de périodicité selon une, deux et trois dimensions. Dans notre travail, nous nous intéressons uniquement aux structures BIE bidimensionnelles.



Figure. II. 1 Exemples de structures périodiques 1D, 2D et 3D.

Puisque l'incidence des ondes est un facteur limitant les performances de ces structures, les chercheurs travaillent dans les domaines utilisant ces matériaux. Ils ont tenté de développer des structures BIE isotropes qui gardent leurs propriétés quel que soit l'angle d'incidence des ondes.

II.3.1.1 Réseaux unidimensionnels [1]

Les structures 1D sont les plus anciennes bien qu'elles soient depuis peu intégrées aux structures BIE. En effet, elles ont été déjà longtemps étudiées et utilisées comme miroirs diélectriques ou filtres optiques. Elles consistent à empiler plusieurs couches de matériaux avec des permittivités différentes (principe du miroir de Bragg). Les bandes interdites sont d'autant plus grandes que le contraste d'indice est élevé pour des épaisseurs de structures égales au quart de la longueur d'onde guidée (Figure II. 2).

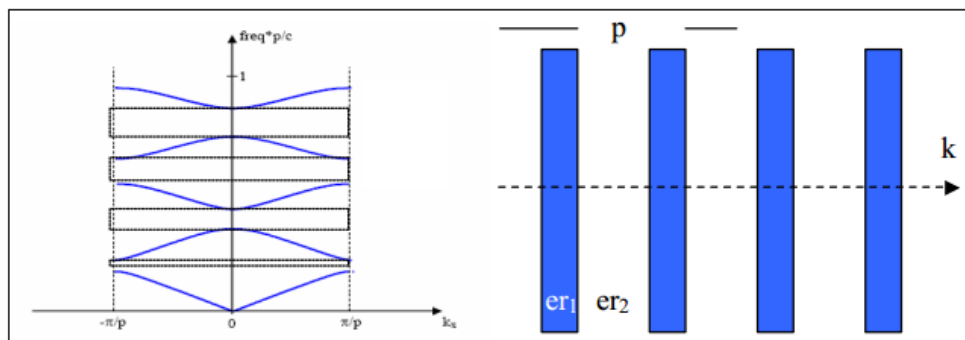


Figure. II. 2 Structure 1d et son diagramme de dispersion.

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

II.3.1.2 Réseaux bidimensionnels [1]

Les matériaux 2D sont des cristaux dont la constante diélectrique est structurée périodiquement dans les deux dimensions et reste homogène dans la troisième. Nous pouvons donc étudier les ondes électromagnétiques incidente à la structure 2D en deux polarisations distinctes : TE (champ électrique parallèle aux barreaux de la structure) et TM (champ électrique perpendiculaire aux barreaux). Le comportement fréquentiel n'est pas forcément identique selon la polarisation. En effet, l'apparition des bandes interdites dépend du contraste d'indice qui doit être plus élevé selon le type de réseau.

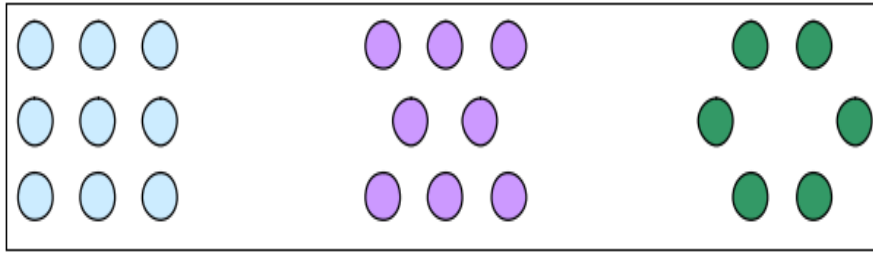


Figure. II. 3 Exemples de différents réseaux 2D [1].

Nous présentons sur la(Figure II. 3), plusieurs types de réseaux comme le réseau carré, le réseau triangulaire ou le réseau hexagonal.

Ce sont les paramètres géométriques c'est-à-dire le pas du réseau, le diamètre des tiges (par conséquent le taux de remplissage de la structure), le motif élémentaire et le contraste d'indice qui fixent les largeurs et les positions des bandes interdites et des bandes permises.

Les diagrammes de la figure II. 4 représentent :

- En abscisse, le parcours fait par le vecteur d'onde lorsqu'il décrit le contour formé par les points de haute symétrie Γ , X, M de la première zone de Brillouin.
- En ordonnée, la fréquence des modes calculés.

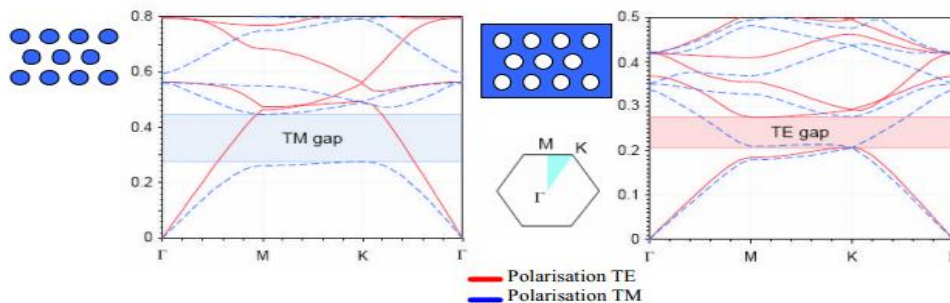


Figure. II. 4 Bandes interdites en fonction du réseau et du type de polarisation [1].

Dans les deux cas, nous constatons qu'il n'y a pas de recouvrement des bandes interdites dans les deux polarisations (en étudiant ici les diagrammes de bande d'une structure 2D en polarisation TE et TM). Mais, lorsque les bandes interdites correspondant à chacune des polarisations se recouvrent même de façon partielle, nous parlons alors de bandes interdites complètes. En réalité, il n'y a que dans le cas des structures en trois dimensions que nous pouvons obtenir théoriquement une vraie bande interdite complète, c'est-à-dire dans le cas où il n'y a aucune propagation possible quelles que soient la polarisation et la direction de l'onde incidente.

II.3.1.3 Réseaux tridimensionnels [1]

Les structures 3D sont les premières structures étudiées avec les structures 1D ou réseaux de bragg. L'objectif était d'obtenir des structures 3D fonctionnant sur les mêmes principes que les miroirs de bragg mais possédant une bande interdite photonique complète c'est-à-dire dans toutes les directions de l'espace. Il existe un grand nombre de structures possibles (Figure II. 5).

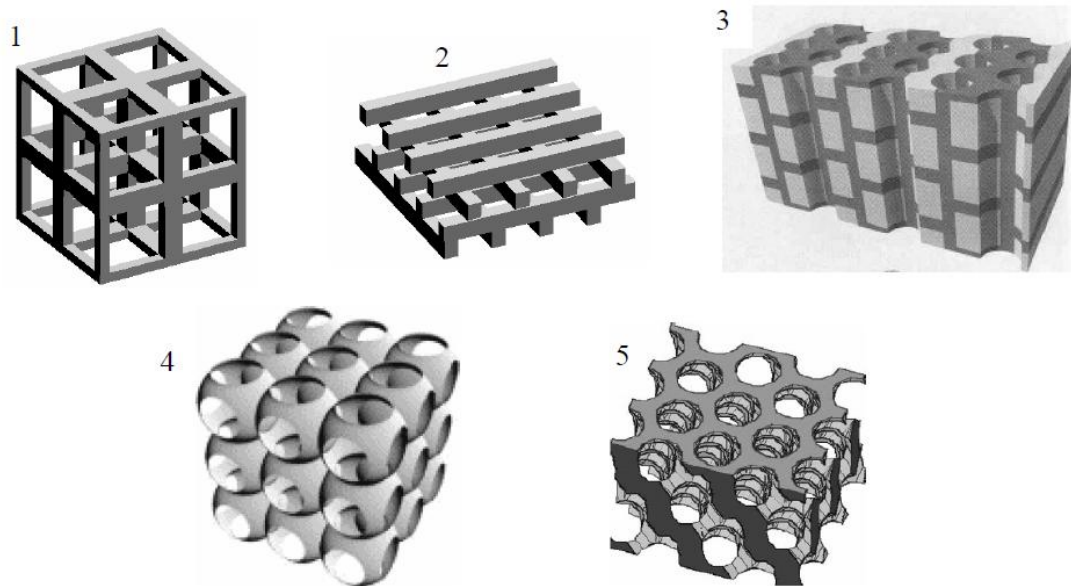


Figure. II. 5 Différentes structures 3d comme (1) la structure cubique, (2) le tas de bois, (3) la structure multicouches, (4) les opales ou opales inversées, (5) la yablonovite

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

Les deux types de structures BIE 3D réalisées dans le domaine des micro-ondes pour des raisons évidentes de contraintes technologiques plus faibles que dans le domaine de l'optique sont la yablonovite (un diélectrique percé de trous d'air) et la structure tas de bois. Cette dernière est un empilement de tiges diélectriques rectangulaires ou circulaires. Les deux niveaux consécutifs sont perpendiculaires et les deux plans consécutifs de tiges parallèles sont décalés d'une demi-période. quelques structures de type tas de bois ont été réalisées dans le domaine des micro-ondes soit avec des tiges d'aluminium, soit avec du silicium grâce à l'empilement des grilles gravées les unes sur les autres avec un pivotement de 90° à chaque étage et en respectant l'alignement de l'ensemble .

Auguste bravais a établi un classement des différentes familles de cristaux. Il a montré qu'ils peuvent se répartir en 7 types de mailles (7 systèmes cristallins) et 14 types de réseaux. Ceux-ci sont à la base des structures périodiques tridimensionnelles.

II.3.2 Description des structures bie métalliques

Les premiers matériaux à bandes interdites ont été réalisés avec des matériaux purement diélectriques pour répondre aux applications dans le domaine de l'optique. En effet dans ce domaine, l'utilisation de structures métalliques était difficile car il y avait de fortes pertes des métaux à ces fréquences. Par contre aux fréquences micro-ondes et radiofréquences, les pertes deviennent négligeables dans certains cas. Les métaux sont donc de quasi parfaits réflecteurs avec de faibles absorptions. Pour des fréquences de l'ordre du gigahertz, l'épaisseur de peau d est très faible devant la longueur d'onde λ qui est bien en dessous des fréquences optiques [5].

Il y a une cinquantaine d'années, les premières études portaient sur des éléments métalliques possédant différents axes de périodicité dans le but de réaliser des polariseurs et des réflecteurs. Elles ont aussi permis de concevoir des surfaces sélectives en fréquence ou SSF (Figure II.6) mais la plupart concerne des structures monocouches avec des motifs 1D ou 2D. Les structures BIE métalliques ou encore communément appelées BIEM sont une extension de ces réseaux périodiques métalliques à des réseaux multicouches à plusieurs dimensions [5].



Figure.II. 6 : Exemples de surfaces sélectives en fréquence (SSF).

II.4 Comportements électromagnétiques

Nous allons étudier les propriétés électromagnétiques des structures périodiques et leurs comportements fréquentiels. Nous éclairons le matériau avec une onde plane en incidence normale et nous en déduisons les coefficients de réflexion et de transmission. Cette étude peut être réalisée soit par la méthode numérique FDTD, soit par la méthode des impédances ramenées. Ces deux méthodes sont décrites en détails dans la partie suivante[5].

II.4.1 Structures diélectriques [5]

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

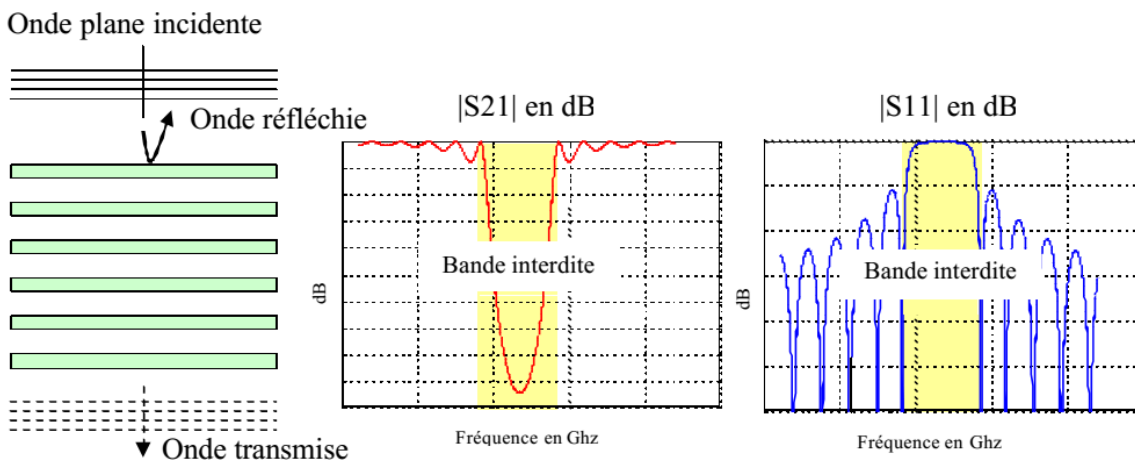


Figure .II. 7 Coefficient de transmission et de réflexion d'une structure 1D [5].

Ces structures réfléchissent les ondes grâce à un phénomène d'interférence constructive entre les différentes couches composant le matériau. L'onde incidente est partiellement réfléchi à chaque interface entre deux couches. Du fait de la stratification périodique, les ondes ainsi réfléchies présentent un déphasage bien défini les uns par rapport aux autres. Elles interfèrent donc de manière constructive ou destructive selon la valeur du déphasage qui dépend entre autre de la longueur d'onde et de l'angle d'incidence (Figure II. 8).

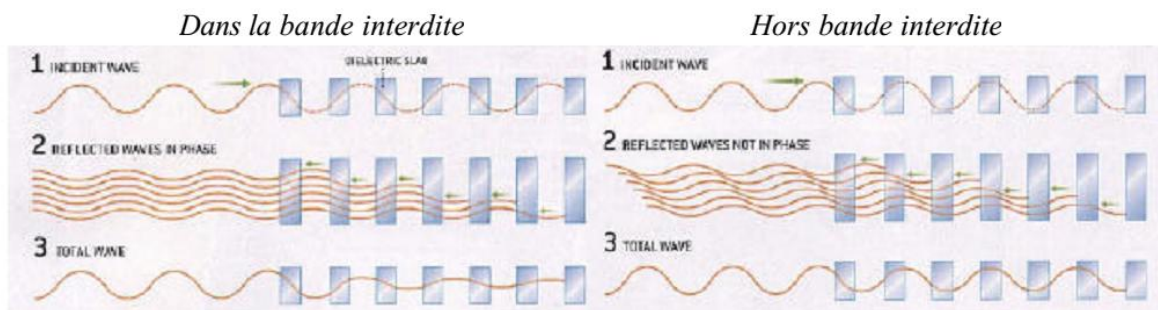


Figure .II. 8 Propagation a travers une structure BIE 1D [5].

Une autre méthode pour étudier les matériaux BIE consiste à calculer le diagramme de dispersion du matériau infini. Le réseau cristallin est transposé dans l'espace réciproque des

vecteurs d'ondes. Un nouveau réseau orthogonal au réseau cristallin de l'espace direct est ainsi obtenu. Cela permet d'en déduire la première zone de Brillouin qui représente le domaine élémentaire dans lequel doivent être recherchées les solutions des équations de propagation. Cette étude permet de déterminer si le matériau possède une bande de fréquence interdite commune à tous les angles de propagation envisageables. Cette technique est particulièrement adaptée aux matériaux périodiques à plusieurs dimensions car elle considère l'ensemble des directions de propagation électromagnétique dans le matériau pour chaque fréquence étudiée. Les propriétés du matériau infini sont représentées sous la forme d'un diagramme de bande ou d'un diagramme de dispersion (Figure II. 9).

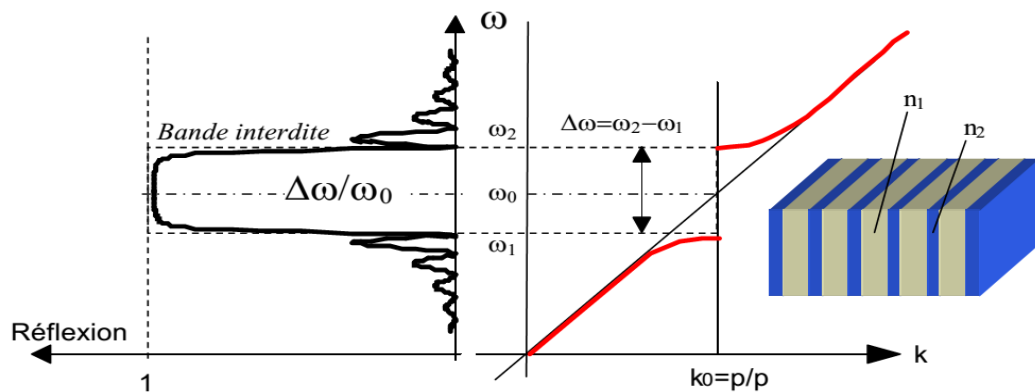


Figure .II. 9 Bande interdite et diagramme de dispersion pour des structures 1D.

II.4.2 Structures métalliques [1]

Les matériaux métalliques périodiques peuvent se présenter sous la forme de tiges ou de grilles possédant un ou plusieurs axes de périodicité. Toutes les grilles possèdent une bande interdite basse fréquence dans laquelle elle se comportent comme de parfaits miroirs. En effet, aux fréquences basses, l'impédance dérivée représentant la grille métallique est plus forte que l'impédance caractéristique de la ligne de transmission représentant le vide. Ce comportement présente une nouveauté par rapport aux réseaux périodiques BIE diélectriques. En effet, ils possèdent une bande permise basse fréquence jusqu'à leur première bande interdite fixée par leur périodicité et leur permittivité (Figure II. 10).

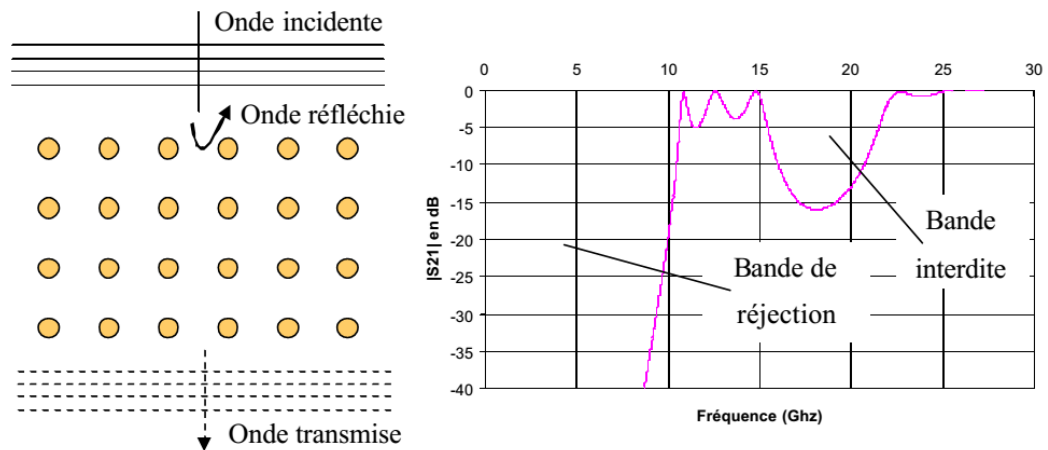


Figure .II. 10 Coefficient de transmission d'une structure BIEM

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

II.5 Caractéristiques et performances de l'antenne microruban BIE

Ce paragraphe se propose de présenter et de décrire les différentes étapes nécessaires pour réaliser une telle antenne mais aussi d'expliquer son fonctionnement à travers ses différents paramètres. Dans un premier temps, nous chercherons à identifier le fonctionnement de l'antenne à travers l'adaptation et son impédance d'entrée, puis dans un second temps, à travers son rayonnement et son gain [6].

II.5.1. Adaptation de l'antenne [6]

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

a) Impédance d'entrée

L'impédance d'entrée (Figure II.11) détermine directement les pertes d'insertion de la structure. L'impédance d'entrée d'une antenne à microruban BIE révèle la présence de plusieurs pics de microruban :

Le premier correspond à la résonance de la source d'excitation modifiée par la structure périodique. En changeant les dimensions de l'excitation, la fréquence de cette résonance est modifiée sans déplacer les autres. Les résonances suivantes sont relatives aux dimensions de l'antenne et notamment aux dimensions de la structure BIE à défaut. Si les dimensions de la

structure sont modifiées, les positions de ces résonances sont décalées en fréquence sans modifier la fréquence de la première résonance.

La seconde résonance correspond à la bande de fonctionnement c'est-à-dire la bande où le rayonnement présente un seul lobe directif dans l'axe avec des lobes secondaires faibles et une directivité maximum. Le troisième pic et les résonances suivantes sont des modes supérieurs.

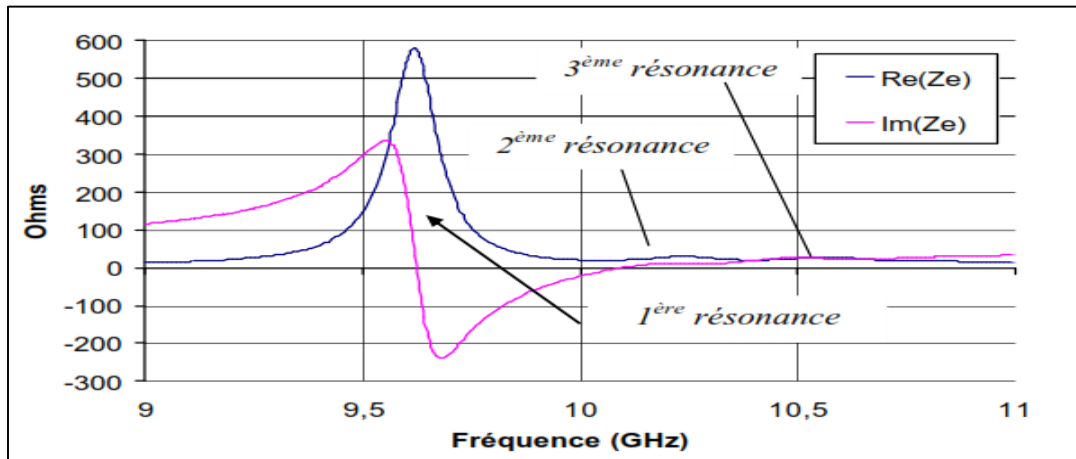


Figure .II. 11 Impédance d'entrée d'une antenne a micro ruban BIE.

