REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

UNIVERSITE YAHIA FARES DE MEDEA



Faculté de **T**echnologie

Mémoire de fin d'études de Master

Filière : Télécommunications

Spécialité : Systèmes des Télécommunications

Etude de l'influence du choix de fonction de base sur les caractéristiques d'une antenne micro bande

---

Présenté par :

Mr Amokrane Mohamed Rachid

Proposé et Dirigé par :

Mr BouraiouAbdelouahab

Promotion 2019

Dédicaces

A mes parents.

A ma famille.

A mes amis.

Remerciements

Je tiens, en cette agréable occasion, à remercier DIEU de m'avoir aidé à atteindre mon but, et qui m'a prodigué le courage, la volonté, et la patience pour accomplir ce mémoire.

Je tiens à remercier particulièrement mes parents ; mon succès demeure de loin le fruit de leurs longues années de sacrifices et de patience.

Je tiens à exprimer ma profonde gratitude et ma reconnaissance envers mon encadreur

Mr BouraiouAbdelouahab pour sa disponibilité et ses précieux conseils qui ont permis à ce travail de voir le jour.

Mes remerciements s'adressent à tous les membres du jury qui ont accepté de juger mon travail.

Mes remerciements s'étendent également à tous, nos enseignants durant toutes ces années d'études.

Enfin je ne voudrais pas oublier de remercier toute personne qui m'a aidé de loin ou de près à réaliser ce travail.

Merci ...

Sommaire

Dédicace..... I
Remerciements..... ii
Table de matières..... iii
Liste des figures..... Vi
Résumé..... ix
Abstract ix
ملخص..... x
Introduction 1
Chapitre I :Généralités sur les antenne imprimées 1
I. 1. Introduction 3
I.2.Description d'une antenne microruban (patch) 3
I.3. Les différentes formes d'une antenne patch 3
I.4 Caractéristiques d'une antenne patch (microruban) 4
I.4.1 Dimensions du patch : 4
I.4.2 Diagramme de rayonnement : 5
I.4.3 Gain de l'antenne 5
I.4.4 Polarisation de l'antenne 6
I.4.5 Bande passante 6
I.5 Avantages et inconvénients des antennes microrubans : 6
I.5 .1Principauxavantagesdes antennes microrubans : 6
I.5 .2 Principaux inconvénients des antennes microrubans: 7
I.6 Les applications des antennes microruban 7
I.7 Les techniques d'alimentation 7
I.7.1 Technique d'alimentation avec contact : 7
I.7.1.1 Alimentation par micro ruban : 7
I.7.1.2Alimentation par sonde coaxiale : 8
I.7.2Techniques d'alimentation sans contact : 9
I.7.2.1 Alimentation couplée par ouverture : 9
I.7.2.2Alimentation couplée par couplage de proximité: 9
I.8 Types des réseaux antenne microbande 10
I.8.1 Antenne en réseaux linéaires :..... 10
I.8.2Antenne en réseaux plan : 10
I.8.3Antenne en réseaux circulaires : 11
I.9Méthodes d'analyse d'une antenne microbandes 11

I.9.1 Méthodes analytiques 11
I.9.1.1Model de ligne de transmission 11
I.9.1.2Model de cavité : 12
I.9.2 Méthodes numérique 13
I. 9.2.1. La méthode des éléments finis 13
I. 9. 2.2. La méthode des moments 13
I.10 Conclusion **14**
Chapitre II : Mise en équations d'une antenne patch rectangulaire
II. 1.1Introduction **15**
II.1.2 STRUCTURE DE L'ANTENNE PATCH ETUDIE **15**
II. 2. Les équations caractéristiques de l'antenne **16**
II. 2. 1. Détermination du tenseur spectral de Green 16
II. 2. 1. 1. Equations de Maxwell 16
II. 2. 1. 2. Equation de propagation 17
II. 2. 1. 3. Détermination des composantes transversales 18
II. 2. 1. 4. Nouvelle représentation des champs TM et TE 19
II. 2. 1. 5. Formule reliant les grandeurs électromagnétiques de deux couches adjacentes 20
II. 2. 1. 6. Application pour une antenne micro-ruban dans sa simple configuration 23
II. 2. 2. L'équation intégrale du champ électrique 27
III.2.3. Résolution de l'équation intégrale par la procédure de Galerkin 28
II. 2. 4. La fréquence et la bande passante 30
II. 2. 5. Choix des fonctions de base 31
II. 2. 5.1. Détermination de la transformée de fourrier issues du modèle de cavité 31
II. 2. 5.2. Détermination de la transformée de fourrier sinusoïdales avec singularités de bord. 33
II. 3 Conclusion **35**
Chapitre III : Résultats numérique et discussions .....
III.1. Introduction **36**
III.2. Convergence et comparaison des mesures **36**
III.3. Choix de fonction de base **37**
III.3.1 Etude de la fiabilité des résultats des programmes de fonction de base 37
III.3.2 L'effet de l'épaisseur du substrat sur les caractéristiques de l'antenne 37
III.3.3 L'effet de la permittivité du substrat sur les caractéristiques de l'antenne 40
III.4. Conclusion **43**

Conclusion générale 44

Annexe 45

Bibliographie..... 44

Table des figures

Figure I.1: Structure d'une antenne microruban ..... **Erreur ! Signet non défini.**
Figure I.2: Différentes formes d'antennes patch..... **Erreur ! Signet non défini.**
Figure I.3: Dimensions d'une antenne Patch ..... **Erreur ! Signet non défini.**
Figure I.4: Diagramme de rayonnement..... **Erreur ! Signet non défini.**
Figure I.5: Alimentation d'une antenne patch par un micro ruban.. **Erreur ! Signet non défini.**
Figure I.6: Alimentation d'une antenne patch par sonde coaxiale... **Erreur ! Signet non défini.**
Figure I.7: Alimentation d'une antenne patch par une alimentation couplée par ouverture ..... **Erreur ! Signet non défini.**
Figure I.8: Alimentation d'une antenne patch par un couplage de proximité **Erreur ! Signet non défini.**
Figure I.9: Réseaux d'antenne et réseaux linéaires..... **Erreur ! Signet non défini.**
Figure I.10 : Réseaux d'antenne en réseaux plan..... **Erreur ! Signet non défini.**
Figure I.11: Réseaux d'antenne en réseaux circulaires..... **Erreur ! Signet non défini.**
Figure I.12: Représentation des murs électriques et magnétiques dans le modèle de cavité. (1) : Quatre murs magnétiques. (2) : Deux murs électriques. ..... **Erreur ! Signet non défini.**
Figure I.13: représentation de la cavité dans un repère (O, x, y, z). **Erreur ! Signet non défini.**
Figure II.1 structure de l'antenne patch ..... **Erreur ! Signet non défini.**
Figure II. 2. Représentation d'une couche j..... **Erreur ! Signet non défini.**
Figure II. 3. Structure d'une antenne micro-ruban. ..... **Erreur ! Signet non défini.**
Figure (III-1) : partie réelle de la fréquence de résonance d'une antenne microbande rectangulaire en fonction de l'épaisseur du substrat ..... **Erreur ! Signet non défini.**
Figure (III-2) : partie imaginaire de la fréquence de résonance d'une antenne microbande rectangulaire en fonction de l'épaisseur du substrat ..... **Erreur ! Signet non défini.**
Figure (III-3) : la bande passante pour le cas des Figures (III-1) et (III-2) **Erreur ! Signet non défini.**
Figure (III-4) : partie réelle de la fréquence de résonance d'une antenne microbande rectangulaire en fonction de l'épaisseur du substrat pour les différent valeur de la permittivité du substrat issu de modèle de cavité. ..... **Erreur ! Signet non défini.**
Figure (III-5) : La bande passante d'une antenne microbande rectangulaire en fonction de l'épaisseur du substrat pour les différentes valeurs de la permittivité du substrat issu de modèle de cavité.

RESUME

Dans ce travail, nous nous sommes intéressés à la caractérisation d'une antenne microbande. La méthode intégrale, dite également « méthode des moments », nous a permis d'exploiter le tenseur spectral de Green, permettant la résolution des équations intégrales du champ électrique par la procédure de Galerkin. Cette approche permet pour d'aboutir à un système d'équations homogènes pour calculer la fréquence de résonance, le facteur de qualité et la bande passante. Les caractéristiques de l'antenne sont étudiées par le biais de deux modèles : le modèle de la cavité et les fonctions sinusoïdales Fonction sinusoïdales avec les singularités de bord. Les résultats obtenus ont été comparés aux valeurs expérimentales disponibles dans la littérature relative à ce champ de recherche.

Finalement, à travers ce travail nous avons pu évaluer l'impact de l'augmentation de l'épaisseur et de la permittivité du substrat sur les performances de l'antenne patch. De la sorte, nous avons pu identifier la fonction de base la plus efficace pour la conception de l'antenne.

ABSTRACT

This research aims at the characterization of a microstrip antenna. The integral method, also known as the "method of moments", allowed us to exploit the spectral tensor of Green, allowing the resolution of the integral equations of the electric field by the procedure of Galerkin. This approach allowed us to use a system of homogeneous equations to calculate the resonance frequency, the quality factor and the bandwidth. The characteristics of the antenna are studied using two models: the cavity model and the sinusoidal functions. The results obtained were compared to the experimental values available in the literature relating to this field of research.

Finally, through this work we have been able to evaluate the impact of the increase of the thickness and permittivity of the substrate on the performance of the patch antenna. Thus, we were able to identify the most efficient basic function for the antenna design.

ملخص

في هذا العمل ، نحن مهتمون بتوصيف هوائي microstrip. الطريقة التكامل التي تسمى أيضًا "طريقة اللحظات" سمحت لنا باستغلال الموتر الطيفي الأخضر ، مما أتاح حل المعادلات الأساسية للحقل الكهربائي عن طريق إجراء Galerkin. يتيح هذا النهج الوصول إلى نظام من المعادلات المتجانسة لحساب تردد وعامل الجودة وعرض النطاق الترددي. تتم دراسة خصائص الهوائي من خلال نموذجين: نموذج التجويف والوظائف الجيبية وظائف الجيوب الأنفية ذات التفردات الحافة. تمت مقارنة النتائج التي تم الحصول عليها مع القيم التجريبية المتوفرة في الأدبيات المتعلقة بهذا المجال من البحث.

أخيرًا ، من خلال هذا العمل تمكنا من تقييم تأثير زيادة سمك وسمك الركيزة على أداء هوائي, وبهذه الطريقة تمكنا من تحديد الوظيفة الأساسية الأكثر كفاءة لتصميم الهوائي.

INTRODUCTION Générale

Introduction générale

La transmission de données à haut débit, liée à la demande toujours croissante des dispositifs mobiles, a généré un grand intérêt pour les antennes microrubans et qui sont probablement les antennes les plus utilisées dans les conceptions commerciales compactes. Les avantages principaux de ces antennes sont le faible poids; volume et épaisseur, le faible coût, la simplicité de fabrication, la possibilité de la mise en réseau, l'intégration d'éléments discrets et la conformabilité facilitant l'implantation sur tout type de support. Cependant, ce type d'éléments présente des limites, notamment la bande passante étroite, le faible gain et la possibilité de résonner avec une seule fréquence [1].

La géométrie la plus simple d'une antenne microruban est constituée d'un seul élément rayonnant appelé patch, gravé sur la façade supérieure d'un substrat diélectrique monocouche, alors que le plan de masse est gravé sur l'autre façade. C'est une configuration facile à fabriquer; mais elle est limitée dans ses performances fonctionnelles [1]. De nombreux travaux de recherches ont été effectués concernant l'amélioration de la bande passante et le gain des antennes microrubans.

Les techniques d'alimentation traditionnelles incluent l'utilisation directe, ou des lignes microruban couplées avec ouverture. L'analyse des ces d'antennes est effectuée à l'aide d'outils de CAO (conception par ordinateur) basés sur la résolution numérique des équations de Maxwell. Pour cette modélisation rigoureuse, les méthodes les plus utilisées sont les éléments finis, la résolution d´équations intégrales par la méthode des moments.

Dans cette étude, nous proposons une analyse d'une antenne imprimée, alimentées de forme rectangulaire qui est simple à étudier due à la simplicité des formes des équations modélisant le rayonnement. Afin d'étudier l'influence du choix du model de la fonction de bases sur les caractéristique de l'antenne, les deux modèles prises dans notre travail sont: le modèle de cavité et le model sinusoïdales avec singularités de bord.

Les résultats obtenus de ces deux fonction de base sont comparés avec des résultats pratiques, a cela on veut savoir quelle fonction peuvent t'elle nous approchera a au résultat pratique avec une meilleur convergence.

Notre travaille s'échelonne sur trois chapitres :

Dans le premier chapitre, nous avons étudié les antennes micro bande en rappellent leur différente technique d'alimentation, leur application, leur avantage et inconvenant, leur différent forme, les caractéristique et les différent méthodes d'analyses.

Dans le second chapitre, une approche pour déterminer le tenseur spectral de Green, est donnée en tenant compte de la forme de l'antenne, ainsi que le calcul de la fréquence de résonance, la bande passante.

Le troisième chapitre comporte une comparaison des résultats numérique obtenu Par simulation de deux fonctions de base par rapport aux résultats expérimentaux pour la validation de notre programme, ainsi que l'effet d'épaisseur et de permittivité du substrat diélectrique sur les caractéristiques de l'antenne, à savoir la fréquence de résonance et la bande passante.

CHAPITRE I

GENERALITES SUR LES ANTENNES IMPRIMEES

I.1 Introduction

I.2Description d'antenne patch

I.3 Différent forme d'une antenne patch

I.4 Caractéristiques d'antenne patch

I.5 Avantages et inconvénients des antennes patch

I.6 Les applications des antennes patch

I.7Les techniques d'alimentation

I.8 Type des réseaux d'antenne patch

I.9 Méthode d'analyse d'une antenne patch

I.10 Conclusion

I. 1. INTRODUCTION

Le développement des télécommunications spatiale sa fait apparaître la nécessité croissante de réaliser des dispositifs micro-ondes peu coûteux et peu encombrants, faisant appel à une technologie simple à réaliser et économique. Dès lors, les antennes imprimées (patch) apparaissent afin d'améliorer leurs performances et permettre la réalisation de fonctions très particulières.

Dans ce chapitre nous donnons une description de l'antenne patch, de ses différentes formes, caractéristiques, ainsi que ses avantages et inconvénients. Les types des réseaux d'antenne et leurs domaines d'utilisation, ainsi que les différentes techniques d'alimentation sont également présentés ci-après. À la fin de ce chapitre, nous détaillons le principe des méthodes les plus utilisées dans le domaine des antennes.

I.2.DESCRIPTION D'UNE ANTENNE MICRORUBAN (PATCH)

Une antenne microruban ou microbande est constituée d'une plaque métallique rayonnante appelée patch. Celle-ci est située sur la face supérieure d'un substrat diélectrique et un plan de masse (Figure I.1).Le patch est généralement fabriqué à base d'un matériau conducteur tel que le cuivre ou l'or en raison de leur conductivité élevée.

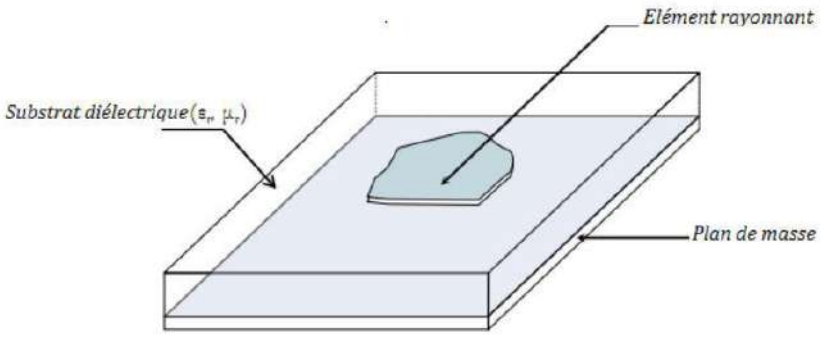


Figure I.1: Structure d'une antenne microruban

I.3. LES DIFFERENTES FORMES D'UNE ANTENNE PATCH

L'élément rayonnant de l'antenne patch peut prendre plusieurs formes : rectangulaire, carrée ou circulaire (figure I.2). Ces formes sont souvent utilisées de par leur grande simplicité de fabrication et d'analyse. D'autre part, chaque forme correspond à un diagramme de rayonnement.

