



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

présenté pour l'obtention du diplôme de Master

Filière : Télécommunications

Spécialité : Systèmes des Télécommunications

THEME

**Modèle de cavité amélioré d'un
résonateur microbande réglable pour
l'application dans un équipement
portable sans fil**

*Réalisées par : - TAZOULET Karim
- SAIDANE Mohammed Seddik*

Devant Le Jury :

<i>Présidente:</i>	<i>Dr. FRIHA Souad</i>
<i>Rapporteur:</i>	<i>Dr. BEDRA Sami</i>
<i>Examineur:</i>	<i>Dr. HASSAD Mourad</i>

Promotion 2020/2021

Je dédie ce travail à

*Mes parents, ma mère et mon père sont derrière
chaque succès que j'obtiens*

*Tous les enseignants du primaire au collège, lycée
et université*

*Étudiants en Master 2 de la spécialité systèmes
de télécommunication : promotion 2020/2021.*

Karim & Mohamed

Remerciements

Tout d'abord, je tiens à remercier Dieu Tout-Puissant qui m'a donné la volonté et la force de faire ce travail.

Je tiens à remercier le Dr BEDRA Sami, nous ne pourrions pas le remplir avec de simples mots, il a toujours été un père, un frère, un ami puis un enseignant.

Merci aux membres du jury Dr FRIHA Souad et Dr HASSAD Mourad d'avoir relu mon travail.

Mes remerciements vont également à tous les enseignants qui ont contribué à notre formation pendant cinq ans et ma gratitude à tous ceux qui ont été directement ou indirectement impliqués dans la production de ce message.

Merci à tous.

List des Figures

Figure I .1. Présentation d'une antenne imprimée.....	8
Figure I .2. Différentes formes d'antennes imprimées.	8
Figure I .3. Structure d'une antenne patch.....	8
Figure I .4. Excitation par ligne microbande.	12
Figure I .5. Alimentation coaxiale ou par sonde-.....	12
Figure I .6. Excitation par couplage électromagnétique.	13
Figure I .7. Excitation au travers d'une ouverture dans le plan de masse.....	14
Figure I.8. Trajectoires des rayons dans une antenne micro-ruban.	15
FigureII.1. Modèle de la cavité.....	26
Figure II.2. Représentation de la cavité dans un repère (O, x, y, z).....	27
Figure II.3. Géométrie de l'antenne rectangulaire..	35
Figure II.4. Structure de base d'un patch de géométrie triangulaire (vue de côté & vue de dessus).....	36
Figure III.1. Fréquence de résonance et bande passante d'une antenne microbande rectangulaire suspendue en fonction de la séparation d'air ; $L = 20mm$, $W = 30mm$	43
Figure III. 2. Permittivité relative équivalente (a) et permittivité relative effective (b) en fonction de la séparation d'air pour les structures étudiées dans la Figure III.1.....	45
Figure III.3. Variation de la fréquence de résonance (a) et la permittivité effective (équivalente) du substrat (b), avec la variation de l'épaisseur total du substrat de la structure composite; $h = 1.575mm$, $\epsilon_{r1} = 2.4$, $\epsilon_{r2} = 9.6$, $L \times W = 20 \times 30 mm^2$	46
Figure III.4. Fréquence de résonance (a) et la bande passante (b) de mode fondamentale de l'antenne rectangulaire imprimée sur des substrats composites en fonction de l'épaisseur du substrat supérieure h_2 ; $L \times W = 20 \times 30 mm^2$, $\epsilon_{r1} = 2.56$	48

List des Tableaux

Table.I.1. Quelques types de substrats diélectriques..	11
Tableau III. 1. Comparaison des fréquences de résonance calculées avec celles mesurées pour des résonateurs microrubans rectangulaires imprimés sur des substrats monocouches.....	42
Tableau III.2. Comparaison des bandes passantes avec les données mesurées et calculées, pour une antenne rectangulaire monocouche ($d_1 = 0$), $\varepsilon_{r2} = 2.33$	42

Table des Matières

Table des matières

Liste des Figures	II
Liste des Tableaux	IV

Introduction Générale	2
------------------------------------	---

Chapitre I

Généralités sur les résonateurs microbandes

I.1. Introduction.....	7
I.2. Définition d'une antenne microruban.....	7
I.3. Description d'une antenne imprimée	8
I.3.1. Choix de la géométrie et du matériau de l'élément rayonnant	10
I.3.2. Choix du Substrat.....	10
I.4. Méthodes d'excitation	11
I.4.1. Excitation par ligne microbande	11
I.4.2. Excitation par câble coaxial.....	12
I.4.3. Excitation par couplage électromagnétique	13
I.4.4. Excitation au travers d'une ouverture dans le plan de masse	13
I.5. Principe de fonctionnement	14
I.6. Caractéristiques et propriétés des antennes imprimées	16
I.7. Les avantages et les inconvénients des antennes imprimées.....	17
I.8. Méthodes d'analyse des antennes imprimées.....	17
I.8.1. Les Méthodes Analytiques.....	17
I.8.2. Les Méthodes Rigoureuses	18
I.9. Applications.....	20
I.10. Conclusion	21
I.11. Références bibliographiques.....	21

