

**REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR
ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE**

**UNIVERSITE D'OUM EL BOUAGHI
FACULTE DES SCIENCES EXACTES, DES SCIENCES DE LA NATURE
ET DE LA VIE**

N° D'ordre :

Série :

THESE

**Présentée pour obtenir le diplôme de doctorat
En physique**

**Option
Physique des matériaux**

**Par
Chahrazed DRIDI**

THEME

**ETUDE ET MODELISATION DE NANO-COMPOSANTS
SEMICONDUCTEUR**

SOUTENUE LE 28 Novembre 2015

Devant le jury :

**Présidente : C. AZIZI
Rapporteur : M. ZAABAT
Examineurs : A. BOUDINE
A. CHAABI
Y. SAIDI
M.S. BENBOUZA**

Prof. Univ Oum el Bouaghi
Prof. Univ Oum el Bouaghi
Prof. Univ Oum el Bouaghi
Prof. Univ Constantine
Prof. Univ Constantine
MCA. Univ Batna

REMERCIEMENTS

Je tiens tout d'abord à exprimer ma profonde reconnaissance à monsieur **Mourad Zaabat**, professeur et directeur de recherche au Laboratoire des composants actifs et matériaux *LCAM*, pour son investissement dans la direction et dans l'encadrement de cette thèse. J'ai particulièrement apprécié sa disponibilité, sa patience et sa rigueur scientifique, ainsi que ses précieux conseils qui m'ont guidé tout au long de ces cinq années.

Je tiens à exprimer mes sincères remerciements à monsieur **Henri Baudrand** professeur et mérite, à l'institut *ENSEEIH*T de Toulouse ; pour son soutien et pour toutes les informations qu'il a pu m'apporter et dont les nombreux et fructueux conseils m'ont permis de mener à bien ce travail.

J'exprime ma profonde reconnaissance à madame le professeur **Cherifa Azizi** d'avoir acceptée de présider le jury de cette thèse de doctorat.

Je tiens à remercier monsieur le professeur **Abdelhafid Chaabi** et madame le professeur **Yasmina Saidi** de l'université de Constantine d'avoir accepté l'examen de ce travail.

Je remercie également messieurs les professeurs **Azzedine Boudine** de l'université d'Oum el Boughi et **M.Salah Benbouza** de l'université de Batna pour leur participation au jury et à l'intérêt qu'ils ont bien voulu porté à ce travail.

Table des Matières

INTRODUCTION GENERALE	1
CHAPITRE I	
La technologie SIC (Substrate Integrated Circuits)	5
1-1 Introduction	5
1-2 Technologie des SIW (Substrate integrated waveguide)	6
1-3 Exemples de structures à guide d'ondes intégrés sur substrat	9
1-4 Outils de simulations pour la conception des structures SICs	12
1-4-1 La méthode des différences finies	12
1-4-2 La méthode des éléments finis	14
1-4-3 La méthode des moments	15
1-4-4 La méthode des lignes de transmission (TLM)	16
1-4-5 La méthode WCIP(wave concept iteratif process)	17
1-5 Conclusion	18
CHAPITRE II	
Théorie de la méthode itérative basée sur le concept d'onde WCIP	20
2-1 Introduction	20
2-2 Approche Théorique	21
2-3 Analyse d'un circuit planaire	23
2-3-1 Domaine métallique	23
2-3-2 Domaine diélectrique	24
2-3-3 Domaine source	25
a-Excitation unilatérale	26
a-Excitation bilatérale	26
2-3-4 Détermination de l'opérateur de diffraction domaine spectral	28
2-3-5 Processus itératif	29
2-4 Analyse d'une structure périodique non planaire (à via hole métalliques)	30
2-4-1 Concept d'onde	31
2-4-2 Domaine spatial	32
2-4-2-1 Cellule métallique	32
2-4-2-2 Cellule vide	32

2-4-2-3 Cellule Source.....	33
2-4-3 Domaine spectral	33
2-5 Théorie de Floquet et choix de base modale	34
2-6 Circuit SIC en mode TEM	35
2-7 Transformée de Fourier rapide	38
2-8 Détermination de l'impédance de la source A_0	38
2-9 Conclusion	40

CHAPITRE III

Simulation Des Structures Périodiques Par la méthode Itérative WCIP	42
3-1 Introduction	42
A-Circuit planaire simple	43
3-2 Formulation	43
3-3 Résultats de la simulation	45
3-3-1 Superposition de la courbe de la simulation et l'expérimentale	45
3-3-2 variation du diamètre et la longueur du via hole	46
B-Circuit intégré sur substrat en mode TEM	47
3-4 Formulation	47
3-5 Résultats	52
3-6 Conclusion	61

CHAPITRE IV

Structures Périodiques Avec Nanotubes de Carbones	63
4-1 Introduction	63
4-2 Définition des nanotubes de carbones	63
4-3Caractéristiques géométriques	64
4-3-1 Vecteur chiral (Ch)	64
4-3-2 Vecteur de translation T	66
4-3-3 Diamètre	67
4-4 Propriétés métalliques et semi-conductrices des Nanotubes	68
4-5 Etudes des nanotubes de carbones dans le domaine des Terahertz	70
4-6 Structure électromagnétique à bande interdite EBG	72
4-7Méthode numérique WCIP	76

4-8Etude de la Structure EBG à nanotubes de carbone avec la méthode ‘‘WCIP’’	76
4-9 Conclusion	81
Conclusion et perspectives	83
ANNEXES	
<i>Annexe A</i>	85
<i>Annexe B</i>	89
<i>Annexe C</i>	91
<i>Annexe D</i>	95
BIBLIOGRAPHIE	100

Table des Figures et Tableau

Figure 1.1 Représentation 3D du guide SIW	9
Figure 1.2 Topologies des différentes structures SIC.....	11
Figure 1.3 Cellule de Yee 1966	13
Figure 1.4 Maillage d'un cube avec la méthode MEF	15
Figure 1.5(a) principe de Huygens , 1998) ,(b) représentation du réseau de lignes de transmission centré sur un noeud (i,j)	17
Figure 2.1 Schéma représentant des vecteurs champs	22
Figure 2.2 Exemple d'interface d'un circuit planaire quelconque	23
Figure 2.3 Définition de la notion d'onde sur une discontinuité électromagnétique	29
Figure 2.4 Structure périodique avec les différentes cellules possible	30
Figure 2.5 Processus itératif	34
Figure 3.1 Structure périodique	43
Figure 3.2 comparaison entre l'expérimental et la simulation des paramètres S	45
Figure 3.3 Variation du diamètre du via hole :(a)parametre S11,(b)parametre S21	46
Figure 3.4 Variation de la longueur du via hole : (a)parametre S11,(b)parametre S21	47
Figure 3.5 Schéma d'une structure presque périodique	49
Figure 3.6 Cellule élémentaire définie dans le domaine spectral	50
Figure 3.7 Cellule élémentaire définie dans le domaine spatial	50
Figure 3.8 Réponse en fréquence du filtre simulé :h1=20mm ,h2=23mm	53
Figure 3.9Réponse en fréquence du filtre simulé pour : h1=20mm et différentes valeurs de h2=h1+ Δh.....	54
Figure 3.10 Le coefficient de Transmission du filtre proposé	55
Figure 3.11 Paramètre de transmissions S21 pour différentes valeurs de diamètres	56
Figure 3.12 Distribution du potentiel V :(a) pour fr=6.6GHz,(b) pour fr=7.5GHz	57
Figure 3.13 Interface présentant la disposition des trois types de via holes	58
Figure 3.14 Réponse en fréquence du filtre tri-pole simulé :(a)h1=20mm,h2=19mm,h3=21mm,(b) h1=22mm,h2=20mm,h3=24mm	59

Figure 3.15 Distribution du potentiel V pour : (a)fr1=6.26, (b)fr2=6.92 (c)fr3=7.55	60
Figure 4.1 Nanotube de forme : mono-paroi, multi-parois.....	64
Figure 4.2 Représentation du vecteur chiral (Ch) et les vecteurs unitaires (a1) et (a2)	65
Figure 4.3 Les différents nanotubes en fonction de leur hélicité	66
Figure 4.4 Schéma de bandes d'énergie d'une feuille de graphène	69
Figure 4.5 Profil de bandes d'énergie d'un nanotube de carbone :(a) armchair (5,5), (b) semiconducteur(22,0)	70
Figure 4.6 Structure EBG 3D (Yablanovite)	73
Figure 4.7 Les trois types de réseaux périodiques 1D, 2D, et 3D	73
Figure 4.8 Structure périodique de nanotubes carbone	74
Figure 4.9 Inductance en fonction de la longueur du nanotube métallique	75
Figure 4.10 Model de circuit pour un nanotube carbone	76
Figure 4.11 Illustration d'ondes sur les deux côtés de l'interface Ω	78
Figure 4.12 Paramètres S du filtre à NTC(Modèle1)	80
Figure 4.13 Paramètres S du filtre à NTC(Modèle2)	81
 Tableau 2-1 : Correspondance entre les éléments de la matrice de l'opérateur diffraction S dans le domaine de la source et les différents types de sources	 28

INTRODUCTION

INTRODUCTION GENERALE

Depuis plus un demi-siècle, le domaine de l'électronique est en émergence. En effet, la complexité des circuits électroniques n'a cessé d'augmenter et ceci depuis l'invention du premier transistor en 1947[1].

Après cette extraordinaire invention, plusieurs circuits électroniques ont vu le jour et les spécifications de conception des circuits et systèmes sont de plus en plus exigeantes.

D'une part le développement des systèmes de communication se voit alors diriger vers la réduction de taille, la minimisation du poids, la réalisation de multiples fonctions, une fiabilité accrue et un faible coût.

D'autre part, les structures de transmission planaires comme la micro ruban et le guide d'ondes coplanaire ne sont pas très approprié pour les applications à haute fréquence en raison de leurs pertes d'insertion élevées ainsi que le couplage et les problèmes d'isolement.

Ainsi l'apparition de nouvelles structures de transmission de forme plus complexe en raison du haut degré de miniaturisation répondant aux besoins technologiques manifestés par les industriels, et la difficulté majeure reliée à leur intégration avec des composants actifs et les autres types de lignes de transmission conventionnelles, telle que la microruban ou la coplanaire, nécessite de nouvelles structures à ondes guidées tels que les Circuits Intégrés au Substrat (CISs), incluant la technologie de Guide Intégré au Substrat (SIW substrat integrated wave guide), qui peut être intégrée dans les substrats diélectriques avec de faibles pertes d'insertion et de radiation [2] [3] [4].

Le guide d'ondes intégré au substrat (SIW) est une technique très prometteuse du fait qu'elle permet d'utiliser des avantages des guides d'ondes et des lignes de transmission planaires.

Ce dernier a l'avantage, comme son nom l'indique, d'être intégré directement dans le substrat, ou le circuit imprimé les "PCBs" (Printed Circuits Boards) [5].

L'utilisation de ceci permet de diminuer les coûts de production et le poids. Du même coup, d'augmenter la densité de composants tout en obtenant un excellent facteur de qualité.

La technique GIS(SIW) a été largement utilisée dans la construction de composants passifs, tels que les coupleurs, les diviseurs, les filtres, et les déphaseurs. certains dispositifs actifs ont été également développés avec des résonateurs (SIW) à facteur Q élevé [6].

Nombreuses sont les méthodes numériques qui ont été développées pour modéliser les composants hyperfréquences. L'orientation actuelle va vers l'utilisation d'outils de simulation performants permettant la réduction du temps et du coût de fabrication de ces circuits.

Une structure de transmission complexe nécessite un temps de calcul plus ou moins grand d'où le choix d'un modèle électromagnétique bien précis permettant de réduire ce temps de calcul ainsi que les réglages de post-fabrication.

Ce travail de thèse introduit, dans un premier chapitre d'une part la technologie des circuits intégrés au substrat, commençant par l'historique, les propriétés, le concept théorique et quelques exemples de circuits conçus par cette technologie et d'autre part les outils de simulations pour la conception des structures SICs.

Les besoins en calcul numérique se font d'autant plus ressentis que le coût de fabrication d'un objet bien structuré reste très élevé. Ainsi, pour concevoir un composant, mieux vaut avoir recours au calcul numérique plutôt qu'à la fabrication de multiples échantillons. Cela ne veut pas dire que le calcul numérique constitue une solution facile.

Comme la diffraction des ondes électromagnétique en espace libre fait l'objet de nombreuses études, plusieurs méthodes numériques, tel que la méthode des éléments finis, la méthode de moments... ont été utilisées dans ce but; comme ces méthodes sont limitées dans leurs applications et elles nécessitent un espace mémoire assez important [7] nous avons alors choisi une méthode itérative récente basée sur le concept d'onde (W.C.I.P), elle s'applique à toute les formes et quelques soit la dimension de l'obstacle[8].

Alors dans le second chapitre, nous allons présenter la mise en équation de cette méthode, une démarche d'analyse globale du circuit est adoptée par cette méthode considérée comme étant récente rapide et originale.

Dans un troisième chapitre nous avons deux volets dans le premier nous introduisons la méthode itérative notée WCIP et son application à l'analyse de circuit planaire en prenant comme exemple une structure conçue d'une ligne micro ruban et des vias holes métalliques.

Dans le deuxième volet la méthode itérative WCIP est appliquée à une structure volumique périodique avec des vias holes métalliques ayant des longueurs variables étudiée en mode TEM.

L'utilisation de nanotubes de carbone (NTC) en tant que composants électronique à haute fréquence a suscité beaucoup d'attention en raison de leurs caractéristiques favorable, tels que la grande mobilité, la transconductance élevée, etc..

Mis à part l'application populaire de NTC comme des transistors à effet de champ à haute fréquence, d'autres applications réussies de NTC comprennent leur utilisation comme détecteurs et mélangeurs RF.

En raison de leurs propriétés électriques et leurs dimensions très petites, les nanotubes sont des candidats prometteurs pour la réalisation de dispositifs à l'échelle nanométrique[9].

Donc c'est dans le quatrième chapitre que nous allons donner un aperçu général sur les nanotubes de carbone leurs caractéristiques importantes, les applications possible où l'intérêt apporté aux nanotubes de carbones alignés verticalement pour les applications des nano-antenne THz et d'autres dispositifs nanoélectroniques devient très demandé.

La simulation d'une forêt de nanotube de carbones supposés de même longueur a été étudiée dans ce chapitre par l'application de la méthode WCIP dans la plage des terahertz.

CHAPITRE I

La technologie SIC (Substrat Integrated Circuits)

1-1-Introduction

Lors de ces dernières décennies la première préoccupation et le grand défis que rencontrent les chercheurs et les industriels lors de la mise en marché d'un système de télécommunication est la réduction du coût et la réalisation des circuits facilement intégrables.

Dans les années 80, certaines entreprises ont travaillé sur la réduction des coûts des circuits actifs sur l'arséniure de gallium [10]. La réalisation des circuits peut être effectuée de plusieurs façons. De manière générale, la technologie des guides d'ondes classique est demeurée populaire pour la conception de systèmes de haute performance dans la bande E/W. Cependant, cette technologie n'est pas appropriée pour une production à grande échelle et à faible coût à cause de sa structure encombrante et coûteuse. De plus, la structure non-planaire des guide d'ondes rend difficile la connexion à des composantes planaires actives ainsi qu'à d'autres lignes planaires telles que les lignes micro-ruban et les guides d'ondes coplanaires (CPW).

L'intégration des circuits planaires a débuté avec les circuits intégrés pour microondes (MIC). Puis l'apparition, des céramiques cofrittées à basse température (LTCC), Ensuite les applications à hautes fréquences se sont multipliées avec l'arrivée des circuits intégrés monolithiques micro-ondes (MMIC) sur semi-conducteurs ; pour lesquelles les coûts sont pris en considération dans le but d'augmenter les volumes de production [12].

Certes il est facile d'intégrer des composantes discrètes passives (résistances, inductances, capacités) et des composantes actives (diodes, transistors) mais, dans les ondes millimétriques,

les composantes discrètes ainsi que les composantes distribuées réalisables (réalisation des capacités et d'inductances à partir des lignes de transmissions) utilisant les méthodes de fabrications citées ci-dessus présentent rarement un bon facteur de qualité [13].

Par conséquent, la fabrication et le coût par exemple des résonateurs et des filtres ayant des fréquences de coupures très nettes, reste alors difficile.

On peut citer aussi une technologie qui permet de graver chimiquement un canal dans le substrat semi-conducteur ensuite vient la déposition de la couche conductrice sur les parois du canal puis une fine membrane diélectrique est fixée au dessus de ce canal. Sur cette dernière une ligne conductrice est gravée pour donner à la fin une ligne microruban à faibles pertes [14].

Cette technologie appelée souvent technologie de circuit intégré micro-gravé ne permet pas de réaliser des circuits passifs avec un facteur de qualité très élevé [14] et la fiabilité mécanique des circuits micro-gravés reste un problème.

Afin de remédier à tous ces problèmes, rencontrés avec toutes ces technologies citées, les circuits intégrés aux substrats (SIC) ont été proposés comme une solution à efficacité élevée.

1-2 Technologie des SIW (Substrate integrated waveguide)

Les guides d'ondes rectangulaires sont un bel exemple de composants ayant de très hautes performances, évitent presque tous les problèmes des autres supports de transmission, mais présentent quelques défaut tel que l'encombrement et l'impossibilité d'intégrer des composants passifs traditionnels.

Il y a quelques années une technologie de remplacement a vu le jour pour pallier à ce problème : c'est le guide d'ondes intégré au substrat (GIS ou SIW). En effet, ce guide accomplit les mêmes fonctions que les guides d'ondes conventionnels.

Il a cependant une bien meilleure densité d'intégration et son coût est moindre. Par contre, son facteur de qualité est plus petit [15].

Cette technologie SIW offre non seulement les avantages de guide d'onde mais aussi la possibilité d'implémenter des composants passifs. Ces structures peuvent être réalisées par des processus planaires classiques (PCB, LTCC, ...).

Par exemple, les filtres et les déphaseurs peuvent tous être fabriqués en GIS ce qui a pour effet de diminuer les dimensions du système total et aussi les coûts de fabrication et d'assemblage.

Cette technologie est compatible avec plusieurs composants passifs, actifs et même des antennes [16].

Les SICs permettent une intégration planaire compacte, la possibilité d'intégrer les transitions, permettant ainsi de réduire les coûts de production.

Le concept du SIC est de synthétiser une structure guide d'onde non-planaire et ce, en utilisant une seule couche de substrat, puis d'interconnecter les lignes de transmission planaires sur le même substrat.

A fin d'obtenir les avantages de guides d'ondes rectangulaires tout en restant dans les profils planaires la technologie de guide d'ondes intégré au substrat (SIW) devient un candidat intéressant pour la mise en œuvre de ces matrices. Cette technologie SIW est en effet un compromis entre les deux technologies planaires et guides d'ondes.

Le SIC le plus populaire et le plus utilisé est donc le SIW (Substrate Integrated Waveguide), qui est une version synthétisée du guide d'onde rectangulaire rempli de diélectrique [3].

Le guide d'onde intégré dans le substrat (SIW) présente non seulement les avantages inhérents à guide d'onde rectangulaire, mais offre également d'autres avantages désirables tels que le faible coût, la taille compacte, le poids léger, et la fabrication facile utilisant la technique du circuit imprimé (PCB printed circuit board) ou d'autres techniques de traitement.

En général, le SIW est synthétisé grâce à l'utilisation de réseaux de trous métalliques qui relient les faces supérieure et inférieure du substrat, cette technique peut être appliquée directement à d'autres structures non planaires.

Ces réseaux artificiels créent des murs électriques dans lesquels les ondes ou les champs électromagnétiques sont confinés si les vias sont placés d'une façon suffisamment proches.

Avec une épaisseur relativement mince d'un substrat diélectrique, la structure plane synthétisée révèle avoir une bande passante beaucoup monomode plus large par rapport à son homologue la structure rectangulaire non planaire.

Pour concevoir une bonne structure SIW, il faut suivre quelques étapes simples de conception.

Les paramètres nécessaires pour la conception du guide sont les suivants : le diamètre D des vias, la distance b entre les vias. Les règles de conception sont :

$$D < \frac{\lambda_g}{5} \text{ et } b \leq 2D$$

Le problème rencontré lors de la conception de circuits SIW est la minimisation des pertes.

Donc pour remédier à ce problème il faut juste changer les paramètres géométriques qui sont le diamètre et la hauteur des vias holes *fig.1.1*.

L'augmentation de la hauteur et donc l'augmentation de l'épaisseur du substrat va réduire les pertes conductrices [17] par contre ces pertes vont augmenter avec l'augmentation du diamètre des vias holes métalliques et parallèlement une diminution des pertes diélectriques, un autre paramètre considéré comme important aussi est la distance inter vias holes son augmentation conduit à l'augmentation des pertes conductrices alors que les pertes diélectriques restent inchangées.

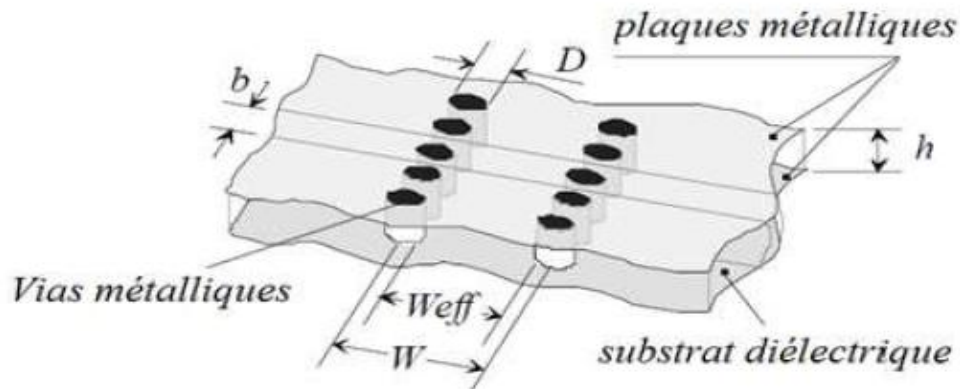


Figure 1.1: Représentation 3D du guide SIW

Cette technologie des guides d'ondes Intégré au substrat SIW (*Substrate Integrated Waveguide*) permet d'exploiter les propriétés de la propagation guidée pour transformer un substrat en un guide d'onde. Ce phénomène physique consiste à canaliser un signal électromagnétique dans un volume délimité par des interfaces réfléchissantes. L'énergie électromagnétique du signal est alors transmise avec un faible taux d'atténuation.

1-3 Exemples de structures à guide d'ondes intégrés sur substrat

Parmi les guides d'ondes diélectriques, le meilleur candidat pour la réalisation de circuits ondes millimétriques est le guide d'onde diélectrique non rayonnant (guide NRD) [11]. Comme son nom l'indique, des discontinuités dans un circuit en guide NRD n'engendra pas de perte par radiation.

Une nouvelle technique associé au SIC permet au guide NRD (Non-Radiative Dielectric) d'être intégré dans un substrat diélectrique ce type de guide est souvent appelé guide SINRD (Substrate Integrated Non-Radiative Dielectric) [18].

Le guide SINRD peut facilement être connecté à n'importe quelle structure planaire intégrant potentiellement des composants actifs [19] *fig 1.2(c)*.

On peut citer aussi le SIIG (Substrate Integrated Image Guide) [20] qui est un guide d'ondes diélectrique à faible perte synthétisé directement sur un substrat à constante diélectrique élevée, comme le montre la *fig1.2(f)* [21]. L'idée de base est de couper un réseau de trous d'air en une seule feuille de substrat, mais de laisser un canal de guidage dans le milieu. Cette perforation a pour effet de créer des régions de faible permittivité efficace et a été également exploitée pour les antennes patch microruban avec une amélioration des performances [22]. Un tel arrangement conduit à une structure de guidage d'ondes semblable au guide d'image classique [20].

Le SISW est aussi un guide d'onde intégré sous forme plane qui a été développé pour des applications à large bande à micro-ondes. Ce guide est synthétisé sur un substrat par addition d'un trou d'air sur un SIW (substrat de guide d'onde intégré) *fig1.2(b)*.

Parmi les structures populaires on cite aussi SIIDG (pour Substrate Integrated Image Dielectric Guide), et le SIINDG (pour Substrate Integrated Inset Dielectric Guide) *fig1.2(d)(e)*.

Les propriétés de transmission de tous ces guides d'onde sont différentes de celles des guides d'ondes rectangulaires.