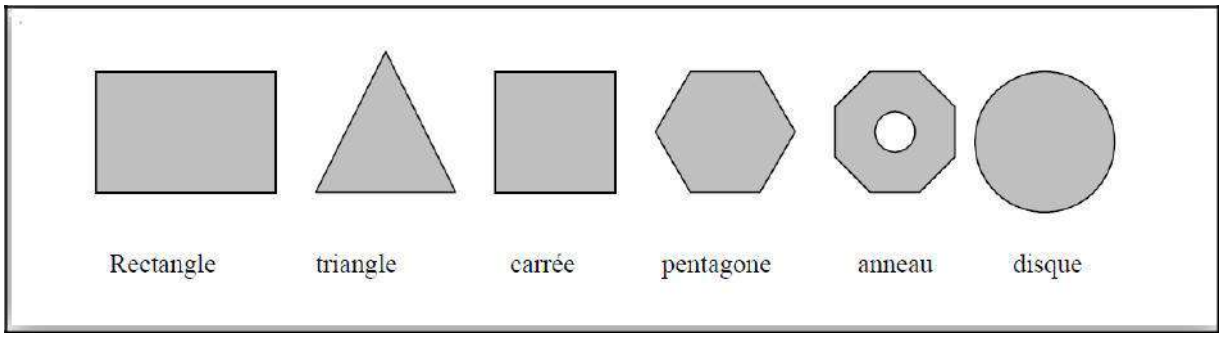


Figure I.2: Différentes formes d'antennes patch

I.4 CARACTERISTIQUES D'UNE ANTENNE PATCH (MICRORUBAN)

I.4.1 Dimensions du patch :

Dans le cadre de ce travail, on s'intéresse au patch de forme rectangulaire qui se caractérise par :

- Sa longueur L qui est généralement égale a $\lambda 0/3 < L < \lambda 0/2$, où $\lambda 0$ est la longueur d'onde dans l'espace libre.
- Le patch est sélectionné de façon à ce qu'il soit très mince ($t << \lambda 0$).
- La taille h du substrat diélectrique est habituellement $0{,}003\ \lambda 0 \leq h \leq 0.05\ \lambda 0$.
- W est le largueur de patch ($w<2L$).

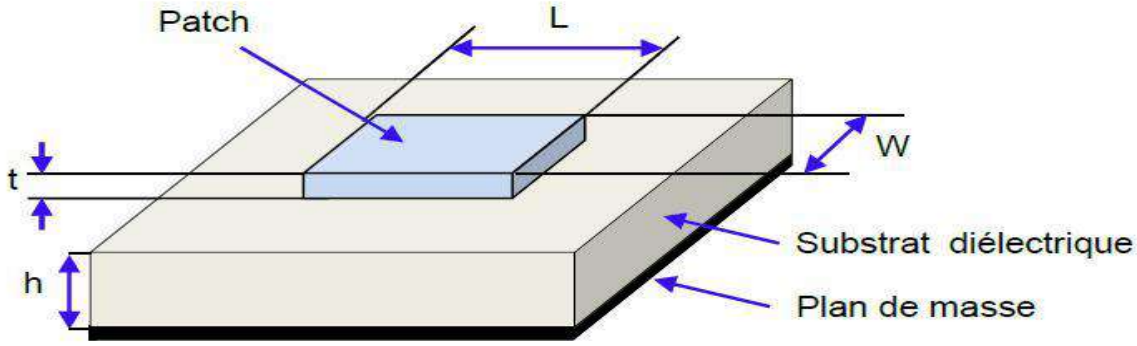


Figure I.3: Dimensions d'une antenne Patch

I.4.2 Diagramme de rayonnement :

Le rayonnement du patch est représenté dans un diagramme de rayonnement (Figure I.4) qui montre que l'antenne rayonne plus de puissance dans une certaine direction. On dit que l'antenne a une certaine directivité, généralement exprimée en dB [1].

Le patch rectangulaire excité dans son mode fondamental a une directivité maximale dans la direction perpendiculaire au patch. Cela signifie que le rayonnement est concentré dans un lobe principal orienté vers la verticale du patch ($\theta = 0°$).

En raison du plan de masse, ne se fait que dans le demi-plan au-dessus du plan de masse. La directivité diminue lorsque l'on s'éloigne à partir des bordes vers des altitudes plus basses [1].

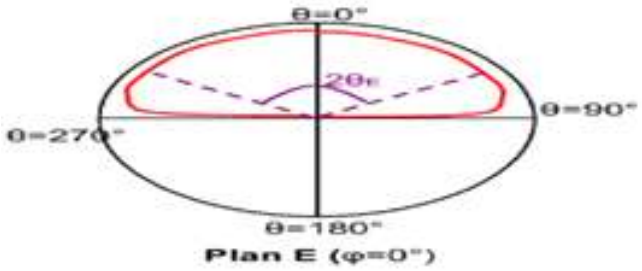


Figure I.4: Diagramme de rayonnement

I.4.3 Gain de l'antenne

De façon général, le gain d'une antenne est défini comme un facteur représentant le rendement de rayonnement. Cette efficacité est définie comme le rapport entre la puissance rayonnée (Pr) et la puissance d'entrée (Pe) exprimée en unité de décibel.

$$G = Pr/Pe$$

Dans ce travail, la puissance d'émission est transformée en énergie rayonnée et en puissance des ondes. Une partie de cette énergie est dissipée en raison de l'absorbation des conducteurs et des pertes dans les matériaux diélectrique utilisés lors de la fabrication des substrats diélectriques. Les ondes de surface sont des ondes guidées et capturées à l'intérieur du substrat. Elles sont partiellement rayonnées et réfléchies au niveau des bords du substrat. Les ondes de surface sont plus facilement excitées lorsque des matériaux ayant des constantes diélectriques plus élevées quand les matériaux utilisés sont épais. Pour un matériau épais, le volume et le facteur de qualité augmentent et d'autre part la bande passante et l'efficacité de l'antenne diminuent.

I.4.4 Polarisation de l'antenne

La polarisation d'une antenne est déterminée par celle de l'onde dans une direction donnée. Elle est identique à la direction du champ électrique. [2].

On peut citer les différents types de polarisation :

- Polarisation verticale : si le chemin du champ électrique est perpendiculaire au sol.
- Polarisation horizontale : si le chemin du champ électrique est parallèle au sol.
- Polarisation linéaire : si le chemin du champ électrique reste parallèle à une direction fixe.
- Polarisation circulaire : si le chemin du champ électrique décrit un cercle lorsque les ondes se propagent.

I.4.5 Bande passante

La bande passante d'une antenne est la plage de fréquences dans laquelle on peut l'utiliser, et dans laquelle l'antenne possède des capacités optimales pour émettre ou recevoir l'énergie électromagnétique correspondante dans l'espace environnant. Elle est donnée par la relation suivante ou fc est la fréquence de résonance [3]

$$B= [f_{max}–f_{min}/ f_c]$$

I.5 AVANTAGES ET INCONVENIENTS DES ANTENNES MICRORUBANS :

Les antennes microrubans sont devenues de plus en plus populaires grâce à leurs applications qui couvrent un large domaine et aux nombreux avantages qu'elles offrent contrairement aux antennes classiques.

I.5 .1Principauxavantagesdes antennes microrubans :

- Faible poids.
- Volume réduit.
- Faible coût de fabrication.
- Simplicité de la structure.
- Polarisation linéaire et circulaire.
- Fonctionnement en double ou triple fréquence.
- Possibilité d'intégration dans les circuits micro-onde intégrés.

I.5 .2 Principaux inconvénients des antennes microrubans:

- Bande passante étroite.
- Faible gain.
- Faible efficacité.
- Faible de puissance.

I.6 LES APPLICATIONS DES ANTENNES MICRORUBAN

Les antennes microrubans offrent plusieurs atouts pour la télécommunication en raison de leur taille, leur faible volume est leur intégrité sur les circuits électronique qui offre la possibilité de l'utilise dans plusieurs Domain contrairement de des antennes classique qui se dans des Domaines prisai. [4] Parmi ces applications on cite :

- L'observation et la surveillance de la terre par satellites.
- La commande et contrôle.
- Les transmissions personnelles (PC, tablettes, Smartphone).
- Les émetteurs-récepteurs portables.
- Les récepteurs GPS.

I.7 LES TECHNIQUES D'ALIMENTATION

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

I.7.1 Technique d'alimentation avec contact :

I.7.1.1 Alimentation par micro ruban :

Cette technique d'alimentation repose sur l'utilisation d'un ruban conducteur, directement connecté à l'extrémité du patch rayonnant. (Figure I.5)

La longueur du ruban doit être inferieure à la largeur du patch, et la jonction de contact peut être sur l'axe de symétrique du patch ou complètement décalée. Cela permet d'adapter l'impédance sans avoir besoin d'un élément adaptatif.

L'avantage de ce type d'alimentation est qu'elle peut être grave sur le même substrat électrique qui rend l'antenne plus mince, simple et facile à fabriquer. Mais, la fuite des parasites indésirables rend la bande passante étroite.[5]

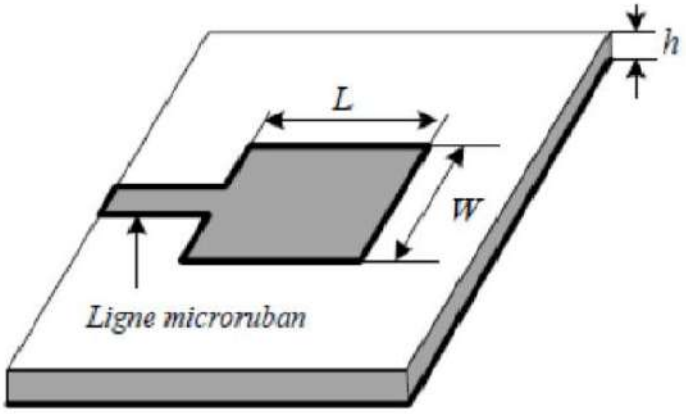


Figure I.5: Alimentation d'une antenne patch par un micro ruban

I.7.1.2Alimentation par sonde coaxiale :

L'alimentation par sonde coaxiale est l'une des techniques utilisées pour alimenter les antennes patch. Elle est réalisée par un contact direct de l'élément rayonnant, en soudant le conducteur central de la sonde sur la partie rayonnante, et le conducteur extérieur de la sonde au plan de masse (Figure I.6).[6]

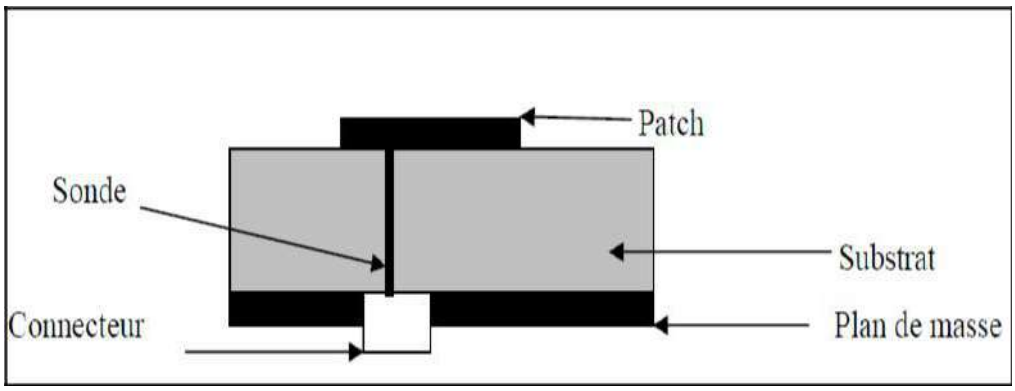


Figure I.6: Alimentation d'une antenne patch par sonde coaxiale.

Cette technique a l'avantage d'être utilisée à n'importe quel endroit désiré du patch afin d'assurer l'adaptation d'impédance, donc une simplicité de fabrication.

Toutefois, l'inconvénient de ce type d'alimentation réside dans la bande passante étroite et dans la difficulté de modélisation, notamment les substrats électriquement épais et les pertes qui arrondissent les performances.

I.7.2Techniques d’alimentation sans contact :

I.7.2.1 Alimentation couplée par ouverture :

Dans ce type d’alimentation, le patch de rayonnement et la ligne d’alimentation du micro ruban sont séparés par le plan de masse (Figure I.7).Pour l’alimentation, on a dit qu’elle sera assurée sans contact, donc la jonction sera réalisée par une fenêtre dans le plan de masse qui est habituellement centrée sous le patch.

L’adaptation de ce type d’alimentation est reliée à la forme, la taille et l’emplacement de la fenêtre pour minimiser l’effet parasite. En outre, ce modèle est difficile à fabriquer à cause des couches multiples qui rendent l’antenne plus épaisse.[7]

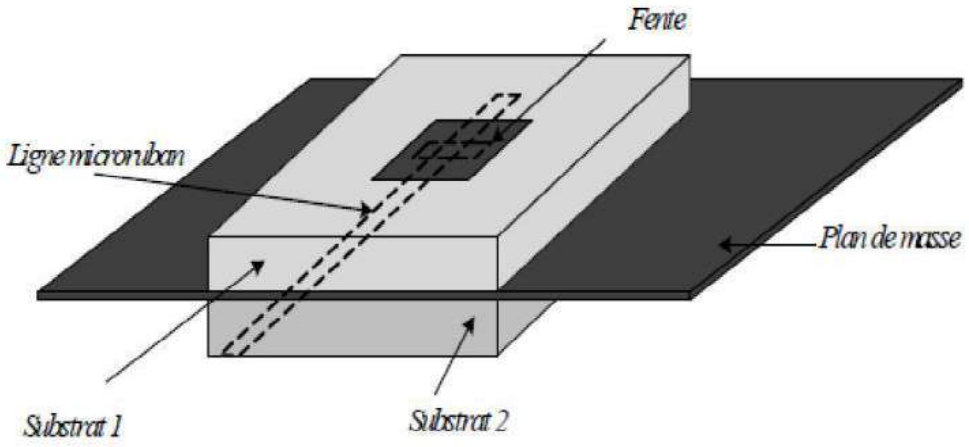


Figure I.7: Alimentation d'une antenne patch par une alimentation couplée par ouverture

I.7.2.2Alimentation couplée par couplage de proximité:

Ce type d'alimentation est représenté par deux substrats diélectriques qui sont employés de telle sorte que la ligne d'alimentation soit entre les deux substrats et que le patch de rayonnement soit sur le substrat supérieur.

L'avantage principal de cette technique d'alimentation est l’élimination du rayonnement parasite et l’obtention d’une bande passante plus large par de l'épaisseur de l’antenne.

Parmi les inconvénients de cette méthode d'alimentation, nous citons la difficulté de fabrication à cause des deux couches diélectriques nécessitant un alignement approprié. L’adaptation est réalisée en contrôlant la distance entre la ligne d'alimentation et le patch. [8]

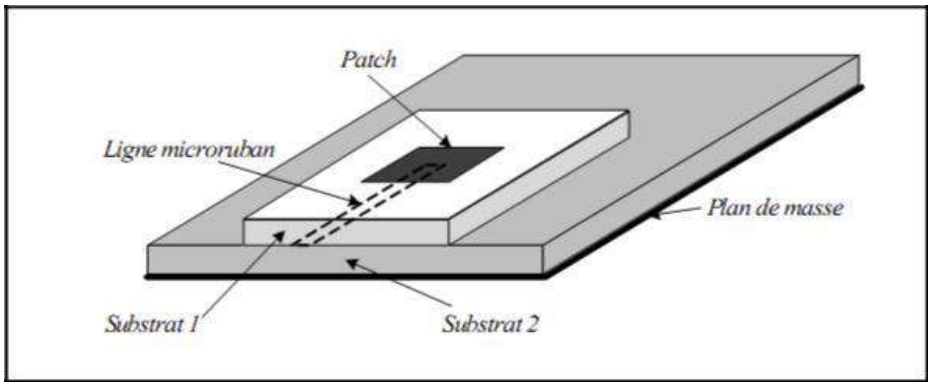


Figure I.8: Alimentation d'une antenne patch par un couplage de proximité

I.8 TYPES DES RESEAUX ANTENNE MICROBANDE

L'utilisation d'une seule antenne plaque est insuffisante pour assurer des performances satisfaisantes. Pour ce faire, on peut associer plusieurs éléments rayonnants pour former un réseau d'antennes à même d'augmenter la bande passante et obtenir un gain plus important avec un lobe principal conforme [9].

I.8.1 Antenne en réseaux linéaires :

Pour un réseau linaire, les éléments rayonnants sont placés l'un après l'autre par des déplacements parallèles sur une même droite (Figure I.9).



Figure I.9: Réseaux d'antenne et réseaux linéaires

I.8.2Antenne en réseaux plan :

Pour un réseau plan, les éléments rayonnants se déduisent l'un de l'autre par des translations parallèles à un même plan (Figure I.10).

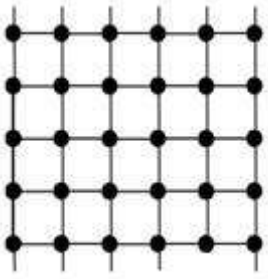


Figure I.10 : Réseaux d'antenne en réseaux plan

I.8.3Antenne en réseaux circulaires :

Pour un réseau circulaire, les éléments rayonnants sont identiquement placés sur un cercle (Figure I.11).

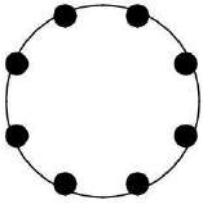


Figure I.11: Réseaux d'antenne en réseaux circulaires.

I.9METHODES D'ANALYSE D'UNE ANTENNE MICROBANDES

Plusieurs méthodes sont utilisées pour l'analyse des antennes microbandes. Ces méthodes peuvent être analytiques et rigoureuses.