Chapitre II

Formulations mathématiques par la méthode de cavité

II.1. Introduction	25
II.2. Modèle de cavité	25

II. 3. Formulation mathématique du problème	27
II. 4. Modèle de la cavité modifiée d'une antenne microbande rectangulaire	33
II.5. Corrections du modèle théorique (procédure de dimensionnement du patch rectangulaire)	34
II.6. Conclusion.....	38
II.7. Références bibliographiques	38

Chapitre III

Résultats et discussions

III.1. Introduction.....	41
III.2. Validation des Résultats Numériques	41
III.3. Discussion des Résultats Numériques	42
III. 4. Conclusion	49
III .5. Références bibliographiques	49

Conclusion générale	52
----------------------------------	----

Résumé	54
---------------------	----

Introduction Générale

Introduction générale

Aujourd'hui les systèmes des télécommunications mobiles ont connu un grand progrès au cours des dernières années. Ce progrès est dû principalement aux avancements technologiques dans tous les secteurs [1]. L'antenne est considérée comme un dispositif indispensable dans les systèmes de télécommunications mobiles, le concept d'antennes imprimées (ou antennes microrubans) fait son apparition dans les années 50, mais c'est au cours des années 70 qu'elles ont été développées [2]. Une antenne microruban est composée d'un élément rayonnant de forme géométrique variable (circulaire, carrée, triangulaire, rectangulaire, etc....) [3]. Cet élément rayonnant est aussi appelé patch conducteur. Actuellement, avec l'explosion des télécommunications les antennes imprimées sont implantées dans de nombreux dispositifs électroniques par exemple : les téléphones portables, les ailes des avions, etc....[4]. Dans les vaisseaux spatiaux à haute performance, les avions, les missiles et les applications satellitaires, où la taille, le poids, le coût, la performance, la facilité d'installation, et le profil aérodynamique sont des contraintes, les antennes faiblement profilées sont nécessaires [5]-[6]. De nos jours, il existe de nombreuses autres applications gouvernementales et commerciales, comme la radio mobile et les communications sans fil qui ont des caractéristiques similaires. Pour répondre à ces exigences, les antennes microrubans peuvent être utilisées [7]-[8].

Plusieurs méthodes et modèles sont proposés pour analyser les antennes microbande, ces derniers peuvent être classés en deux groupes : Le première groupe rassemble les méthodes intuitives simples. Ces méthodes sont basées sur certaines suppositions physiques qui aboutissent généralement à des formules simples. Le deuxième groupe contient les méthodes d'analyses rigoureuses. Ces méthodes sont basées sur le problème aux frontières des grandeurs électroniques. Elles sont fondées sur la base de formalismes mathématiques complexes, et ne peuvent conduire à des résultats exploitables que par le biais d'une résolution numérique [3].

Les méthodes que nous venons d'exposer, ne sont pas les seuls moyens théoriques permettant de prévoir les caractéristiques des antennes microruban. Aujourd'hui, il existe des logiciels commerciaux de simulation électromagnétique qui ont prouvé leurs performances dans l'analyse de ces antennes, parmi ces logiciels les plus célèbres, le logiciel HFSS (High Frequency Structure Simulator) [3], [9]. Cependant, elle est plus complexe, permet moins l'interprétation physique et nécessite un temps de calcul et un espace mémoire considérable. Contrairement aux composants basses fréquences, il est très difficile d'ajuster les

caractéristiques des résonateurs microrubans une fois qu'ils sont réalisés. Par conséquent, il est nécessaire d'avoir des outils pour l'estimation de leurs caractéristiques, le meilleur outil est la CAO. Le véritable challenge dans la CAO se situe au niveau des méthodes numériques fiables qui offrent à la fois des caractéristiques exactes et un temps de calcul réduit [10].

L'objectif principal de notre travail est d'étudier une antenne patch rectangulaire pour l'application dans les équipements sans fil portables. Cette étude s'articule autour de trois chapitres.

D'abord le premier chapitre présente des généralités sur les antennes microbande, la structure d'une antenne microruban, ainsi que leur mécanisme de fonctionnement, les techniques d'excitation cohérentes. Les différentes méthodes d'analyse les plus couramment utilisées seront présentées aussi. Nous terminerons ce chapitre par la présentation des différentes applications de ces types d'antennes.

Ensuite, le deuxième chapitre présente la formulation mathématique du problème par la méthode de cavité modifiée pour le calcul des caractéristiques de résonances des antennes microbandes (la fréquence de résonance et la bande passante). La valeur de la fréquence de résonance d'une antenne à plaque microruban est fonction des paramètres structuraux et il est évident que si la fréquence de résonance doit être modifiée, une nouvelle antenne est nécessaire. Afin de réaliser une fréquence de résonance à caractéristique accordable, un gap d'air réglable peut être inséré entre le plan de masse et le substrat, résultant en une structure bicouche. En utilisant le modèle de cavité à murs latéraux magnétiques, des efforts ont été faits pour analyser des antennes microrubans sur des substrats suspendus et composites [6], [11] - [12].

Au moyen d'un gap d'air ajustable, l'élargissement de la bande passante est possible suite à un abaissement de la permittivité équivalente/effective et un accroissement de l'épaisseur de la structure. Par conséquent, une nouvelle structure ayant des propriétés réglables est obtenue pour laquelle une nouvelle formulation de la fréquence de résonance est nécessaire.

