



Université ABBES LAGHROUR Khenchela
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de Génie Industriel
جامعة عباس لغرور خنشلة
كلية العلوم والتكنولوجيا
قسم الهندسة الصناعية



N° Série :.....

Mémoire de fin d'étude

Pour l'obtention du diplôme de Master

Filière : Télécommunications

Spécialité : Systèmes des Télécommunications

THEME

**Conception des résonateurs
microbandes empilés pour les
applications sans fil.**

*Réalisé par : -M^{elle} KELLIL Khadra
- M^{elle} LATRECHE Selma*

Soutenu le 15/09/2020 Devant le jury composé de :

Dr. DJAMAI Djemouai

Président

Université Abbes Laghrou-Khenchela

Dr. BEDRA Sami

Encadreur

Université Abbes Laghrou-Khenchela

Dr. DOUAK Fouzi

Examineur

Université Abbes Laghrou-Khenchela

Promotion 2019/2020

Remerciements

*Nous tenons à remercier tout d'abord DIEU le tout puissant
qui nous a donné, durant toutes ces années, la santé, le courage
pour arriver à ce jour.*

*A travers ce modeste travail, nous tenons à remercier vivement notre promoteur
Dr. BEDRA Sami pour l'intéressante documentation qu'il a mise à notre disposition, pour
ses conseils précieux et pour toutes les commodités et aisances qu'il nous a apportées durant
notre étude et réalisation de ce mémoire,*

*Nos remerciements les plus vifs s'adressent aussi aux messieurs le président et les membres de
jury Dr. DJAMAI Djemouai et Dr. DOUAK Fouzi d'avoir accepté d'examiner et
d'évaluer notre travail.*

*Nous exprimons également notre gratitude à tous les professeurs et enseignants qui ont
collaboré à notre formation depuis notre premier cycle d'études jusqu'à la fin de notre cycle
Universitaire.*

*Sans omettre bien sur de remercier profondément tous ceux qui ont contribué de près ou de
loin à réalisation du présent travail.*

*Et enfin, que nos chers parents et familles, et bien avant tout, trouvent ici l'expression de
Nos remerciements les plus sincères et les plus profonds en reconnaissance de leurs sacrifices,
aides, soutien et encouragement afin de nous assurer cette formation de Master dans les
Mauvaise conditions.*



Dédicaces

L'eau coule grâce

À

Sa source

À

L'arbre pousse grâce à ses racines

À

Nos parents

Pour les sacrifices déployés à nos égards ; Pour leur patience

Leur amour et leur confiance en nous.

À

Celles qui sont toujours faisant tout le Possible pour notre bonheur,

Le plus proche de Notre cœur

Notre mère.

À

Notre Père que Dieu garde leur âme en paix,

Celle qui n'a enseigné la volonté et la patience, la fleur de notre vie notre Mère, que dieu la réserve la bonne santé et une longue vie.

À

Nos amis

En témoignage de nos sincères reconnaissances pour les efforts.

À

Toute personne qui nous 'a aidé à faire notre mémoire.

« *TOU*T CE QUI JE SAIS, C'EST QUE JE NE SAIS RIEN »

-*Socrate* -

Table des matières

Table des matières

Introduction Générale..... 2

Chapitre I

Généralités sur les Résonateurs Microbandes

I.1. Introduction 7

I.2. Description des antennes microbandes 7

I.2.1. L'élément rayonnant..... 8

I.2.2. Substrat..... 8

I.3. Matériaux du substrat..... 11

I.3.1. Les matériaux diélectriques à utiliser 12

I.4. Principe de fonctionnement..... 13

I.5. Les différentes formes des antennes microrubans 15

I.6. Avantages et inconvénients..... 15

I.7. Méthode d'excitation 17

I.7.1. Alimentation directe (avec contact)..... 17

I.7.2. Alimentation par couplage (sans contact)..... 19

I.8. Méthode d'analyse des antennes microruban 21

<i>I.8.1. Méthodes approximatives (analytiques)</i>	23
<i>I.8. 2. Méthodes rigoureuses</i>	24
I.9. Application des antennes microruban	27
I.10. Conclusion.....	28
I.10. Références bibliographiques	28

Chapitre II

Formulations Mathématiques du Problème

II.1. Introduction.....	31
II.2. Modèle de cavité.....	32
II.2.1. Description de modèle.....	32
II.2.1. Modalisation mathématique de cavité.....	32
II.3. Modèle de la cavité modifiée d'une antenne microbande rectangulaire	39
II.3. Modèle de la cavité modifiée d'une antenne microbande empilée.....	41
II.4. Conclusion	44
II.5. Références bibliographiques.....	44

Chapitre III

Résonateurs Microbandes Rectangulaires Imprimées sur des Substrats Isotropes/ Anisotropes

III.1. Introduction	47
III.2. Discussion des résultats numériques	48
<i>III.2.1. Validation des résultats numériques</i>	49
<i>III.2.3. Effet de l'anisotropie uniaxiale</i>	49
III.3. Conclusion	55
III .4. Références bibliographiques	55

Chapitre IV

Résonateurs Microbandes Rectangulaires Empilés Imprimées sur des Substrats Isotropes/ Anisotropes

IV.1. Introduction	59
IV.2. Résultats numériques et discussions	60
<i>IV.2.1. Validation des résultats numériques</i>	60

*IV.2.2. Influence de l'épaisseur du substrat sur les résonances des patches
rectangulaires inférieur et supérieur* 62

IV.3. Application des résonateurs empilés pour les systèmes sans fil 70

IV.4. Conclusion..... 72

IV .5. Références bibliographiques 72

Conclusion Générale 76

ملخص ,Abstract, Résumé 80

Liste des Figures

Figure I.1. Présentation d'une antenne microbande.	8
Figure I.2. Trajectoires des rayons dans une antenne microruban.	13
Figure I.3. Antennes imprimé de plusieurs formes.	15
Figure I.4. Alimentation d'une antenne microruban.	18
Figure I.5. Antenne microruban alimenté par sonde..	19
Figure I.6. Alimentation couplée par ouverture..	20
Figure I.7. Alimentation couplée par proximité..	21
Figure II.1. Modèle de la cavité.....	33
Figure II.2. Représentation de la cavité dans un repère (O, x, y, z).	33
Figure II.3. Structure d'antenne microruban rectangulaire monocouche..	39
Figure II.4. Structure d'antenne microruban rectangulaire empilée.	42
Figure III. 1. Fréquence de résonance du mode dominant (TM^{01}) en fonction de la longueur du patch (L), pour deux différents matériaux anisotropes et isotropes.	49
Figure III.2. Fréquence de résonance en fonction de l'épaisseur du substrat pour le cas isotrope, et le cas anisotrope, lorsque ϵ_z change (a) et lorsque ϵ_x change (b) ..	52
Figure III.3. Fréquence de résonance en fonction de l'épaisseur du substrat normalisé pour différents substrats anisotropes ; $L \times W = 10 \times 15 mm^2$	53
Figure III.4. Permittivité effective en fonction de l'épaisseur du substrat normalisé pour différents substrats anisotropes ; $L \times W = 10 \times 15 mm^2$..	54

Figure III.5. Fréquence de résonance en fonction de l'épaisseur du substrat normalisé pour plusieurs substrats isotropes et anisotropes ; $L \times W = 10 \times 15 \text{ mm}^2$ 54

Figure IV.1. Comparaison des fréquences de résonance mesurées et calculées de patches situés symétriquement en fonction de la longueur du patch inférieur ; $\epsilon_{r1} = \epsilon_{r2} = 2.33$, $h_1 = 1.6 \text{ mm}$ et $h_2 = 1.8 \text{ mm}$, $L_2 \times W_2 (\text{mm}^2) = 21 \times 15 \text{ mm}^2$, $W_1 = 21 \text{ mm}$ 61

Figure IV.2. Fréquences de résonance en fonction de l'épaisseur du substrat inférieur pour des patches rectangulaires empilés, (a) ϵ_{r1} varies ($\epsilon_{r2} = 2.33$), (a) ϵ_{r2} varies ($\epsilon_{r1} = 2.5$) ; $h_2 = 1.2 \text{ mm}$, $L_1 \times W_1 (\text{mm}^2) = L_2 \times W_2 (\text{mm}^2) = 15 \times 24 \text{ mm}^2$ 63

Figure IV.3. Fréquences de résonance supérieure et inférieure en fonction de ϵ_{r1} ; ; $h_2 = h_1$, $\epsilon_{r2} = 5.6$, $L_1 \times W_1 (\text{mm}^2) = L_2 \times W_2 (\text{mm}^2) = 15 \times 24 \text{ mm}^2$ 64

Figure IV.4. Fréquences de résonance inférieur et supérieur en fonction de l'épaisseur h_1 de la première couche pour des patches rectangulaires empilés et imprimés sur différents substrats diélectriques ; (a) Anisotropie négative, (b) Anisotropie positive. 68

Figure IV.5. Fréquences de résonance inférieur et supérieur en fonction de l'épaisseur h_1 de la première couche pour des patches rectangulaires empilés et imprimés sur différents substrats anisotropes ; $h_2 = 1.6 \text{ mm}$, $L_1 \times W_1 (\text{mm}^2) = L_2 \times W_2 (\text{mm}^2) = 21 \times 15 \text{ mm}^2$, $(\epsilon_{x1} = \epsilon_{x2} = \epsilon_x)$, $(\epsilon_{z1} = \epsilon_{z2} = \epsilon_z)$ 70

Liste des Tableaux

Tableau I.1. Diélectriques utilisés dans la réalisation de substrat..	12
Tableau I.2. Les avantages et les inconvénients des antennes microbandes..	16
Tableau 1.3. Comparaison des différentes techniques d'alimentation..	22
Tableau III.1. Comparaisons de nos résultats numériques avec les résultats théoriques et expérimentaux disponibles dans la littérature..	48
Tableau III.2. Dépendance de la fréquence de résonance de l'antenne microbande rectangulaire en fonction des permittivités relatives (ϵ_x, ϵ_z) ; $h = 1.27 mm$, $L \times W = 20 \times 30 mm^2$.	50
Tableau IV.1. Paramètres constitutifs de trois structures empilées.....	60
Tableau IV.2. Comparaison de nos fréquences de résonance calculées avec des données expérimentales pour les structures empilées présentées dans le tableau IV.1.....	60
Tableau IV. 3. Dépendance des fréquences de résonance supérieure et inférieure de l'antenne empilée en fonction des paires de permittivités relatives (ϵ_x, ϵ_z) ; $h_1 = h_2 = 0.9 mm$, $L_1 \times W_1 (mm^2) = L_2 \times W_2 (mm^2) = 21 \times 15 mm^2$	66
Tableau IV.4. Paramètres constitutifs des différentes structures empilées.	71
Tableau IV.5. Fréquences de résonance calculées avec des données pour les structures empilées présentées dans le tableau IV.4 et ces applications pour les systèmes sans fil.....	71

Liste des Acronymes & Symboles

MIC : Circuits Micro- ondes intégrés .

TEM: Transverse électromagnétique.

TM : Transverse magnétique.

\vec{E} : Le champ électrique interne à la cavité.

B : Le champ magnétique interne.

AR : Rapport d'Anisotropie .

CAO : Conception Assistée par Ordinateur .

PTFE: Polytétrafluoroéthylène.

UMTS: Universal Mobile Telecommunications System.

LTE: Long Term Evolution.

WIFI : Wireless Fidelity.

LTE : Long Term Evolution

GSM: Global System for Mobile Communications.

IEEE 802.11 : IEEE: Institute of Electrical and Electronics Engineers ,802 (Couches physique et liaison de données).

λ_0 : La longueur d'onde dans le vide.

C_0 : La vitesse de la lumière.

μ_0 : Perméabilité.

L : La longueur d'élément rayonnant.

W : La largeur d'élément rayonnant.

ω : La pulsation de résonance.

f_L : Fréquence inférieure (Lower frequency).

f_U : Fréquence supérieure (Upper frequency).

$tg\delta$: Tangente des pertes.

h : L'épaisseur de substrat.

t : L'épaisseur de patch .

ϵ_r : Permittivité relative.

ϵ_0 : Permittivité en espace libre.

ϵ_x : Permittivité dans la direction perpendiculaire à l'axe optique.

ϵ_z : Permittivité dans la direction de l'axe optique.

Introduction Générale

Introduction Générale

Le concept d'antenne microbande d'abord a été proposé dans les années 1950 [1]. En raison des progrès réalisés dans la technologie des circuits micro-ondes intégrés (MIC), de nombreuses applications pratiques d'antennes microbandes montées sur des missiles et des avions ont été démontrées dans le début des années 1970. Depuis lors, l'étude des antennes microbandes a explosé, donnant naissance à une antenne de la nouvelle industrie [2]. 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]. Dans un système de communication, l'antenne constitue un maillon important pour établir une liaison entre deux ou plusieurs points, là où les supports de communication habituels (câbles, fibres optiques...) sont difficiles voire impossibles à mettre en œuvre. Elle assure ainsi les fonctions d'émission et de réception des ondes électromagnétiques véhiculant le signal dans l'espace libre. Différents types d'antennes peuvent être utilisés tels que les antennes imprimées et les antennes à résonateurs diélectriques [3]. Dans ce mémoire nous nous sommes intéressés à l'étude et la conception des antennes empilées rectangulaires imprimées sur des substrats anisotropes.

La géométrie la plus simple d'une antenne microbande 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 [4]-[6]. De nombreux travaux de recherches ont été effectués concernant l'amélioration de la bande passante et le gain des antennes microrubans. Cependant, ce type d'éléments présente des limites, notamment la bande passante étroite, le faible gain [7]. Pour y remédier à ces inconvénients plusieurs travaux de recherches ont été menés et ont abouti à des progrès considérables améliorant les performances de ces antennes [8]. Afin de

compenser ces limitations et améliorer les performances des résonateurs microrubans, nous proposons l'utilisation d'une structure bicouche [9].

La géométrie empilée semble être très prometteuse [4]-[6]. Par conception appropriée, elle est capable de fournir l'opération en mode bifréquence, bande passante assez large et gain élevé [4]. Les investigations théoriques des structures empilées composées de deux métallisations sont disponibles dans la littérature, cependant, pour les configurations empilées impliquant trois métallisations ou plus, pas d'analyse exacte ou approximative n'a été effectuée en raison de la complexité de la structure.

Dans ce travail, nous étendons l'analyse théorique présentée ultérieurement afin qu'il soit valable pour l'étude d'un empilement de deux patches rectangulaires parfaitement conducteurs gravés sur des matériaux à isotrope et anisotropie de type électrique utilisant la méthode de la cavité simple. Au meilleur de notre connaissance, ce sujet n'a pas été traité auparavant dans la littérature ouverte ; uniquement des empilements réalisés sur des substrats isotropes ont été considérés [10]-[12]. Dans les références précédentes, une méthode adéquate pour investiguer l'origine du comportement bifréquence des patches rectangulaires empilés opérants en mode TM_{10} a été décrite. Puisque le mode TM_{01} est largement utilisé aussi bien en théorie qu'en pratique, nous présentons dans ce travail des résultats numériques relatifs au comportement bifréquence des patches empilés opérants à ce mode. Aussi dans ce présent travail, l'influence de l'anisotropie uniaxiale de type électrique sur le comportement bifréquence des patches rectangulaires empilés est examinée.

Le manuscrit retraçant les différents points énumérés précédemment est constitué de trois thèmes. Chaque thème sera traité d'une façon assez indépendante et presque autonome dans un chapitre propre à lui.

Dans le premier chapitre introductif, nous avons présenté les antennes microrubans et leurs descriptions, les différents matériaux et substrat utilisés pour ces types d'antennes, le principe de fonctionnement et les différentes formes de ces antennes. Ainsi que les différentes méthodes d'alimentation rencontrées dans la littérature, leurs domaines d'utilisation, les méthodes d'analyse et leurs avantages ainsi que leurs inconvénients. Enfin nous donnons quelques domaines d'application de ces antennes.

Le deuxième chapitre se divise en deux parties, la première partie présente le modèle de cavité qui nous utilisons dans notre étude des antennes microbandes rectangulaires monocouches, la deuxième partie de ce chapitre est contient la formulation mathématique des antennes microbandes empilées imprimées sur des substrats isotropes et / ou anisotropes.

Dans le troisième chapitre de notre mémoire, nous présentons une analyse des caractéristiques de résonance d'un résonateur microbande simple. Nous considérons que les éléments rayonnants sont imprimés dans des substrats diélectriques non magnétiques isotropes et/ou anisotropes.

Le chapitre quatre représente l'étude de la fréquence de la résonance d'antenne empilée gravée sur des substrats multicouches diélectriques non magnétiques anisotropies uniaxiale en mode TM_{10} . L'analyse des deux fréquences de résonance des deux patchs inférieur et supérieur d'une antenne microbande empilée imprimée sur des substrats isotrope et anisotrope pour les modes d'ordre supérieurs sont aussi mentionnée.

Malgré la dominance théorique de notre étude, nous avons essayé de ne pas négliger l'aspect physique en nous appuyant sur des résultats expérimentaux disponibles dans la littérature ouverte. Enfin, nous donnons une conclusion générale de ce mémoire, en énumérant les différentes phases importantes de ce manuscrit. On parlera aussi des problèmes rencontrés et des suggestions pour des travaux futurs.

Références bibliographiques

- [1] Huie, K. C., '*Microstrip antennas: Broadband radiation patterns using photonic crystal substrates*,' Virginia Polytechnic Institute and State University, 2002.
- [2] B. Mekimah," Etude du fonctionnement en mode bifréquence des patchs microbandes empilés et excentrés ", *Mémoire de Magister, Université Kasdi Merbah Ouargla* , 2013.
- [3] H. Ragad, "Etude et conception de nouvelles topologies d'antennes à résonateur diélectrique dans les bandes UHF et SH"., *These de Doctorat, Université de Tunis El Manar – Tunisie*, 2013.

-
- [4] S. Benkouda, “contribution à l’étude des problèmes de caractérisation des antennes microrubans à plaques rayonnantes parfaitement conductrices et supraconductrices,” Thèse de Doctorat, Université de Batna, 2012.
 - [5] L. Djouane, “Analyse des performances des antennes à structures planaires fonctionnant en mode unifrèquence et bifrèquence,” *Thèse de Doctorat, Université de Batna*, 2010.
 - [6] S. Bedra, “Evaluation analytique et numérique des caractéristiques électromagnétiques des structures microbandes ouvertes,” *Thèse de Doctorat, Université de Batna*, 2015.
 - [7] L. Barlaty, J. R. Mosig, and T. Sphicopoulos, “Analysis of stacked microstrip patches with a mixed potential integral equation,” *IEEE transactions on antennas and propagation*, vol. 38, no. 5, pp. 608-615, 1990.
 - [8] K. S. Kona, and Y. Rahmat-Samii, “Novel probe-feeding architectures for stacked microstrip patch antennas,” *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 38, no. 6, pp. 467-475, 2003.
 - [9] Z.-F. Liu, P.-S. Kooi, L.-W. Li, M.-S. Leong, and T.-S. Yeo, “A method for designing broad-band microstrip antennas in multilayered planar structures,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 47, no. 9, pp. 1416-1420, 1999.
 - [10] M. Biswas, and M. Sen, “Design and Development of Coax-Fed Electromagnetically Coupled Stacked Rectangular Patch Antenna for Broad Band Application,” *Progress In Electromagnetics Research*, vol. 79, pp. 21-44, 2017.
 - [11] J. A. Ansari, P. Singh, and N. P. Yadav, “Analysis of wideband multilayer patch antenna with two parasitic elements,” *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 51, no. 6, pp. 1397-1401, 2009.
 - [12] J. A. Ansari, N. P. Yadav, A. Mishra, P. Singh, and B. R. Vishvakarma, “Analysis of multilayer rectangular patch antenna for broadband operation,” *Wireless Personal Communications*, vol. 62, no. 2, pp. 315-327, 2012.

Chapitre I

Généralités sur les Résonateurs Microbandes

I.1. Introduction

Les antennes microbandes, souvent appelées antennes microrubans ou patches, sont largement utilisées dans la bande de fréquences micro-ondes, à cause de leurs simplicités et compatibilités avec la technologie des circuits imprimés faisant d'elles une structure facile à produire [1]-[3]. Le concept d'antenne microbande a été proposé pour la première fois par Deschamps en 1953. Un brevet a été publié en France en 1955 par Gutton et Baissinot [4]-[9]. Dès le début des années 1970, grâce au développement de la technologie des circuits imprimés et la disponibilité de substrats de bonnes qualité avec des pertes minimales et des propriétés mécaniques meilleures, plusieurs applications d'antennes microbandes ont été réalisées. Faiblement profilées, ces antennes sont largement utilisées en particulier dans les communications mobiles et personnelles [9].

Ce premier chapitre a pour objectif de présenter les principaux concepts qui vont intervenir tout au long de ce mémoire, pour cela nous avons jugé utile de donner un aperçu historique sur l'apparition et l'évolution des antennes microrubans, leurs mécanismes de fonctionnement, ainsi que leurs avantages et leurs inconvénients. Nous exposons également les différentes techniques d'alimentation. Enfin, nous présentons les méthodes d'analyse utilisées pour traiter ce genre d'antenne.

I.2. Description des antennes microbandes

Les antennes microbandes, construites par la technique des circuits imprimés, ont en général des bandes de fréquence étroites dans leur structure de base. L'antenne microbande est représentée dans la Figure I.1, est constituée d'un mince conducteur métallique de forme arbitraire, appelé élément rayonnant, déposé sur un substrat épais utilisé pour augmenter la puissance rayonnée par l'antenne et réduire les pertes par l'effet joule et améliorer la bande passante de l'antenne, la face inférieure est entièrement métallisée pour réaliser un plan de masse [1], [10].

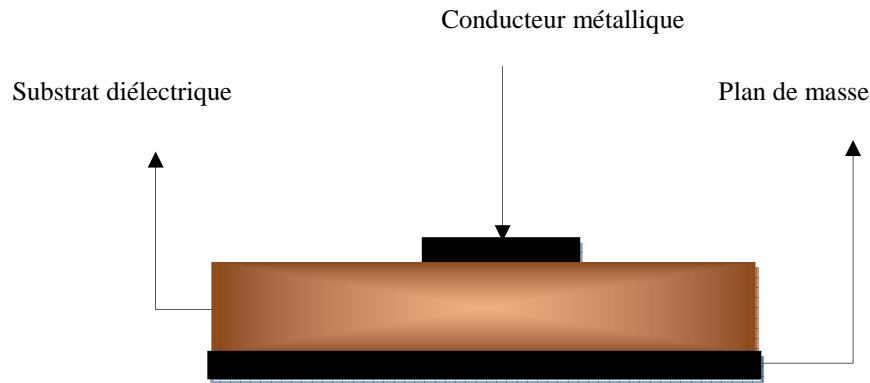


Figure I.1. Présentation d'une antenne microbande.