I.9.1 Méthodes analytiques

I.9.1.1Model de ligne de transmission

Le modèle de la ligne de transmission est considéré comme le plus simple. Ce modèle exploite l'analogie qui existe entre un patch d'une antenne imprimée et un tronçon d'une ligne de transmission ayant deux bords rayonnants. Ce modèle prend en compte la nature des phénomènes physiques, ce qui permet d'effectuer des approximations permettant la modélisation du modèle. Cependant, cette technique ne rend pas compte des effets des modes d'ordre supérieur. [10]

Dans ce modèle, les inconnus sont la constante de propagation et l'impédance caractéristiques. Une fois déterminées, une ligne de transmission équivalente à l'antenne est obtenue. Le modèle propagation dominant est supposé être le mode TEM avec une variation négligeable dans la direction transverse. C'est une approximation valide si l'épaisseur du substrat est maintenue négligeable devant la longueur d'onde. Ce modèle néglige quelques effets physiques comme l'excitation des ondes de surface, les variations du champ sur les bords rayonnant, le couplage mutuel entre les éléments voisins, les effets des modes d'ordre élevés, etc. Malgré l'existence d'un modèle de la ligne de transmission pouvant traiter de forme arbitraire, ce modèle reste toujours limité en termes de précision à cause des inconvénients cités auparavant.[11]

I.9.1.2Model de cavité :

Bien qu'il soit facile à employer, le modèle de ligne de transmission présente de nombreux inconvénient. Il est généralement utile que pour les patches de conception rectangulaire. Cet inconvénient, ainsi que d'autres, peuvent être éliminés avec le modèle de cavité [12].

Dans ce modèle, l'antenne microuban peut être assimilée à une cavité fermée par deux murs électriques horizontaux, le plan de mass et l'élément rayonnant, ainsi que quatre murs magnétiques verticaux (Figure I.12).

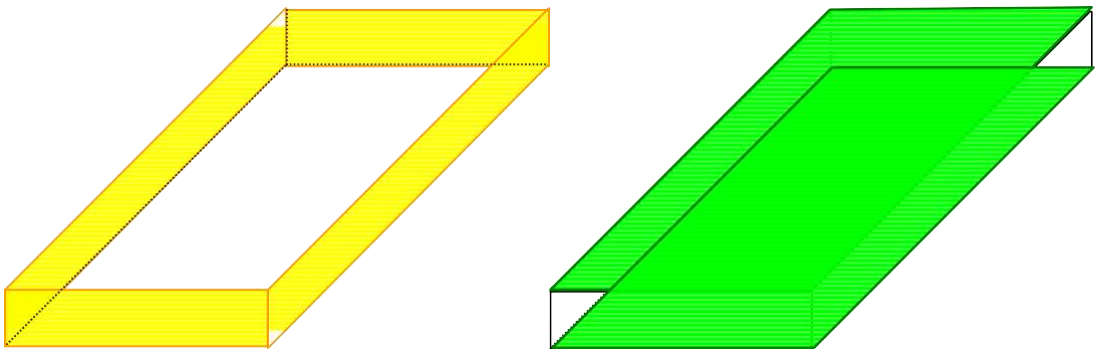


Figure I.12: Représentation des murs électriques et magnétiques dans le modèle de cavité. (1) : Quatre murs magnétiques. (2) : Deux murs électriques.

Les hypothèses qui vont être utilisées pour déterminer les modes qui s'installent dans cette cavité sont les suivantes :

- Les murs électriques dans les plans z = 0 et z = h sont idéaux
- Les murs magnétiques dans les plans y = 0, y = b, x = 0, x = a sont idéaux
- La hauteur h du patch au-dessus du plan de masse est très inférieure à la longueur d'onde ($h << \lambda$).

Cette dernière hypothèse a des conséquences importantes. Le champ électrique dans la cavité admet une composante suivant l'axe (Oz) et le champ magnétique comporte deux composantes suivant (Oy) et (Ox) qui permettra la simplification du travail.

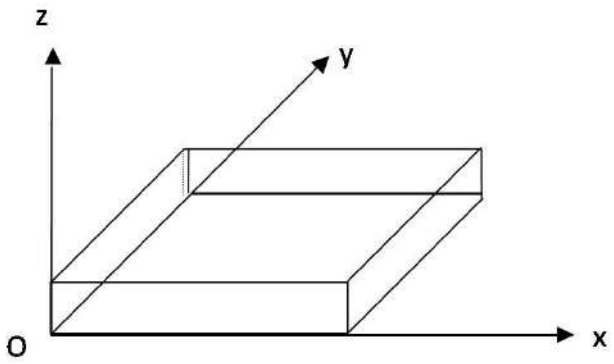


Figure I.13: représentation de la cavité dans un repère (O, x, y, z)

I.9.2 Méthodes numérique

I. 9.2.1. La méthode des éléments finis

La méthode des éléments finis s'applique aux dispositifs microondes de formes quelconques. Elle est basée sur la résolution des équations de Maxwell et sur la description géométrique de la structure sous forme d'un maillage. Elle consiste à diviser l'espace en petits éléments homogènes mais de taille pratiquement très variable, ce qui constitue l'un des points forts de cette méthode [13].

Cette méthode permet de calculer, en chaque point des éléments divisant l'espace, les champs électriques qui minimisent la fonction d'énergie, cette dernière s'écrit sous forme matricielle :

$$[J] = [Y] \cdot [E]$$

Où [J] représentent les sources de courant et [E] les champs électriques inconnus.

La matrice [Y] qui décrit la géométrie et les contraintes de frontières, est généralement clairsemée car chaque élément n'interagit qu'avec ses voisins. Les autres grandeurs comme le champ magnétique et les courants induits sont calculés à partir des champs électriques.

I. 9. 2.2. La méthode des moments

L'utilisation de la méthode des moments dans les problèmes électromagnétiques a été développée pour la première fois par Newman [14]. Il s'agit d'une manière de résolution d'équations intégrales qui permet de réduire celles-ci en un système d'équations linéaires appliqués aux structures planaires [15]. Pour utiliser cette méthode, il faut décomposer la structure étudiée en plusieurs parties.

La résolution numérique des équations de Maxwell de la structure étudiée, permet d'écrire les champs électriques ou magnétiques en fonction d'une somme des courants induits. Le calcul

de la distribution de courant évalué sur chaque section par annulation des champs électriques tangentiels, permet d'obtenir les paramètres [Z].

Dans la méthode des moments, l'équation intégrale est réduite à un ensemble d'équations algébriques linéaires de la forme suivante:

$$[Z]\cdot[I] = [V].$$

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

I.10 CONCLUSION

Les antennes ont des propriétés et des caractéristiques selon lesquelles elles sont valorisées. Plusieurs techniques existent pour les réaliser, et pour assurer un bon fonctionnement il faut choisir l'antenne la plus adapté à l'application envisagée.

Dans notre travail, le choix s'est porté sur la technologie des antennes imprimées. Leurs nombreux avantages permettent de les utiliser dans divers secteurs et surtout, dans les communications mobiles.

Dans ce premier chapitre, nous avons présenté une description des antennes imprimées, quelques techniques d'alimentations, leurs principaux avantages et inconvénients ainsi que leur domaine d'application.

Nous nous sommes également étalés sur les méthodes d'analyse les plus utilisées pour des structures de forme quelconque. Chacune de ces méthodes présentent des avantages et des inconvénients qui limitent son application. Toutefois, la méthode des moments peut être considérée comme une méthode rigoureuse pouvant être utilisée dans différentes situations.

Après ce bref aperçu sur les bases des antennes imprimées, le chapitre suivant sera consacré à l'étude mathématique afin d'avoir l'équation intégrales du champ électrique pour une antenne patch rectangulaire, ainsi que la résolution de cette équation par la méthode des moments avec un multiple choix de fonctions de base.

Chapitre II

Mise en équations d'une antenne patch rectangulaire

II. 1. Introduction

II. 2. Les équations caractéristiques de l'antenne

II. 2. 1. Détermination du tenseur spectral de Green…

II. 2. 2. L'équation intégrale du champ électrique

II. 2. 3. Résolution des équations intégrales par la méthode des moments Galerkin

II. 2. 4. la fréquence et la bande passante

II. 2. 5. Choix des fonctions de base

II.3. Conclusion.

II. 1.1INTRODUCTION

Apres avoir aperçu une description générale sur les antennes micro ruban et en donnant des méthodes analytique et numérique pour résoudre la formule complique de champs éclectique. Nous avons vu dans le chapitre précédant que la méthode de moment présente une multitude d'avantage par rapport des autre méthodes, pour cette raison elle sera le noyau de notre travaille.

Dans ce chapitre nous allons déterminer le tenseur spectral de green qui relie le champ électrique tangentiel avec les courants sur le patch pour une antenne micro ruban rectangulaire. Nous utilisons la méthode des moments procédure de Galerkin pour définir la fréquence de résonance ainsi que la bande passante. Cette méthode est faite pour deux types de fonctions de base, ces fonctions de base sont choisi afin de pouvoir faire une comparaison sur l'influence de ces derniers sur les caractéristiques de l'antenne patch et spécialement la fréquence (partie réel et imaginaire) ainsi que la bande passante.

II.1.2 STRUCTURE DE L'ANTENNE PATCH ETUDIE

On va travaille sur une antenne patch caractérise par une longueur (a), largeur (b), épaisseur du substrat (d_1) et permittivité relative(ε_r).

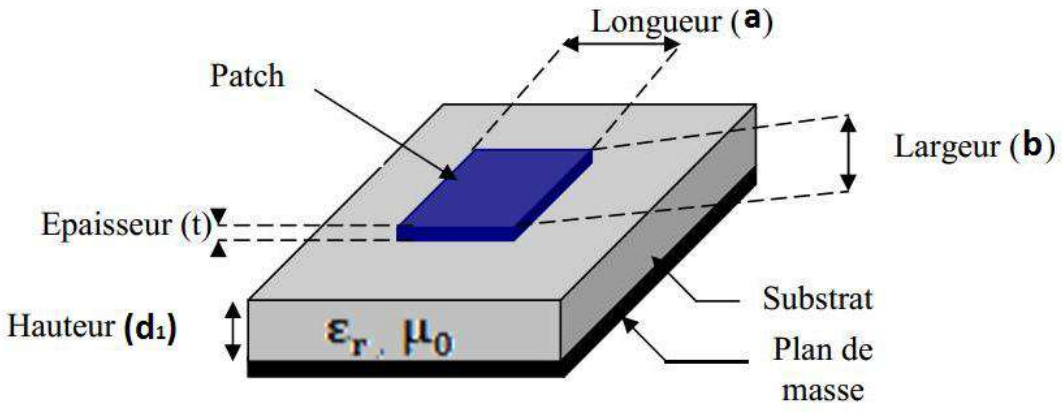


Figure II.1 structure de l'antenne patch

II. 2. Les équations caractéristiques de l'antenne

II. 2. 1. Détermination du tenseur spectral de Green

II. 2. 1. 1. Equations de Maxwell

En régime harmonique $\mathbf{e^{i\omega t}}$dans un milieu linéaire homogène, isotrope loin de sources (ρ=0, J=0) les équations de Maxwell sont données par :

$$\overline{\boldsymbol{\nabla}} \times \overline{\mathrm{E}} = -\frac{\boldsymbol{\partial B}}{\boldsymbol{\partial t}} = -\mu \frac{\boldsymbol{\partial H}}{\boldsymbol{\partial t}} = -\boldsymbol{iw\mu H} \qquad \text{(II.1)}$$

$$\overline{\boldsymbol{\nabla}} \times \overline{\mathrm{H}} = -\frac{\boldsymbol{\partial D}}{\boldsymbol{\partial t}} = \mathcal{E}\frac{\boldsymbol{\partial H}}{\boldsymbol{\partial t}} = -\boldsymbol{iw\mathcal{E}E} \qquad \text{(II.2)}$$

En va procéder maintenant à écrire les équations de Maxwell dans le domaine spectral. Soit **A (x, y, z)** un vecteur quelconque :

$$\tilde{A}(K_x, K_y, z) = \int_{-\infty}^{+\infty}\int_{-\infty}^{+\infty} A(x, y, z)e^{-i(K_x x + K_{yy})}\mathrm{dx.\,dy}$$

$$A(x, y, z) = \frac{1}{4\prod^2}\int_{-\infty}^{+\infty}\int_{-\infty}^{+\infty} \tilde{A}(K_x, K_y, z)e^{-i(K_x x + K_{yy})}\, dK_x dK_y$$

A: un vecteur dans le domaine spatial.

$\tilde{A}$: La transformée de Fourier bidimensionnelle.

On a :

$$\overline{\boldsymbol{\nabla}} \times \overline{\mathrm{E}} = \begin{vmatrix} \bar{\boldsymbol{I}} & \bar{\boldsymbol{J}} & \bar{\boldsymbol{K}} \\ \dfrac{\boldsymbol{\partial}}{\boldsymbol{\partial x}} & \dfrac{\boldsymbol{\partial}}{\boldsymbol{\partial y}} & \dfrac{\boldsymbol{\partial}}{\boldsymbol{\partial z}} \\ \boldsymbol{E_x} & \boldsymbol{E_y} & \boldsymbol{E_z} \end{vmatrix} = \bar{\boldsymbol{I}}\left(\frac{\boldsymbol{\partial}}{\boldsymbol{\partial y}}\boldsymbol{E_z} - \frac{\boldsymbol{\partial}}{\boldsymbol{\partial z}}\boldsymbol{E_y}\right) - \bar{\boldsymbol{J}}\left(\frac{\boldsymbol{\partial}}{\boldsymbol{\partial x}}\boldsymbol{E_z} - \frac{\boldsymbol{\partial}}{\boldsymbol{\partial z}}\boldsymbol{E_x}\right) + \bar{\boldsymbol{K}}\left(\frac{\boldsymbol{\partial}}{\boldsymbol{\partial x}}\boldsymbol{E_y} - \frac{\boldsymbol{\partial}}{\boldsymbol{\partial y}}\boldsymbol{E_x}\right).$$

En utilisant les propriétés :

$$\left(\frac{\boldsymbol{\partial}\tilde{\boldsymbol{f}}}{\boldsymbol{\partial x}}\right) = \boldsymbol{ik_x}\tilde{\boldsymbol{f}}.$$

$$\left(\frac{\boldsymbol{\partial}\tilde{\boldsymbol{f}}}{\boldsymbol{\partial y}}\right) = \boldsymbol{ik_y}\tilde{\boldsymbol{f}}.$$

$$=> (\overline{\nabla} \times \overline{\mathrm{E}}) = \bar{I}\left(ik_y\tilde{E}_z - \frac{\partial}{\partial z}\tilde{E}_y\right) - \bar{J}\left(ik_x\tilde{E}_z - \frac{\partial}{\partial z}\tilde{E}_x\right) + \bar{K}\left(ik_x\tilde{E}_y - ik_y\tilde{E}_x\right)$$

$$= \begin{matrix} \bar{I} & \bar{J} & \bar{K} \\ ik_x & ik_y & \frac{\partial}{\partial z} \\ E_x & E_y & E_z \end{matrix} = \tilde{\overline{\nabla}} \times \tilde{\overline{\mathrm{E}}}$$

Avec :

$$\tilde{\overline{\nabla}} = ik_x\bar{I} + ik_y\bar{J} + \frac{\partial}{\partial z}k. \qquad \text{(II.3)}$$

$\mathbf{K_x}$,$\mathbf{K_y}$: sont les nombres d'onde spectraux dans les directions x et y respectivement,
K: est la constante de propagation.

Les équations de Maxwell (II.1) et (II.2) dans le domaine spectral s'écrivent :

$$\tilde{\overline{\nabla}} \times \tilde{\overline{\mathrm{E}}} = -iw\mu\tilde{\overline{\mathbf{H}}} \text{(II.4)}$$

$$\tilde{\overline{\nabla}} \times \tilde{\mathrm{H}} = -iw\varepsilon\tilde{\overline{\mathbf{E}}} \text{(II.5)}$$

II. 2. 1. 2. Equation de propagation

A partir des équations (II.4) et (II.5) qui sont les équations de Maxwell dans le domaine spectral nous allons écrire l'équation de propagation. [16]

- En utilisent les propriétés suivantes :

$$\tilde{\nabla} \times \left(\tilde{\nabla} \times \tilde{\mathrm{E}}\right) = \tilde{\nabla}.\left(\tilde{\nabla}.\tilde{E}\right) - \left(\tilde{\nabla}.\tilde{\nabla}\right).\tilde{E}$$

- On sait que:

$$\overline{\nabla}.\overline{\mathrm{E}} = 0 \Rightarrow \tilde{\overline{\nabla}} \times \tilde{\overline{\mathrm{E}}} = \overline{\mathbf{0}}$$

$$(\mathrm{II}.4) \Rightarrow \tilde{\overline{\nabla}}^2\tilde{\overline{\mathrm{E}}} - iw\mu\left(\tilde{\overline{\nabla}} \times \tilde{\mathrm{H}}\right) = \overline{\mathbf{0}}$$

$$(\mathrm{II}.5) \Rightarrow \tilde{\overline{\nabla}}^2\tilde{\overline{\mathrm{E}}} + w^2\mu\varepsilon\tilde{\overline{\mathrm{E}}} = \overline{\mathbf{0}}$$

- Avec :

$$\tilde{\overline{\nabla}}^2 = \tilde{\Delta} \text{est le Laplacien}$$

- à partir de l'équation (II.4), nous avons:

$$\tilde{\bar{\nabla}}^2 = -\left(K_x^2 + K_y^2\right) + \frac{\partial^2}{\partial^2 z}$$

L'équation de propagation s'écrit donc :

$$\frac{\partial^2 \tilde{\bar{E}}}{\partial^2 z} + K_z^2 \tilde{\bar{E}} = \bar{0} \qquad \text{(II. 6)}$$

Avec:

$$K_z^2 = K^2 - \left(K_x^2 + K_y^2\right) \qquad \text{(II. 7)}$$

$$K^2 = w^2 \varepsilon\mu$$

II. 2. 1. 3. Détermination des composantes transversales

A partir des équations de Maxwell on déduit les composantes transversales

E_x,E_y,H_x,$H_y$en fonction des composantes longitudinales (E_z,H_z).