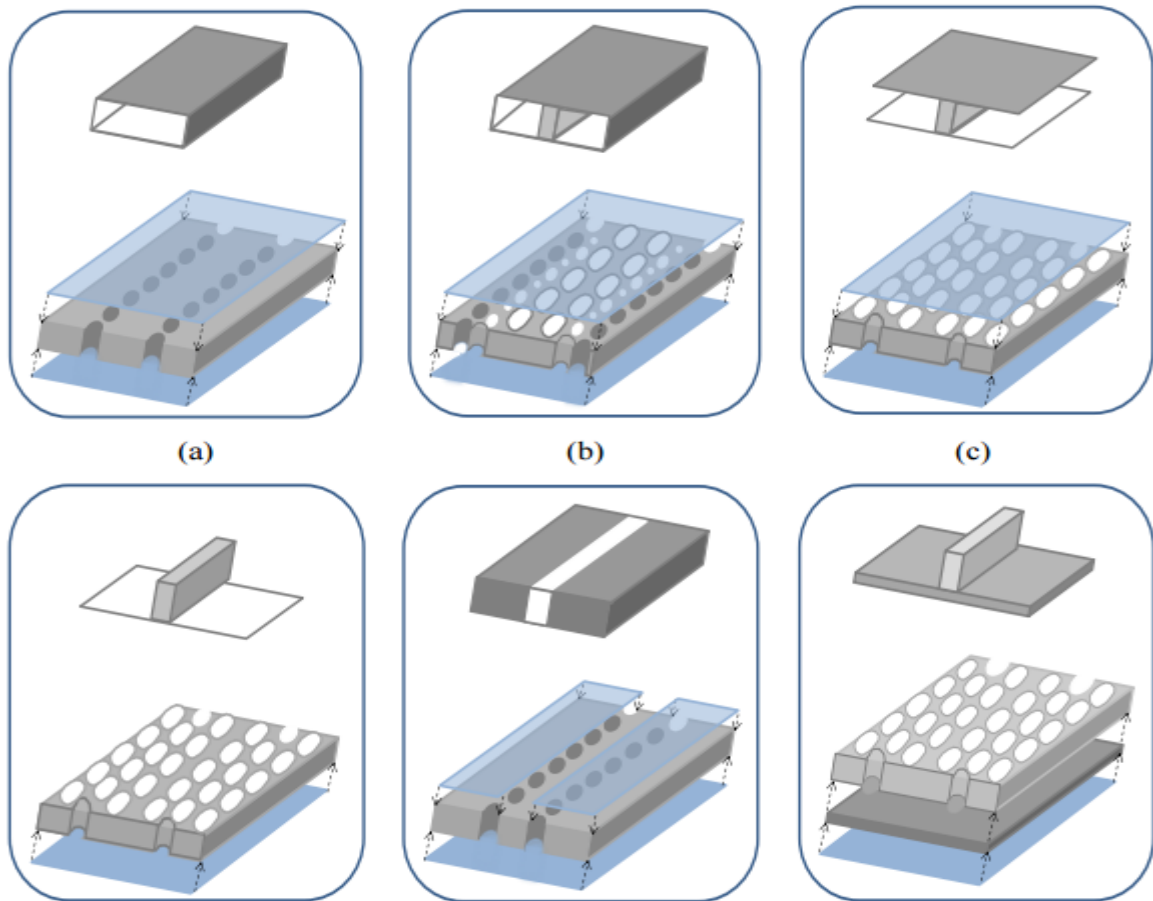


Figure 1.2: Topologies des différentes structures SIC[23]: (a) Substrate Integrated Waveguide (SIW), (b) Substrate Integrated Slab Waveguide (SISW), (c) Substrate Integrated Non-Radiating Dielectric (SINRD) guide, (d) Substrate Integrated Image Dielectric Guide (SIIDG), (e) Substrate Integrated Inset Dielectric Guide (SIINDG), et (f) Substrate Integrated Insular Guide (SIIG). Notez que le cercle blanc signifie un trou d'air et le cercle sombre pour le via métallisé. Le matériau diélectrique est coloré en gris clair.

1-4-Outils de simulations pour la conception des structures SICs

Avec tout le développement qu'a connu le monde ces dernières années de nouvelles structures ainsi que de nouveaux matériaux ont vus le jour et depuis, les scientifiques ne cessent d'améliorer leurs techniques dans la recherche pour résoudre les problèmes rencontrés avec cette nouvelle génération de circuits SICs ; ces techniques peuvent être classées comme expérimentales, analytiques, ou numériques.

Les expériences sont chères, prennent beaucoup de temps, et parfois dangereuses, et ne permettent généralement pas beaucoup de flexibilité dans la variation de paramètre.

C'est pourquoi, des méthodes numériques, ont été développées pour la rapidité et la précision afin d'être adaptées à ces nouvelles structures.

Les méthodes numériques liées aux ondes électromagnétiques ont provoqué une révolution dans l'ingénierie des micro-ondes, les méthodes suivantes sont parmi les plus couramment utilisées dans l'électromagnétisme, chaque méthode présente des avantages, des inconvénients et des limitations d'utilisation.

1-4-1 La méthode des différences finies

La méthode des différences finies est une des plus anciennes méthodes de simulation numérique qui est encore utilisée pour des applications électromagnétique, elle a été proposée par Kane S. Yee en 1966 *fig.1.3*. Puis elle a été développée par A. Thom [24].

La modélisation de la structure à étudier par cette méthode est très proche de la réalité [25].

Cette méthode est basée sur la résolution des équations de Maxwell dans le domaine temporel et les dérivées partielles sont remplacées par des équations différentielles.

L'espace est divisé en cellules de différences finies et les équations sont écrites pour les valeurs des champs ou potentiels inconnus au niveau des nœuds.

Les inconnues sont calculées sur un ensemble fini ensemble de points (les nœuds).

Un avantage important de la méthode FDTD est la polyvalence pour résoudre un large éventail des problèmes de micro-ondes et d'antennes, elle est assez flexible pour modéliser différents milieux, tels que les conducteurs, les diélectriques, les éléments localisés, les dispositifs actifs, et les matériaux de dispersion.

Un autre avantage de la méthode FDTD est la capacité à fournir une caractérisation de large bande dans une seule simulation.

Étant donné que ce procédé est effectué dans le domaine temporel, une réponse de large bande de fréquence peut être obtenue par la transformation de Fourier des données transitoires.

Le maillage non structuré (géométrie complexe) 3D et l'adaptation aux structures non homogènes semble être les principaux avantages de cette méthode.

L'inconvénient majeur que tous les ingénieurs et chercheurs craignent est le temps de calcul élevé si on s'intéresse à une petite bande de fréquence.

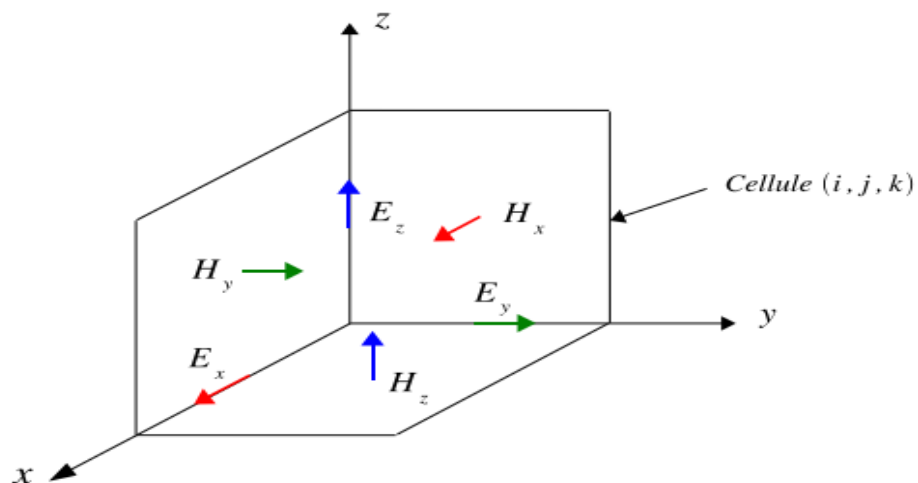


Figure 1.3 Cellule de Yee 1966

1-4-2 La méthode des éléments finis

Les outils d'aide à la modélisation devenant de plus en plus perfectionnés, l'utilisation de la méthode des éléments finis s'est largement développée et peut sembler de moins en moins une affaire de spécialistes.

L'origine de la méthode se trouvait dans les travaux de Fermat et Bernouilli (1743) avec le calcul des variations. Mais il fallait attendre encore des années jusqu'à l'apparition de la théorie de projection dans les espaces de Hilbert avec les progrès en analyse avec la méthode de Galerkin.

Cette méthode est très générale et possède une base mathématique rigoureuse qui est fort utile, même sur le plan très pratique. Cette méthode numérique est très efficace dans de divers domaines tels qu'électromagnétisme et la mécanique [26].

La méthode consiste à rechercher une formulation simplifiée du problème ce qui conduit à découper le domaine spatial en petits éléments appelés mailles et transformer par la suite les équations du système en équations linéaires.

La FEM est un outil mathématique qui résout de manière discrète les équations aux dérivées partielles.

Parmi les avantages de cette méthode la simplicité croissante de mise en œuvre, la fiabilité des algorithmes et sa robustesse. Le temps de calcul élevé causé par le maillage volumique et le besoin d'un grand espace mémoire, sont considérés comme les inconvénients de cette méthode *fig.1.4*.

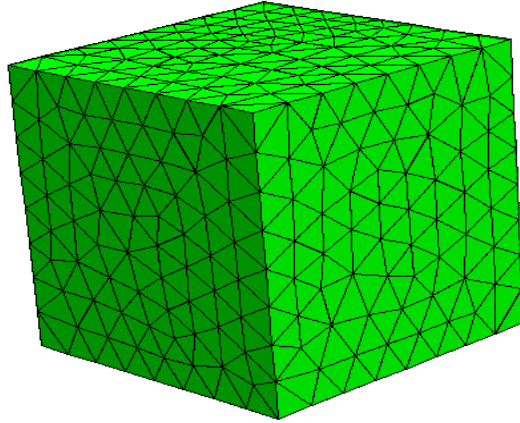


Figure 1.4 Maillage d'un cube avec la méthode MEF

1-4-3 La méthode des moments

La méthode des moments a été popularisée par Harrington [27][28], dans le domaine du Génie Electronique c'est une méthode intégrale, elle peut être adaptée aux structures tri et bi périodiques permettant de résoudre des équations intégrales complexes en les réduisant à un système d'équations linéaire.

Elle consiste à transformer ce système en un système matriciel et de là procéder à l'inversion de matrice dans le cas du possible et par la suite déterminer les solutions recherchées.

Elle est utilisée pour la modélisation des d'antennes et les transitions entre guides.

C'est une méthode à deux dimensions donc relativement rapide, vu que c'est une méthode ancienne donc bien connue, elle a bénéficié de développements importants et utilisée dans de nombreux logiciels commerciaux tel que NEC, Sonnet, Momentum etc ..

Les inconvénients rencontrés sont la délicatesse dans le calcul des fonctions de Green et les limitations rencontrées pour les géométries complexes et inhomogènes et la convergence vers

la solution exacte n'est possible que si la taille des éléments discrétisés est inférieure à la longueur d'onde soit donc un maillage inférieure à $\lambda/10$ [28].

1-4-4 La méthode des lignes de transmission (TLM)

Depuis la publication de l'article pionnier sur la TLM écrit par P.B Jonhs et R.L Beurle en 1971, cette méthode a été étudiée de manière intensive et a été développée par un grand nombre de chercheurs [29].

La méthode TLM (Transmission Line Matrix) permet de résoudre un problème d'électromagnétisme et d'analyser le comportement de certains milieux. Il s'agit d'un outil performant qui bénéficie d'un développement important. Elle fait partie des méthodes numériques temporelles.

La méthode est basée sur le principe de Huygens Fresnel, selon le quel chaque point d'un front d'onde peut être considéré comme une source secondaire sphérique isotrope et l'énergie est distribuée d'une manière isotrope dans toutes les directions *fig1.5(a)*.

Le principe de la méthode TLM consiste à appliquer une ou plusieurs impulsion de Dirac de tension ou de courant en un point donné de la structure (point d'excitation) puis de la faire propager jusqu'au nœud suivant où elle va se répartir sur les différents bras du nœud en fonction d'une matrice [S] appelée matrice de répartition *fig1.5(b)*.

Parmi ses avantages est qu'elle est adaptée à un grand nombre de problèmes avec une simplicité de mise en œuvre, son grand inconvénient est qu'elle nécessite grand temps de calcul et une grande mémoire de stockage comme elle est inadéquate pour gérer des changements d'échelle.

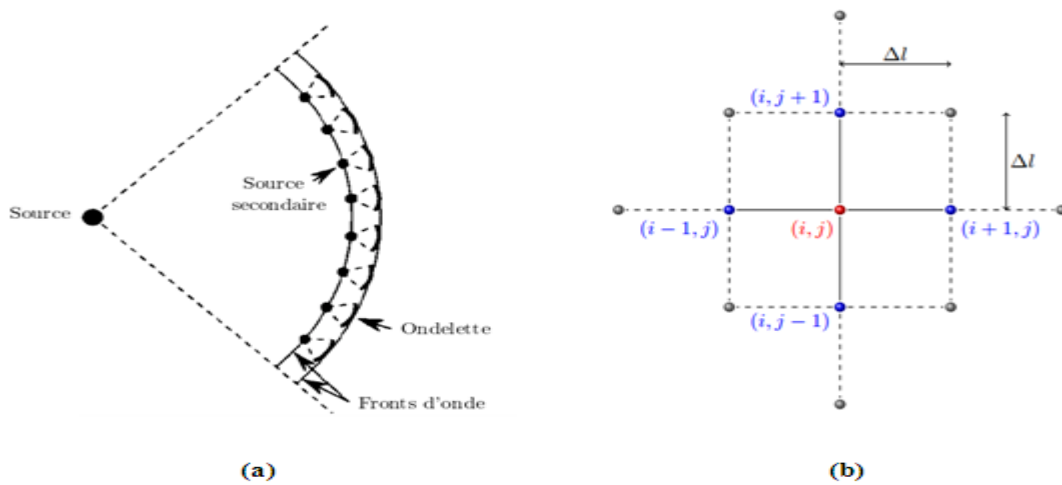


Figure 1.5 (a) principe de Huygens (Kagawa et coll., 1998)
(b) représentation du réseau de lignes de transmission centré sur un nœud (i, j)

1-4-5 La méthode WCIP (wave concept iteratif process)

Cette méthode itérative dont les grandes lignes ont été dévoilées à la communauté scientifique par H. Baudrand [30], permet la résolution de divers problèmes électromagnétiques.

Sa facilité de mise en œuvre due en l'absence de fonctions d'essais et sa rapidité qui est due essentiellement à l'utilisation systématique de la transformée de Fourier (FFT) en mode (FMT) fast modal transform [31-35] la rendent parmi les méthodes les plus attrayantes chez les chercheurs et les industriels.

L'introduction du concept d'onde est pour traduire les conditions aux limites et les relations de continuités sur les différentes couches de l'interface.

La méthode consiste à déterminer une relation efficace permettant de relier les ondes incidentes et réfléchies dans les différentes couches du diélectrique en exprimant les réflexions dans le domaine modal et les conditions aux limites et de continuités en termes d'ondes dans le domaine spatiale.

1-5 Conclusion

Ce premier chapitre a été consacré à la bibliographie des circuits intégrés sur substrat.

Cette nouvelle technologie très prometteuse pour l'avenir des micro-ondes pousse les industriels et les chercheurs à la création de nouvelles structures de plus en plus fiables et précises aussi nous avons présentés les méthodes numériques les plus connues et les plus utilisées dans les problèmes liées à l'électromagnétisme.

CHAPITRE II

Théorie de la méthode Itérative basée sur le concept d'onde WCIP

2-1 Introduction

Avec le grand développement qu'a connu le monde cette dernière décennie, le grand souci des chercheurs est de pouvoir élaborer des outils de simulation performants répondant à toute leur exigence. Pour ce fait, il faut passer par un développement des modèles permettant de simuler les caractéristiques du circuit dans les différents modes de fonctionnement, pouvoir extraire les paramètres des modèles étudiés par de nouvelles techniques et bien sur la maîtrise des méthodes de calcul permettant de résoudre les équations décrivant le comportement du système étudié.

Dans ce contexte plusieurs méthodes ont été développées pour répondre aux exigences demandées par les scientifiques et les chercheurs, nous avons les méthodes spectrale SIT (spectral itérative technique), dont l'idée de base derrière ces techniques consiste à l'approximation d'une transformée de Fourier continue en utilisant l'algorithme FFT, au sein d'une solution numérique itérative d'une équation intégrale de convolution[36],elles ont été la solution pour un large éventail de problèmes de radiation et de diffraction.

Une méthode proche des méthodes spectrales (SIT) et qui permet la résolution de divers problèmes d'électromagnétique a été divulguée à la communauté scientifique par H.Baudrand en 1995 c'est La méthode itérative notée "WCIP" (Wave Concept Iterative Process).

C'est une méthode intégrale basée sur le concept d'onde pour résoudre les problèmes de diffusion électromagnétiques, l'analyse des circuits planaires et a été étendu aux structures SIW (substrat integrated wave guide) vers l'année 2009 [37] [38] [39] [40] [41].

L'originalité de cette méthode est sa facilité de mise en œuvre en raison de l'absence de fonctions d'essai et sa rapidité essentiellement due à l'utilisation systématique de la transformée de Fourier rapide en mode (FMT) comme elle présente un faible nombre d'inconnues [42].

Cette méthode repose sur la manipulation des ondes incidentes et réfléchies au lieu des champs électromagnétiques[43][44][45][46][47]. Ainsi, la méthode définit deux opérateurs l'un dans le domaine spatial S , et l'autre dans le domaine modal Γ .

Le système itératif comprend deux équations, une écrite dans le domaine spatial caractérisant la géométrie de la structure et l'autre exprimée dans le domaine de fréquence obtenue à partir de la description de l'environnement.

Le passage d'une zone à l'autre est assuré par la transformée de Fourier.

2-2 Approche théorique

Dans ce chapitre nous allons récapituler les formules qui gouvernent la mise en œuvre de cette méthode nous allons commencer par l'analyse d'une simple interface pour mettre en formes les équations de bases nécessaires.

Avant cela il faut d'abord introduire le concept d'onde en exprimant les grandeurs électromagnétiques, champ électrique et densité de courant en fonction des ondes incidentes et réfléchies.

Sachant que les ondes électromagnétiques possèdent des composantes transversales appartenant au plan perpendiculaire à leur direction de propagation, les champs électriques et/ou magnétiques, dont les vibrations caractérisent en général l'onde constituent ces composantes transversales il est donc logique de considérer l'onde comme une combinaison du champ électrique et magnétique [48].

Les ondes incidentes et réfléchies sont alors définies en fonction du champ électrique \vec{E} et de la densité de courant \vec{j} ou bien en fonction du potentiel \vec{V} et du courant \vec{I} .

Afin d'établir une relation entre le champ électrique \vec{E} et le champ magnétique \vec{H} , il est commode de définir une densité de courant \vec{J} .

Considérons une surface fermée S , quelconque et \vec{n} le vecteur normal à S le domaine de définition électromagnétique est comme représenté sur *fig2.1*.

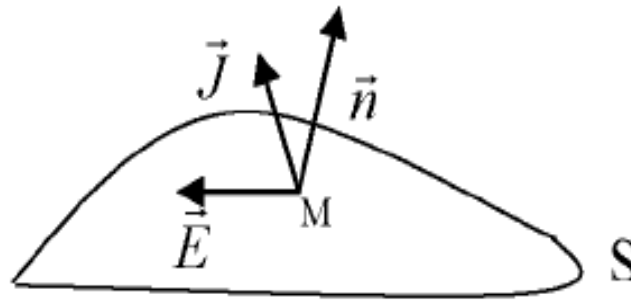


Figure 2.1 Schéma représentant des vecteurs champs

Le vecteur \vec{J} est une grandeur de même module que \vec{H} mais tourné de $\pi/2$ avec une orientation qui suit la normale \vec{n} (un changement de signe de \vec{n} entraîne un changement de signe de \vec{J}) [49].

De cette façon on introduit naturellement le courant \vec{J} , grandeur dérivée du champ magnétique tangentiel \vec{H} par :

$$\vec{J}_i = \vec{H}_i \wedge \vec{n}_i \quad (2.1)$$

$$\vec{A}_i = \frac{1}{2\sqrt{Z_{oi}}} (\vec{E}_i + Z_{oi} \vec{J}_i) \quad (2.2)$$

$$\vec{B}_i = \frac{1}{2\sqrt{Z_{oi}}} (\vec{E}_i - Z_{oi} \vec{J}_i)$$

Z_{oi} : Est l'impédance du milieu i

2-3 Analyse d'un circuit planaire

Afin de mieux comprendre la formulation théorique de la méthode itérative WCIP, on considère l'interface simple d'un circuit planaire quelconque voir fig.2.2.

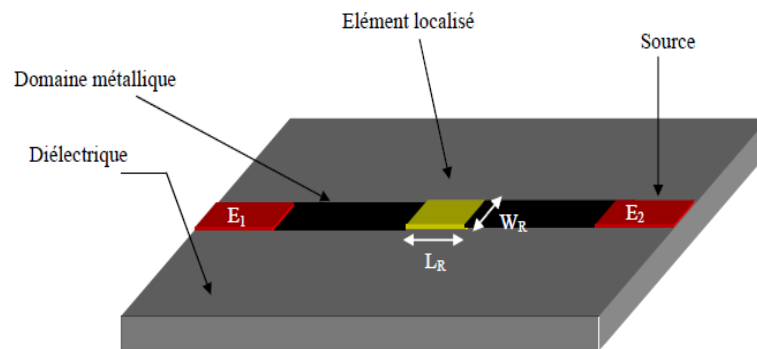


Figure 2.2 Exemple d'interface d'un circuit planaire quelconque

2-3-1 Domaine métallique

Ce domaine représente les éléments passifs du circuit tel que la self, la résistance et la capacité

Il est formé par une couche infiniment mince de dépôt métallique et de conductivité σ infinie.

Il est caractérisé par la fonction indicatrice de Heaviside H_m représentative du milieu métallique, elle est donnée par :

$$H_m = \begin{cases} 1 & \text{sur le metal} \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (2.3)$$

A partir des conditions de continuité des champs sur une surface métalliques la mise en place d'une équation intégrale sur cette surface est donnée par :

$$E_1 = E_2 = 0 \Rightarrow \sqrt{Z_1}(A_1 + B_1) = \sqrt{Z_2}(A_2 + B_2) = 0 \quad (2.4)$$

D'où $A_i = -B_i$

$$\begin{bmatrix} A_1 \\ A_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -H_m & 0 \\ 0 & -H_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} B_1 \\ B_2 \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

Les ondes sont donc totalement réfléchies par le métal et rien n'est transmis à travers cette partie de l'interface et l'opérateur de diffraction du domaine spatial est donné par :

$$S_m = \begin{bmatrix} -H_m & 0 \\ 0 & -H_m \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

2-3-2 Domaine diélectrique

C'est le milieu diélectrique tel que l'air ou le vide, il est entièrement formé par des éléments isolants sa fonction indicatrice est noté H_i :

$$H_i = \begin{cases} 1 & \text{sur le dielectrique} \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (2.7)$$

L'annulation de la densité de courant totale et l'égalité des champs électriques tangentiels de chaque côté de l'interface est imposé par les conditions aux limites et de continuité sur ce domaine isolant.

$$\begin{cases} J_1 + J_2 = 0 \\ E_1 = E_2 \neq 0 \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{Z_1}}(A_1 - B_1) + \frac{1}{\sqrt{Z_2}}(A_2 - B_2) = 0 \\ \sqrt{Z_1}(A_1 + B_1) = \sqrt{Z_2}(A_2 + B_2) \neq 0 \end{cases} \quad (2.8)$$

La résolution du système (2.8) donne

$$\begin{bmatrix} A_1 \\ A_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{Z_2 - Z_1}{Z_1 + Z_2} H_i & \frac{2\sqrt{Z_1 Z_2}}{Z_1 + Z_2} H_i \\ \frac{2\sqrt{Z_1 Z_2}}{Z_1 + Z_2} H_i & \frac{Z_1 - Z_2}{Z_1 + Z_2} H_i \end{bmatrix} \begin{bmatrix} B_1 \\ B_2 \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

$$S_i = \begin{bmatrix} \frac{Z_2 - Z_1}{Z_1 + Z_2} H_i & \frac{2\sqrt{Z_1 Z_2}}{Z_1 + Z_2} H_i \\ \frac{2\sqrt{Z_1 Z_2}}{Z_1 + Z_2} H_i & \frac{Z_1 - Z_2}{Z_1 + Z_2} H_i \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

S_i est l'opérateur de diffraction dans le domaine spatial pour un milieu diélectrique.

2-3-3 Domaine source

Ce domaine est formé par tout élément actif pouvant apporter de l'énergie au circuit tel que la source, sa fonction indicatrice est notée H_s

$$H_s = \begin{cases} 1 & \text{sur la Source} \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (2.11)$$

$$\begin{bmatrix} A_1 \\ A_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} k_{11} H_s & k_{12} H_s \\ k_{21} H_s & k_{22} H_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} B_1 \\ B_2 \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

$$S_i = \begin{bmatrix} k_{11} H_s & k_{12} H_s \\ k_{21} H_s & k_{22} H_s \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

Les éléments inconnus k_{ii} ($i=1,2$) avec les quels sont reliées les ondes incidentes et réfléchies sont déterminées selon le type de la source d'excitation qu'elle soit unilatérale ou bilatérale.

a-Excitation unilatérale**Cas de Source d'excitation unilatérale (milieu supérieur)**

$$\text{Dans le milieu supérieur : } E_1 = E_o - Z_o(J_1 + J_2) \quad (2.14)$$

$$\text{Dans le milieu inferieur : } E_2 = 0 = \sqrt{Z_{o2}}(A_2 + B_2) \quad (2.15)$$

$$\begin{bmatrix} A_1 \\ A_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{Z_o - Z_{o1}}{Z_o + Z_{o1}} H_s & \frac{2Z_o Z_{o1}}{(Z_o + Z_{o1})\sqrt{Z_{o1}Z_{o2}}} H_s \\ 0 & -H_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} B_1 \\ B_2 \end{bmatrix} + \frac{Z_{o1}}{Z_o + Z_{o1}} \begin{bmatrix} \frac{E_o}{\sqrt{Z_{o1}}} H_s \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

$$\begin{bmatrix} A_1 \\ A_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{n_1 - 1}{n_1 + 1} H_s & \frac{2\sqrt{n_1 n_2}}{n_1 + 1} H_s \\ 0 & -H_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} B_1 \\ B_2 \end{bmatrix} + \frac{1}{n_1 + 1} \begin{bmatrix} \frac{E_o}{\sqrt{Z_{o1}}} H_s \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

Cas de Source d'excitation unilatérale (milieu inferieur)

$$\text{Dans le milieu supérieur : } E_1 = 0 = \sqrt{Z_{o1}}(A_1 + B_1) \quad (2.18)$$

$$\text{Dans le milieu inferieur : } E_2 = E_o - Z_o(J_1 + J_2) \quad (2.19)$$

$$\begin{bmatrix} A_1 \\ A_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -H_s & 0 \\ \frac{2Z_o Z_{o2}}{(Z_o + Z_{o2})\sqrt{Z_{o1}Z_{o2}}} H_s & \frac{Z_o - Z_{o2}}{Z_o + Z_{o2}} H_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} B_1 \\ B_2 \end{bmatrix} + \frac{Z_{o2}}{Z_o + Z_{o2}} \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{E_o}{\sqrt{Z_{o2}}} H_s \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

$$\begin{bmatrix} A_1 \\ A_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -H_s & 0 \\ \frac{n_2 - 1}{n_2 + 1} H_s & \frac{2\sqrt{n_1 n_2}}{n_2 + 1} H_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} B_1 \\ B_2 \end{bmatrix} + \frac{1}{n_2 + 1} \begin{bmatrix} \frac{E_o}{\sqrt{Z_{o1}}} H_s \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.21)$$

b-Excitation bilatérale

$$\text{Dans le milieu supérieur : } E_1 = E_o - Z_o(J_1 + J_2) \quad (2.22)$$

$$\text{Dans le milieu inferieur : } E_2 = E_o - Z_o(J_1 + J_2) \quad (2.23)$$

Ce système se traduit en terme d'onde par :

$$\begin{cases} \sqrt{Z_{01}}(A_1 + B_1) = E_0 - Z_0 \left(\frac{B_1 - A_1}{\sqrt{Z_{01}}} + \frac{B_2 - A_2}{\sqrt{Z_{02}}} \right) \\ \sqrt{Z_{02}}(A_2 + B_2) = E_0 - Z_0 \left(\frac{B_1 - A_1}{\sqrt{Z_{01}}} + \frac{B_2 - A_2}{\sqrt{Z_{02}}} \right) \end{cases} \quad (2.24)$$

Ces deux dernières équations peuvent se mettre sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} \frac{-Z_0}{\sqrt{Z_{01}}} - \sqrt{Z_{01}} & \frac{-Z_0}{\sqrt{Z_{02}}} \\ \frac{-Z_0}{\sqrt{Z_{01}}} & \frac{-Z_0}{\sqrt{Z_{02}}} - \sqrt{Z_{02}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} B_1 \\ B_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-Z_0}{\sqrt{Z_{01}}} + \sqrt{Z_{01}} & \frac{-Z_0}{\sqrt{Z_{02}}} \\ \frac{-Z_0}{\sqrt{Z_{01}}} & \frac{-Z_0}{\sqrt{Z_{02}}} + \sqrt{Z_{02}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_1 \\ A_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -1 \\ -1 \end{bmatrix} E_0 \quad (2.25)$$

A partir de la relation (2.25) nous pouvons déduire l'expression suivante qui relie les ondes incidentes B_i aux ondes réfléchies A_i ainsi que les différents paramètres systématiques :

$$\begin{bmatrix} B_1 \\ B_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-1 + n_1 - n_2}{1 + n_1 + n_2} H_s & \frac{2\sqrt{n_1 n_2}}{1 + n_1 + n_2} H_s \\ \frac{2\sqrt{n_1 n_2}}{1 + n_1 + n_2} H_s & \frac{-1 - n_1 - n_2}{1 + n_1 + n_2} H_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_1 \\ A_2 \end{bmatrix} + \frac{1}{1 + n_1 + n_2} \begin{bmatrix} \frac{E_0}{\sqrt{Z_{01}}} H_s \\ \frac{E_0}{\sqrt{Z_{02}}} H_s \end{bmatrix} \quad (2.26)$$

Où n_i ($i=1,2$) est le rapport entre l'impédance interne de la source Z_0 et l'impédance d'onde relative au milieu i défini par : $n_i = \frac{Z_0}{Z_{0i}}$

Le tableau ci-dessous présente une correspondance entre les éléments de la matrice de l'opérateur de diffraction \hat{S}_{int} dans le domaine de la source et les différents types de sources
Tableau 2-1.