Dans sa structure de base (Figure I.1), le patch doit être relié au reste du circuit à l'aide d'une ligne de transmission de type microruban. Cette ligne va également permettre d'adapter l'impédance de l'antenne au reste du circuit pour éviter un phénomène de réflexion [9].

1.2.1. L'élément rayonnant

L'élément rayonnant peut être rectangulaire, carré, circulaire ou simplement un dipôle pour un patch rectangulaire, sa longueur L est généralement $\lambda_0/3 < L < \lambda_0/2$, où λ_0 est la longueur d'onde dans l'espace libre. Le patch est sélectionné de façon qu'il soit très mince ($t \ll \lambda_0$, où t est l'épaisseur du patch).

Les matériaux peuvent être classés suivant leur susceptibilité et leur variation en fonction de différents facteurs physiques. Lors du passage d'onde dans l'antenne le conducteur de l'élément rayonnant s'échauffe et la chaleur est alors dissipée par effet Joule. Pour un métal normal comme le cuivre, l'impédance de surface est définie comme le rapport des composantes parallèles des champs électriques et magnétiques [7].

1.2.2. Substrat

Le substrat joue un rôle double dans la technologie microruban. Il est à la fois un matériau diélectrique, où viennent se graver les circuits, et une pièce mécanique, car il supporte la structure [11].

Les paramètres importants sont:

- le diélectrique ($2 < \epsilon_r < 16$) dans la bande RF ou micro-ondes. La classe des valeurs de la constante diélectrique du substrat s'étale de 2.2 à 12 pour opérer aux fréquences allant de 1 à 100 GHz [6], [10].
- Les pertes dans le diélectrique qui sont représentés par une tangente ($0.0001 < \delta < 0.06$) ou la partie imaginaire de la constante diélectrique [6] .

A cause de leur faible cout, leur facilité de fabrication et leurs bonnes surfaces d'adhésion, les plastics sont couramment utilisés dans la bande RF. Une autre considération à prendre en compte dans le choix du substrat est l'effet de la constante diélectrique sur les caractéristiques de radiation. Une grande constante diélectrique entraîne, généralement, une faible radiation des patches [6].

- La taille h du substrat diélectrique est habituellement ($0.003 \lambda_0 < h < 0.05 \lambda_0$). Les ondes dans une ligne microbande se propagent à la fois dans le milieu diélectrique et dans l'air.
- La répartition des lignes de champs qui s'étendent autour et dans la structure dépend essentiellement :
 - De la largeur W des circuits de métallisation.
 - Des caractéristiques du substrat : à savoir sa constante diélectrique ϵ_r et son épaisseur.

Les substrats exploités dans la conception des antennes imprimés sont nombreuses et doivent être compatible avec les matériaux de patch [7].

Une autre considération à prendre en compte dans le choix du substrat est l'effet de la constante diélectrique sur les caractéristiques de radiation. Les substrats sont de type isotrope ou anisotrope [7].

1.2.2.1. Anisotropie du substrat

L'anisotropie est définie comme étant la dépendance de la constante diélectrique du substrat sur l'orientation du champ électrique appliqué. Pour obtenir les propriétés

électriques et mécaniques nécessaires, des matériaux de remplissage appropriés sont généralement ajoutés pendant le processus de fabrication du substrat. Ces remplisseurs ont une tendance des supposer des orientations préférées. Ceci peut mener aux effets d'anisotropies à quelques substrats pratiques, comme le Saphir, l'Epsilam-10, Fluorure de Magnésium et la Nitrure de Bore.

La valeur de la constante diélectrique, citée par le fabricant est généralement pour le cas où le champ électrique appliqué est perpendiculaire à la plaque conductrice, qui est habituellement suffisante pour la plupart des antennes microbandes [9].

$$\bar{\epsilon} = \epsilon_0 \begin{bmatrix} \epsilon_x & \epsilon_y & \epsilon_z \\ \epsilon_x & \epsilon_y & \epsilon_z \\ \epsilon_x & \epsilon_y & \epsilon_z \end{bmatrix} \quad (\text{I.1})$$

1.2.2.1.1. Anisotropie uniaxiale

Un substrat à anisotropie uniaxiale de type électrique, est caractérisé par une permittivité tensorielle de la forme :

$$\bar{\epsilon} = \epsilon_0 \begin{bmatrix} \epsilon_x & 0 & 0 \\ 0 & \epsilon_x & 0 \\ 0 & 0 & \epsilon_z \end{bmatrix} \quad (\text{I.2})$$

ϵ_0 : Permittivité en espace libre.

ϵ_x : Permittivité dans la direction perpendiculaire à l'axe optique.

ϵ_z : Permittivité dans la direction de l'axe optique.

Le concepteur devrait cependant soigneusement vérifier les effets anisotropes du substrat avec lequel il travaille ; si :

- $\epsilon_z > \epsilon_x$ on a une anisotropie uniaxiale positive
- $\epsilon_z < \epsilon_x$ on a une anisotropie uniaxiale négative.

La plupart des substrats utilisés dans le domaine des micro-ondes sont d'anisotropie uniaxiale négative avec des rapports d'anisotropie $\frac{\epsilon_x}{\epsilon_z}$ [7].

1.2.2.1.2. Anisotropie biaxiale

Lorsque on parle à une anisotropie biaxial c'est-à-dire :

$$\epsilon_z \neq \epsilon_y \neq \epsilon_x \quad (\text{I.3})$$

1.2.2.2. Substrat isotrope

Un substrat isotrope est un substrat dont les propriétés sont identiques quelle que soit la direction d'observation. Le cas contraire s'appelle substrat anisotrope [7].

$$\epsilon_z = \epsilon_y = \epsilon_x \quad (\text{I.4})$$

I.3. Matériaux du substrat

Les substrats possèdent aussi des qualités en tant que métaux, leurs propriétés électromagnétiques sont caractérisées essentiellement par trois grandeurs physiques : la conductivité, la constante diélectrique relative et l'angle de perte. Les substrats exploités dans la conception des antennes imprimées sont nombreux et doivent être compatibles avec le matériau de patch [9].

La conception des antennes microbandes dans le domaine des ondes millimétriques est guidée par les critères suivants, pour le choix du substrat [7]-[9] :

- Possibilité d'excitation par onde de surface.
- Effets de la constante et de la tangente de perte diélectrique sur la dispersion.
- Importance des pertes par diélectrique et par conducteur.
- Anisotropie dans le substrat.
- Effets de l'environnement tels que la température, l'humidité, ...
- Conditions mécaniques : Physiquement, le matériau doit résister aux contraintes mécaniques, conserver sa forme originale.

- Son facteur d'expansion doit être voisin de celui de la métallisation, car il est confronté à de fortes températures lors des soudures. Enfin, son état de surface doit être le plus parfait possible.
- Coût de fabrication.

On préfère souvent utiliser des substrats à faibles pertes diélectriques $tg\delta < 10^{-3}$ qui favorisent le rendement de l'antenne et ceux à permittivité relative faible ($\epsilon_r < 3$) qui améliorent le rayonnement tout en diminuant les pertes par ondes de surface pour une hauteur donnée .

1.3.1. Les matériaux diélectriques à utiliser

Tableau I.1. Diélectriques utilisés dans la réalisation de substrat.

Matériau	Paire de Permittivité (ϵ_x, ϵ_z)	Rapport d'anisotropie <i>AR</i>
Saphir	$(\epsilon_x, \epsilon_z) = (9.4, 11.6)$	0.81
Epsilam-10	$(\epsilon_x, \epsilon_z) = (13, 10.2)$	1.275
Fluorure de Magnésium	$(\epsilon_x, \epsilon_z) = (5.5, 4.83)$	1.139
Nitrure de Bore	$(\epsilon_x, \epsilon_z) = (5.12, 3.4)$	1.506

Le substrat diélectrique affecte le comportement et les performances électromagnétiques de l'antenne. On préfère souvent utiliser des substrats à faibles pertes diélectriques ($tg\sigma < 0.001$) qui favorisent le rendement de l'antenne et ceux à permittivité relative faible ($\epsilon_r < 3$) qui améliorent le rayonnement tout en diminuant les pertes par ondes de surface pour une hauteur donnée [9]. Les matériaux utilisés sont : Les matériaux

céramiques, Les matériaux semi-conducteurs, Les matériaux ferromagnétiques, Les matériaux synthétiques, ...etc. Le tableau I.1, présente quelques matériaux anisotropes.

I.4. Principe de fonctionnement

Pour comprendre comment fonctionne une antenne microbande, considérons la coupe donnée dans la Figure I. 2. Au point a du conducteur supérieur, on a déposé une source ponctuelle (densité de courant de surface), qui rayonne dans toutes les directions. Une partie du signal émis est réfléchié par le plan de masse, puis par le conducteur supérieur et ainsi de suite. Certains des rayons aboutissent sur l'arête du conducteur (point b), qui les diffracte.

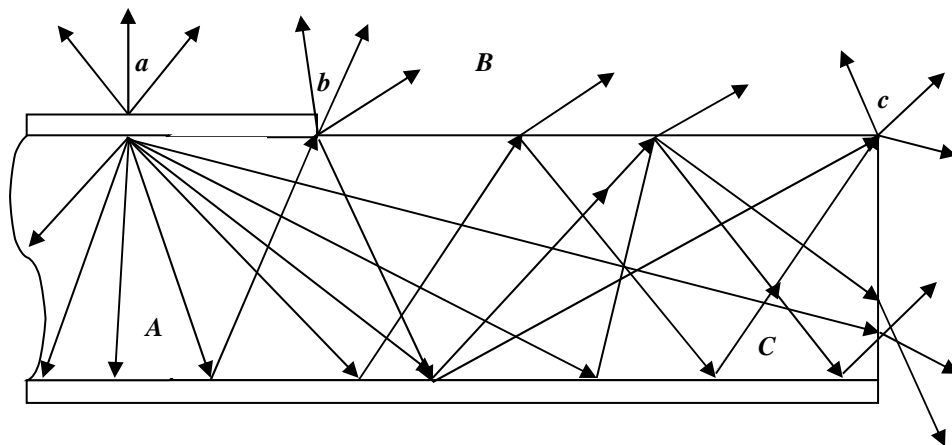


Figure I. 2. Trajectoires des rayons dans une antenne microruban.

Cette figure peut être divisée en trois régions distinctes [1]:

Région A : dans le substrat, entre les deux plans conducteurs, les rayons sont de plus en plus concentrés. Le champ électromagnétique s'accumule dans cette région de l'espace. Cette propriété est très utile pour la propagation du signal le long d'une ligne microbandes.

Région B : dans l'air, au-dessus du substrat, le signal se disperse librement dans l'espace et contribue au rayonnement de l'antenne. Comme les courants de surface

circulent surtout sur face inférieure du conducteur supérieur (coté diélectrique), le rayonnement paraît surtout être émis par le voisinage immédiat des arêtes. Certains modèles simplifiés mettent à profit cette constatation : ils considèrent le rayonnement d'un ensemble de fentes fictives, situées sur le pourtour de l'antenne.

Région C : certains rayons atteignent les surfaces de séparation avec une incidence rasante et restent piégés à l'intérieur du diélectrique. Il s'agit du mécanisme de la réflexion totale, dont font usage les fibres optiques. Une onde de surface est alors guidée par le bord du diélectrique, ne contribuant pas directement au rayonnement de l'antenne. Toutefois, quand cette onde atteint le bord du substrat (point *c*), elle est diffractée et génère un rayonnement parasite. Dans le cas d'une antenne en réseau, l'onde de surface crée un couplage entre les éléments du réseau. Le diagramme de rayonnement de l'antenne peut être perturbé par la présence d'ondes de surface, notamment au niveau des lobes secondaires. On pourrait en principe faire usage des ondes de surface pour alimenter les éléments d'un réseau.

On peut associer des plages de fréquence aux trois régions précédentes :

Plage de fréquence A : en basse fréquence, les champs restent surtout concentrés dans la région A. il y a alors propagation sans rayonnement. La structure qui en résulte est une ligne de transmission ou un des éléments dérivés.

Plage de fréquence B : à plus haute fréquence, le rayonnement dans l'air devient significatif et la structure se comporte comme une antenne. Il reste néanmoins une importante concentration des champs entre les deux conducteurs (énergie réactive emmagasinée dans la zone du champ proche). Comme les diélectriques présentent toujours certaines pertes, il en résulte une absorption du signal. Le rendement d'une antenne microbandes reste de ce fait assez modeste.

Plage de fréquence C : bien qu'une onde de surface puisse, en principe, se propager quelle que soit la fréquence du signal, c'est surtout au-dessus d'une certaine fréquence limite que ces ondes jouent un rôle significatif. La structure devient alors un lanceur d'ondes de surface. Elle ne peut plus être utilisée comme antenne, à moins que l'on ne dispose d'une transition adéquate, qui effectue le passage d'une onde de surface à une onde rayonnée.

I.5. Les différentes formes des antennes microrubans

L'antenne patch peut prendre plusieurs formes qui peuvent être rectangulaire, carré, circulaire ou simplement un dipôle. Ces formes sont les plus courantes car elles présentent une grande facilité d'analyse et de fabrication. Généralement les caractéristiques de l'antenne dépendent de la forme et des dimensions du patch ; de l'épaisseur et de la constante diélectrique du substrat et de la technique d'excitation [11]. La Figure I.3 montre ces différentes formes.

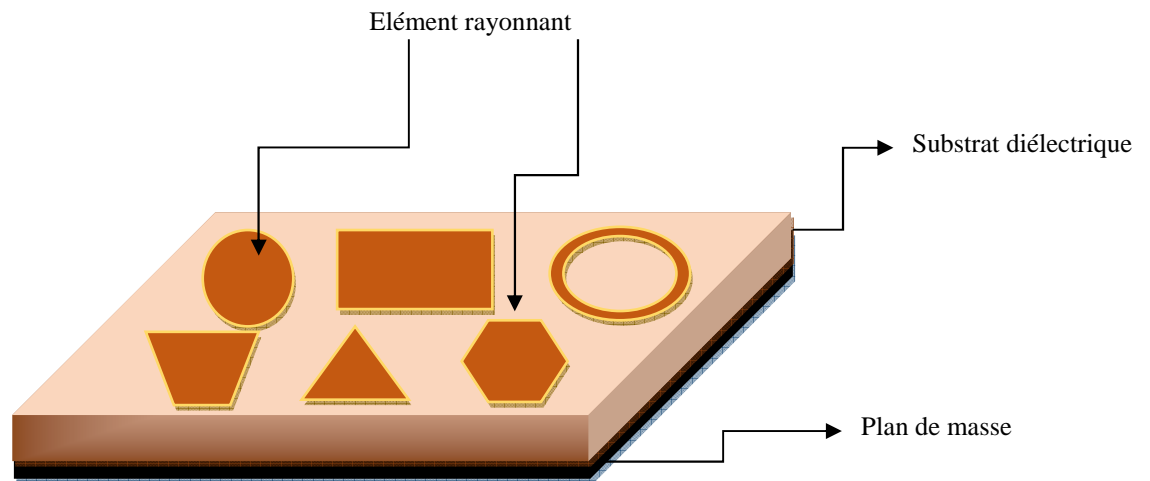


Figure I .3. Antennes imprimé de plusieurs formes.

Parmi toutes ces formes, l'élément rectangulaire est sans contexte le plus facile à appréhender pour la compréhension des mécanismes de rayonnements des antennes planaires.

I.6. Avantages et inconvénients

Les antennes microrubans sont devenues de plus en plus populaires grâce à leurs applications qui couvrent un large domaine de fréquence : 100MHz à 100 GHz [3]. Une caractéristique qui les rend extrêmement demandées dans les téléphones portables.

Tableau I.2. Les avantages et les inconvénients des antennes microbandes.

<i>Avantages</i>	<i>Inconvénients</i>
<i>Faible poids.</i>	une bande passante limitée (de 1 à 5 %).
<i>Volume réduit .</i>	un faible gain (de l'ordre de 5 dB).
<i>Faible coût de fabrication, production en masse possible.</i>	rayonnement limité à un demi-plan d'espace
<i>Bande passante étroite.</i>	supportent uniquement les faibles puissances (100w)
<i>Peuvent être facilement intégrés dans les circuits micro- ondes intégrés (MIC).</i>	pertes de rayonnement par des ondes de surface, une pureté de polarisation difficile à obtenir
<i>Capables de fonctionner en double ou triple fréquence.</i>	L'isolation entre les éléments rayonnants et l'alimentation est faible .
<i>L'utilisation de deux fréquences de travail est possible</i>	Faible efficacité

Ces limitations sont connues depuis plusieurs années et des progrès considérables ont été réalisés depuis pour améliorer les performances des antennes patch. Notamment, leur bande passante peut être augmentée jusqu'à 70 % en utilisant une configuration multicouche et leur gain peut s'accroître de 30 % en mettant en réseau plusieurs antennes. Une des solutions proposées est l'utilisation des résonateurs diélectriques comme élément rayonnant offrant de bonnes performances et fournissant une solution de rechange face à la technologie microruban en termes de largeur de bande, de compacité et d'efficacité de rayonnement due à l'absence de pertes métalliques.

I.7. Méthode d'excitation

L'excitation est un point très important en étudiant des antennes imprimées. En effet, l'énergie est fournie à l'élément rayonnant d'une manière où on peut influencer directement sur son rayonnement et modifier ses performances [5].

Un point important dans l'étude et la réalisation des antennes imprimées est leurs types d'alimentations. Dans la littérature ouverte, plusieurs techniques ont été considérées. En théorie, des circuits et des éléments rayonnants peuvent être combinés sur un même substrat [1].

L'alimentation de l'antenne dépend de la manière dont l'antenne est intégrée dans le dispositif. Dans les méthodes d'excitation avec contact, la puissance (RadioFréquence) RF est acheminée au patch rayonnant en utilisant un élément de contact. Dans la deuxième classe d'excitation, le couplage électromagnétique est utilisé pour transmettre la puissance de la ligne microbande au patch rayonnant [12].

On peut diviser les méthodes d'excitations en deux catégories :

- Les alimentations par contact (par sonde ou ligne microruban) :
 - Ligne microbande ;
 - Câble coaxial ;
- Les alimentations par proximité (couplage électromagnétique par ligne ou fente) :
 - Couplage par fente ;
 - Couplage de proximité.

I.7.1. Alimentation directe (avec contact)

Dans cette technique d'alimentation avec contact, On peut distinguer deux types :

I.7.1.1. Alimentation par ligne microbande

Cette technique consiste à placer une ligne microruban (généralement de 50 Ohms) en contact avec l'élément rayonnant (Figure I.4). La longueur de la ligne est considérée

plus petite que les dimensions du patch. Ce principe assez simple à réaliser fournit la possibilité de fabriquer une structure planaire sur un substrat diélectrique [5].

C'est l'une des techniques utilisée dans les antennes imprimées, l'avantage qu'elle est facile à fabriquer, et simple à adapter à la résonance, elle a l'inconvénient d'engendrer un rayonnement parasite [12].

1.7.1.2. Alimentation par câble coaxiale

L'alimentation avec câble coaxiale ou alimentation par sonde est une technique très utilisée pour alimenter les antennes micro rubans (Figure 1.4).

Dans ce cas, le conducteur intérieur du connecteur coaxial traverse le diélectrique et est soudé directement à l'élément rayonnant (patch), alors que le conducteur externe est relié au plan de masse.

L'avantage de cette méthode est qu'elle peut appliquer à n'importe quel endroit du patch avec une facilité de fabrication et moins de rayonnement parasite [12].

Cependant, cette méthode présente des inconvénients au niveau du diagramme de rayonnement.

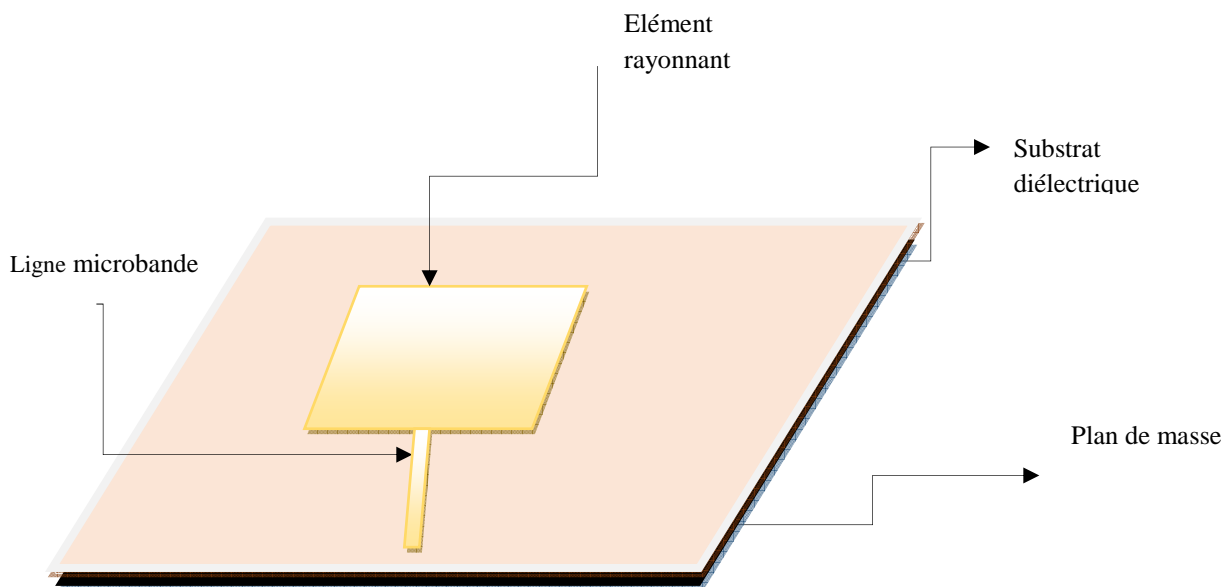


Figure I.4. Alimentation d'une antenne microruban.

En effet, la connexion génère un pic de courant localisé au niveau de l'élément rayonnant qui peut induire une dissymétrie dans le diagramme de rayonnement. De plus, des pertes apparaissent avec le perçage du plan de masse, du diélectrique ainsi que de l'élément rayonnant [5].

1.7.2. Alimentation par couplage (sans contact)

1.7.2.1. Alimentation par ouverture (fente)

L'alimentation par fente est difficile à mettre en œuvre de plus l'antenne résultante présente une bande passante étroite.