$$\bar{\nabla} \times \bar{E} = -iw\mu\bar{H} \Rightarrow$$

$$\frac{\partial}{\partial x}E_z - \frac{\partial}{\partial z}E_y = -iw\mu\bar{H}_x \qquad \text{(II. 8a)}$$

$$\frac{\partial}{\partial z}E_x - \frac{\partial}{\partial x}E_z = -iw\mu\bar{H}_y \qquad \text{(II. 8b)}$$

$$\frac{\partial}{\partial x}E_y - \frac{\partial}{\partial y}E_x = -iw\mu\bar{H}_z \qquad \text{(II. 8c)}$$

$$\bar{\nabla} \times \bar{H} = -iw\varepsilon\bar{E} \Rightarrow$$

$$\frac{\partial}{\partial y}H_z - \frac{\partial}{\partial z}H_y = +iw\varepsilon\bar{E}_x \qquad \text{(II. 9a)}$$

$$\frac{\partial}{\partial z}H_x - \frac{\partial}{\partial x}H_z = +iw\varepsilon\bar{E}_y \qquad \text{(II. 9b)}$$

$$\frac{\partial}{\partial x}H_y - \frac{\partial}{\partial y}H_x = +iw\varepsilon\bar{E}_z \qquad \text{(II. 9c)}$$

En se basant sur les équations précédentes et après calcul on trouve:

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial z^2}+K^2\right)E_x=\frac{\partial^2}{\partial z\partial x}E_z-iw\mu\frac{\partial}{\partial y}H_z \qquad \text{(II. 10a)}$$

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial z^2}+K^2\right)E_y=\frac{\partial^2}{\partial z\partial y}E_z-iw\mu\frac{\partial}{\partial x}H_z \qquad \text{(II. 10b)}$$

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial z^2}+K^2\right)E_x=\frac{\partial^2}{\partial z\partial x}H_z-iw\mathcal{E}\frac{\partial}{\partial y}E_z \qquad \text{(II. 10c)}$$

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial z^2}+K^2\right)H_y=\frac{\partial^2}{\partial z\partial y}H_z-iw\mathcal{E}\frac{\partial}{\partial x}E_z \qquad \text{(II. 10b)}$$

Tenant compte de l'équation de propagation (II.6):

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial z^2}=-K_z^2\right)$$

On trouve les équations (II.10a), (II.10b), (II.11a), (II.11b) dans le domaine spectral:

$$\tilde{E}_x=\frac{iK_x}{K_s^2}\frac{\partial}{\partial z}\tilde{E}_z+\frac{w\mu K_y}{K_s^2}\tilde{H}_z \qquad \text{(II. 12a)}$$

$$\tilde{E}_y=\frac{iK_y}{K_s^2}\frac{\partial}{\partial z}\tilde{E}_z-\frac{w\mu K_x}{K_s^2}\tilde{H}_z \qquad \text{(II. 12b)}$$

$$\widetilde{H}_x=\frac{iK_x}{K_s^2}\frac{\partial}{\partial z}\widetilde{H}_z-\frac{w\mathcal{E}K_y}{K_s^2}\tilde{E}_z \qquad \text{(II. 13a)}$$

$$\widetilde{H}_y=\frac{iK_y}{K_s^2}\frac{\partial}{\partial z}\widetilde{H}_z+\frac{w\mathcal{E}K_x}{K_s^2}\tilde{E}_z \qquad \text{(II. 13a)}$$

Avec :$K_s^2=K_x^2+K_y^2$

II. 2. 1. 4. Nouvelle représentation des champs TM et TE

A partir des équations (II.12a) et (II.12b) on peut écrire :

$$\tilde{\tilde{\mathrm{E}}}=\begin{bmatrix}\widetilde{\boldsymbol{E_x}}\\ \widetilde{\boldsymbol{E_y}}\end{bmatrix}=\frac{\mathbf{1}}{\boldsymbol{K_s}}\begin{bmatrix}\boldsymbol{K_x} & \boldsymbol{K_y}\\ \boldsymbol{K_y} & -\boldsymbol{K_x}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\boldsymbol{e^e}\\ \boldsymbol{e^h}\end{bmatrix} \qquad \text{(II. 14)}$$

à partir des équations (II.13a) et (II.13b) on peut écrire :

$$\widetilde{\mathrm{H}} = \begin{bmatrix} \widetilde{\boldsymbol{H_y}} \\ -\widetilde{\boldsymbol{H_x}} \end{bmatrix} = \frac{\mathbf{1}}{\boldsymbol{K_s}} \begin{bmatrix} \boldsymbol{K_x} & \boldsymbol{K_y} \\ \boldsymbol{K_y} & -\boldsymbol{K_x} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \boldsymbol{h^e} \\ \boldsymbol{h^h} \end{bmatrix} \quad \text{(II. 15)}$$

Les composantes e et h dans (II.14) et (II.15) représentent les ondes TM et TE respectivement

e^e,e^h,h^e,h^h sont définis par :

$$\bar{e} = \begin{bmatrix} e^e \\ e^h \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{i}{K_s} & \frac{\partial \widetilde{\mathrm{E}}_z}{\partial z} \\ \frac{w\mu}{K_s} & \widetilde{\mathrm{H}}_z \end{bmatrix} \quad \text{(II.16)}$$

$$\bar{h} = \begin{bmatrix} h^e \\ h^h \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{w\mathcal{E}}{K_s} & \widetilde{\mathrm{E}}_z \\ \frac{i}{K_s} & \frac{\partial \widetilde{\mathrm{H}}_z}{\partial z} \end{bmatrix} \quad \text{(II.17)}$$

II. 2. 1. 5. Formule reliant les grandeurs électromagnétiques de deux couches adjacentes

A partir de l'équation de propagation (II.6) la forme générale de$\widetilde{\boldsymbol{E_z}}, \widetilde{\boldsymbol{H_z}}$ est :

$$\widetilde{\mathrm{E}}_z = \mathrm{A}_1 \mathrm{e}^{-\mathrm{i}k_z z} + \mathrm{B}_1 \mathrm{e}^{-\mathrm{i}K_z z} \quad \text{(II. 18a)}$$

$$\widetilde{\mathrm{H}}_z = \mathrm{A}_2 \mathrm{e}^{-\mathrm{i}k_z z} + \mathrm{B}_2 \mathrm{e}^{-\mathrm{i}K_z z} \quad \text{(II. 18b)}$$

En remplaçant (II.18a) et (II.18b) dans (II.16) et (II.17) on trouve :

$$\bar{\mathrm{e}}(k_s, z)\bar{\mathrm{A}}\mathrm{e}^{-\mathrm{i}k_z z} + \bar{\mathrm{B}}\mathrm{e}^{-\mathrm{i}K_z z} \quad \text{(II. 19)}$$

$$\bar{\mathrm{h}}(k_s, z) = \bar{\bar{\mathrm{g}}}(K_s)\left[\bar{\mathrm{A}}\mathrm{e}^{-\mathrm{i}k_z z} - \bar{\mathrm{B}}\mathrm{e}^{-\mathrm{i}K_z z}\right] \text{(II. 20)}$$

Dans les équations (II.19) et (II.20) *A*(2×1) et *B*(2×1) sont deux vecteurs inconnus (voir annexe A) et:

$$\bar{\bar{g}}(K_s) = diag[g^e(k_s), g^h(k_s)] = diag\left[\frac{w\mathcal{E}}{k_z}, \frac{k_z}{w\mu}\right] \quad \text{(II.21)}$$

D'une façon générale, on va Considérer maintenant que la région où l'onde se propage est limitée entre les deux plans

Z_{j-1}et Z_jFigure II.1.

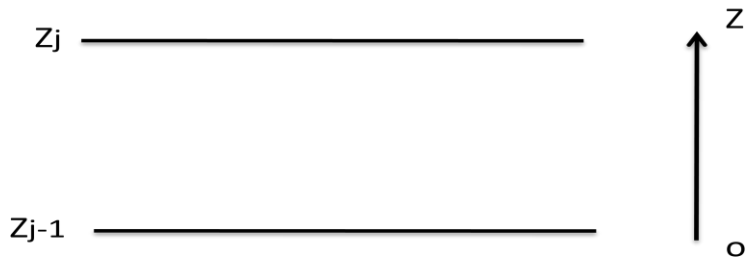


Figure II. 2. Représentation d'une couche j.

En écrivant les équations (II.19) et (II.20) dans le plan $Z = Z_{j-1}$ puis dans le plan$Z = Z_j$, une relation liant les composantes $\bar{e}$et $\bar{h}$sur les deux interfaces de la couche et par élimination des inconnus $\bar{A}et\bar{B}$on trouve:

$$\begin{bmatrix} \bar{e}_j(K_s, Z_j^-) \\ \bar{h}_j(K_s, Z_j^-) \end{bmatrix} = \bar{\bar{T}}_J \begin{bmatrix} \bar{e}_j(K_s, Z_{j-1}^+) \\ \bar{h}_j(K_s, Z_{j-1}^+) \end{bmatrix} \quad (\text{II. } 22)$$

$$\bar{\bar{T}}_j = \begin{bmatrix} \bar{\bar{T}}_j^{11} & \bar{\bar{T}}_j^{12} \\ \bar{\bar{T}}_j^{21} & \bar{\bar{T}}_j^{22} \end{bmatrix}$$

$$\bar{\bar{T}}_j^{11} = \bar{\bar{T}}_j^{22} = \begin{bmatrix} \cos(K_{zj}d) & 0 \\ 0 & \cos(K_{zj}d) \end{bmatrix} \quad (\text{II. } 23a)$$

$$\bar{\bar{T}}_j^{12} = -\mathrm{i}\sin(K_{zj}d_j).\overline{\overline{g_J^{-1}}} = \begin{bmatrix} -\mathrm{i}\frac{\mathrm{k_{zj}}}{\mathrm{w\varepsilon_j}}\sin(\mathrm{k_{zj}d_j}) & 0 \\ 0 & -\mathrm{i}\frac{\mathrm{w\mu_j}}{\mathrm{k_{zj}}}\sin(\mathrm{k_{zj}d_j}) \end{bmatrix} \quad (\text{II.23b})$$

$$\bar{\bar{T}}_j^{21} = -\mathrm{i}\sin(K_{zj}d_z).\overline{\overline{g_J}} = \begin{bmatrix} -\mathrm{i}\frac{\mathrm{w\varepsilon_j}}{\mathrm{k_{zj}}}\sin(\mathrm{k_{zj}d_j}) & 0 \\ 0 & -\mathrm{i}\frac{\mathrm{k_{zj}}}{\mathrm{w\mu_j}}\sin(\mathrm{k_{zj}d_j}) \end{bmatrix} \quad (\text{II. } 23c)$$

Si l'interface $z = z_j$est dépourvue des courants électriques, alors (II.22) s'écrit :

$$\begin{bmatrix} \bar{e}_{j+1}(K_s, Z_j^+) \\ \bar{h}_{j+1}(K_s, Z_j^+) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{e}_j(K_s, Z_j^-) \\ \bar{h}_j(K_s, Z_j^-) \end{bmatrix} = \bar{\bar{T}}_j \begin{bmatrix} \bar{e}_j(K_s, Z_{j-1}^+) \\ \bar{h}_j(K_s, Z_{j-1}^+) \end{bmatrix} \quad (\text{II. } 24)$$

Et si l'interface $z = z_j$contient des courants électriques, nous avons :

$$\widetilde{H_y}(Z_j^-) - \widetilde{H_y}(Z_j^+) = \widetilde{j_x}(z_j) \quad (\text{II.25a})$$

$$\widetilde{H_x}(Z_j^-) - \widetilde{H_x}(Z_j^+) = -\widetilde{J_y}(z_j) \quad \text{(II.25b)}$$

$$\begin{bmatrix} \widetilde{H_y}(Z_j^-) \\ -\widetilde{H_x}(Z_j^-) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \widetilde{H_y}(Z_j^+) \\ -\widetilde{H_x}(Z_j^+) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \widetilde{J_x}(z_j) \\ \widetilde{J_y}(z_j) \end{bmatrix} \quad \text{(II.26)}$$

En remplaçant (II.15) dans (II.26) nous obtenons :

$$\frac{\mathbf{1}}{\boldsymbol{K_s}} \begin{bmatrix} \boldsymbol{K_x} & \boldsymbol{K_y} \\ \boldsymbol{K_y} & -\boldsymbol{K_x} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \boldsymbol{h^e}(Z_j^-) \\ \boldsymbol{h^h}(Z_j^-) \end{bmatrix} - \frac{\mathbf{1}}{\boldsymbol{K_s}} \begin{bmatrix} \boldsymbol{K_x} & \boldsymbol{K_y} \\ \boldsymbol{K_y} & -\boldsymbol{K_x} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \boldsymbol{h^e}(Z_j^+) \\ \boldsymbol{h^h}(Z_j^+) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \widetilde{J_x}(z_j) \\ \widetilde{J_y}(z_j) \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} \boldsymbol{h^e}(Z_j^-) \\ \boldsymbol{h^h}(Z_j^-) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \boldsymbol{h^e}(Z_j^+) \\ \boldsymbol{h^h}(Z_j^+) \end{bmatrix} = \frac{\mathbf{1}}{\boldsymbol{K_s}} \begin{bmatrix} \boldsymbol{K_x} & \boldsymbol{K_y} \\ \boldsymbol{K_y} & -\boldsymbol{K_x} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \widetilde{J_x}(z_j) \\ \widetilde{J_y}(z_j) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} j^e(z_j) \\ j^h(z_j) \end{bmatrix} \quad \text{(II. 27)}$$

avec :

$$\bar{J} = \begin{bmatrix} j^e \\ j^h \end{bmatrix} = \frac{\mathbf{1}}{\boldsymbol{K_s}} \begin{bmatrix} \boldsymbol{K_x} & \boldsymbol{K_y} \\ \boldsymbol{K_y} & -\boldsymbol{K_x} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \widetilde{J_x} \\ \widetilde{J_y} \end{bmatrix} \text{(II.28)}$$

Donc on peut écrire:

$$\begin{bmatrix} \bar{e}_j(K_s, Z_j^-) \\ \bar{h}_j(K_s, Z_j^-) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \bar{e}_{j+1}(K_s, Z_j^+ \\ \bar{h}_{j+1}(K_s, Z_j^+ \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ \bar{J}(Z_j) \end{bmatrix} \quad \text{(II. 30)}$$

à partir de (II.30) on peut écrire:

$$\begin{bmatrix} \bar{e}_{j+1}(K_s, Z_j^+) \\ \bar{h}_{j+1}(K_s, Z_j^+) \end{bmatrix} = \bar{\bar{T}}_j \begin{bmatrix} \bar{e}_j(K_s, Z_{j-1}^+) \\ \bar{h}_j(K_s, Z_{j-1}^+) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 \\ \bar{J}(Z_j) \end{bmatrix} \quad \text{(II. 31)}$$

Si le milieu$Z < Z_{j-1}$ est un conducteur parfait «plan de masse» alors:

$$\bar{e}_j(K_s, Z_{j-1}^+) = 0 \quad \text{(II. 32)}$$

Si le milieu $Z > Z_j$est l'air, tenant compte de la condition de rayonnement on aura à partir de (II.19) et (II.20):

$$\bar{h}_{j+1} = (K_s, Z_j^+) = \bar{\bar{g}}_{j+1}(K_s) e_{j+1}(K_s, Z_j^+) \text{(II. 33)}$$

Les équations (II.24), (II.31), (II.32) et (II.33) sont les équations de base pour la détermination du tenseur spectral de Green.

Le tenseur spectral de Green $\bar{\bar{G}}$relie le champ électrique tangentiel avec le courant dans le plan du patch.

$$\tilde{\bar{\mathrm{E}}} = \bar{\bar{\boldsymbol{G}}}.\tilde{\bar{\mathrm{J}}} \qquad \text{(II. 34)}$$

Avec :

$$\tilde{\bar{\mathrm{E}}} = \begin{bmatrix} \widetilde{\boldsymbol{E_x}} \\ \widetilde{\boldsymbol{E_y}} \end{bmatrix}$$

$$\tilde{\bar{\mathrm{J}}} = \begin{bmatrix} \widetilde{\boldsymbol{J_x}} \\ \widetilde{\boldsymbol{J_y}} \end{bmatrix}$$

$$\bar{\bar{\boldsymbol{G}}} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{G_{xx}} & \boldsymbol{G_{xy}} \\ \boldsymbol{G_{yx}} & \boldsymbol{G_{yy}} \end{bmatrix}$$

Dans la représentation [TM(e), TE(h)] le tenseur spectral de Green $\bar{\bar{Q}}$relie le champ électrique tangentiel $\bar{e}$avec le courant $\bar{\jmath}$dans le plan du patch:

$$\bar{e} = \bar{\bar{Q}}.\bar{\jmath} \qquad \text{(II. 35)}$$

Avec:

$$\bar{e} = \begin{bmatrix} e^e \\ e^h \end{bmatrix}$$

$$\bar{\jmath} = \begin{bmatrix} j^e \\ j^h \end{bmatrix} \bar{\bar{Q}} = \begin{bmatrix} Q^e & 0 \\ 0 & Q^h \end{bmatrix}$$

En remplaçant (II.28) et (II.14) dans (II.35) nous obtenons la relation qui existe entre le tenseur diagonal $\bar{\bar{Q}}$et le tenseur$\bar{\bar{G}}$.

$$\bar{\bar{\boldsymbol{G}}} = \frac{\mathbf{1}}{\boldsymbol{K_s}} \begin{bmatrix} \boldsymbol{K_x} & \boldsymbol{K_y} \\ \boldsymbol{K_y} & -\boldsymbol{K_x} \end{bmatrix} . \bar{\bar{\boldsymbol{Q}}} . \frac{\mathbf{1}}{\boldsymbol{K_s}} \begin{bmatrix} \boldsymbol{K_x} & \boldsymbol{K_y} \\ \boldsymbol{K_y} & -\boldsymbol{K_x} \end{bmatrix} \qquad \text{(II. 36)}$$

II. 2. 1. 6. Application pour une antenne micro-ruban dans sa simple configuration

Cette partie consiste à déterminer le tenseur spectral de Green d'une antenne micro ruban, relative à la structure représentée en Figure II. 3.