	Source Bilatérale	Source unilatérale Milieu supérieur	Source unilatérale Milieu inférieur
$k_{11} =$	$\frac{-1 + n_1 - n_2}{1 + n_1 + n_2}$	$\frac{n_1 - 1}{n_1 + 1}$	-1
$k_{12} =$	$\frac{2n_{12}}{1 + n_1 + n_2}$	$\frac{2n_{12}}{n_1 + 1}$	0
$k_{21} =$	$\frac{2n_{12}}{1 + n_1 + n_2}$	0	$\frac{2n_{12}}{n_2 + 1}$
$k_{22} =$	$\frac{-1 - n_1 - n_2}{1 + n_1 + n_2}$	-1	$\frac{n_2 - 1}{n_2 + 1}$
$A_{01} =$	$\frac{1}{1 + n_1 + n_2} \frac{E_0}{\sqrt{Z_{01}}}$	$\frac{1}{1 + n_1} \frac{E_0}{\sqrt{Z_{01}}}$	0
$A_{02} =$	$\frac{1}{1 + n_1 + n_2} \frac{E_0}{\sqrt{Z_{02}}}$	0	$\frac{1}{1 + n_2} \frac{E_0}{\sqrt{Z_{02}}}$

Tableau 2-1 : Correspondance entre les éléments de la matrice de l'opérateur de diffraction \hat{S}_{int} dans le domaine de la source et les différents types de sources.

2-3-4 Détermination de l'opérateur de diffraction domaine spectral

De part et d'autre de l'interface noté Ω fig 2.3, on associe une relation de fermeture donnée par :

$$J_i = \hat{Y}_i E_i \tag{2.27}$$

Reliant les couples (E_i, J_i) des champs tangentiels à la surface du côté i.

\hat{Y}_i Est l'opérateur admittance associé au demi-espace entourant la surface (du côté du milieu i)

L'opérateur de diffraction Γ dans le domaine spectral est donné par l'application de l'équation (2.2) définissant les ondes incidentes et réfléchies

$$\Gamma = \frac{1 - Z_o \hat{Y}_i}{1 + Z_o \hat{Y}_i} = \sum_{p=1}^{\infty} |f_p\rangle \Gamma_p \langle f_p| \tag{2.28}$$

Avec

$$\Gamma_p = \frac{1 - Y_p Z_o}{1 + Y_p Z_o} \quad (2.29)$$

Où f_p et Y_p sont respectivement les fonctions et valeurs propres de \hat{Y}_l dans le milieu considéré

La relation entre les ondes dans le domaine spectral sera :

$$\begin{bmatrix} A_1 \\ A_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{\Gamma}_1 & 0 \\ 0 & -\hat{\Gamma}_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} B_1 \\ B_2 \end{bmatrix} \quad (2.30)$$

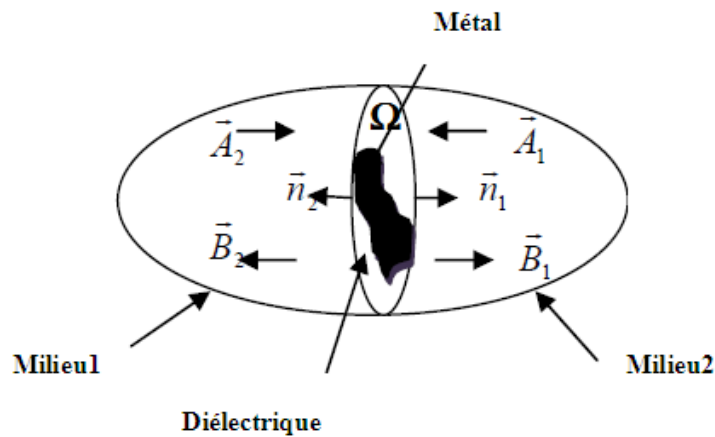


Figure 2.3 Définition de la notion d'onde sur une discontinuité électromagnétique

2-3-5 Processus itératif

Le processus itératif consiste à établir une relation de récurrence entre les ondes incidentes et réfléchies dans deux domaines différents comme l'indique le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} B = SA + B_0 \\ A = \Gamma B \end{cases} \quad (2.31)$$

Dans le système d'équation (2.31) un terme source B_0 est ajouté pour spécifier quel via hole est excité.

La transition d'un domaine à l'autre est assurée par la transformé de Fourier (FFT) en mode et le processus s'arrête une fois la convergence est atteinte.

2-4 Analyse d'une structure périodique non planaire (à via hole métalliques)

Cette méthode itérative simple à appliquer pour les circuits planaires a été développée pour pouvoir l'appliquer aux circuits SIWs (substrat integrated waveguide) qui sont de la famille des SICs(substrat integrated circuits).

Comme les circuits SIWs sont généralement conçus par des cellules de via métalliques, de cellules absorbantes, de source et de cellules vide on va alors redéfinir le concept d'onde pour ces circuits et tous les opérateurs en découlant ainsi que le processus itératif sont explicités dans cette partie de chapitre *fig2.4*.

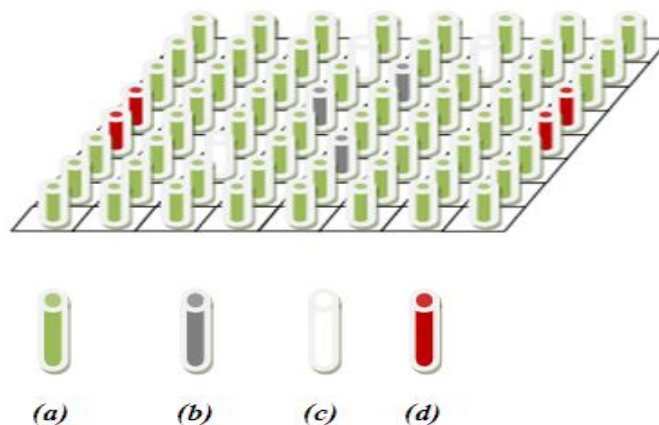


Figure 2.4 Structure périodique avec les différentes cellules possible : (a) métallique, (b) absorbante,(c) vide et (d)source.

2-4-1 Concept d'onde

Comme il a été déjà mentionné que le concept d'onde est introduit en exprimant les grandeurs électromagnétiques, champ électrique et densité de courant, au moyen des ondes incidentes et réfléchies ; la densité de courant \vec{J} sur le via est définie par le produit vectoriel suivant :

$$\vec{j} = \vec{H} \wedge \vec{n} \quad (2.32)$$

\vec{n} : est le vecteur unitaire normal au via.

\vec{H} : désigne le champ magnétique défini sur le via

Dans ce travail on suppose que le potentiel V et le courant I sont orientés suivant les axes x et y , ils sont indexés dans chaque cellule par $I(i, j)$ et $V(i, j)$.

L'onde incidente $A(i, j)$ et l'onde réfléchie $B(i, j)$ sont définies par (2.33) :

$$\begin{aligned} A(i, j) &= \frac{1}{2\sqrt{Z_0}} (V(i, j) + Z_0 I(i, j)) \\ B(i, j) &= \frac{1}{2\sqrt{Z_0}} (V(i, j) - Z_0 I(i, j)) \end{aligned} \quad (2.33)$$

Z_0 : est l'impédance caractéristique du vide donnée par $Z_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}}$ avec

μ_0 : Perméabilité du vide

ε_0 : Permittivité du vide

On peut déduire les expressions du potentiel V et du courant I sur chaque via hole à partir de l'équation (2.33) ce qui donne :

$$\begin{aligned} V(i, j) &= \sqrt{Z_0} (A(i, j) + B(i, j)) \\ I(i, j) &= \frac{1}{\sqrt{Z_0}} (A(i, j) - B(i, j)) \end{aligned} \quad (2.34)$$

2-4-2 Domaine spatial

Pour décrire le système dans le domaine spatial, nous devons discrétiser le circuit sous la forme de cellules élémentaires et introduire la fonction de Heaviside à chaque type de cellule :

2-4-2-1 Cellule métallique

Comme il été mentionné ci-dessus, les conditions de continuité sur une cellule métallique nous permet d'écrire :

$$V = \sqrt{Z_o}(A + B) = 0 \quad \text{et} \quad J = J_o \quad (2.35)$$

On en déduit alors que $A = -B$

et la fonction indicatrice de Heaviside de la cellule métallique est :

$$H_m = \begin{cases} 1 & \text{sur la cellule métallique} \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (2.36)$$

D'où $S_m = -H_m$ est l'opérateur de diffraction dans le domaine spatial sur la cellule métallique

2-4-2-2 Cellule vide

La cellule vide est une cellule isolante et les conditions de continuité sur cette dernière sont les mêmes que pour une surface diélectrique d'où :

$$V \neq 0 \quad \text{et} \quad J = \frac{1}{\sqrt{Z_o}}(A - B) = 0 \quad (2.37)$$

Ce qui donne : $A = B$ et sa fonction indicatrice H_d

$$H_i = \begin{cases} 1 & \text{sur la cellule sans via hole} \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (2.38)$$

D'où l'opérateur de diffraction dans le domaine spatial sur cette cellule est $S_i = H_i$.

2-4-2-3 Cellule Source

L'opérateur de diffraction sur ce domaine s'écrit : $S_s = 0.H_s$ car tout est absorbé sur ces cellules sources.

Finalement on peut donner l'expression de l'opérateur de diffraction global S du circuit étudié :

$$S = -H_m + H_i + 0.H_s \quad (2.39)$$

2-4-3 Domaine spectral

Comme le coefficient de diffraction dans le domaine spectral Γ représente la réponse de l'environnement extérieur entre les ondes entrantes et sortantes autour du via hole , il peut être défini comme étant le rapport donné par l'équation (2.40) Etant donné qu'il se décompose sur une base propre modale dépendant de la géométrie de la surface :

$$\Gamma = \frac{-jZ_c \cot(k_o h) - Z_o}{-jZ_c \cot(k_o h) + Z_o} \quad (2.40)$$

h : longueur du via hole

$$Z_o = 120\pi$$

$k_o = 2\pi f \sqrt{\epsilon_o \mu_o}$: est la constante de propagation du mode TEM

Le processus itératif est résumé sur la *fig2.5*

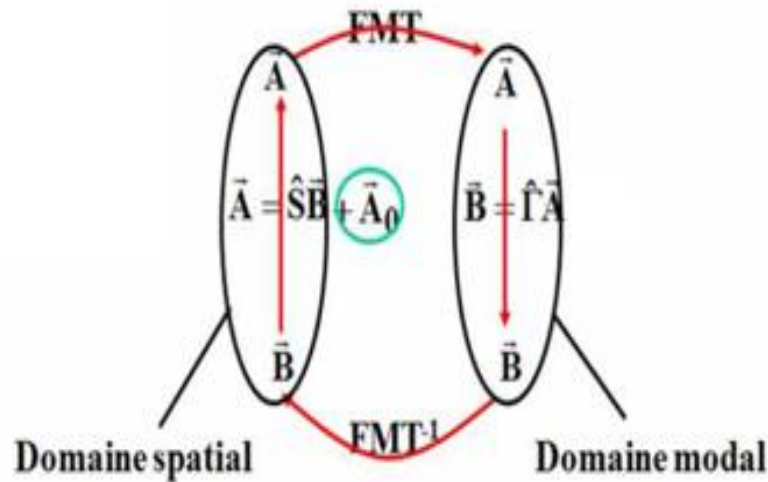


Figure 2.5 Processus itératif

Les équations clés qui relient les ondes dans le domaine spatial et spectral ont été données par le système (2.33).

2-5 Théorème de Floquet et Choix de la Base modale

Au dix-neuvième siècle le mathématicien français Floquet introduisait le concept d'harmoniques dans la résolution d'équations différentielles linéaires à coefficients périodiques [50], comme c'est une extension du théorème de décomposition en série de Fourier des fonctions périodiques. Il fournit une représentation modale d'un champ se répétant de façon périodique donc il convient parfaitement à la structure que nous étudions (Annexe D).

Les dimensions de la cellule élémentaire sont carrées et considérée comme étant limitée par les conditions aux limites de Floquet pour simuler un réseau infini [51].

Nous définissant la base orthonormée modale du circuit global comme étant égale à :

$$F_{pq} = \frac{1}{\sqrt{DxDy}} e^{j\left(\frac{2\pi p}{D_x}\right)x} e^{j\left(\frac{2\pi q}{D_y}\right)y} \quad p, q \in Z \quad (2.41)$$

La fonction de base modale de la cellule unitaire délimitée par des parois périodiques est décrite dans (2.42):

$$f_{mn,pq} = \frac{1}{\sqrt{d_x d_y}} e^{j\left(\frac{2\pi p}{D_x} + \frac{2\pi m}{d_x}\right)x} e^{j\left(\frac{2\pi q}{D_y} + \frac{2\pi n}{d_y}\right)y} \quad p, q, m, n \in Z \quad (2.42)$$

Pour une structure presque périodique composée de NxM cellules, chaque cellule est entourée par des parois périodiques et le passage d'une cellule à l'autre se fait avec un décalage de phase, α et β donné par l'équation :

$$\alpha = \frac{2\pi n}{d_x} \quad \text{et} \quad \beta = \frac{2\pi m}{d_y} \quad (2.43)$$

d_x, d_y and D_x, D_y : sont respectivement les dimensions de la cellule élémentaire et le circuit global suivant les axes x et y.

2-6 Circuit SIC en mode TEM

Le mode TEM (transverse electric and magnetic) est caractérisé par un vecteur d'onde de coupure nul $k_c = 0$ donc une longueur d'onde λ_c infinie et toutes les longueurs d'ondes peuvent se propager. Le champ guidé est perpendiculaire à la direction de propagation, il ne possède aucune composante longitudinale $E_z = H_z = 0$, nous considérons aussi que $\frac{d}{dz} = 0$

Les quantités étant vectorielles :

$$\text{div } E = \frac{\rho}{\varepsilon} \quad (2.44)$$

$$E = -\text{grad}(V) \quad (2.45)$$

E : champ électromagnétique.

ρ : Densité de charge.

ε : Permittivité relative.

A partir des équations (2.44) et (2.45) on peut écrire :

$$\Delta V = \nabla^2 V = -\frac{\rho}{\varepsilon} \quad (2.46)$$

soit

$$\Delta f_{mn,pq} = \lambda_{mn} f_{mn,pq} \quad (2.47)$$

Où $f_{mn,pq}$ et λ_{mn} sont respectivement les modes et les valeurs propres, dans le cas de via hole délimité par des murs périodiques

$$\lambda_{mn} = -\left(\frac{2\pi p}{D_x} + \frac{2m\pi}{d_x}\right)^2 - \left(\frac{2\pi q}{D_y} + \frac{2\pi n}{d_y}\right)^2 \quad (2.48)$$

$f_{mn,pq}$: La fonction normalisée

On peut aussi écrire :

$$-\Delta = \sum_{mn} |f_{mn,pq} \rangle \lambda_{mn} \langle f_{mn,pq}| \quad (2.49)$$

On utilisant l'équation (2.46) on obtient :

$$V = -\Delta^{-1} \frac{\rho}{\varepsilon} \quad (2.50)$$

$$V = \sum_{mn} |f_{mn,pq} \rangle \frac{-1}{\lambda_{mn}} \langle f_{mn,pq}| \frac{\rho_0 H_v}{\varepsilon} \rangle \quad (2.51)$$

Le potentiel sur le via est donné par $V = V_0$, avec $V_0 = \langle H_v V \rangle$

$H_v = \frac{1}{\sqrt{S}} H$, H étant l'échelon de Heaviside prend la valeur '1' sur le via et '0' ailleurs

$$V_0 = \sum_{mn} \frac{\rho_0}{\varepsilon} \frac{|\langle f_{mn,pq} | H_v \rangle|^2}{-\lambda_{mn}} \quad (2.52)$$

Par l'application de l'équation de conservation charge (2.53):

$$\text{div}\vec{j} + \frac{\partial \rho_0}{\partial t} = 0 \quad (2.53)$$

On obtient :

$$j\omega\rho_0 - jkI = 0 \quad (2.54)$$

La densité de charge est donnée par :

$$\rho_0 = \frac{k}{\omega} J = \frac{k}{\omega S} I$$

$$\omega = 2\pi f, \quad k = \omega\sqrt{\mu\varepsilon}$$

S : section du via hole .

I : le courant.

$$V_0 = \sum_{mn} \frac{k}{\varepsilon\omega S} \frac{I |\langle f_{mn,pq} | H_v \rangle|^2}{-\lambda_{mn}} \quad (2.55)$$

V_0 : Est exprimé dans le domaine fréquentiel et il dépend du déphasage par l'intermédiaire p et q .

Utilisant l'expression, $k = \omega\sqrt{\mu\varepsilon}$ dans l'équation (2.55) le potentiel V_0 s'écrira :

$$V_0 = \sum_{mn} \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} \frac{|\langle f_{mn,pq} | H_v \rangle|^2}{-S \lambda_{mn}} I \quad (2.56)$$

Finalement on peut écrire l'impédance caractéristique dans le domaine spectrale Z_c :

$$Z_c = \sum_{mn} \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} \frac{|\langle f_{mn,pq} | H_v \rangle|^2}{-S\lambda_{mn}} \quad (2.57)$$

Le calcul détaillé du terme $|\langle f_{mn,pq} | H_v \rangle|$ pour des via holes de forme carré se trouve en annexe (Annexe B).

2-7 Transformée de Fourier rapide

Les ondes spatiales et modales sont directement déduites l'une de l'autre à l'aide de transformée de Fourier rapide en mode (FMT) et sa transformé inverse (IFMT).

Cette dernière permet de définir les amplitudes des modes à partir des amplitudes sur les pixels dans le domaine spatial. Comme son nom l'indique elle est utilisée pour diminuer le temps de calcul.

$$|\tilde{A}|_{p,q} = FMT(|A|_{i,j}) \quad (2.58)$$

$$|B|_{i,j} = FMT^{-1}(|\tilde{B}|_{p,q})$$

2-8 Détermination de l'impédance de la source A_0

Comme on l'a déjà mentionné que le terme d'onde A_0 est ajouté au processus itératif pour initialiser l'excitation du système.

Cette onde A_0 va se diffracter sur l'espace environnant, en donnant naissance à l'onde incidente (B), qui à son tour est réfléchiée pour donner ensuite l'onde (A) et ainsi de suite

Jusqu'à la n ème itération.

Pour calculer l'impédance Z_{os} de cette source en mode TM_o , nous supposons que la source Ao présente une densité de courant constante J_o long de l'axe Z dans l'ensemble de la section du via hole, avec un calcul similaire utilise précédemment pour obtenir l'équation (2.57) on arrive à retrouver la formule de l'impédance Z_{os} dans le domaine spectrale donnée par [52] :

Partant de l'équation (2.53) :

$$(\Delta_T + k_o^2 \varepsilon_r) E_z = j\omega \mu_o J_z \quad (2.59)$$

Avec k_o : le nombre d'onde dans le vide $k_o^2 = \omega^2 \mu_o \varepsilon_o$

ε_o : Permittivité du vide (F/m)

ε_r : Permittivité du milieu (F/m)

μ_o : Perméabilité du vide (H/m)

ω : la pulsation angulaire (rd/s)

pour le mode indicé p,q,m,n le champ E_z se décompose sur la base orthonormée décrite par les fonctions $f_{pq,mn}$ de l'équation 2.42 donne :

Laplacien transverse :

$$\Delta_T = - \left(\frac{2\pi p}{D_x} + \frac{2m\pi}{d_x} \right)^2 - \left(\frac{2\pi q}{D_y} + \frac{2\pi n}{d_y} \right)^2 \quad (2.60)$$

Donc l'impédance caractéristique sur une cellule est donnée par :

$$Z_{pq,mn} = \frac{j\omega \mu_o}{(\Delta_T + k_o^2 \varepsilon_r)} = \frac{j\omega \mu_o}{k_o^2 \varepsilon_r - \left(\frac{2\pi p}{D_x} + \frac{2m\pi}{d_x} \right)^2 - \left(\frac{2\pi q}{D_y} + \frac{2\pi n}{d_y} \right)^2} \quad (2.61)$$

On en déduit après quelque manipulation des équations précédentes l'impédance du mode

$$Z_{pq} = \sum_{mn} \frac{j\omega\mu_0 | \langle f_{mn,pq} | H_v \rangle |^2}{k_0^2 \epsilon_r - \left(\frac{2\pi p}{D_x} + \frac{2m\pi}{d_x} \right)^2 - \left(\frac{2\pi q}{D_y} + \frac{2\pi n}{d_y} \right)^2} \quad (2.62)$$

2-9 Conclusion

Dans de ce chapitre nous avons présenté dans un cadre général, le concept de base et la théorie nécessaire pour la méthode utilisée dans cette thèse qui est WCIP une méthode qui s'avère originale et rapide pour l'étude d'un large éventail de filtres hyperfréquences réalisés par l'intermédiaire de via holes.

Nous avons donné les équations nécessaires pour l'analyse d'un circuit planaire puis dans une deuxième partie du chapitre nous avons présenté le formalisme utilisé lorsqu'il s'agit de travailler sur un circuit non planaire SIC (substrat integrated circuit).

CHAPITRE III

Simulation Des Structures Périodiques Par la méthode Itérative WCIP

3-1 Introduction

Dans ce chapitre notre approche se focalisera sur la modélisation globale de structure périodique conçue par des vias holes.

En premier nous introduisons la méthode itérative notée WCIP qui est une méthode intégrale basée sur le concept d'onde pour résoudre les problèmes de diffusion électromagnétiques et l'analyse des circuits planaires.

Comme la demande sur les circuits passifs qui répondent aux critères exigés par les industriels tel que la facilité de fabrication et l'intégration ne cesse d'augmenter ; La technologie des guides d'ondes qui présente de meilleures performances que celles en technologie planaire reste une solution adéquate pour la plus part des problèmes rencontrés avec la technologie planaire, mais pour l'intégration des composants actifs cela reste difficile à réaliser.

Avec l'apparition de la technologie SIW qui reste compatible avec la technologie planaire, la plus part des circuits sont devenus réalisable, c'est donc dans cette voie que portera la deuxième partie du chapitre.

A-Circuit planaire Simple

3-2 Formulation

Afin de répondre aux nouveaux besoins de la modélisation des circuits planaires intégrant des éléments passifs que ce travail est situé.

La structure périodique étudiée, se compose d'une ligne microruban, gravée dans un diélectrique constitué d'un réseau de trous et enfermée dans une boîte métallique *Fig3.1*.