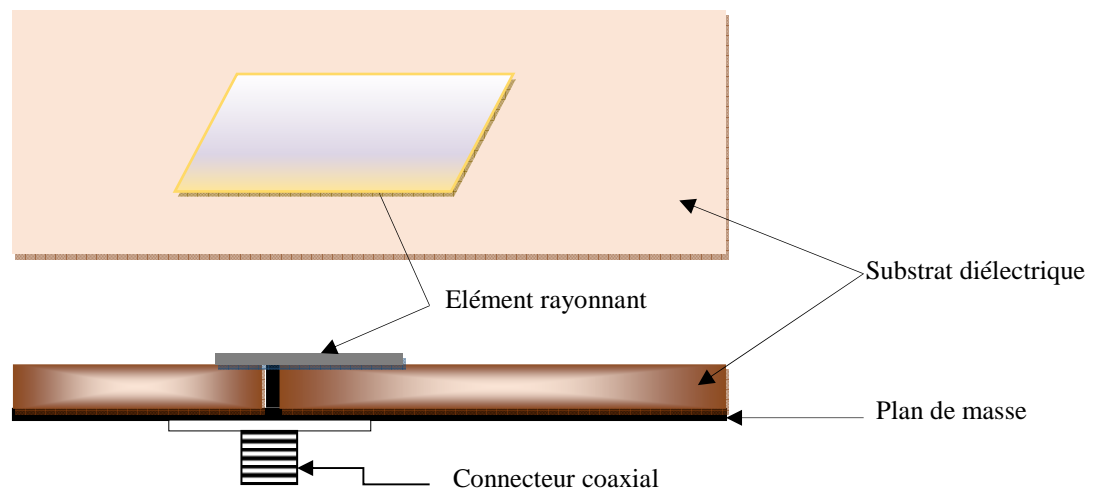


Figure I. 5. Antenne microruban alimenté par sonde.

Cependant il est facile à modéliser et présente un rayonnement parasite faible. Elle se compose de deux substrats diélectriques séparés par un plan de masse sur lequel est pratiquée une fente. La ligne d'alimentation se situe sur la face libre du substrat inférieur et l'élément rayonnant se trouve sur la face libre du substrat supérieur. Cette configuration permet une optimisation indépendante entre la ligne d'alimentation et l'élément rayonnant [9].

Généralement, les matériaux à permittivité élevée sont employés pour le substrat inférieur par contre les matériaux à faible constante diélectrique sont utilisés pour le substrat supérieur dans le but d'optimiser le rayonnement du patch. Ce type d'alimentation est

difficile à concevoir à cause des couches multiples, qui augmentent l'épaisseur d'antenne. Cependant elle offre l'élargissement de bande passante [12].

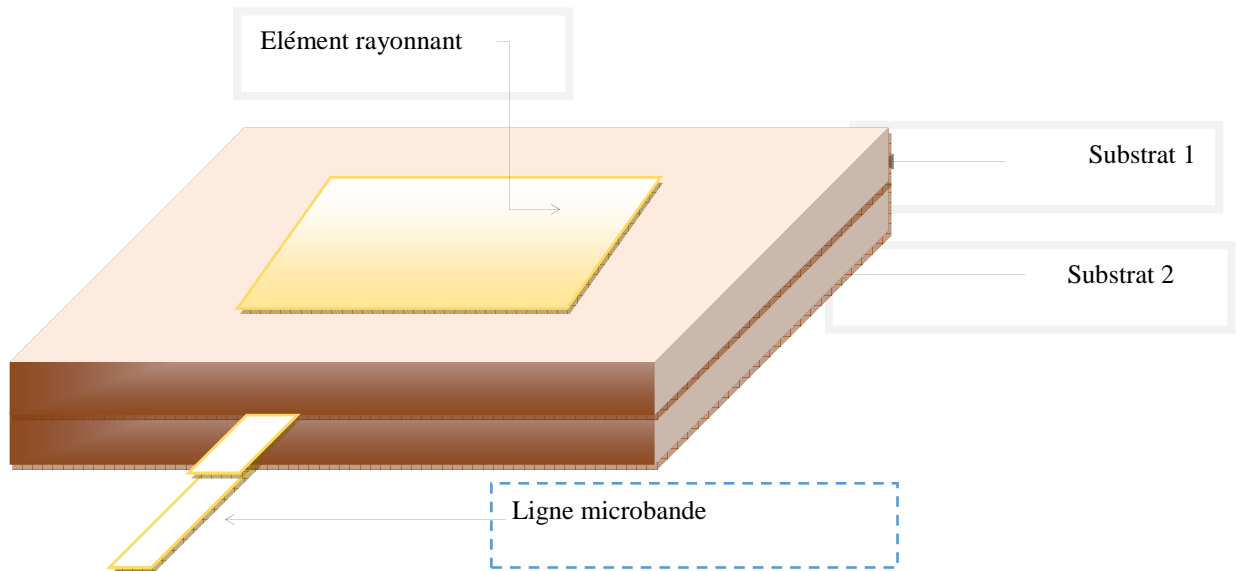


Figure I.6. Alimentation couplée par ouverture.

1.7.2.2. Alimentation Par Proximité

Ce type d'alimentation est représenté sur la Figure I. 7, deux substrats diélectriques sont employés tels que la ligne d'alimentation est entre les deux substrats et le patch de rayonnement est sur le substrat supérieur.

La meilleure bande passante pouvant atteindre 13% est réalisable en utilisant l'alimentation par couplage de proximité illustrée par la Figure I. 7. L'avantage de cette technique d'alimentation réside dans l'affaiblissement du rayonnement parasite et la facilité du couplage, ce dernier peut être optimisé par l'ajustement des dimensions de la ligne. Cependant elle est très difficile à mettre en œuvre [12].

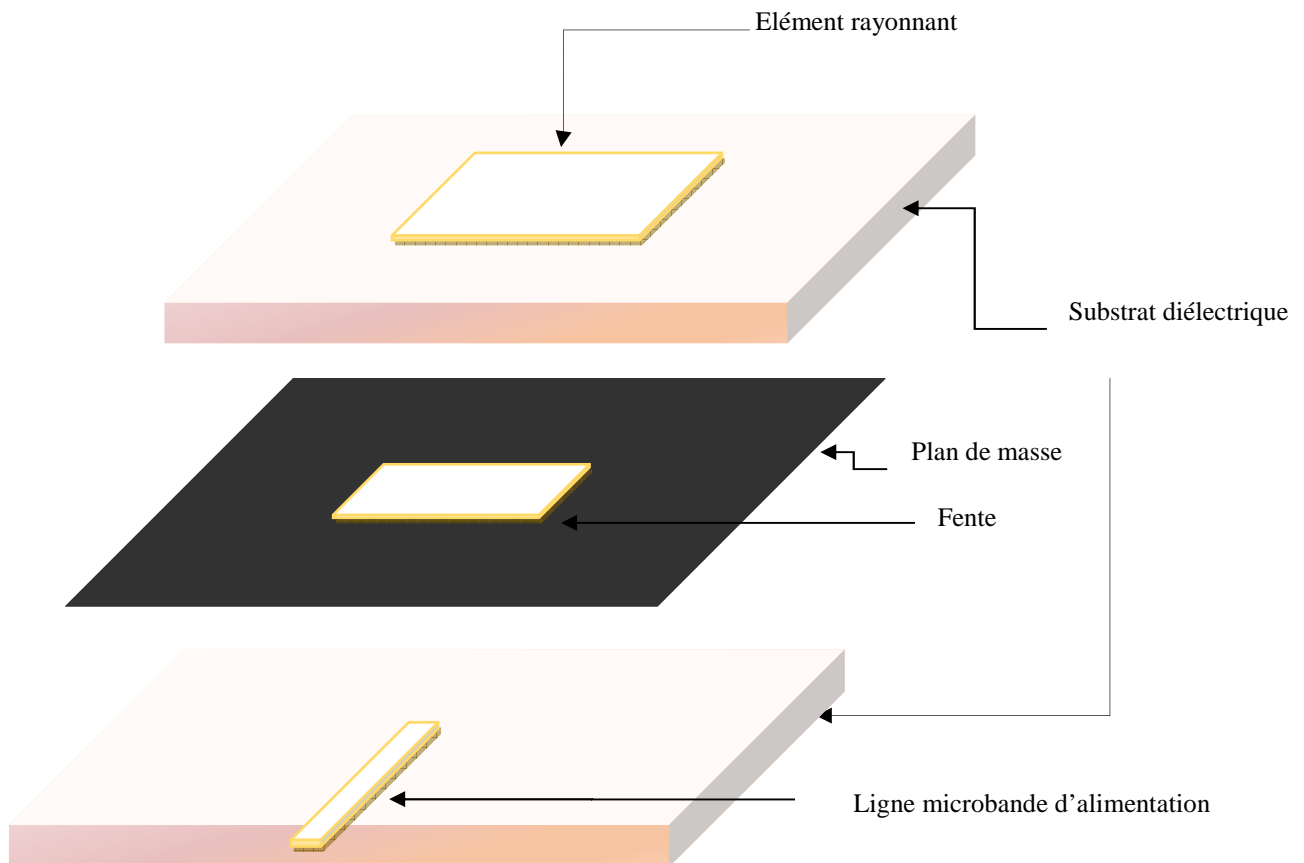


Figure I.7. Alimentation couplée par proximité.

Le tableau I.3 résume les caractéristiques des différentes techniques d'alimentation [12].

I.8. Méthode d'analyse des antennes microruban

Plusieurs méthodes sont utilisées pour l'analyse des antennes microbandes. La plupart de ces méthodes peuvent être classées dans l'une des deux catégories : méthode sa approximatives et méthodes Full-wave [1].

Les méthodes approximatives sont basées sur des hypothèses simplificatrices donc elles ont des limitations et elles fournissent des solutions moins précises. Elles sont généralement utilisées pour la modélisation des antennes à élément unique à cause de la difficulté rencontrée dans la modélisation du couplage entre les différents éléments. Cependant, elles offrent un bon aperçu physique avec un temps de calcul généralement très petit [5]-[9].

Tableau 1.3. Comparaison des différentes techniques d'alimentation.

<i>caractéristiques</i>	<i>Alimentation par ligne microstrip</i>	<i>Alimentation par câble coaxial</i>	<i>Alimentation avec fente</i>	<i>Alimentation par couplage de proximité</i>
<i>Rayonnement parasite d'alimentation</i>	Plus	Plus	Moins	Minimum
<i>Fiabilité</i>	Meilleure	Faible à cause de la soudure	Bonne	Bonne
<i>Facilité de fabrication</i>	Facile	Nécessite une soudure et un perçage	Nécessité d'alignement	Nécessité d'alignement
<i>Adaptation d'impédance</i>	Facile	Facile	Facile	Facile
<i>Bande passante (atteinte avec adaptation d'impédance)</i>	2-5%	2-5%	2-5%	13%

Les méthodes Full-wave tiennent compte de tous les mécanismes importants de l'onde et s'appuient énormément sur l'utilisation d'algorithmes numériques efficaces. Lorsqu'elles sont appliquées convenablement, les méthodes Full-wave sont très précises et peuvent être employées pour la modélisation d'une variété d'antennes y compris les antennes réseaux. Ces méthodes ont tendance à être plus complexes et fournissent moins d'aperçu physique. Souvent, ces méthodes nécessitent plus de calculs et donc un temps de calculs élevé [1].

1.8.1. Méthodes approximatives (analytiques)

Dans notre modèle, nous allons prendre le cas d'une antenne de forme rectangulaire car en pratique, elle est simple et les caractéristiques sont attractives. Il existe des approches analytiques variées pour modéliser les antennes patches de forme rectangulaire.

Parmi ces méthodes, on cite :

- Le modèle de la ligne de transmission.
- Le modèle de la cavité.

Les deux modèles sont très populaires et très pratiques. Ces modèles considèrent l'antenne comme une ligne de transmission ou une cavité résonante [8]-[5].

1.8.1.1. Le modèle de la ligne de transmission

La méthode des lignes (**Method of Lines**) est une méthode semi-analytique procédant à une discrétisation partielle des opérateurs différentiels de l'équation de Helmholtz dans l'espace. Deux des trois dimensions dans l'opérateur sont discrétisées, autorisant la résolution analytique, une fois découplée, des équations différentielles ordinaires sont obtenues [1].

Cette technique semi-analytique implique habituellement les trois étapes de base suivantes :

- Division de la région de résolution en couches ;
- Discrétisation de l'équation différentielle dans une direction ;
- Résolution des équations.

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 mode de propagation dominant est supposé être le mode TEM ou quasi 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 les patches de forme arbitraire, ce modèle reste toujours limité en terme de précision à cause des inconvénients cités auparavant [9].

1.8.1.2. Le modèle de la cavité

Comme le modèle précédent il fournit une bonne interprétation physique. Pour l'étude d'autres formes géométriques de l'élément rayonnant, le modèle de la Cavité est plus adapté. Celui-ci s'applique dans la région limitée par la surface métallique du patch et du plan de masse associé.

Cette région sera assimilée à une cavité dont les parois latérales seront des murs magnétiques et les faces supérieures et inférieures des murs électriques. C'est au niveau de parois latérales, que les courants de surface sont calculés et de l'est déduit le rayonnement [12].

1.8.2. Méthodes rigoureuses

Lorsqu'elles sont appliquées correctement, le modèle électromagnétique est très précis, très souple et traite les éléments isolés aussi bien que les réseaux finis et infinis, les réseaux empilés, les formes arbitraires et le couplage. Cependant c'est le modèle le plus complexe.

Les méthodes rigoureuses sont des méthodes d'analyse numériques, elles sont les plus utilisées récemment. Parmi ces dernières, on a :

- La méthode aux différences finies ;
- La méthode des éléments finis ;
- Le système d'équations intégrales couplées, discrétisées par la méthode des moments;
- La méthode spectrale, qui correspond à la transformée de Fourier de la méthode de l'équation d'intégrale.

1.8.2.1. Méthodes des différences finies

La méthode des différences finies (**F**inite **D**ifference **M**ethod) est la méthode numérique la plus anciennement utilisée pour résoudre les problèmes électromagnétiques. Elle consiste à

diviser le volume de l'espace où la solution est cherchée en un réseau de points espacés régulièrement pour constituer un maillage. La solution du problème est ensuite calculée en chaque point du maillage. L'approximation réside dans le remplacement de chaque dérivée de l'équation de Maxwell par une expression aux différences finies (à partir du théorème de Taylor) exprimant la valeur de l'inconnue en un point en fonction de sa valeur aux points voisins.

Le problème est ainsi discrétisé en un système d'équations que l'on peut résoudre numériquement.

La résolution d'un problème par la méthode des différences finies implique trois étapes :

- Division de la région sous la forme d'une grille (maillage).
- Approximation de l'équation de Maxwell par des différences finies en reliant les variables aux points voisins.
- Résolution des équations aux différences finies par rapport aux conditions de bords.

Le succès considérable de cette méthode largement répandue et qui joue toujours un rôle important dans l'analyse numérique, tient au fait de sa simplicité, notamment, pour la conception du maillage, et la vitesse de résolution du système d'équations qui en découle.

La difficulté majeure de cette méthode tient à la régularité nécessaire du maillage qui impose une topologie fixée et conduit à d'importantes difficultés lorsque les dispositifs ont des géométries complexes. Différentes méthodes ont été proposées pour repousser ces contraintes mais souvent au détriment de la stabilité du calcul [1].

L'avantage principal de cette méthode est la simplicité de sa formule, le calcul est alors fait dans le domaine temporel sur une large bande de fréquence. Le temps de calcul croît de façon linéaire en fonction des nombres d'inconnues (ce qui n'est pas le cas pour la méthode des éléments finis). Mais son principal inconvénient est lié au fait que le maillage de la structure doit être uniforme et elle est donc peu adaptée au traitement des dispositifs comportant des éléments ayant des ordres de grandeurs très différents [4].

1.8.2.2. Méthode des éléments finis (FEM)

Elle est basée sur la résolution des équations différentielles des champs électromagnétiques dans le domaine spectral. Il s'agit donc de résoudre un système linéaire d'équations, les champs étant les inconnus. Pour cela, on doit discrétiser entièrement en 3D le domaine où le champ à analyser existe : des triangles sont utilisés sur les surfaces et des tétraèdres dans les volumes.

Une approche intéressante est l'hybridité de la méthode des éléments finis avec la méthode des moments. Ces méthodes sont très bien utilisées pour l'analyse des antennes micro rubans dans les cavités. Comme la majorité des méthodes full-wave, la méthode des éléments finis est implantée dans quelques codes commerciaux tels que HFSS d' Ansoft [5] .

La résolution d'un problème par la méthode des éléments finis implique 4 étapes :

- Discrétisation en éléments finis de la région de résolution ;
- Discrétisation des équations pour chaque élément ;
- Assemblage de tous les éléments dans la région de résolution ;
- Résolution du système d'équations [1].

1.8 2.3. Méthode des moments

Dans les antennes microbandes, la technique de résolution la plus efficace est l'application de la méthode des moments. Cette méthode opère dans le domaine spectral, et elle est qualifiée comme étant rigoureuse. Cette procédure de résolution consiste à trouver le zéro du déterminant de la matrice impédance [5]. Lorsque la méthode des moments est adoptée pour l'analyse des antennes micro rubans, les inconnues sont les courants sur la plaque de l'antenne. L'idée de cette méthode est de développer la densité de courants surfaciques [1].

La caractéristique de cette méthode est son indépendance de la source d'excitation. Mais malgré ses avantages cette méthode souffre de quelque inconvénient :

- Le temps de calcul qui est important ;
- La précision exigée pour déterminer les éléments de la matrice impédance ;
- L'existence des solutions parasites.

I.8.2.4. Méthode d'analyse spectrale

Chez la communauté des microondistes, le nom le plus célèbre de cette méthode est la méthode Full-Wave. Cette méthode prend en considération l'équation intégrale du champ électrique (EFIE) dans le domaine spectral [1]. Elle est basée sur la connaissance des champs électromagnétiques dans chaque région. Le système d'équations intégrales à résoudre peut s'écrire sous la forme matricielle, le choix de la condition de continuité surfacique et le vecteur de courant sur les patches permet de réduire une relation entre les composantes tangentielles des champs électromagnétiques et les courants surfaciques. L'approche de l'équation intégrale dans le domaine spectral est largement utilisée dans l'analyse et la conception de structures imprimées [4].

I.9. Application des antennes microruban

Vu l'explosion technologique dans la télécommunication et les recherches scientifiques continues concernant les antennes imprimées, et vu les exigences multiples dans le domaine de communication, l'utilisation des antennes micro-ondes classiques devient incapable de répondre à ces exigences. Pour cette raison, les antennes microbandes remplacent les antennes classiques dans la plupart des applications [5]-[9]. Parmi ces applications on cite :

- Les télécommunications par satellites ;
- La commande et contrôle ;
- La télémétrie par missile ;
- Les équipements portatifs ;
- Les éléments d'alimentation dans les antennes complexes ;
- Les antennes d'émission utilisées en médecine ;
- Les récepteurs satellite de navigation.

Enfin, les réseaux d'éléments rayonnants imprimés sont fréquemment utilisés dans les satellites de communication et bien d'autres applications, telles que les radio-communications avec les mobiles terrestres et aériens, les télécommunications, les radars, mais aussi les capteurs miniaturisés et les applicateurs médicaux. D'autre part, avec des efforts progressifs dans la recherche, l'utilisation des résonateurs microbandes devient de plus en plus fréquente, et ces résonateurs finiront par remplacer les résonateurs conventionnels dans la plupart des applications [12].

I.10. Conclusion

La technologie microbande en général, et les antennes microbandes en particulier connaissent un succès croissant auprès des industriels et des professionnels des télécommunications, qu'elle soit spatiale ou terrestre. Il est nécessaire de bien définir l'intégralité de paramètres des antennes, afin de prévoir son comportement avant la réalisation d'une part, et de s'assurer qu'elle se conformera aux exigences des systèmes d'autre part. De ce fait on a présenté dans ce chapitre une description générale des antennes microbandes, ainsi que le principe de fonctionnement, les techniques d'excitation. Après avoir évoqué les différentes méthodes d'analyse utilisées dans ce domaine, nous avons discuté des avantages et des inconvénients. Finalement les domaines d'applications de ces antennes sont aussi envisagés.

I.11. Références bibliographiques

- [1] S. Bedra, "Evaluation analytique et numérique des caractéristiques électromagnétiques des structures microbandes ouvertes," *Thèse de doctorat, Université de Batna*, 2015.
- [2] R. Kumar, P. Kumar, S. Singh, and R. Vijay, "Fast and accurate synthesis of frequency reconfigurable slot antenna using back propagation network," *AEU – International Journal of Electronics and Communications*, vol. 112, pp. 152962, 2019.
- [3] A. Bhattacharyya, and R. Garg, "Input impedance of annular ring microstrip antenna using circuit theory approach," *IEEE Transactions on antennas and propagation*, vol. 33, no. 4, pp. 369-374, 1985.

-
- [4] C. A. Balanis, “*Antenna theory: analysis and design*,” John Wiley & sons, 2016.
- [5] D. Guha, “*Microstrip and printed antennas, new trends technique and application* ,”John Wiley & Sons, New York, 2010.
- [6] B. Daouia, “Analyse et conception des antennes microrubans alimentées par guide d’onde coplanaire,”, Master, *Université de M’sila*,2016.
- [7] R. Bedra, “Étude d’une antenne supraconductrice couverte par une couche diélectrique.” *Thèse de doctorat, Université de Batna 2*, 2018.
- [8] C. Agaba, “ Analyse des antennes microbandes supraconductrice de forme régulière par la méthode de cavité.” *Master, Université de kenchela* ,2019.
- [9] S. Bedra, “ Utilisation de la méthode de l’équation intégrale de champ électrique et des réseaux neurones artificiels pour l’étude d’une antenne imprimé bicouche fonctionnant en mode TM₁₁,” *Mémoire de magister, Université de Batna*, 2011.
- [10] S. Soltane, “ Etude et caractérisation d’antenne imprimées pour système Ultra-large Bande ”, *Magister, Université Mohamed Khider ,Biskra* ,2015.
- [11] S. Benkouda, “ Contribution à l’étude des problèmes de caractérisation des antennes microrubans à plaques rayonnantes parfaitement conductrices et supraconductrices”, *Thèse doctorat, université de Batna*, 2012.
- [12] A. Gadda, “ Evaluation des caractéristiques d'un résonateur microruban à film mince supraconducteur par la méthode des deux fluides et les réseaux de neurones artificiels, ”, *Mémoire de magister, université de Batna, Algérie*, 2015.

Chapitre II

Formulations Mathématiques du Problème

II.1. Introduction

Les antennes microruban ou patch deviennent de plus en plus utiles car elles peuvent être imprimées directement sur une carte de circuit imprimé. Les antennes à microbandes sont de plus en plus répandues sur le marché de la téléphonie mobile. Les antennes patch sont peu coûteuses, ont un profil bas et sont faciles à fabriquer [1]-[4]. Les antennes microbandes peuvent prendre des formes géométriques arbitraires, cependant, les formes régulières sont les plus utilisées afin de faciliter leur étude. On distingue parmi d'autres géométries, la forme rectangulaire, circulaire, triangulaire ...etc. [4].