Puis dans le troisième chapitre une comparaison de nos résultats avec des valeurs théoriques et expérimentales disponibles à partir de la littérature tenant en compte l'effet des substrats composite et suspendu sur les caractéristiques de résonance a été étudié uniquement pour des plaques à géométrie rectangulaire [13]. Ces comparaisons montrent qu'une amélioration supplémentaire est obtenue sur la précision des résultats relativement aux modèles précédents, notamment pour les modes d'ordre supérieur et des couches supplémentaire.

Finalement, on donne 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] M. Chouicha , L.Haïssoune, “Etude de l’influence des différents matériaux sur les performances d’une antenne multicouche fort gain ,” Mémoire de Master en Systèmes des Télécommunications , Université de Guelma, Algérie, 2019.
- [2] A. Chaabane, " Conception d’une antenne BIP large bande a fort gain," *Thèse de Doctorat, Université de Setif 1*, Algérie, 2018.
- [3] S. Benkouda, "Contribution à l’étude des problèmes de caractérisation des antennes microrubans à plaques rayonnantes parfaitement conductrices et supraconductrices," Thèse doctorat e-sciences, université de Batna, Algérie, 2012.
- [4] S. Massaoudi, "Etude théorique et expérimentale des matériaux à bandes interdites photoniques bidimensionnels en micro-onde : application à l'ultra réfraction", thèse de Doctorat, Institut d’électronique, université paris XI, Février 2005.
- [5] T. Fortaki, L. Djouane, F. Chebara, and A. Benghalia, "Radiation of a rectangular microstrip patch antenna covered with a dielectric layer," *International Journal of Electronics*, Vol. 95, pp. 989-998, 2008.
- [6] S.Chattopadhyay, M. Biswas, J. Y. Siddiqui, and D. Guha, "Rectangular microstrips with variable air gap and varying aspect ratio: improved formulations and experiments," *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 51, pp. 169-173, 2009.
- [7] C. Gürel and E. Yazgan, "Resonant frequency of air gap tuned circular microstrip antenna with anisotropic substrate and superstrate layers," *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, Vol. 24, pp. 1731-1740, 2010.
- [8] 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.
- [9] L. Barkat, S. Bedra, T.Fortaki, and R. Bedra,“Neurospectral computation for the resonant characteristics of microstrip patch antenna printed on uniaxially anisotropic substrates,” *International Journal of Microwave and Wireless Technologies*, vol. 9, no. 3, pp. 613-620, 2017.
- [10] F. Benmeddour, " Etude et réalisation d’une résonateur microruban de forme circulaire : application au cas particulier de l’alimentation par couplage," *Thèse de Doctorat e-Science, Université de Constantine*, 2012.
- [11] F. Abboud, J. Damiano, and A. Papiernik, "Accurate model for the input impedance of coax-fed rectangular microstrip antenna with and without airgaps," *Sixth International Conference on (Conf. Publ. No. 301) in Antennas and Propagation, 1989. ICAP 89*, pp. 102-106, 1989.

- [12] H. Kang and J. Song, "Electrically tunable rectangular microstrip antenna," *Electronics Letters*, Vol. 46, pp. 18-19, 2010.
- [13] V. Losada, R. R. Boix, and M. Horno, "Resonant modes of circular microstrip patches in multilayered substrates," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 47, pp. 488-498, 1999.

Chapitre I

Généralités sur les
résonateurs microbandes

I.1. Introduction

Les communications hertziennes, les télécommunications spatiales et les radars utilisent le plus souvent des antennes à réflecteurs. Ce sont des dispositifs performants qui possèdent un bon rendement, une grande pureté de polarisation et une large bande de fréquences.

Dans le cas des applications mobiles, leur poids et leur encombrement deviennent deux inconvénients majeurs. Bien avant d'être appliquée aux antennes micro-rubans, dans les années soixante, la technologie dite de circuit imprimé (Une antenne microbande est constitué d'un élément conducteur appelé patch imprimé sur la face supérieure d'un substrat diélectrique, la face inférieure complètement métallisée constitue le plan de masse) avait été largement mise à contribution notamment dans le domaine de l'électronique [1,3].

Les plaques microbandes peuvent trouver application dans les circuits intégrés microondes comme résonateurs planaires pour oscillateurs et filtres. Ces plaques peuvent être utilisées, aussi, comme éléments rayonnants [2], [4]-[5] Avant d'aborder le sujet en question, nous avons préféré d'exposer, en premier lieu, une présentation de la structure simplifiée de ses antennes, leurs avantages et inconvénients ainsi que les différentes techniques d'alimentation existantes. Finalement, nous terminerons ce chapitre en présentant les méthodes d'analyse les plus répandues des antennes plaques. Dans ce chapitre nous présentons la description et les différents types d'alimentation des antennes patches, ainsi que les applications de ces derniers [6].

I.2. Définition d'une antenne microruban

Une antenne micro ruban est une ligne microbande de forme particulière. Elle se compose d'un plan de masse et d'un ou plusieurs substrats diélectriques dont la surface porte un élément métallique, au-dessus d'un ou plusieurs substrats [2]. La figure I.1 expose la topologie d'une structure métallique de fine épaisseur et de forme quelconque. L'élément rayonnant est positionné sur un diélectrique métallisé sur sa face inférieure afin de réaliser le plan de masse.