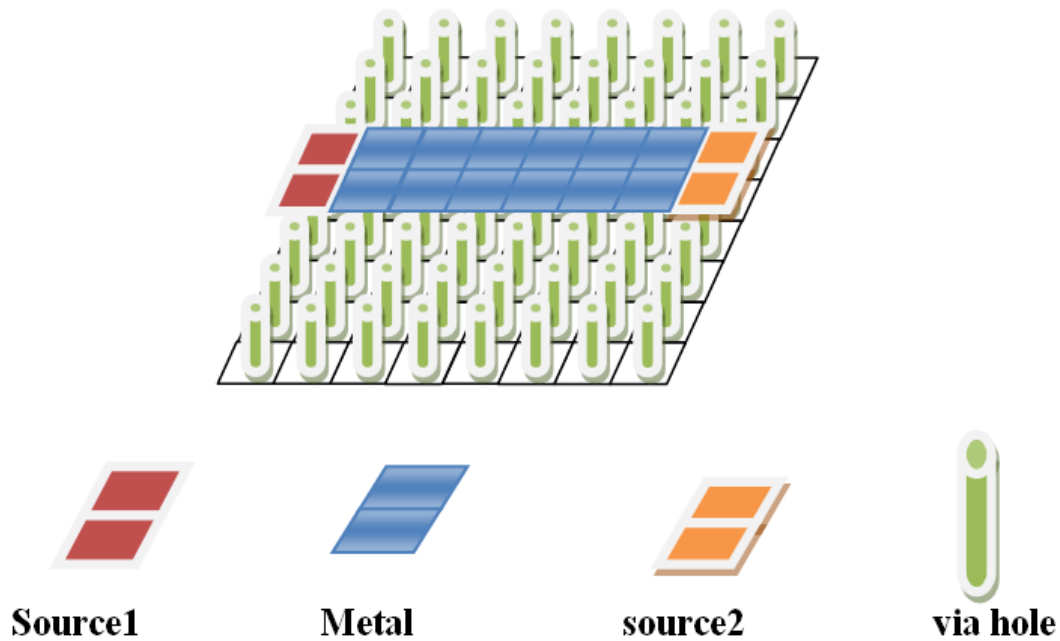


Figure3.1 Structure périodique

L'écriture de champ électrique tangentiel E_i et de la densité de courant surfacique tangentielle J_i en termes d'ondes incidentes et réfléchies sont donnés par l'ensemble d'équations suivantes [53]:

$$A_i = \frac{1}{2\sqrt{Z_{0i}}} (E_i + Z_{0i}J_i) \quad (3.1)$$

$$B_i = \frac{1}{2\sqrt{Z_{0i}}} (E_i - Z_{0i}J_i) , i = 1 \text{ ou } 2$$

Ce système d'équation a été décrit dans le chapitre précédent (chap2)

Ces ondes A_i et B_i permettent le développement d'un processus itératif basé uniquement sur la diffraction des matrices, en utilisant les conditions aux limites dans chaque domaine de l'interface.

Dans le domaine spatial (diélectrique, métal, source), nous pouvons calculer la matrice de diffraction dont l'expression est donnée par :

$$S_{\Omega} = \begin{bmatrix} -H_m + H_i & +k_1 H_s & 0 \\ 0 & -H_m + H_v + k_2 H_s & 0 \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

Où :

$$k_1 = \frac{Z_o - Z_{01}}{Z_o + Z_{01}} , k_2 = \frac{Z_o - Z_{02}}{Z_o + Z_{02}} \quad (3.3)$$

Le coefficient de diffraction Γ_{pq} dans le domaine spectral est défini par :

$$\Gamma_{pq} = \frac{1 - Y_{pq}^{\alpha} Z_{0i}}{1 + Y_{pq}^{\alpha} Z_{0i}} \quad (3.4)$$

Y_{pq}^{α} : l'admittance de court-circuit ramené au niveau de l'interface

α : pour indiqué le mode TM ou TE

Z_{0i} : impédance de chaque milieu (i=1,2)

3-3-Résultats de la simulation

La figure 3.2 présente la superposition des courbes de simulation avec les courbes expérimentales des paramètres S.

Pour la structure étudiée, la comparaison des coefficients de réflexion avec le résultat expérimental de la référence bibliographique [54] est en bon accord.

Les courbes de cette figure sont considérées comme un résultat de validation de la méthode.

3-3-1-Superposition de la courbe de la simulation et l'expérimentale

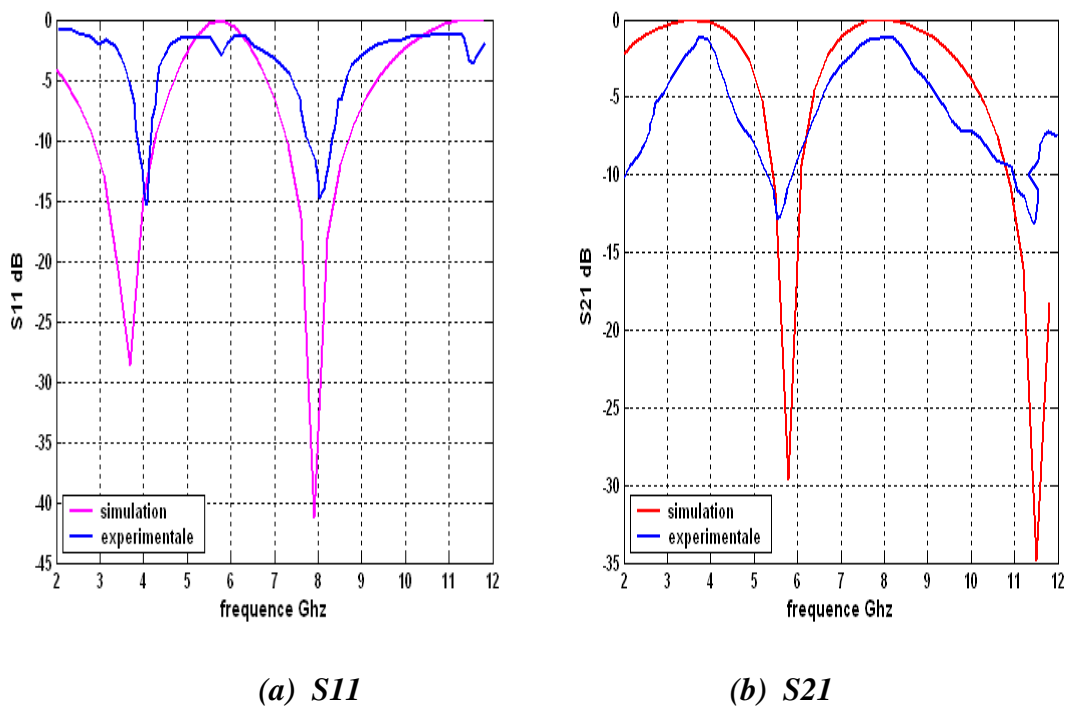


Figure 3.2 comparaison entre l'expérimental et la simulation des paramètres S : (a) paramètre S_{11} , (b) paramètre S_{21}

3-3-2-variation du diamètre et de la longueur du via hole

Les courbes suivantes présentent l'influence de quelques paramètres géométriques sur la réponse des paramètres S.

Sur la *fig.3.3(a)et(b)* on remarque l'influence du diamètre sur la largeur de bande à-3db alors que si on augmente la longueur du via holes la fréquence de résonance diminue voir *fig.3.4(a) et (b)*

De ces premiers résultats nous avons démontré que les paramètres géométriques pour une structure périodique à via holes peuvent être considéré comme des critères important dans le choix de la réponse du filtre.

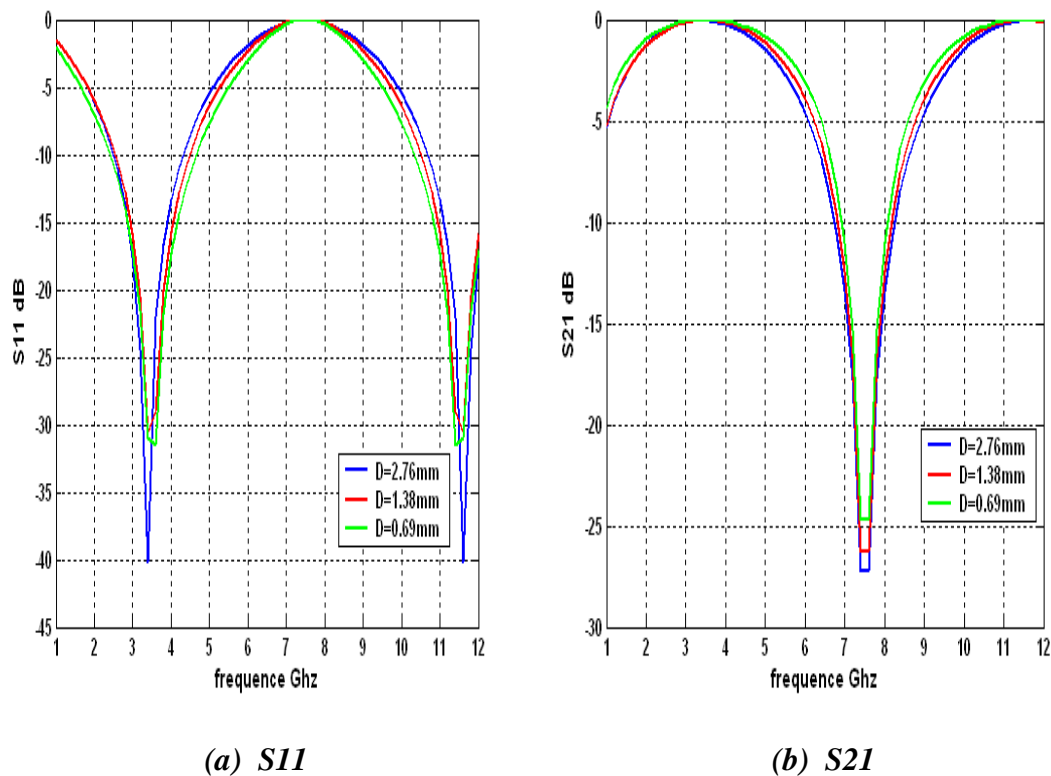


Figure 3.3 Variation du diamètre du via hole : (a) paramètre S_{11} , (b) paramètre S_{21}

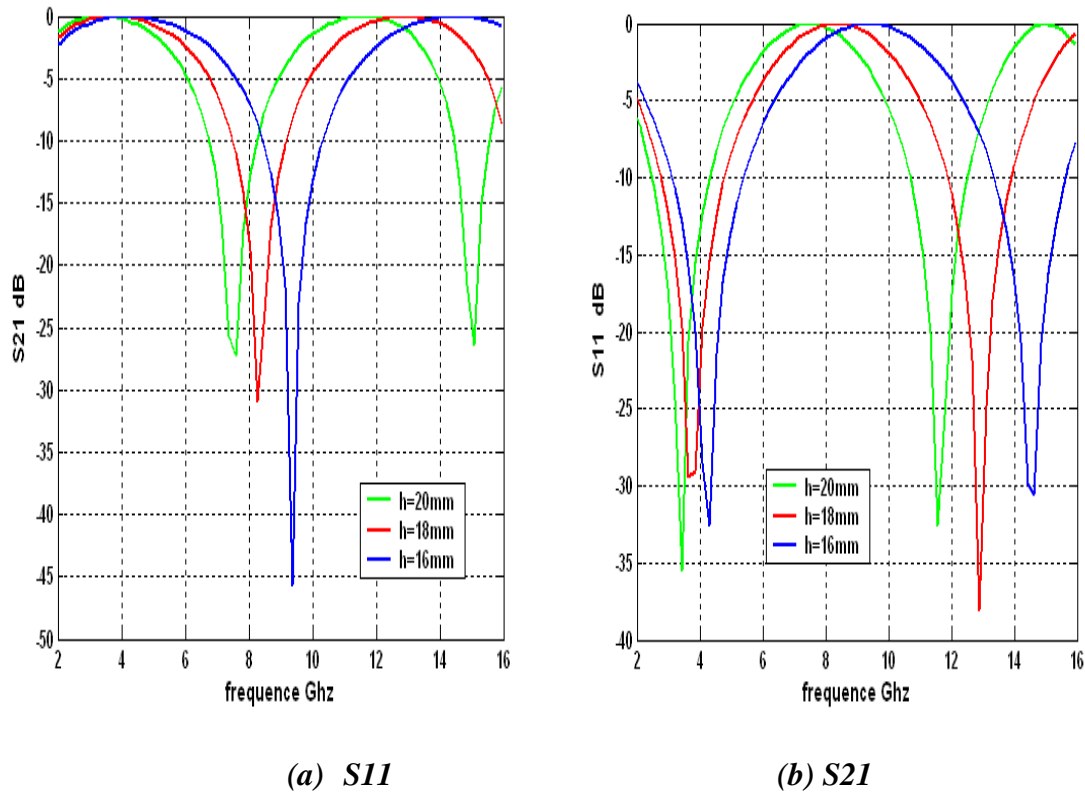


Figure 3.4 variation de la longueur du via hole : (a) paramètre S_{11} , (b) paramètre S_{21}

B-Circuit intégré sur substrat en mode TEM

3-4 Formulation

Les structures presque périodiques ont des caractéristiques très intéressantes, faisant d'elles des candidates très prometteuses pour un certain nombre d'applications [55] [56] comme la propagation des ondes électromagnétiques dans certaines bandes de fréquences et de leur interdire d'autres, appelé bandes interdites.

Une structure presque périodique constitué d'un réseau de trous métalliques dont la longueur des trous n'est pas la même sur tout l'ensemble de la structure nous a été proposée par H. Baudrand fondateur de la méthode itérative WCIP, des sources auxiliaires ont été introduites pour remédier aux défauts existants sur certaines cellules [57].

Cette structure, qui présente plusieurs trous métalliques de différentes longueurs est étudiée en mode TEM, ce qui permet le couplage entre les différents vias holes par conséquent on obtient N résonateurs pour une structure formée par $N \times N$ cellules .

L'originalité de ce travail est que les résonances sont verticales ce qui signifie qu'elles suivent l'axe Z, contrairement à d'autres structures qui travaillent en mode TMO où les résonances sont selon les axes X et Y [58] tel que la structure étudiée précédemment.

Dans la technologie SIW où l'intégration du guide d'ondes dans le substrat ce fait à travers des rangées de trous métalliques, au lieu des parois métalliques ; les circuits métalliques en SIW sont traités en mode TMO c'est à dire, les champs sont supposés orientés le long de l'axe Z et indépendants de la variable Z [59] [60] [61], ainsi que pour d'autres structures formées par plusieurs trous répartis périodiquement [62].

Dans cette étude, le nombre de lignes couplées est très grand, contrairement aux autres études, où le nombre de lignes couplées est plus petit quand il s'agit des filtres en mode TEM ou quasi-TEM [63] [64].

La simulation de structures à vias holes métalliques est souvent effectuée par des méthodes numériques, comme FDTD [65], la méthode des moments et les méthodes intégrales [66].

Ces méthodes nécessitent de la mémoire et un assez grand temps de calcul, nous avons donc choisi la méthode itérative d'acronyme WCIP qui utilise des équations simples à résoudre et qui a prouvé son efficacité pour tout type de géométrie.

Dans un premier temps cette étude a été consacrée à l'analyse des circuits presque périodiques composés principalement de deux types de trous d'interconnexion de longueurs différentes où nous avons deux cellules élémentaires, une pour les trous métalliques qui ont une longueur h et une autre pour les vias holes ayant une longueur $h + \Delta h$, ces derniers sont situés au centre de

la structure, comme nous avons également deux sources de part et d'autre de la structure. Le tout est réparti sur une base périodique pour assurer le bon fonctionnement *fig3.5*.

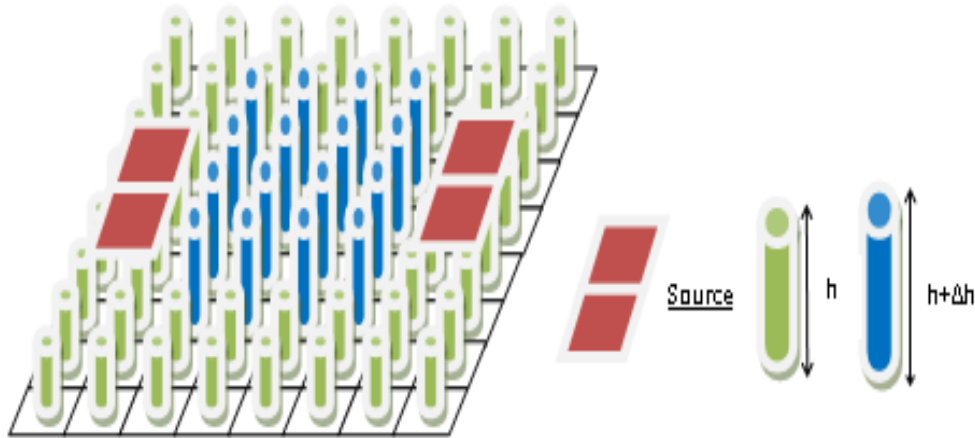


Figure3.5. Schéma d'une structure presque périodique

Tel qu'il a été noté que les structures presque périodiques peuvent avoir certaines cellules avec des défauts localisés, pour remédier à ce problème, nous avons souvent recours à l'introduction de sources auxiliaires.

Ces sources auxiliaires sont également utilisées dans notre étude pour modéliser le via hole de longueur $h + \Delta h$ *fig3.6*.

Sur la *fig3.6(a)* nous avons présenté la cellule élémentaire du via hole ayant une longueur h .

Ce via hole est court-circuitée sur un côté, et il présente une source auxiliaire sur l'interface supérieure V , donnée par $V = -jZ_c \cot(k_o h)I$ qui est définie dans le domaine spectral.

Z_c : Impédance caractéristique.

k_o : Constante de Propagation constant du mode TEM.

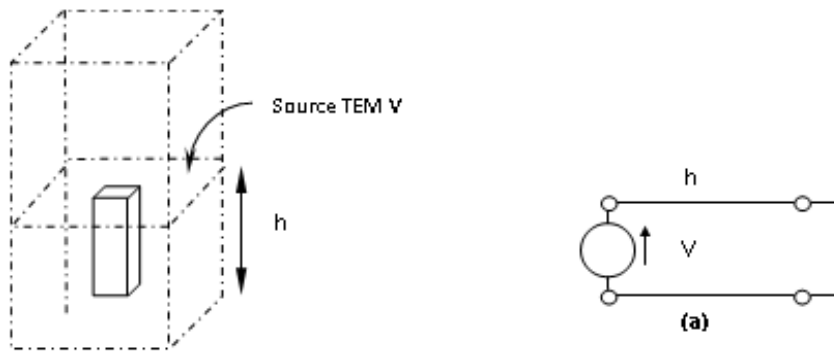


Figure 3.6 Cellule élémentaire définie dans le domaine spectral

Dans le domaine spatial cette source auxiliaire est remplacée par un circuit ouvert sur tous les via holes de longueur h fig.3.7 (b), et par un coefficient de réflexion noté S_{pa} défini dans le domaine spatial pour les trous qui sont au centre de la structure de longueur $h + \Delta h$ fig.3.7 (a).

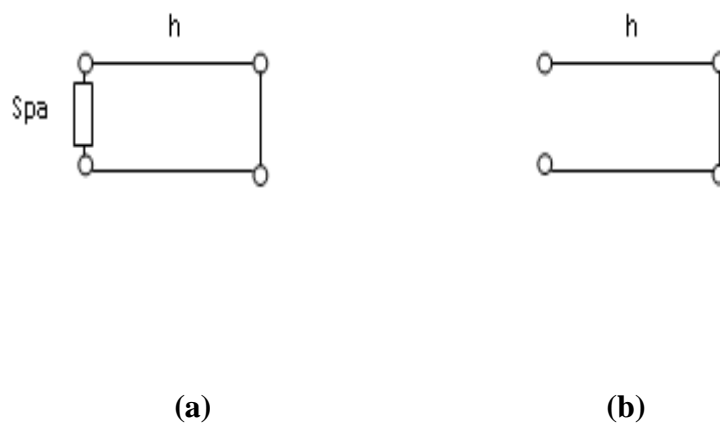


Figure 3.7 Cellule élémentaire définie dans le domaine spatial
 a – les via holes se trouvant au centre de la structure de longueur $h + \Delta h$
 b – les via holes de longueur h situé autour des trous centraux

$$Spa = \frac{-jZ_c \cot(k_o \Delta h) - Z_o}{-jZ_c \cot(k_o \Delta h) + Z_o} \quad (3.5)$$

Z_c : impédance caractéristique supposée indépendant de α et β .

L'opérateur de diffraction S défini dans le domaine spatial traduit les conditions aux limites sur le trou; par conséquent, la relation de continuité de la tension V et le courant I à travers les trous.

Pour décrire le système dans le domaine spatial, nous devons discrétiser le circuit sous la forme de cellules élémentaires et introduire la fonction de Heaviside :

Nous notons par H_{m1} la fonction de Heaviside pour le cellule métallique correspondant au via hole de longueur h et par H_{m2} la fonction de Heaviside pour la cellule métallique correspondant au via hole de longueur $h + \Delta h$ et par H_s le domaine source.

$$H_{m1} = \begin{cases} 1 & \text{on the via } h \text{ length} \\ 0 & \text{elsewhere} \end{cases}$$

$$H_{m2} = \begin{cases} 1 & \text{on the via } h + \Delta h \text{ length} \\ 0 & \text{elsewhere} \end{cases}$$

$$H_s = \begin{cases} 1 & \text{on the via source} \\ 0 & \text{elsewhere} \end{cases}$$

L'opérateur global S sera alors donné par :

$$S = Spa * H_{m1} + H_{m2} + 0 * H_s \quad (3.6)$$

Comme le coefficient de diffraction dans le domaine spectral Γ représente l'environnement extérieur de la structure périodique, il peut être défini comme étant le rapport donné par l'équation (3.7).

$$\Gamma = \frac{-jZ_c \cot(k_o h) - Z_o}{-jZ_c \cot(k_o h) + Z_o} \quad (3.7)$$

h : longueur du via hole

$$Z_o = 120\pi$$

3-5 Résultats

Les via holes utilisés dans la simulation de la structure décrite ci-dessus par la méthode basée sur le concept d'onde 'WCIP' ont des longueurs respectives $h_1 = h$ et $h_2 = h + \Delta h$ (pour les vias situés au centre de la structure), la structure étudiée a une dimension de 48x48mm et la distance inter-trou est de 1,5 mm.

La simulation numérique des caractéristiques de filtrage est affichée sur la *fig.3.8* sur la plage de fréquence [1... 12] GHz.

Les courbes représentent, la réponse en fréquence de ce filtre conçu par deux types de via holes métalliques de longueur respective $h_1 = 20mm$ et $h_2 = 23mm$.

Sur la courbe présentant le paramètre S_{11} une résonance est observée à 3,7 GHz, cette résonance correspond à $\lambda/4 = 20$ mm, on remarque que cette valeur n'est autre que la longueur des vias holes situés autour des via centraux de la structure ayant la longueur $h_1 = 20mm$.

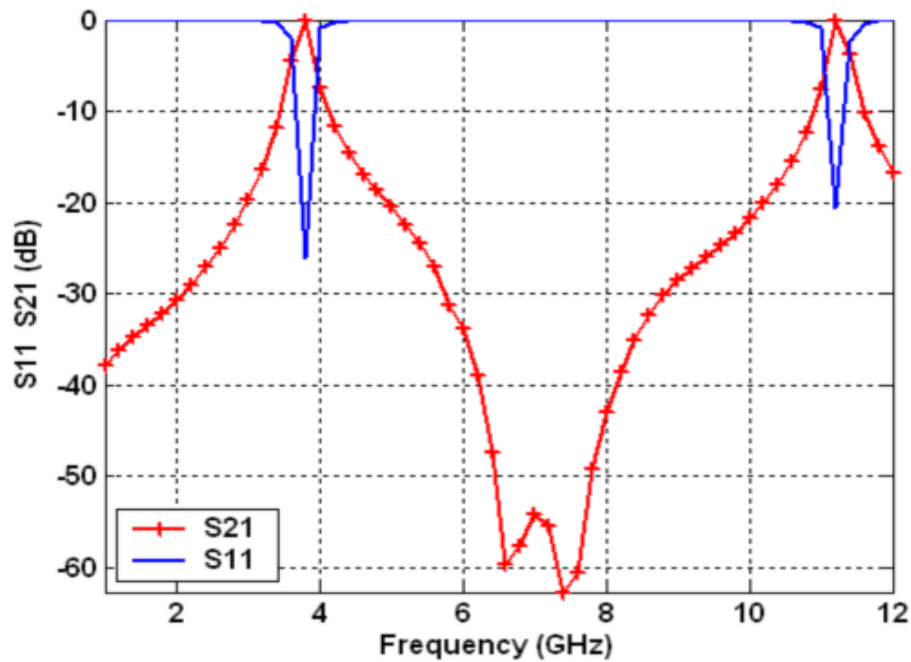


Figure 3.8 Réponse en fréquence du filtre simulé
 $h_1 = 20\text{mm}$ $h_2 = 23\text{mm}$

Le coefficient de réflexion S_{11} et le coefficient de transmission S_{21} sont représentés sur la *fig 3.9* pour différentes valeurs de $h_1 = 20\text{mm}$ et $h_2 = 23\text{mm}, 24\text{mm}$ et 25mm

Où on remarque le déplacement des résonances avec le changement des longueurs des vias sur le paramètre S_{21} alors que la résonance observée sur le paramètre S_{11} est toujours celle des vias extérieurs (petits vias) .

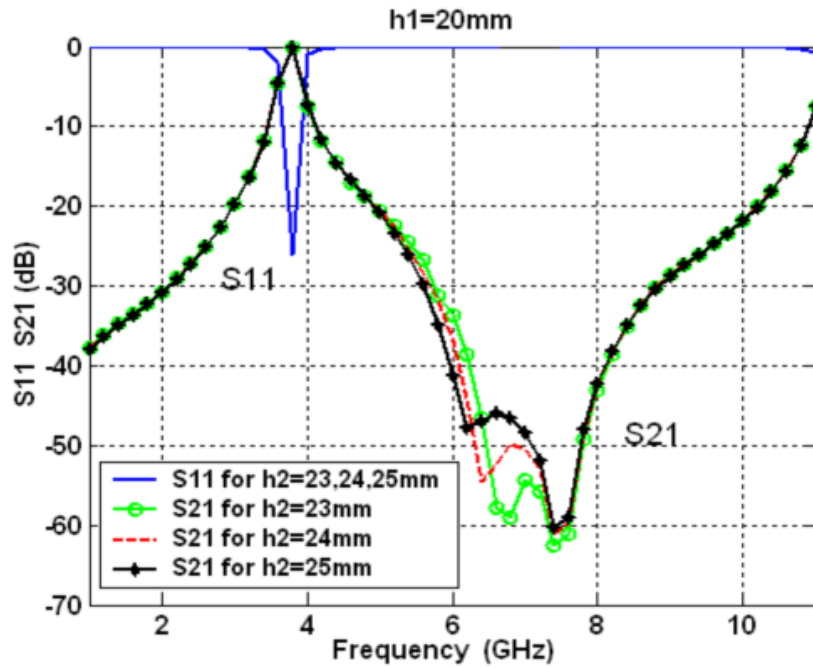


Figure 3.9 Réponse en fréquence du filtre simulé pour : $h_1=20\text{mm}$ et différentes Valeurs de $h_2 = h_1 + \Delta h$

Les deux pôles du filtre sont présentés sur la *fig.3.10* autour de la fréquence centrale $f_c = 7.1\text{ GHz}$.