Dans le modèle de la cavité, on identifie l'antenne imprimée à une cavité résonnante dans laquelle on est capable de mettre en évidence les modes qui peuvent s'installer. Chaque mode conduit à une distribution de courant sur le patch, et le diagramme de rayonnement peut être calculé en faisant rayonner ces courants [5]-[8].

Contrairement au modèle de la ligne de transmission limité au patch rectangulaire, il n'y a pas d'hypothèse a priori sur la forme de l'élément rayonnant car la méthode de la cavité peut déterminer la fréquence de résonance et l'impédance d'entrée mieux que le modèle de la ligne de transmission, seulement cette modélisation est limitée aux patches de formes régulières. Comme c'est le cas dans la modélisation par ligne de transmission, ce modèle devient moins précis avec l'augmentation de l'épaisseur du substrat ou de la valeur de sa permittivité relative [5-8]. L'épaisseur du substrat doit être inférieure à $0,001 \lambda_0$.

Le modèle de cavité associé aux équations de connaissances électromagnétiques a été amélioré pour étudier les caractéristiques de résonance du patch microruban imprimé sur des matériaux de substrats uniaxialement anisotropes [8], Parmi ces substrats pratiques utilisés : le Saphir, l'Epsilam-10, le Nitrure de Bore et le Fluorure de Magnésium. Cette anisotropie affecte les performances des antennes imprimées, et donc une caractérisation et conception précise de ces dernières doivent tenir en compte.

Dans ce chapitre nous allons développer un modèle pour un patch rectangulaire, mais l'étude analytique peut être menée pour des patches ayant la forme rectangulaire ou bien carré.

II.2. Modèle de cavité

Bien qu'il soit simple à employer, le modèle de la ligne de transmission présente certains inconvénients. En effet, il ne s'applique qu'à des patchs rectangulaires et il néglige les variations de champ le long des bords de rayonnement. Ces inconvénients peuvent être remédiés en employant le modèle de la cavité modifié [8]. Ce modèle permet la simplicité et la visibilité physique dans l'analyse des antennes microruban. Une antenne imprimée peut être comparée à une cavité clôturée par deux murs électriques (le plan de masses et l'élément rayonnant) et quatre murs magnétiques verticaux. Une longueur et une largeur effective sont introduites pour prendre en compte les excès des lignes des champs sur les bords de l'élément rayonnant. Les champs à l'intérieur de la cavité peuvent être formulés en fonction des modes discrets satisfaisant individuellement des conditions aux limites adéquates. Une fois ces champs connus, le champ rayonné, la puissance totale et l'impédance d'entrée peuvent être déduits. Les fréquences de résonance de l'antenne sont résolues par les fréquences de résonance de la cavité [4].

II.2.1. Description de modèle

Dans le modèle de la cavité, la région entre la plaque et le plan de masse est traitée comme une cavité entourée par des murs magnétiques en périphérie et des murs électriques sur le dessus de la plaque et le dessous du plan de masse (Figure II.1.). Le champ électrique tangentiel aux frontières des parois latérales est déterminé par le courant magnétique équivalent à la frontière. Le rayonnement produit par ce courant est alors déterminé en supposant que la cavité est entourée par l'espace libre.

Une antenne à patch rectangulaire sera assimilée à une cavité ayant deux murs électriques parfaits (qui correspondent aux surfaces parfaitement conductrices), et quatre murs magnétiques parfaits.

II.2.1. Modalisation mathématique de cavité

Le modèle de cavité fournit un formalisme décrivant les champs dans l'antenne et les champs rayonnés. Les effets des modes d'ordres supérieurs sont considérés en développant le champ électrique entre le patch et le plan de masse en termes des modes résonnants de la cavité [4], [8]-[9].

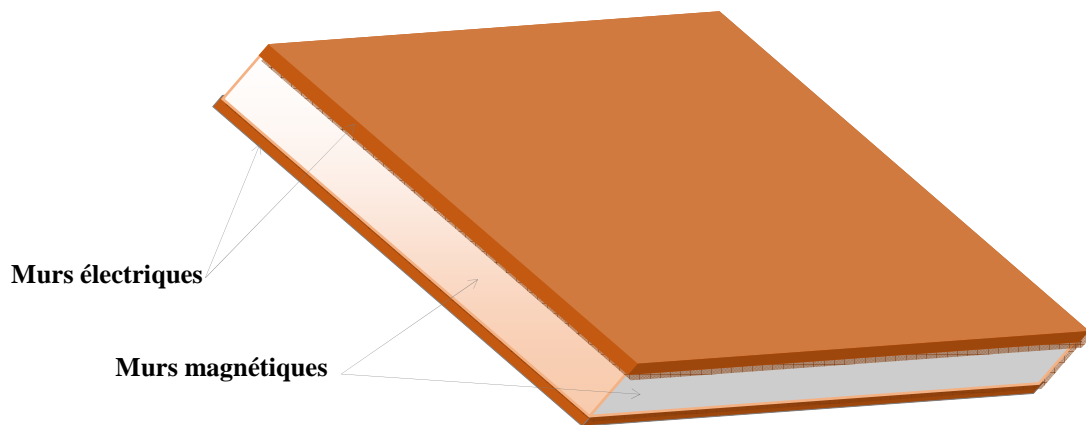
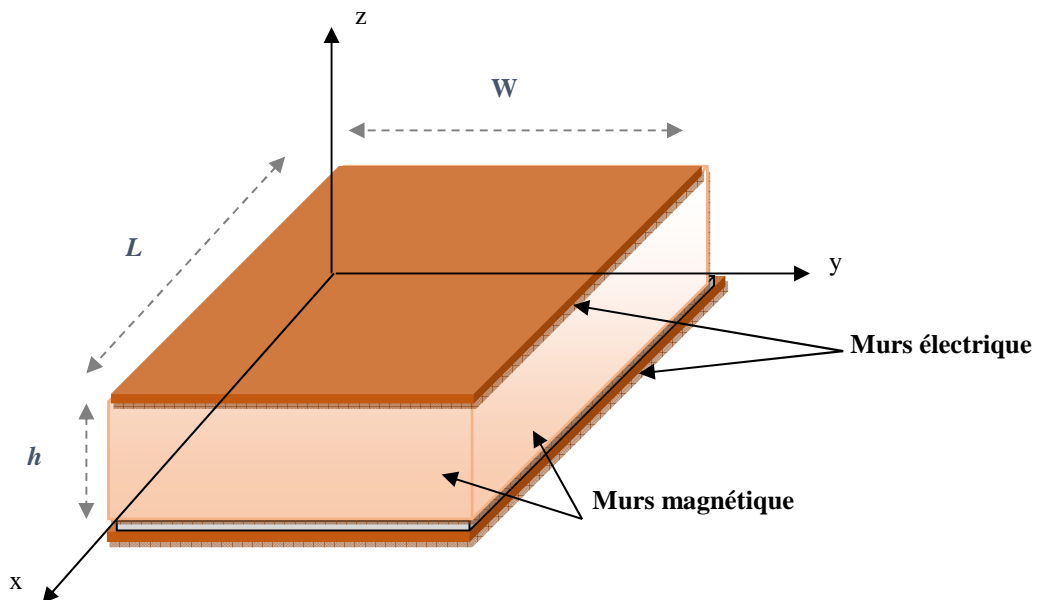


Figure II.1. Modèle de la cavité.

La théorie du modèle de la cavité est basée sur l'observation suivante :

- Le courant électrique dans la direction normale à la plaque au bord du métal de celle-ci est nul, ce qui implique que la composante tangentielle du champ le long de la périphérie de la plaque est négligeable et donc un mur magnétique latéral entoure la plaque ;

Figure II.2. Représentation de la cavité dans un repère (O, x, y, z) .

- L'élément rayonnement et le plan de masse sont supposés réalisés avec un métal parfait et constituent donc des murs électriques. Sur la surface d'un métal parfait, on sait que la composante tangentielle du champ électrique et la composante normale du champ magnétique s'annule [4].

Afin de permettre une mise en équation des modes stationnaires, la cavité dans un repère (O, x, y, z) et présente les dimensions suivantes : L suivant l'axe des x , W suivant l'axe des y , et h suivant l'axe des z (Figure II.2).

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 $y = 0$, $y = W$, $x = 0$, $x = L$ sont idéaux ;
- La hauteur h du patch au-dessus du plan de masse est très inférieure à la longueur d'onde λ correspondant à la fréquence de fonctionnement de l'antenne $\lambda \ll f$ (fréquence du mode excité).

En rassemblant ces conclusions, le champ électrique interne à la cavité ne peut être orienté que suivant Oz , et doit être constant sur une ligne de champ entre les deux plans parfaitement conducteur (car les lignes de champ sont parallèles).

Nous désignerons donc le champ électrique interne à la cavité, porté par la direction Oz par :

$$\vec{E} = E_z(x, y)\vec{k} \quad (\text{II.1})$$

De l'équation de Maxwell :

$$\text{rot}\vec{E} = -j\omega\vec{B} \quad (\text{II.2})$$

Dans laquelle B représente le champ magnétique interne, on déduit :

$$\begin{vmatrix} \vec{i} & \vec{j} & \vec{k} \\ \frac{\partial}{\partial x} & \frac{\partial}{\partial y} & \frac{\partial}{\partial z} \\ 00E_z \end{vmatrix} = \frac{\partial E_z}{\partial y} \vec{i} - \frac{\partial E_z}{\partial x} \vec{j} + 0\vec{k} = -j\omega B_x \vec{i} - j\omega B_y \vec{j} - j\omega B_z \vec{k} \quad (\text{II.3})$$

$$\begin{aligned} \Rightarrow \frac{\partial E_z}{\partial y} &= -j\omega B_x \\ \Rightarrow \frac{\partial E_z}{\partial E_x} &= j\omega B_y \Rightarrow B_z = 0 \\ \Rightarrow 0 &= j\omega B_z \end{aligned}$$

Soit encore :

$$\vec{B} = -\frac{1}{j\omega} \left\{ \frac{\partial E_z}{\partial y} \vec{i} - \frac{\partial E_z}{\partial x} \vec{j} \right\} = B_x \vec{i} + B_y \vec{j} \quad (\text{II.4})$$

On note qu'il n'existe pas de composante de champ magnétique suivant Oz , et donc que les lignes de champ magnétiques sont parallèles au plan $z = 0$.

L'équation de propagation

$$\Delta \vec{E} + C^2 \vec{E} = 0 \quad (\text{II.5})$$

Se simplifie car il n'existe qu'une composante de champ suivant Oz et cette composante n'a pas de dépendance en z :

$$\frac{\partial^2 E_z(x, y)}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 E_z(x, y)}{\partial y^2} + C^2 E_z(x, y) = 0 \quad (\text{II.6})$$

La recherche d'une solution par la méthode de séparation des variables conduit à poser :

$$E_z(x, y) = k(x) \cdot l(y) \quad (\text{II.7})$$

$$C^2 = C_x^2 + C_y^2 \quad (\text{II.8})$$

L'équation (II-6) se ramène à la résolution de deux équations indépendantes :

On aura :

$$l(y) \frac{d^2 k}{d^2 x^2} + k(x) \frac{d^2 l}{d^2 y^2} + C_x^2 k(x) l(y) + C_y^2 k(x) l(y) = 0$$

$$l(y) \left[\frac{d^2 k}{d^2 x^2} + C_x^2 k(x) \right] + k(x) \left[\frac{d^2 l}{d^2 y^2} + C_y^2 l(y) \right] = 0 \quad (\text{II.9})$$

$$\begin{cases} \frac{d^2 k}{dx^2} + C_x^2 + k(x) = 0 \\ \frac{d^2 l}{dy^2} + C_y^2 + l(x) = 0 \end{cases} \quad (\text{II.10})$$

Dont les solutions évidentes sont :

$$k(x) = A \cos(C_x \cdot x) + B \sin(C_x \cdot x) \quad (\text{II.11})$$

$$l(y) = D \cos(C_y \cdot y) + F \sin(C_y \cdot y) \quad (\text{II.12})$$

Où A, B, D, F , sont quarte constantes qui dépendent des conditions aux limites.

Le champ électrique E_Z se présente donc sous la forme :

$$E_Z(x, y) = \left[A \cos(C_x \cdot x) + B \sin(C_x \cdot x) \right] \cdot \left[D \cos(C_y \cdot y) + F \sin(C_y \cdot y) \right] \quad (\text{II.13})$$

Les conditions aux limites sur les surfaces parfaitement conductrices ont déjà été utilisées pour préciser la direction du champ électrique dans la cavité.

Les conditions aux limites sur les murs magnétiques parfaits imposent un champ magnétique tangentiel nul sur ces parois, soit :

$$B_x = 0 \text{ en } y=0 \text{ et en } y=W \quad (\text{II.14})$$

$$B_y = 0 \text{ en } x=0 \text{ et en } x=L \quad (\text{II.15})$$

De (II-4) et (II-14), on déduit :

$$B_x = 0 \quad \frac{\partial E_z(x, y)}{\partial y} = 0 \quad (\text{II.16})$$

Où

$$\frac{\partial E_z}{\partial y} = -D \cdot C_y \cdot \sin(C_y \cdot y) + F \cdot C_y \cdot \cos(C_y \cdot y) = 0 \text{ en } y=0 \text{ et en } y=W \quad (\text{II.17})$$

$$\text{en } y=0 \Rightarrow FC_y = 0 \Rightarrow F = 0 \quad (\text{II.18})$$

$$\text{en } y=W \Rightarrow C_y \cdot W = n \cdot \pi \Rightarrow C_y = n \cdot \pi / W \quad (\text{II.19})$$

n : étant un entier à priori quelconque.

De (II-4) et (II-15), on déduit :

$$B_y = 0 \quad \frac{\partial E_z(x, y)}{\partial x} = 0 \quad (\text{II.20})$$

$$\frac{\partial E_z}{\partial x} = -A \cdot C_x \cdot \sin(C_x \cdot x) + B \cdot C_x \cdot \cos(C_x \cdot x) \text{ en } x=0 \text{ et en } x=L \quad (\text{II.21})$$

$$\text{en } x=0 \Rightarrow B = 0 \quad (\text{II.22})$$

$$\text{en } x=L \Rightarrow C_x \cdot L = m \cdot \pi \Rightarrow C_x = m \cdot \pi / L \quad (\text{II.23})$$

m : étant un entier à priori quelconque.

En utilisant les expressions de C_x et C_y obtenus ci – dessus, et en tenant compte de la nullité des constantes B et F, le champ électrique (II-13) s'écrit sous la forme suivante, à une constante multiplicative près qui est posée arbitrairement égale à H :

$$E_z(x, y) = H \cdot \cos\left(\frac{m\pi}{L} x\right) \cdot \sin\left(\frac{n\pi}{W} y\right) \quad (\text{II.24})$$

Les composantes de champ magnétiques s'obtiennent à partir de la relation (II-4) :

$$B_x(x, y) = H \frac{n\pi}{j\omega w} \cdot \cos\left(\frac{m\pi}{L} x\right) \cdot \sin\left(\frac{n\pi}{W} y\right) \quad (\text{II.25})$$

$$B_y(x, y) = -H \cdot \frac{n\pi}{j\omega l} \cdot \cos\left(\frac{m\pi}{L} x\right) \cdot \sin\left(\frac{n\pi}{W} y\right) \quad (\text{II.26})$$

Les entiers m et n indiquent l'ordre des modes qui s'excitent suivant les directions x et y . Le mode suivant la direction z a été identifié comme correspondant à un entier $p=0$, car tous les champs sont constants suivant cette direction.

La relation (II-8) permet de calculer la fréquence de résonance de chacun de ces modes.

Réécrite avec les expressions de C_x et C_y données en (II-19) et (II-23), elle Permet de prévoir la fréquence de fonctionnement de l'antenne :

$$C^2 = \left(\frac{m\pi}{L}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{W}\right)^2 \quad (\text{II.27})$$

$$C = \frac{\omega}{v} = \omega\sqrt{\mu\varepsilon} = 2\pi f\sqrt{\mu\varepsilon} \quad (\text{II.28})$$

$$C^2 = 4\pi^2 f^2 \varepsilon\mu \Rightarrow f = \frac{k}{2\pi\sqrt{\mu\varepsilon}}$$

D'où on déduit :

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{\varepsilon\mu}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{L}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{W}\right)^2} \quad (\text{II.29})$$

En pratique, le mode le plus utilisé est le mode $(m, n, p) = (1, 0, 0)$ ou bien le mode $(m, n, p) = (0, 1, 0)$.

On notera que l'entier p qui est associé à la direction Oz est toujours pris égal à 0 car suivant cette dimension, les composantes de champ électromagnétique sont constantes à l'intérieur de la cavité.

II.3. Modèle de la cavité modifiée d'une antenne microbande rectangulaire

La géométrie considérée est illustrée sur la Figure II.3. Un patch rectangulaire de dimensions (L, W) le long des deux axes (x, y) , respectivement, est imprimé sur un substrat anisotrope $\bar{\epsilon}_r$ et d'épaisseur h . Tous les matériaux diélectriques sont supposés être non magnétiques avec une perméabilité μ_0 . Pour simplifier l'analyse, l'alimentation de l'antenne ne sera pas considérée.

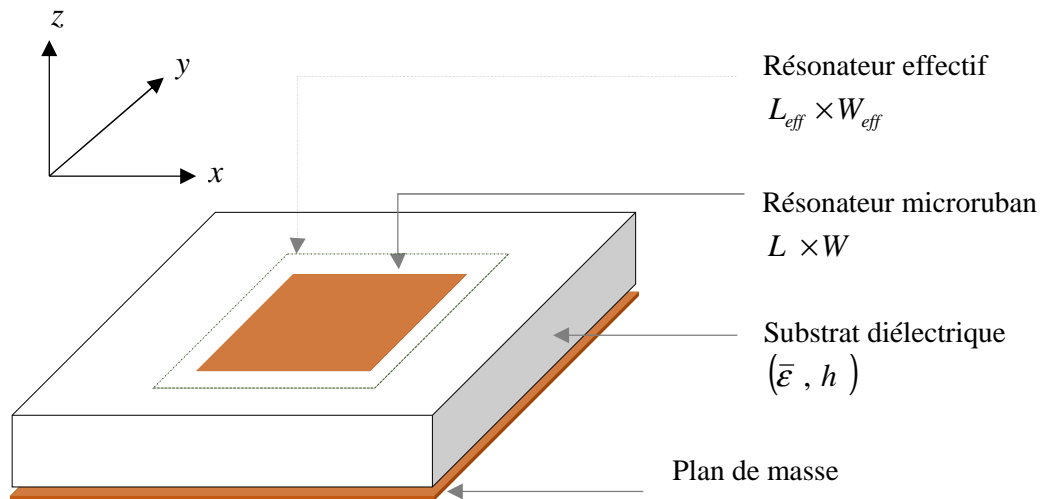


Figure II.3. Structure d'antenne microruban rectangulaire monocouche.

Dans le but de rendre les résultats théoriques obtenus comparables aux mesures. En considérant l'effet de bord, le patch de l'antenne microruban est électriquement plus grand que ses dimensions physiques. Plusieurs expressions pour une dimension modifiée et "efficace" du patch rectangulaire ont été proposées pour tenir compte des champs de bords. Pour le calcul de la longueur et la largeur effectives, on utilise les relations suivantes [4]:

$$L_{eff} = L + 2\Delta L \quad (\text{II.30})$$

$$W_{eff} = W + 2\Delta W \quad (\text{II.31})$$

Les dimensions du patch sur sa longueur et sa largeur ont maintenant été étendues à chaque extrémité par une distance ΔL et ΔW , respectivement (Figure II.3). La longueur effective du patch devient maintenant [4]:

$$\Delta L = 0.412 h \frac{\epsilon_r + 0.3}{\epsilon_r - 0.258} \left(\frac{W/h + 0.264}{W/h + 0.813} \right) \quad (\text{II.32})$$

Par conséquent, la fréquence de résonance de l'antenne microruban rectangulaire peut être calculée avec (II.29) en remplaçant les équations (II.30)-(II.32) à (II.29).

Il convient de souligner que la correction de la fréquence de résonance dans la formule (II.29) implique à la fois la permittivité effective et les dimension effectives du patch rectangulaire, ce qui permet d'obtenir un bon accord entre la théorie et l'expérience dans le cas d'antenne à patch rectangulaire monocouche.

Nous pouvons tenir compte de l'anisotropie dans le substrat en traitant l'antenne patch de forme arbitraire sur un substrat anisotrope uniaxial, comme le montre la figure II.3. Le tenseur de permittivité relative du diélectrique anisotrope uniaxial est donné par

$$\bar{\epsilon}_r = \begin{bmatrix} \epsilon_x & 0 & 0 \\ 0 & \epsilon_x & 0 \\ 0 & 0 & \epsilon_z \end{bmatrix} \quad (\text{II.33})$$

En utilisant les connaissances électromagnétiques, l'épaisseur h et les permittivités relatives ϵ_x et ϵ_z du substrat anisotrope uniaxial sont remplacées par des paramètres effectifs en utilisant les équations suivantes [8]:

$$\epsilon_{re} = \epsilon_z \quad (\text{II.34})$$

$$h_e = h \sqrt{\frac{\epsilon_x}{\epsilon_z}} \quad (\text{II.35})$$

II.3. Modèle de la cavité modifiée d'une antenne microbande empilée

La figure II.4 montre la géométrie de deux patchs microrubans rectangulaires empilés placés au-dessus d'un plan de masse. Le patch inférieur a une longueur L_1 le long de la direction x et une largeur W_1 le long de la direction y . La taille du patch supérieur est $L_2 \times W_2$. Le patch inférieur et le patch supérieur sont symétriques. Le substrat est supposé être composé de deux couches de même matériau et épaisseur identique. Le matériau du substrat bicouche est choisi parmi deux différentes possibilités : un diélectrique isotrope et un matériau uniaxial anisotrope. Dans le cas où le substrat est un diélectrique isotrope, il est supposé que sa perméabilité est μ_0 et sa permittivité est $\epsilon_0 \epsilon_{ri}$. Dans le cas où le substrat est un matériau uniaxial anisotrope, il est supposé que sa perméabilité est μ_0 et son tenseur de permittivité est donné dans la sous-section précédente.