En règle générale, les éléments rayonnants utilisés sont de formes assez simples. Cependant les formes les plus complexes permettent de répondre à des contraintes particulières comme la polarisation circulaire. Dans notre étude, nous avons étudié les antennes imprimées les plus utilisées, qui sont respectivement : rectangulaire, circulaire et elliptique (Figure I.2).

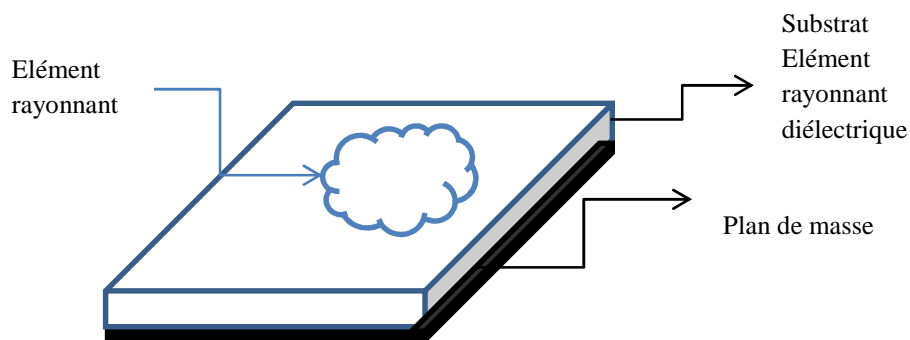


Figure I.1. Présentation d'une antenne imprimée.

Les divers formats de l'antenne imprimée sont les plus utilisées à cause de leur faciliter de fabrication et d'analyse, mais avec un diagramme de rayonnement très intéressant, leurs dimensions sont faibles de l'ordre de $\lambda/2$ à λ La figure suivante montre ces différentes formes.

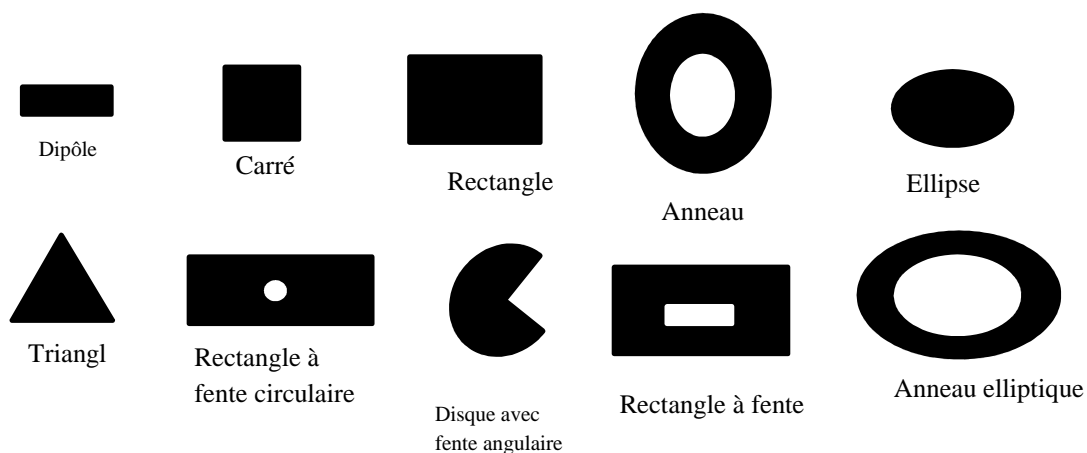


Figure.I.2. Différentes formes d'antennes imprimées.

I.3. Description d'une antenne imprimée

La structure générale d'une antenne imprimée est composée d'un conducteur métallique de plusieurs formes quel que soit de forme carré, rectangulaire, circulaire, triangulaire, elliptique...etc., placé sur un substrat diélectrique au-dessus d'un plan de masse, 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 (Figure I.3).

Généralement, pour une structure rectangulaire, la longueur « L » de la pastille est de $0.3333\lambda_0 < L < 0.5 \lambda_0$ ou λ_0 est la longueur d'onde en espace libre. Le patch est sélectionné pour être très mince de telle sorte que $t \ll \lambda_0$ (ou ' t ' est l'épaisseur de patch). La hauteur « h » du substrat diélectrique est généralement $0.3333\lambda_0 < h < 0.5 \lambda_0$. Le constant diélectrique ϵ_r du substrat est typiquement dans la gamme $2.2 \leq \epsilon_r \leq 12$.