Figure II. 3. Structure d'une antenne micro-ruban.

$\bar{e_1}(K_0, Z_0^+) = 0$

$$\begin{bmatrix} \bar{e}_2(K_s, Z_1^+) \\ \bar{h}_2(K_s, Z_1^+) \end{bmatrix} = \bar{\bar{T}}_1 \begin{bmatrix} \bar{e}_1(K_s, Z_0^+) \\ \bar{h}_1(K_s, Z_0^+) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 \\ \bar{J}(Z_1) \end{bmatrix} \quad (\text{II.38})$$

$$\bar{h}_2(K_s, Z_1^+) = \bar{\bar{g}}_2(K_s)\bar{e}_2(K_s, Z_1^+) (\text{II.39})$$

On peut réécrire les équations (II.37), (II.38), et (II.39) de la manière suivante:

$$\bar{e}_1 = 0 \quad (\text{II.40})$$

$$\begin{bmatrix} \bar{e}_2 \\ \bar{h}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{\bar{T}}_j^{11} & \bar{\bar{T}}_j^{12} \\ \bar{\bar{T}}_j^{21} & \bar{\bar{T}}_j^{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{e}_1 \\ \bar{h}_1 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 \\ \bar{J} \end{bmatrix} \quad (\text{II.41})$$

$$\bar{h}_2 = \bar{\bar{g}}_0 . \bar{e}_2 \quad (\text{II.42})$$

Dans la représentation [TM(e), TE(h)] le tenseur spectral de Green $\bar{\bar{Q}}$relie le champélectrique tangentiel $\bar{e}_2$avec le courant *j* dans le plan du patch.

$\bar{e}_2 = \bar{\bar{Q}} . \bar{J}$(II.43)

En remplaçant par (II.40) dans (II.41) nous obtenons:

$$\bar{e}_2 = \overline{\overline{T_1^{12}}} . \overline{h_1} (\text{II.44})$$

$$\bar{h}_2 = \bar{\bar{T}}_1^{22} \bar{h}_1 - \bar{J} \quad (\text{II.45})$$

$$(II.45) => \bar{h}_1 = (\bar{\bar{T}}_1^{12})^{-1} \bar{e}_2$$

En remplaçant par (II.42) et (II.46) dans (II.45) nous obtenons:

$$\bar{\bar{g}}_0 . \bar{e}_2 = \bar{\bar{T}}_1^{22} (\bar{\bar{T}}_1^{12})^{-1} . \bar{e}_2 - \bar{J}$$

$$=> \left[\bar{\bar{T}}_1^{22} (\bar{\bar{T}}_1^{12})^{-1} - \bar{\bar{g}}_0\right] \bar{e}_2 = \bar{J}$$

$$=> \bar{e}_2 = \left[\bar{\bar{T}}_1^{22} (\bar{\bar{T}}_1^{12})^{-1} - \bar{\bar{g}}_0\right]^{-1} \bar{J}$$

$$=> \bar{\bar{Q}} = \left[\bar{\bar{T}}_1^{22} (\bar{\bar{T}}_1^{12})^{-1} - \bar{\bar{g}}_0\right]^{-1} \quad (\text{II.47})$$

$$\bar{\bar{T}}_1^{22} = \begin{bmatrix} \cos(K_{z1} d_1) & 0 \\ 0 & \cos(K_{z1} d_1) \end{bmatrix}$$

$$\bar{\bar{T}}_j^{12} = \begin{bmatrix} -\mathrm{i}\frac{k_{z1}}{w\varepsilon_1}\sin(k_{z1}d_1) & 0 \\ 0 & -\mathrm{i}\frac{w\mu_0}{k_{z1}}\sin(k_{z1}d_1) \end{bmatrix}$$

$$(\bar{\bar{T}}_j^{12})^{-1} = \begin{bmatrix} \mathrm{i}\frac{w\varepsilon_1}{k_{z1}\sin(k_{z1}d_1)} & 0 \\ 0 & \mathrm{i}\frac{k_{z1}}{w\mu_0\sin(k_{z1}d_1)} \end{bmatrix}$$

$$\bar{\bar{T}}_1^{22} = (\bar{\bar{T}}_j^{12})^{-1} = \begin{bmatrix} \mathrm{i}\frac{w\varepsilon_1\cos(k_{z1}d_1)}{k_{z1}\sin(k_{z1}d_1)} & 0 \\ 0 & \mathrm{i}\frac{k_{z1}\cos(k_{z1}d_1)}{w\mu_0\sin(k_{z1}d_1)} \end{bmatrix}$$

On a :

$$\bar{\bar{g}}_0 = \begin{bmatrix} \frac{w\varepsilon_0}{k_{z0}} & 0 \\ 0 & \frac{k_{z0}}{w\mu_0} \end{bmatrix}$$

Alors :

$$\bar{\bar{T}}_1^{22} = (\bar{\bar{T}}_j^{12})^{-1} - \bar{\bar{g}}_0 = \begin{bmatrix} \mathrm{i}\frac{w\varepsilon_1\cos(k_{z1}d_1)}{k_{z1}\sin(k_{z1}d_1)} - \frac{w\varepsilon_0}{k_{z0}} & 0 \\ 0 & \mathrm{i}\frac{k_{z1}\cos(k_{z1}d_1)}{w\mu_0\sin(k_{z1}d_1)} - \frac{k_{z0}}{w\mu_0} \end{bmatrix}$$

On commence par le calcul de Q^e.

$$(Q^e)^{-1} = \frac{1}{Q^e} = \mathrm{i}\frac{w\varepsilon_1\cos(k_{z1}d_1)}{k_{z1}\sin(k_{z1}d_1)} - \frac{w\varepsilon_0}{k_{z0}} \quad (\mathrm{II}.48)$$

Avec :

$$\varepsilon_1 = \varepsilon_0\varepsilon_{r1}$$

Alors : $$(Q^e)^{-1} = iw\varepsilon_0 = \left\{\frac{\varepsilon_1\cos(k_{z1}d_1)}{k_{z1}\sin(k_{z1}d_1)} + \mathrm{i}\frac{1}{k_{z0}}\right\}$$

$$(Q^e)^{-1} = iw\varepsilon_0 = \frac{\varepsilon_1 k_{z0}\cos(k_{z1}d_1) + \mathrm{i}k_{z1}\sin(k_{z1}d_1)}{k_{z1}\sin(k_{z1}d_1)}$$

Enfin on trouve :

$$(Q^e) = \frac{-i}{w\varepsilon_0}\left\{\frac{k_{z0}k_{z1}\sin(k_{z1}d_1)}{\varepsilon_{r1}K_{z0}\cos(k_{z1}d_1) + ik_{z1}\sin(k_{z1}d_1)}\right\} \quad (II.49)$$

Maintenant on calcule Q^h:

On a :

$$(Q^h)^{-1} = \frac{1}{(Q^h)} = i\frac{K_{z1}\cos(K_{z1}d_1)}{w\mu_0 sin(K_{z1}d_1)} - \frac{K_{z0}}{w\mu_0}$$

Donc

$$(Q^h)^{-1} = \frac{1}{(Q^h)} = \left\{i\frac{1}{w\mu_0}\frac{K_{z1}\cos(K_{z1}d_1)}{sin(K_{z1}d_1)} - iK_{z0}\right\}$$

$$= \frac{1}{(Q^h)} = i\frac{w\varepsilon_0}{k_0^2}\left\{\frac{K_{z1}\cos(K_{z1}d_1) + iK_{z0}sin(K_{z1}d_1)}{sin(K_{z1}d_1)}\right\}$$

En fin :

$$(Q^h) = -i\frac{1}{w\varepsilon_0}.\frac{k_0^2 sin(K_{z1}d_1)}{K_{z1}\cos(K_{z1}d_1) + iK_{z0}sin(K_{z1}d_1)} \quad (II.50)$$

Les équations (II.49) et (II.50) donnent le tenseur spectral de Green $\bar{\bar{Q}}$dans la représentation[TM(e), TE(h)].

En peut écrire Q^eet Q^hde la manière suivante:

$$\mathrm{Q^e} = -i\frac{1}{w\varepsilon_0}.\frac{K_{z0}K_{z1}\sin(K_{z1}d_1)}{T_m} \quad (II.51)$$

$$\mathrm{Q^h} = -i\frac{1}{w\varepsilon_0}.\frac{K_0^2\sin(K_{z1}d_1)}{T_e} \quad (II.52)$$

Avec :

$$T_m = \varepsilon_{r1}K_{z0}cos(K_{z1}d_1) + iK_{z1}sin(K_{z1}d_1)$$

$T_h = K_{z1}cos(K_{z1}d_1) + iK_{z0}sin(K_{z1}d_1)$

Donc :

$$\bar{\bar{Q}} = \begin{bmatrix} Q^e & 0 \\ 0 & Q^h \end{bmatrix}$$

Maintenant on extrait le tenseur $\bar{\bar{G}}$:

$$\bar{\bar{G}} = \begin{bmatrix} G_{xx} & G_{xy} \\ G_{yx} & G_{yy} \end{bmatrix}$$

Avec :

$$\bar{\bar{G}} = \frac{\mathbf{1}}{\boldsymbol{K_s}} \begin{bmatrix} \boldsymbol{K_x} & \boldsymbol{K_y} \\ \boldsymbol{K_y} & -\boldsymbol{K_x} \end{bmatrix} . \bar{\bar{Q}} \frac{1}{K_s} \begin{bmatrix} \boldsymbol{K_x} & \boldsymbol{K_y} \\ \boldsymbol{K_y} & -\boldsymbol{K_x} \end{bmatrix}$$

$$=> \begin{cases} G_{xx} = (K_x^2 . Q^e + K_y^2 Q^h) \frac{1}{K_s^2} \\ G_{xy} = G_{yx} = K_x K_y (Q^e - Q^h) \frac{1}{K_s^2} \\ G_{yy} = (K_y^2 . Q^e + K_x^2 Q^h) \frac{1}{K_s^2} \end{cases} \text{(II.53)}$$

En remplaçant par (II.49) et (II.50) dans (II.53) nous obtenons:

$$= \begin{cases} G_{xx} = -i \frac{1}{w\varepsilon_0} \left[\frac{K_x^2 K_{Z0} k_{z1} \sin(k_{z1} d_1)}{K_s^2 T_m} + \frac{K_y^2 K_0^2 \sin(k_{z1} d_1)}{K_s^2 T_e} \right] \\ G_{xy} = G_{yx} = -i \frac{1}{w\varepsilon_0} \left[\frac{K_x K_y K_{Z0} k_{z1} \sin(k_{z1} d_1)}{K_s^2 T_m} - \frac{K_x K_y K_0^2 \sin(k_{z1} d_1)}{K_s^2 T_e} \right] \\ G_{yy} = -i \frac{1}{w\varepsilon_0} \left[\frac{K_y^2 K_{Z0} k_{z1} \sin(k_{z1} d_1)}{K_s^2 T_m} + \frac{K_x^2 K_0^2 \sin(k_{z1} d_1)}{K_s^2 T_e} \right] \end{cases} \text{(II. 54)}$$

II. 2. 2. L'équation intégrale du champ électrique

Après avoir calculé la fonction tensorielle spectrale de Green, nous allons à présent s'intéresser à formuler l'équation intégrale du champ électrique.

A partir de (II.34) on peut écrire :

$$\begin{bmatrix} \widetilde{\boldsymbol{E_x}} \\ \widetilde{\boldsymbol{E_y}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{G_{xx}} & \boldsymbol{G_{xy}} \\ \boldsymbol{G_{yx}} & \boldsymbol{G_{yy}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \widetilde{\boldsymbol{J_x}} \\ \widetilde{\boldsymbol{J_y}} \end{bmatrix} \quad \text{(II. 55)}$$

$$\widetilde{E_x}(K_x, K_y, d) = \boldsymbol{G_{xx}} . \widetilde{\boldsymbol{J_x}} + \boldsymbol{G_{xy}} . \widetilde{\boldsymbol{J_y}} \quad \text{(II. 55a)}$$

$$\widetilde{E_y}(K_x, K_y, d) = \boldsymbol{G_{yx}} . \widetilde{\boldsymbol{J_x}} + \boldsymbol{G_{yy}} . \widetilde{\boldsymbol{J_y}} \quad \text{(II. 55b)}$$

Le champ électrique rayonné dans l'espace est obtenu à partir de la transformée de Fourier inverse aux équations (II.55a) et (II.55b).

$$E_x(x,y) = \frac{1}{4\prod^2}\int_{-\infty}^{+\infty}\int_{-\infty}^{+\infty}\left[\boldsymbol{G_{xx}}.\widetilde{\boldsymbol{J_x}} + \boldsymbol{G_{xy}}.\widetilde{\boldsymbol{J_y}}\right]e^{-i(K_x x+K_{yy})}\,dK_x dK_y \qquad (\text{II.}56)$$

$$E_y(x,y) = \frac{1}{4\prod^2}\int_{-\infty}^{+\infty}\int_{-\infty}^{+\infty}\left[\boldsymbol{G_{yx}}.\widetilde{\boldsymbol{J_x}} + \boldsymbol{G_{yy}}.\widetilde{\boldsymbol{J_y}}\right]e^{-i(K_x x+K_{yy})}\,dK_x dK_y \qquad (\text{II.}57)$$

III.2.3. Résolution de l'équation intégrale par la procédure de Galerkin

La fonction de Green obtenue nous permet de formuler, par la méthode des moments (MOM), les solutions permettant de déterminer les caractéristiques de l'antenne en fonction des solutions obtenues.

La méthode des moments consiste en la transformation d'une équation intégrale en une équation algébrique matricielle qu'il est possible de résoudre par le biais des méthodes numériques. En effet, la méthode des moments est la plus utilisée dans le domaine de l'électromagnétique.

Par ailleurs, la méthode de Galerkin, un cas particulier de la méthode des moments, est adaptée au domaine de Fourier afin de réduire les systèmes d'équations intégrales en des équations matricielle.

Le courant surfacique J (x,y) sur la patch est développé en une série finie de fonctions de base connues Jx , Jy avec les coefficients de développement modal a_n et b_m[18], [16], [17].

Nous savons que $E_x$et E_y des équations (II.56) et (II.57) sont nuls sur le patch métallique:

$$\int_{-\infty}^{+\infty}\int_{-\infty}^{+\infty}\boldsymbol{G_{xx}}.\widetilde{\boldsymbol{J_x}}e^{-i(K_x x+K_{yy})}\,dK_x dK_y + \int_{-\infty}^{+\infty}\int_{-\infty}^{+\infty}\boldsymbol{G_{xy}}.\widetilde{\boldsymbol{J_y}}e^{-i(K_x x+K_{yy})}\,dK_x dK_y = 0 \qquad (\text{II.}58\text{a})$$

$$\int_{-\infty}^{+\infty}\int_{-\infty}^{+\infty}\mathrm{G_{yx}}.\widetilde{\mathrm{J_x}}\mathrm{e}^{-\mathrm{i(K_x x+K_{yy})}}\,\mathrm{dK_x dK_y} + \int_{-\infty}^{+\infty}\int_{-\infty}^{+\infty}\mathrm{G_{yy}}.\widetilde{\mathrm{J_y}}\mathrm{e}^{-\mathrm{i(K_x x+K_{yy})}}\,\mathrm{dK_x dK_y} = 0 \qquad (\text{II.}58\text{b})$$

la distribution du courant sur le patch en série de fonctions de base:

$$J_x(y,x) = \sum_{n=1}^{N} a_n j_{xn}(x,y) \qquad \text{(II. 59a)}$$

$$J_y(y,x) = \sum_{m=1}^{M} b_m j_{xm}(x,y) \qquad \text{(II. 59b)}$$

En substituant la transformée de Fourier de (II.59a) et (II.59b) dans (II.58a) et (II.58b) nous aurons :

$$\sum_{n=1}^{N} a_n \int_{-\infty}^{+\infty}\int_{-\infty}^{+\infty} \boldsymbol{G_{xx}}.\widetilde{\boldsymbol{J_{xn}}}(K_x,K_y)e^{-i(K_x x+K_y y)}\,dK_x dK_y + \sum_{m=1}^{M} b_m \int_{-\infty}^{+\infty}\int_{-\infty}^{+\infty} \boldsymbol{G_{xy}}.\widetilde{\boldsymbol{J_{ym}}}(K_x,K_y)e^{-i(K_x x+K_y y)}\,dK_x dK_y = 0 \qquad \text{(II. 60a)}$$

$$\sum_{n=1}^{N} a_n \int_{-\infty}^{+\infty}\int_{-\infty}^{+\infty} \boldsymbol{G_{yx}}.\widetilde{\boldsymbol{J_{xn}}}(K_x,K_y)e^{-i(K_x x+K_y y)}\,dK_x dK_y + \sum_{m=1}^{M} b_m \int_{-\infty}^{+\infty}\int_{-\infty}^{+\infty} \boldsymbol{G_{yy}}.\widetilde{\boldsymbol{J_{ym}}}(K_x,K_y)e^{-i(K_x x+K_y y)}\,dK_x dK_y = 0 \qquad \text{(II. 60b)}$$

En multipliant (II.60a) par $J_{xk}(x,y)$ $k = \overline{1,N}$ et en intégrant sur le domaine du patch on trouve (II.61a).