Dans cette sous-section, nous nous intéressons uniquement aux fréquences de résonance de la configuration empilée, et l'excitation n'est pas incluse dans la formulation nous avons étudiée les fréquences des résonateurs d'antenne microbande empilée théoriquement, à partir de la référence [10] - [13] on a :

La permittivité effective d'une 2^{ème} substrat est donné par :

$$\epsilon_{e2} = \frac{\epsilon_{rc} + 1}{2} + \frac{\epsilon_{rc} - 1}{2} \left[1 + \frac{10 \sum_{i=1}^2 h_i}{L_1} \right]^{-\frac{1}{2}} \quad (\text{II.36})$$

$$\epsilon_{rc} = \frac{\sum_{i=1}^4 h_i}{\sum_{i=1}^4 \frac{h_i}{\epsilon_{ri}}} \quad (\text{II.37})$$

Donc la relation de la fréquence inférieure (f_L) du patch inférieur est définie par :

$$f_L = \frac{C_0}{2L_1 \sqrt{\epsilon_{e2}}} \cdot \frac{1 - \zeta_1}{1 + \zeta_1 \cdot \ln \left(\frac{1.123 L_1 \sqrt{\epsilon_{e2}}}{\sum_{i=1}^2 h_i} \right)} \quad (\text{II.38})$$

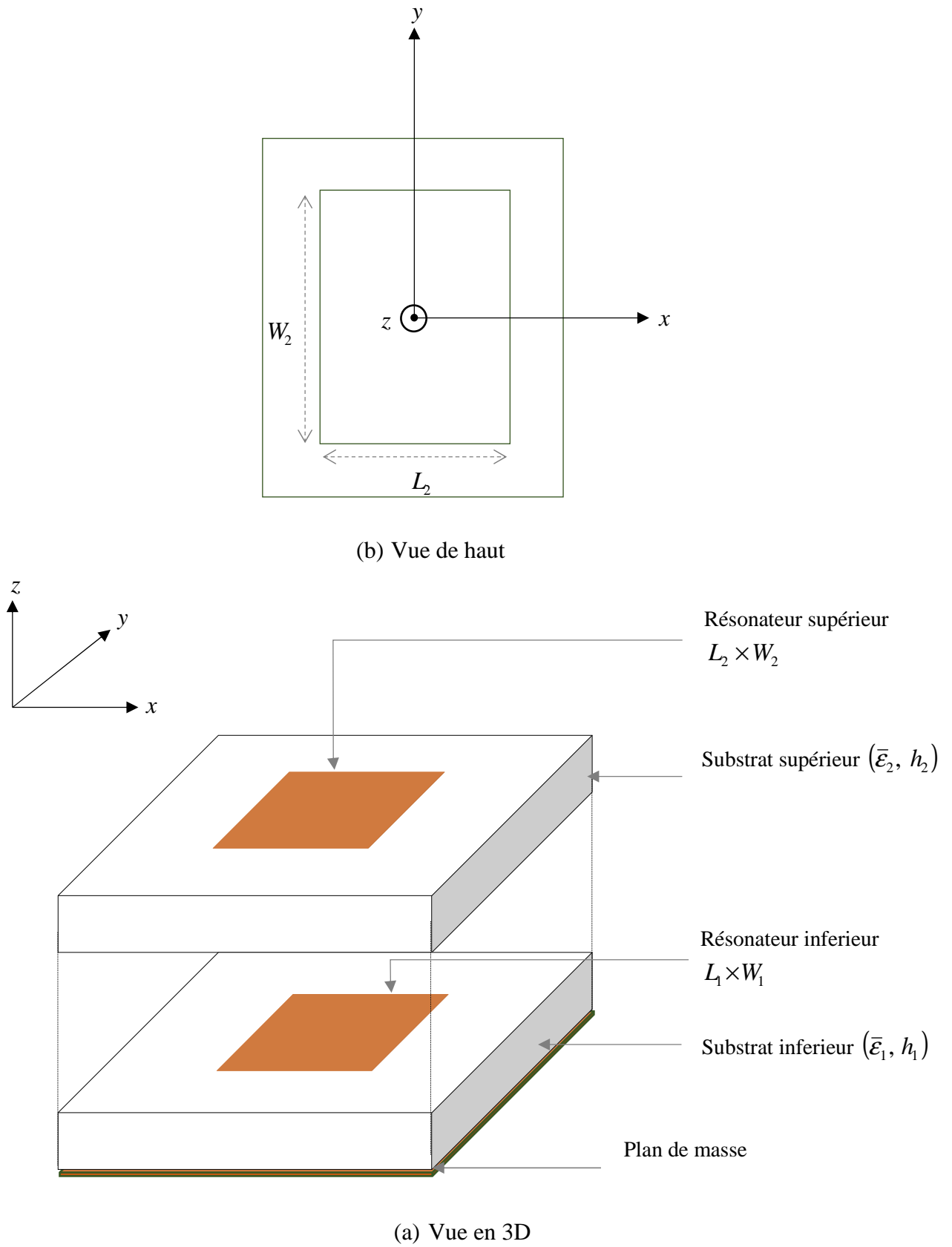


Figure II.4. Structure d'antenne microruban rectangulaire empilée.

Tel que C_0 : c'est la vitesse de la lumière.

$$\zeta_1 = \frac{2 \sum_{i=1}^2 h_i}{\pi T_2 \varepsilon_{e2} L_1} \quad (\text{II.39.a})$$

$$T_1 = \frac{\sum_{i=1}^2 h_i}{L_1} \left[\frac{L_1}{\sum_{i=1}^2 h_i} + 1.393 + 0.667 \cdot \ln \left(\frac{L_1}{\sum_{i=1}^2 h_i} + 1.444 \right) \right] \quad (\text{II.39.b})$$

De même manière la fréquence du patch supérieur (f_U) peut être exprimée comme suite :

$$f_U = \frac{C_0}{2(L_2 + 2\Delta L_2) \cdot \sqrt{\varepsilon_{e4}}} \quad (\text{II.40})$$

Tel que la permittivité ε_{e4} est exprimée par

$$\varepsilon_{e4} = \frac{\varepsilon_{rc} + 1}{2} + \frac{\varepsilon_{rc} - 1}{2} \left[1 + \frac{10 \sum_{i=1}^4 h_i}{L_2} \right]^{-\frac{1}{2}} \quad (\text{II.41})$$

Et l'expression de patch inférieur est donné par :

$$\Delta L_2 = 0.412 \sum_{i=1}^4 h_i \left[\frac{\varepsilon_{e4} + 0.3}{\varepsilon_{e4} - 0.258} \right] \cdot \left[\frac{\frac{L_2}{\sum_{i=1}^4 h_i} + 0.264}{\frac{L_2}{\sum_{i=1}^4 h_i} + 0.8} \right] \quad (\text{II.42})$$

Le tenseur des permittivités relatives des substrats diélectriques anisotropes est donné par

$$\bar{\varepsilon}_{ri} = \begin{bmatrix} \varepsilon_{xi} & 0 & 0 \\ 0 & \varepsilon_{xi} & 0 \\ 0 & 0 & \varepsilon_{zi} \end{bmatrix} \quad (\text{II.43})$$

En utilisant les connaissances électromagnétiques, les épaisseurs h_i ($i=1,2,\dots,4$) et les permittivités relatives ε_{xi} et ε_{zi} ($i=1,2,\dots,4$) des différents substrats anisotropes sont remplacées par des paramètres équivalents en utilisant les équations suivantes [4]:

$$\mathcal{E}_{reqi} = \mathcal{E}_{zi} \quad (\text{II.44})$$

$$h_{eqi} = h_i \sqrt{\frac{\mathcal{E}_{xi}}{\mathcal{E}_{zi}}} \quad (\text{II.45})$$

II.4. Conclusion

La combinaison des connaissances électromagnétiques avec un modèle de la cavité généralisé est réussie pour la détermination de la fréquence de résonance d'une antenne microruban rectangulaire simple et empilée. La précision de ce modèle est satisfaisante et on pense qu'elle est comparable à celle de ces méthodes sophistiquées qui prennent du temps de calcul. Ces modèles sont adaptés à la CAO et sont directement applicables pour l'étude de l'antenne microruban dans un équipement sans fil portable.

La formulation peut être généralisée pour prédire les fréquences de résonance des antennes microruban de formes régulières imprimées sur des substrats multicouches. Dans ces cas, le patch ne devient pas plus compliqué car il utilise les relations similaires, comme indiqué ci-dessus. Les applications de ce modèle au calcul de l'impédance d'entrée et de sa bande passante sont à prévoir prochainement.

II.5. Références bibliographiques

- [1] Belhedri, "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.", *Magister, Université de kasdi merbah Ouargla, 2012.*
- [2] F. Chebbara, "Étude des caractéristiques de résonance et de rayonnement des antennes microbandes réalisées avec des matériaux ayant une anisotropie de type électrique et magnétique", *Thèse de Doctorat, Université de Batna, 2011.*
- [3] D. Khedrouche, "Modélisation des antennes microbandes par une analyse tridimensionnelle rigoureuse en utilisant une méthode intégrale," , *Thèse de Doctorat, Université Mentouri, Constantine, 2009.*
- [4] R. Bedra, "Étude d'une antenne supraconductrice couverte par une couche diélectrique.", *Thèse de Doctorat, Université de Batna 2, , 2018.*

- [5] A. Wahiba, and C. Farida, “Etude de l’antenne patch rectangulaire par le modèle de la cavité,” , *Mémoire Ingénieur d’Etat , Université Mouloud Mammeri de Tizi Ouzou* ,2012.
- [6] A. Kazemipour, “Contribution à l’étude du couplage entre antennes, application à la compatibilité électromagnétique et à la conception d’antennes et de réseaux d’antennes,” *Thèse de doctorat présentée à l’école nationale supérieure des télécommunications de Paris*, 2003.
- [7] Y. Tighilt, “Identification des antennes microrubans multicouches par la méthode spectrale et les réseaux de neurones,” , *Thèse de doctorat présentée à l’université de Sétif*, 2011.
- [8] C. Agaba, “Analyse des antennes microbandes supraconductrice de forme régulière par la méthode de cavité “,*Master, Université de khenchela* ,2019.
- [9] B. Oualid, “Etude de l’effet du matériau du substrat sur les caractéristiques d’une antenne patch micro ruban,” , Master, *Université Larbi Tbessi*,2016.
- [10]Z.-F. Liu, P.-S. Kooi, L.-W. Li, M.-S. Leong, and T.-S. Yeo, “A method for designing broad-band microstrip antennas in multilayered planar structures,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 47, no. 9, pp. 1416-1420, 1999.
- [11] M. Biswas, and M. Sen, “Design and Development of Coax-Fed Electromagnetically Coupled Stacked Rectangular Patch Antenna for Broad Band Application,” *Progress In Electromagnetics Research*, vol. 79, pp. 21-44, 2017.
- [12] J. A. Ansari, P. Singh, and N. P. Yadav, “Analysis of wideband multilayer patch antenna with two parasitic elements,” *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 51, no. 6, pp. 1397-1401, 2009.
- [13] J. A. Ansari, N. P. Yadav, A. Mishra, P. Singh, and B. R. Vishvakarma, “Analysis of multilayer rectangular patch antenna for broadband operation,” *Wireless Personal Communications*, vol. 62, no. 2, pp. 315-327, 2012.

Chapitre III

Résonateurs Microbandes Rectangulaires Imprimées sur des Substrats Isotropes/ Anisotropes

III.1. Introduction

Les antennes microbandes sont devenues très populaires à cause de leurs nombreux avantages tels que faible poids [1]-[3], simplicité de fabrication et la conformabilité facilitant l'implantation sur tout type de support [3]-[5]. Par conséquent, elles ont de larges applications dans divers systèmes hyperfréquences, nous citons à titre d'exemple, les équipements sans fil, les missiles, les satellites et les capteurs [6], [7]. Plusieurs recherches ont été consacrées à la caractérisation de différentes géométries de ces structures. Les matériaux anisotropes ont été pris en compte dans l'analyse et la conception de nombreux dispositifs à micro-ondes, où l'anisotropie peut se produire naturellement ou être délibérément implantée pendant le processus de fabrication [8, 9]. L'analyse d'antennes patch microruban avec des substrats anisotropes uniaxiaux a été rapportée pour un seul patch [10-13] et pour des configurations de patchs empilés [14, 15], utilisant divers méthodes d'analyses.

Pour des modélisations plus réalistes de géométries et de matériaux complexes, on choisira l'approche numérique. Les méthodes numériques ont l'avantage de progresser parallèlement aux ressources informatiques [16]. Tous ces modèles produisent des résultats de haute précision, mais ils ne conviennent pas pour la synthèse directe de l'antenne microbande en raison de leur complexité et de leur temps de calcul élevé [17]. Les méthodes intuitives simples notamment le modèle de la ligne de transmission et celui de la cavité. Ces modèles aboutissent généralement à des formules analytiques simples, menant à une meilleure compréhension du phénomène physique, et bien compatible avec la CAO (conception assistée par ordinateur) [18].

Dans le présent chapitre, nous étudions la fréquence de résonance des antennes microbandes rectangulaires imprimées sur des substrats isotropes et/ ou anisotropes en utilisant la méthode de la cavité conjointement avec les connaissances électromagnétiques. Des comparaisons de nos résultats avec les valeurs théoriques et expérimentales disponibles montrent que l'amélioration supplémentaire est obtenue sur les résultats des modèles précédents, en particulier pour les modes d'ordre supérieur et des épaisseurs plus faibles.

III.2. Discussion des résultats numériques

Dans cette sous-section, nous avons discuté la convergence numérique et les principales caractéristiques de résonance d'une antenne rectangulaire imprimée sur des substrats anisotropes sont examinées pour le mode fondamental ainsi pour les modes d'ordres supérieures.

Dans le présent chapitre, nous étudions la fréquence de résonance des antennes microbandes rectangulaires imprimées sur des substrats isotropes et/ ou anisotropes en utilisant la méthode de la cavité conjointement avec les connaissances électromagnétiques.

Des comparaisons de nos résultats avec les valeurs théoriques et expérimentales disponibles montrent que l'amélioration supplémentaire est obtenue sur les résultats des modèles précédents, en particulier pour les modes d'ordre supérieur et des épaisseurs plus faibles ; également des résultats numériques pour une antenne microruban rectangulaire sur des substrats anisotropes sont théoriquement enquêtés.

Tableau III.1. Comparaisons de nos résultats numériques avec les résultats théoriques et expérimentaux disponibles dans la littérature.

W (mm)	L (mm)	W/L	Mesurés [19]	Calculées [19]	Nos résultats
30	44	0.68	2.242	2.208	2.234
	40	0.75	2.47	2.424	2.453
	36	0.83	2.702	2.686	2.719
	33	0.909	2.956	2.923	2.96
	30	1	3.184	3.206	3.248
	24	1.25	3.95	3.978	4.034
	20	1.5	4.795	4.738	4.808
$\epsilon_r = 2.33, h=0.7875mm$					
30	30	1	1.598	1.603	1.578
	24	1.25	1.981	1.987	1.95
	20	1.5	2.3	2.365	2.315
$\epsilon_r = 10.2, h=1.63mm$					

III.2.1. Validation des résultats numériques

A présent, dans le but de valider la théorie présentée dans le chapitre précédent, nous comparons nos résultats numériques obtenus avec des résultats théoriques et expérimentaux disponibles dans la littérature [19].

Puisque le mode TM^{01} de l'antenne microbande rectangulaire est largement utilisé dans les applications des antennes microbandes, le tableau III.1 présente une comparaison de nos résultats pour ce mode fondamental avec les données expérimentales de la référence [19] pour un patch rectangulaire imprimé sur des substrat isotrope. L'accord entre les résultats calculés et mesurés est très bon.

III.2.3. Effet de l'anisotropie uniaxiale

Nous étudions maintenant l'effet de l'anisotropie dans le substrat sur la fréquence de résonance de l'antenne microbande rectangulaire.

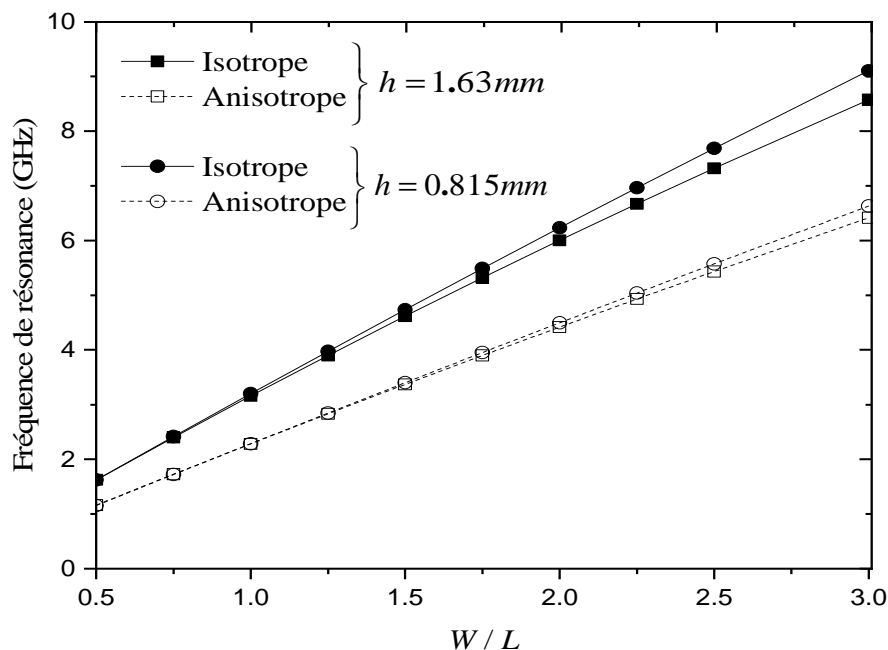


Figure III. 1. Fréquence de résonance du mode dominant (TM^{01}) en fonction de la longueur du patch (L), pour deux différents matériaux anisotropes et isotropes.

La fréquence de résonance d'une antenne microbande rectangulaire de dimension $L \times W = 20 \times 30 \text{ mm}^2$ et d'épaisseur $h = 1.27 \text{ mm}$, pour différentes paires de la permittivité relative (ϵ_x, ϵ_z) est indiquée dans le tableau III.2.

Le changement dans la fréquence de résonance comparativement au cas isotrope $(\epsilon_x = \epsilon_z = 3.4)$ est calculé en utilisant l'expression suivante :

$$\frac{\Delta f_r}{f_r} = \left| 1 - \frac{f_{ra}}{f_{ri}} \right| \quad (\text{III.1})$$

où f_{ri} et f_{ra} sont respectivement les fréquences de résonance de l'antenne pour les cas isotropes et anisotropes.

Tableau III.2. Dépendance de la fréquence de résonance de l'antenne microbande rectangulaire en fonction des permittivités relatives (ϵ_x, ϵ_z) ; $h = 1.27 \text{ mm}$,
 $L \times W = 20 \times 30 \text{ mm}^2$.

Type de	Permittivité		Rapport	Fréquence de résonance	
<i>L'anisotropie</i>	Relative		<i>d'anisotrope (AR)</i>	(GHz)	$\frac{\Delta f_r}{f_r}$ (%)
<i>uniaxial</i>	ϵ_x	ϵ_z	$AR = \epsilon_x / \epsilon_z$	f_r	
<i>Isotrope</i>	3.4	3.4	1	3.966	0
<i>Négative</i>	6.8	3.4	2	3.914	1.311
<i>Négative</i>	3.4	1.7	2	5.356	35.05
<i>Positive</i>	1.7	3.4	0.5	4.001	0.883
<i>Positive</i>	3.4	6.8	0.5	2.854	28.14

On observe que, pour l'anisotropie uniaxiale négative avec $AR = 2$, la fréquence de résonance peut se décaler vers une fréquence plus petite de valeur 3.914 GHz ou une fréquence plus grande de valeur 5.356 GHz.

La même remarque est observée pour le cas de l'anisotropie uniaxiale positive avec $AR = 0.5$, les valeurs correspondantes de la petite et la grande fréquence sont, respectivement, 2.854 GHz et 4.001 GHz. Par conséquent, le paramètre AR seul n'est pas suffisant pour décider sur l'augmentation ou la diminution de la fréquence de

résonance. On note aussi que, lorsque ε_z diminue (augmente) de 3.4 à 1.7 (6.8), les fréquences de résonance augmentent (diminuent) de 3.966 GHz à 5.356 GHz (2.854 GHz), pour un changement fractionnel large de valeur 35.05 % (28.14 %).

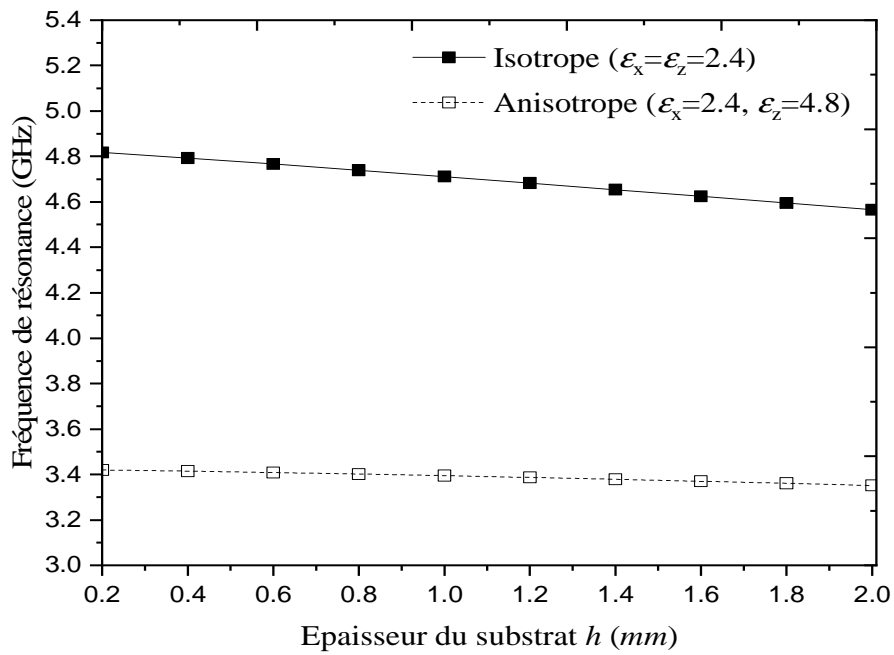
Cependant, lorsque ε_x change, des valeurs faibles sont obtenues pour le changement fractionnel, le maximum de changement étant inférieur à 1.5%. On conclut que pour une antenne microbande rectangulaire imprimée sur un substrat uniaxial, la fréquence de résonance dépend fortement de la permittivité relative le long de l'axe optique (ε_z).

Les variations de la fréquence de résonance en fonction du rapport W/L sont présentées dans la figure III.1. Cette figure, montre que la fréquence de résonance augmente avec l'augmentation du rapport W/L , et ceci est valable pour tous les matériaux isotropes et anisotropes.