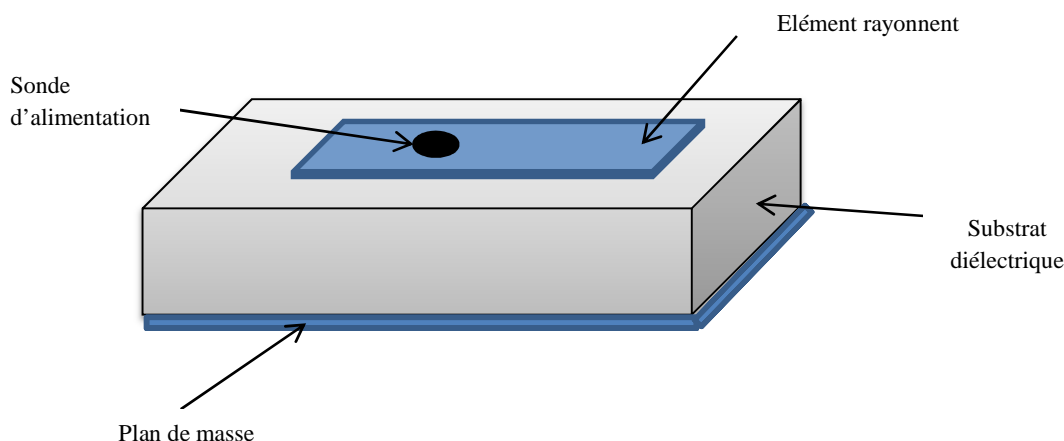


Figure I.3. Structure d'une antenne patch.

La fréquence de résonance d'une antenne appartient essentiellement des dimensions du patch, de la constante diélectrique du substrat et dans une moindre mesure, de l'épaisseur de ce dernier [14]. Les patches rectangulaires et carrés sont les premiers et probablement les plus utilisés des formes. Les patches rectangulaires ont tendance à avoir la plus large bande passante et les patches carrés peuvent générer la polarisation circulaire. Les plaques circulaires et elliptiques sont probablement les deuxièmes formes les plus courantes. Elles sont légèrement plus petites que leurs contreparties rectangulaires et ont donc un gain et une bande passante légèrement inférieurs. Une des principales raisons pour lesquelles la géométrie circulaire était assez étudiée dans le passé est sa symétrie inhérente. Cela a permis aux outils d'analyse des ondes complètes (full-waves), telle que la technique du domaine spectral à être mathématiquement plus efficace. Les géométries ; triangulaire et disque sont plus petites que les géométries rectangulaire et circulaire, et présentent une réduction de la bande passante et du gain. Les plaques triangulaires ont également tendance à générer des niveaux de polarisation croissante, en raison de leur manque de symétrie dans la configuration.

Des patches à double polarisation peuvent être développés en utilisant ces formes de conducteurs, cependant, la bande passante est généralement très étroite. La géométrie annulaire est la plus petite forme de conducteur, encore une fois aux dépens de la bande passante et du

gain. Un problème associé au patch annulaire est qu'il n'est pas simple pour exciter le mode d'ordre le plus bas et obtenir une bonne adaptation d'impédance à la résonance. Les méthodes d'excitation sans contact sont habituellement requises [12].

I.3.1. Choix de la géométrie et du matériau de l'élément rayonnant

Dans la pratique, les formes des éléments rayonnants les plus souvent utilisées sont le carré, le rectangle, le disque et l'anneau. Des géométries plus élaborées sont toutefois employées pour répondre à des contraintes spécifiques sur l'antenne (en particulier pour générer de la polarisation circulaire). Les matériaux peuvent être classés suivant leur susceptibilité et leurs variations en fonction de différents facteurs physiques. Lors du passage de l'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 (cuivre), l'impédance de surface est définie comme le rapport des composantes parallèles des champs électrique et magnétique [12]-[14].

I.3.2. Choix du Substrat

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

Dans le cas où le matériau du patch de l'antenne est normal comme le cuivre, la permittivité relative du substrat varie de 1 à 12. Parfois, il est préférable d'utiliser des substrats diélectriques de grande épaisseur et de basse permittivité dans le but d'avoir une grande efficacité et une bande passante large. Mais dans ce cas, les pertes par onde de surface augmentent et l'antenne devient de plus en plus encombrante.

Au contraire, l'utilisation de minces substrats de permittivités élevées est conseillée pour les circuits micro-ondes permettant la minimisation des ondes de surfaces et des radiations non désirées. Toutefois, l'efficacité et la bande passante diminuent à cause de la grande perte dans le substrat [15].

Nous présenterons ci-dessous un tableau résumant quelques types de substrats.

Table.I.1. Quelques types de substrats diélectriques.

Propriétés	RO4003C	RO4350B	FR-4	Condition
Constant diélectrique ϵ_r (pratique)	3.38 ± 0.05	3.48 0.05	–	10GHZ/23°c
Design diélectrique ϵ_r (théorique)	3.55	3.66	4.3	8 à 40 GHZ
Dissipation $tan\delta$	0.0027 / 0.0021	0.0037 / 0.0031	0.025	10GHZ/23°c 2.5GHZ/23°c

I.4. Méthodes d'excitation

Un point important dans l'étude et la réalisation d'antennes imprimées est leur alimentation. Pour cela, plusieurs techniques ont été considérées dans ce but. Les méthodes d'alimentation des antennes plaquées peuvent être classées en deux catégories [4],[12]-[10]:

- Les alimentations par contact (par sonde ou ligne microruban) ;
- Les alimentations par proximité (couplage électromagnétique par ligne ou fente).