Pour les deux fréquences $f_1 = 6.6\text{ GHz}$ et $f_2 = 7.5\text{ GHz}$ il est noté que, respectivement $\lambda_1/2$ correspond à $h_1 = 20\text{mm}$ et $\lambda_2/2$ correspond à $h_2 = 22.7\text{mm} \cong 23\text{mm}$ où ces deux valeurs ne sont autres que les longueurs des via holes utilisés dans la simulation $h_1 = 20\text{mm}$ et $h_2 = 23\text{mm}$.

Il faut noter également que le premier minimum observé à $f_1 = 6.6$ GHz correspond à la résonance des trous les plus longs, et la fréquence $f_2 = 7.5$ GHz correspond à la résonance des petits via holes.

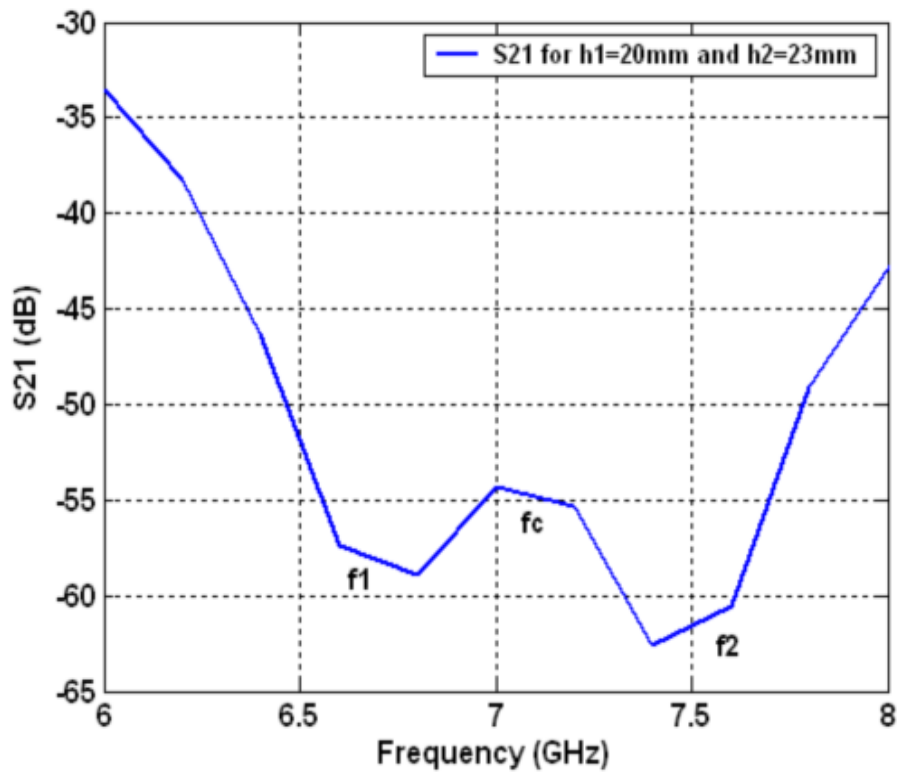


Figure 3.10. Le coefficient de Transmission coefficient du filtre proposé

On remarque sur la fig 3.11 que lorsqu'on augmente le diamètre il y a déplacement de la fréquence centrale vers la droite sur la courbe présentant le paramètre S21 Fig. 3.4.

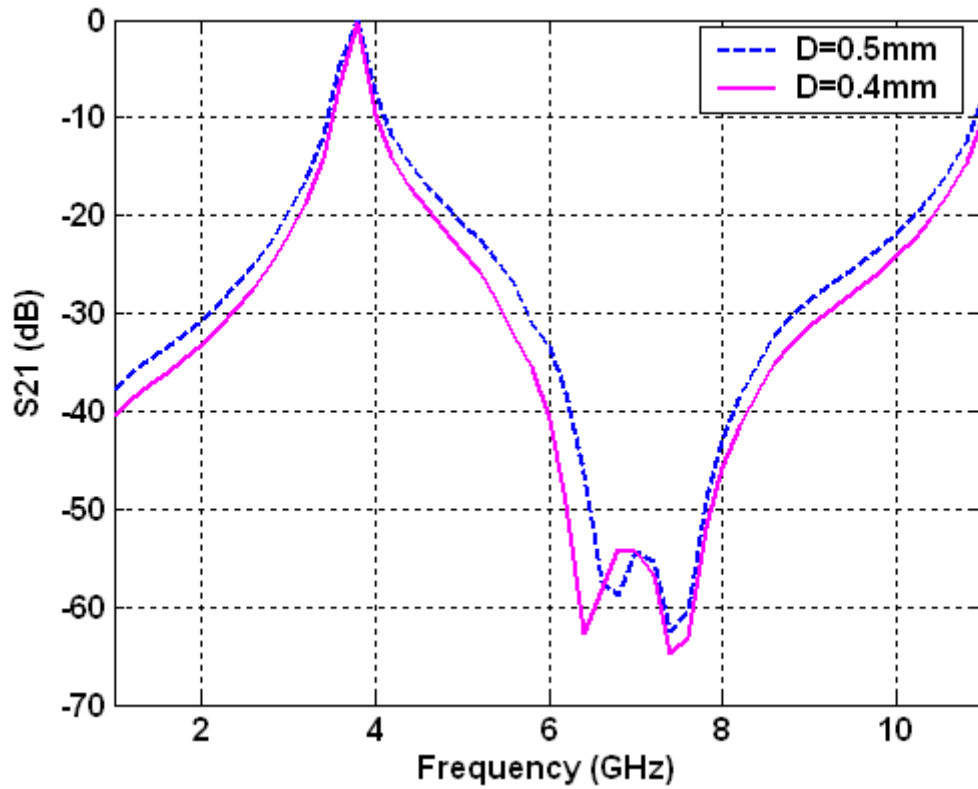


Figure 3.11 Paramètre de transmissions S_{21} pour différentes valeurs de diamètres

La distribution du potentiel V est présentée sur Fig.3.12. On peut voir sur la Fig.3.12 (a) et Fig.3.12 (b) le potentiel V pour les fréquences 6.6GHz et 7.5 GHz situés autour de la fréquence de résonance.

Les distributions sont significativement différentes, ce qui implique que les conditions limites et de continuité sont satisfaisantes.

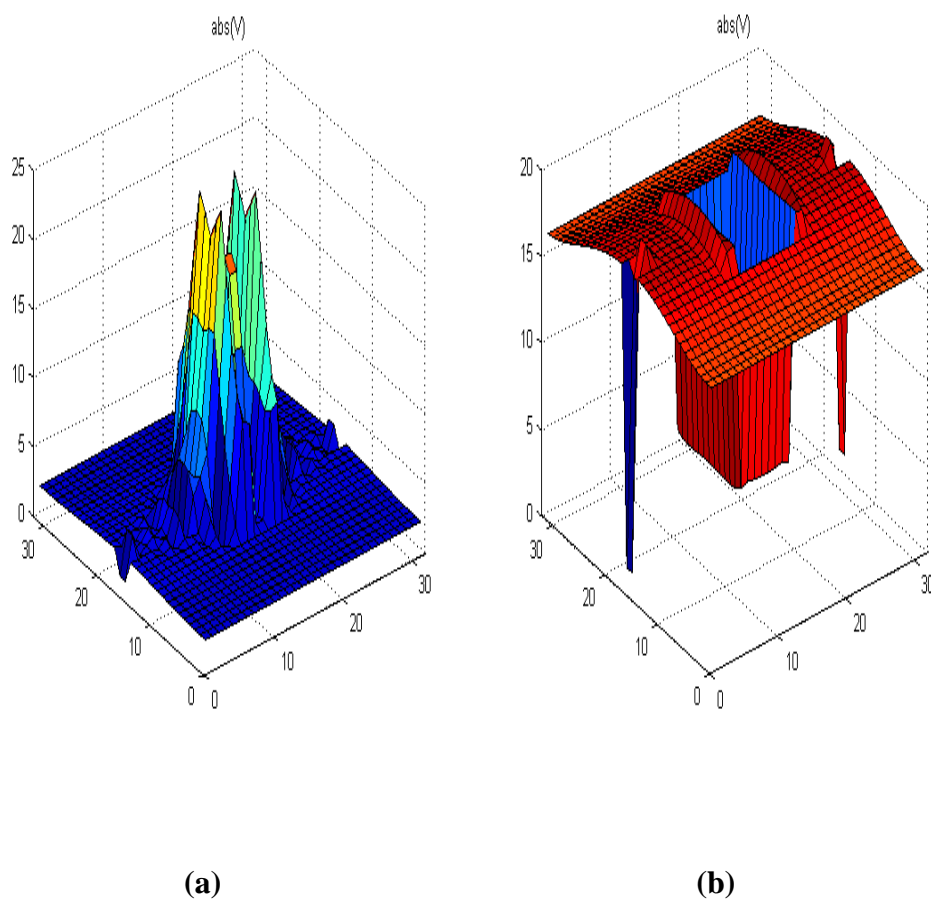


Figure 3.12 distribution du potentiel V

a – pour $f_r = 6.6\text{GHz}$ (les grands via holes)
b - pour $f_r = 7.5\text{ GHz}$ (les petits via holes)

Dans cette partie du travail nous avons introduit un troisième ensemble de vias holes dans la structure précédente ce qui permet d'avoir trois longueurs différentes de vias holes *fig3.13*

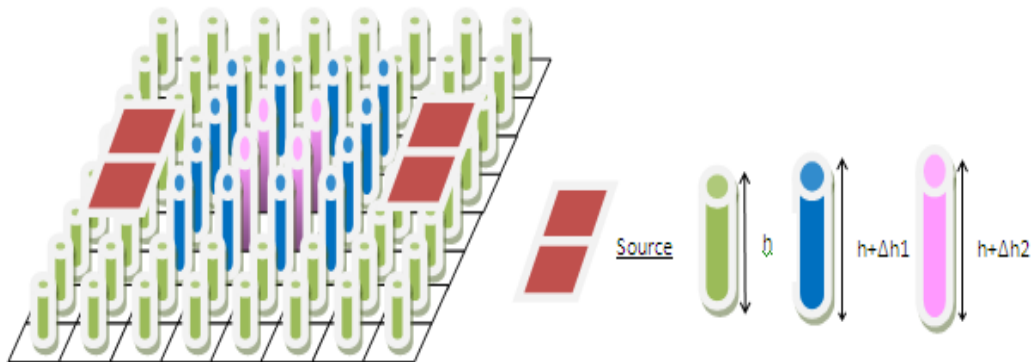


Figure.3.13 Interface présentant la disposition des trois types de via holes

Avec l'introduction d'un troisième via hole, on doit définir le coefficient de réflexion dans le domaine spatial approprié à ce dernier et qui est donné par :

$$Spa_2 = \frac{-jZ_c \cot(k_0 \Delta h_2) - Z_0}{-jZ_c \cot(k_0 \Delta h_2) + Z_0}$$

La réponse en fréquences des paramètres S dans la plage de fréquence [1..12] Ghz obtenue pour les longueurs de via hole respectives $h + \Delta h_1 = 20mm$, $h = 19mm$, $h_3 + \Delta h_3 = 21mm$ est donnée par la *fig.3.14(a)* et pour $h + \Delta h_1 = 22mm$, $h = 20mm$, $h_3 + \Delta h_3 = 24mm$ donnée par *fig3.14(b)*

La *fig.3.14(a)* et *fig3.14(b)* présentent la réponse d'un filtre à trois pôles dont les fréquences de résonances ayant des longueurs d'ondes $\lambda/2$, correspondent chacune à la longueur de via hole utilisé dans la simulation.

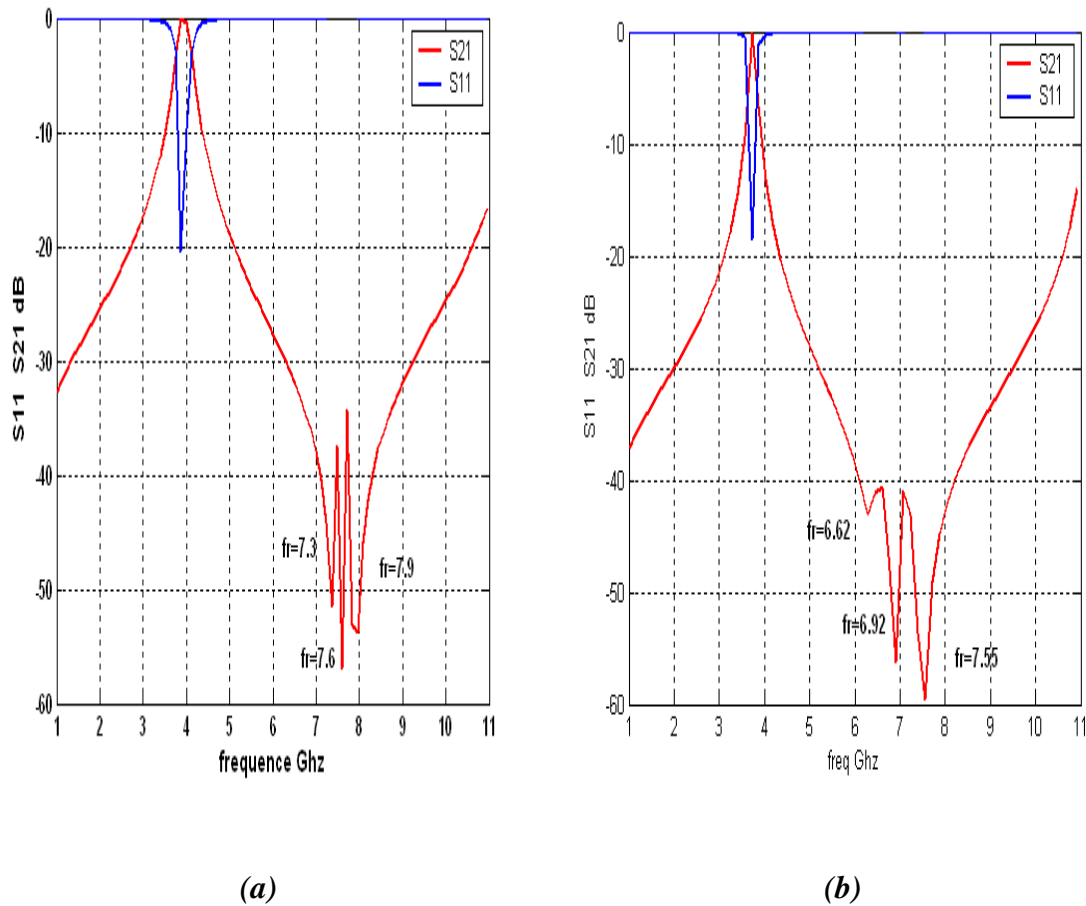


Fig.3.14 Réponse en fréquence du filtre tripoles simulé

(a) $h_1 = 20\text{mm}$ $h_2 = 19\text{mm}$ $h_3 = 21\text{mm}$

(b) $h_1 = 22\text{mm}$ $h_2 = 20\text{mm}$ $h_3 = 24\text{mm}$

Si on veut augmenter encore le nombre de via holes avec différentes longueurs dans la structure le problème devient de plus en plus compliqué et on n'arrive pas à faire apparaître tous les pôles clairement pour remédier à ce problème il faut bien choisir les longueurs des via qui doivent être très proches ainsi que les autres paramètres géométriques

La fig3.15 montre la distribution du potentiel V pour les resonances $fr1$ $fr2$ et $fr3$ on remarque bien que comme pour la structure à deux vias que la partie qui resonance est celle dont la longueur du via correspond à $\lambda/2$.

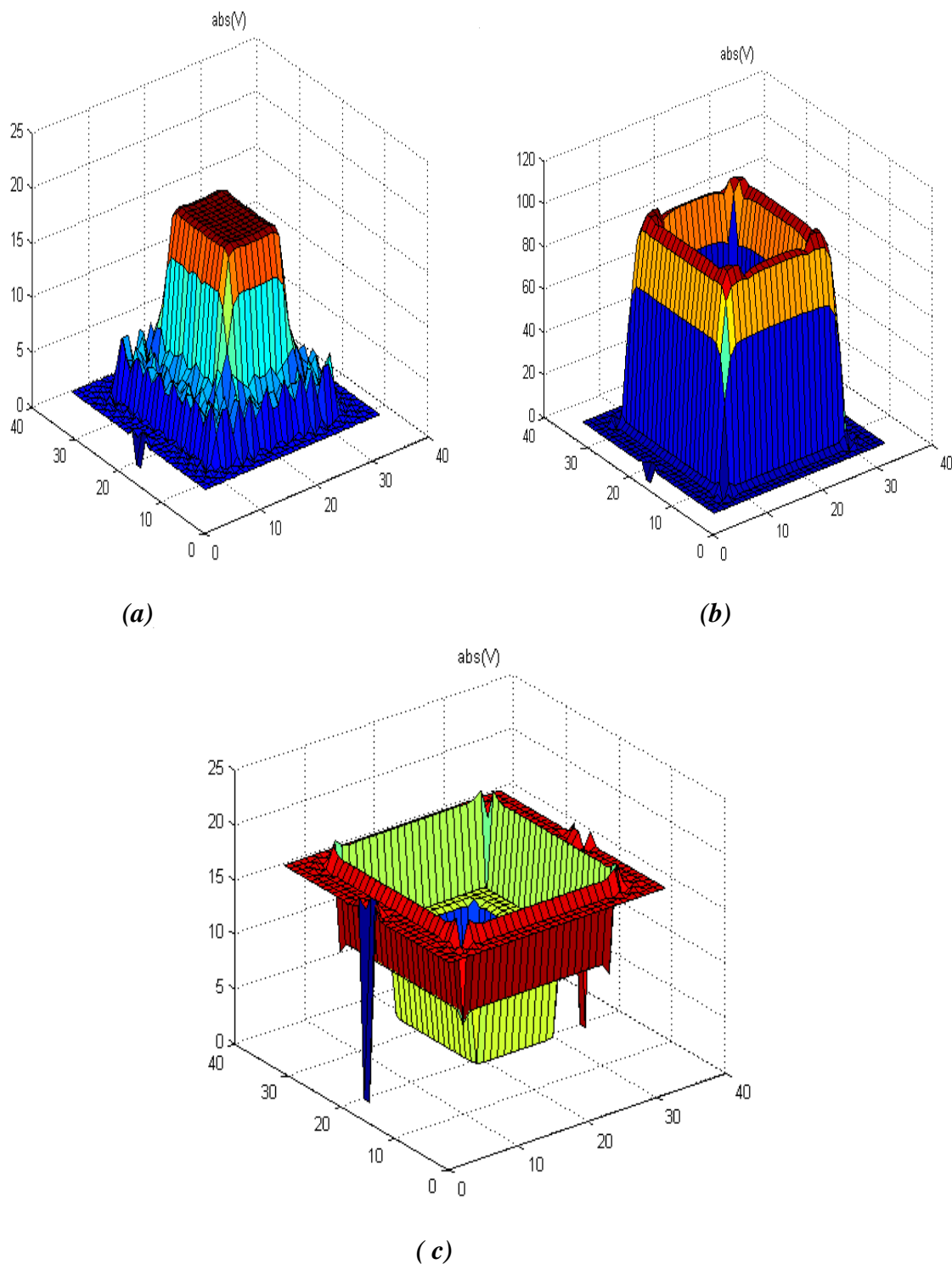


Figure 3.15 distribution du potentiel V pour :
 (a) $f_{r1} = 6.26 \text{ GHz}$
 (b) $f_{r2} = 6.92 \text{ GHz}$
 (c) $f_{r3} = 7.55 \text{ GHz}$

De tous les résultats observés un résultat très important est observé sur la courbe du paramètre S_{11} dont la résonance est toujours gouvernée par les vias holes de petites longueurs alors que celles constatées sur la courbe du paramètre S_{21} est gouvernée soit par les deux longueurs de vias (fig.3.5) soit par les trois longueurs de vias (fig.3.13).

3-6 Conclusion

Le travail présenté dans ce de chapitre a été consacré à la simulation par la méthode itérative WCIP des structures périodiques à vias holes.

Un circuit planaire en mode TM et un circuit intégré au substrat étudié en mode TEM formé par un ensemble de via holes de longueur différente.

La réponse en fréquence des paramètres S a été présentée, Les résultats obtenus montrent l'influence de la longueur des via holes sur la réponse des filtres étudiés ainsi que d'autres paramètres géométriques tel que le diamètre.

L'originalité du travail est dans la modélisation des filtres à deux et trois pôles par des vias holes de longueurs variables par la considération de structure volumique simulé en mode TEM.

CHAPITRE IV

Structures Périodiques Avec Nanotubes de Carbones

4-1 Introduction

En 1991 le chercheur Iijima a découvert, les nanotubes de carbone (NTC) qui depuis font l'objet d'une intensive recherche [67]. Vu leurs propriétés intrinsèques exceptionnelles, ils deviennent très intéressants dans de nombreux domaines de la science et de la technologie ; Surtout dans le domaine de l'électronique.

Leur structure remarquable, leurs propriétés électriques et mécaniques ont suscité beaucoup d'intérêt dans leur application pour les composants de la nanoélectronique, leur caractère unidimensionnel (1D) et la nature de leurs atomes de carbone les rend très sensibles à la charge, leurs propriétés chimiques permettent une fonctionnalisation chimique avancée, et leurs propriétés mécaniques les rendent compatibles avec la plupart des substrats, mais ce sont aussi leurs propriétés électriques qui font rêver les chercheurs.

4-2 Définition des nanotubes de carbones

Les nanotubes sont des cylindres de diamètre nanométrique et de longueur micrométrique, voire centimétrique cela induit que les états électroniques sont quantifiés le long de la circonférence, mais continus le long de leurs axes [68] et qui peuvent être vus comme l'enroulement d'un feuillet de graphite, leur forme cylindrique et la structure électronique particulière qui en découle en font l'une des rares réalisations expérimentales du système électronique unidimensionnel. Il existe deux types de nanotubes de carbones, les mono feuillets

(SWCNT), c'est-à-dire constitués d'un seul cylindre et les multi feuillets (MWCNT) constitués de plusieurs cylindres coaxiaux *fig.4.1*.

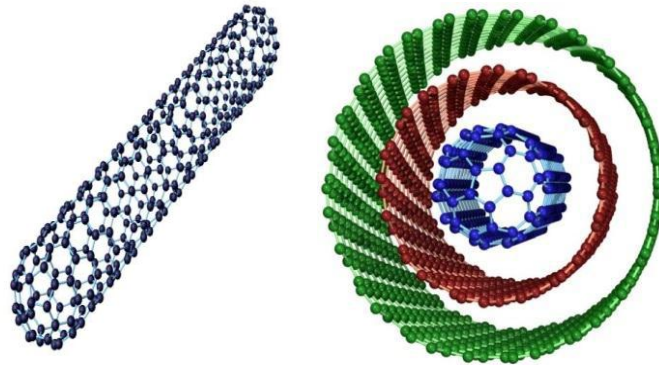


Figure 4.1 (a)-nanotube de forme mono-paroi, (b)-nanotube de forme multi-parois.

4-3 Caractéristiques géométriques

Le réseau réel des nanotubes de carbones est constitué par deux vecteurs définissant la structure des tubes ; le vecteur chiralité \vec{C}_h perpendiculaire à l'axe du tube, et le vecteur de translation \vec{T} , parallèle à l'axe du tube *fig.4.2*.

4-3-1 Vecteur chiral \vec{C}_h

La feuille de graphène est une structure constituée d'atomes de carbone organisés suivant un maillage hexagonal, selon l'enroulement de cette feuille, le nanotube de carbone mono paroi ainsi produit est un cylindre où sa structure est déterminée par le couple de nombres entiers (n, m) définissant un vecteur caractéristique \vec{C}_h (vecteur chiral), décomposé en deux vecteurs unitaires du système cristallin \vec{a}_1 et \vec{a}_2 séparés par un angle de 60° *fig.4.2*.

$$\vec{C}_h = n\vec{a}_1 + m\vec{a}_2 \quad \text{avec } 0 \leq m \leq n \quad (4.1)$$

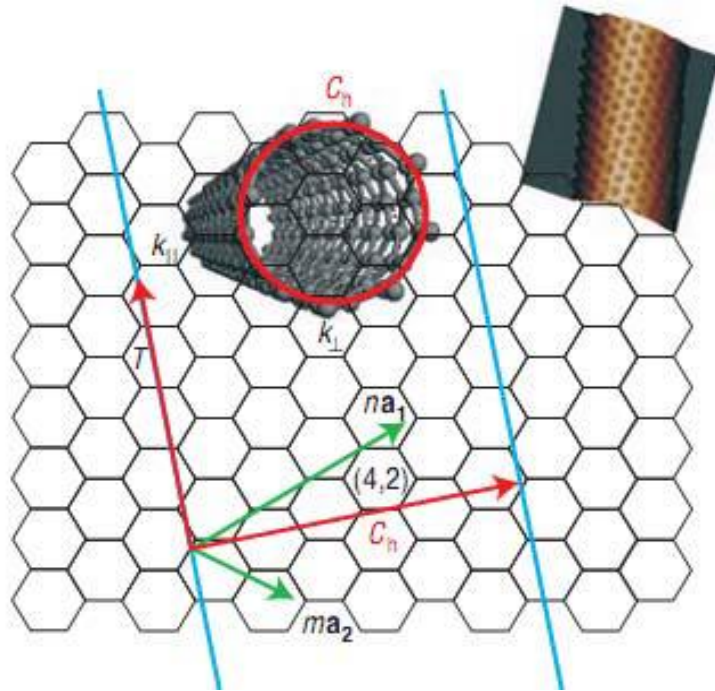


Figure 4.2 : Représentation du vecteur chiral \vec{C}_h et les vecteurs unitaires \vec{a}_1 et \vec{a}_2 [69]
Cas d'un nanotube de carbone (4, 2).

Il existe trois groupes de nanotubes de carbone les arm chairs, les zigzags et les chiraux. Lorsque les indices de hamada sont égaux ($m = n$), l'axe du nanotube est perpendiculaire à la liaison $\mathbf{c-c}$, $\theta = 30^\circ$ nous avons un nanotube arm chair, lorsque l'axe du nanotube est parallèle à une liaison $\mathbf{c-c}$, $\theta = 0^\circ$ et $m = 0$ et $n \neq 0$ c'est le nanotube zigzag finalement le nanotube chiral est représenté par des indices (n, m) différents avec un angle $0 < \theta < 30^\circ$ fig.4.3.