En multipliant (II.60b) par $J_{xl}(x,y)$ $l = \overline{1,M}$ et en intégrant sur le domaine du patch on trouve (II.61b).

$$\sum_{n=1}^{N} a_n \int_{-\infty}^{+\infty}\int_{-\infty}^{+\infty} \widetilde{J_{xk}}.(-K_x,-K_y)\boldsymbol{G_{xx}}.\widetilde{\boldsymbol{J_{xn}}}(K_x,K_y)e^{-i(K_x x+K_y y)}\,dK_x dK_y \qquad \text{(II. 61a)}$$

$$+\sum_{m=1}^{M} b_m \int_{-\infty}^{+\infty}\int_{-\infty}^{+\infty} \widetilde{J_{xk}}.(-K_x,-K_y)\boldsymbol{G_{xy}}.\widetilde{\boldsymbol{J_{ym}}}(K_x,K_y)e^{-i(K_x x+K_y y)}\,dK_x dK_y = 0$$

$$\sum_{n=1}^{N} a_n \int_{-\infty}^{+\infty}\int_{-\infty}^{+\infty} \widetilde{J_{yl}}.(-K_x,-K_y)\boldsymbol{G_{yx}}.\widetilde{\boldsymbol{J_{xn}}}(K_x,K_y)e^{-i(K_x x+K_y y)}\,dK_x dK_y \qquad \text{(II. 61b)}$$

$$+\sum_{m=1}^{M} b_m \int_{-\infty}^{+\infty}\int_{-\infty}^{+\infty} \widetilde{J_{yl}}.(-K_x,-K_y)\boldsymbol{G_{yy}}.\widetilde{\boldsymbol{J_{ym}}}(K_x,K_y)e^{-i(K_x x+K_y y)}\,dK_x dK_y = 0$$

Les équations (II.61a) et (II.61b) peuvent être écrites sous une forme matricielle:

$$\begin{bmatrix} (Z^1_{kn})_{N\times N} & (Z^2_{km})_{N\times M} \\ (Z^3_{ln})_{m\times N} & (Z^4_{lm})_{M\times M} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} (a_n)_{N\times 1} \\ (b_m)_{M\times 1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \qquad (II.62)$$

Donc on abouti à un système d'équations homogène et pour évité sa solution triviale, il faut que le déterminant de la matrice $\bar{Z}$devient nul.

Avec :

$$Z^1_{kn} = \int_{-\infty}^{+\infty}\int_{-\infty}^{+\infty} \widetilde{J_{xk}}.(-K_x,-K_y)\boldsymbol{G_{xx}}.\widetilde{\boldsymbol{J_{xn}}}(K_x,K_y)e^{-i(K_x x+K_{yy})}\,dK_x dK_y$$

$$Z^2_{km} = \int_{-\infty}^{+\infty}\int_{-\infty}^{+\infty} \widetilde{J_{xk}}.(-K_x,-K_y)\boldsymbol{G_{xy}}.\widetilde{\boldsymbol{J_{ym}}}(K_x,K_y)e^{-i(K_x x+K_{yy})}\,dK_x dK_y$$

$$Z^3_{km} = \int_{-\infty}^{+\infty}\int_{-\infty}^{+\infty} \widetilde{J_{yl}}.(-K_x,-K_y)\boldsymbol{G_{yx}}.\widetilde{\boldsymbol{J_{xn}}}(K_x,K_y)e^{-i(K_x x+K_{yy})}\,dK_x dK_y$$

$$Z^4_{km} = \int_{-\infty}^{+\infty}\int_{-\infty}^{+\infty} \widetilde{J_{yl}}.(-K_x,-K_y)\boldsymbol{G_{yy}}.\widetilde{\boldsymbol{J_{ym}}}(K_x,K_y)e^{-i(K_x x+K_{yy})}\,dK_x dK_y$$

k,n=1,……N et l,m=1,…….M.

II. 2. 4. La fréquence et la bande passante

On sait que le déterminant de la matrice [Z] est une fonction de la fréquence, et les solutions qui annulent le déterminant sont des fréquences complexes $f = \frac{w}{2\pi}$qui est la fréquence de résonance de l'antenne.

La fréquence de résonance, le facteur de qualité et la bande passante sont données par:

$$f = f_r + if_i$$

$$Q = \frac{f_r}{2.f_i} \qquad et \qquad BW = \frac{1}{Q}$$

Où:

f_i: est la partie imaginaire de la fréquence de résonance.

f_r: est la partie réelle de la fréquence de résonance.

II. 2. 5. Choix des fonctions de base

Les fonctions de base sont choisi afin de pouvoir faire une comparaison sur l'influence de ces derniers sur les caractéristiques de l'antenne patch et spécialement la fréquence (partie réel et imaginaire) ainsi que la bande passante. Dans notre travail on va se limité pour deux type de fonction ; la première est une fonction issue de modèle de cavité, et la deuxième estla Fonction sinusoïdale avec les singularités de bord.

II. 2. 5.1. Détermination de la transformée de fourrier issues du modèle de cavité

Dans ce cas, nous allons utiliser des fonctions de base qui sont formés par l'ensemble des modes TM d'une cavité rectangulaire avec murs latéraux magnétiques, ces modes sont données par:

$$J_{xk}(x,y) = sin\left[\frac{k_1\pi}{a}\left(x+\frac{a}{2}\right)\right] cos\left[\frac{k_2\pi}{b}\left(y+\frac{b}{2}\right)\right] \quad \text{(II.63a)}$$

$$J_{ym}(x,y) = sin\left[\frac{m_2\pi}{b}\left(y+\frac{b}{2}\right)\right] cos\left[\frac{m_1\pi}{a}\left(x+\frac{a}{2}\right)\right] \quad \text{(II.63b)}$$

La transformée de Fourier des les équations (II.63a) (II.63b) issues du modèle de la cavité peut être écrite sous la forme [40]:

$$\tilde{J}_{xk}(k_x,k_y) = \iint_{-\infty}^{+\infty} sin\left[\frac{k_1\pi}{a}\left(x+\frac{a}{2}\right)\right] cos\left[\frac{k_2\pi}{b}\left(y+\frac{b}{2}\right)\right] e^{-i(k_x x+k_y y)}dxdy \quad \text{(II.64)}$$

$$\tilde{J}_{xk}(k_x,k_y) = \int_{-\infty}^{+\infty} sin\left[\frac{k_1\pi}{a}\left(x+\frac{a}{2}\right)\right] e^{-ik_x x}dx \times \int_{-\infty}^{+\infty} cos\left[\frac{k_2\pi}{b}\left(y+\frac{b}{2}\right)\right] e^{-ik_y y}\,dy$$

$$\tilde{J}_{xk}(k_x,k_y) = F(x).F(y)$$

$$F(x) = \int_{-\infty}^{+\infty} sin\left[\frac{k_1\pi}{a}\left(x+\frac{a}{2}\right)\right] e^{-ik_x x}dx = \frac{1}{2i}\int_{-a/2}^{+a/2}\left[e^{i\left[\frac{k_1\pi}{a}\left(x+\frac{a}{2}\right)\right]} - e^{-i\left[\frac{k_1\pi}{a}\left(x+\frac{a}{2}\right)\right]}\right] e^{-ik_x x}dx$$

$$F(x) = \frac{1}{i\left[\frac{k_1\pi}{a}-k_x\right]}.e^{i\frac{k_1\pi}{2}} sin\left[\left(\frac{k_1\pi}{a}-k_x\right)\frac{a}{2}\right] - \frac{1}{i\left[\frac{k_1\pi}{a}+k_x\right]}.e^{-i\frac{k_1\pi}{2}} sin\left[\left(\frac{k_1\pi}{a}+k_x\right)\frac{a}{2}\right]$$

$$F(x) = i\frac{a}{2}\left[e^{-i\frac{k_1\pi}{2}} sinc\left[\left(\frac{k_1\pi}{a}+k_x\right)\frac{a}{2}\right] - e^{i\frac{k_1\pi}{2}} sinc\left[\left(\frac{k_1\pi}{a}-k_x\right)\frac{a}{2}\right]\right] \quad \text{(II.65)}$$

De la même manière de calcul F(x) en trouve :

$$F(y) = \frac{b}{2}\left[e^{i\frac{k_2\pi}{2}} sinc\left[\left(\frac{k_2\pi}{b} + k_y\right)\frac{b}{2}\right] - e^{-i\frac{k_1\pi}{2}} sinc\left[\left(\frac{k_2\pi}{b} - k_y\right)\frac{b}{2}\right]\right] \quad \text{(II.66)}$$

Pour calculer la transformer de Fourier de $J_{ym}(x, y)$ on suivra la même démarche quepour $\tilde{J}_{xn}$

$$\tilde{J}_{ym}(k_x, k_y) = \iint_{-\infty}^{+\infty} sin\left[\frac{m_2\pi}{b}\left(y + \frac{b}{2}\right)\right] cos\left[\frac{m_1\pi}{a}\left(x + \frac{a}{2}\right)\right] e^{-i(k_x x + k_y y)} dxdy \quad \text{(II.67)}$$

$$\tilde{J}_{ym}(k_x, k_y) = \int_{-\infty}^{+\infty} sin\left[\frac{m_2\pi}{b}\left(y + \frac{b}{2}\right)\right] e^{-ik_y y} dy \times \int_{-\infty}^{+\infty} cos\left[\frac{m_1\pi}{a}\left(x + \frac{a}{2}\right)\right] e^{-ik_x x} dx$$

$$\tilde{J}_{xk}(k_x, k_y) = F(y).F(x)$$

$$F(x) = \int_{-\infty}^{+\infty} sin\left[\frac{m_2\pi}{b}\left(y + \frac{b}{2}\right)\right] e^{-ik_x x} dx$$

$$= \frac{1}{2i}\int_{-a/2}^{+a/2}\left[e^{i\left[\frac{m_2\pi}{b}\left(y+\frac{b}{2}\right)\right]} - e^{-i\left[\frac{m_2\pi}{b}\left(y+\frac{b}{2}\right)\right]}\right] e^{-ik_x x} dx$$

$$F(x) = \frac{1}{i\left[\frac{m_2\pi}{b} - k_x\right]}.e^{i\frac{k_1\pi}{2}} sin\left[\left(\frac{m_2\pi}{a} - k_x\right)\frac{a}{2}\right] - \frac{1}{i\left[\frac{m_2\pi}{a} + k_x\right]}.e^{-i\frac{m_2\pi}{2}} sin\left[\left(\frac{m_2\pi}{a} + k_x\right)\frac{a}{2}\right]$$

$$F(x) = i\frac{b}{2}\left[e^{-i\frac{m_2\pi}{2}} sinc\left[\left(\frac{m_2\pi}{b} + k_y\right)\frac{b}{2}\right] - e^{i\frac{m_2\pi}{2}} sinc\left[\left(\frac{m_2\pi}{b} - k_y\right)\frac{b}{2}\right]\right] \quad \text{(II.68)}$$

De la même manière de calcul F(x) en trouve :

$$F(y) = \frac{a}{2}\left[e^{i\frac{m_1\pi}{2}} sinc\left[\left(\frac{m_1\pi}{a} + k_x\right)\frac{a}{2}\right] - e^{-i\frac{m_1\pi}{2}} sinc\left[\left(\frac{m_1\pi}{a} - k_x\right)\frac{a}{2}\right]\right] \quad \text{(II.69)}$$

Après ces opérations mathématiques, nous obtenons les expressions suivantes pour les transformées scalaire de Fourier J_{xk} et J_{ym}:

$$\begin{cases} \tilde{J}_{xn} = \tilde{I}_{xx} \times \tilde{I}_{xy} \\ \tilde{J}_{ym} = \tilde{I}_{yx} \times \tilde{I}_{yy} \end{cases} \quad \text{(II.70)}$$

Avec :

$$\tilde{I}_{xx} = i\frac{a}{2}\left[e^{-i\frac{k_1\pi}{2}} sinc\left[\left(\frac{k_1\pi}{a}+k_x\right)\frac{a}{2}\right] - e^{i\frac{k_1\pi}{2}} sinc\left[\left(\frac{k_1\pi}{a}-k_x\right)\frac{a}{2}\right]\right]$$

$$\tilde{I}_{xy} = \frac{b}{2}\left[e^{i\frac{k_2\pi}{2}} sinc\left[\left(\frac{k_2\pi}{b}+k_y\right)\frac{b}{2}\right] - e^{-i\frac{k_1\pi}{2}} sinc\left[\left(\frac{k_2\pi}{b}-k_y\right)\frac{b}{2}\right]\right]$$

$$\tilde{I}_{yx} = \frac{a}{2}\left[e^{i\frac{m_1\pi}{2}} sinc\left[\left(\frac{m_1\pi}{a}+k_x\right)\frac{a}{2}\right] - e^{-i\frac{m_1\pi}{2}} sinc\left[\left(\frac{m_1\pi}{a}-k_x\right)\frac{a}{2}\right]\right]$$

$$\tilde{I}_{yy} = i\frac{b}{2}\left[e^{-i\frac{m_2\pi}{2}} sinc\left[\left(\frac{m_2\pi}{b}+k_y\right)\frac{b}{2}\right] - e^{i\frac{m_2\pi}{2}} sinc\left[\left(\frac{m_2\pi}{b}-k_y\right)\frac{b}{2}\right]\right]$$

II. 2. 5.2. Détermination de la transformée de fourrier sinusoïdales avec singularités de bord.

$$J_{xk}(x,y) = \frac{1}{\sqrt{(b/2)^2 - y^2}} sin\left[\frac{k_1\pi}{a}(x+\frac{a}{2})\right] cos\left[\frac{k_2\pi}{b}(y+\frac{b}{2})\right] \qquad (II.71a)$$

$$J_{ym}(x,y) = \frac{1}{\sqrt{(a/2)^2 - x^2}} sin\left[\frac{m_2\pi}{b}(y+\frac{b}{2})\right] cos\left[\frac{m_1\pi}{a}(x+\frac{a}{2})\right] \qquad (II.71b)$$

La transformée de Fourier des les équations(II.71a), (II.71b) issues du modèle sinusoïdales avec singularités de bord peut être écrite sous la forme :

$$\tilde{J}_{xk}(k_x,k_y) = \iint_{-\infty}^{+\infty} \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{b}{2}\right)^2 - y^2}} sin\left[\frac{k_1\pi}{a}\left(x+\frac{a}{2}\right)\right] cos\left[\frac{k_2\pi}{b}\left(y+\frac{b}{2}\right)\right] e^{-i(k_x x + k_y y)} dxdy$$

$$\tilde{J}_{xk}(k_x,k_y) = \int_{-\infty}^{+\infty} sin\left[\frac{k_1\pi}{a}\left(x+\frac{a}{2}\right)\right] e^{-ik_x x} dx \times \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{1}{\sqrt{(b/2)^2 - y^2}} cos\left[\frac{k_2\pi}{b}\left(y+\frac{b}{2}\right)\right] e^{-ik_y y} dy$$

$$\tilde{J}_{xk}(k_x,k_y) = F(y).F(x)$$

$$F(x) = \int_{-\infty}^{+\infty} sin\left[\frac{k_1\pi}{a}\left(x+\frac{a}{2}\right)\right] e^{-ik_x x} dx = \frac{1}{2i}\int_{-a/2}^{+a/2} \left[e^{i\left[\frac{k_1\pi}{a}\left(x+\frac{a}{2}\right)\right]} - e^{-i\left[\frac{k_1\pi}{a}\left(x+\frac{a}{2}\right)\right]}\right] e^{-ik_x x} dx$$

$$F(x) = \frac{1}{i\left[\frac{k_1\pi}{a} - k_x\right]} . e^{i\frac{k_1\pi}{2}} sin\left[\left(\frac{k_1\pi}{a} - k_x\right)\frac{a}{2}\right] - \frac{1}{i\left[\frac{k_1\pi}{a} + k_x\right]} . e^{-i\frac{k_1\pi}{2}} sin\left[\left(\frac{k_1\pi}{a} + k_x\right)\frac{a}{2}\right]$$

$$F(x) = i\frac{a}{2}\left[e^{-i\frac{k_1\pi}{2}} sinc\left[\left(\frac{k_1\pi}{a} + k_x\right)\frac{a}{2}\right] - e^{i\frac{k_1\pi}{2}} sinc\left[\left(\frac{k_1\pi}{a} - k_x\right)\frac{a}{2}\right]\right]$$

$$F(x) = i\frac{a}{2}\left[e^{-i\frac{k_1\pi}{2}} \sin c\left[\left(\frac{k_1\pi}{a} + k_x\right)\frac{a}{2}\right] - e^{i\frac{k_1\pi}{2}} \sin c\left[\left(\frac{k_1\pi}{a} - K_x\right)\frac{a}{2}\right]\right] \qquad \text{(II. 72)}$$