L'amplitude de ces différents pics augmente avec le coefficient de qualité qui dépend du nombre de plaques utilisées et de leurs permittivités.

b) Module du coefficient de réflexion

L'impédance d'entrée conduit directement au module de S11 en puissance (Figure II. 12) qui caractérise l'adaptation de l'antenne.

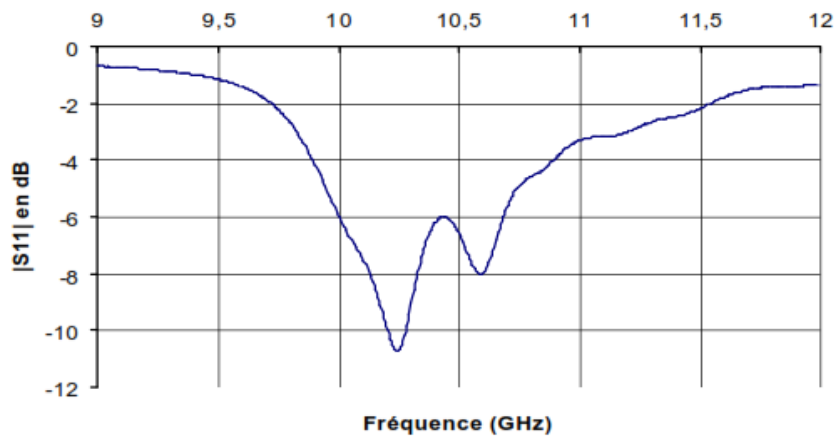


Figure.II. 12 Module du coefficient de réflexion d'une antenne microruban BIE.

L'antenne microruban BIE paraît généralement la mieux adaptée à la fréquence où son fonctionnement est optimal c'est-à-dire à la fréquence de la deuxième résonance.

En effet, l'amplitude de ce pic est proche de la valeur de l'impédance de normalisation (50Ω). Il faut néanmoins optimiser les paramètres de la source excitatrice de sorte que la position en fréquence de la première résonance permette de présenter une impédance autour de 50Ω sur la deuxième résonance. En effet la bande de fonctionnement de l'antenne la plus intéressante se situe entre la première et la deuxième résonance. La proximité de la première et la deuxième résonance va influencer sur la valeur de la partie réelle à la fréquence de fonctionnement. Pour augmenter la partie réelle, la première résonance doit être approchée de la deuxième résonance. D'une façon générale, ce type d'antenne est assez complexe à adapter sur une large bande de fréquences. Ceci est lié aux variations importantes de l'impédance sur la bande de fonctionnement. Ces variations expriment le caractère très résonant de l'antenne.

II.5.2 Diagrammes de rayonnement et gain

Le diagramme de rayonnement doit présenter un seul lobe principal à la verticale du plan de masse. En effet, la direction de l'énergie émise par le système d'alimentation doit correspondre avec la direction de propagation autorisée par le matériau BIE. Dans ce cas, le dispositif complet aura un fonctionnement optimal. De plus, cette énergie ne doit pas être rayonnée hors du BIE. Il est donc primordial d'utiliser des sources ayant un rayonnement de type antenne plaquée avec un niveau faible des lobes secondaires pour favoriser la direction dans l'axe (Figure II. 13) [6].

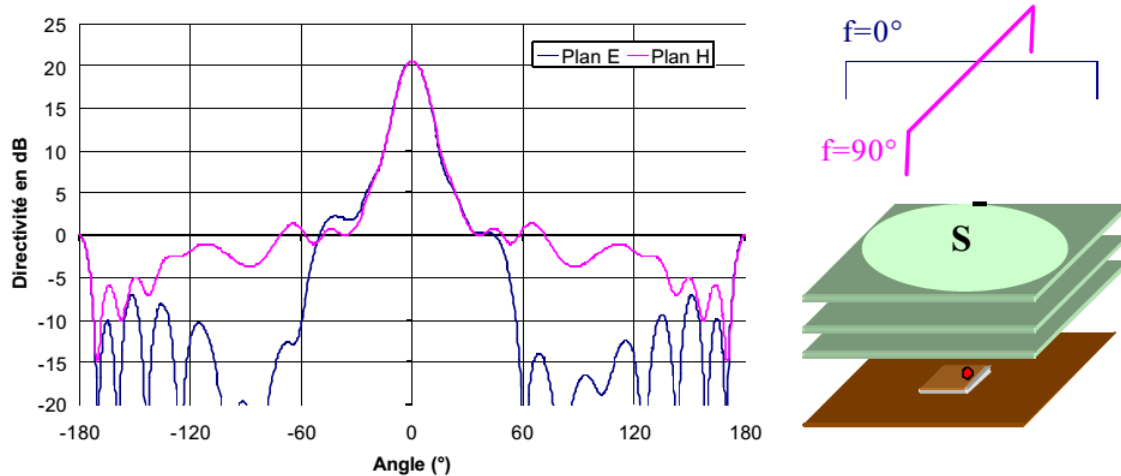


Figure .II. 13 Diagramme de rayonnement et directivité d'une antenne à microruban BIE.

II.6 Notions de défaut dans les structures périodiques

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

II.6.1 Défauts

Comme pour les semi conducteurs, l'existence d'un défaut dans la périodicité du cristal va entraîner l'apparition de niveau permis, appelés modes de défauts, dans la bande interdite. La création d'un défaut consiste à briser localement la périodicité du réseau en ajoutant ou enlevant localement un peu de matière diélectrique. Dans le cas d'un réseau de trous, le défaut consiste en l'omission d'un ou de plusieurs trous. On peut aussi créer des défauts en modifiant le rayon des trous [1].

II.6.1 .1 Défauts ponctuels

a) Les cristaux 1D [1]

Le fait d'introduire un défaut ou de rompre la périodicité d'une structure permet, par exemple, d'autoriser la propagation d'une onde de fréquence ω_0 comprise dans la bande interdite photonique. Des filtres très sélectifs peuvent être ainsi réalisés. Une simple couche plus épaisse que les autres dans la structure, peut constituer ce défaut (Figure II. 14).

Pour étudier l'influence d'un défaut, on se restreint à l'axe de propagation et on considère un mode dont la fréquence ω appartient à la bande interdite photonique. Il n'y a pas de modes propagatifs à la fréquence ω dans le réseau périodique même si un défaut est introduit dans la structure. La rupture de périodicité nous empêche de décrire les modes du système avec le vecteur d'onde k , mais il est possible de déterminer si une certaine fréquence peut supporter des états propagatifs dans le reste du cristal. Dans ce cas, on peut diviser en espaces de fréquence les régions dans lesquelles les états sont propagatifs ou évanescents, ce qui est illustré(figure II. 15).

Les défauts permettent à des modes localisés d'exister, avec des fréquences incluses dans la bande interdite photonique.

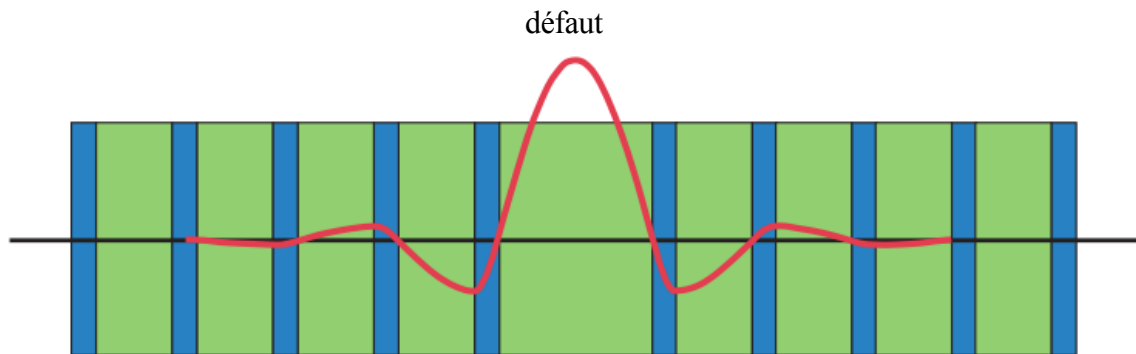


Figure.II. 14 Défaut dans une structure périodique unidimensionnelle, formé par l'élargissement d'une couche.

Ce défaut peut être considéré comme une interface entre deux réseaux unidimensionnels parfaits. On notera l'élargissement du champ dû au défaut .

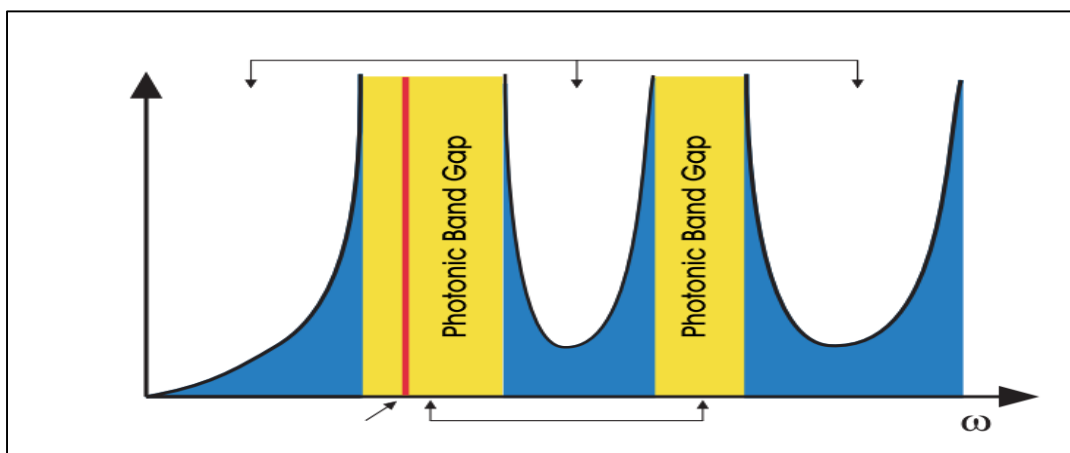


Figure .II. 15 Division de l'espace des fréquences dans les états propagatifs et évanescents.

Dans ce schéma, la densité d'états (nombre de modes permis par unité de fréquence) est nulle dans les bandes interdites du cristal (zone jaune). Les modes ne peuvent exister dans ces régions que s'ils sont évanescents, et si la périodicité est rompue par un défaut (trait rouge) .

b) Les cristaux 2D Et 3D [7]

La création de ces défauts s'effectue, soit, par une modification locale d'indice ou un changement de taille d'un motif du cristal (défauts de substitution), soit par le déplacement d'un de ces motifs (défaut interstitiels) ou encore par le retrait d'un motif, ce qui crée une lacune dans

le cristal (défaut lacunaire) (Figure II. 16). Cela correspond à une microcavité à l'intérieur du cristal photonique. La présence d'un défaut ponctuel peut conduire à l'existence de niveaux discrets d'énergie dans une ou plusieurs bandes interdites à la fois .

Les modes électromagnétiques introduits par le défaut sont appelés modes de défaut. C'est un mode dont la fréquence peut se situer dans la bande interdite et qui est localisé autour du site du défaut.

Les caractéristiques de ces défauts ont été étudiées par plusieurs équipes. Ces deux derniers ont été parmi les premiers dès 1991 à calculer les fréquences des modes de défauts dans un cristal photonique de réseau carré. La transmission de ces structures a été étudiée par Joannopoulos et al. ont montré théoriquement que les propriétés des modes de défauts peuvent être contrôlées en modifiant la taille et le type de défauts.



Figure .II. 16 Exemples de défauts ponctuels dans un cristal électromagnétique composé de tiges diélectriques. (a) retrait d'un cylindre, (b) modification de la constante diélectrique d'un cylindre.

Nous distinguerons deux types de cavités : les cavités H_n correspondant à l'omission d'un hexagone de n trous de côté, qui seront très largement étudiées, et les cavités linéiques qui consistent en l'omission de plusieurs trous alignés.

II.6.1 .2 Défauts étendus [8]

Les défauts étendus sont obtenus en modifiant les cylindres ou les trous sur plusieurs sites voisins. Il existe trois types de défauts étendus, défauts 1D, 2D ou 3D. Ils ne peuvent être obtenus que dans les cristaux de dimensions au moins équivalentes. Les défauts étendus de dimension 1D sont appelés aussi défauts linéiques et peuvent servir de guides d'ondes ou de cavités lasers. Ils sont certainement ceux qui ont suscité le plus grand nombre d'études . Les défauts 2D et 3D sont constitués d'une suite de guides 1D, orientés dans des directions différentes de façon à véhiculer la lumière sur tous les chemins optiques possibles à l'intérieur du cristal.

Les modes électromagnétiques associés aux guides d'onde sont des modes confinés dans le guide et qui peuvent se propager le long de ce guide et avec les parois parfaitement réfléchives. De cette façon on peut dévier le chemin de la lumière. Les réalisations expérimentales ont été effectuées sur le type 1D. on l' illustre sur (Figure II. 17) pour un cristal 2D, dont on a enlevé quelques tiges, en formant un virage.

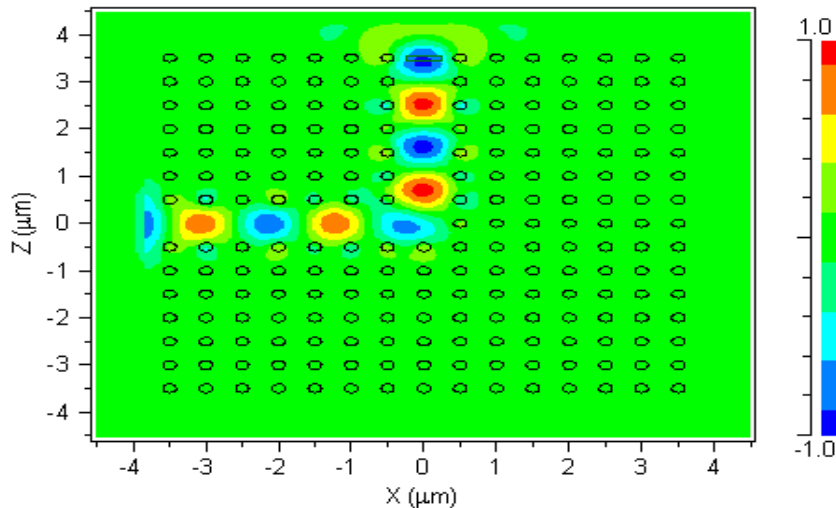


Figure.II. 17 Illustration de la propagation du champ dans un cristal a défaut linéaire

II.7 Méthodes numériques pour l'analyse des réseaux BIE [9]

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

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

Chaque méthode posse d'un niveau de flexibilité plus ou moins important. Certaines de ces méthodes sont employées seulement pour l'étude des réseaux périodiques infinis (méthode a,d et f) tandis que d'autres (méthode b et c) peuvent être employées à la fois pour un réseau de taille finie et un réseau de taille infinie. D'autres ne sont adaptées que pour certains types de réseaux (méthode (e) est limitée à des analyses des réseaux de tiges cylindriques parallèles ou

des sphères .En présence de défauts au sein d'un réseau BIE, certaines méthodes ne peuvent être employées que pour des défauts répétitifs (ou périodiques), ceci en introduisant la notion de macrocellule dans les calculs (méthode a,d et f). Pour des défauts localisés d'un réseau fini, seules les méthodes b,c et e sont adaptées.

II.8 Applications et utilisations des structures BIE a 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 [10].

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

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

antenne [10].

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 [10].

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

Après avoir recherché la meilleure application de ces matériaux périodiques, l'antenne microrubain à bande interdite électromagnétique 1D a émergé en créant un défaut à l'intérieur même de la structure et en l'utilisant sous la forme d'un radôme selon les premières interprétations . Par la suite, différentes applications ont vu le jour comme par exemple [11] :

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

II.9 Conclusion

Ce chapitre rappelle brièvement l'état de l'art sur les matériaux périodiques BIE aussi bien leur histoire que leurs propriétés. Ces dernières intéressent de nombreux chercheurs qui continuent de démontrer l'intérêt d'utiliser ces matériaux soit pour remplacer des systèmes déjà existants mais plus contraignants, soit pour apporter une innovation toute particulière dans un domaine précis. L'étude de ces matériaux reste un sujet très riche, tout comme le choix de leurs applications. Pour comprendre leur fonctionnement, elles requièrent de nombreuses notions.

. L'utilisation d'un matériau hors de sa bande interdite permet de sélectionner un mode de propagation parmi les modes possibles de la structure infinie, le choix de la taille du matériau et de son excitation sont des facteurs importants. L'utilisation d'un défaut dans les structures BIE, qu'il soit périodique ou local, modifiera le fonctionnement du matériau à cette fréquence puisqu'un seul mode pourra se propager.

Bibliographie

- [1] **J. TANGYU** "Caractérisation Des Matériaux A Bande Interdite Electromagnetique Multipériodiques Et Leurs Applications Aux Antennes " Thèse de Doctorat, UNIVERSITE DE LIMOGES, 2005.
- [2] **Juslan LO** "Étude De La Reconfigurabilité D'une Structure À Bande Interdite Électromagnétique (Bie) Métallique Par Plasmas De Décharge" Doctorat De L'université De Toulouse 2012.
- [3] **Alain Priou**. Matériaux composites en électromagnétisme. Techniques de l'Ingénieur, mais 2005.
- [4] **L. Boukerzaza** " Influence des paramètres physiques sur la bande interdite Photonique d'un cristal photonique bidimensionnel à réseau hexagonal" thèse de Magister, Institut d'électronique, Université de Constantine, 2008.
- [5] **M. S. DENIS** "Contribution à l'étude des matériaux à bandes interdites photoniques. Applications dans le domaines des antennes imprimées" Thèse de doctorat- n°40-1998- Université de Limoges- 1998.
- [6] **L. FREYTAG** "Conception, réalisation et caractérisation d'antennes pour station de base des réseaux de télécommunication sans fil" Thèse de doctorat- n°29-2004- Université de Limoges- 2004
- [7] **A. BENMERKHI** " optimisation du confinement de la lumière dans des cavités a cristaux photoniques" thèse de Doctorat, Institut d'électronique, Université de Constantine, Mai 2012.
- [8] **J. DROUET** "Nouvelles techniques pour étudier les modes de fonctionnement de l'antenne BIP résonante à défaut." Rapport de DEA- Université de Limoges- 2004
- [9] **V. Stefan**. "Modélisation et études expérimentales de structures à bande interdite électromagnétique reconfigurables intégrant des capillaires plasmas pour applications micro-onde . " PhD thesis, Université de Toulouse, 2011.
- [10] **S. Massaoudi** "Etude théorique et expérimentale des matériaux à bandes interdites photoniques bidimensionnels en micro-onde : application à l'ultrarefraction" thèse de Doctorat, Institut d'électronique, université paris XI, Février 2005.
- [11] **H-Yannick Merle**. " Étude de la dispersion électromagnétique dans les matériaux périodiques diélectriques bidimensionnels. " PhD thesis, Université de Limoges, 2003



CHAPITRE III

Présentation Du Logiciel CST

III.1 Introduction

Durant ces dernières années, le développement de techniques rigoureuses permettant de résoudre les équations de Maxwell a introduit et imposé des outils informatiques en électromagnétisme. Ces outils sont de plus en plus utilisés dans l'analyse et la conception de dispositifs hyperfréquences utilisés dans les applications micro-ondes et de communications sans fil.

Les outils numériques de calcul électromagnétique deviennent donc un élément indispensable à la conception de l'antenne d'un téléphone mobile grâce à la croissance rapide de puissance de calcul de l'ordinateur. Parmi des méthodes numériques, il y en a qui sont apparues il y a bien longtemps mais elle ne pouvait être pleinement exploitée compte tenu de la faible moyenne de calcul qui existaient à l'époque cependant l'arrivée d'ordinateur suffisamment puissant permis un large développement des méthodes numériques [1].

Des logiciels de simulation disponibles dans le commerce utilisant différentes méthodes numériques. Le choix de logiciel de simulation dépend donc du problème à résoudre par exemple : La taille, le type et le matériau de la structure, la complexité de la géométrie.

Les logiciels de simulation sont très largement utilisés aujourd'hui dans la conception d'antenne. On peut concevoir ou importer directement dans les logiciels de simulation un modèle d'un système rayonnant complexe et rigoureux en utilisant des matériaux constituant les téléphones avec la présence des dispositifs électroniques et métalliques il permet d'avoir une idée assez précise de comportement du système rayonnant et réduire éventuellement le temps de développement.

Il existe plusieurs simulateurs des circuits électromagnétiques qui sont basés sur une des méthodes :

FDTD : Finite Difference Time Domain.

FEM: Finite Element Method.

MOM: Moment Method.

FIT: Finite Integration Technique.

FVI: Finite Volume Integral.

TLM: Transmission Line Matrix.....etc

Dans ce chapitre nous allons présenter les logiciels CST et montrer comment créer,

simuler, et analyser une antenne micro-ruban (Patch) circulaire, en utilisant l'environnement de conception CST MICROWAVE STUDIO.

III.2 Description du logiciel de simulation [2]

Fondé en 1992, le logiciel de simulation électromagnétique CST STUDIO SUITE est l'aboutissement de nombreuses années de recherche et de développement dans les solutions les plus efficaces et précises de calcul pour la conception électromagnétique.