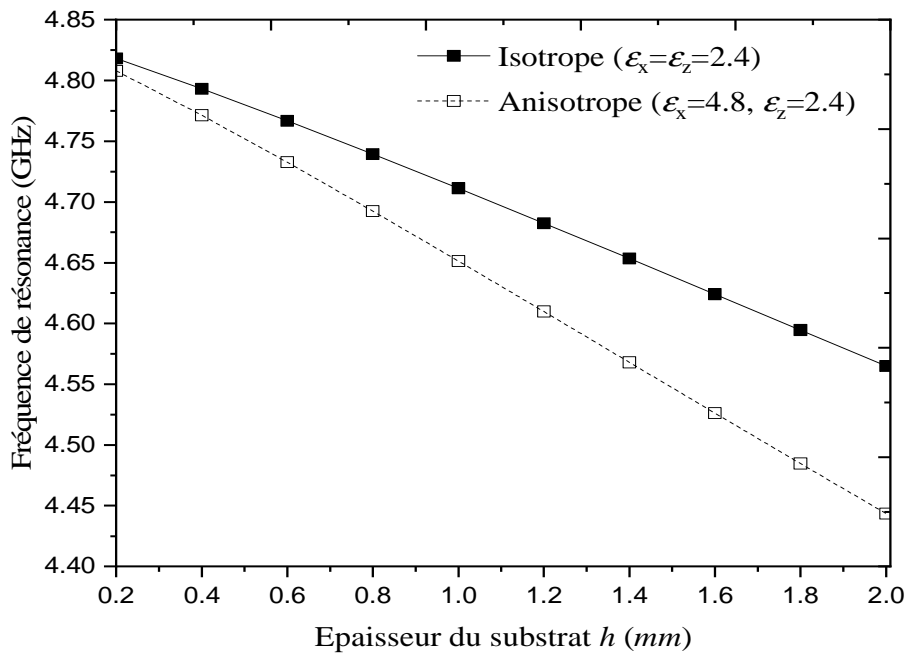
Les fréquences de résonance du résonateur microbande rectangulaire en fonction de l'épaisseur du substrat diélectrique sont montrées dans les figures III. 2(a) et (b), où les cas isotrope et anisotrope sont considérés. Le patch microbande rectangulaire est de dimension : $L \times W = 20 \times 30 \text{ mm}^2$. Dans la Figure III.2 (a), l'anisotropie est obtenue en changeant ε_z alors que ε_x demeure constante. Par contre dans la Figure III.2 (b), l'anisotropie est obtenue en changeant ε_x alors que ε_z demeure constante.

La Figure III.2 (a) montre la variation de la fréquence de résonance en fonction de l'épaisseur du substrat pour le cas isotrope ($\varepsilon_x = \varepsilon_z = 2.4$) et le cas anisotrope ($\varepsilon_x = 2.4, \varepsilon_z = 4.8$). L'anisotropie est obtenue en changeant ε_z et en gardant ε_x constant. On observe que la fréquence de résonance se décalent vers des valeurs plus petites pour le cas de l'anisotropie.

Il est observé à partir de la figure III.2 (b) que lorsque ε_x est changée alors que ε_z demeure constante, l'influence de l'anisotropie sur la fréquence de résonance est plus prononcée avec l'augmentation de l'épaisseur du substrat. Cette influence tend à être négligeable pour des substrats électriquement très minces.



(a)



(b)

Figure III.2. Fréquence de résonance en fonction de l'épaisseur du substrat pour le cas isotrope, et le cas anisotrope, lorsque ϵ_z change (a) et lorsque ϵ_x change (b) .

La Figure. III.3. Montre la fréquence de résonance en fonction de l'épaisseur du substrat normalisée (h/L) pour une antenne microbande rectangulaire de dimension $L \times W = 10 \times 15 \text{mm}^2$, imprimée sur plusieurs matériaux anisotropes.

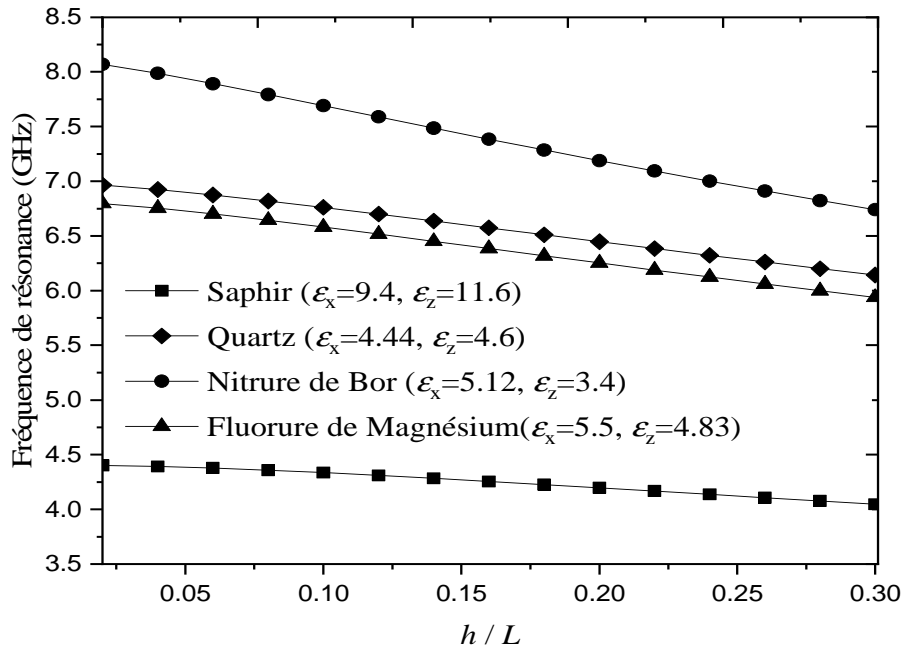


Figure III.3. Fréquence de résonance en fonction de l'épaisseur du substrat normalisé pour différents substrats anisotropes ; $L \times W = 10 \times 15 \text{mm}^2$.

D'après les résultats de la figure III.3, on peut observer que les fréquences de résonance obtenues lorsque le patch est imprimé sur le premier matériau anisotrope (Nitrure de Bor) sont supérieures à celles obtenues lorsque le patch est imprimé sur les autres matériaux anisotropes tel que le Quartz, ou bien le Fluorure de magnésium, et Le Saphir, car la permittivité relative effective du premier matériau anisotrope est inférieure à celles des autres matériaux comme indiqué dans la figure III.4.

La figure III.5 représente la variation des fréquences de résonance d'une antenne microruban rectangulaire opérant en modes TM^{10} , TM^{20} et où le cas isotrope ($\epsilon_x = \epsilon_z = 2.33$) et le cas anisotrope positive ($\epsilon_x = 2.33, \epsilon_z = 4.66$), et l'anisotrope négative ($\epsilon_x = 4.66, \epsilon_z = 2.33$) sont considérés. On remarque que pour le mode ($m = 1, n = 0$), les fréquences de résonance des patches sont plus petites que celles obtenues pour le mode ($m = 2, n = 0$).

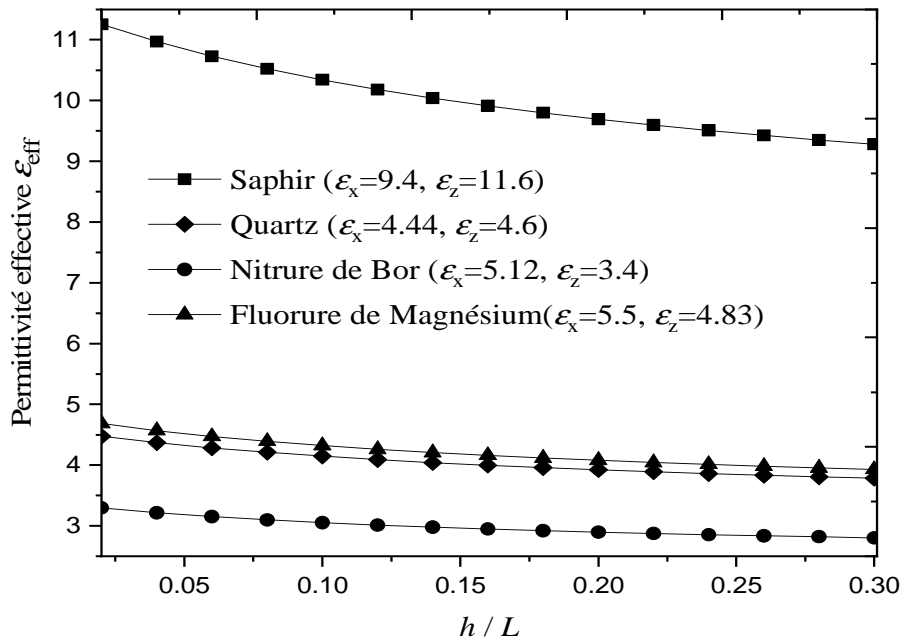


Figure III.4. Permittivité effective en fonction de l'épaisseur du substrat normalisé pour différents substrats anisotropes ; $L \times W = 10 \times 15 \text{mm}^2$.

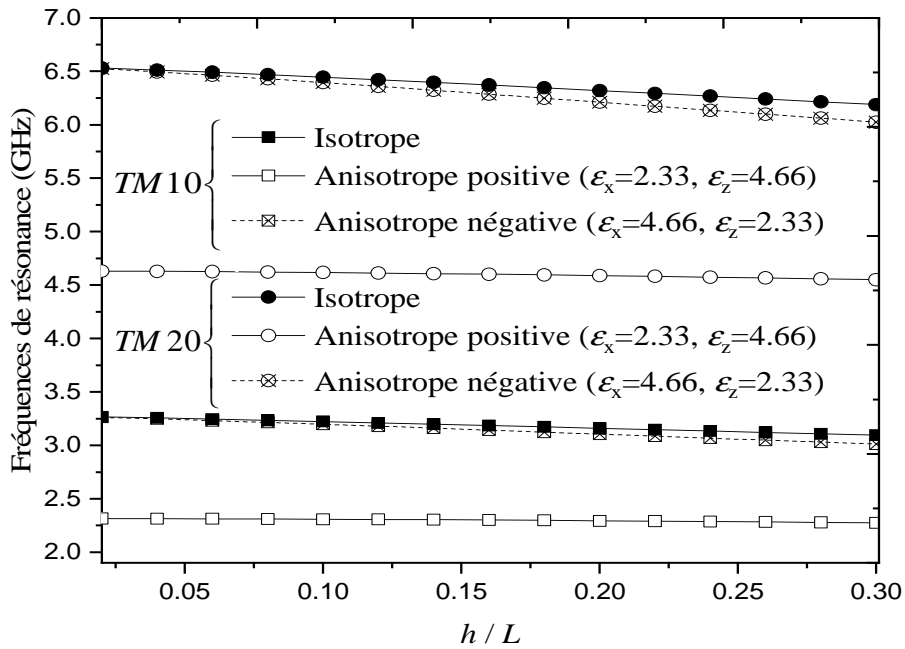


Figure III.5. Fréquence de résonance en fonction de l'épaisseur du substrat normalisé pour plusieurs substrats isotropes et anisotropes ; $L \times W = 10 \times 15 \text{mm}^2$.

Ces comportements sont en très bon accord avec ceux découverts théoriquement dans [10]. Ainsi, nous pouvons conclure que la permittivité le long de l'axe optique est le facteur le plus important dans la détermination des caractéristiques de résonance des antennes microrubans.

III.3. Conclusion

La méthode de la cavité modifiée est utilisée pour la modélisation d'une antenne microbande simple imprimée sur des substrats isotropes et / ou anisotropes. L'effet de l'anisotropie dans le substrat sur les caractéristiques de résonance ont été examinés en détail pour le mode fondamental aussi bien que pour les modes d'ordre supérieur. Nos résultats numériques sont comparés avec les résultats théoriques et expérimentaux disponibles dans la littérature. Un bon accord a été trouvé entre nos résultats et celles de la littérature. Les résultats obtenus ont montré que le rapport d'anisotropie seul n'est pas suffisant pour prédire les variations de la fréquence de l'antenne microbande. De plus, l'anisotropie diélectrique du substrat peut introduire une dégradation sévère des caractéristiques de balayage si les effets anisotropes sont négligés.

III .4. Références bibliographiques

- [1] S. Bedra, Bedra, R., Benkouda, S., and Fortaki, T., "Efficient CAD Model to Analysis of High Tc Superconducting Circular Microstrip Antenna on Anisotropic Substrates", *Advanced Electromagnetics*, vol. 6, pp. 40-45, 2017.
- [2] R. Bedra, "Etude d'une antenne supraconductrice couverte par une couche diélectrique," *Thèse de Doctorat, Université de Batna 2, Algérie*, 2018.
- [3] H. Jenhani, "Coupleurs de puissance HF pour cavités supraconductrices en mode pulsé," *Thèse de Doctorat, Université de Paris XI, Orsay, LAL*, 2006.
- [4] S. Protat, O. Picon, C. Delabie, and M. Villegas, "Contribution à la modélisation de lignes hyperfréquences supraconductrices à haute température critique par la méthode FDTD," *Annales des Télécommunications*, vol. 36, pp. 139-144, 1998.
- [5] S. Sagiroglu and A. Kalinli, "Determining resonant frequencies of various microstrip antennas within a single neural model trained using parallel tabu search algorithm," *Electromagnetics*, vol. 25, pp. 551-565, 2005.

- [6] B. Gan, L. Zhou, Y. P. Zhang, and J. F. Mao, "A dual-band microstrip antenna using a circular ring and a concentric disk," *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, vol. 26, pp. 268-276, 2016.
- [7] A. Chaabane, " Conception d'une antenne BIP large bande a fort gain," *Thèse de Doctorat, Université de Setif 1, Algérie*, 2018.
- [8] D. Pozar, "Radiation and scattering from a microstrip patch on a uniaxial substrate," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 35, no. 6, pp. 613-621, 1987.
- [9] T. Q. Ho, and B. Beker, "Spectral-domain analysis of shielded microstrip lines on biaxially anisotropic substrates, " *IEEE transactions on microwave theory and techniques*, vol. 39, no. 6, pp. 1017-1021, 1991.
- [10] S. Bedra, T. Fortaki, A. Messai, and R. Bedra, "Spectral Domain Analysis of Resonant Characteristics of High Tc Superconducting Rectangular Microstrip Patch Printed on Isotropic or Uniaxial Anisotropic Substrates, " *Wireless Personal Communications*, vol. 86, no. 2, pp. 495-511, 2016.
- [11] K.-L. Wong, J.-S. Row, C.-W. Kuo, and K.-C. Huang, "Resonance of a rectangular microstrip patch on a uniaxial substrate, " *IEEE Transactions on Microwave Theory and techniques*, vol. 41, no. 4, pp. 698-701, 1993.
- [12] R. M. Nelson, D. A. Rogers, and A. G. D'Assuncao, "Resonant frequency of a rectangular microstrip patch on several uniaxial substrates, " *IEEE transactions on antennas and propagation*, vol. 38, no. 7, pp. 973-981, 1990.
- [13] S. Bedra, and T. Fortaki, "Effects of superstrate layer on the resonant characteristics of superconducting rectangular microstrip patch antenna, " *Progress In Electromagnetics Research*, vol. 62, pp. 157-165, 2016.
- [14] T. Fortaki, L. Djouane, F. Chebara, and A. Benghalia, "On the dual-frequency behavior of stacked microstrip patches, " *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 7, pp. 310-313, 2008.
- [15] Y. Bentrchia, S. Bouttout, S. Benkouda, and T. Fortaki, "Spectral domain analysis of rectangular stacked patches printed on a substrate characterized by dielectric and magnetic anisotropy, " *Journal of Computational Electronics*, vol. 17, no. 1, pp. 399-405, 2018.
- [16] D. Sayad, F. Benabdelaziz, C. Zebiri, S. Daoudi, and R. A. Abd-Alhameed, "Spectral domain analysis of gyrotropic anisotropy chiral effect on the input impedance of a printed dipole antenna," *Progress In Electromagnetics Research*, vol. 51, pp. 1-8, 2016.

-
- [17] R. Bedra, S. Bedra, and T. Fortaki, "Analysis of elliptical-disk microstrip patch printed on isotropic or anisotropic substrate materials," *International Journal of Microwave and Wireless Technologies*, vol. 8, pp. 251-255, 2016.
- [18] S. Bedra, "Evaluation analytique et numérique des caractéristiques électromagnétiques des structures microbandes ouvertes, " Thèse de Doctorat, Université de Batna, 2015.
- [19] M. Biswas, and M. Sen, "Fast and accurate model for a coax-fed rectangular patch antenna with varying aspect ratio, feed location and substrate electrical parameters, " *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, vol. 33, no. 4, pp. 428-453, 2019.

Chapitre IV

Résonateurs Microbandes Rectangulaires Empilés Imprimées sur des Substrats Isotropes/ Anisotropes

IV.1. Introduction

La géométrie conventionnelle d'un résonateur microbande est constitué d'un seul patch métallique imprimé sur un substrat diélectrique monocouche. C'est une configuration simple facile à fabriquer, mais elle est limitée dans ses possibilités fonctionnelles [1]-[3].

Les structures bifréquences sont utiles dans des situations où l'antenne doit opérer efficacement à deux fréquences bien distinctes [1]. Les antennes microbandes conventionnelles ne garantissent pas ce type d'opération. Une configuration plus complexe, constituée de deux patches microrubans dans une configuration empilée, offre des performances nouvelles qui ne sont pas habituellement obtenues par la configuration patch-unique diélectrique unique [4]-[9].

Les investigations théoriques des structures empilées composées de deux métallisations sont disponibles dans la littérature, cependant, pour les configurations empilées impliquant deux métallisations imprimés sur des substrats anisotropes, pas approximative n'a été effectuée en raison de la complexité de la structure.

L'antenne microbande rectangulaire, originalement constituée d'un substrat monocouche avec l'élément rayonnant de forme rectangulaire imprimé sur une face et le plan de masse sur l'autre, est actuellement en évolution en des structures à substrats diélectriques multicouches [8]-[10]. L'utilisation de plusieurs couches diélectriques offre des degrés de liberté additionnels au concepteur qui peut contrôler et optimiser les performances de l'antenne telles que la bande passante, l'ouverture du faisceau de rayonnement, le gain et autres [1]-[3]. Aussi, les tendances vers les réseaux d'antennes imprimées indiquent que les antennes microbandes à l'avenir seront basées en grande partie sur la technologie multicouche [1]. Vu cette importance technologique croissante des substrats multicouches dans le domaine des antennes imprimées, les modèles développés pour analyser ces antennes doivent être capables de traiter les structures multicouches.

Dans le présent chapitre, nous présentons une analyse hybride basée sur le modelé de la cavité modifié conjointement avec les connaissances électromagnétiques, capable d'estimer avec exactitude les fréquences de résonance d'un résonateur microbande constitué d'un empilement de deux patches métalliques. Nous considérons que les patches

sont imprimés dans un milieu multicouche contenant des substrats diélectriques non magnétiques isotropes et/ou anisotropes.

Le chapitre est structuré comme suit. Dans la section IV.2, nous présentons quelques résultats de la structure considérée ainsi que des comparaisons avec les résultats publiés ultérieurement. L'effet de l'anisotropie du substrat est discuté dans cette section. Dans la section IV.3, nous discutons en détail le comportement bifréquence des configurations microrubans empilées et ces applications dans les systèmes de télécommunications sans fil. Finalement, les conclusions tirées de cette étude sont résumées dans la section IV.4.

IV.2. Résultats numériques et discussions

IV.2.1. Validation des résultats numériques

Dans le but de confirmer la précision du calcul pour le cas des patches empilés, nous comparons nos résultats avec des données expérimentales. La comparaison est effectuée pour trois structures empilées différentes. Les paramètres constitutifs de chaque structure sont résumés dans le tableau IV.1.

Tableau IV.1. Paramètres constitutifs de trois structures empilées.

Structures	Références	$L_1 \times W_1 (mm^2)$	$L_2 \times W_2 (mm^2)$	$h_1 (mm)$	$h_2 (mm)$	ϵ_{r1}	ϵ_{r2}
1	[8]	21x15	31x15	0.9	1.8	2.33	2.33
2	[8]	21x15	34x15	1.6	1.8	2.33	2.33
3	[9]	28x18	31.2x18	0.51	0.51	2.33	2.33

Tableau IV.2. Comparaison de nos fréquences de résonance calculées avec des données expérimentales pour les structures empilées présentées dans le tableau IV.1.

Structures	Fréquence supérieure $f_U (GHz)$			Fréquence inférieure $f_L (GHz)$		
	Mesurées	Nos résultats	erreur %	Mesurées	Nos résultats	erreur %
1	4.55	4.578	0.615	3.09	3.055	1.133
2	4.503	4.534	0.688	2.76	2.768	0.290
3	3.5	3.47	0.857	3.1	3.086	0.452

Le tableau IV.2 montre que l'écart entre les fréquences de résonance prédites et mesurées est inférieur à 1.15% à la résonance inférieure et 0.9% à la résonance supérieure. Par conséquent, un très bon accord entre la théorie et l'expérience est obtenu. Cela valide nos calculs dans le tableau IV.1 et les résultats qui suivent pour les patches microruban empilés.

Dans la figure IV.1, le comportement fonctionnel des fréquences de résonance est recherché par la variation de la taille du patch inférieur. Le substrat est composé de deux couches isotropes avec comme paramètres $\epsilon_{r1} = \epsilon_{r2} = 2.33$, $h_1 = 1.6\text{ mm}$ et $h_2 = 1.8\text{ mm}$.

Le patch est supérieur fixé à $L_2 \times W_2 (\text{mm}^2) = 21 \times 15\text{ mm}^2$. Le patch inférieur a la même largeur et sa longueur de valeur initiale 21 mm est incrémentée avec un pas de 3 mm comme indiqué dans la figure IV.1. En outre des fréquences de résonance inférieure et supérieure mesurées des patches empilés sont aussi présentées.

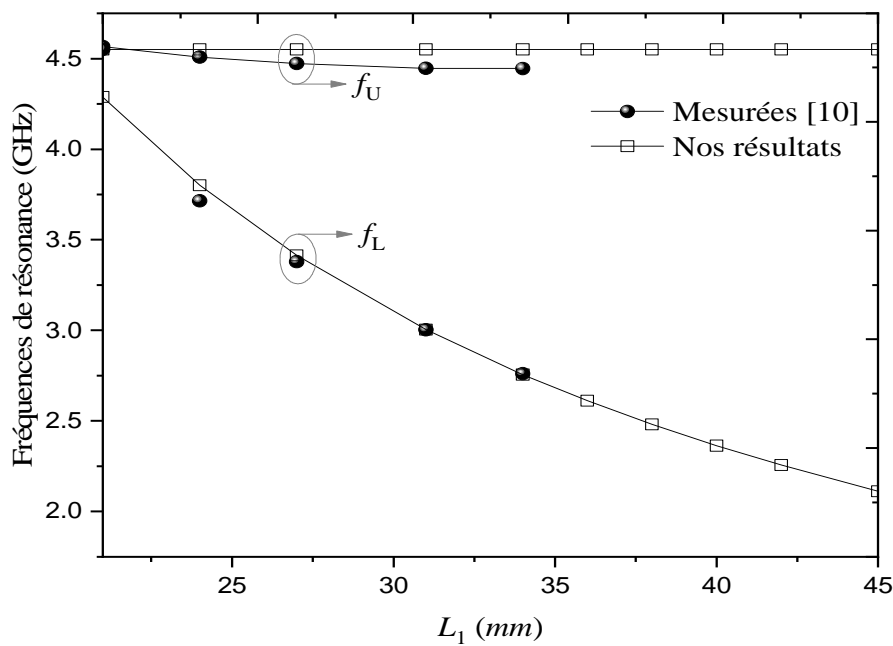


Figure IV.1. Comparaison des fréquences de résonance mesurées et calculées de patches situés symétriquement en fonction de la longueur du patch inférieur ; $\epsilon_{r1} = \epsilon_{r2} = 2.33$, $h_1 = 1.6\text{ mm}$ et $h_2 = 1.8\text{ mm}$, $L_2 \times W_2 (\text{mm}^2) = 21 \times 15\text{ mm}^2$, $W_1 = 21\text{ mm}$.