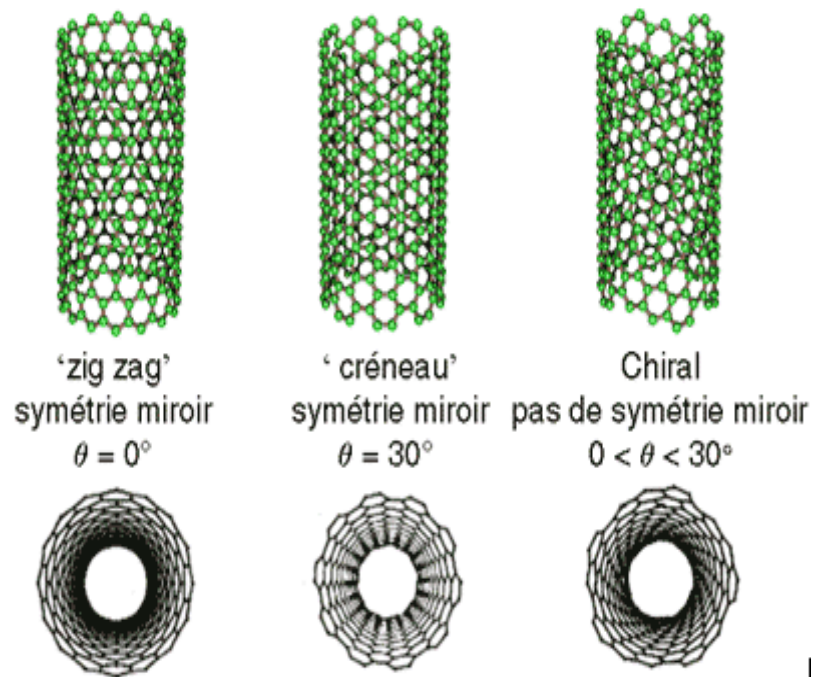


Figure 4.3 Les différents nanotubes en fonction de leur hélicité

4-3-2 Vecteur de translation \vec{T}

Le vecteur translation est perpendiculaire au vecteur chiral, il satisfait la relation suivante :

$$\vec{C}_h \vec{T} = 0 \quad (4.2)$$

Et définit par :

$$\vec{T} = \vec{a}_1 t_1 + \vec{a}_2 t_2 \quad (4.3)$$

$$t_1 = \frac{2m + n}{d_R}, \quad t_2 = \frac{2n + m}{d_R} \quad (4.4)$$

Avec t_1 et t_2 deux entiers sans diviseur commun

d_R est le plus grand diviseur commun de $2m + n$ et $2n + m$

La condition pour qu'un nanotube soit métallique il faut que: $n - m = 3k$ avec k , entier [9]. Il en résulte que les nanotubes arm chairs sont toujours métalliques. La modulation de l'état métallique à l'état semi-conducteur en fonction de la géométrie du système est une propriété unique des nanotubes de carbone.

Ceci résulte de la combinaison de la quantification des vecteurs d'ondes et de la dispersion en énergie hautement symétrique du graphène.

Les valeurs n et m d'un nanotube mono-paroi (SWCNT) donné peuvent simplement être obtenues en comptant le nombre d'hexagones qui séparent les extrémités du vecteur \vec{C}_h suivant le vecteur unitaire a_1 et a_2 [70].

Le nombre d'hexagones dans la cellule unitaire est déterminé par la relation suivante

$$N = \frac{|\vec{C}_h \times \vec{T}|}{|\vec{a}_1 \times \vec{a}_2|} \quad (4.5)$$

4-3-3 Diamètre

Le nanotube peut également être défini en terme de diamètre d et d'angle chiral θ à l'aide des indices de Hamada, par les relations suivantes [71],[72] :

$$d_t = \frac{C_h}{\pi} = a_{c-c} \frac{\sqrt{3}\sqrt{(n^2 + nm + m^2)}}{\pi} \quad (4.6)$$

$$\theta = \arctan\left(\frac{m\sqrt{3}}{(m + 2n)}\right) \quad (4.7)$$

La longueur entre deux atomes est $a_{c-c}=1.42\text{\AA}$.

On définit aussi la longueur élémentaire de la maille l et le nombre d'atomes par maille N par :

$$l = a_{c-c} \frac{\sqrt{3} \sqrt{(n^2 + nm + m^2)}}{d_R} \quad (4.8)$$

$$N = 4 \frac{(n^2 + nm + m^2)}{d_R} \quad (4.9)$$

4-4 propriétés métalliques et semi-conductrices des Nanotubes

Comme nous l'avons déjà mentionné ci-dessus, une des caractéristiques remarquables des nanotubes de carbone est de pouvoir être métallique ou semi-conducteur, en fonction de leurs indices chiraux (n, m).

Une méthode simple permettant de déduire la structure de bande du graphène est la méthode des liaisons fortes. Elle revient à utiliser les orbitales de Bloch (vérifiant la condition de périodicité sur les sites équivalents du réseau) comme bases du système.

Puis on calcule dans cette base les fonctions et les énergies propres satisfaisant l'équation de Schrödinger, à partir des orbitales atomiques.

L'Hamiltonien est donné par $H = \frac{P}{2m} + V_0$ où P est l'opérateur moment cinétique et V_0 est le potentiel cristallin.

Dans le cas du graphène, on peut obtenir une description suffisamment précise dans le domaine d'énergie qui nous intéresse en ne prenant en compte que les orbitales π^* (anti liante) et π (liante) et les sauts entre les premiers voisins afin de déterminer l'Hamiltonien du système.

On obtient ainsi l'équation de dispersion 2D.

$$E_{2D}(k_x, k_y) = Y_0 \sqrt{1 + 4 \cos\left(\frac{\sqrt{3}k_x a}{2}\right) \cos\frac{k_y a}{2} + 4 \cos^2\left(\frac{k_y}{2}\right)} \quad (4.10)$$

$$Y_0 = 2.9 \text{ eV}$$

La structure de bande des nanotubes de carbone peut être obtenue à partir de celle du graphène, *fig.4.4* en imposant des conditions aux limites appropriées suivant la circonférence du nanotube [73].

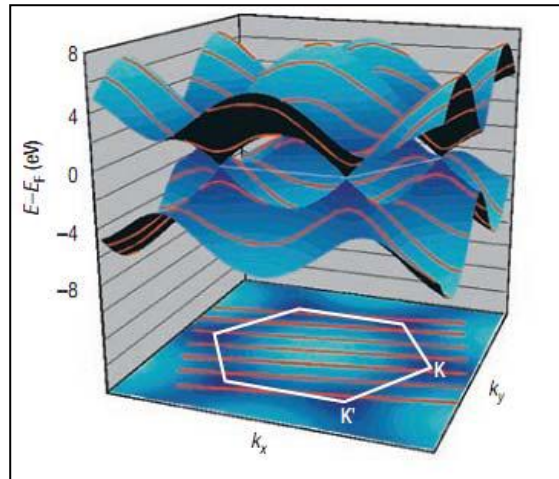


Figure 4.4 Schéma de bandes d'énergie d'une feuille de graphène avec la première zone de Brillouin (dessous). La bande de conduction et la bande de valence peuvent se croiser en six points [67]

On remarque que les bandes de conduction et de valence se rejoignent ou non en six points de la première zone de Brouillon.

Deux de ces six points de Fermi ne sont pas équivalents ; le point K et K'. Si l'un des niveaux d'énergie qui correspondait à un état permis (lignes parallèles en rouges sur la *fig.4.4*) passe par un point K ou K', le nanotube a un comportement métallique, sinon, le nanotube est semi-conducteur à bande interdite directe.

Le modèle de liaisons fortes [73] permet de calculer les bandes d'énergie avec une bonne approximation et de prévoir ainsi la structure des bandes de conduction et de valence. La figure 4.5 montre la disposition des différentes sous-bandes pour la bande de conduction et de valence associées à des nanotubes de chiralité (22, 0) et (5,5).

Sur cette figure, on observe que les bandes de valence et de conduction sont séparées par une bande interdite directe ($E_g \sim 0.55\text{eV}$).

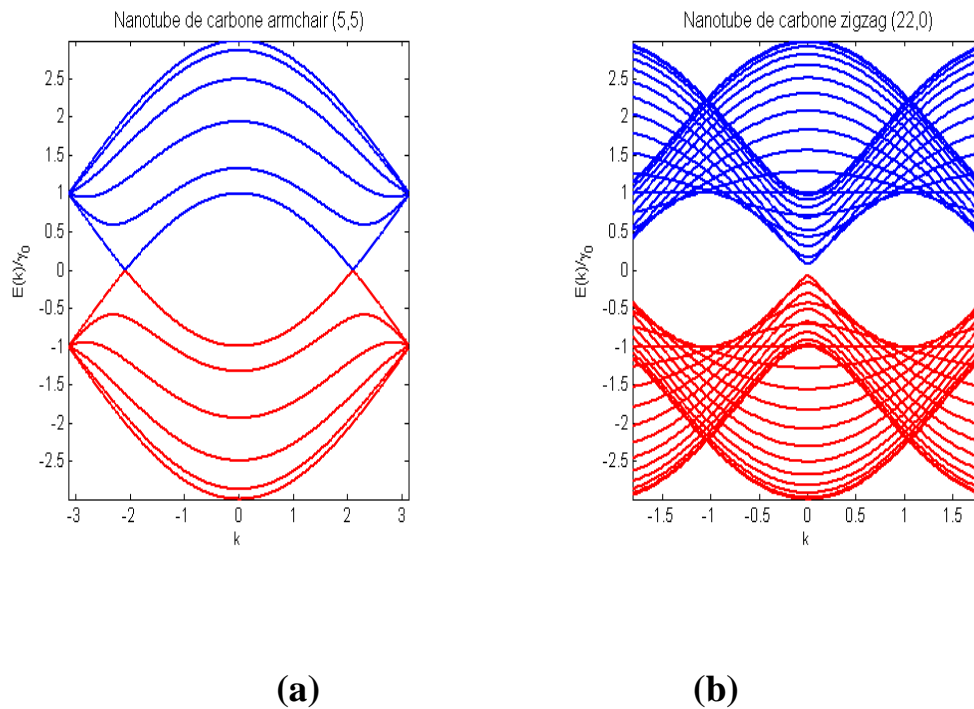


Figure 4.5 *Profil de bande d'énergie d'un nanotube de carbone*
 (a) *arm chair (5,5) métallique*
 (b) *semi-conducteur de chiralité (22, 0)*

4-5 Etudes des nanotubes de carbones dans le domaine des Terahertz

Les nanotubes de carbone (NTC) ont été d'un grand intérêt pour l'utilisation en tant que dispositifs électroniques tels que les sources d'émissions de champ [74], transistors [75] et lignes nano transmission [76] en raison de leur conductivité métallique exceptionnelle et de leur mobilité.

Depuis la découverte de l'antenne faite de nanotubes de carbone en 2004 [77], l'intérêt aux nano antennes, n'a cessé d'augmenter de plus, les nanotubes de carbone alignés verticalement sont extrêmement attrayants pour les applications des nano-antenne THz et d'autres dispositifs nanoélectroniques.

Leurs propriétés mécaniques et électriques ainsi que leur taille nanométriques les rendent très demandés dans les applications du dispositif actif et passif.

A cause de leurs dimensions, leurs fréquence de résonance électrique se situe dans la plage des THz et à cause de leurs rigidité ,leurs fréquence de résonance mécanique se trouve entre 10 Mhz et 5Ghz [78].

Par conséquent il y a deux scénarios possible pour les applications des nanotubes de carbone ; d'une part dans les basses fréquences se situant entre 10MHz et 5Ghz ,où le résonateur CNT(nanotube de carbone) permet seulement le passage du signal RF qui possède une fréquence RF identique à sa fréquence de résonance mécanique[79].

D'autre part on peut les utilisés dans la plage des terahertz entre 0.4Thz et 100Thz où seul les bandes de fréquences d'ondes millimétriques qui sont identiques à la bandes passante du résonateur peuvent passées.

La mise en œuvre de dispositifs THz à base de nanotubes de carbone permettrait également de poser les bases d'une électronique quantique ultra-rapide [80].

Les structures électromagnétiques à bande interdite (EBG) ont beaucoup attiré l'attention ces dernières années pour des applications prometteuses, dans les domaines de la microélectronique et la télécommunication mais d'abord elles ont évolués dans le domaine optique sous le nom de structures à bandes interdites photoniques (PBG) à la fin des années1980 [81],[82], cette abréviation leur a été associé pour différencier entre les applications optiques et les applications électromagnétiques où les longueurs d'ondes sont supérieures à celles du domaine optique.

En effet, les équations de Maxwell obéissent à une loi d'échelle, et les mêmes propriétés peuvent par conséquent être observé quelle que soit la longueur d'onde [83].

4-6 Structure électromagnétique à bande interdite EBG

Les structures électromagnétiques à bandes interdites, sont des réseaux périodiques ayant des caractéristiques très intéressantes d'où le nombre intéressant d'applications [84], tel que la propagation des ondes électromagnétiques dans certaines bandes de fréquences et de leur interdire d'autres bandes connues sous le nom de bande interdite.

Parmi les premiers chercheurs qui ont travaillé sur ces structures (PBG), on peut citer les travaux de Yablanovitch [82] qui en 1993 fabriquait un cristal photonique en perçant des trous dans un bloc de plexiglas selon trois angles azimutaux.

Ce cristal s'appelle la Yablonovite avec ce cristal photonique, le concept de la bande interdite photonique a été démontré expérimentalement pour la première fois.

De nombreuses méthodes de fabrication des cristaux photoniques tridimensionnels ont été proposées, on cite la structure tas de bois et les opales .

Et depuis l'intérêt pour ces structures n'a cessé d'augmenter et de nombreuses applications ont été développées *fig.4.6*.

Ces structures sont construites à partir d'objets élémentaires, arrangés périodiquement dans l'espace. Il existe trois types de périodicité pour les structures EBG suivant une seule dimension, deux et trois dimensions *fig4.7*.

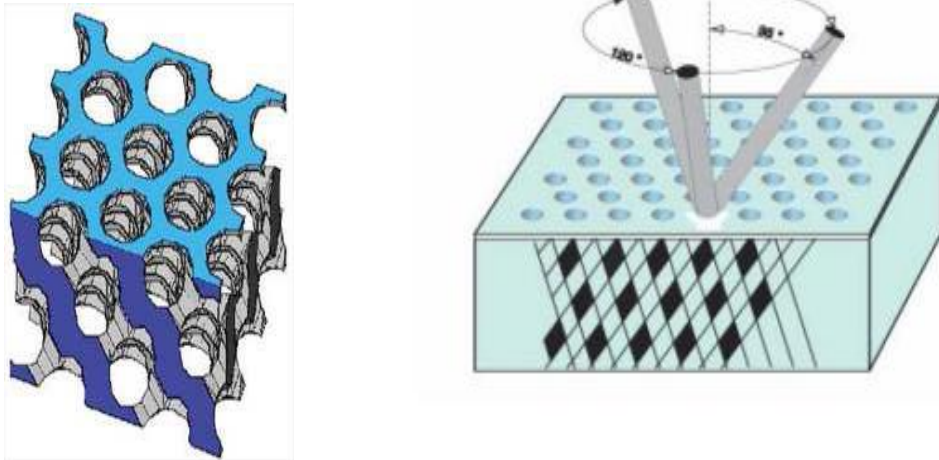


Figure 4.6 Structure EBG 3D (Yablanovite)



Figure 4.7: les trois types de réseaux périodiques 1D, 2D, et 3D.

La propagation des ondes électromagnétiques dans les structures EBG fait apparaître la notion des équations de Floquet [85-90] où le théorème de Floquet-Bloch (1883 et 1928, *Annexe D*) permet la résolution du problème de la propagation dans un milieu périodique en faisant le calcul sur une seule cellule du réseau.

Dans la suite de ce chapitre nous nous sommes intéressés à l'étude de la structure périodique bidimensionnelle à nanotube de carbone voir *fig4.8* Plusieurs concepts sont actuellement en étude, l'un des concepts les plus prometteurs est l'utilisation d'un réseau de nanotubes verticaux permettant de filtrer des signaux hautes fréquences [91].

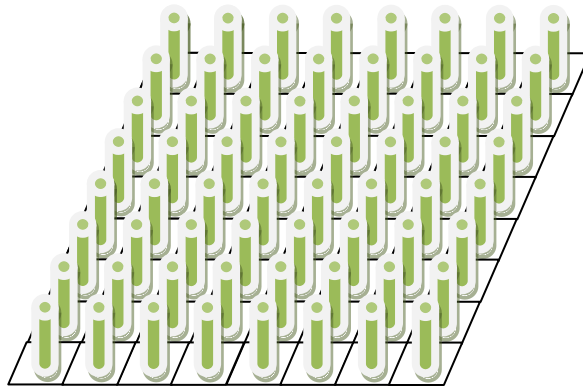


Figure4.8 Structure périodique de nanotubes carbone

Dans un premier temps nous avons considérés que les nanotubes de carbone n'étaient que de cylindres très ressemblant aux vias holes et qu'on pouvait les modéliser par une inductance 'L' selon le model goldfarb donnée par la formule suivante [92].

La *figure4.9* présente l'influence des paramètres géométrique du nanotube de carbone métallique sur la valeur de l'inductance qui décroît avec l'augmentation du diamètre:

$$L = \frac{\mu_0}{2\pi} \left[h \cdot \ln \left(\frac{h + \sqrt{r^2 + h^2}}{r} \right) + \frac{3}{2} \left(r - \sqrt{r^2 + h^2} \right) \right] \quad (4.11)$$

r: rayon du nanotube de carbone

h: longueur du nanotube de carbone

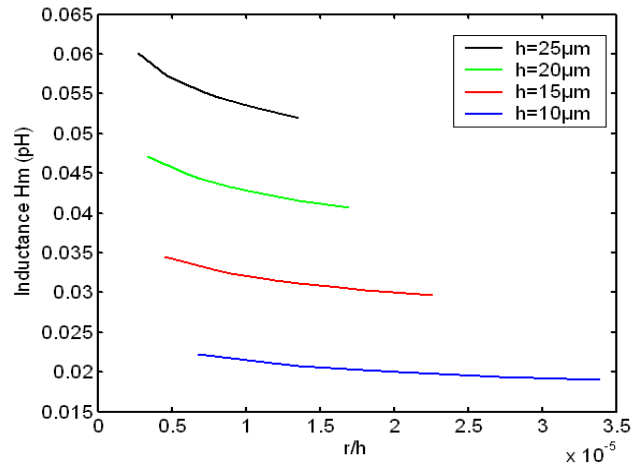


Figure 4.9 Inductance en fonction de la longueur du nanotube métallique

D'autre part les propriétés à haute fréquence très intéressantes des NTC en raison de leur extraordinaire structure, électrique et mécanique, et leur large gamme d'applications les NTC offrent de bonnes propriétés électriques comme la conductivité élevée et la densité de courant supérieure à 109 A / cm² [93]. de ce fait on a considéré un deuxième modèle pour le nanotube métallique mono paroi dont l'impédance est donnée en fonction de la résistance et l'inductance cinétique *fig. 4.10*.

$$Z_{cnt} = R_{cnt} + jL_k \omega \quad (4.12)$$

$$R_{cnt} = \frac{\pi \hbar v}{4e^2 v_f}$$

$$L_k = \frac{\pi \hbar}{4e^2 v_f}$$

$v = 3e^{-12}$: Fréquence de relaxation.

$v_f = 9.7e^5$ m/s : vitesse de fermi.

$\hbar = h/2\pi$: constante de Planck réduite.

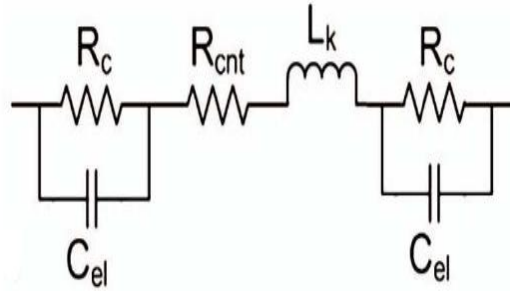


Figure 4.10 Model de circuit pour un nanotube carbone

4-7 Méthode numérique WCIP

Comme elle a été décrite dans le chapitre précédent la méthode itérative notée "WCIP" est une méthode intégrale simple appliquée pour la résolution des problèmes de diffraction électromagnétique faisant appel à la transformée de Fourier (FMT) et définissant deux opérateurs l'un dans le domaine spatial et l'autre dans le domaine spectral est utilisée dans ce chapitre pour l'étude d'une structure périodique dans le domaine des terahertz.

4-8 Etude de la Structure EBG à nanotubes de carbone avec la méthode "WCIP"

Ce type de structure peut être représenté par deux cellules élémentaires, l'une avec un nanotube de carbone métallique comme via hole et l'autre vide. Le champ électrique E_z et la densité de courant J_z sont supposés orientés selon l'axe z et sont indépendants de z .

Le concept d'onde est introduit par l'écriture du champ électrique E_z et de la densité de courant J_z dans l'expression de l'onde incidente et réfléchi ce qui conduit aux équations suivantes :

$$A = \frac{1}{2\sqrt{Z_0}}(E + Z_0 J) \quad (4.13)$$

$$B = \frac{1}{2\sqrt{Z_0}}(E - Z_0 J) \quad (4.14)$$

$Z_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}}$ est l'impédance caractéristique du vide

En utilisant les équations (4.13) et (4.14), l'équation intégrale $\vec{j} = \hat{Y}\vec{E}$ peut être réécrite dans le domaine spectral par :

$$\tilde{B}_{p,q} = \Gamma_{(p,q)} \tilde{A}_{(p,q)} \quad (4.15)$$

Où $\Gamma_{(p,q)}$ est l'opérateur de diffraction dans le domaine spectral défini par :

$$\Gamma_{pq} = \frac{1 - Y_{pq}^\alpha}{1 + Y_{pq}^\alpha} \quad (4.16)$$

Où Y_{pq}^α est l'admittance du milieu considéré des via holes(CNT)

Les conditions aux limites et la continuité des champs électromagnétiques dans chacun des champs des sous-espaces S sont exprimés par une équation intérieure:

$$A_{(i,j)} = S_{(i,j)} B_{(i,j)} + A_{0(i,j)} \quad (4.17)$$

$$S_{(i,j)} = \frac{Z_{CNT} + Z_0}{Z_{CNT} - Z_0} \quad (4.18)$$

Z_{CNT} Est l'impédance des nanotubes de carbone en fonction de l'inductance L .

Le terme source $A_{0(i,j)}$ est ajouté pour spécifier quel trou est excité, S est l'opérateur de diffraction spatiale décrivant les conditions aux limites sur la surface de discontinuité de Ω *fig4.11*.

Cette interface Ω est divisée en cellules et peut inclure des sous-domaines : diélectrique (D), le métal (M) et la source (S).

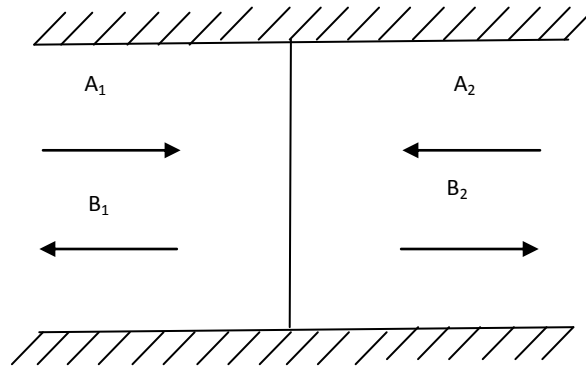


Figure 4.11 Illustration d'ondes sur les deux côtés de l'interface Ω

Chaque domaine est présenté par la fonction de Heaviside H_j tel que :

$$H_j = \begin{cases} 1 & \text{sur le domaine } j \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad j = D, M, S$$

$$(\Delta_T + k_0^2)E = j\omega\mu_0 J \quad (4.19)$$

J : Densité Courant

ω : fréquence angulaire.

$k_0 = \omega/c$: Nombre d'onde dans le vide.

c : célérité.

Δ_T : Laplacien suivant les axes x et y .

μ_0 : Perméabilité du vide.

En résolvant l'équation (4.17), il peut avoir l'expression du champ électrique E .

La maille élémentaire de la structure décrite ci-dessus est isolé, délimitée par des parois périodiques et ayant un nanotube de carbone en son centre.

La condition aux limites périodiques de Floquet est considérée dans cette approche et une fonction scalaire $F_{\alpha\beta pq}$ correspondant aux modes d'un guide d'onde carrée périodique de dimensions $D \times D$ est envisagée :

$$F_{\alpha\beta pq}(x, y) = \frac{1}{D} e^{j(\alpha x + \beta y)} e^{\frac{j2\pi px}{D}} e^{\frac{j2\pi qy}{D}} \quad (4.20)$$

Le processus itératif consiste à établir une relation récurrente entre les ondes incidentes A_i et les ondes réfléchies B_i .

On a considéré une structure périodique de $N \times N$ cellules contenant des nanotubes de carbone métalliques. La taille choisie est $N \times N = 16 \times 16$ de CNT, le diamètre $d = 5$ nm, la longueur $h = 18$ μm et les autres dimensions de la structure sont $a = b = 10$ μm .

On a obtenu des résultats pour la gamme de fréquence qui se trouve entre 1 et 20 térahertz

La *Figure 4.12*, présente la réponse d'un filtre réalisé par le premier modèle de NTC cité ci-dessus (équation 4.11).