CST Microwave Studio est un logiciel de simulation électromagnétique de structure passives en 3 Dimensions basée sur la résolution des équations de Maxwell suivant la technique des équations intégrales (Finite Intégration Technique) . Cette méthode numérique offre une discrétisation de l'espace permettant la description directement en 3-dimensions de tous les composants des systèmes décrits, ce qui lui permet d'être appliqué à de nombreux problèmes électromagnétiques allant de la statique aux hyperfréquences en analyses temporelle et fréquentielle. De plus, contrairement à la plupart des logiciels de simulation électromagnétique, CST, d'une part sa méthode, discrétise la forme intégrale des équations de Maxwell plutôt que leurs formes différentielles. CST Microwave Studio est vu par un nombre croissant d'ingénieurs comme un outil de développement standard de l'industrie qui offre à ses clients le choix de six modules solveur puissants. En plus de son marché et dans le domaine temporel des technologies de pointe mettant en vedette le solveur approximation frontière. CST Microwave Studio fait partie de la CST DESIGN STUDIO suite, et offre un certain nombre de solveurs différents pour différents types d'application. Étant donné aucune méthode ne fonctionne aussi bien dans tous les domaines d'application.

III.3 Modules de CST

L'outil CST est constitué d'un certain nombre de modules appelés (solveurs).

a) Un Solveur Transitoire

Il s'agit d'un module 3D général qui permet d'obtenir des simulations en temps réel, ce qui peut être intéressant pour étudier la propagation du champ dans un composant électronique en fonction du temps [3].

b) Un solveur fréquentiel

Comme le solveur transitoire, il est constitué d'un solveur général basé sur une

méthode fréquentielle. Selon la structure étudiée, le maillage peut être cartésien ou tétraèdre.

c) Un solveur intégral

Ce solveur est dédié aux plus grandes structures électriques. Il se fonde sur la méthode des moments avec une formulation intégrale des champs électriques et magnétiques. Afin de réduire la complexité numérique l'approche MLFMM (Multi level Fast Multi pole Method) est utilisée [3].

d) Un solveur modal

Ce solveur est dédié à des simulations de structures fermées résonantes. Les résultats qui peuvent être obtenus sont par exemple la distribution des modes ainsi que les fréquences de résonance de la structure. L'outil le plus flexible est le solveur transitoire, qui peut obtenir le haut débit tout comportement en fréquence du dispositif simulé d'un seul terme de calcul. Ce solveur est efficace pour la plupart des types d'applications à haute fréquence tels que des connecteurs, lignes de transmission, filtres, antennes et plus encore. CST nous permet donc de décrire nos dispositifs hyperfréquences à contrôler tels qu'ils sont réalisés en pratique par un empilement de couches de matériaux ayant pour caractéristique soit la permittivité et la tangente de pertes, dans le cas d'un semi-conducteur, soit la conductivité électrique dans le cas d'un métal à pertes, pour ne citer que les deux matériaux dont sont composés nos dispositifs. Dans Microwave Studio, chaque cellule du maillage est cubique. L'outil de résolution temporelle remplace les dérivées partielles par des différentielles. Nous avons choisi ce logiciel car l'utilisation d'un outil de résolution dans le domaine temporel est très avantageuse en termes de temps de calcul pour la simulation d'antenne. Notre projet est basé sur une série de simulations de structures rayonnantes à l'aide d'un logiciel de simulation CST Microwave Studio. [3]

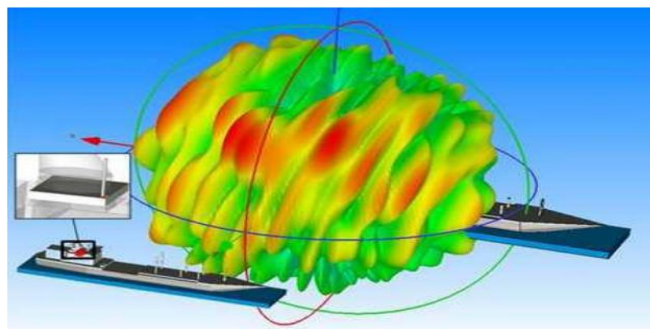


Figure.III. 1 Illustration de l'outil cst : modélisation de l'environnement électromagnétique[3].

III.4 Les modules d'exécution

Le tableau suivant résume les modules d'exécution de logiciel CST :

<p>- CST EM Studio</p> 	<p>- CST EM STUDIO est un outil facile à utiliser pour l'analyse et la conception des structures statiques et basses fréquences.</p> <p>-Les applications incluent: les actionneurs, les freins, EMC, générateurs, de mesure, moteurs, capteurs et le blindage.</p>
<p>- CST particule studio</p> 	<p>- CST PARTICULE STUDIO est un outil spécialisé pour la conception rapide et précise. Il inclut l'analyse des canons à électrons 3D, les tubes cathodiques.</p>
<p>- CST Mphysics Studio</p> 	<p>- CST MPHYSICS STUDIO est un outil d'analyse pour les contraintes thermique et structurale, et des problèmes de mécanique.</p>
<p>- CST Design Studio</p> 	<p>- CST DESIGN STUDIO est une plate-forme universelle pour gérer les processus de conception d'un système complexe. En construisant des sous-systèmes élémentaires, l'utilisateur peut analyser le comportement du système complet en petits segments.</p>
<p>- CST PCB Studio</p> 	<p>- CST PCB STUDIO est un outil pour l'étude des signaux et la simulation des effets EMC et EMI (Electromagnetic Compatibility/Électromagnétique Interférence) sur cartes de circuits imprimés (PCB).</p>
<p>- CST Câble Studio</p> 	<p>- CST CABLE STUDIO est un outil pour l'analyse des effets dans les systèmes de câble, y compris les fils unique, paires torsadées ainsi que des faisceaux de câbles complexes.</p>
<p>- CST Micros Tripes</p> 	<p>-CST Micro Stripes analyse les structures de rayonnement d'antennes complexes, et résous les problèmes EMC/EMI.</p>
<p>- CST Microwave Studio</p> 	<p>-CST MWS est un outil de simulation 3D spécialisé pour le traitement rapide et précis des problèmes à haute fréquence avec un large champ d'application.</p>

Tableau. III. 1 Les Modules D'exécution Du Logiciel CST .

CST Microwave Studio offre des avantages considérables de produits au prix du marché les cycles de développement plus courts, le prototypage virtuel, avant les essais physiques optimisations, au lieu d'expérimentation [1].

III.5 Principe de simulateur CST

CST MICROWAVE STUDIO est un logiciel complet pour l'analyse et la conception électromagnétique dans la gamme haute fréquence. Il simplifie l'insertion des structures en fournissant un solide en 3D pour modéliser, à la fin chaque élément ou « Component ». (Figure III.2). Après cette modélisation, une procédure entièrement automatique de maillage est appliquée avant que la simulation soit lancée.

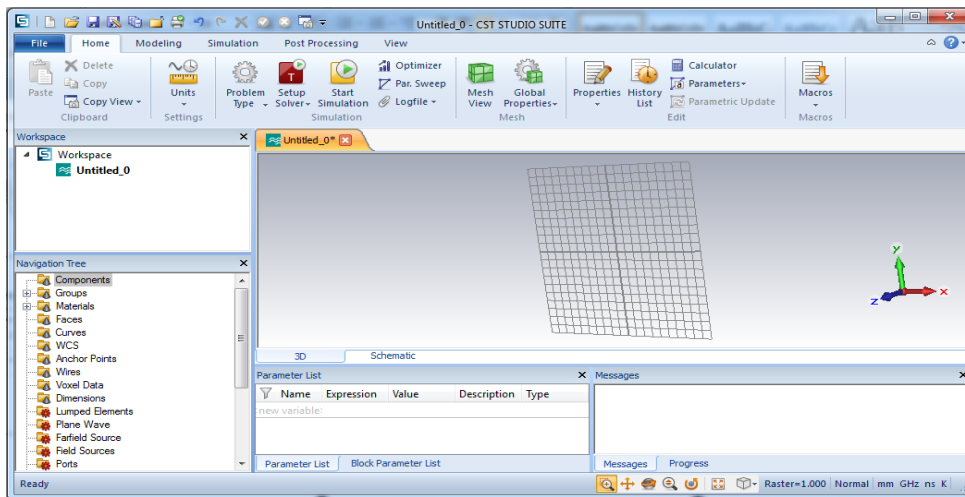


Figure. III. 2 Interface Graphique De CST MICROWAVE STUDIO

III.5.1 La méthode fit utilisée par le logiciel CST

CST Microwave Studio est un code de calcul basé sur le schéma FIT. Il utilise un maillage cubique pour limiter les coûts de calcul. La FIT est utilisée par le logiciel d'analyse électromagnétique 3D Microwave Studio de CST qui présente de nombreuses optimisations de calcul et une interface graphique conviviale, elle est appliquée dans le domaine Temporel. La discrétisation des dérivées temporelles est faite par le schéma leap-frog utilisé aussi en FDTD. À la différence de la FDTD, l'utilisation ici de la forme intégrale locale permet d'appliquer la technique des PBA. Cette technique découpe une cellule élémentaire en deux et assigne à chacune des parties un matériau différent. La frontière entre les deux matériaux peut être une surface de forme quelconque. Pour des structures relativement complexes géométriquement ou contenant des singularités, les PBA diminuent significativement le nombre de mailles nécessaires. Grâce à cette technique de maillage, Microwave Studio peut prendre par exemple en compte les épaisseurs des feuilles métalliques sans avoir besoin de les mailler directement. Ainsi chaque composante de champ magnétique est entourée de quatre composantes du champ électrique comme le montre la maille élémentaire sur la (Figure III.3). Ce formalisme implique d'une part un maillage parallélépipédique et d'autre part que la taille mémoire nécessaire et le temps de calcul d'une simulation FIT, sont directement dépendants

du volume borné de la structure simulée, de la dimension de la maille élémentaire et donc du pas spatial choisi [4].

Il est donc possible par ce logiciel de calculer des champs électriques, des champs magnétiques, mais aussi les paramètres "S" d'un dispositif et de visualiser en trois dimensions les champs rayonnés par ce dernier.

Les points importants pour la réalisation d'une simulation exploitable sont principalement le réglage du maillage lequel est déterminé par la maille élémentaire, le réglage de la précision de convergence du calcul ainsi que le choix des ports pour l'injection du signal d'excitation de la structure [4].

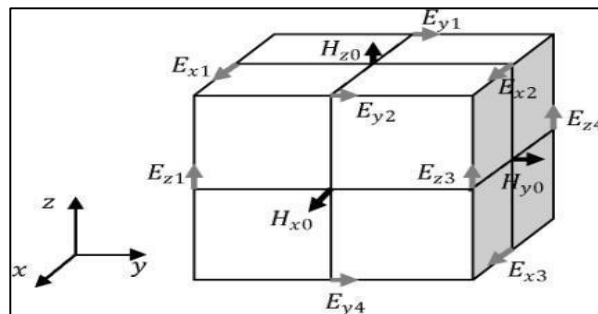


Figure. III. 3 Maille élémentaire d'une simulation FIT.

III.6 Aperçu de la structure de l'interface utilisateur [2]

L'image suivante montre une capture d'écran du CST Microwave Studio comme un exemple.

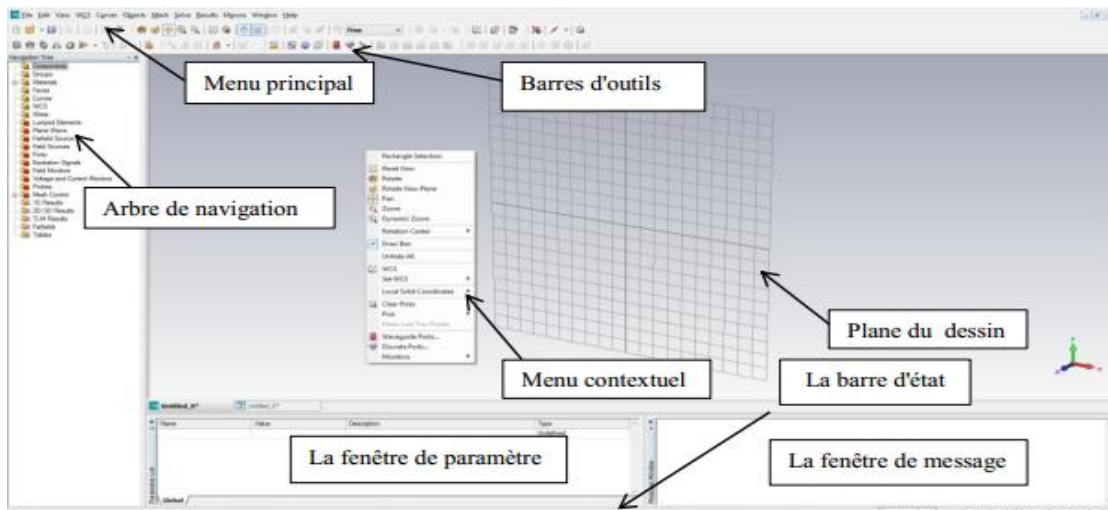


Figure. III. 4 Fenêtre principale du logiciel CST

- ✓ L'arbre de navigation est un élément essentiel de l'interface utilisateur. De là, nous pouvons accéder aux éléments structurels ainsi que les résultats de simulation. Les sections suivantes expliquent les différents articles dans cette fenêtre d'arbre.
- ✓ Le menu contextuel est un moyen souple d'accéder à des commandes du menu les plus fréquemment utilisées pour le contexte actuel. Le contenu de ce menu qui peut être ouvert en appuyant sur le bouton droit de la souris.
- ✓ Le plan du dessin est le plan sur lequel nous allons dessiner des primitives de la structure. Comme la souris n'est qu'un localisateur 2D, même lors de la définition des structures 3D, les coordonnées doivent être projetées sur le plan du dessin, afin de spécifier un emplacement 3D. Comme on peut modifier l'emplacement et l'orientation du plan de dessin à l'aide de différents outils, cette caractéristique rend le modelleur très puissant.
- ✓ La fenêtre de paramètre affiche une liste de tous les paramètres précédemment définis avec leurs valeurs actuelles.
- ✓ La fenêtre de message affiche le texte de l'information (par exemple la sortie du solveur) le cas échéant.
- ✓ Les autres éléments de l'interface utilisateur sont standards pour une application basée sur Windows.

III.7 Exemple d'un projet en utilisant CST

III.7.1 Démarrer Le Logiciel

Après le démarrage CST Studio Suite, vous serez invité à ouvrir un fichier existant ou à créer un nouveau projet :

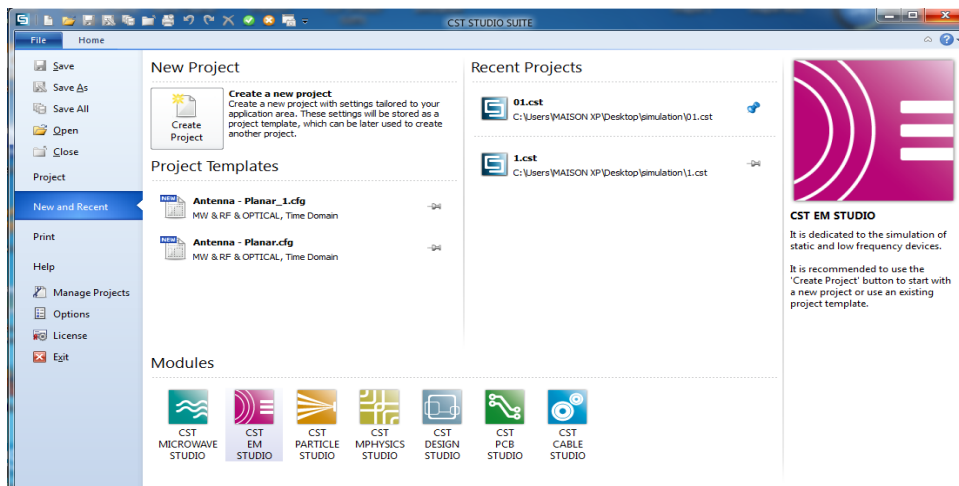


Figure.III.5 La fenêtre d'accueil

Dans cette boîte de dialogue, sélectionnez *CST MICRO WAVE STUDIO* et cliquez sur OK.

Une fois le module correspondant est initialisé, vous verrez une fenêtre similaire à la suivante:

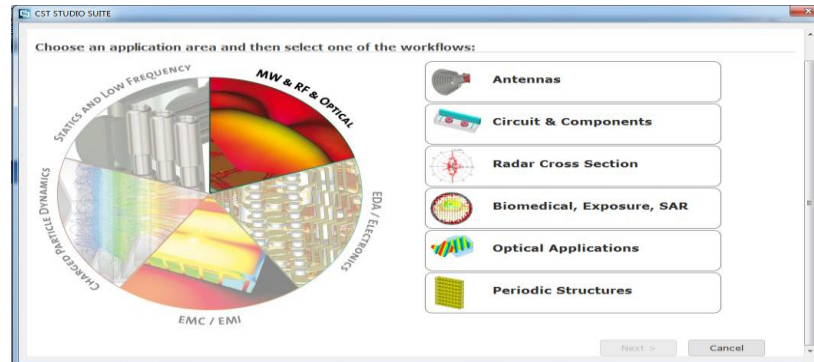


Figure .III. 6 La fenêtre de créer le domaine de travail

Sélectionner *<MW & RF & OPTICAL>* ,cliquez sur la case *<ANTENNAS>* et bouton *NEXT*.

Une autre fenêtre a été ouverte

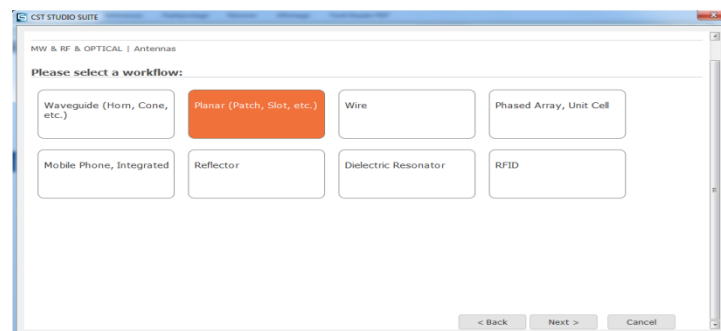


Figure .III. 7 Fenêtre de choisir le composant qu'on va le traiter

Après cette étape sélectionner *<TIME DOMAIN>* , une nouvelle liste apparait

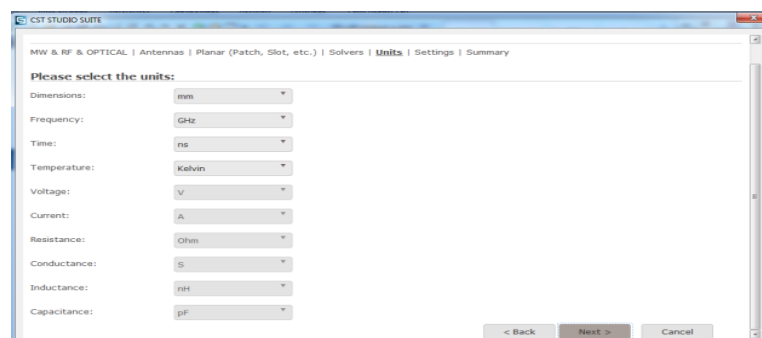


Figure .III. 8 Liste des paramètres et unités

Cette fenêtre permet de changer les unités utilisées pour la structure d'une antenne microruban (les dimensions, fréquence, temps, température, ...), en suite cliquez sur <Next>.

Une autre fenêtre apparaît pour définir un intervalle de fréquences.

Après on peut démarrer notre structure : l'antenne microruban.

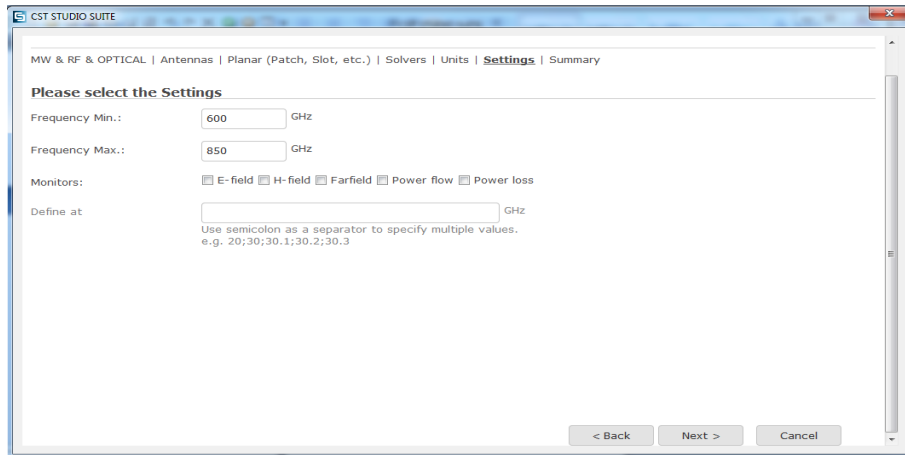



Figure .III. 9 La gamme de fréquence

III.7.2 Créer le plan de masse

- Activez l'outil de brique en cliquant sur l'icône correspondante dans la barre d'outils de l'objet .
- On peut définir un point de départ par un double-clic sur un emplacement sur le plan du dessin.
- Maintenant, on peut sélectionner la base de la face de coin de la brique sur le plan du dessin par double-clic.
- En suite, définir la hauteur de la brique en faisant glisser la souris, Double-clic pour fixer la hauteur de la brique.
- En fin, une boîte de dialogues s'ouvre pour introduire les valeurs numériques de tous les coordonnées et après on va choisir le matériau dans notre cas (PEC : perfect electric conducting) et cliquez sur OK.