Les fréquences de résonance calculées sont comparées aux données mesurées (Figure.IV.1). Un bon accord est observé entre les résultats calculés et expérimentaux pour les fréquences de résonance inférieures ainsi que pour les fréquences de résonance supérieures.

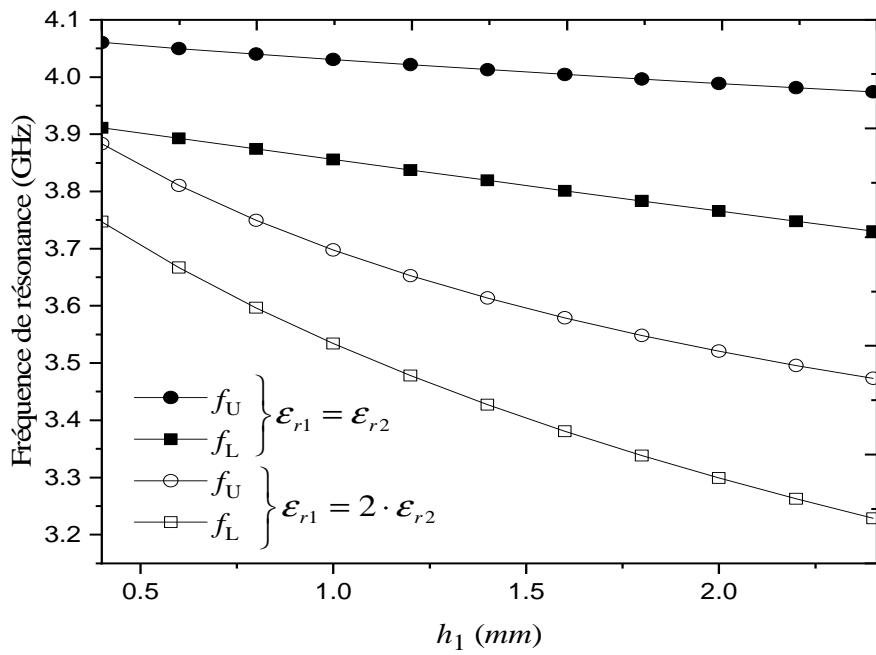
IV.2.2. Influence de l'épaisseur du substrat sur les résonances des patches rectangulaires inférieur et supérieur

Dans la figure IV.2, des résultats sont présentés pour les fréquences de résonance inférieure et supérieure des patches rectangulaires empilés imprimés sur des substrats diélectriques isotropes. Les résultats obtenus pour les fréquences de résonance inférieure et supérieure des patches imprimés sur des substrats isotropes lorsque la permittivité du substrat inférieure est variée, sont présentés dans la figure IV.2. (a) En outre, les fréquences de résonance obtenues des patches empilés imprimés sur des substrats isotropes lorsque la permittivité du second substrat est variée sont présentées dans la figure IV.2. (b). Le patch supérieur est identique au patch inférieur $L_1 \times W_1 (mm^2) = L_2 \times W_2 (mm^2) = 15 \times 24 mm^2$. D'après la figure IV.2. (a), nous remarquons que lorsque h_1 augmente, les fréquences de résonance supérieure et inférieure diminuent, la différence entre les fréquences de résonance supérieure et inférieure augmente également lorsque h_1 augmente.

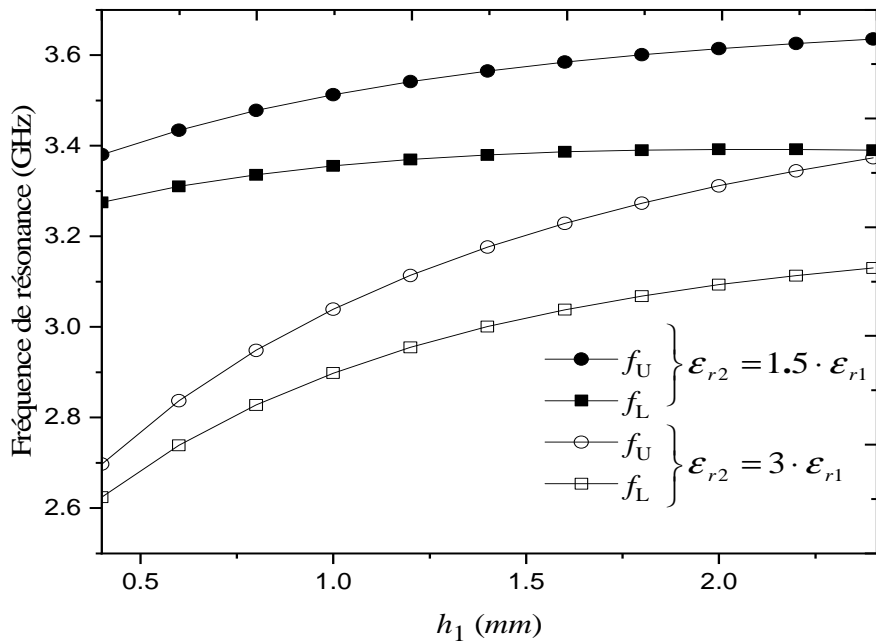
Alors que la fréquence des résonances inférieure et supérieure d'une antenne empilée imprimée sur des substrats isotropes caractérisés par des permittivités élevées de la couche supérieure à celles de la couche inférieure, augmente lentement, cette augmentation devient plus apparente lorsque l'épaisseur de la couche inférieure est augmenté (Figure IV.2. (b)).

On note également que les fréquences des résonances inférieure et supérieure diminuent avec l'augmentation de la valeur de permittivité du substrat diélectrique de la couche supérieure.

Pour étudier l'effet de la permittivité relative sur les caractéristiques de l'antenne, la permittivité relative de la première couche varie de 2.2 à 10.2 et la permittivité relative de la deuxième couche est fixée à 5.6.



(a)



(b)

Figure IV.2. Fréquences de résonance en fonction de l'épaisseur du substrat inférieur pour des patches rectangulaires empilés, (a) ϵ_{r1} varies ($\epsilon_{r2} = 2.33$), (b) ϵ_{r2} varies ($\epsilon_{r1} = 2.5$); $h_2 = 1.2 \text{ mm}$, $L_1 \times W_1 (\text{mm}^2) = L_2 \times W_2 (\text{mm}^2) = 15 \times 24 \text{ mm}^2$.

Les deux couches ont le même épaisseur $h_1 = h_2$, et les deux patches ont les mêmes dimensions. $L_1 \times W_1 (mm^2) = L_2 \times W_2 (mm^2) = 15 \times 24 mm^2$. Les fréquences de résonance correspondantes des patches empilés sont présentées à la figure IV.3.

Les données présentées sur la figure IV.3 montrent que les fréquences de résonance des deux résonateurs sont inversement proportionnelles à la permittivité relative du substrat inférieur.

Lorsque les résultats des figures IV.2 et IV.3 sont comparés, on peut voir clairement que le rapport des fréquences de résonance maximales aux fréquences minimales pour le cas de la permittivité relative est supérieur au rapport des fréquences de résonance maximales aux fréquences minimales pour le cas de l'épaisseur de la couche inférieure.

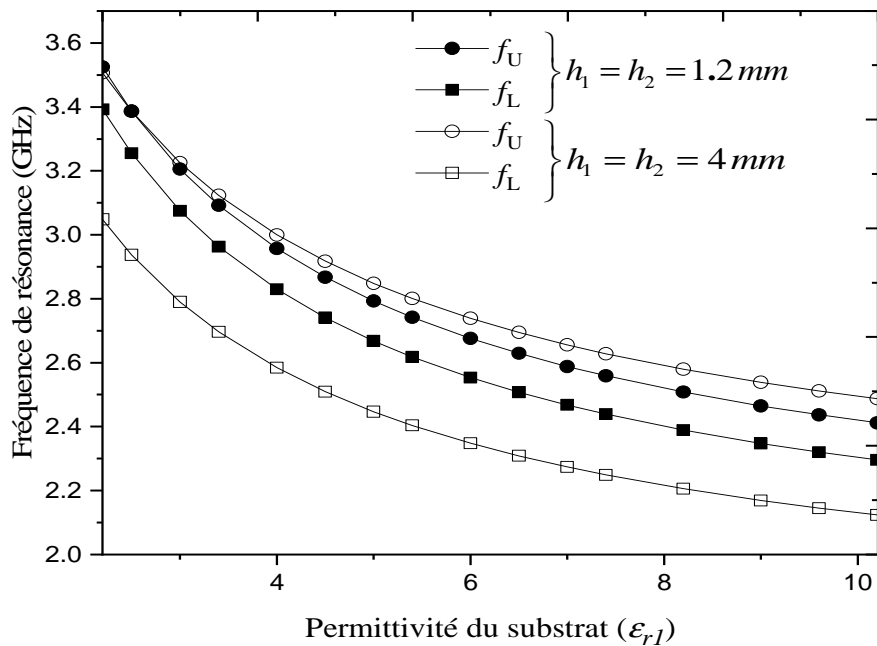


Figure IV.3. Fréquences de résonance supérieure et inférieure en fonction de ϵ_{r1} ; $h_2 = h_1$, $\epsilon_{r2} = 5.6$, $L_1 \times W_1 (mm^2) = L_2 \times W_2 (mm^2) = 15 \times 24 mm^2$.

De plus, on note également que lorsque ϵ_{r1} augmente, la différence entre les fréquences de résonance supérieure et inférieure diminue jusqu'à atteindre son minimum pour $\epsilon_{r1} = \epsilon_{r2}$, et après cela, elle commence à augmenter régulièrement.

Cela signifie que l'impact de la permittivité relative sur les fréquences de résonance est plus important que celui de l'épaisseur. Enfin, il est important de signaler que nous avons mené une étude similaire pour h_2 et $\epsilon_{r,2}$, et les résultats sont similaires à ceux rapportés ci-dessus.

IV.2.3. Effet de l'anisotropie uniaxiale

Dans le Tableau IV.3, des résultats sont présentés pour les fréquences de résonance inférieure et supérieure des patches rectangulaires empilés imprimés sur des substrats diélectriques anisotropes, qui exhibe une anisotropie uniaxiale négative, et positive. Dans ce tableau, les résultats obtenus pour les fréquences de résonance inférieure et supérieure des patches sur des substrats anisotropes ($\epsilon_x \neq \epsilon_z$) sont comparés avec ceux qui seraient obtenus si l'anisotropie du substrat est négligée ($\epsilon_x = \epsilon_z$).

Notons que l'anisotropie uniaxiale est négative si $AR > 1$, et positive si $AR < 1$ où $AR = \frac{\epsilon_x}{\epsilon_z}$.

Le changement dans la fréquence de résonance comparativement au cas isotrope ($\epsilon_x = \epsilon_z$) est calculé en utilisant l'expression suivante :

$$\frac{\Delta f_{rU,L}}{f_{rU,L}} = \left| 1 - \frac{f_{rU,L,anis}}{f_{rU,L,iso}} \right| \quad (1)$$

où $f_{rU,L,iso}$ et $f_{rU,L,anis}$ sont respectivement les fréquences de résonance de l'antenne pour les cas isotrope et anisotrope.

On observe que, pour l'anisotropie uniaxiale négative avec $AR = 2$, les fréquences de résonance peut se décaler vers des fréquences plus petites des valeurs 4.18 GHz pour la fréquence inférieure et de 4.36 GHz pour la fréquence supérieure ou des fréquences plus grandes des valeurs 5.585 GHz, et 5.755 pour la fréquence inférieure et supérieure, respectivement.

La même remarque est observée pour le cas de l'anisotropie uniaxiale positive avec $AR = 0.5$, les valeurs correspondantes des petites et des grande fréquences sont respectivement $f_L = 3.108\text{GHz}$, $f_U = 3.179\text{GHz}$ et $f_L = 4.321\text{GHz}$, $f_U = 4.388\text{GHz}$.

Tableau IV. 3. Dépendance des fréquences de résonance supérieure et inférieure de l'antenne empilée en fonction des paires de permittivités relatives (ϵ_x, ϵ_z) ;

$$h_1 = h_2 = 0.9\text{mm}, L_1 \times W_1 (\text{mm}^2) = L_2 \times W_2 (\text{mm}^2) = 21 \times 15\text{mm}^2.$$

Cas	fréquences de résonance (GHz)			Changement fractionnel %			
	$\epsilon_{x1,2}$	$\epsilon_{z1,2}$	AR	f_L	f_U	$\Delta f_L / f_L$	$\Delta f_U / f_U$
Isotrope	2.6	2.6	1	4.265	4.377	0	0
anisotropie négative	5.2	2.6	2	4.184	4.363	1.906	0.322
anisotropie négative	2.6	1.3	2	5.585	5.755	30.940	31.487
anisotropie positive	1.3	2.6	0.5	4.321	4.388	1.313	0.244
anisotropie positive	2.6	5.2	0.5	3.108	3.179	27.135	27.377

Par conséquent, le paramètre AR seul n'est pas suffisant pour décider sur l'augmentation ou la diminution de la fréquence de résonance.

On note aussi que lorsque ϵ_z diminue de 2.6 à 1.3, les fréquences de résonance augmentent de $f_L = 4.184\text{GHz}$, $f_U = 4.363\text{GHz}$ à $f_L = 5.585\text{GHz}$, $f_U = 5.755\text{GHz}$ avec des changements fractionnels de 30.94% pour les fréquences inférieure et de 31.5% pour les fréquences supérieures, et que lorsque ϵ_z augmentent de 2.6 à 5.2, les fréquences de résonance diminuent $f_L = 4.321\text{GHz}$, $f_U = 4.388\text{GHz}$ à $f_L = 3.108\text{GHz}$, $f_U = 3.179\text{GHz}$ avec des changements fractionnels de 27.14% pour les fréquences inférieure et de 27.4% pour les fréquences supérieures. Alors que lorsque (ϵ_x) change, des valeurs faibles sont obtenues pour le changement fractionnel, le maximum de changement est inférieur à 2% pour les fréquences inférieures et de 0.5% pour les fréquences supérieures. On conclut que pour une

antenne microbande rectangulaire empilée imprimée sur un substrat uniaxial, les fréquences d'opération dépendent fortement de la permittivité relative le long de l'axe optique (ϵ_z).

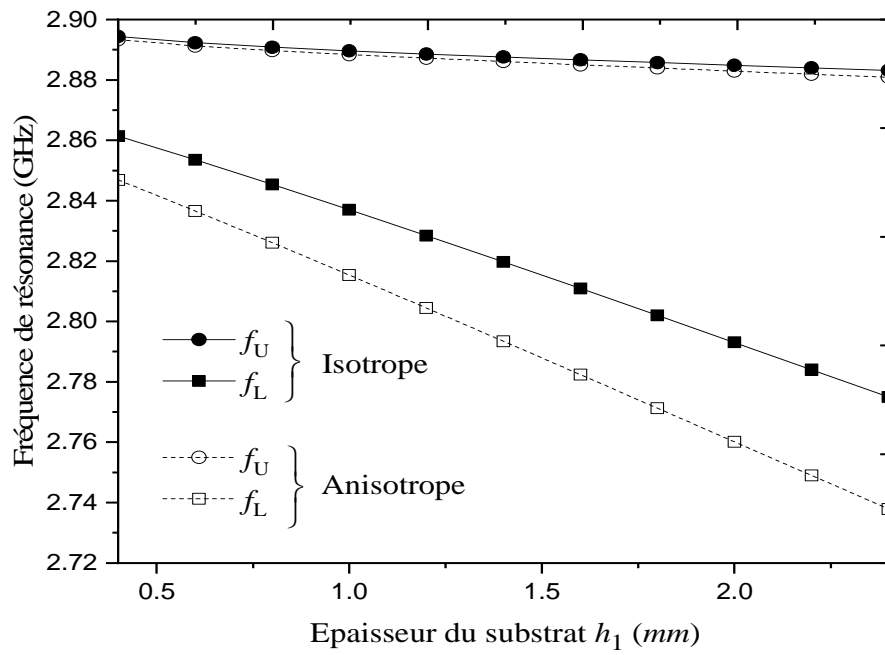
Dans cette sous-section, l'antenne est caractérisée en variant l'épaisseur de la couche inférieure h_1 et en détermine l'épaisseur de la couche supérieure h_2 constant. Les paramètres suivants sont utilisés : Les patches ont les mêmes dimensions : $L_1 \times W_1 (mm^2) = L_2 \times W_2 (mm^2) = 28 \times 18 mm^2$. Deux matériaux diélectriques sont considérés comme substrats, le premier substrat a une anisotropie uniaxiale négative; ($\epsilon_{x1} = \epsilon_{x2} = \epsilon_x = 5.12$, $\epsilon_{z1} = \epsilon_{z2} = \epsilon_z = 3.4$), et le deuxième a une anisotropie uniaxiale positive; ($\epsilon_{x1} = \epsilon_{x2} = \epsilon_x = 2.4$, $\epsilon_{z1} = \epsilon_{z2} = \epsilon_z = 3.6$).

La figure IV.4. (a) montre les fréquences de résonance en fonction de l'épaisseur de la première couche h_1 pour des patches rectangulaires empilés et imprimés sur un substrat diélectrique qui exhibe une anisotropie uniaxiale négative ($\epsilon_x = 5.12, \epsilon_z = 3.4$).

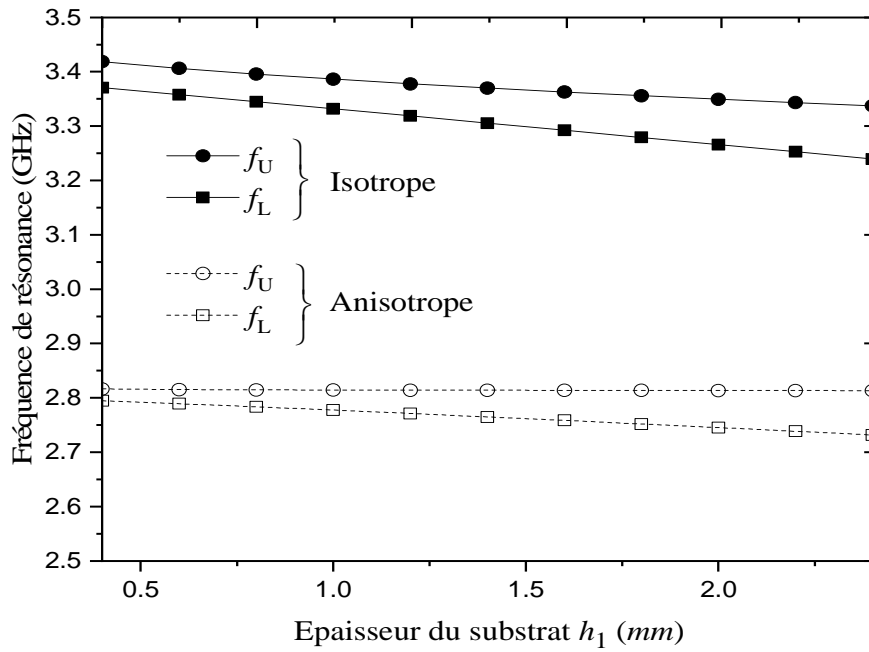
Les résultats obtenus pour les fréquences de résonance inférieure et supérieure des patches sur un substrat anisotrope ($\epsilon_x = 5.12, \epsilon_z = 3.4$) sont tracés avec ceux qui seraient obtenus si l'anisotropie du substrat est négligée ($\epsilon_x = 3.4, \epsilon_z = 3.4$).

Les différences entre les résultats obtenus en considérant l'anisotropie et ceux obtenus en négligeant l'anisotropie sont très faibles (voir la figure IV.4. (a)) dans le cas des résonances reliées au patch inférieur, et sont considérables (voir la figure IV.4. (a)) dans le cas des résonances reliées au patch supérieur. Par conséquent, l'anisotropie diélectrique dans le substrat a un effet plus significatif sur les résonances reliées au patch inférieur que sur celles reliées au patch supérieur.

Le substrat considéré dans la figure IV.4. (a) présente une anisotropie uniaxiale négative. A présent, nous reprenons dans la figure IV.4. (b) l'étude menée dans la figure IV.4. (a), mais en considérant cette fois ci un substrat exhibant une anisotropie du type positive. Ce substrat diélectrique est caractérisé par la permittivité relative ($\epsilon_x = 2.4, \epsilon_z = 3.6$).



(a)



(b)

Figure IV.4. Fréquences de résonance inférieur et supérieur en fonction de l'épaisseur h_1 de la première couche pour des patches rectangulaires empilés et imprimés sur différents substrats diélectriques ; (a) Anisotropie négative, (b) Anisotropie positive.

A partir des résultats des courbes présentées, on note que :

- L'augmentation de l'épaisseur du substrat diélectrique h_1 diminuent les fréquences de résonance inférieure et supérieure des patchs rectangulaires empilés.
- L'anisotropie diélectrique dans le substrat a un effet plus significatif sur la fréquence de résonance inférieure que sur la fréquence de résonance supérieure.

Les différences entre les résultats obtenus en considérant l'anisotropie et ceux obtenus en négligeant l'anisotropie atteignent 16.37 % (voir la figure IV.4. (a)) dans le cas des résonances reliées au patch inférieur, et 16.56 % (voir la figure IV.4. (a)) dans le cas des résonances reliées au patch supérieur. Par conséquent, l'anisotropie diélectrique dans le substrat a un effet plus significatif sur les résonances reliées au patch inférieur ainsi que celles reliées au patch supérieur.