Nous avons une résonance à 8,35 THz où la valeur correspondant à une longueur d'onde $\lambda = 35,96$ μm ce qui implique que $\lambda / 2$ n'est autre que la longueur du nanotube carbone utilisé dans la simulation

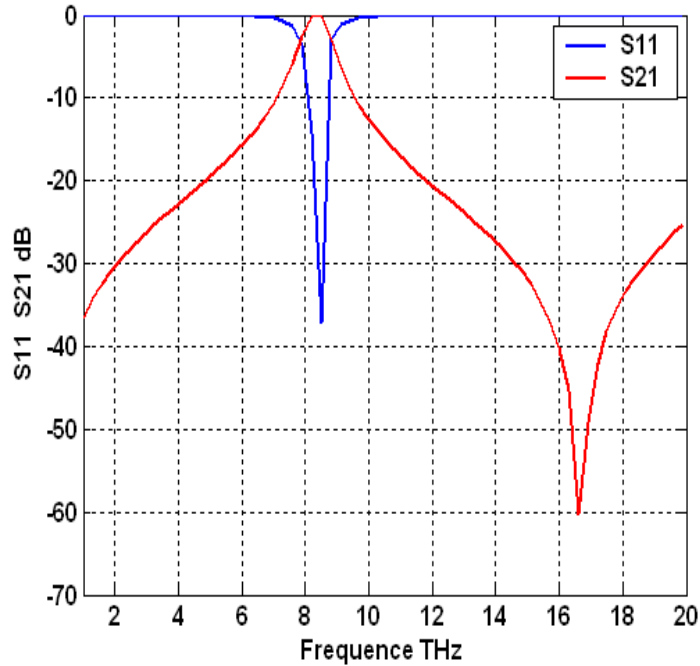


Figure 4.12 paramètres *S* du filtre à NTC

Modèle 1

Sur la Figure.4.13 nous avons présenté la réponse de la structure périodique conçue par des nanotube métalliques selon le model donné par l'équation (4.12) on remarque l'apparition d'autres résonances différentes que celles retrouvées sur la courbe de la figure 4.12 à l'exception de la résonance se trouvant à la fréquence $f_r=16.6$ THz dont la longueur d'onde correspond à la longueur du nanotube.

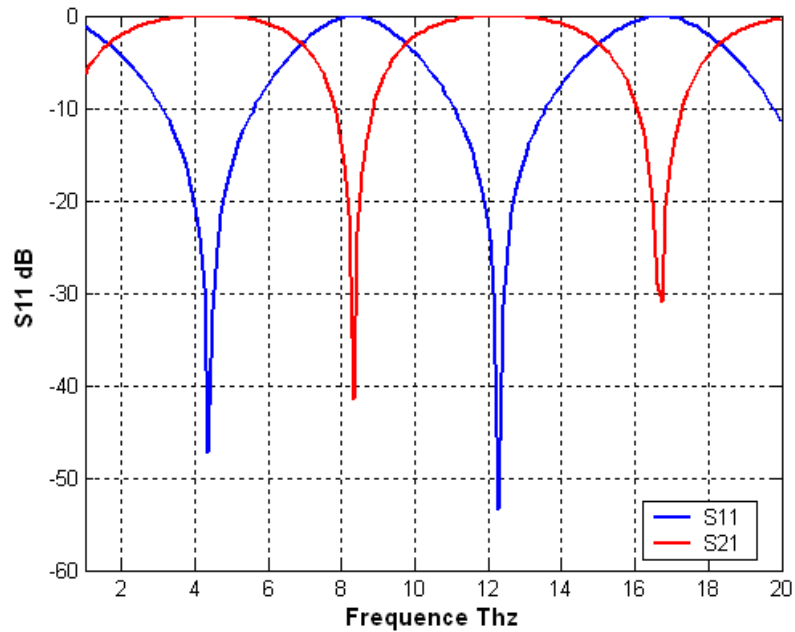


Figure4.13 paramètres S du filtre à NTC

Modèle2

4-9 Conclusion

On retrouve dans la littérature plusieurs études qui ont abordés ce type de structure tels que [54] la nouveauté de ce travail est l'utilisation de nanotubes de carbone métalliques à la place de vias holes métallique, également la taille nanométrique du tube de carbone nous a permis d'avoir des résonances dans le Téra hertz permettant à la nano transmission la possibilité d'évoluer de plus en plus par l'utilisation de nanotubes de carbone et donc la réalisation des éléments miniatures avec une haute performance.

CONCLUSION
GENERALE

Conclusion et perspectives

L'étude menée tout au long de cette thèse, a consisté d'abord à développer une formulation intégrale rigoureuse pour analyser des structures à via holes, circuits planaire et volumiques.

Dans un premier lieu nous avons donné un bref rappel sur les circuits intégrés sur substrat.

Une technologie qui s'avère très prometteuse pour l'avenir des micro-ondes. Puis nous avons présentés les méthodes numériques les plus connues et les plus utilisées pour la résolution des problèmes liés à l'électromagnétisme.

Ensuite la méthode itérative WCIP a été détaillée dans un second chapitre où les équations nécessaires pour l'analyse d'un circuit planaire et les circuits SIC ont été formulées.

La simulation par la méthode itérative WCIP des structures périodiques conçues de vias holes a été l'objet du chapitre3 où La réponse en fréquence des paramètres S a été présentée

Comme Les nanotubes de carbone ont été d'un grand intérêt pour des applications en électronique, l'objectif du chapitre4 était de présenter les caractéristiques importantes de ces fameux candidats et d'essayer d'étudier la réponse en fréquences d'une forêt de nanotubes de carbones.

La réalisation et la comparaison avec des logiciels très puissant de ces travaux simulés est l'une de perspectives demandées

Le problème de modélisation et de conception de circuits SICs à base de méta-matériaux reste une perspective très intéressante à développer et à mettre au point.

ANNEXES

Annexe A

Définition d'ondes incidentes et réfléchies

La figure 1 représente une surface (S) de forme arbitraire. Nous pouvons définir les ondes entrantes et sortantes de la manière suivante :

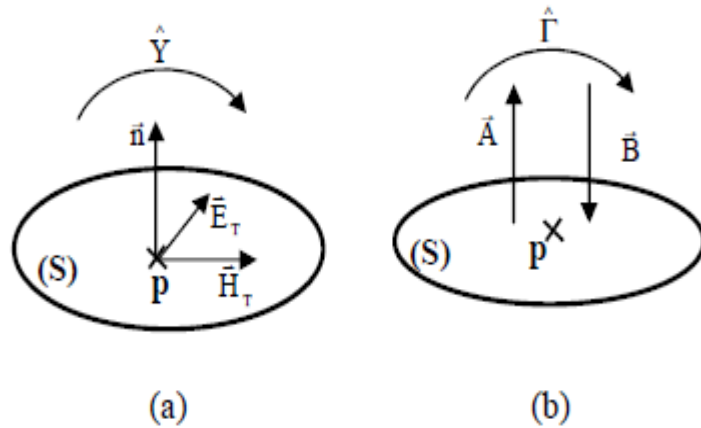


Figure-A1 Surface de forme arbitraire, (a) définition du champ, (b) concept d'ondes

$$A = K_1(E + Z_1 J) \quad (\text{A.1})$$

$$B = K_1(E - Z_1 J)$$

$Z_1 = Y_1^{-1}$ est la matrice impédance de mode.

Si $E = Z_1 J$, $B = 0$, seule existe la fonction $A(x, y)$, et inversement, pour un mode se propageant dans le sens des z décroissants, Si $E = -Z_1 J$, $B = 0$, seule existe $B(x, y)$.

Le flux de puissance est donné par l'intégrale :

$$P = \int R(\vec{E} \wedge \vec{H}^*) d\vec{S} = R \int \vec{E} \vec{J} dS = R \langle EJ \rangle \quad (A.2)$$

Par ailleurs, on posera que cette puissance est égale à :

$$\langle A_1 A_1 \rangle - \langle B_1 B_1 \rangle \quad (A.3)$$

Supposons que Z_1 réel (mode propagatif), alors on trouve :

$$K_1 = \frac{1}{2\sqrt{Z_1}}$$

Si le mode est à la coupure, la puissance transportée est nulle. On prend alors conventionnellement :

$$A = \frac{1}{2\sqrt{Z_1}}(E + Z_1 J) \quad (A.4)$$

$$B = \frac{1}{2\sqrt{Z_1}}(E - Z_1 J)$$

$$E = \sqrt{|Z_1|}(A + B) \quad (A.5)$$

$$J = \frac{\sqrt{|Z_1|}}{Z_1}(A - B)$$

Il est aussi possible de poser dans ce cas, conventionnellement :

$$A = \frac{1}{2\sqrt{Z_1}}(E + |Z_1|J) \quad (\text{A.6})$$

$$B = \frac{1}{2\sqrt{Z_1}}(E - |Z_1|J)$$

$$E = \sqrt{|Z_1|}(A + B) \quad (\text{A.7})$$

$$J = \frac{1}{\sqrt{|Z_1|}}(A - B)$$

Si les guides d'amenée ne sont pas identiques de part et d'autre de la discontinuité, les Impédances de modes ne seront pas les mêmes, posons :

$$Z_m = \begin{vmatrix} Z_1 & 0 \\ 0 & Z_1' \end{vmatrix}, A_1 = \begin{vmatrix} A_1 \\ A_1' \end{vmatrix} \text{ et } B_1 = \begin{vmatrix} B_1 \\ B_1' \end{vmatrix} \quad (\text{A.8})$$

Z est caractéristique du premier guide et Z_1' du deuxième guide.

Les grandeurs A, B, E, J sont maintenant les amplitudes correspondantes à chaque fonction.

La matrice à impédance réduite se définit ainsi :

$$\frac{Z_m}{\sqrt{Z_m}}J = y \frac{E}{\sqrt{Z_m}} \quad (\text{A.9})$$

C'est-à-dire

$A - B = y(A + B)$. Si $B = SA$, on obtient les relations suivantes :

$$S = (1 - y)/(1 + y) \text{ et } y = (1 - S)/(1 + S) \quad (\text{A.10})$$

La matrice calculée précédemment Y , s'écrit :

$$Y = \frac{\sqrt{|Z_m|}}{Z_m} y \frac{1}{\sqrt{|Z_m|}} \quad \text{ou} \quad y = \frac{Z_m}{|Z_m|} Y \sqrt{|Z_m|} \quad (\text{A.11})$$

Si Z_m est une matrice diagonale réelle, alors Y est une matrice imaginaire pure symétrique, il en est de même de y , donc S est une matrice unitaire puisque S est de la forme :

$$\frac{1 - jX}{1 + jX}$$

Annexe B

Calcul du produit scalaire pour le via carré

$$\langle f_{pq,mn} | H_v \rangle = A_o \int_{\frac{d_x-L}{2}}^{\frac{d_x+L}{2}} e^{j(\alpha_p + \frac{2n\pi}{dx})} dx * \int_{\frac{d_y-L}{2}}^{\frac{d_y+L}{2}} e^{j(\beta_q + \frac{2m\pi}{dy})} dy \quad (B.1)$$

Calculer le terme A_o dans l'équation (A.1):

$$\langle H_v | H_v \rangle = A_o^2 \int_{\frac{d_x-L}{2}}^{\frac{d_x+L}{2}} dx * \int_{\frac{d_y-L}{2}}^{\frac{d_y+L}{2}} dy = A_o^2 L^2 = 1 \Rightarrow A = \frac{1}{L} \quad (B.2)$$

Où :

$$H_v = \begin{cases} A_o & \text{pour } x \in \left[\frac{d_x-L}{2}, \frac{d_x+L}{2} \right] \text{ et } \left[\frac{d_y-L}{2}, \frac{d_y+L}{2} \right] \\ 0 & \text{sinon} \end{cases}$$

En substituant la valeur de A_o dans (A.1), en intégrant la formule obtenue est:

$$= \frac{1}{j * \left(\alpha_p + \frac{2n\pi}{dx} \right) * j \left(\beta_q + \frac{2m\pi}{dy} \right)} \left[\left(e^{j(\alpha_p + \frac{2n\pi}{dx}) \left(\frac{d_x+L}{2} \right)} - e^{j(\alpha_p + \frac{2n\pi}{dx}) \left(\frac{d_x-L}{2} \right)} \right) \left(e^{j(\beta_q + \frac{2m\pi}{dy}) \left(\frac{d_y+L}{2} \right)} - e^{j(\beta_q + \frac{2m\pi}{dy}) \left(\frac{d_y-L}{2} \right)} \right) \right]$$

$$= \frac{e^{j(\alpha_p + \frac{2n\pi}{dx})(\frac{dx}{2})} e^{j(\beta_q + \frac{2m\pi}{dy})(\frac{dy}{2})}}{\frac{L}{4} * \left(\left(\alpha_p + \frac{2n\pi}{dx} \right) * \left(\beta_q + \frac{2m\pi}{dy} \right) \right)} * \left[\left(\frac{e^{j(\alpha_p + \frac{2n\pi}{dx})(\frac{L}{2})} - e^{-j(\alpha_p + \frac{2n\pi}{dx})(\frac{L}{2})}}{2j} \right) \left(\frac{e^{j(\beta_q + \frac{2m\pi}{dy})(\frac{L}{2})} - e^{-j(\beta_q + \frac{2m\pi}{dy})(\frac{L}{2})}}{2j} \right) \right]$$

$$= \frac{L^2 e^{j(\alpha_p dx/2 + n\pi)} e^{j(\beta_q dy/2 + m\pi)} \text{Sin} \left(\left(\alpha_p + \frac{2n\pi}{dx} \right) \frac{L}{2} \right) \text{Sin} \left(\left(\alpha_q + \frac{2m\pi}{dy} \right) \frac{L}{2} \right)}{L \left(\alpha_p + \frac{2n\pi}{dx} \right) \frac{L}{2} \left(\alpha_q + \frac{2m\pi}{dy} \right) \frac{L}{2}}$$

$$= L * e^{j(\alpha_p dx/2 + n\pi)} e^{j(\beta_q dy/2 + m\pi)} \text{Sinc} \left(\left(\alpha_p + \frac{2n\pi}{dx} \right) \frac{L}{2} \right) \text{Sinc} \left(\left(\alpha_q + \frac{2m\pi}{dy} \right) \frac{L}{2} \right)$$

Donc :

$$\langle f_{pq,mn} | H_v \rangle^2 = L^2 * \text{Sinc}^2 \left(\left(\alpha_p + \frac{2n\pi}{dx} \right) \frac{L}{2} \right) \text{Sinc}^2 \left(\left(\alpha_q + \frac{2m\pi}{dy} \right) \frac{L}{2} \right)$$

Annexe C

Formulation générale du processus itératif en deux méthodes

1ère méthode de la formulation du processus itératif :

La première méthode de la formulation du fonctionnement du processus itératif a été déjà étudiée en détail dans la première partie qui la méthode directe qu'on peut le généralise dans l'organigramme suivant :

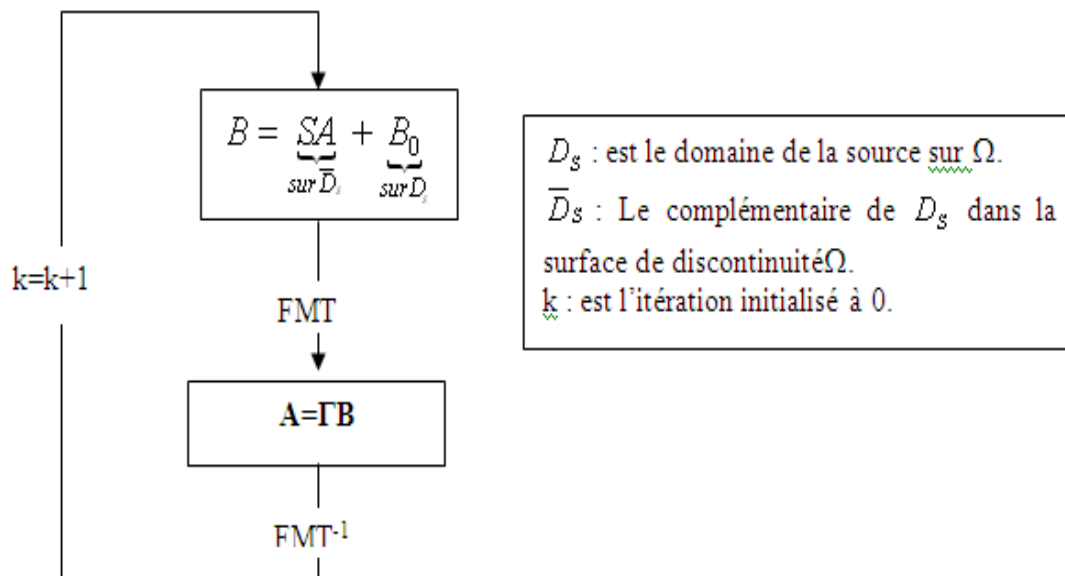


Figure C.1 Organigramme de la méthode directe

2ème méthode de la formulation du processus itératif :

La deuxième méthode de la formulation du fonctionnement du processus itératif est la méthode des accroissements qui découle formellement de la méthode directe, leur principe est défini comme suit:

Soit $\begin{cases} \partial B^{(k)} = B^{(k)} - B^{(k-1)} \\ \partial A^{(k)} = A^{(k)} - A^{(k-1)} \end{cases}$ les accroissements des ondes A et des ondes B à l'itération k .

En se basant sur la méthode directe et tout au long des itérations avec les réflexions et les diffractions successives, les ondes A et B évoluent selon les relations d'accroissement suivantes :

$$\begin{cases} \partial B^{(k)} = B^{(k)} - B^{(k-1)} \\ \partial A^{(k)} = A^{(k)} - A^{(k-1)} \end{cases}$$

$$A^{(k)} = \partial A^{(k-1)} + \dots + \partial A^{(2)} + \Gamma B_o \quad (C.1)$$

$$B^{(k)} = \partial B^{(k-1)} + \dots + \partial B^{(1)} + B_o \quad (C.2)$$

Les termes successifs de (C.1) et (C.2) obéissent à :

$$\partial B^{(k)} = (S\Gamma)^k B_o \quad (C.3)$$

$$\partial A^{(k)} = (S\Gamma)^k - 1\Gamma B_o \quad (C.4)$$

La convergence du système décrit dans l'organigramme de la figure C.2 est atteinte quand

$$\begin{cases} \|\partial A^{(n)}\| \rightarrow 0 \\ \|\partial B^{(n)}\| \rightarrow 0 \end{cases}$$

La détermination du champ E et du courant J est faite par l'intermédiaire des ondes SauvA et SauvB qui s'écrivent sous les relations de (C.5) :

$$\begin{cases} E_i = \sqrt{Z_{oi}}(SauvA_i + SauvB_i) \\ J_i = \frac{(SauvA_i - SauvB_i)}{\sqrt{Z_{oi}}} \end{cases} \quad (C.5)$$

(i : désigne le milieu 1 ou 2)

L'organigramme suivant généralise la méthode des accroissements, en notant que SauvA et SauvB sont initialisés à 0 :

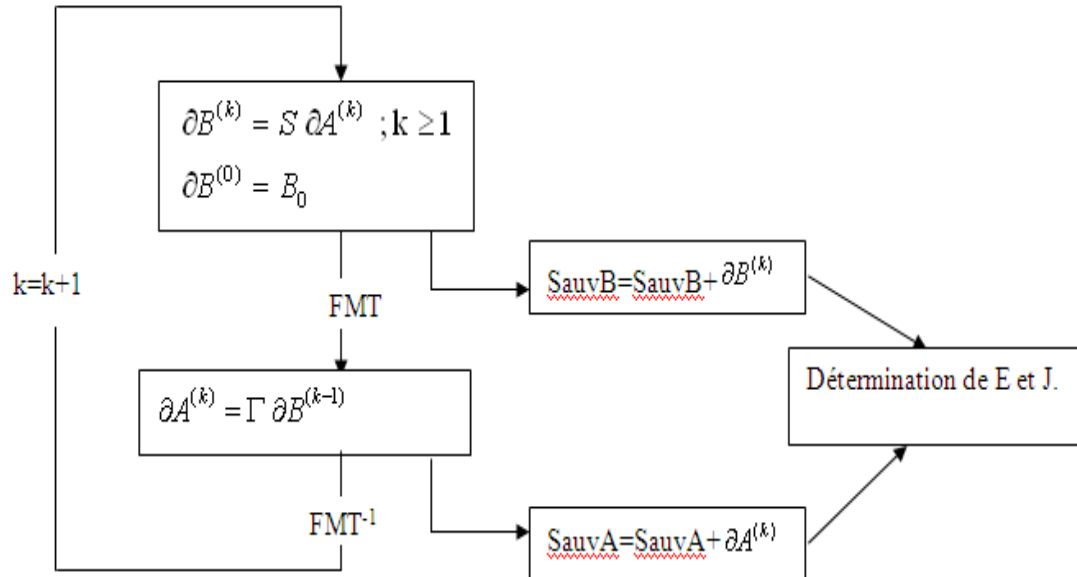


Figure C.2 Organigramme de la méthode des accroissements.

Remarque :

Lors de l'utilisation de la FMT et de la FMT inverse, le **théorème de Parseval** est appliqué à fin de vérifier la conservation de l'énergie.

Enoncé du théorème :

Soit un signal périodique $x(t)$ décomposable en deux fonctions distinctes f_1 et f_2 ayant toutes deux la même période T et leurs coefficients de Fourier associés F_{1n} et F_{2n} . Le théorème de Parseval permet de relier ces différentes grandeurs par la relation suivante :

$$\frac{1}{T} \left[\int_{\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} [f_1(t)]^2 dt + \int_{\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} [f_2(t)]^2 dt \right] = \sum_{n=-\infty}^{n=\infty} |F_1(n)|^2 + \sum_{n=-\infty}^{n=\infty} |F_2(n)|^2$$

Annexe D

Théorème de Floquet-Bloch et diagramme de dispersion

En 1883 [94], Floquet détermina la forme générale des solutions des équations différentielles linéaires dont les coefficients sont des fonctions périodiques uniformes. Les équations étudiées par Floquet entrent dans le cadre plus général des équations de Mathieu et de Hills [95].

Si $g(x)$ et $h(x)$ sont deux solutions linéairement indépendantes d'une telle équation différentielle du deuxième ordre, la solution générale s'écrit :

$$F(x) = Ag(x) + Bh(x) \quad (\text{D. 1})$$

$g(x+P)$ et $h(x+P)$ sont également solutions. P étant la période. Ils peuvent s'écrire :

$$g(x + P) = a_1g(x) + a_2h(x) \quad (\text{D. 2})$$

$$h(x + P) = b_1g(x) + b_2h(x) \quad (\text{D. 3})$$

Ce qui nous permet d'écrire $F(x+P)$ de la façon suivante :

$$F(x + P) = (Aa_1 + Bb_1)g(x) + (Aa_2 + Bb_2)h(x) \quad (\text{D. 4})$$

Cette équation peut s'écrire $F(x+P) = \sigma F(x)$, avec σ déterminé par le système linéaire homogène

$$Aa_1 + Bb_1 = \sigma A \quad (D.5)$$

$$Aa_2 + Bb_2 = \sigma B \quad (D.6)$$

qui admet des solutions si :

$$\begin{vmatrix} a_1 - \sigma & b_1 \\ a_2 & b_2 - \sigma \end{vmatrix} = 0 \quad (D.7)$$

σ est le *nombre caractéristique*. Nous pouvons l'écrire $\sigma = e^{-\gamma P}$, γ étant l'exposant caractéristique

Floquet a proposé alors d'écrire $\phi(x) = e^{-\gamma x} F(X)$. La fonction ϕ est alors périodique de période P , $\phi(x+P) = \phi(x)$. En prenant $\phi(-x)$, nous obtenons une deuxième solution indépendante de la première (sous certaines conditions)

La solution générale devient donc :

$$F(X) = C_1 e^{\gamma x} \phi(x) + C_2 e^{\gamma x} \phi(-x) \quad (D.8)$$

Conséquences :

Considérons une onde se propageant dans une structure dans laquelle la permittivité ε est périodique de période P selon l'axe x . La composante E_z du champ électrique vérifie l'équation d'onde :

$$\frac{d^2 E_z(X)}{dx^2} + \varepsilon(X) k^2 E_z(X) = 0 \quad (D.9)$$

avec $\varepsilon(x+P) = \varepsilon(x)$. C'est une équation différentielle linéaire du deuxième ordre dont le coefficient ε est une fonction périodique uniforme. La forme des solutions est donc donnée par Floquet et s'écrit $E_z(X) = e^{\mp \gamma X} R(X)$, $R(X)$ étant périodique de période P . $\gamma = \alpha + j\beta$ est la constante de propagation de l'onde dans la structure.

Intéressons-nous uniquement à l'onde qui se propage sans atténuation c'est à dire pour $\alpha=0$:

$$E_z(X) = e^{\mp\beta X} R(X)$$

Le diagramme liant β et k est appelé *diagramme k - β* , diagramme de dispersion (un milieu dispersif st un milieu dans lequel la constante de propagation n'est pas une fonction linéaire de la fréquence ; plus généralement le diagramme de dispersion est un moyen de représenté la relation entre deux variables) ou *diagramme de Brillouin* (d'après Léon Brillouin, physicien ayant étudié la propagation des ondes dans les cristaux en physique des solides [89]).

En développant $R(x)$ en série de Fourier, nous obtenons le développement en harmoniques d'espaces du champ électrique :

$$E_z(X) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} C_n e^{j(\mp\beta + \frac{2n\pi}{P})X} \quad (D. 10)$$

Si nous ajoutons $2\pi/P$ à β la solution ne change pas, de même que si nous remplaçons β par $-\beta$. $k(\beta)$ sera donc périodique de période $2\pi/P$ et paire. C'est pourquoi β est limité dans la zone $[0, \pi/P]$ appelée zone de Brillouin.

Bloch (1920) a généralisé le théorème de Floquet à plusieurs dimensions. Dans une structure périodique à trois dimensions, *les ondes de Bloch* s'écrivent :

$$F(\vec{r}) = e^{\mp j\vec{\gamma}\vec{r}} R(\vec{r}) \quad (D. 11)$$

$$R(\vec{r} + \vec{P}) = R(\vec{r}) \quad (D. 12)$$

Le tracé du diagramme de dispersion pour les structures périodiques à deux ou trois dimensions s'obtient en décomposant les champs en ondes planes (en d'autres termes en utilisant le développement en série de Fourier des champs et de ϵ) et en résolvant l'équation d'onde dans le cas 2-D ou la totalité des équations de Maxwell dans le cas 3-D. Cette méthode de calcul n'ayant pas fait l'objet de cette thèse, l'auteur renvoie à la référence [96] où la méthode est appliquée pour des structures périodiques diélectriques.