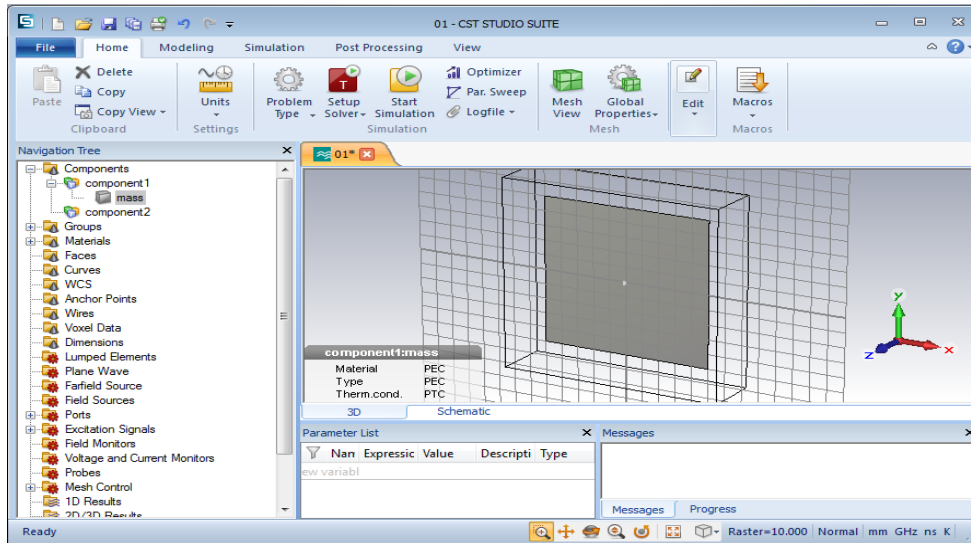


Figure .III. 10 Introduire le plan de masse

III.7.3 Créer un substrat diélectrique

Pour créer le substrat il faut:

- Choisir dans la barre d'outils l'icône correspondante et suivre les mêmes étapes De la création du plan de masse.
- En utilisant la boîte de dialogue, on va introduire les valeurs numériques et choisir le matériau dans ce cas (*Heraeus CT2000 (lossfree)*) et cliquez sur *OK*.

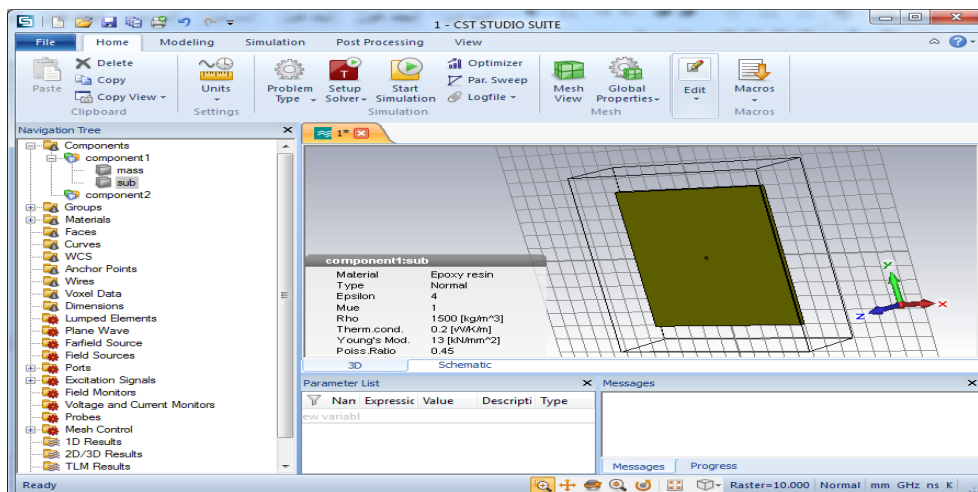



Figure .III. 11 Substrat diélectrique

III.7.4 Créer les trous

Pour créer les trous il faut:

- Activez l'outil de *cylinder* en cliquant sur l'icône correspondante dans la barre d'outils de l'objet .
- En utilisant la boîte de dialogue on introduit les valeurs numériques et on choisi le matériau dans ce cas (vacuum :vide).
- Une nouvelle boîte de dialogue s'ouvre et on choisi (cut awayhighlightedshape),et on clique sur OK.

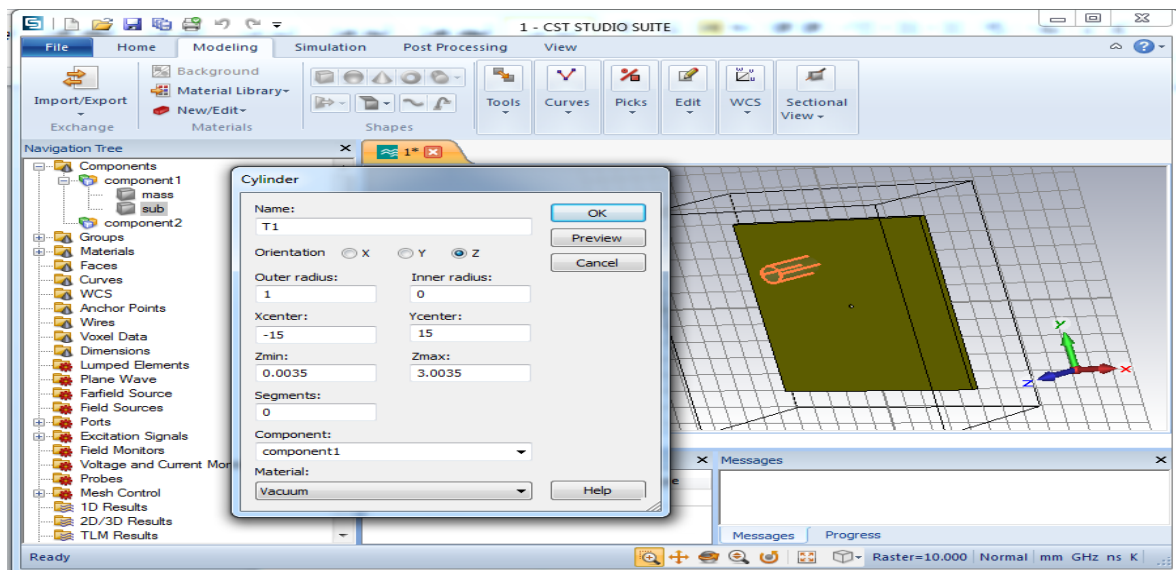


Figure. III.12 Créer un trou

III.7.5 Créer l'antenne microruban circulaire

Pour créer le patch il faut :

Activez l'outil de cylinder en cliquant sur l'icône correspondante dans la barre d'outils de l'objet.

Et suivre les mêmes étapes de création du plan de masse.

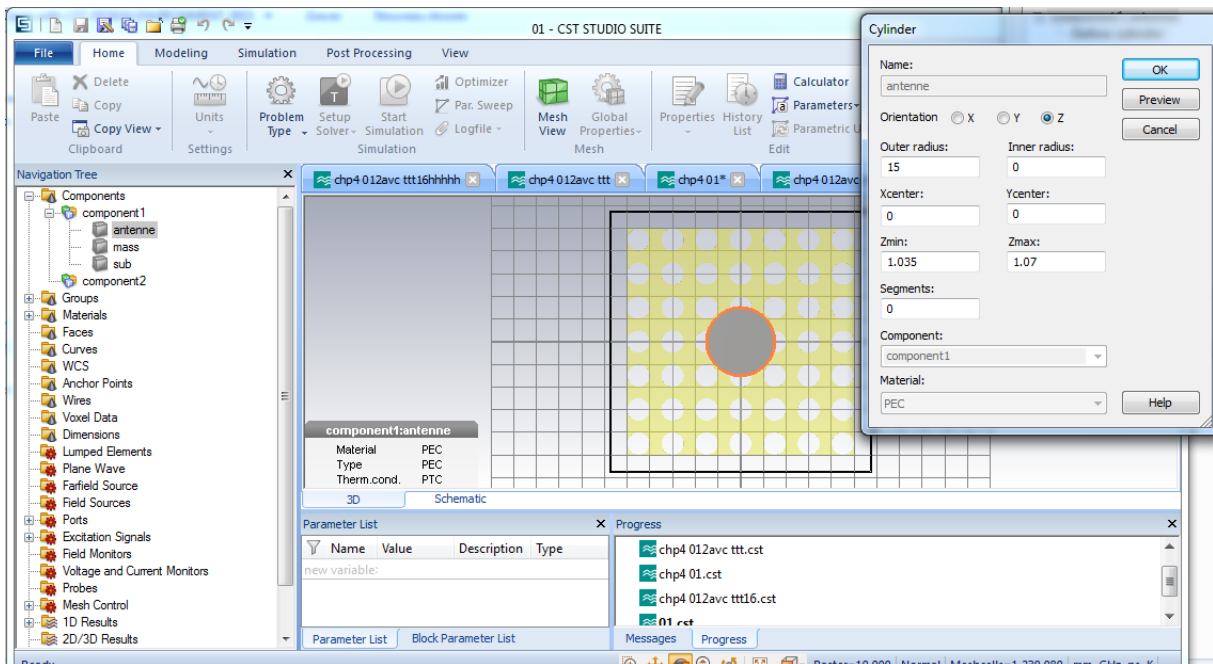


Figure .III. 13 La 1^{er} étape pour créer l'antenne microruban circulaire

III.7.6. Définir le port

1. Activez l'outil de PORT en cliquant sur l'icône correspondante dans la barre d'outils de l'objet.
2. En utilisant la boîte de dialogue on va introduire l'emplacement de ce port suivant x,y et z.

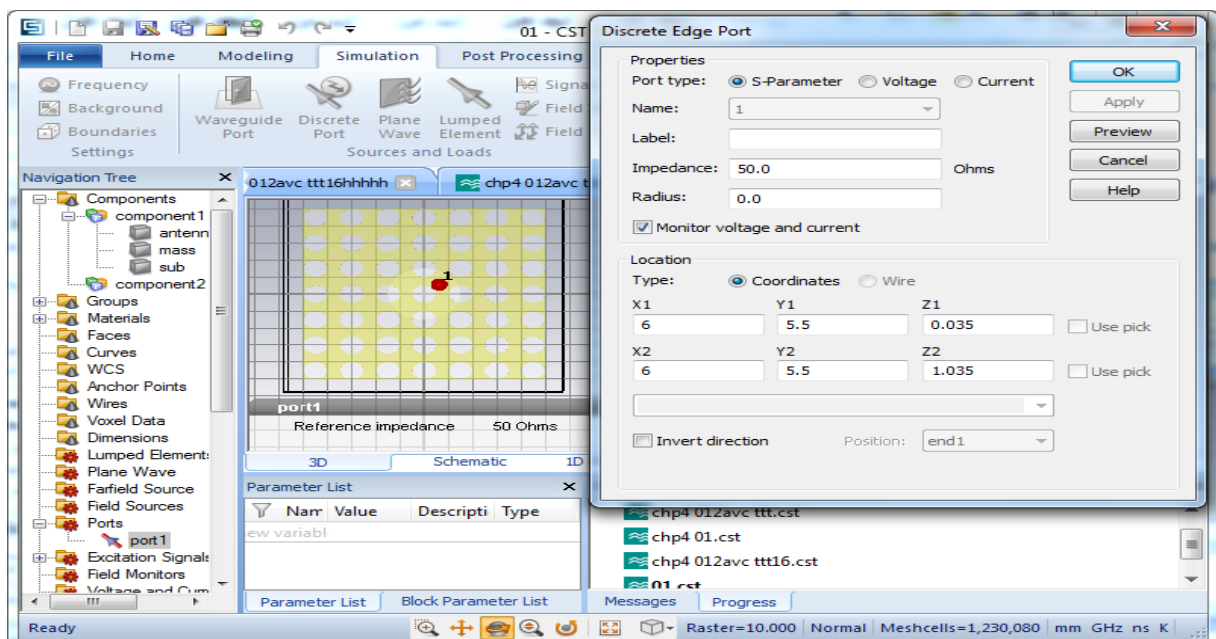

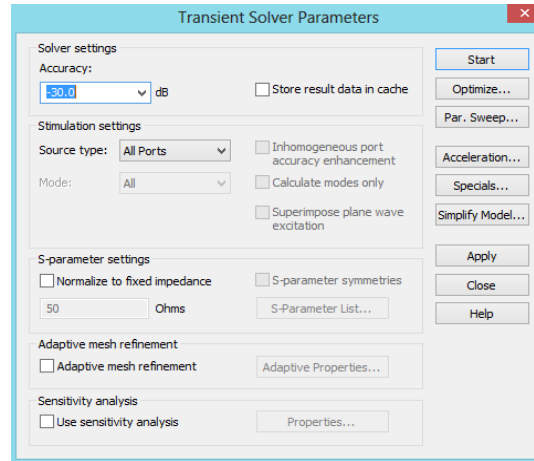


Figure .III. 14 Création de port d'alimentation




III.7.7 La simulation

1. Activez l'outil de simulation en cliquant sur l'icône correspondante  dans la barre d'outils de l'objet.
2. En utilisant la boîte de dialogue on peut choisir la précision
3. Et cliquez sur <Start>



III.7.8 Résultats

a) La fréquence de résonance et la bande passante

Les résultats s'affichent en cliquant  **1D Results** dans l'arbre de navigation pour en cliquant  **S-Parameters** 

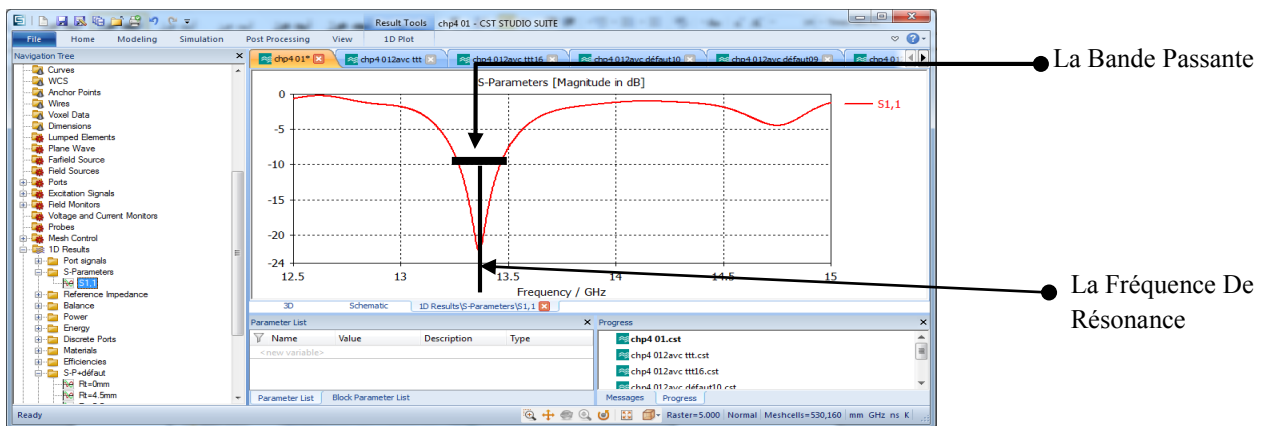
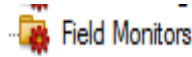


Figure .III. 15 Exemple de résultats : le coefficient de réflexion s_{11}

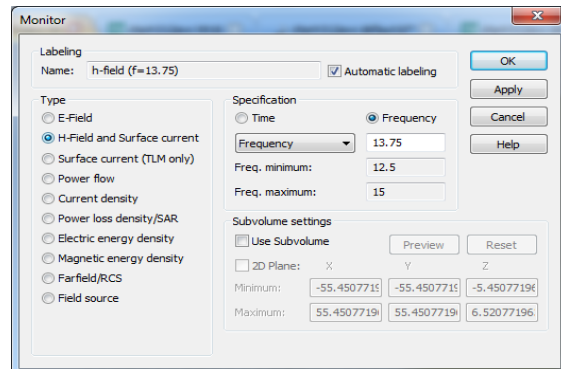
b) La Directivité



1) Les résultats s'affichent en cliquant dans l'arbre de navigation

2) En suivant les étapes dans la fenêtre ci-contre :

- (H-Field and surface current) et cliquez sur <Apply>
- (Farfield/RCS) et cliquez sur <Apply>
- (E-Field) et cliquez sur <Apply>



3) On clique sur <OK>

4) Les résultats s'affichent en cliquant dans l'arbre de navigation, on sélectionne farfield (f=13.366) [1]

Après on obtient les résultats de La Directivité

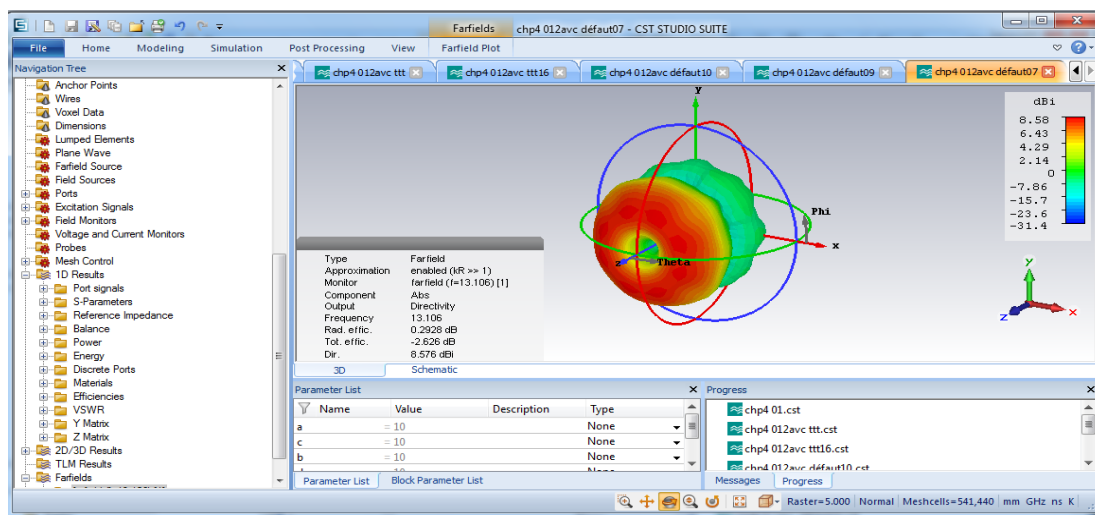


Figure .III. 16 La Directivité

III.8 Conclusion

Ce chapitre a été consacré à une présentation globale de l'outil de simulation CST. Le logiciel CST intègre la simulation, la visualisation et aussi il est facile à utiliser dans l'environnement 3D avec une bonne précision.

Dans le chapitre suivant on va étudier une antenne microruban circulaire à bande interdite électromagnétique (BIE) sans et avec défaut 2D.

Bibliographie

[1] **Azi Oussama** 'Etude d'une antenne microruban rectangulaire à bande interdite photonique 1D' mémoire de master, Institut d'électronique, Université de M'sila; Juin 2015.

[2] **Chaib. M.A.** « Conception D'antennes Large bande pour les terminaux téléphonique portable » : Mémoire d'ingénieur de l'université de Tlemcen, 2008.

[3] **N. BELGACEM** " conception des antennes PIFA MONO-BANDE ET MULTI-BANDES GSM, DCS, PCS, UMTS et WIFI " mémoire de Master, Institut d'électronique, Université de Tlemcen, Juin 2013.

[4] **G. Poitau**, "Contribution au développement d'un isolateur coplanaire à résonance par la méthode des différences finies dans le domaine temporel"; thèse de Doctorat; Institut national des sciences appliquées Lyon; juillet 2002



CHAPITRE IV

Analyse D'une Antenne Microruban Circulaire & Résultats

IV.1 Introduction

Dans ce chapitre nous avons étudié l'influence des paramètres d'une antenne microruban de forme circulaire à substrats électromagnétique 2D sur la fréquence de résonance, la bande passante ainsi que la directivité de cette antenne, en utilisant l'outil de simulation électromagnétique dans le domaine fréquentiel CST MICROWAVE STUDIO.

IV.2 Présentation de la structure de base

La structure de base que nous avons adoptée pour notre antenne est une structure composée d'un plan de masse, d'un substrat à bandes interdites électromagnétique ; d'une permittivité de $\epsilon_{r1}=4$ (Epoxy resin), $\epsilon_{r2}=1$ (l'air) et d'un patch supérieur de forme circulaire qui constituera l'élément rayonnant.