I.4.1. Excitation par ligne microbande

L'alimentation peut être établie par la connexion directe à une ligne microbande (Figure I.4), dont le point de jonction est sur l'axe de symétrie de l'élément ou décalé par rapport à cet axe de symétrie si cela permet une meilleure adaptation d'impédance (généralement de 50 Ohms). 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 plane sur un substrat diélectrique. Cet avantage est l'origine d'une large utilisation d'une alimentation microruban dans les réseaux d'antennes imprimées de différentes formes [4,10]. Ce type d'alimentation présente les limitations suivantes :

- Une bande passante étroite ;
- Rayonnement parasite possible du circuit de distribution ;
- Rayonnement parasite de la distribution ligne – aérien.

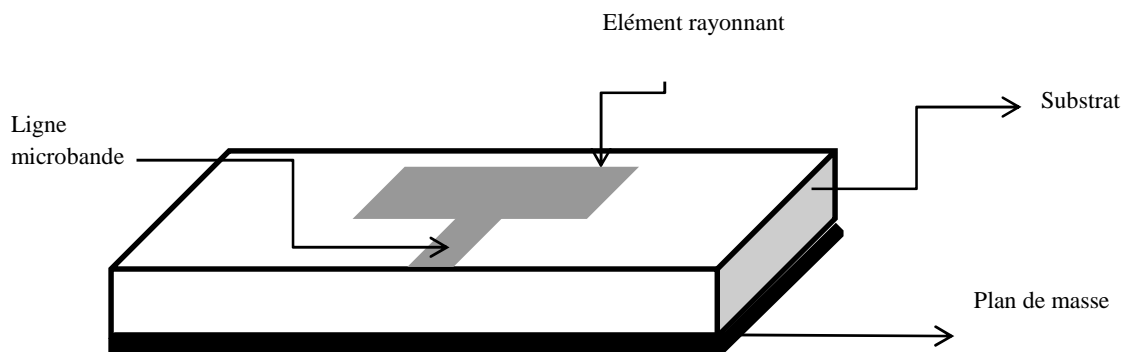


Figure I.4. Excitation par ligne microbande.

I.4.2. Excitation par câble coaxial

Elle est effectuée par connexion directe à câble coaxial (Figure I.5), où le conducteur central est connecté en un point situé sur l'axe de symétrie de l'élément, plus ou moins près du bord [12]. Le conducteur extérieur de câble coaxial est relié au plan de masse.

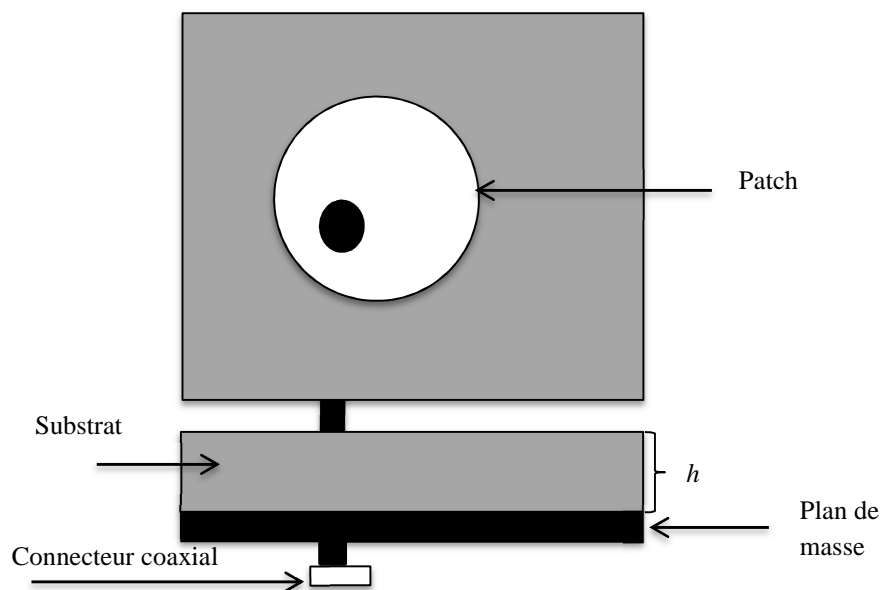


Figure I.5. Alimentation coaxiale ou par sonde-coaxial.

Ce type d'alimentation présente les avantages suivants :

- Peut être appliquée à n'importe quel endroit choisi à l'intérieur du patch ;
- Pas de pertes par rayonnement de ligne ;
- Sélection possible d'un mode privilégié ;
- Obtention de l'impédance d'entrée par positionnement de la sonde ;

- Prédiction aisée de l'impédance d'entrée pour des substrats faible hauteur ;
- Technique de perçage simple jusqu'à 10 GHz.

Parmi les inconvénients de ce type d'alimentation on trouve :

- Rayonnement parasite de la sonde de type mono polaire.
- Partie salique ramenée par l'âme du conducteur à prendre en compte.

I.4.3. Excitation par couplage électromagnétique

Ce type d'alimentation se fait par couplage électromagnétique d'une ligne microbande à l'élément rayonnant (Figure I.6). 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 [4]. Parmi les avantages de ce type d'alimentation, on cite :

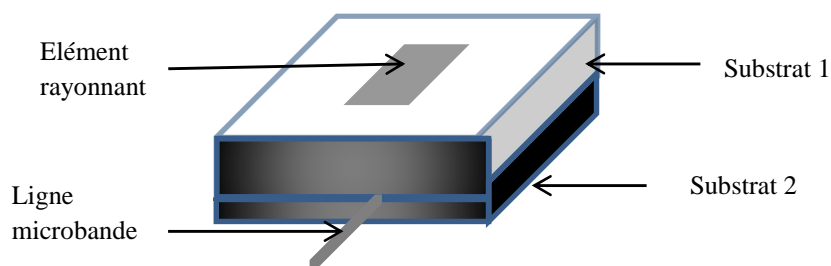


Figure I.6. Excitation par couplage électromagnétique.