Semblablement à ce qui a été observé dans la figure IV.4. (a), la figure IV.4. (b) indique qu'au fur et à mesure que l'épaisseur du substrat inférieur augmente, les fréquences de résonance inférieure et supérieure diminuent et l'anisotropie diélectrique de type positive dans le substrat a un effet plus prononcé sur la résonance inférieure ainsi que sur la résonance supérieure. Nous avons aussi obtenu d'autres résultats numériques (non tracé dans ce présent chapitre) en considérant l'effet de l'épaisseur du substrat supérieure h_2 . Comme une conclusion générale, qui sera valide pour la figure IV.4. (a) et IV.4. (b) à la fois, nous disons que l'anisotropie diélectrique dans le substrat a un effet plus significatif sur les deux fréquences de résonance inférieure et supérieure.

La variation des fréquences de résonance supérieure et inférieure de l'antenne empilées en fonction de l'épaisseur du substrat inférieur h_1 pour les deux matériaux anisotropes est illustrée dans la Figure IV.5. Le premier est Le PTFE présentant une anisotropie uniaxiale négative. Il est caractérisé par la permittivité relative ($\epsilon_x=2.82, \epsilon_z=2.43$). L'autre matériau est le Nitrure de Bor présentant une anisotropie uniaxiale négative. Il est caractérisé par la permittivité relative ($\epsilon_x=5.12, \epsilon_z=3.4$). Les conclusions tirées de la figure III.3 demeurent valables aussi bien pour cette figure. D'après les résultats de la figure IV.5, on peut observer que les fréquences de résonance obtenues lorsque les patchs sont imprimés sur le premier matériau anisotrope (PTFE) sont supérieures à celles obtenues lorsque les patchs sont imprimés sur le second matériau anisotrope (Nitrure de

bore), car la permittivité relative effective du premier matériau anisotrope est inférieure à celle du second matériau.

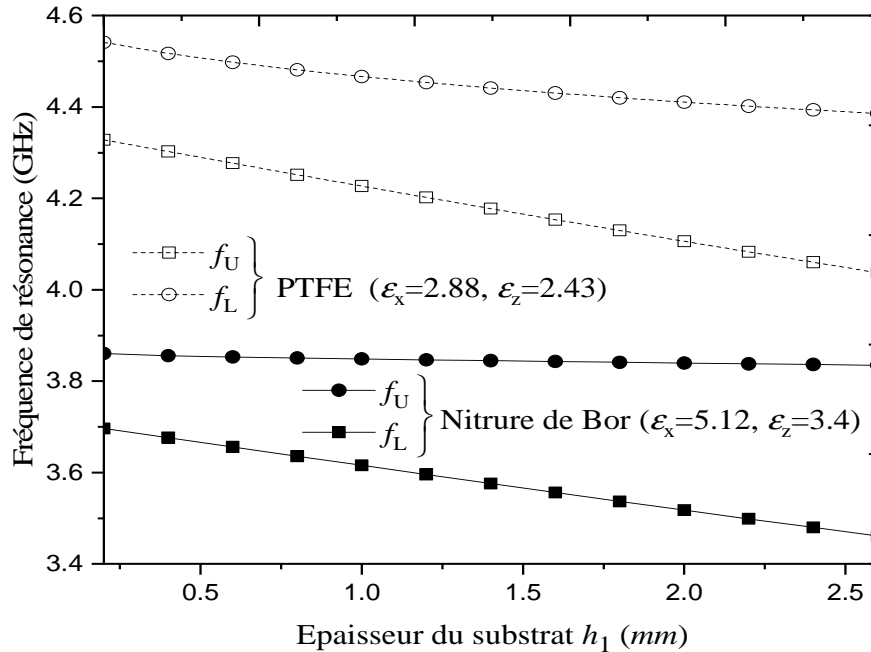


Figure IV.5. Fréquences de résonance inférieure et supérieure en fonction de l'épaisseur h_1 de la première couche pour des patchs rectangulaires empilés et imprimés sur différents substrats anisotropes ; $h_2 = 1.6\text{mm}$, $L_1 \times W_1 (\text{mm}^2) = L_2 \times W_2 (\text{mm}^2) = 21 \times 15\text{mm}^2$,
 $(\epsilon_{x1} = \epsilon_{x2} = \epsilon_x, \epsilon_{z1} = \epsilon_{z2} = \epsilon_z)$.

IV.3. Application des résonateurs empilés pour les systèmes sans fil

Les systèmes de communication sans fil ont considérablement amélioré l'échange d'informations, mais l'antenne reste encore un élément encombrant et des tentatives sont continuellement faites pour réduire sa taille. Cependant, la réduction des dimensions de l'antenne entraîne une diminution de la bande passante [11] et cet effet est indépendant de la technologie utilisée. D'autre part, dans les applications bi-fréquences, il est très intéressant de pouvoir couvrir les bandes d'émission et de réception simultanément avec une seule antenne.

Pour fournir plus de caractéristiques d'antenne, plusieurs chercheurs ont ajouté des éléments parasites (ou directeurs) à la structure de l'antenne [7]-[12]. Ces éléments

parasites sont placés soit sur le même plan avec l'élément d'antenne rayonné, soit au-dessus de l'élément rayonné [13]. Dans les cas où des éléments parasites sont placés au-dessus de l'élément rayonné, le diagramme de rayonnement résultant s'est avéré avoir un gain plus élevé que celui du patch seul. L'inclusion d'éléments parasites au-dessus de l'élément rayonné modifie également la fréquence de résonance et la largeur de bande passante de l'antenne. Puisque la plupart des pays du monde utilisent largement le réseau local sans fil (WLAN) pour l'accès à Internet. La bande de fréquences commune pour le WLAN est de 2,4 à 2,483 GHz (IEEE 802.11b) dans la plupart des pays [14].

Dans cette sous-section, nous présentons plusieurs antennes microruban rectangulaires empilées pour un fonctionnement à double bande avec des caractéristiques à large bande. L'antenne proposée couvre également la bande WLAN pour les communications sans fil. Une antenne rectangulaire empilées pour la même application est conçue en concevant des patches résonnant à une fréquence plus élevée (>5 GHz).

Les tableaux IV.4, IV.5 présentent les différentes applications des antennes microbandes rectangulaires empilées.

Tableau IV.4. Paramètres constitutifs des différentes structures empilées.

<i>Structures</i>	$L_1 \times W_1 (mm^2)$	$L_2 \times W_2 (mm^2)$	$h_1 (mm)$	$h_2 (mm)$	ϵ_{r1}	ϵ_{r2}
1	40x38	45x40	1.8	1.8	4.4	2.6
2	46x38	38x40	1.6	1.6	2.33	2.33
3	17.5x17.5	18x18	0.9	0.7	2.4	2.4
4	17.5x15	40x30	1.8	1.8	2.2	3.4

Tableau IV.5. Fréquences de résonance calculées avec des données pour les structures empilées présentées dans le tableau IV.4 et ces applications pour les systèmes sans fil.

<i>Structures</i>	$f_L (GHz)$	$f_U (GHz)$	<i>Bande (GHz)</i>	<i>Norme/Protocole</i>
1	1.8	2.05	1.85-2.05	Radio Access Network Réseaux UMTS, LTE
2	2.1	2.5	2.4	IEEE 802. 11b Réseaux WIFI
3	5.0	5.4	5	IEEE 802. 11a Réseaux WIFI
4	2.20	5.1	2.4, 5	IEEE 802. 11n Réseaux WIFI

IV.4. Conclusion

L'objectif de ce chapitre a pour caractériser avec exactitude des patchs empilés rectangulaires imprimés sur des substrats similaires et dissimilaires. Le substrat bicouche exhibe une anisotropie de type uniaxial électrique. Des résultats concernant les fréquences de résonance inférieure et supérieure ont été présentés en fonction des différents paramètres physiques et géométriques de notre antenne. Le problème est formulé en utilisant la méthode de la cavité modifiée avec les connaissances électromagnétiques. Pour discuter les variations des résonances inférieure et supérieure avec l'anisotropie uniaxial du substrat, il est nécessaire de prendre en compte à la fois les variations de ϵ_x et ϵ_z , et pas seulement le rapport $AR = \frac{\epsilon_x}{\epsilon_z}$. Une interprétation adéquate a été donnée en ce qui concerne l'influence de l'anisotropie diélectrique dans le substrat sur les deux résonateurs de la structure microruban empilée. Les résultats obtenus dans ce chapitre sont valables non seulement pour des patchs empilés de forme rectangulaire ou carré, mais aussi pour des patchs empilés de forme circulaire. Le fonctionnement en mode bifréquence, qui consiste à ce que l'antenne opère de façon efficace en deux fréquences distinctes, est parfois un besoin extrême dans quelques applications telle que les réseaux sans fil (WIFI), UMTS, GSM, LTE. ...etc. Vers la recherche à des structures permettant ce type de fonctionnement, nous pensons que les configurations formées par un empilement de deux patchs métalliques peuvent répondre à ce besoin. Il est donc très intéressant d'examiner avec soins le phénomène de résonance des configurations empilées ayant deux patchs métalliques.

IV .5. Références bibliographiques

- [1] S. Benkouda, “ Contribution à l'étude des problèmes de caractérisation des antennes microrubans à plaques rayonnantes parfaitement conductrices et supraconductrices”, *Thèse doctorat, université de Batna, 2012.*
- [2] F. Chebbara, “Etude des caractéristiques de résonance et de rayonnement des antennes microbandes réalisées avec des matériaux ayant une anisotropie de type électrique et magnétique”, *Thèse de Doctorat, Université de Batna, 2011*

-
- [3] T. Fortaki, L. Djouane, F. Chebara, and A. Benghalia, "On the dual-frequency behavior of stacked microstrip patches, " *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 7, pp. 310-313, 2008.
- [4] M. Biswas, and M. Sen, "Design and Development of Coax-Fed Electromagnetically Coupled Stacked Rectangular Patch Antenna for Broad Band Application," *Progress In Electromagnetics Research*, vol. 79, pp. 21-44, 2017.
- [5] J. A. Ansari, P. Singh, and N. P. Yadav, "Analysis of wideband multilayer patch antenna with two parasitic elements," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 51, no. 6, pp. 1397-1401, 2009.
- [6] J. A. Ansari, N. P. Yadav, A. Mishra, P. Singh, and B. R. Vishvakarma, "Analysis of multilayer rectangular patch antenna for broadband operation," *Wireless Personal Communications*, vol. 62, no. 2, pp. 315-327, 2012.
- [7] Y. Bentrchia, S. Bouttout, S. Benkouda, and T. Fortaki, "Spectral domain analysis of rectangular stacked patches printed on a substrate characterized by dielectric and magnetic anisotropy, " *Journal of Computational Electronics*, vol. 17, no. 1, pp. 399-405, 2018.
- [8] S. Couture, J. C. Beal, and Y. M. M. Antar, "Analysis of dual-frequency stacked patch antennas using subsectional bases," *IEEE microwave and guided wave letters*, vol. 2, no. 5, pp. 185-187, 1992.
- [9] L. Barlaty, J. R. Mosig, and T. Sphicopoulos, "Analysis of stacked microstrip patches with a mixed potential integral equation," *IEEE transactions on antennas and propagation*, vol. 38, no. 5, pp. 608-615, 1990.
- [10] Z.-F. Liu, P.-S. Kooi, L.-W. Li, M.-S. Leong, and T.-S. Yeo, "A method for designing broad-band microstrip antennas in multilayered planar structures," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 47, no. 9, pp. 1416-1420, 1999.
- [11] L. Zaid, G. Kossiavas, J. Y. Dauvignac, J. Cazajous, and A. Papiemik, "Dual-frequency and broad-band antennas with stacked quarter wavelength elements," *IEEE Transactions on antennas and propagation*, vol. 47, no. 4, pp. 654-660, 1999.

- [12] J. T. Bernhard, E. Kiely, and G. Washington, "A smart mechanically actuated two-layer electromagnetically coupled microstrip antenna with variable frequency, bandwidth, and antenna gain," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 49, no. 4, pp. 597-601, 2001.

- [13] W. S. T. Rowe, and R. B. Waterhouse, "Investigation into the performance of proximity coupled stacked patches," *IEEE transactions on antennas and propagation*, vol. 54, no. 6, pp. 1693-1698, 2006.

- [14] A. B. Sahoo, and B. B. Mangaraj, "A miniaturized electromagnetically coupled patch antenna design using eroded ground plane," *Microwave and Optical Technology Letters*, In press, 2020.

Conclusion Générale

Conclusion Générale

A la différence des circuits intégrés micro-ondes aux basses fréquences, il est extrêmement difficile, voir même impossible, d'ajuster les caractéristiques des antennes microbandes une fois elles sont réalisées. Par conséquent, la CAO est un outil indispensable dans la réalisation de ces antennes. Le véritable challenge dans la CAO se situe au niveau des méthodes numériques fiables qui allient à la fois précision et vitesse de calcul. Le présent manuscrit a apporté un apport concret dans le patrimoine de la CAO des antennes microbandes. En outre des résultats originaux présentés pour le cas d'un patch rectangulaire imprimés sur des substrats anisotropes, les résultats inhérents aux antennes microbandes empilées à plaques parfaitement conductrices ont retenu l'attention d'experts au plus haut niveau [1].

Tout d'abord nous avons commencé par la présentation d'une brève description simplifiée du fonctionnement des résonateurs microbandes. Nous avons également exposé les différentes techniques d'analyse [1]-[8] et les différentes techniques d'excitation des résonateurs microbandes.

La présentation d'un modèle simple et fiable permettant la caractérisation électromagnétique d'une antenne microbande possédant une configuration à empilement, constituée de deux patches rectangulaires parfaitement conducteurs noyés dans un milieu multicouche contenant des matériaux à anisotropie uniaxiale, a formé le deuxième chapitre de ce mémoire. Le premier mode fondamental TM_{01} a été considéré. Des nouvelles formules explicites ont été développées pour le calcul des fréquences de résonance tenant compte de l'anisotropie uniaxiale [2].

L'étude de l'effet de l'anisotropie uniaxiale sur les performances des patches microbandes simples formée le troisième chapitre de ce mémoire. Les résonateurs microbandes sont montés sur un substrat monocouche, le matériau de ce dernier peut être isotrope ou anisotrope.

La géométrie conventionnelle d'un résonateur microbande est constitué d'un seul patch métallique imprimé sur un substrat diélectrique monocouche. C'est une configuration simple facile à fabriquer, mais elle est limitée dans ses possibilités fonctionnelles. De

nombreuses recherches ont été effectuées visant l'amélioration des performances des résonateurs microbandes. Parmi les diverses configurations proposées dans la littérature ouverte, la géométrie empilée semble être très prometteuse [4]-[12]. Le besoin accru de la communication sans fil à la demande toujours croissante des dispositifs mobiles a généré un grand intérêt pour les antennes exhibant à la fois un gain élevé et une bande passante large [1]. Les patches empilés sont l'une des solutions les plus adoptées pour l'élargissement de la bande passante et l'amélioration du gain des antennes microbandes [4]-[9]. L'étude du comportement bifréquence d'un empilement de deux patches a formé le quatrième chapitre de ce manuscrit.

Le modèle développé a été validé par comparaison de nos résultats numériques avec les données de la littérature.

A travers un examen consciencieux de l'influence de l'anisotropie uniaxiale dans le substrat, nous avons tiré les conclusions suivantes :

- Afin de prédire les variations de la fréquence en fonction de la permittivité du substrat uniaxial, il est nécessaire de considérer à la fois la variation de ϵ_x et ϵ_z , et non seulement le rapport d'anisotropie $AR = \frac{\epsilon_x}{\epsilon_z}$.
- La permittivité ϵ_z le long de l'axe optique est le facteur le plus important dans la détermination de la fréquence de résonance lorsque (ϵ_x, ϵ_z) varie.
- La dépendance de la fréquence d'opération en fonction de ϵ_x diminue avec la diminution de l'épaisseur du substrat.
- Pour des substrats très minces, la fréquence dépend uniquement de ϵ_z .

Malgré que les logiciels commerciaux de simulation électromagnétique ont prouvé leurs performances dans la prévision des caractéristiques des antennes microbandes, les programmes élaborés dans le présent mémoire peuvent constituer un concurrent pour ces logiciels, puisqu'ils allient à la fois précision et vitesse de calcul.

Finalement, ce travail pourra servir de base pour des travaux futurs portant sur d'autres types d'antennes, tels que les antennes à résonateurs diélectriques, d'autres formes géométriques telles que les structures multicouches circulaires planaires et cylindriques et d'autres phénomènes électromagnétiques tel que le couplage mutuel dans les réseaux / rideaux d'antennes microbandes.

Références bibliographiques

- [1] S. Benkouda, "contribution à l'étude des problèmes de caractérisation des antennes microrubans à plaques rayonnantes parfaitement conductrices et supraconductrices," Thèse de Doctorat, Université de Batna, 2012.
- [2] L. Djouane, "Analyse des performances des antennes à structures planaires fonctionnant en mode unifrèquence et bifrèquence," *Thèse de Doctorat, Université de Batna*, 2010.
- [3] B. Mekimah, " Etude du fonctionnement en mode bifrèquence des patches microbandes empilés et excentrés ", *Mémoire de Magister, Université Kasdi Merbah Ouargla* , 2013.
- [4] L. Barlatel, J. R. Mosig, and T. Sphicopoulos, "Analysis of stacked microstrip patches with a mixed potential integral equation," *IEEE transactions on antennas and propagation*, vol. 38, no. 5, pp. 608-615, 1990.
- [5] K. S. Kona, and Y. Rahmat-Samii, "Novel probe-feeding architectures for stacked microstrip patch antennas," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 38, no. 6, pp. 467-475, 2003.
- [6] Z.-F. Liu, P.-S. Kooi, L.-W. Li, M.-S. Leong, and T.-S. Yeo, "A method for designing broad-band microstrip antennas in multilayered planar structures," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 47, no. 9, pp. 1416-1420, 1999.
- [7] M. Biswas, and M. Sen, "Design and Development of Coax-Fed Electromagnetically Coupled Stacked Rectangular Patch Antenna for Broad Band Application," *Progress In Electromagnetics Research*, vol. 79, pp. 21-44, 2017.
- [8] J. A. Ansari, N. P. Yadav, A. Mishra, P. Singh, and B. R. Vishvakarma, "Analysis of multilayer rectangular patch antenna for broadband operation," *Wireless Personal Communications*, vol. 62, no. 2, pp. 315-327, 2012.
- [9] J. T. Bernhard, E. Kiely, and G. Washington, "A smart mechanically actuated two-layer electromagnetically coupled microstrip antenna with variable frequency,

- bandwidth, and antenna gain,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 49, no. 4, pp. 597-601, 2001.
- [10] W. S. T. Rowe, and R. B. Waterhouse, “Investigation into the performance of proximity coupled stacked patches,” *IEEE transactions on antennas and propagation*, vol. 54, no. 6, pp. 1693-1698, 2006.
- [11] Y. Bentrchia, S. Bouttout, S. Benkouda, and T. Fortaki, “Spectral domain analysis of rectangular stacked patches printed on a substrate characterized by dielectric and magnetic anisotropy,” *Journal of Computational Electronics*, vol. 17, no. 1, pp. 399-405, 2018.
- [12] S. Bouttout, Y. Bentrchia, S. Benkouda, and T. Fortaki, “Parametric Study of Stacked Microstrip Patch Antenna with Dissimilar Substrates,” *Journal of Nano-and Electronic Physics*, vol. 10, pp. 40004-1-40004-4, 2018.

الملخص

الهدف من هذا العمل هو تحليل هوائيات *microstrip* المستطيلة باستخدام نموذج التجويف بلاشتراك مع المعرفة الكهرومغناطيسية. تقوم بتوسيع التحليل النظري المقدم بحيث يكون صالحًا لدراسة بقع مستطيلة مكدسة مطبوعة على مواد كهربائية غير متباينة الخواص / أو متباينة الخواص. لقد اخترنا هذه الطريقة لأنها، على عكس الأساليب الصارمة، توفر فهمًا نوعيًا ولا تتطلب تعقيدات رياضية، لأنها تتضمن خطوات رياضية، ووقتًا حسابيًا أقل، وأسهل في التحليل. يتم تقديم النتائج العددية للوضع الأساسي وكذلك لأوضاع الترتيب الأعلى. تم إجراء دراسة بارامترية لتحديد تأثير المعلمات الكهربائية والفيزيائية على أداء الهوائي مع مراعاة تباين الخواص العازلة. تتم مقارنة النتائج العددية لكل هيكل بالبيانات النظرية والتجريبية الواردة في الأدبيات المفتوحة. يعتبر خط دليل التصميم النظري هذا مفيدًا جدًا للتنفيذ العملي لهوائيات *microstrip* المكدسة في المعدات اللاسلكية المحمولة.

الكلمات المفتاحية - هوائيات Microstrip مكدسة ؛ النمذجة والتصميم؛ تردد الرنين ؛ ركانز متباينة الخواص ؛ الاتصالات اللاسلكية.

Abstract

The objective of this work is the analysis of rectangular microstrip antennas using the cavity model in conjunction with electromagnetic knowledge. We extend the presented theoretical analysis so that it is valid for the study of a stacked rectangular patches printed on isotropic / or anisotropic electric materials. We have chosen this method because, unlike rigorous methods, it provides a qualitative understanding and no requiring mathematical complications, because it involves less mathematical steps, computational time, and easier for analysis. Numerical results are presented for the fundamental mode as well as for the higher order modes. A parametric study is conducted to quantify the influence of the electrical and physical parameters on the performance of the antenna taking into account the dielectric anisotropy. The numerical results of each structure are compared with the theoretical and experimental data reported in the open literature. This theoretical design guide line is very useful for practical implementation of stacked microstrip antennas in portable wireless equipment.

Keywords - *Stacked Microstrip Antennas; Modeling & Design; Resonant frequency; Anisotropic substrates; wireless communications.*

Résumé

L'objectif de ce mémoire est l'analyse des antennes microrubans rectangulaires utilisant le modèle de la cavité conjointement avec les connaissances électromagnétiques. Nous étendons l'analyse théorique présentée afin qu'il soit valable pour l'étude d'un empilement de deux patches rectangulaires parfaitement conducteurs gravés sur des matériaux à isotrope et anisotropie de type électrique. Nous avons choisi cette méthode car, contrairement aux méthodes rigoureuses, elle apporte une compréhension qualitative en plus qu'elle ne nécessite aucune complication mathématique, cela implique moins de temps de calcul et une analyse plus facile. Des résultats numériques sont présentés pour le mode fondamental ainsi pour les modes d'ordre supérieures. Une étude paramétrique est menée pour quantifier l'influence de certains paramètres électriques et physiques sur les performances de l'antenne en tenant compte de l'anisotropie uniaxiale diélectrique. Les résultats numériques de chaque structure sont comparés aux données théoriques et expérimentales reportées dans la littérature ouverte. Cette ligne directrice de conception théorique est très utile pour la mise en œuvre pratique d'antennes microruban empilées dans des équipements sans fil portables.

Mots Clés- *Antennes Microbandes Empilées ; Modélisation & Conception ; Fréquence de résonance ; Substrats Anisotropes ; communications sans fil.*