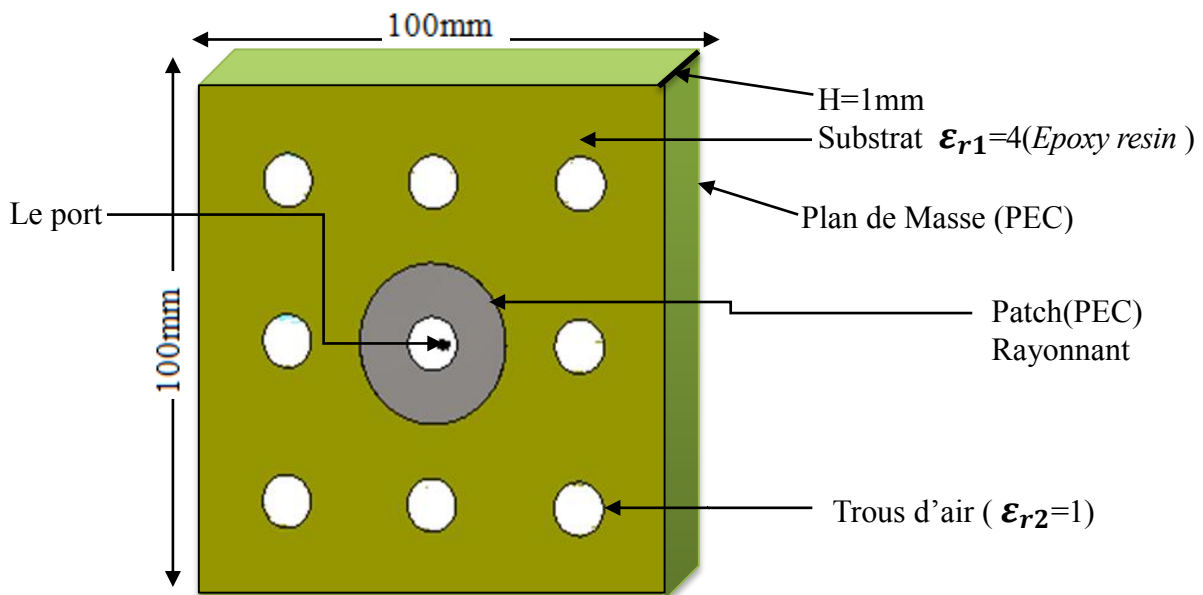


Figure. IV. 1 La structure de base

Les dimensions adoptées du Plan de Masse lors de cette première simulation sont :

- ✓ Longueur=100 mm.
- ✓ Largeur=100 mm.
- ✓ Epaisseur du Plan de Masse =0.035 mm.
- ✓ Le Matériau Utilisé : (PEC : perfect electric conducting)

Les dimensions adoptées du substrat lors de cette première simulation sont:

- ✓ Longueur=100 mm.
- ✓ Largeur=100 mm.
- ✓ Epaisseur du substrat=1 mm.
- ✓ Le Matériau Utilisé : (Epoxy resin)

Les caractéristiques adoptées aux trous lors de cette première simulation sont :

- ✓ La forme : Cylindrique
- ✓ Rayon (R_T) = 5mm
- ✓ Hauteur = 1 mm

Les dimensions adoptées au patch lors de cette première simulation sont :

- ✓ Rayon de patch (R_P) = 15mm
- ✓ Épaisseur du patch = 0.035mm.
- ✓ Le Matériau Utilisé : (PEC : Perfect Electric Conducting)

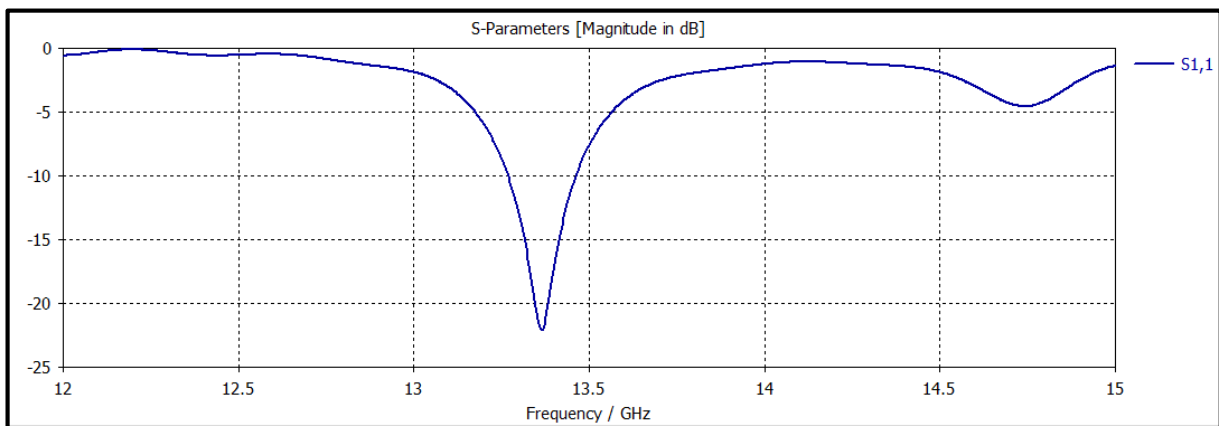


Figure. IV. 2 Coefficient de réflexion S_{11} pour une antenne microruban circulaire

IV.3 Influence des paramètres de l'antenne sur la fréquence de résonance, la bande passante et la directivité

IV.3.1 Comparaison entre un substrat normal et substrat cristal électromagnétique

Considérons une antenne microruban avec un substrat cristal électromagnétique (CEM) caractérisée par ϵ_{r1} , et ϵ_{r2} , on étudie la variation de la fréquence de résonance, la bande passante et la directivité en fonction de la présence et l'absence des trous du substrat d'une antenne pour un rayon du patch $R_P = 15 \text{ mm}$, la permittivité du substrat $\epsilon_{r1} = 4$, $\epsilon_{r2} = 1$ (l'air) la longueur et la largeur de substrat $a = b = 100 \text{ mm}$, et la hauteur du substrat $H = 1 \text{ mm}$, le rayon des trous dans le substrat $R_T = 5 \text{ mm}$.

a) La fréquence de résonance et la bande passante

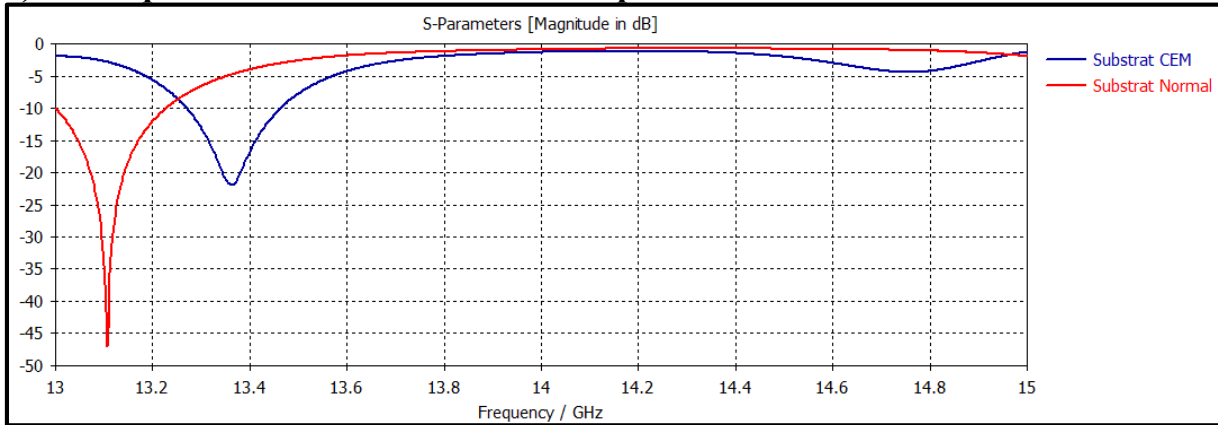


Figure. IV. 3 Coefficient de réflexion S_{11} pour une antenne micro-ruban circulaire à substrat cem et une antenne à substrat normal

Type D'antenne	La Fréquence De Résonance (GHZ)	La Bande Passante (GHZ)
Substrat Normal	13.106	0.224
Substrat CEM	13.362	0.188

Tableau. IV. 1 La bande passante et la fréquence de résonance d'antenne pour un substrat normal et substrat CEM

A partir des courbes figure IV.3 des coefficients de reflexion S_{11} d'une antenne à substrat normal et à substrat cristal électromagnétique, et les résultats indiqués dans le tableau IV 1, on déduit les fréquences de résonances et les bandes passantes des deux structures, et on remarque que :

- La fréquence de résonance augmente pour un substrat cristal électromagnétique par rapport au substrat normal.
- La bande passante diminue pour un substrat cristal électromagnétique par rapport au substrat normal.

b) La directivité

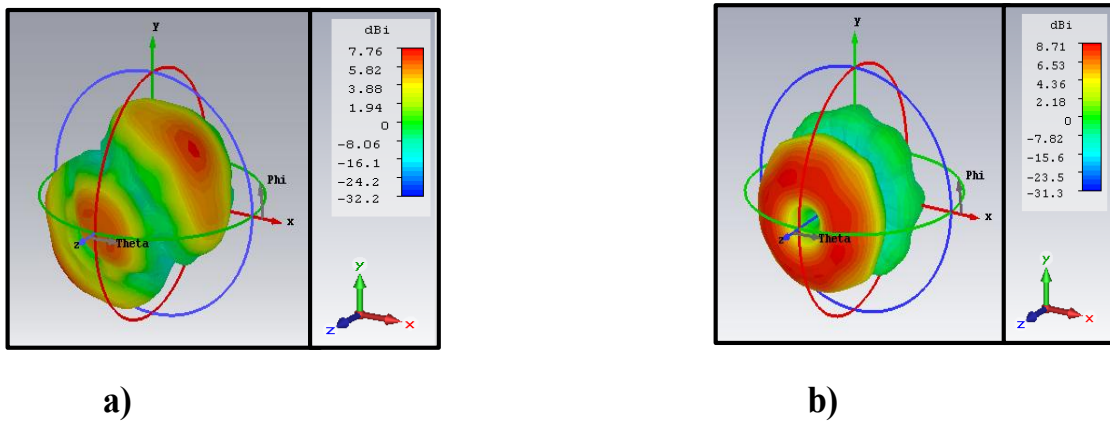


Figure. IV. 4 La directivité en 3d: a) substrat normal b). substrat cristal électromagnétique

Substrat	La Directivité (dBi)
Normal	7.76
Cristal Electromagnétique	8.71

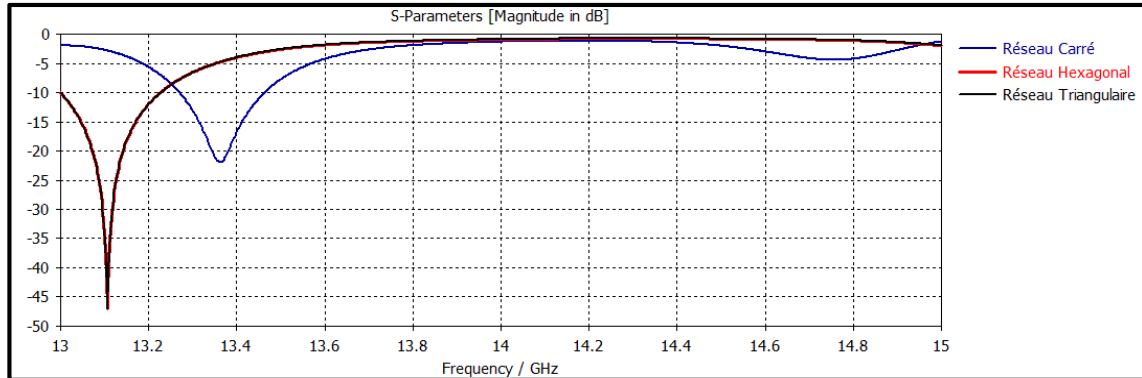
Tableau. IV. 2 La directivité d'un substrat normal et substrat CEM

A partir du tableau IV.2 et la figure IV.4 pour différents substrats on remarque que la directivité est plus importante pour le substrat à cristal électromagnétique par rapport au substrat normal comme nous avons indiqué dans les chapitres précédents, ce qui prouve qu'avec les substrats CEM on peut guider l'onde électromagnétique.

IV.3.2 Effet de la forme du réseau des trous (carré, triangulaire, hexagonal)

Considérons une antenne microruban avec un substrat cristal électromagnétique. On étudie la variation de la fréquence de résonance, la bande passante, et la directivité en fonction du réseau des trous du substrat, pour un rayon du patch $R_p=15$ mm, la permittivité du substrat $\epsilon_{r1}=4$, $\epsilon_{r2}=1$ (l'air), la longueur, la largeur de substrat $a=b=100$ mm la hauteur de substrat $H=1$ mm, et le rayon des trous dans le substrat $R_T=5$ mm.

a) La fréquence de résonance et la bande passante

Figure. IV. 5 Coefficient de réflexion S_{11} pour trois formes du réseau des trous du substrat cem: carré, triangulaire, hexagonal.

Type De Réseau	La Fréquence De Résonance (GHZ)	La Bande passante (GHZ)
Carré	13.362	0.188
Triangulaire	13.108	0.226
Hexagonale	13.106	0.224

Tableau. IV. 3 La fréquence de résonance et la bande passante pour trois formes du réseau des trous du substrat cem: carre, triangulaire, hexagonal.

À partir du tableau IV.3 et la figure IV.4 qui représente les coefficients de réflexions S_{11} en fonction de la fréquence. Pour trois différentes formes des réseaux des trous du substrat cristal électromagnétique. On remarque, un décalage entre les trois courbes, la fréquence de résonance prend la valeur minimal pour le réseau hexagonal, alors pour la forme du réseau carré la fréquence de résonance est la plus grande.

La grande valeur de la bande passante on la trouve pour le réseau triangulaire et la plus petite dans le réseau Carré.

b) La directivité

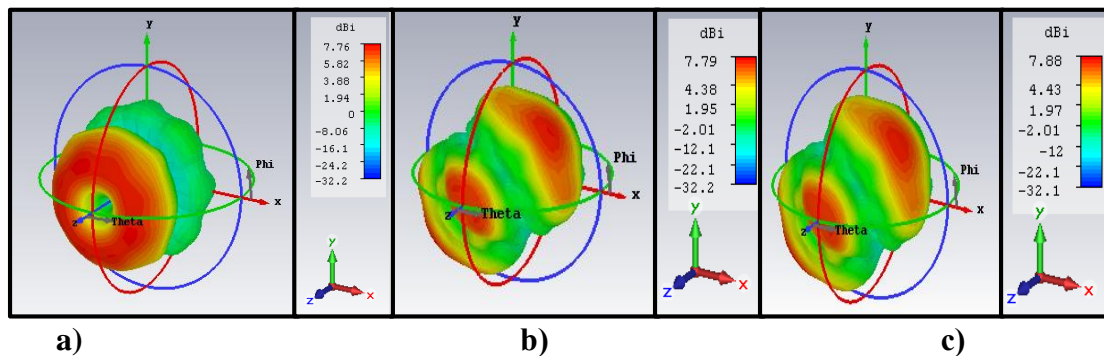


Figure. IV. 6 La directivité en 3d: a) réseau carré b) réseau triangulaire c) réseau hexagonal

Type De Réseau	La Directivité (dBi)
Carré	8.71
Triangulaire	7.79
Hexagonale	7.88

Tableau. IV. 4 La directivité pour trois formes du réseau des trous du substrat cem: carré, triangulaire, hexagonal.

À partir du tableau IV 4 et la figure IV.6 on remarque que le changement du réseau a un effet sur la directivité de l'antenne, dans notre exemple la meilleure directivité c'est celle du réseau carré.

IV.3.3 Effet du rayon du patch

Considérons une antenne microruban avec un substrat cristal électromagnétique. On étudie la fréquence de résonance, la bande passante, et la directivité en fonction de différents rayons du patch, pour une permittivité du substrat $\epsilon_{r1}=4, \epsilon_{r2}=1$ (l'air), la longueur et la largeur de substrat $a=b=100\text{mm}$ et la hauteur de substrat $H=1\text{ mm}$, le rayon des trous dans le substrat $R_T=5\text{ mm}$.

a) La fréquence de résonance et la bande passante

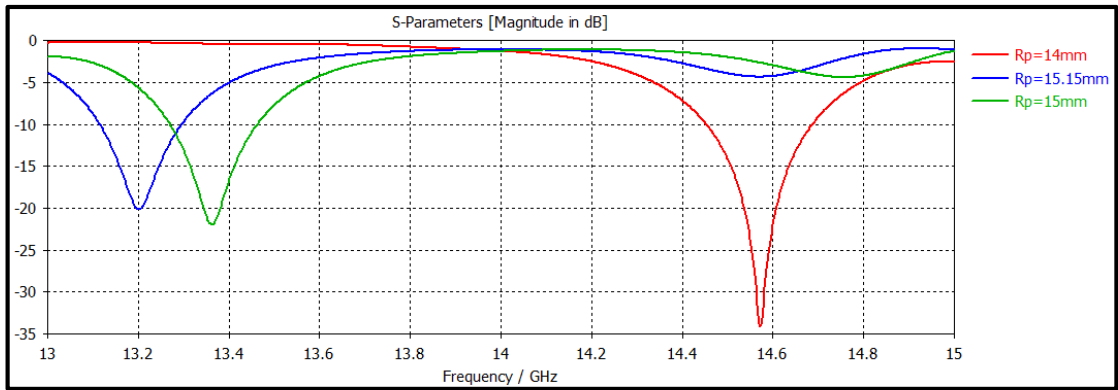


Figure. IV. 7 Coefficient de réflexion S_{11} pour les différents rayon du patch

Rayon Du Patch (mm)	La Fréquence De Résonance (GHZ)	La Bande passante (GHZ)
$R_p=14$	14.572	0.232
$R_p=15$	13.362	0.188
$R_p=15.15$	13.202	0.178

Tableau. IV. 5 La fréquence de résonance et la bande passante pour les différents rayon du patch

A partir du tableau IV.5 et la figure IV.7 qui représente les coefficients de réflexion S_{11} en fonction de la fréquence. Pour trois rayon différentes du patch, on remarque que la relation entre le rayon du patch et la fréquence de résonance est inversement proportionnelle, d'une autre manière la diminution du rayon mène à une augmentation de la fréquence de résonance et la bande passante.

b) La directivité

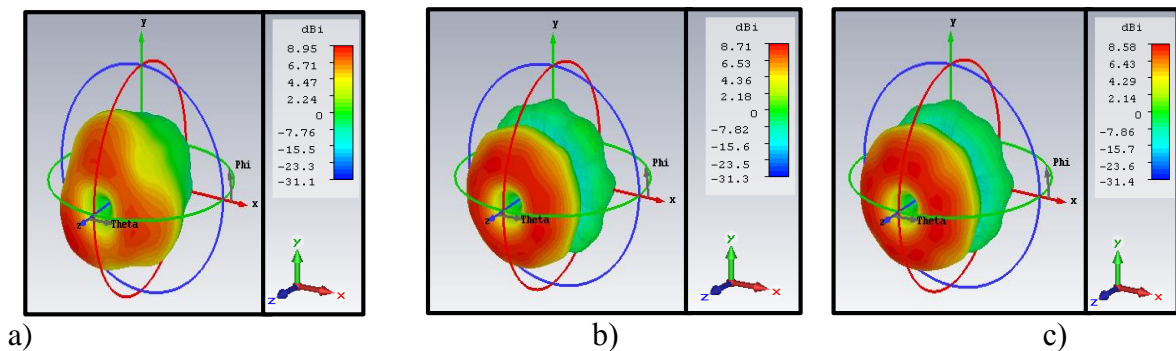


Figure. IV. 8 La directivité en 3D a) $R_p= 14$ mm b) $R_p= 15$ mm c) $R_p= 15.15$ mm

Le Rayon Du Patch (mm)	La directivité (dBi)
14	8.95
15	8.71
15.15	8.58

Tableau. IV. 6 La directivité pour les différentes rayon du patch

A partir du tableau IV 6 et la figure IV-8 pour différentes rayon du patch, on remarque que la relation entre le rayon du patch et la directivité est inversement proportionnelle, et on remarque que l'antenne qui a le rayon le plus petit est l'antenne la plus directive.

IV.3.4 Effet du rayon des trous

Considérons une antenne microruban avec un substrat cristal électromagnétique. On étudie la variation de la fréquence de résonance, la bande passante, et la directivité en fonction du rayon des trous du substrat, pour un rayon du patch $R_P=15\text{mm}$, la permittivité du substrat $\epsilon_{r1}=4$, $\epsilon_{r2}=1$ (l'air), la longueur et la largeur de substrat $a = b = 100 \text{ mm}$ et la hauteur de substrat $H=1 \text{ mm}$, le rayon des trous dans le substrat $R_T=5 \text{ mm}$.

a) La fréquence de résonance et la bande passante

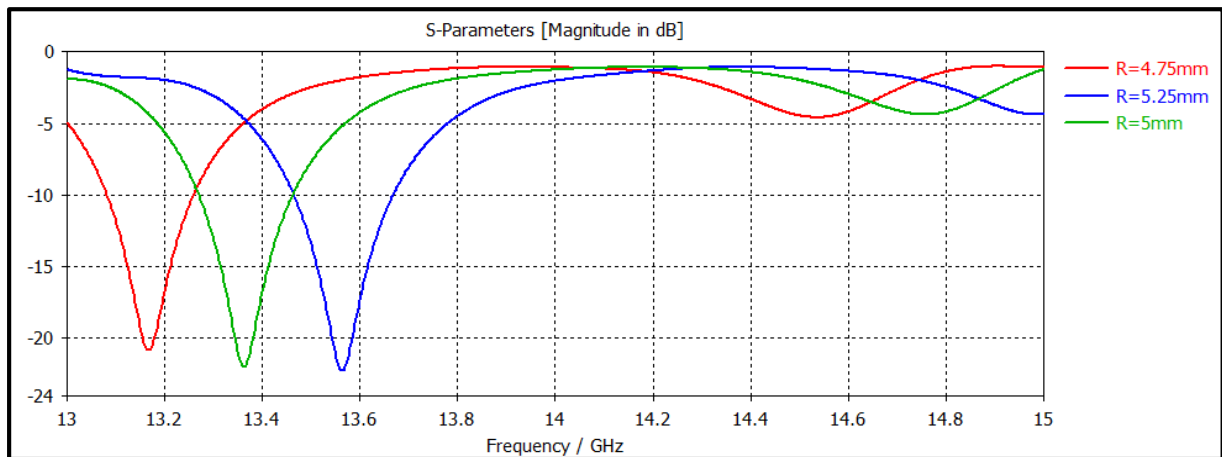


Figure. IV. 9 Coefficient de réflexion S_{11} pour différents rayons des trous

Rayon Des Trous (mm)	La Fréquence De Résonance (GHZ)	La Bande passante (GHZ)
R= 4.75	13.116	0.174
R= 5	13.362	0.188
R= 5.25	13.564	0.2

Tableau. IV. 7 La fréquence de résonance et la bande passante pour différents rayons des trous

A partir du tableau IV.7 et la figure IV.9 qui représente les coefficient de réflexion S_{11} en fonction de la fréquence pour les différents rayons des trous du substrat CEM, on remarque que l'augmentation du rayon des trous entraîne une augmentation de la fréquence de résonance.