- Bande passante plus large par augmentation de la hauteur ;
- Dessin du circuit d'alimentation modifiable par rapport aux aériens.

Néanmoins elle présente quelques inconvénients :

- Rayonnement parasite de la ligne microruban ;
- Difficultés de placage des couches diélectriques ;
- Difficulté pour l'intégration de dispositifs actifs et pour la dissipation de la chaleur.

I.4.4. Excitation au travers d'une ouverture dans le plan de masse

Dans la structure représentée par la figure I.7, un plan de masse commun sépare la ligne micro ruban d'alimentation. Située en dessous, de l'élément imprimé, située au-dessus. C'est par l'intermédiaire de la fente usinée dans le plan de masse que s'effectue le couplage électromagnétique entre l'élément rayonnant et la ligne micro ruban [10].

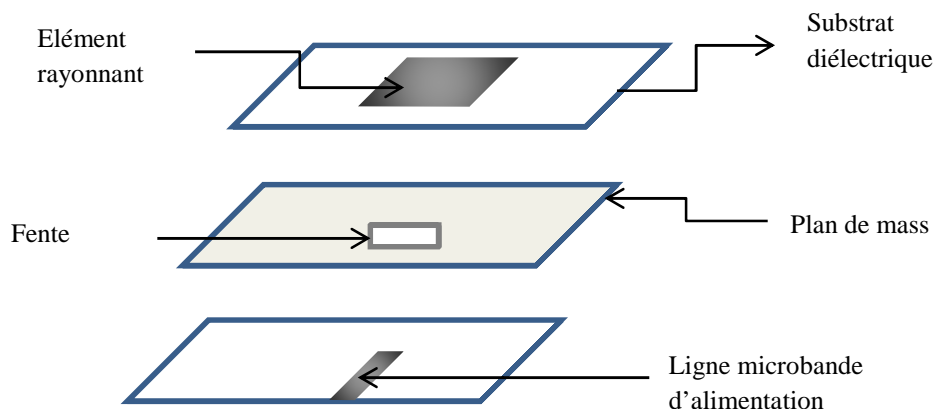


Figure I.7. Excitation au travers d'une ouverture dans le plan de masse.

Ce type d'alimentation présente les avantages suivants :

- Réalisation du circuit d'alimentation de distribution et de l'aérien indépendant ;
- Séparation électromagnétique des deux couches ;
- Possibilité d'élargir la bande passante en associant la résonance de l'élément rayonnant à celle de la fente.

Néanmoins il présente quelques limitations :

- Intégration sur un support mécanique nécessitant des précautions ;
- Rayonnement arrière parasite de la fente lorsque celle-ci résonne au voisinage de l'élément ;
- Technologie plus coûteuse et complexe (positionnement des deux couches diélectriques, trois faces de métallisation).

I.5. Principe de fonctionnement

Pour comprendre comment fonctionne une antenne microbande, considérons la coupe donnée dans la Figure.8. Au point a du conducteur supérieur, on a déposé une source ponctuelle (densité de courant de surface), qui rayonne dans toutes les directions [15]. Une partie du signal émis est réfléchi 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. Cette figure peut être divisée en trois régions distinctes [5]:

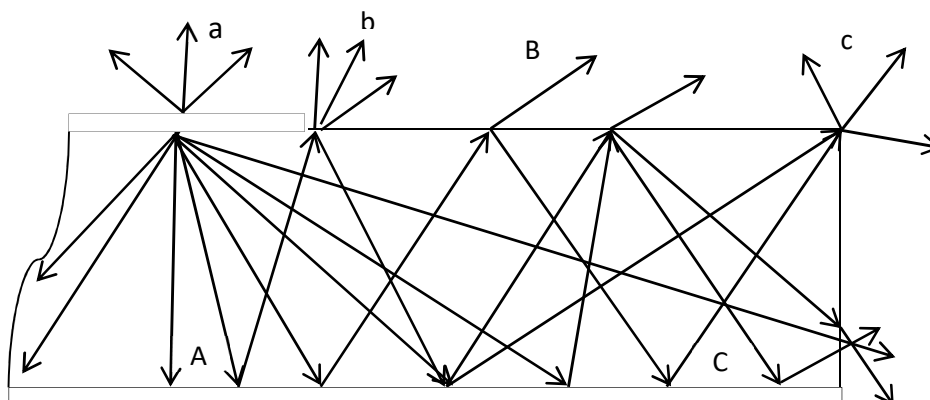


Figure I.8. Trajectoires des rayons dans une antenne microruban.

Région A (Ondes guidées) : dans le substrat, entre les deux plans conducteurs, les rayons sont le 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 micro ruban.

Région B (Ondes rayonnées) : 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 la face inférieure du conducteur supérieur (côté 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 (Ondes de surface) : 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 [5]-[12].