De la même manière de calcul F(x) en trouve :

$$F(y) = \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{1}{\sqrt{(b/2)^2 - y^2}} cos\left[\frac{k_2\pi}{b}\left(y + \frac{b}{2}\right)\right] e^{-ik_y y} dy$$

$$F(y) = \frac{1}{2}\int_{-\infty}^{+\infty} \frac{1}{\sqrt{(b/2)^2 - y^2}} e^{i\left[\frac{k_2\pi}{b}\left(y+\frac{b}{2}\right)\right]} e^{-ik_y y} dy + \frac{1}{2}\int_{-\infty}^{+\infty} \frac{1}{\sqrt{(b/2)^2 - y^2}} e^{-i\left[\frac{k_2\pi}{b}\left(y+\frac{b}{2}\right)\right]} e^{-ik_y y} dy$$

$$F(y) = \frac{1}{b} e^{i\frac{k_2\pi}{2}} \int_{-b/2}^{b/2} \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{y}{b/2}\right)^2}} e^{i\left(\frac{k_2\pi}{b} - k_x\right)y} dy + \frac{1}{b} e^{-i\frac{k_2\pi}{2}} \int_{-b/2}^{b/2} \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{y}{b/2}\right)^2}} e^{-i\left(\frac{k_2\pi}{b} + k_x\right)y} dy$$

Pour calcule F(y) en tenant compte de la règle de Moivre conjointement avec l'intégrale suivant :

$$\int_{-w}^{+w} \frac{\exp(i\varphi x)}{\sqrt{1 - (x/w)^2}} dx = \pi w j_0(w\varphi)$$

$$F(y) = \frac{1}{b} e^{i\frac{k_2\pi}{2}} \left[\pi w j_0\left(w\left(\frac{k_2\pi}{b} - k_x\right)\right)\right] + \frac{1}{b} e^{i\frac{k_2\pi}{2}} \left[\pi w j_0\left(w\left(-\frac{k_2\pi}{b} + k_x\right)\right)\right]$$

$$F(y) = \frac{(-i)^{K_2}}{2}\left[j_0(K_y\frac{b}{2} + k_2\frac{\pi}{2})\right] + (-1)^{K_2} j_0\left(K_Y\frac{b}{2} - K_2\frac{\pi}{2}\right) \text{(II. 73)}$$

Après ces opérations mathématiques, nous obtenons les expressions suivantes pour les transformées scalaire de Fourier J_{xk} et J_{ym}:

$$\begin{cases} \tilde{J}_{xn} = \tilde{I}_{xx} \times \tilde{I}_{xy} \\ \tilde{J}_{ym} = \tilde{I}_{yx} \times \tilde{I}_{yy} \end{cases} \qquad \text{(II.74)}$$

Avec :

$$\tilde{I}_{xx} = i\frac{a}{2}\left[e^{-i\frac{k_1\pi}{2}} sinc\left(\frac{k_x a}{2} + \frac{k_1\pi}{2}\right) - e^{-i\frac{k_1\pi}{2}} sinc\left(\frac{k_x a}{2} - \frac{k_1\pi}{2}\right)\right]$$

$$\tilde{I}_{xy} = \frac{(-i)^{K_2}\pi}{2}\left[j_0\left(\frac{k_y b}{2} + \frac{k_2\pi}{2}\right) + (-1)^{K_2} j_0\left(\frac{k_y b}{2} - \frac{k_2\pi}{2}\right)\right]$$

$$\tilde{I}_{yx} = \frac{(-i)^{m_1}\pi}{2}\left[j_0(\frac{k_x a}{2} + \frac{m_1\pi}{2}) + (-1)^{m_1} j_0(\frac{k_x a}{2} - \frac{m_1\pi}{2})\right]$$

$$\tilde{I}_{yy} = i\frac{b}{2}\left[e^{-i\frac{m_2\pi}{2}} sinc\left(\frac{K_y b}{2} + \frac{m_2\pi}{2}\right) - e^{i\frac{m_2\pi}{2}} sinc\left(\frac{K_y b}{2} - \frac{m_2\pi}{2}\right)\right]$$

II. 3 CONCLUSION

Dans ce chapitre nous avons fait un rappelle a la transformé vectorielle de Fourier, en suite on a représenté et développer la fonction tensorielle spectrale de Green, ces deux dernier ont comme but la simplification les calcules.

On a établi l'équation intégrale du champ électrique pour une antenne micro ruban rectangulaire et On a choisi la méthode des moments "procédure de Galerkin" comme une méthode d'analyse qui nous a permis par la suite de discrétiser cette équation pour donner lieu à un système d'équations homogènes, ce système est simulé dans le chapitre qui suit en travaillant par le langage fortran afin de trouver l'influence du choix de fonction de base sur la fréquence et la bande passante.

Chapitre III

Résultats numérique et discutions

III.1. Introduction

III.2. Convergence et comparaison des mesures

III.3. Choix de fonction de base

III.3.1.Etude de la fiabilité des résultats des programmes de fonction de base

III.3.2. L'effet de l'épaisseur du substrat sur les caractéristiques de l'antenne

III.3.3. L'effet de la permittivité du substrat sur les caractéristiques de l'antenne

III.4. Conclusion

III.1. INTRODUCTION

Dans le chapitre précédant, nous avons réalisé une étude détaillée d'une antenne microbande rectangulaire. Pour ce faire, nous avons eu recours à une méthode basée sur une équation intégrale utilisant la fonction tensorielle de Green, et la méthode des moments comme outil de résolution et pour déterminer la fréquence de résonance et les autres paramètres de l'antenne tels que ; le facteur de qualité, la bande passante.

Dans ce chapitre nous allons procéder à la résolution numérique de l'équation intégrale du champ électrique. Après avoir réalisé des études de convergence, nous confrontons nos résultats à des mesures expérimentales données sur article. Après la détermination de la fréquence de résonance et les autres caractéristiques de l'antenne microbande. Nous discutons enfin, quelle fonction de bases peut-on choisir et l'effet de l'épaisseur du substrat sur les paramètres cités précédemment.

III.2. CONVERGENCE ET COMPARAISON DES MESURES

Dans le tableau III-1 nous comparons nos résultats avec ceux mesurés et calculés par [21]. Le patch est de dimension : a = 1.9 cm, b = 2.29 cm réalisé par une permittivité $\varepsilon_r = 2.32$ et une épaisseur de substratd_1=0.159 cm.

La comparaison est faite pour deux types de fonction de base. Le tableau III-1 montre un bon accord entre nos calculs et ceux expérimenter par le modèle de [21] ce qui valide notre programme pour n'importe quel patch de forme rectangulaire.

Fréquence de résonance (GHz)		
Mesurées	Nos résulta	
[21]	Modèle de Cavite	Fonction sinusoïdales avec les singularités de bord
4.104	4.120	4.041

Tableau III-1 : Comparaison des fréquences de résonance avec ceux de [21] et Nos résulta des les deux fonctions de base d'une structure microbande rectangulaire simple caractérisée par a= 1.9cm, b=2.29cm, d_1=0.159cm, ε_r=2.32.

III.3. CHOIX DE FONCTION DE BASE

III.3.1 Etude de la fiabilité des résultats des programmes de fonction de base

La comparaison que nous avons effectuée entre les deux fonctions de base (model de cavité et les fonctions sinusoïdales) nous a permis de mettre en avant les atouts et les faiblesses de chaque fonction. De cette étude comparative, il en ressort que le temps d'exécution du modèle de la cavité, estimé à 9 s, est moins important que celui nécessaire à l'exécution de la fonction sinusoïdale qui s'élève à 73 s. Il est de même pour le nombre d'étirassions qui est inférieur dans le modèle de cavité, avec une valeur de 6 contre 8 obtenue avec la fonction sinusoïdale. Enfin, on remarque que l'erreur relative est de 0.38 % lors de l'utilisation du modèle de cavité, tandis qu'elle s'élève à 1.53 % lorsqu'on utilise la fonction sinusoïdale.

De ce fait, on admet que le modèle de cavité est plus approprié pour étudier les caractéristiques d'une antenne microbande aux fins de sa conception.

Fonction de base	Model de cavité	Fonction sinusoïdale avec les singularités de bord
Temps d'exécution(s)	9	73
Nombre d'étirassions	5~6	7~8
Erreur relative(%)	0.38	1.53

Tableau III-2: Comparaison de fiabilité de deux fonction de base (Model de cavité et Fonction sinusoïdales avec les singularités de bord)

Passons maintenant à l'étude de l'effet des paramètres du substrat d'électrique telle que l'épaisseur du substrat et sa permittivité sur les caractéristiques d'une antenne microbande rectangulaire.

III.3.2 L'effet de l'épaisseur du substrat sur les caractéristiques de l'antenne

Dans cette partie nous allons étudier l'effet de l'épaisseur du substrat d'éclectique de l'antenne microbande rectangulaire caractérisée par a=1.9cm, b=2.29cm et ε_r=2.32, sur la fréquence de résonance et le facteur de qualité par les deux fonctions de base.

La fréquence de résonance est sous forme complexe. La figure (III-1) représente la partie réelle de la fréquence de résonance complexe en fonction de l'épaisseur du substrat, ces résultats indiquent :

- Lors que l'épaisseur du substrat augmente, la partie réelle de la fréquence de résonance diminue
- On remarque que la diminution de partie réelle de la fréquence lors l'utilisation de Fonction sinusoïdales avec les singularités de bord chut rapidement par rapport au modèle de cavité
- On note aussi que le modèle de cavité garde une diminution moins grave de la fréquence lorsque épaisseur augmente jusqu'a 3 mm, contrairement au cas de l'utilisation de la Fonction sinusoïdales avec les singularités de bord ou on remarque une diminution grave de la fréquence.
- Finalement on peut dire que cette dernière est inversement proportionnelle à l'épaisseur du substrat diélectrique

De même les figures (III-2)et(III-3)représentent respectivement la partie imaginaire de la fréquence de résonance et la bande passante en fonction de l'épaisseur (d_1) pour une antenne microbande ayant lesmêmes caractéristiques que celle de la figure (III-1), ces résultats indiquent :

- La partie imaginaire de la fréquence augmente avec l'augmentation de l'épaisseur.

- La bande passante est élargie quand l'épaisseur du substrat augmente mais le facteur de qualité diminue.

- On note aussi que les résultats numérique obtenu issue de deux modèles son très proche ou presque identique l'une de l'autres qui assure la fiabilité pour ces deux dernier modèle.

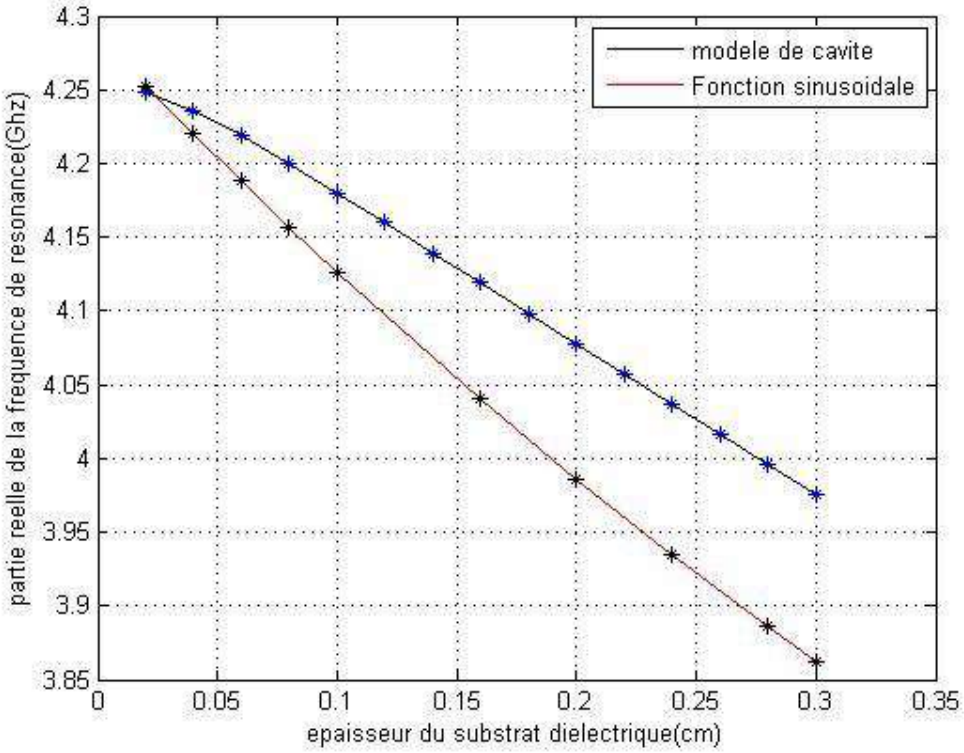


Figure (III-1) : partie réelle de la fréquence de résonance d'une antenne microbande rectangulaire en fonction de l'épaisseur du substrat

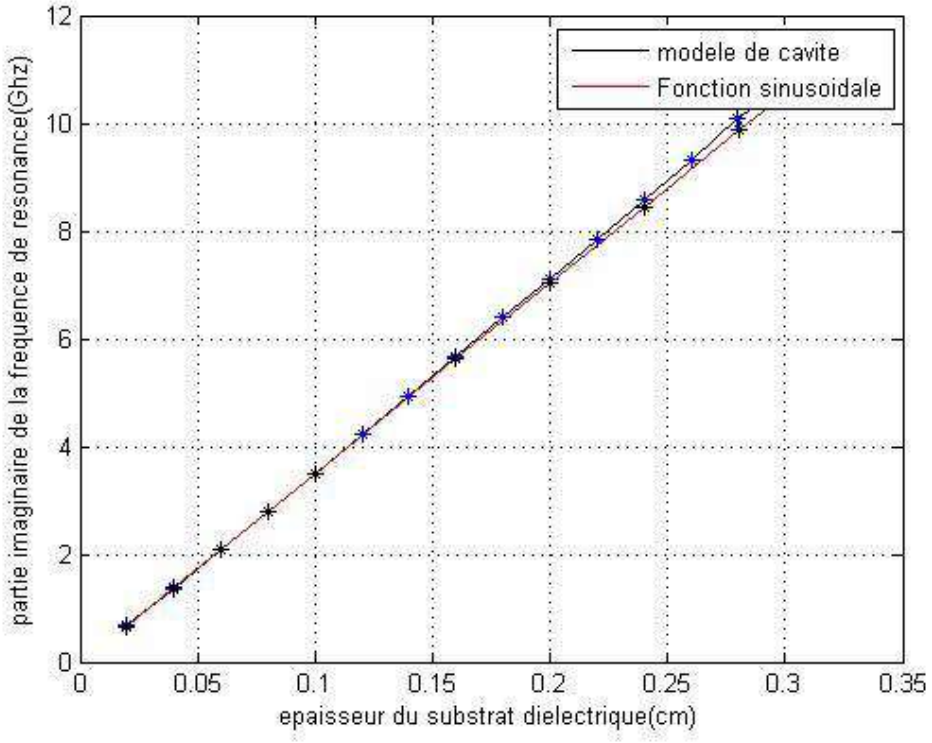


Figure (III-2) : partie imaginaire de la fréquence de résonance d'une antenne microbande rectangulaire en fonction de l'épaisseur du substrat

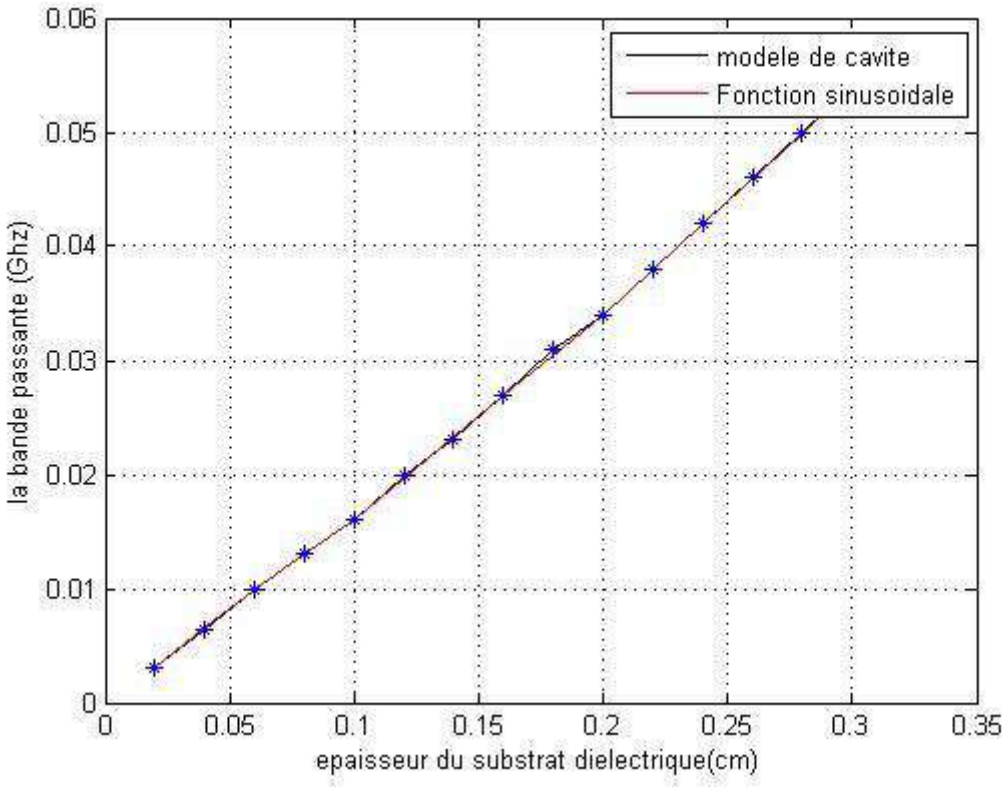


Figure (III-3) : la bande passante pour le cas des Figures (III-1) et (III-2)

III.3.3 L'effet de la permittivité du substrat sur les caractéristiques de l'antenne

Il a été reporté dans la littérature que la permittivité du substrat diélectrique influe beaucoup sur les caractéristiques des antennes microbandes, la fréquence de résonnance est l'une des caractéristiques qui dépend fortement du constant diélectrique.