Il y a une relation proportionnelle entre le rayon des trous et la bande passante.

b) La Directivité

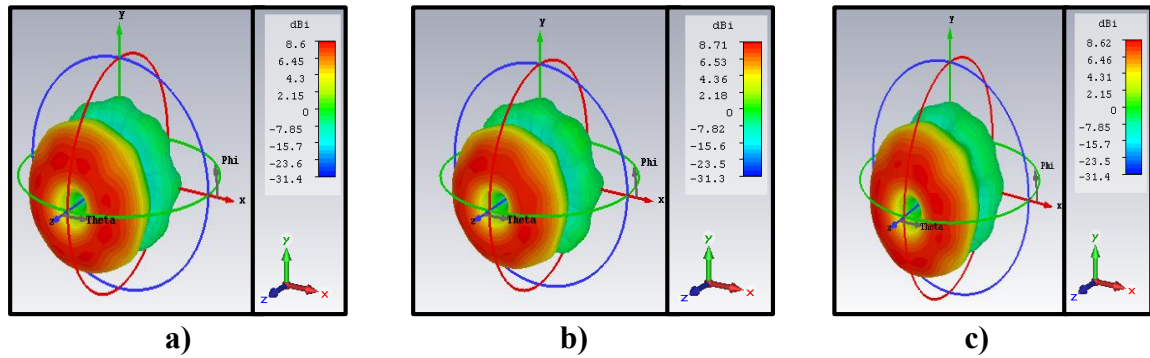


Figure. IV. 10 La directivité en 3d de différents rayon des trous a) $R_T=4.75\text{mm}$ b) $R_T= 5\text{mm}$ c) $R_T= 5.25\text{mm}$

Rayon Des Trous (mm)	La Directivité (dBi)
$R_T= 4.75$	8.6
$R_T= 5$	8.71
$R_T= 5.25$	8.62

Tableau. IV. 8 La directivité pour différents rayons des trous

A partir du tableau IV.8 et la figure IV.10 pour différents rayon des trous, on remarque que le changement du rayon des trous a un effet sur la directivité de l'antenne, dans notre exemple la meilleure directivité pour le rayon $R_T=5\text{mm}$.

IV.3.5 Effet de l'épaisseur du substrat

Considérons une antenne microruban avec un substrat cristal électromagnétique. On étudie la variation de la fréquence de résonance, la bande passante, et la directivité en fonction de l'épaisseur du substrat, pour un rayon du patch $R_p=15\text{ mm}$, la permittivité du substrat $\epsilon_{r1}=4$, $\epsilon_{r2}=1$ (l'air), la longueur et la largeur de substrat $a=b=100\text{ mm}$ et le rayon des trous dans le substrat $R_T=5\text{ mm}$.

a) La fréquence de résonance et la bande passante

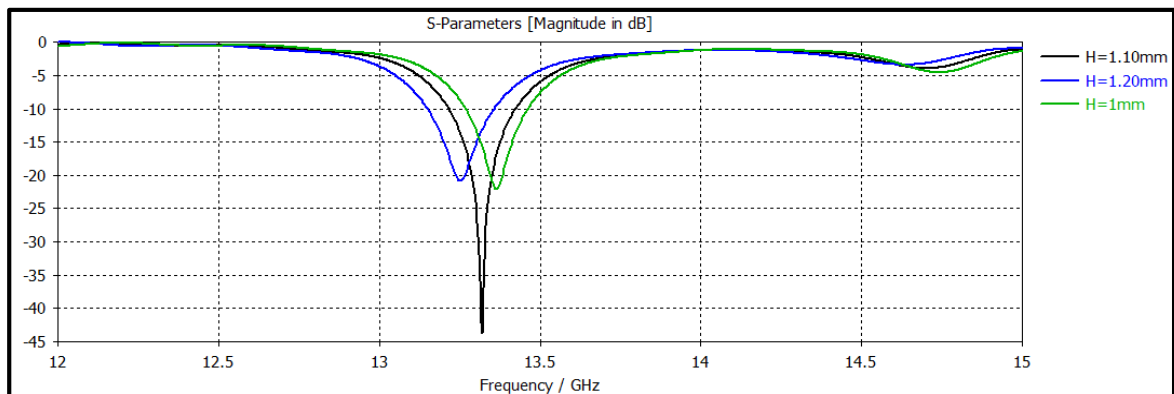


Figure. IV. 11 Coefficient de réflexion S_{11} pour différents epaisseurs du substrat CEM

Épaisseur Du Substrat CEM (mm)	La Fréquence De Résonance (GHZ)	La Bande passante(GHZ)
H= 1	13.362	0.188
H= 1.10	13.319	0.204
H= 1.20	13.251	0.202

Tableau. IV. 9 La fréquence de résonance et la bande passante pour différents épaisseurs du substrats CEM

A partir du tableau IV.9 et la figure IV.11 qui représente les coefficients de réflexion S_{11} en fonction de la fréquence pour les différents épaisseurs du substrat CEM, on remarque que : la fréquence de résonance diminue quand l'épaisseur de substrat CEM augmente, La bande passante change pour la variation de l'épaisseur du substrat mais ce changement n'est pas vraiment uniforme.

b) La Directivité

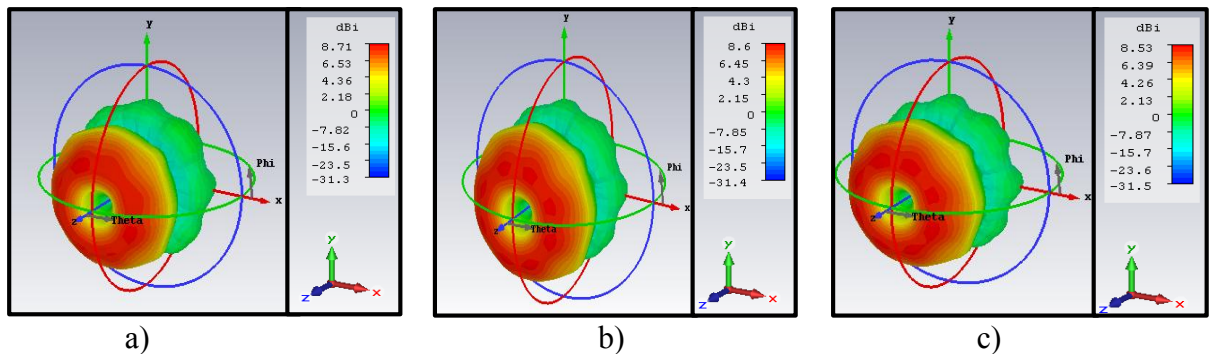


Figure. IV. 12 La directivité en 3d pour différents épaisseurs du Substrat a) H= 1mm b) H= 1.10 c) H= 1.20mm

Épaisseur Du Substrat CEM (mm)	La Directivité (dBi)
H= 1	8.71
H= 1.10	8.6
H= 1.20	8.53

Tableau. IV. 10 La directivité pour différents épaisseurs du substrat CEM

A partir du tableau IV10 et la figure IV-12 pour différentes épaisseurs du substrat, on remarque que la directivité diminue avec l'augmentation épaisseurs du substrat H .

IV.3.6 Effet de la variation de la constante diélectrique ϵ_{r1}

Considérons une antenne microruban avec un substrat électromagnétique. On étudie la variation de la fréquence de résonance, la bande passante, et la directivité en fonction de la constante diélectrique ϵ_{r1} , pour un rayon de base du patch $R_P=15$ mm, la permittivité du substrat $\epsilon_{r2}=1$ (l'air), la longueur et la largeur de substrat $a=b=100$ mm et le rayon des trous du le substrat $R_T=5$ mm.

a) La fréquence de résonance et la bande passante

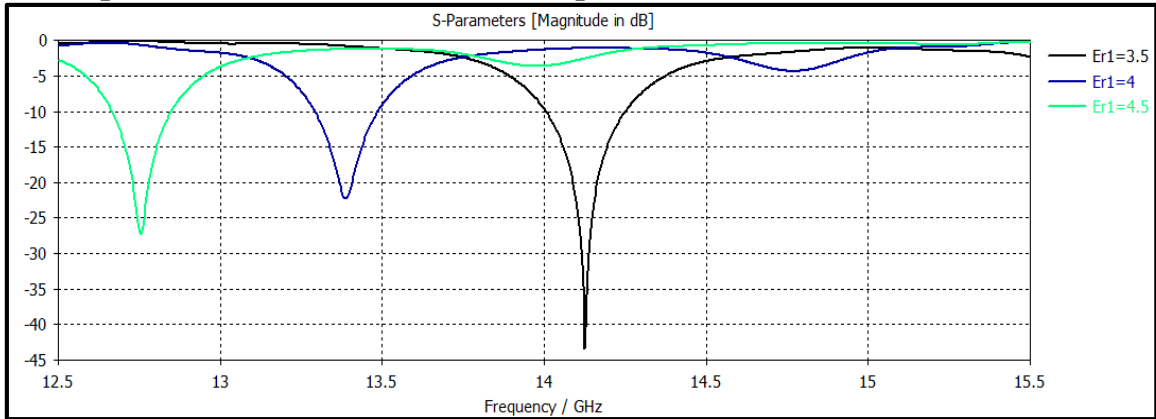


Figure. IV. 13 Coefficient de réflexion S_{11} pour différentes constantes diélectriques (ϵ_{r1}) du substrat CEM

Constant Diélectrique (ϵ_{r1})	La Fréquence De Résonance (GHZ)	La Bande passante (GHZ)
$\epsilon_{r1} = 3.5$	14.125	0.243
$\epsilon_{r1} = 4$	13.362	0.188
$\epsilon_{r1} = 4.5$	12.755	0.180

Tableau. IV. 11 La fréquence de résonance et la bande passante pour différentes constantes diélectriques (ϵ_{r1}) du substrat CEM

A partir du tableau IV11 et la figureIV.13 qui représente les coefficients de réflexion S_{11} en fonction de la fréquence pour les différentes constantes diélectrique ϵ_{r1} du substrat on remarque : il y a une relation inversement proportionnelle entre la fréquence de résonance et la constante diélectrique ϵ_{r1} et la bande passante.

b) La directivité

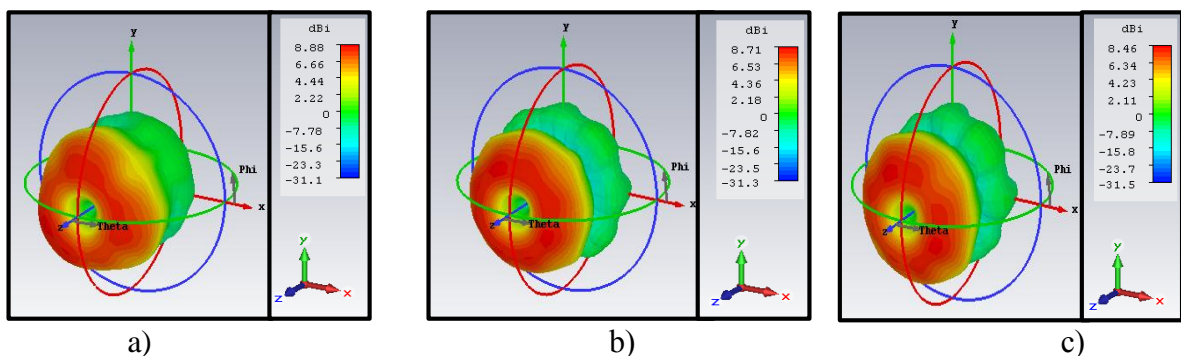


Figure. IV. 14 La directivité en 3d pour différentes constantes diélectrique a) $\epsilon_{r1} = 3.5$ b) $\epsilon_{r1} = 4$ c) $\epsilon_{r1} = 4.5$

Constante diélectrique (ϵ_{r1})	La Directivité (dBi)
$\epsilon_{r1} = 3.5$	8.88
$\epsilon_{r1} = 4$	8.71
$\epsilon_{r1} = 4.5$	8.46

Tableau. IV. 12 La directivité pour différentes constantes diélectrique (ϵ_{r1}) du substrat CEM

À partir du tableau IV.12 et la figure IV.14 pour différentes constantes diélectriques on remarque que la directivité diminue pour l'augmentation de la constante diélectrique ϵ_{r1} .

IV.3.7 Effet de la variation de la constante diélectrique ϵ_{r2}

Considérons une antenne microruban avec un substrat électromagnétique. On étudie la variation de la fréquence de résonance, la bande passante, et la directivité en fonction de la constante diélectrique ϵ_{r2} , pour une rayon de base du patch $R_P=15$ mm, la permittivité du substrat $\epsilon_{r1}=4$, la longueur et la largeur de substrat $a=b=100$ mm, et la hauteur de substrat $H=1$ mm, et le rayon des trous dans le substrat $R_T=5$ mm.

a) La fréquence de résonance et la bande passante

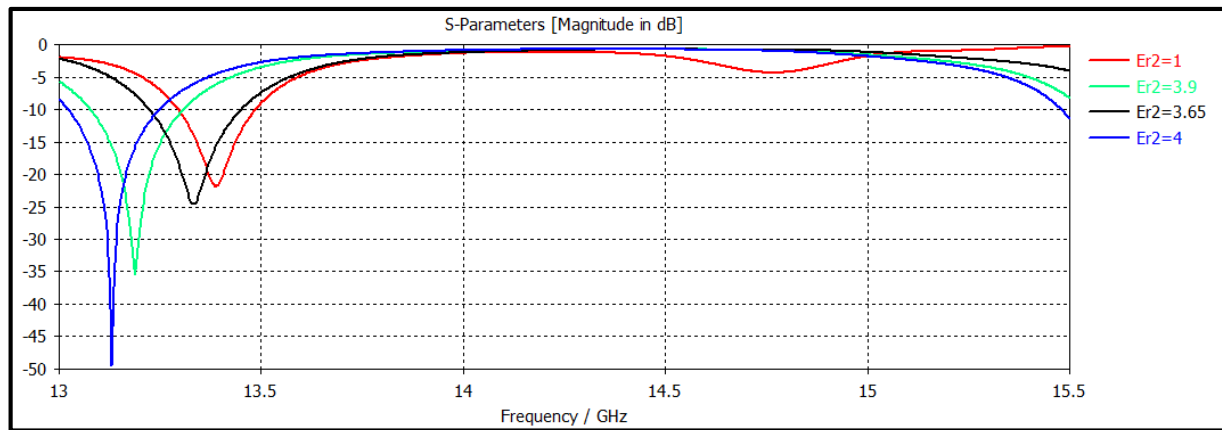


Figure. IV. 15 Coefficient de réflexion S_{11} pour les différent constantes diélectriques (ϵ_{r2}) du substrat CEM

Constante Diélectrique (ϵ_{r2})	La Fréquence De Résonance (GHz)	La Bande passante (GHz)
$\epsilon_{r2}= 1$	13.362	0.188
$\epsilon_{r2}= 3.65$	13.332	0.220
$\epsilon_{r2}= 3.9$	13.187	0.222
$\epsilon_{r2}= 4$	13.130	0.223

Tableau. IV. 13 La fréquence de résonance et la bande passante pour différentes constantes diélectriques (ϵ_{r2}) du substrat CEM

A partir du tableau IV13 et la figureIV.15 qui représente les coefficients de réflexion S_{11} en fonction de la fréquence pour les différentes valeurs de la constante diélectrique ϵ_{r2} on remarque que l'augmentation de la constante diélectrique ϵ_{r2} mène à une décroissance de la fréquence de résonance.

La bande passante augmente pour l'augmentation pour la constante diélectrique ϵ_{r2} .

b) La directivité

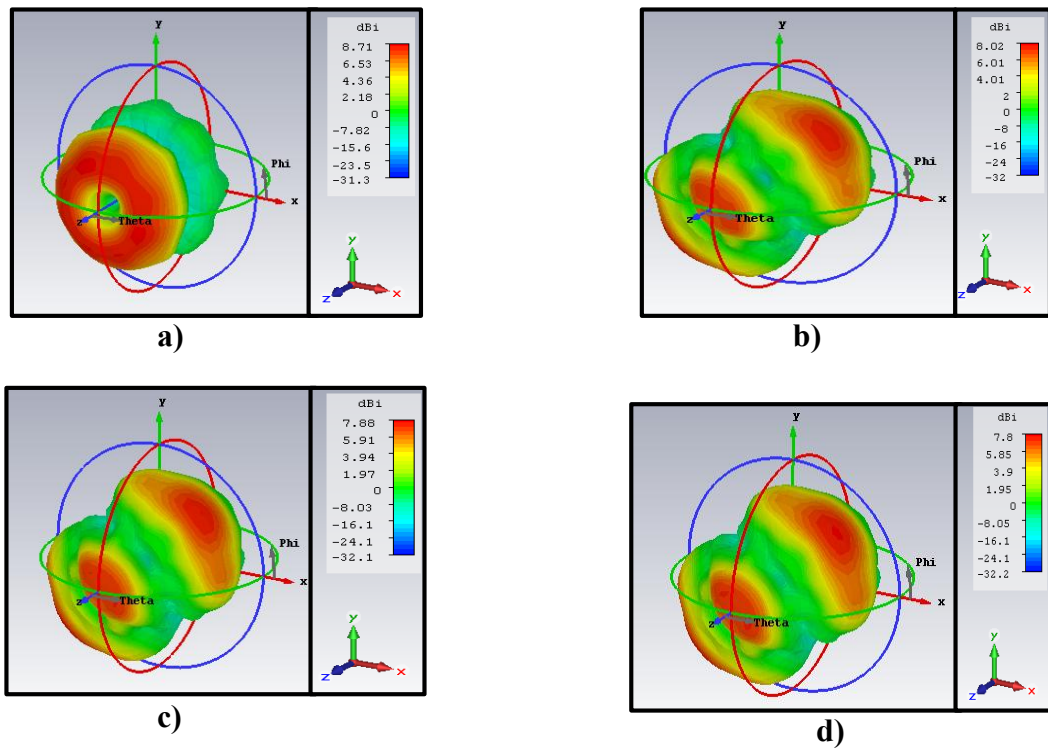


Figure. IV. 16 La directivité en 3d pour différentes constantes diélectrique a) $\epsilon_{r2} = 1$ b) $\epsilon_{r2} = 3.65$
c) $\epsilon_{r2} = 3.9$ d) $\epsilon_{r2} = 4$

Constante diélectrique (ϵ_{r2})	La Directivité (dBi)
$\epsilon_{r2} = 1$	8.71
$\epsilon_{r2} = 3.65$	8.02
$\epsilon_{r2} = 3.9$	7.88
$\epsilon_{r2} = 4$	7.8

Tableau. IV. 14 La Directivité Pour Différentes Constantes Diélectrique (ϵ_{r2}) Du Substrat CEM

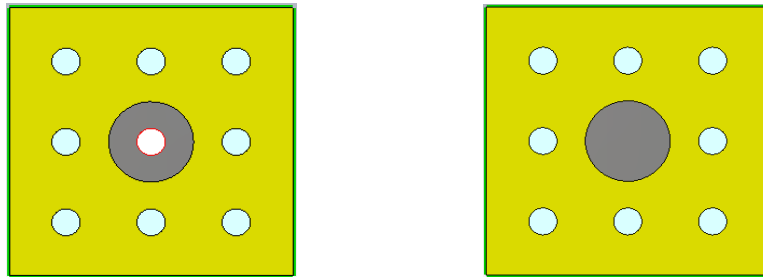
À partir du tableau IV-14 et la figure IV-16 pour différentes valeurs de la constante diélectrique, on remarque que l'augmentation de la constante diélectrique ϵ_{r2} mène à une décroissance de la directivité.