BIBLIOGRAPHIE

Bibliographie

- [1] Si-yu,liao. *Caractérisation électrique et électro-optique de transistor a base de nanotube de carbone en vue de leur modélisation compacte*. Thèse de doctorat, Université de Bordeaux I, 2011,144p.
- [2]Nathan Alexander, Smith. *Substrate Integrated Waveguide Circuits and Systems*. Thèse de doctorat,Université de Montreal ,2010,136p.
- [3]J, Hirokawa., M, Ando. Single-Layer Feed Waveguide Consisting of Posts for Plane TEM Wave Excitation in Parallel Plates. *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 46, n°5, May 1998.
- [4] H, Uchimura., T, Takenoshita., M, Fujii. Development of a Laminated Waveguide. *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 46, n°12, December 1998.
- [5] Israël boudreau. *Etude d'un déphaseur large bande en technologie de guide d'ondes intégré au substrat*. Maitrise, génie électrique ,école polytechnique de montréal,2012,88p.
- [6] Yan, Ding. *Miniaturization techniques of substrate integrated waveguide based on multilayered printed circuit board platform*. Thèse de doctorat : Génie électrique, Université de Montreal 2011,177p.
- [7] N, Ammar., T,aguili., H, Baudrand. Etude de la diffraction E.M par la méthode itérative basée sur le concept d'onde (W.C.I.P). *3rd International Conference: Sciences of Electronic, Technologies of Information and Telecommunications, SETIT 2005*,Tunisia, March 27-31,2005.
- [8] Saidi, Raouia. *Etude et modélisation des structures de filtrage microruban à base de résonateurs rectangulaires par la méthode WCIP*. Mémoire de Magister ,université de Batna, année 2014/2015,100p.
- [9] R, Saito., G, Dresselhaus., M. S, Dresselhaus., *Physical properties of carbon nanotubes*. London:Imperial College Press(ICP),1998,259p.
- [10] A, Chu., L, Chu., D, Sloat., M, Theobald., J, Teunas., T, Litchfield., et al. Low Cost Millimeter Wave Monolithic Receivers. *Microwave and Millimeter-Wave Monolithic Circuits*, 1987;vol. 87 ,n°1,p.63-67.

- [11] T, Yoneyama., S, Nishida. Nonradiative dielectric waveguide for millimeter-wave Integrated circuits. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, November 1981; vol.29, n°11, p.1188-1192.
- [12] David Alain, Dousset. *Développement de composants SIW dans la bande 3 d'alma (84-116 ghz) et conception d'une jonction orthomode (OMT) dans La bande 1 d'alma (31-45ghz) en technologie guide d'onde.* Thèse de Doctorat : Génie Electrique. Montréal : Ecole Polytechnique, Août 2010, 330p.
- [13] Moustapha,MBAYE. *Conception d'un réseau d'antennes multifaisceaux avec la technologie GIS (Guide Intégré au Substrat).* Thèse de Doctorat : sciences et technologie de l'information . Outaouais :université du Québec, 2013,203p.
- [14] S, V., Robertson., L. P. B, Katehi., G. M. Rebeiz. Micromachined W-Band Filters. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 1981;vol. 44, n°4, p. 598–606.
- [15] I, BOUDREAU. *Etude d'un déphaseur large bande en technologie de guide d'ondes Intégré au substrat.* Maîtrise dès sciences appliquées (M.Sc.A) : Génie Electrique. Canada :Université de montréal ,Avril 2012 ,88p.
- [16] M, Bozzi., A., Georgiadis., K, Wu. Review of substrate-integrated waveguide circuits and antennas. *Microwaves, Antennas & Propagation,IET*, June 2011; vo1.5, n°.8, p.909-920.
- [17]L, Perregrini., K. Wu., M, Bozzi. Modeling of Conductor, Dielectric and Radiation Losses in Substrate Integrated Waveguide by the Boundary Integral-Resonant Mode Expansion Method. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Dec 2008;vol.56, n°12, p. 3153-3161.
- [18] Y, Cassivi., K, Wu. Substrate integrated circuits concept applied to the NRD. *IEE Proceedings-Microwaves, Antennas and Propagation*, 2005; vol. 152, n°6, p.424-433.
- [19] K, Wu., Y, Cassivi. Substrate Integrated Non-Radiative Dielectric (SINRD) Waveguide. *IEEE Microw. and Wireless Components Lett*, 2004; vol.14, p. 89-91.
- [20] A, Patrovsky., K, Wu. Substrate integrated image guide (SIIG) - a planar dielectric waveguide technology for millimetre-wave applications. *IEEE transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2006;vol.54, p.2872-2879.

- [21] A. Patrovsky., K. Wu. Substrate integrated image guide (SIIG)-A low-loss waveguide for millimetre-wave applications. in *Proc. 35th Eur. Microw. Conf.*, Paris, France, Oct. 2005; p. 897–900.
- [22] M. J. Vaughan., K. Y. Hur., R. C. Compton. Improvement of microstrip patch antenna radiation patterns. *IEEE Trans. Antennas Propag.*, Jun 1994; vol.42, n°6, p.882–885.
- [23] K. Wu., D. Deslandes., Y. Cassivi. The Substrate Integrated Circuits - A New Concept for High-Frequency Electronics and Optoelectronics. in *6th International Conference on "Telecommunications in Modern Satellite, Cable and Broadcasting Service (TELSIKS)"*, october 1-3, 2003, Serbia and Montenegro, Nis. 2003, ,vol.1,p. P - III-P-X .
- [24] Gwénaél, Poitau. *Contribution au développement d'un isolateur coplanaire à résonance par la méthode des Différences finies dans le domaine temporel*. Thèse de Doctorat : Dispositifs de l'électronique intégrée. Lyon :Institut National des Sciences Appliquées, 2002,178p.
- [25] M.Y, Mah., A, Ferendeci., L.L, Liou. Equivalent Circuit Parameter Extraction of Microstrip Coupling Lines Using FDTD Method. *IEEE Transaction on Antennas and Propagation Society International Symposium*; Jun 2000 vol.3, n° 3, p.1488-1491.
- [26] M, Meliani., M, Feham., B,Benbakhti. Analyse des structures planaires multicouches à ferrite par la méthode des éléments finis. *Afrique SCIENCE*. 2005 ;vol.1,n°2, p.209-221.
- [27] R.F, Harrington., *Field Computation by Moment Methods*.USA: Oxford University Press, 1993,240 p.
- [28] Samiha, Daoudi. *Modélisation d'une structure à guide d'ondes sur diélectrique bianisotropique (le chiral) selon la matrice exponentielle généralisée application aux résonatrices micro-ondes*. Thèse de Magister : composants et microsysteme. Algerie : université de Constantine, 2007,78p.
- [29] P,Saguet. *Analyse numerique en electromagnétisme-TLM*.Paris :Sciences Publication Lavoisier,2012,168p.
- [30] H,Aubert., H,Baudrand., M,Azizi. A new iterative method for scattering problems. *Microwave Conference, 25th European*, Sept 1995; vol.1, p. 255-258.
- [31] J. W, Cooley., J.W, Tukey. An Algorithm for the Machine Calculation of Complex Fourier Series. *Mathematics of Computation*. 1965;vol.19,n°90,p.297-301.

- [32] *Numerical recipes in fortran*. Second edition. New-York: The art of scientific computing, 1992,1010p.
- [33] [M. F. Catedra.](#), [R. P. Torres.](#), [J. Basterrechea.](#), [E.Gago.](#) *The CG-FFT Method: Application of Signal Processing Techniques to Electromagnetics*. Boston :Artech House,1994,361p.
- [34] G,Split. A rapid method for arbitrary microstrip using the FFT algorithm. *20th European microwave conference Budapest* , 1990; vol.2,p.1481-1486.
- [35] K,Barkeshli., J.L,Volakis. Improving the convergence rate of the conjugate gradient FFT method using sub-domain basis functions. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, july 1989;vol.37,n°7,p.893-900.
- [36] A. F, Peterson. An analysis of the spectral iterative Technique for electromagnetic scattering from individual and periodic structures. *Electromagnetics*, October 1986;vol.6,n°3,p.255-276.
- [37] T. P, Vuong., I, Terrasse., G.P, Piau.,H, Baudrand., et al. Near fields evaluated with the wave concept iterative procedure method for an E-polarisation plane wave scattered by cylindrical strips. *Microwave and Optical Technology Letters*, Sept 2003;vol. 38, n° 5, p.403-406.
- [38] H, Baudrand., N,Raveu. Metallic EBG characterization with the WCIP. *Antennas and propagation society international symposium IEEE APSURSI'09*, Juillet 2009;p1-4.
- [39] L, Giraud., H, Baudrand., N, Raveu. WCIP acceleration. *Proceedings of Asia-Pacific Microwave Conference (APMC)*, 2010; p.971-974.
- [40] L, Giraud., H, Baudrand., N, Raveu. WCIP improvement through new iterative solution Technique. *SCEE*, Toulouse,Sept 2010.
- [41] L,Giraud., H, Baudrand., N, Raveu. Accélération de la WCIP. *JNM*, Mai 2011.
- [42] Caroline, Girard. *Hybridation de méthodes numériques pour l'étude de la susceptibilité électromagnétique de circuits planaires*. Thèse de doctorat : Micro-ondes, Électromagnétisme et Optoélectronique. Toulouse : Institut National Polytechnique (INP),2014,132p.
- [43] A. Gharsallah, A. Gharbi and H. Baudrand. Efficient analysis of multiport passive circuits using iterative technique. *Electromagnetics*, 2001 ;vol. 21, pp. 73–84.

- [44] N. Sboui. *Contribution à l'étude des circuits planaires par une méthode itérative*. Thèse de doctorat : Faculté des Sciences de Tunis, Tunisie, 2002.
- [45] H, Baudrand., R.S, N'gongo. Applications of wave concept iterative procedure. *Recent RE. Devel. Microwave an Tech*,1999; vol.1, p.187-197.
- [46] N. Sboui, A. Gharsallah, H. Baudrand, A. Gharbi. Global Modeling of Microwave Active Circuits by an Efficient Iterative Procedure. *IEE Proc.–Microw. Antennas Propag.*, June 2001 Vol. 148, n°3,p.209-212.
- [47] Z, Harouni., L, Osman., M, Yeddes., et al. Efficient Electromagnetic Modeling of Dual–Gate Transistor with Iterative Method using Auxiliary Sources. *World Academy of science, engineering and technology*, Oct 2010; vol.4, n° 10, p.535- 538.
- [48] M.L, Cohen. *Contribution à l'étude et à la modélisation de circuits coplanaires multicouches par une méthode itérative*. Thèse de Doctorat : électronique. Toulouse : Institut National polytechnique, 2002,138p.
- [49] A,Khaladi. *Contribution à l'Etude des Caractéristiques de Rayonnement et Performances d'Antennes Diélectriques Microruban à Ondes de fuite Non Uniformes. Application au Balayage Electronique*. Mémoire de magistère : Systèmes et Réseaux de Télécommunications(SRT). Tlemcen : STIC, 2009,152p.
- [50]V, Mottonen., A.V, Raisanen. Novel wide-band coplanar waveguide-to rectangular waveguide transition. *Microwave technology and techniques, IEEE Transactions*, 2004; vol.52,n°8,p.1836-1842.
- [51] Z, Mekkioui., H, Baudrand. 2-D bi-periodic centered-fed microstrip leaky-wave antenna (LWA) analysis by a source modal decomposition in spectral domain. *Microwave antennas and propagation IET*, 2009; vol.3, n°7, p.1141-1149.
- [52] A.I, Alhzzoury., N, Raveu., O, Pigaglio. SINRD Circuits Analysis with WCIP. *Progress In Electromagnetics Research C*, 2014;vol.52,p.173-181.
- [53] H., Baudrand, R.S, N'gongo. Applications of wave concept iterative procedure. *Recent RE. Devel. Microwave an Tech*, 1999,vol.1,p.187–197.
- [54] T.P,Vuang.,R,Garcia.,N,Raveu., et al. FWCIP method for PGB planar structures. *wiley periodicals,Inc.Int.J RF and Microwave CAE*,2002; vol.12 ,p.236-246.

- [55] F R.,Yang., K. P, Ma., Y, Qian., T. et al. A uniplanar compact photonic-bandgap (UC-PBG) structure and its applications for microwave circuits. *IEEE Trans Microw Theory Tech.*, 1999, vol.47,n°8,p.1509-1514.
- [56] H, Baudrand., M,Titaouine., N,Raveu., et al. Electromagnetic Modeling of Planar Almost Periodic Structures. *SBMO/IEEE MTT-S, International Microwave and Optoelectronics Conference*, 2009; p.427-431.
- [57] M.K, Azizi., L, Latrach., N, Raveu., et al. A new approach of almost periodic lumped elements circuits by an iterative method using auxiliary sources. *American Journal of Applied Sciences*, 2013; vol.10,n°11,p.1457-1472.
- [58]A.I, Alhzzoury. *Contribution à la modélisation des structures SIW et SINRD pour application micro-ondes et télécommunication*. Thèses de doctorat : Micro-Ondes, Electromagnétisme et Optoélectronique (MEMO)Toulouse :Institut National Polytechnique ,2013,120p.
- [59] D, Deslandes., Ke,Wu. Integrated microstrip and rectangular waveguide in planar form. *IEEE Microw Wireless Compon Lett.*2001; vol.11,n°2,p.68-70.
- [60] D,Deslandes. Ke,Wu. Single-substrate integration technique of planar circuits and waveguide filters. *IEEE Trans Microw Theory Tech*,2003; vol.51,n°2,p.593-596.
- [61] Xinru, Li., Ching-Kuang, C. Tzuang., Hsien-Shun, Wu. Surface-Wave Leakage from Substrate Integrated Waveguide on Grounded Dielectric Substrate. *IEEE MTT-S international microwave symposium (IMS)* ,2014,p.1-4.
- [62]G, Fontagalland.,P.L.L, Ferreira.,T.P, Vuang., et al. Proposal of new EBG ground planes in the electric size reduction design of planar antennas.*Telecommuunications IEEE*,2005;p.274-278.
- [63] Fei, Xiao., M, Norgren., He, Sailing. Quasi-TEM Approach of Coupled-Microstrip Lines and Its Application to the Analysis of MicrostripFilters. *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, 2012; vol.22,n°1,p.131-139.
- [64] Issa, H. *Miniaturisation des lignes de propagation microondes en technologies circuit imprimé et CMOS - Application à la synthèse de filtres*. Thèse de doctorat : Optique et Radiofréquences. Joseph Fourier France : L'Institut de Microélectronique, d'Électromagnétisme, et de Photonique , 2009,204p.

- [65] A, Taflove., J. A, Mix., H, Heck., et al. Computational and Experimental Study of a Microwave Electromagnetic Bandgap Structure With Wave guiding Defect for Potential Use as a Bandpass Wireless Interconnect. *IEEE Microwave & Wireless Components Letters*, 2004; vol.14,p.343-345.
- [66] G.E, Amendola., E.,Arnieri. Analysis of substrate integrated waveguide structures based on the parallel-plate waveguide green's function. *IEEE Trans On Microwave Theory and Tech.*, 2008, vol.56,n°7,p.1615-1623.
- [67] S, Iijima. Helical microtubules of graphitic carbon. *Nature* 1991;354,p.56-58.
- [68] M. Christophe, CAILLIERT. *Transport électronique dans les nanotubes de carbone individuels sous conditions extrêmes*. Thèse de doctorat. Lyon : Ecole doctorale de physique et astrophysique,2009,126p.
- [69] P, Avouris., Z, Chen., V, Perebeinos. Carbon-based electronics. *Nat Nano*, 2007; vol. 2, p. 605-615.
- [70] M, Dresselhaus., G, Dresselhaus., R, Saito., A, Jorio. Raman spectroscopy of carbon nanotubes. *Physics Reports* 409,2005 ;p.47-99.
- [71] J. W. G. Wildöer, L. C. Venema, A. G. Rinzler, R. E. Smalley, C. Dekker .Electronic structure of atomically resolved carbon nanotubes. *Nature* 1, January 1998;Vol.391, p.59-61.
- [72] R, LEFÈVRE. *Propriétés électromécaniques des nanotubes de carbone multiparois*. Thèse de doctorat : Physique. Paris : Université PARIS XI, 16 décembre 2005,130p.
- [73] M. R, Buitelaar. *Electron transport in multiwall carbon nanotubes*. Thèse de doctorat : Philosophie et Faculté des Sciences naturelles. Basel ;2004,85p.
- [74] P.R, Wallace. The Band Theory of Graphite. *Physical Review*, 1947; vol. 71,n°9 p.622-634.
- [75] W. A, de Heer., A, Châtelain., D, Ugarte., A carbon nanotube field-emission electron source, *Science*, 1995; vol.270,n°5239,p.1179–1180.
- [76] S, Li., Z, Yu., S. F, Yen., et al. Carbon nanotube transistor operation at 2.6 GHz, *Nano Lett.* 2004;Vol.4, p.753–756.
- [77] P. J, Burke. An RF circuit model for carbon nanotubes, *IEEE Trans. Nanotechnol*2,2003; p.393-396 .

- [78] Y, Wang., K, Kempa., B. Kimball., et al. Receiving and transmitting light-like radio waves: Antenna effect in arrays of aligned carbon nanotubes, *Appl. Phys. Lett.*,2004;Vol.85,n°13, p.2607–2609.
- [79] K. L, Ekinici., M. L, Rouckes. Nanoelectromechanical systems. *Review of Scientific Instruments*, 2005;vol. 76, no.6, p. 1-12.
- [80] Davis, J.F., M, Bronikowski., L, Epp., M,Hoenk., et al. High-Q mechanical resonator arrays based on carbon nanotubes. *IEEE-NANO 2003. 2003 Third IEEE Conference on Nanotechnology*, 2003;vol. 2, p. 635-638.
- [81] Mahmoud, Al Ahmada., Abbas, Tahraouib., W. I, Milneb., et al. Metallic Multiwalled Carbon Nanotubes for Microwave Applications. *ISDRS IEEE*,2007,p.1-2.
- [82] A,Zeid., M,Zaabat., H,Baudrand. Iterative method for rigorous design of microwave filter device using periodic metallic holes.
- [83] E, Yablonovitch. Inhibited spontaneous emission in solid state physics and Electronics. *Phys. Rev. Lett.*,1987, Vol. 58, n°20, p. 2059-2062.
- [84]John D, Joannopoulos., Steven G, Johnson., Joshua N, Winn., et al. Meade. *Molding the Flow of Light. Princeton.Second edition*, University Press, 2008,304p.
- [85] F. R, Yang., K. P, Ma., Y, Qian., et al A uniplanar compact photonic-band gap (UC-PBG) structure and its applications for microwave circuits. *IEEETrans. Microw. Theory Tech.*, Aug. 1999; Vol. 47, n°8, p. 1509-1514.
- [86]B, Gralak., S, Enoch., G, Tayeb. Anomalous Refractive Properties of Photonic Crystals *J. OPT. SOC. AM.*, June 2000;vol.17, n°6, p.1012-1020.
- [87]S, Enoch., G, Tayeb., D, Maystre., Dispersion Diagrams of Bloch Modes Applied to the Designs of Directive Sources. *PIER*, 2003;vol.41, p.61-81.
- [88]S, Tretyakov. *Analytical Modeling in Applied Electromagnetics*. Artech House, INC., Norwood, 2003,272p.
- [89]L, Brillouin. *Wave Propagation in Periodic Structures*. McGraw-Hill, New York, 1946, 255p.

- [90] Y. M. Galperin. *Introduction to modern Solid State Physics.*, Amazon, 2014, 478p.
- [91] J.F. Davis., M. Bronikowski., High-Q Mechanical Resonator Arrays Based on Carbon Nanotubes. *nanotechnology*, 2003, Vol.2, p.635- 638.
- [92] F. Xiao., M. Norgren., S. He. Compact third-order microstrip bandpass filter using hybrid resonators. *Progress In Electromagnetics Research C*, 2011; vol.19, p.93–106.
- [93] P. J. Burke. An RF Circuit Model for Carbon Nanotubes. *IEEE* , March 2003, vol.2, n°1.
- [94] G. FLOQUET. *Sur les équations différentielles linéaires à coefficients périodiques*, Annales E.N.S, T.12, 1883, p.47.
- [95] R. CAMPBELL. *Théorie générale de l'équation de Mathieu*. Masson , 1955, p.171.
- [96] M. THEVENOT. Analyse comportementale et conception des matériaux diélectriques à Bande Interdite Photonique. Application à l'étude et à la conception de nouveaux types d'antennes“, Thèse de ‘Université de Limoges, novembre 1999.

RESUME

Ces dernières années, l'activité de recherche s'est énormément consacrée à l'étude de nouvelles structures volumiques nommées SIW.

Ces structures qui ont récemment subi d'importants développements technologiques, tels que la miniaturisation, le faible poids, la réduction des pertes et du coût de fabrication ainsi que la facilité de les intégrer avec les circuits actifs ; sont très attractifs pour le futur de la technologie.

La première partie de thèse a été consacré à la bibliographie de cette nouvelle technologie de guide d'onde intégré au substrat (SIW).

Pour intégrer les dernières innovations technologiques des circuits électroniques dans le domaine de l'électromagnétisme cela nécessite l'utilisation d'un outil de simulation très performant.

Alors, nous présentons par la suite un outil d'analyse globale basé sur la méthode itérative WCIP(Wave concept iterative process) développé et mis en œuvre dans cette thèse pour l'étude de quelques circuits SICs.

Enfin, dans le contexte, de la réalisation de filtres à partir de la technologie SIW avec des vias holes et des nanotubes de carbones que les travaux présentés dans la seconde partie de thèse ont été réalisés.

Mots clés : *Circuits SIW, filtres bi,tri-poles, Structures Périodiques, Méthode numérique WCIP.*

ABSTRACT

In recent years, the research activity has greatly devoted to the study of new volume structures called SIW.

These structures that have recently undergone significant technological developments, such as miniaturization, low weight, reduced losses and the cost of manufacturing as well as ease of integrated them with active circuits; are very attractive for the future of technology.

The first part of this thesis was devoted to the bibliography of this new substrate integrated waveguide technology (SIW).

To integrate the latest technological innovations of electronic circuits in the electromagnetism field that requires the use of a high performance simulation tool.

So, we present thereafter an overall analysis tool based on iterative method WCIP (Wave concept iterative process) developed and implemented in this thesis for the study of some SICs circuits.

Finally, in the context of achieving the filters from the SIW technology with vias holes and carbon nanotubes that the works presented in the second part of the thesis have been made.

Keys words : *SIW Circuits, bi,tri-poles filters, Periodic Structures,Numerical method WCIP.*

ملخص

كرس البحث العلمي في السنوات الأخيرة ، في دراسة هياكل جديدة يطلق عليها اسم (SIW) هذه الهياكل التي خضعت مؤخرا لتطورات تكنولوجية هامة، مثل التصغير، وانخفاض الوزن، وانخفاض الخسائر وتكاليف التصنيع وسهولة إدماجها مع الدارات النشطة تجعلها جد مناسبة لمستقبل التكنولوجيا.

خصص الجزء الاول من الأطروحة إلى مراجع هذه التكنولوجيا الجديدة للدليل الموجي المتكامل الركيزة (SIW) .

لدمج أحدث الابتكارات التكنولوجية للدارات الإلكترونية في المجال الكهرومغناطيسي ذلك يتطلب استخدام أداة محاكاة عالية الأداء.

لذا، فإننا نقدم بعد ذلك أداة تحليل شاملة تقوم على الطريقة التكرارية (WCIP wave concept iterative method) وضعت ونفذت في هذه الأطروحة لدراسة بعض الدارات SICs.

أخيرا، فإن الأعمال التي قدمت في الجزء الثاني من الأطروحة كانت في سياق تحقيق فلترات بدأ من التكنولوجيا باستعمال SIW الثقوب وأنابيب الكربون النانوية.

الكلمات الرئيسية : الدارات، SIW الفلتر ثنائي وثلاثي القطب، هيكل دوري، طريقة عددية WCIP

Travaux scientifiques

Communications nationales

Chahrazed Dridi, Mourad Zaabat, ''Etude électronique d'un nanotube de carbone zigzag sous l'influence du champ magnétique'', Journée d'étude sur la modelisation des composants à semiconducteurs 23 juin **2011** Oum el bouaghi ,Algerie.

Chahrazed Dridi, Mourad Zaabat, ''Bandes d'énergie et densités d'états des nanotubes de carbones'', Journée d'étude sur la modelisation des composants à semiconducteurs 23 juin **2011** Oum el bouaghi ,Algerie.

Chahrazed Dridi, Mourad Zaabat, ''Propriétés électroniques des nanotubes de carbone'', 1^{ère} Journées Nationales; Technologies des Céramiques et Applications (TCA'1) 25 -26 octobre **2011** , Centre Universitaire Abbes LAGHROUR, Khenchela, Algerie.

Chahrazed Dridi, Mourad Zaabat, ''Effect of magnetic field on carbon nanotubes'', First International Workshop on Magnetic Materials and Nanomaterials MMN'2012 September 04-06, **2012** University, Boumerdes, Algeria.

Communications internationales

C. Dridi F. benabdelaziz, ''la variation de la phase shift en fonction de différents paramètres de la ligne à fente sur un substrat magnétique'', first international symposium on electromagnetism, satellites and cryptography june 19-21 ,**2005** Jijel, Algeria.

Chahrazed Dridi, Mourad Zaabat, "Energy bands and density of states of carbon nanotubes", 4th conference chemistry riadh Saudi Arabia 19-21 November **2011**.

Chahrazed Dridi, Mourad Zaabat, "Electronic dispersion of nanotubes carbon under the influence of magnetic field", modern problems of condensed matter 10-13 october **2012**, Kiev Ukraine.

Mourad Zaabat Chahrazed Dridi, Azzedine Boudine, "physical modeling of highly dense periodic array of carbon", first international conference on renewable energies and nanotechnology impact on medicine and ecology, ICREN'2013, February 16-17, **2013** Constantine, Algeria.

Publication nationale

Chahrazed Dridi, Mourad Zaabat, "Simulation of the carbon nanotubes in the terahertz frequencies", second international conference on new materials and active devices (NMCA'2014). May 25-26, **2014**.

Publication internationale

Chahrazed Dridi, Mourad Zaabat, Boudine, "The EBG Structure with a forest metallic carbon nanotubes analysed by iterative method WCIP", International Journal of hydrogen energy, Elsevier, 6 May 2015.

Article en cour de publication

Chahrazed Dridi, Mourad Zaabat, Henri Baudrand, "Simulation of SIC circuit with vias holes in TEM mode