Dans cette partie nous allons voir l'influence de l'augmentation de la permittivité du substrat diélectrique ainsi que son épaisseur; pour une antenne microbande rectangulaire caractérisée par a=1.9cm, b=2.29cm et ε_r=2.32, ε_r=2.8 et ε_r=3.5; sur la fréquence de résonance et le facteur de qualité par les deux fonctions de base.

La figure (III-4) représente respectivement les parties réelles de la fréquence de résonance complexe en fonction de l'épaisseur du substrat avec les différentes valeurs de la permittivité du substrat

La figure (III-5) représente respectivement les bandes passantes en fonction de l'épaisseur du substrat avec les différentes valeurs de la permittivité du substrat, ces résultats indiquent :

- On note que l'augmentation de la permittivité du substrat engendre une dégradation sur la fréquence de résonance
- On note que l'augmentation de la permittivité du substrat diminue la bande passante

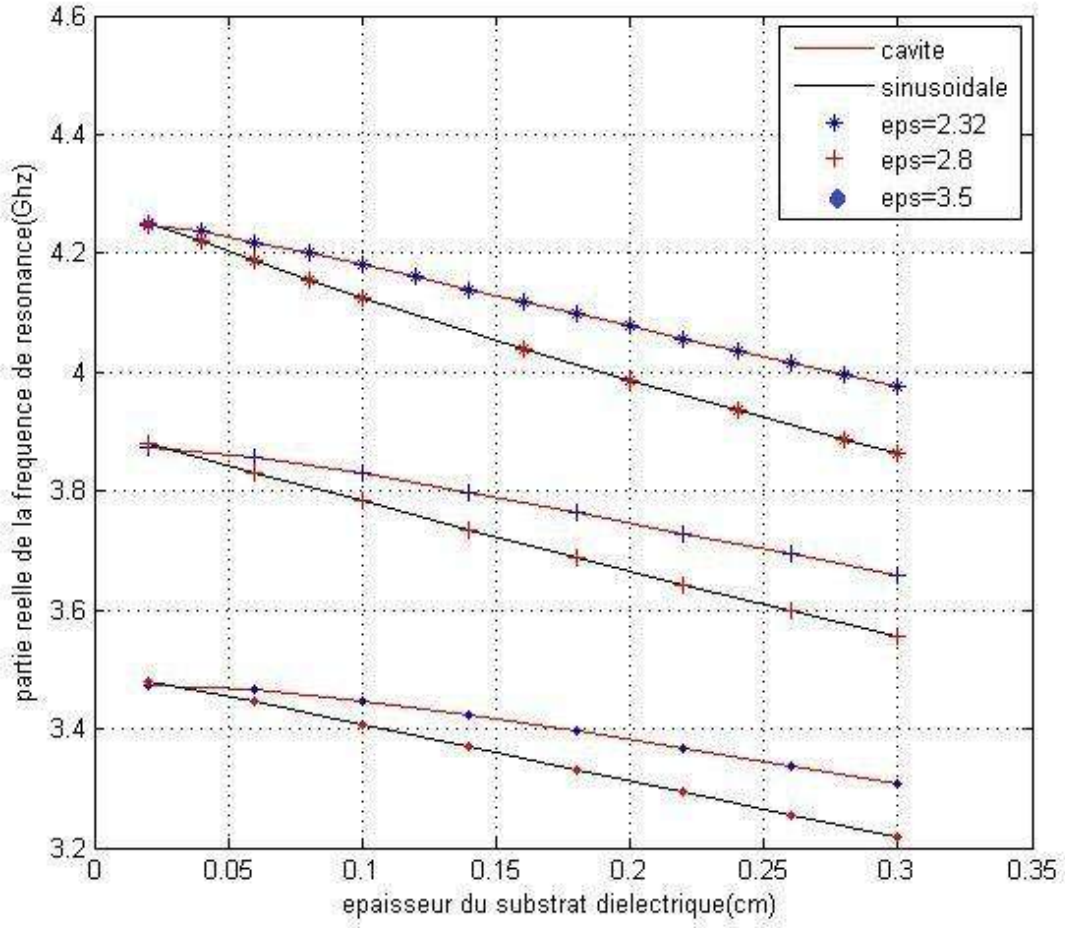


Figure (III-4) : partie réelle de la fréquence de résonance d'une antenne microbande rectangulaire en fonction de l'épaisseur du substrat pour les différent valeur de la permittivité du substrat issu de modèle de cavité.

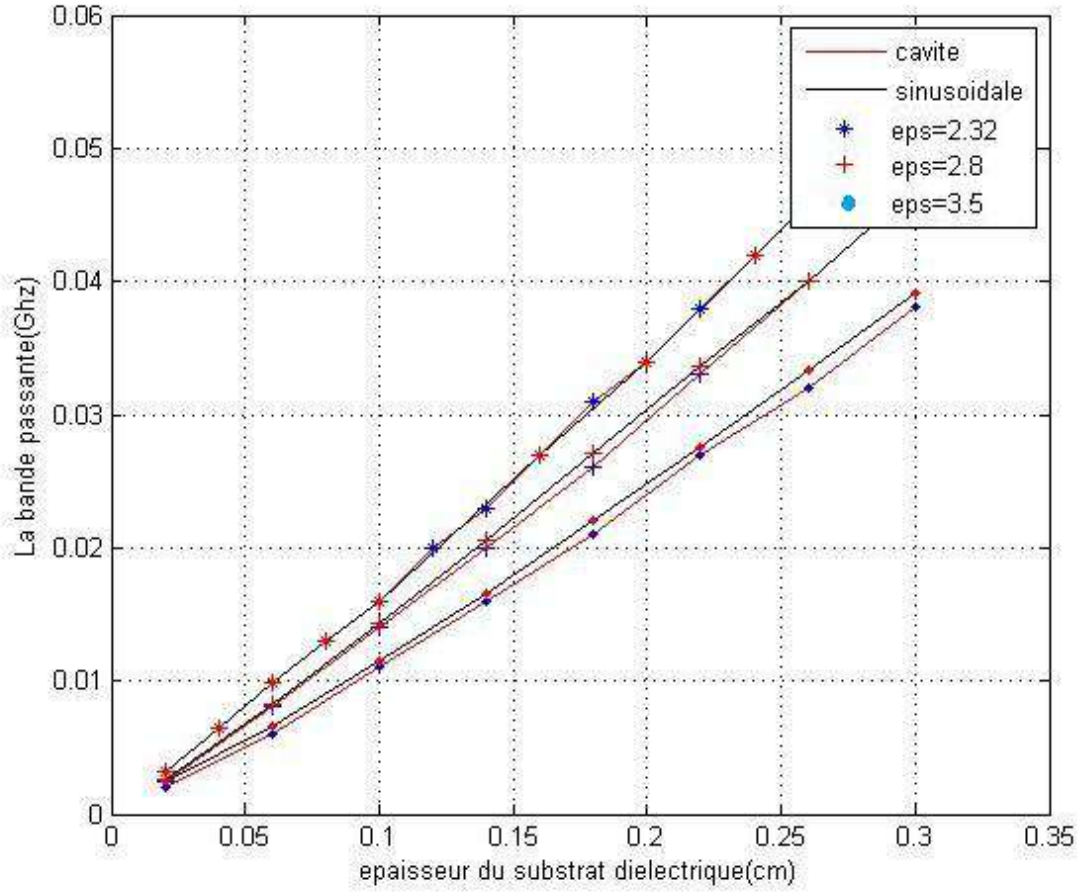


Figure (III-5) : La bande passante d'une antenne microbande rectangulaire en fonction de l'épaisseur du substrat pour les différentes valeurs de la permittivité du substrat issu de modèle de cavité.

III.4. CONCLUSION

Dans ce chapitre, On a calcule la fréquence de résonance complexe et la bande passante d'une antenne microbande rectangulaire. Des études de convergence ont été réalisées en exécutant un programme fortran, montrant une convergence rapide par l'utilisation de deux types fonctions de base, modèle de cavité et fonction sinusoïdale avec les singularités de bord. Nous avons validé notre méthode et notre programme de simulation, par la comparaison de nos résultats avec d'autres résultats expérimentaux.

Ensuite, nous avons montré que l'épaisseur du substrat diélectrique a le même effet sur la fréquence de résonance de l'antenne et la bande passante, où le même comportement a été observé expérimentalement par [21].

On a présenté des résultats numériques concernant l'effet de l'épaisseur du patch sur les caractéristiques de l'antenne.

On a discute les résultats obtenu de notre simulation pour les deux fonctions de base, afin de savoir quelle fonction est telle préférable à utiliser et qui offre plus d'avantages de point de vu rapidité de convergence, et exactitude de résultats.

Les deux fonctions de base dans notre travail, montrent que leurs allures (pour la fréquence de résonnance et la bande passante) sont proches, et que le cas de choix du model de cavité forment le meilleur ensemble qui puisse être dans l'approximation du courant du patch, puisqu'ils assurent une convergence rapide, avec une bonne exactitude des résultats.

Conclusion Générale

CONCLUSION GENERALE

L'ensemble de notre travail est une caractérisation d'une antenne imprimée sous forme rectangulaire.

En premier lieu nous avons commencée par la formulation de l'équation intégrale du champ rayonné d'une antenne micro bande rectangulaire, en utilisant la méthode des moments, procédure de Galerkin pour déterminer le tenseur spectral de Green.

La résolution numérique de l'équation intégrale du champ électrique donne lieu à un système d'équations homogène à partir desquelles nous calculons la fréquence de résonance, le facteur de qualité et la bande passante.

On a déterminé l'influence de l'épaisseur du substrat et le constant diélectrique, sur la fréquence de résonance.

Les principaux résultats de ce mémoire sont :

Les résultats numériques obtenus montrent que l'augmentation de l'épaisseur et de la permittivité du substrat engendre la dégradation de la performance du l'antenne patch a des nivaux inacceptable ou la bande passant diminue ainsi que la fréquence de résonance, aussi bien que les résultat des deux fonctions converge aux résultats expérimentale sauf que le modèle de cavité offre une rapidité, une simplicité de l'utilisation et une meilleur convergence avec exactitude des résultats.

La fréquence de résonance et le facteur de qualité d'une antenne microbande diminuent en fonction de l'augmentation des dimensions du diélectrique (inversement proportionnelle).

Une mince couche de diélectrique à permittivité donnée, cause une sévère dégradation dans la bande passante des antennes microbandes.

ce travail nous a donner plus d'idées afin de faire d'autres essaies pour d'autre modèles de fonctions de base et pour d'autres formes d'antennes microbandes afin de définir le meilleures qui offrent des résultats exacte chose très demander dans ce domaine, vu qu'un petit changement ou faute de conception ou erreur de calcul peut affecter gravement le fonctionnement de l'antenne dans les conditions souhaité.

ANNEXE

On pose que les composante $\bar{e}$ et $\bar{h}$ sur les deux interfaces d'une couche donnee par :

$$Z_{j-1} = Z^{-}, Z_j = Z^{\mp}$$

$$e^{-} = \bar{e_j}\left(k_s, k_{j-1}^{+}\right) h^{-} = \bar{h_j}\left(k_s, k_{j-1}^{+}\right)$$

$$e^{+} = \bar{e_j}\left(k_s, k_j^{-}\right) h^{-} = \bar{h_j}\left(k_s, k_j^{-}\right)$$

$$\bar{e} = \bar{A} e^{-iz^{-}k_z} + \bar{B} e^{-iz^{-}k_z} \text{ (A. 1)}$$

$$\bar{h} = \bar{\bar{g}}(k_s)\left[\bar{A} e^{-iz^{-}k_z} - \bar{B} e^{-iz^{-}k_z}\right] \quad \text{(A. 2)}$$

$$\bar{\bar{g}}(k_s)^{-1}\bar{h}\left[\bar{A} e^{-iz^{-}k_z} - \bar{B} e^{-iz^{-}k_z}\right] \quad \text{(A. 3)}$$

$$\text{(A. 3)} + \text{(A. 1)} = \bar{e_j}(k_s, z^{-}) + \overline{\overline{g_j}}(k_s)^{-1}\bar{h_j}(k_s, z^{-}) = 2\bar{A} e^{-iz^{-}k_z}$$

$$\text{(A. 3)} - \text{(A. 1)} = -\bar{e_j}(k_s, z^{-}) + \overline{\overline{g_j}}(k_s)^{-1}\bar{h_j}(k_s, z^{-}) = -2\bar{B} e^{-iz^{-}k_z}$$

Donc on trouve:

$$\bar{A} = \frac{1}{2}(e^{-} + \overline{\overline{g_J}}(k_s)^{-1}\bar{h}) e^{+iz^{-}k_z}$$

$$\bar{B} = \frac{1}{2}(e^{-} - \overline{\overline{g_J}}(k_s)^{-1}\bar{h}) e^{-iz^{-}k_z}$$

BIBLIOGRAPHIE

Bibliographies:

[1] B. MEKIMAH," Etude du fonctionnement en mode bifréquence des patchs microbandes empilés et excentrés ", Mémoire de Magister, Université KasdiMerbah Ouargla ,11/2013.

[2] D. Orban , G.J.K. Moernaut, "The Basics of Patch Antennas",Orban Microwave Products ,2010.

[3] Hubregt. J. Visser, "Array and phased array antenna basics, "Antenna Engineer, the Netherlands 2005.

[4] Md, Maruf Ahmed, Kishore Bhowmik, Md. Shahidulla, Md.Shihabul Islam, Md, Abdu Rahman "Rectangular microstrip patch antenna at 2Ghz on different Dielectric constant for pervasive wireless communication", International journal of electrical and computer engineering (IJECE) Vol.2, N°3, pp.417-424, June 2012.

[5] Juan R. Mosing, Fred E. Gardiol, "Rayonnement d'une antenne microruban de forme arbitraire," Ann. Télécom., vol. 40, no.3-4, 1985.

[6] A.K. BhaHacharyya "Long rectangular patch antenna with a single feeld" IEEE Trams AntennasPropagate, Vol.38, pp. 987-993 July 1990.

[7] M. Diblang ," Développement du concept de l'antenne a résonateur bie pour la génération de la polarisation circulaire," Université de Limoges. Thèse de doctorat 20 mars 2006.

[8] C.A Balanis "Antenna theory: Analysis and design" third edition, John Wiley & Sons, NY, 2005.

[9] Ansoft HFSS 9.1 user manual. Pdf

[10] F. Najib ," Contribution à l'optimisation de la synthèse du lobe de rayonnement pour une antenne intelligente. Application à la conception de réseaux à déphasage, "Université de Limoges. Thèse de doctorat 24 Mai 2005.

[11] Boualem MEKIMAH : Thèse de Magister en Electronique-« Etude du fonctionnement en mode bifréquence des patchs microbandes empilés et excentrés » UKM Ouargla

[12] M. BELHEDRI Abdelkrim, " Influence de la supraconductivité à haute température de transition sur la résonance d'une plaque rectangulaire réalisée sur un substrat à anisotropie de type électrique et magnétique" Thèse de magistère en électronique, UKM Ouargla,2013.

[13] Y.T. LO, D. D Harrison D. Solomon, G ADeschamps and .F.R, Ore, "Study of microstrip antennas, microstrip phased Arrays, And Mircostrip Feed Networks ", Rome Air Development centre The Rep TR. 77-406, Oct.21, 1977.

[14] M. Diblang ," Développement du concept de l'antenne a résonateur bie pour la génération de la polarisation circulaire," Université de Limoges. Thèse de doctorat 20 mars 2006.

[15] E. H. Newman, and P.Tylyathan, "Analysis of microstrip antennas using moment methods", IEEE Transaction on Antennas and Propagations, Vol. AP-29, N°. 1, pp. 47-53,

Junuary 1989.

[16] P. R. Haddad and D. M. Pozar "Anomalous mutual coupling between microstrip antennas", IEEE Transactions on Antennas and Propagations, Vol. 42, N°. 11, pp.1545-1549, November 1994

[17] M. Mounir AMIR ," Analyse d'une antenne microruban à patch supraconducteur", Université de Batna. Thèse de magister 20 mars 2006.

[18] T. Itoh, Numerical Techniques for Microwave and Millimeter-Wave Passive Structures. New York: John Wiley & Sons, 1989.

[19] T. Fortaki, 'Contribution a l'étude des problèmes de caractérisation des antennes microbandes multicouches sans et avec ouvertures dans les plans de masse', Thèse de Doctorat, Université de Constantine, Juin 2004

[20] T. Itoh and W.Menzel, "A full-wave analysis method for apenmicrostip structures" IEEE Trans. Antennas Propagat.Vol AP 29, PP 63-67, Jan. 1981.

[21] Inderj.Bahl ,PrakashBhartia,StanislawS.Stuchly"Desing of microstrip antennas covered with a dielectric layer" IEEE transactions on antennas and propagation, vol.AP-30 ,NO.2,mars 1982.