IV.4 Effet des défauts du cem (cristal électromagnétiques)

IV.4.1. Défaut lacunaire

Considérons une antenne microruban avec un substrat cristal électromagnétique. On étudie la variation de la fréquence de résonance, la bande passante, et la directivité en fonction du diamètre du trou au centre du substrat, pour un rayon du patch $R_p = 15\text{mm}$, la permittivité du

substrat $\epsilon_{r1}=4$, $\epsilon_{r2}=1$ (l'air), la longueur et la largeur de substrat $a=b=100$ mm et la hauteur de substrat $H=1$ mm, et le rayon des trous dans le substrat $R_T=5$ mm.



a) b)
Figure. IV. 17: Structure avec l'absence et présence de trou du centre
 (a) schéma du réseau initial (b) défaut lacunaire

a) La fréquence de résonance et la bande passante

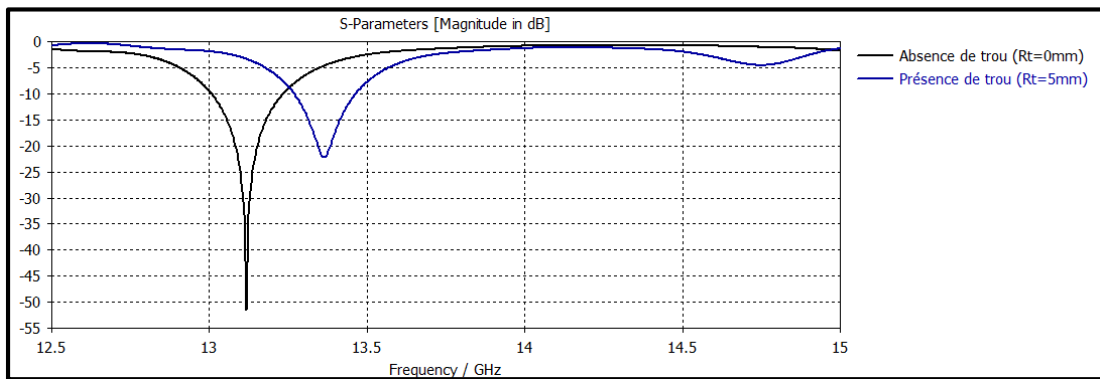


Figure. IV. 18 Coefficient de réflexion S_{11} pour les structures avec l'absence et présence de trou du centre

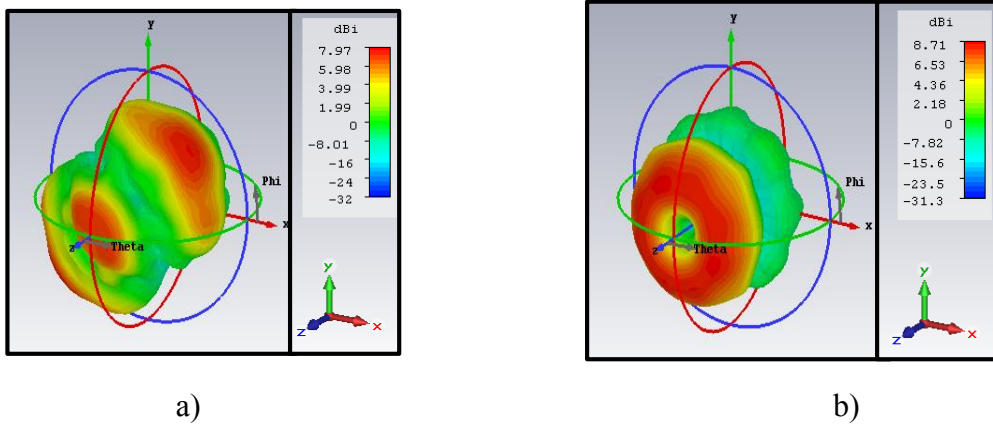
Le Rayon un Trou du Centre (mm)	La Fréquence De Résonance (GHZ)	La Bande passante (GHZ)
$R_t=0$	13.117	0.225
$R_t= 5$	13.362	0.188

Tableau. IV. 15 La fréquence de résonance et la bande passante pour les structures : avec l'absence et présence un trou du centre

À partir du tableau IV.15 et la figure IV.18 qui représente les coefficients de réflexion S_{11} en fonction de la fréquence pour les Structures : avec l'absence et présence du trou du centre substrat CEM.

On remarque que la fréquence de résonance prend sa valeur minimale pour le cas de l'absence de trou du centre (quand on supprime le trou du centre ($R_t = 0mm$), alors la bande passante est plus importante par rapport au cas de la présence du trou.

b) La directivité



**Figure. IV. 19 La directivité en 3d des structures : absence et présence du trou du centre :
a) $R_t=0\text{mm}$ b) $R_t= 5\text{mm}$**

Le Rayon du Trou Du Centre (mm)	La Directivité (dBi)
$R_t=0$	7.97
$R_t=5$	8.71

Tableau. IV. 16 La directivité pour les structures : absence et présence du trou du centre

À partir du tableau IV.16 et la figure IV.19 pour les structures absence et présence du trou du centre, on remarque que la directivité diminue pour le cas de l'absence du trou du centre.

IV.4.1.1 Changement du rayon du trou du centre

a) La fréquence de résonance et la bande passante

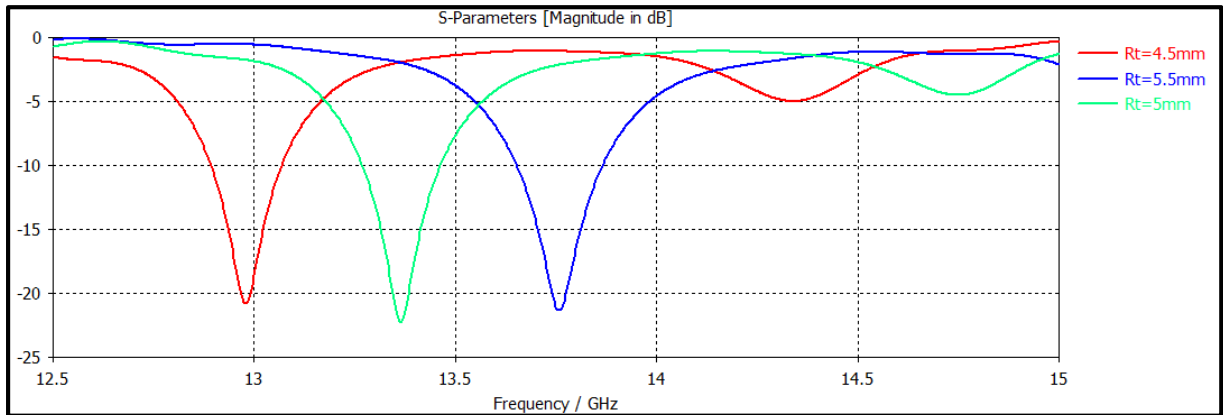


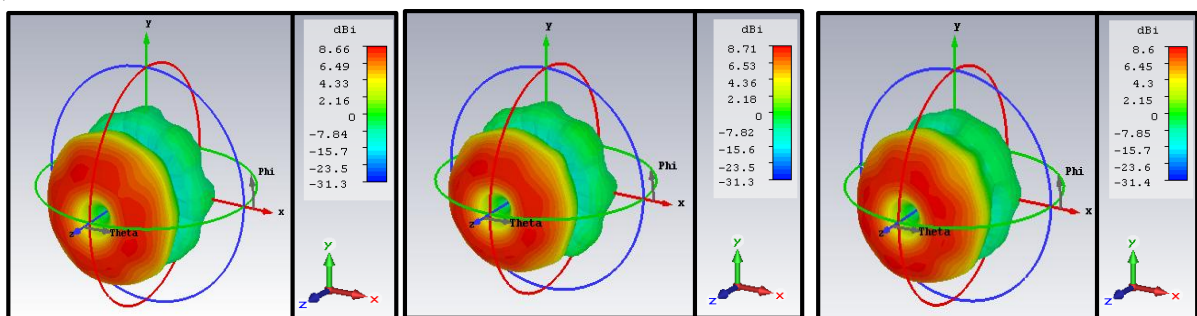
Figure. IV. 20 Coefficient de réflexion S_{11} pour les différents rayon du trou du centre

Rayon Du Trou Du Centre (mm)	La Fréquence De Résonance (GHZ)	La Bande passante (GHZ)
$R_t=4.5$	12.978	0.172
$R_t= 5$	13.362	0.188
$R_t= 5.5$	13.758	0.210

Tableau. IV. 17 La fréquence de résonance et la bande passante pour les différents rayons du trou du centre

À partir du tableau IV.17 et la figure IV.20 qui représente les coefficients de réflexion S_{11} en fonction de la fréquence pour les différents rayons du trou du centre du substrat CEM, on remarque que l'augmentation du rayon du trou du centre entraîne une augmentation de la fréquence de résonance et la bande passante.

b) La directivité



a) b) c)
Figure. IV. 21 La Directivité En 3D Pour Différents Rayons Du Trou Du Centre :
a) $R_t= 4.5\text{mm}$ b) $R_t= 5\text{mm}$ c) $R_t= 5.5\text{mm}$

Rayon Du Trou Du Centre (mm)	La Directivité (dBi)
$R_t=4.5$	8.66
$R_t=5$	8.71
$R_t=5.5$	8.6

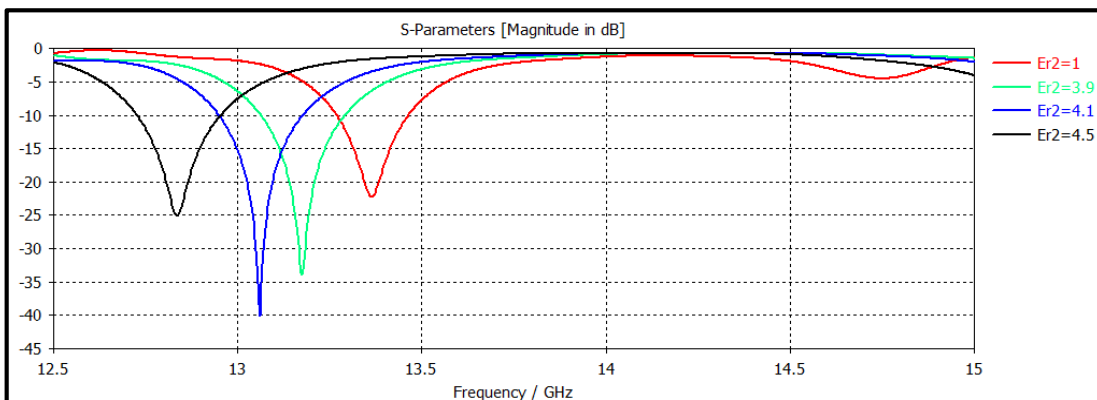
Tableau. IV. 18 La directivité pour les différents rayons un trou du centre

A partir du tableau IV.18 et la figure IV.21 pour différents rayons du trou du centre, on remarque qu'il y a un changement de la directivité pour les différentes valeurs le rayon du trou du centre R_t et ce changement n'est pas uniforme.

IV.4.2 Changement de la constante diélectrique ϵ_{r2} du trou du centre

Considérons une antenne microruban avec un substrat cristal électromagnétique. On étudie la variation de la fréquence de résonance, la bande passante, et la directivité en fonction de la constante diélectrique ϵ_{r2} , pour un rayon du patch $R_p=15$ mm, la permittivité du substrat $\epsilon_{r1}=4$, la longueur et la largeur de substrat $a=b=100$ mm, et le rayon des trous dans le substrat $R_T=5$ mm.

a) La fréquence de résonance et la bande passante

Figure. IV. 22 Coefficient de réflexion S_{11} pour les différentes valeurs de la constante diélectrique (ϵ_{r2}) du trou du centre

Constante Diélectrique (ϵ_{r2}) du Trou Du Centre	La Fréquence De Résonance (GHZ)	La Bande passante (GHZ)
$\epsilon_{r2}=1$	13.362	0.188
$\epsilon_{r2}=3.9$	13.175	0.225
$\epsilon_{r2}=4.1$	13.059	0.225
$\epsilon_{r2}=4.5$	12.835	0.225

Tableau. IV. 19 La fréquence de résonance et la bande passante pour différentes valeurs constantes diélectriques (ϵ_{r2}) du trou du centre

À partir du tableau IV.19 et la figure IV.22 qui représente les coefficients de réflexion S_{11} en fonction de la fréquence pour les différentes constantes diélectriques (ϵ_{r2}) du trou du centre, on remarque que l'augmentation de la constant diélectrique ϵ_{r2} mène à une décroissance de la fréquence de résonance.

La bande passante augmente pour la valeur de la constante diélectrique ($\epsilon_{r2}=1$ à $\epsilon_{r2}=3.9$) mais elle est constant pour les autre valeurs ($\epsilon_{r2}=3.9$ à $\epsilon_{r2}=4.5$).

b) La directivité

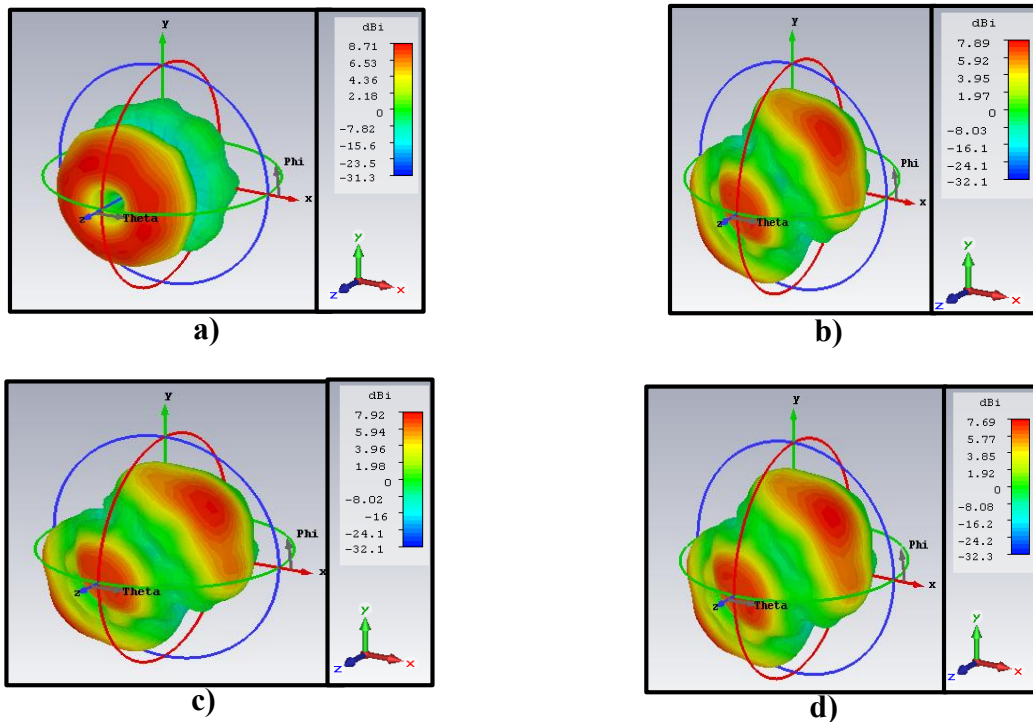


Figure. IV. 23 La directivité en 3d pour différentes constantes diélectriques (ϵ_{r2}) du trou du centre
 a) $\epsilon_{r2}=1$, b) $\epsilon_{r2}=3.9$, c) $\epsilon_{r2}=4.1$, d) $\epsilon_{r2}=4.5$

Constante Diélectrique (ϵ_{r2}) du Trou Du Centre	La Directivité (dBi)
$\epsilon_{r2}=1$	8.71
$\epsilon_{r2}=3.9$	7.89
$\epsilon_{r2}=4.1$	7.92
$\epsilon_{r2}=4.5$	7.69

Tableau. IV. 20 La directivité pour les différentes constantes diélectriques (ϵ_{r2}) du trou du centre

À partir du tableau IV20 et la figure IV-23, pour différentes valeurs de la constante diélectrique, on remarque que la variation de la constante diélectrique (ϵ_{r2}) entraîne une variation de la directivité mais d'une façon non uniforme.

IV.4.3. Changement d'une ligne horizontale dans le substrat à CEM

IV.4.3.1. Défaut d'une ligne

Considérons une antenne microruban avec un substrat cristal électromagnétique. On étudie la variation de la fréquence de résonance, la bande passante, et la directivité en fonction du changement d'une ligne dans CEM horizontal, pour un rayon du patch $R_p=15\text{mm}$, la permittivité du substrat $\epsilon_{r1}=4$, $\epsilon_{r2}=1$ (l'air), la longueur et la largeur de substrat $a=b=100\text{mm}$, et la hauteur du substrat $H=1\text{ mm}$, le rayon des trous dans le substrat $R_T=5\text{ mm}$.

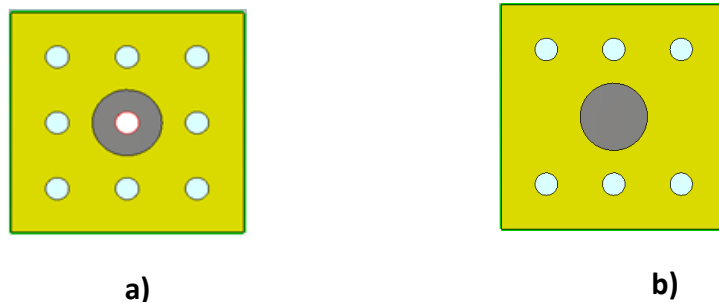


Figure. IV. 24: (a) Schéma du réseau initial (présence une ligne du centre)
(b) structure à défaut (présence une ligne du centre)

a) La fréquence de résonance et la bande passante

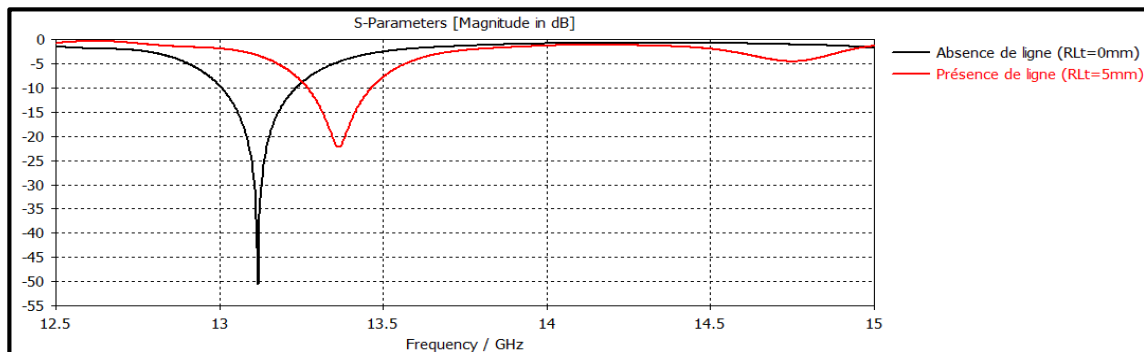


Figure. IV. 25 Coefficient de réflexion S_{11} pour l'absence et présence des trous d'une ligne horizontal dans le substrat CEM

Rayon Des Torus de la Ligne (mm)	La Fréquence De Résonance (GHZ)	La Bande passante (GHZ)
$RL_t= 0$	13.117	0.225
$RL_t= 5$	13.362	0.188

Tableau. IV. 21 La fréquence de résonance et la bande passante pour l'absence et présence d'une ligne de trous horizontal dans le substrat CEM.

A partir du tableau IV.21 et la figure IV.25 qui représente les coefficients de réflexion S_{11} en fonction de la fréquence pour l'absence et présence des trous d'une ligne horizontal dans CEM, On remarque que :

La fréquence de résonance pour l'absence d'une ligne de trous prend sa valeur $f=13.117$ GHz (Le rayon des trous de la ligne ($RL_t=0$ mm), et en présence des trous d'une ligne prend sa valeur $f=13.362$ GHz.

La bande passante prend sa valeur maximale pour le cas de l'absence d'une ligne de trous.

b) La directivité

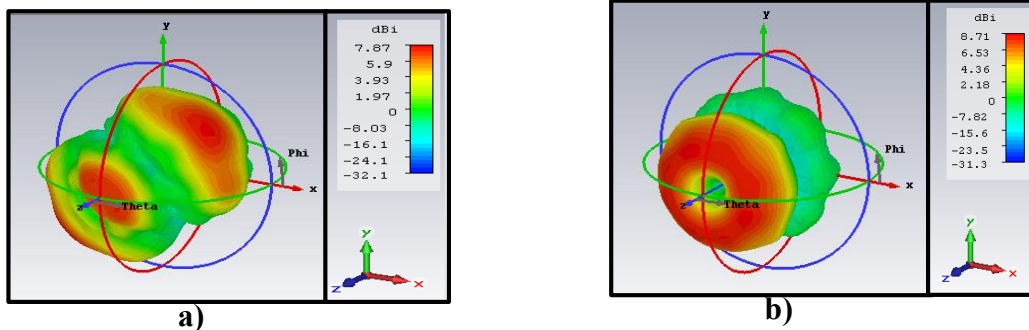


Figure. IV. 26 La directivité en 3d pour l'absence et présence des trous d'une ligne horizontale dans le substrat CEM a) $RL_t=0$ mm b) $RL_t= 5$ mm

Rayon Des Trous Une Ligne (mm)	La Directivité (dBi)
$RL_t= 0$	7.87
$RL_t= 5$	8.71

Tableau. IV. 22 La directivité en absence et présence des trous d'une ligne horizontale dans le substrat CEM

À partir du tableau IV-22 et la figure IV-26 en absence et présence des trous d'une ligne horizontale dans le substrat CEM, on remarque que la directivité diminue pour le cas de l'absence des trous d'une ligne du centre.

IV.4.3.2 Changement d'une ligne dans le substrat CEM

a) La fréquence de résonance et la bande passante

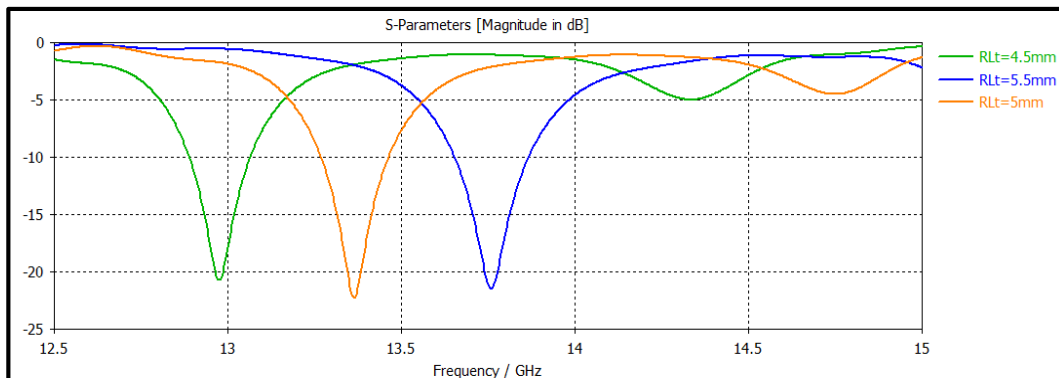


Figure. IV. 27 Coefficient de réflexion S_{11} pour les différents rayons des trous d'une ligne horizontal dans le substrat CEM

Rayon Des Torus Une Ligne (mm)	La Fréquence De Résonance (GHZ)	La Bande passante (GHZ)
$RL_t= 4.5$	12.975	0.173
$RL_t= 5$	13.362	0.188
$RL_t= 5.5$	13.759	0.210

Tableau. IV. 23 La fréquence de résonance et la bande passante pour différents rayon des trous d'une ligne horizontal dans CEM .

À partir du tableau IV.23 et la figure IV.27 qui représente les coefficients de réflexion S_{11} en fonction de la fréquence pour différents rayon des trous d'une ligne horizontal dans CEM, on remarque une augmentation de la fréquence de résonance et la bande passante avec l'augmentation du rayon des trous d'une ligne.

b) La directivité

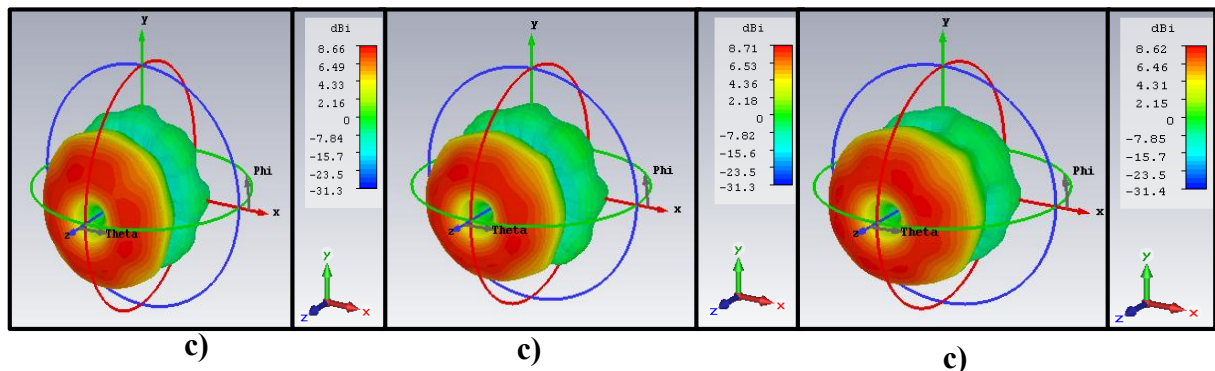


Figure. IV. 28 La directivité en 3d pour différents rayons des trous d'une ligne dans CEM Horizontal : a) $RL_t= 4.5mm$ b) $RL_t= 5mm$ c) $RL_t= 5.5mm$

Rayon Des Trous Une Ligne (mm)	La Directivité (dBi)
$RL_t= 4.5$	8.66
$RL_t= 5$	8.71
$RL_t= 5.5$	8.62

Tableau. IV. 24 La directivité pour les différents rayons des trous d'une ligne dans cem horizontal

À partir du tableau IV24 et la figure IV-28, pour différents rayons des trous d'une ligne dans CEM horizontal, on remarque que la variation du rayon des trous d'une ligne entraine une variation de la directivité mais d'une façon non uniforme.

IV.4.4. Effet du rayon d'un trou additif

Considérons une antenne microruban avec un substrat cristal électromagnétique. On étudie la variation de la fréquence de résonance, la bande passante, et la directivité en fonction du rayon d'un trou additif dans le substrat CEM, pour un rayon du patch $R_p=15\text{mm}$, la permittivité du substrat $\epsilon_{r1}=4$, $\epsilon_{r2}=1$ (l'air), la longueur et la largeur de substrat $a=b=100\text{ mm}$, la hauteur du substrat $H=1\text{ mm}$, et le rayon des trous dans le substrat $R_T=5\text{ mm}$.

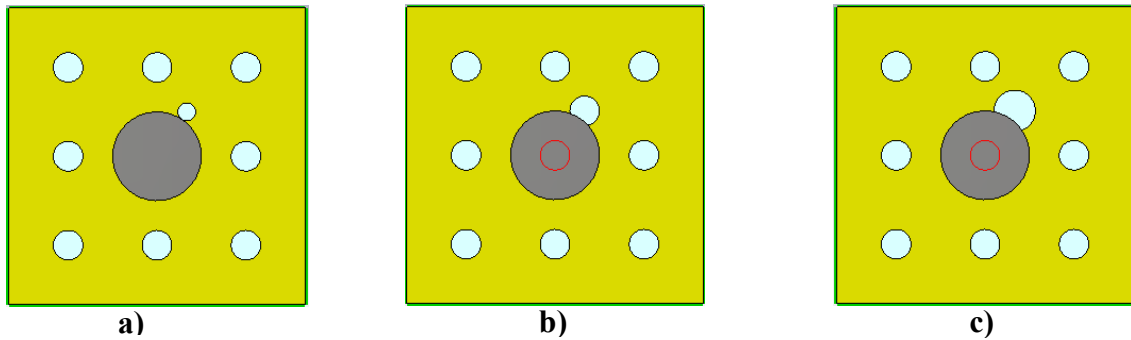


Figure. IV. 29 Différents rayons pour un trou additifs :(a) défaut additifs un trou pour $r_{ta}=3\text{mm}$ (b) défaut additifs un trou pour $r_{ta}=5\text{mm}$ (c) défaut additifs un trou pour $R_{TA}=7\text{mm}$

a) La fréquence de résonance et la bande passante

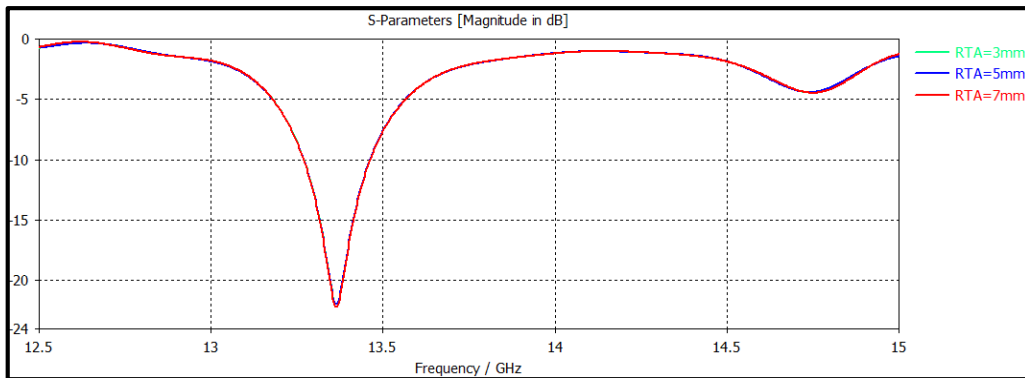


Figure. IV. 30 Coefficient de réflexion S_{11} pour les différents rayons du trou additif

Rayon Du Trous Additifs (mm)	La Fréquence De Résonance (GHZ)	La Bande passante(GHZ)
$R_{TA}= 3$	13.365	0.189
$R_{TA}= 5$	13.365	0.19
$R_{TA}= 7$	13.365	0.192

Tableau. IV. 25 La fréquence de résonance et la bande passante pour les différents rayons du trou additif

A partir du tableau IV25 et la figureIV.30 qui représente les coefficients de réflexion S_{11} en fonction de la fréquence pour les différents rayons du trou additif du substrat CEM, on remarque que :

La fréquence de résonance est constante en augmentant le rayon du trou additif, et la bande passante augmente.

b) La directivité

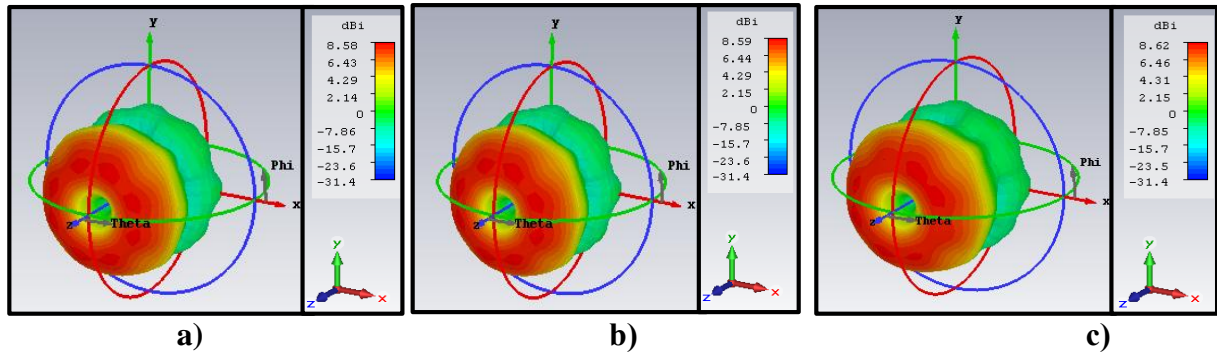


Figure. IV. 31 La directivité en 3d pour différents rayon du trou additif :
 a) $R_t= 3\text{mm}$ b) $R_t= 5\text{mm}$ c) $R_t= 7\text{mm}$.

Rayon du Trou Additif (mm)	La Directivité (dBi)
$R_{TA}= 3$	8.58
$R_{TA}= 5$	8.59
$R_{TA}= 7$	8.62

Tableau. IV. 26 La directivité pour les différents du rayons du trou additif

A partir du tableau IV26 et la figure IV-31 pour différents du rayon un trou, on remarque que l'augmentation du rayon du trou additif entraine une augmentation de la directivité.

IV.4.5 Effet des défauts additifs : un ligne de trous

Considérons une antenne microruban avec un substrat cristal électromagnétique. On étudie la variation de la fréquence de résonance, la bande passante, et la directivité en fonction du rayon des trous d'une ligne additifs du substrat CEM, pour un rayon du patch $R_p=15\text{mm}$, la permittivité du substrat $\epsilon_{r1}=4$, $\epsilon_{r2}=1$ (l'air), la longueur et la largeur de substrat $a=b=100\text{ mm}$

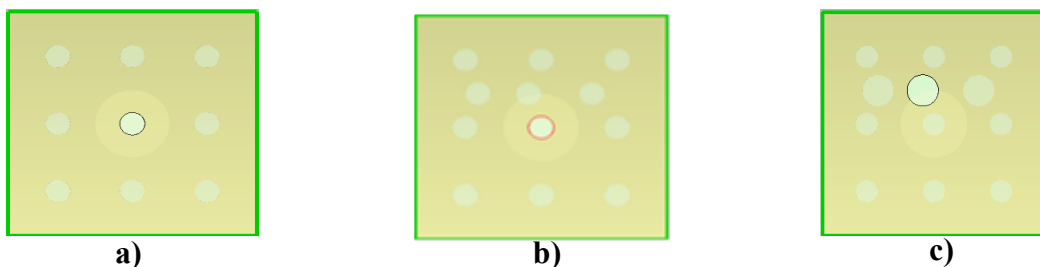


Figure. IV. 32 Différents un ligne du additifs : (a) schéma du réseau initial (sans défauts) (b) Défaut Additifs D'une Ligne Pour $R_t=5\text{mm}$ (c) Défaut Additifs D'une Ligne Pour $R_t=7\text{mm}$

a) La fréquence de résonance et la bande passante

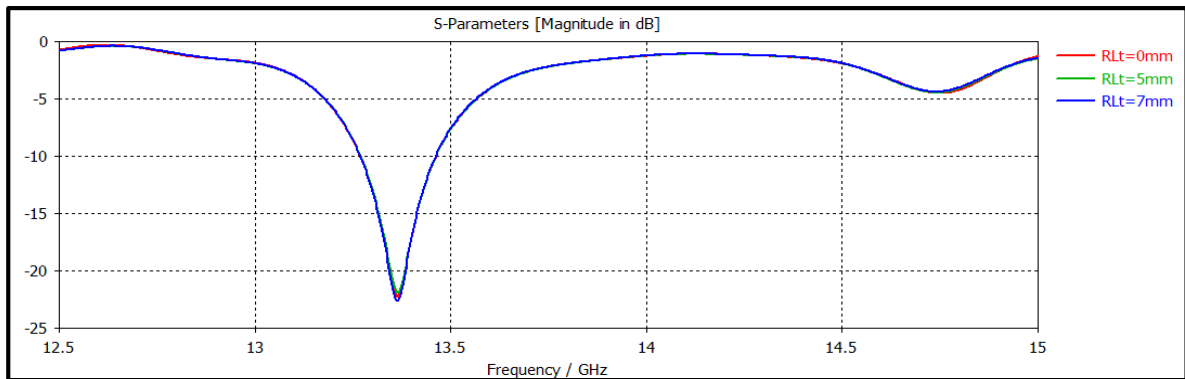


Figure. IV. 33 Coefficient de réflexion S_{11} pour les différents rayons des trous d'une ligne de trous additif

Rayon Des Trous De La Ligne Additif (mm)	La Fréquence De Résonance (GHZ)	La Bande passante (GHZ)
$RL_T= 0$	13.362	0.188
$RL_T= 5$	13.365	0.189
$RL_T= 7$	13.366	0.19

Tableau. IV. 27 La fréquence de résonance et la bande passante pour les différents rayons des trous d'une ligne additifs

A partir du tableau IV27 et la figureIV.33 qui représente les coefficients de réflexion S_{11} en fonction de la fréquence pour les différents rayon des trous du substrat CEM, on remarque que l'augmentation du rayon des trous de la ligne additif entraine une augmentation de la fréquence de résonance et la bande passante.

b) La directivité

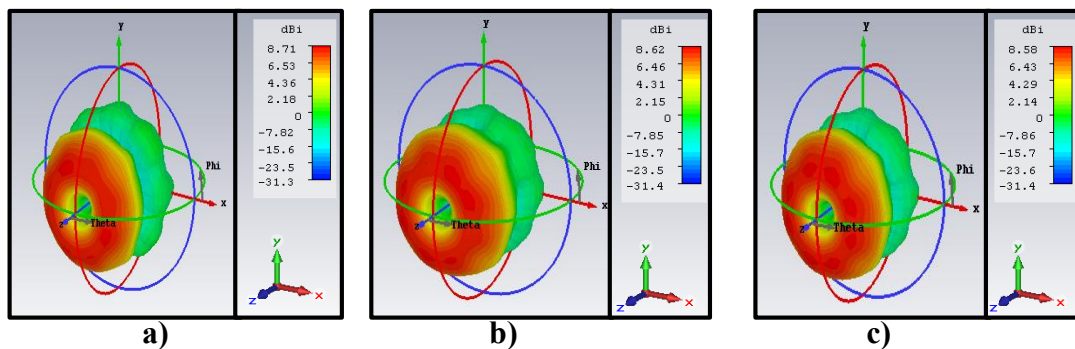


Figure. IV. 34 La directivité en 3d pour différents rayon des trous d'une ligne additif : a) $RL_T=0mm$ b) $RL_T= 5mm$ c) $RL_T= 7mm$

Rayon Des Trous De La Ligne Additifs (mm)	La Directivité (dBi)
$RL_t = 0$	8.71
$RL_t = 5$	8.62
$RL_t = 7$	8.58

Tableau. IV. 28 La directivité pour différents rayon des trous d'une ligne de trou additif

A partir du tableau IV28 et la figure IV-34, pour différents rayon des trous d'une ligne additif, on remarque que l'augmentation du rayon des trous de la ligne additif entraine une décroissance de la directivité.

IV.5 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons étudié une antenne microruban de forme circulaire avec un substrat cristal électromagnétique 2D, et nous avons étudié l'influence des paramètres de cette antenne sur la fréquence de résonance, la bande passante et la directivité.

Les paramètres que nous avons étudiés sont: le rayon du patch, la permittivité des deux matériaux du substrat CEM, l'épaisseur du substrat, le rayon des trous ,les différents types de réseaux et les effets des défauts ;et nous avons confirmé que les cristaux électromagnétiques sont plus importants pour les antennes au point de vue de directivité.

En utilisant pour notre travail l'outil de simulation électromagnétique dans le domaine fréquentiel (*CST*) qui intègre la simulation, la visualisation, et aussi il est facile à utiliser dans l'environnement (*3D*) avec une bonne précision.

A partir de ces expériences nous avons conclu les résultats suivants :

Résultats pour la fréquence de résonance

- La fréquence de résonance augmente pour un substrat CEM par rapport à un substrat normal.
- La fréquence de résonance change avec le changement de la forme du réseau des trous.
- La fréquence de résonance augmente avec l'augmentation :
 - du rayon des trous du substrat CEM.
 - du rayon du trou du centre (à défaut).
 - du rayon des trous d'une ligne (à défaut).
 - du rayon des trous d'une ligne additif.
- La fréquence de résonance diminue avec l'augmentation :

- du rayon du patch .
 - l'épaisseur du substrat cristal électromagnétique H .
 - les constantes diélectriques ϵ_{r1} , ϵ_{r2} .
 - La constante diélectrique ϵ_{r2} des trous d'une ligne (à défaut).
- La fréquence de résonance prend la valeur maximale pour :
- Un substrat CEM par rapport à un substrat normal.
 - La présence du trou du centre par rapport à son absence.
 - Présence d'une ligne de trous par rapport de son absence.
- La fréquence de résonance est constante pour l'augmentation du rayon du Trou additif.

Résultat obtenus pour la bande passante

- La bande passante prend la valeur maximale pour les cas de :
- Substrat normal. par rapport au substrat CEM.
 - L'absence du trou du centre .
 - L'absence d'une ligne de trous additif.
- La bande passante augmente avec l'augmentation :
- Du rayon des trous .
 - La constante diélectrique ϵ_{r2} .
 - Le rayon du trou du centre (à défaut).
 - Le rayon du trou additif .
 - Le rayon des trous de la ligne additif.
- La bande passante diminue avec l'augmentation :
- Du rayon du patch .
 - La constante diélectrique ϵ_{r1} .
- La bande passante change avec le changement de la forme du réseau des trous.
- La bande passante varie avec la variation de l'épaisseur du substrat CEM mais cette variation est non uniforme.

Résultats obtenus pour la directivité

- La directivité est plus importante pour une antenne avec un substrat CEM par rapport à une antenne avec un substrat normal.
- La directivité varie pour la variation de la forme du réseau des trous du substrat

CEM.

- La directivité augmente avec l'augmentation du rayon des trous de la ligne additif.
- La directivité diminue avec l'augmentation :
 - Du rayon du patch (relation inversement proportionnelle).
 - Les constantes diélectriques (ϵ_{r1} , ϵ_{r2}).
 - Du rayon des trous d'une ligne additifs .
- La directivité prend la valeur maximale pour les cas de l'absence du trou du centre et des trous d'une ligne.
- La directivité varie avec la variation :
 - Du rayon des trous du substrat CEM .
 - L'épaisseur du substrat CEM .
 - Du rayon du trou du centre .
 - La constante diélectrique ϵ_{r2} des trous d'une ligne .
 - Du rayon des trous d'une ligne.



CONCLUSION GENERALE

Conclusion générale

L'objectif essentiel de notre travail était l'étude paramétrique d'une antenne microruban de forme circulaire à substrats cristaux électromagnétiques et voir l'influence des paramètres sur la fréquence de résonance, la bande passante ainsi que la directivité.

Les paramètres que nous avons étudiés dans ce travail, la nature du substrat (CEM et normal), le rayon du patch, l'épaisseur du substrat, le rayon des trous, la constante diélectrique ϵ_{r1} et ϵ_{r2} , l'effet des défauts.

En utilisant l'outil de simulation électromagnétique dans le domaine fréquentiel CST basé sur la méthode d'intégration finie, les résultats obtenus sont :

Résultats pour la fréquence de résonance

- La fréquence de résonance augmente pour un substrat CEM par rapport à un substrat normal.
- La fréquence de résonance change avec le changement de la forme du réseau des trous.
- La fréquence de résonance augmente avec l'augmentation :
 - du rayon des trous du substrat CEM.
 - du rayon du trou du centre (à défaut) .
 - du rayon des trous d'une ligne (à défaut).
 - du rayon des trous d'une ligne additif.
- La fréquence de résonance diminue avec l'augmentation :
 - du rayon du patch .
 - l'épaisseur du substrat cristal électromagnétique H.
 - les constantes diélectriques ϵ_{r1} , ϵ_{r2} .
 - La constante diélectrique ϵ_{r2} des trous d'une ligne (à défaut).
- La fréquence de résonance prend la valeur maximale pour :
 - Un substrat CEM par rapport à un substrat normal.
 - La présence du trou du centre par rapport à son absence.
 - Présence d'une ligne de trous par rapport de son absence.
- La fréquence de résonance est constante pour l'augmentation du rayon du trou additif.

Résultat obtenus pour la bande passante

- La bande passante prend la valeur maximale pour les cas de :
 - Substrat normal. par rapport au substrat CEM.
 - L'absence du trou du centre.
 - L'absence d'une ligne de trous additif.
- La bande passante augmente avec l'augmentation :
 - Du rayon des trous .
 - La constante diélectrique ϵ_{r2} .
 - Le rayon du trou du centre (à défaut).
 - Le rayon du trou additif .
 - Le rayon des trous de la ligne additif .
- La bande passante diminue avec l'augmentation :
 - Du rayon du patch .
 - La constante diélectrique ϵ_{r1} .
- La bande passante change avec le changement de la forme du réseau des trous.
- La bande passante varie avec la variation de l'épaisseur du substrat CEM mais cette variation est non uniforme.

Résultats obtenus pour la directivité

- La directivité est plus importante pour une antenne avec un substrat CEM par rapport à une antenne avec un substrat normal.
- La directivité varie pour la variation de la forme du réseau des trous du substrat CEM.
- La directivité augmente avec l'augmentation du rayon des trous de la ligne additif.
- La directivité diminue avec l'augmentation :
 - Du rayon du patch (relation inversement proportionnelle).
 - Les constantes diélectriques (ϵ_{r1} , ϵ_{r2}).
 - Du rayon des trous d'une ligne additifs.
- La directivité prend la valeur maximale pour les cas de l'absence du trou du centre et des trous d'une ligne.
- La directivité varie avec la variation :
 - Du rayon des trous du substrat CEM.
 - L'épaisseur du substrat CEM.

Conclusion générale

- Du rayon du trou du centre.
- La constante diélectrique ϵ_{r2} des trous d'une ligne .
- Du rayon des trous d'une ligne.

Alors les caractéristiques de l'antenne microruban sont liées directement à ses paramètres dimensionnels, on peut obtenir la fréquence de résonance, la bande passante, et la directivité en changeant ces paramètres.

تَعْمَرُ بِفَضْلِ

اللَّهِ