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 : A 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 Micro-ruban 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 guère 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. Lors de la conception d'une antenne micro-ruban, les dimensions et les propriétés du substrat doivent être choisies avec soins, afin d'assurer que le fonctionnement à la fréquence du signal se situera bien dans la deuxième plage de fréquence (**B**, rayonnement). Il faut encore noter que ces trois plages ne sont pas séparées par des cloisons nettes, mais plutôt qu'il y a des transitions graduelles entre-elles. Le choix des dimensions résulte par conséquent d'un compromis, qui tient compte de la quantité d'effets parasites pouvant être tolérée. Un paramètre jouant un rôle crucial est l'épaisseur du substrat. Un substrat très mince a tendance à concentrer les champs dans le diélectrique, ce qui réduit le rendement. On peut l'améliorer en prenant un substrat plus épais. Malheureusement, cela augmente aussi la probabilité d'exciter des ondes de surface [5],[12].

I.6. Caractéristiques et propriétés des antennes imprimées

Actuellement, les antennes patches deviennent de plus en plus importantes en raison de la grande variété des formes géométriques qu'elles peuvent prendre et qui les rendent applicables aux différentes situations d'intégration. Parmi les avantages de cette technologie d'antennes, on peut citer : leur volume réduit, la conformabilité et la possibilité d'intégrer les circuits micro-ondes au niveau des antennes.

Ajoutons que la simplicité de leurs structures fait que ce type d'antenne est adapté au faible coût de fabrication. Ceci est une propriété clé qui explique l'introduction des antennes patches dans de nouvelles applications civiles et militaires telles que : les communications et les radars (portables, missiles, satellites, bateaux...).

I.7. Les avantages et les inconvénients des antennes imprimées

D'une façon générale, les avantages des antennes imprimées sont [10]-[11]:

- Faible poids ;
- Limitation du risque de panne ;
- Faible coût de fabrication, production en masse ;
- Facile à intégrer avec les circuits MMICs sur un même substrat ;
- Polarisation linéaire et circulaire ;
- Simples, robustes ;
- Non encombrantes.

Cependant, elles présentent les inconvénients suivants :

- Faible bande passante (1 à 3 %) ;
- Généralement faible gain pour un élément simple ;
- Supportent uniquement des faibles puissances ;
- L'alimentation et les ondes de surface parasites créent un rayonnement parasite ;
- La plupart des antennes rayonnent uniquement dans le demi-plan ;
- Faible pureté de polarisation.

Donc, la conception des antennes doit répondre à des compromis en termes de performances et de complexité de réalisation.

I.8. Méthodes d'analyse des antennes imprimées

Depuis l'avènement des antennes planaires microbandes, plusieurs méthodes d'analyse ont été utilisées, allant des modèles intuitifs simples jusqu'aux méthodes numériques. On peut classer ces méthodes en deux catégories principales : les méthodes analytiques et les méthodes numériques.

I.8.1. Les Méthodes Analytiques

Ces méthodes reposent sur la prise en compte de la nature des phénomènes physiques qui se produisent au sein de l'antenne. Vu la complexité d'une telle analyse, un ensemble d'approximations sont mises en place afin de simplifier le modèle développé [10]. Ces méthodes sont basées sur la distribution du courant magnétique autour du patch, parmi ces méthodes, on peut citer quelques-unes :

1.8.1.1. Le modèle de la ligne de transmission

Ce modèle, est le plus simple est le moins précis pour l'analyse et la synthèse des antennes microruban. L'élément rayonnant est considéré comme un prolongement de la ligne de transmission qui transporte le signal dont les deux extrémités de l'antenne sont des ouvertures rayonnantes. L'antenne est l'équivalente de deux ouvertures rayonnantes verticales, placées sous les bords du patch, ce qu'il provoque les effets de bords pour tenir en compte ces effets et la propagation d'ondes dans la ligne, un constant diélectrique effectif ϵ_{eff} , est introduit, ce constant effectif est proche de ϵ_r . Le courant magnétique dans chacun des ouvertures est considéré constant.

L'avantage principal de ce modèle est la possibilité d'interprétation physique des paramètres de l'antenne. Alors que l'inconvénient majeur de cette méthode est son incompatibilité avec les applications dans les quelle l'antenne est alimentée par couplage et avec les substrats électriquement épais.

1.8.1.2. La modèle de la cavité simple

Dans ce modèle, l'antenne est considérée comme étant une cavité et sa fréquence de résonance est celle de la cavité. Ce modèle convient aux différentes géométries de plaques telles que les anneaux, les rectangles, les triangles et les ellipses Pour ce type de modélisation, l'antenne est traitée comme une cavité résonante ; limitée par deux murs électriques (le plan de masse au-dessous et l'élément rayonnant au-dessus) et deux murs magnétiques sur les bords de l'élément rayonnant .Cependant, ce modèle est fondé sur des approximations qui peuvent donner lieu à des résultats inexacts, notamment pour des applications qui requièrent un substrat épais ou un constant diélectrique élevé [10].

1.8.2. Les 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 qui sont les plus utilisées récemment [10]. Parmi ces derniers, on a :

- La méthode aux différences finies ;
- La méthode des éléments finis ;

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

1.8.2.1. Méthode des Différences Finies

La méthode des différences finies dans le domaine temporel FDTD (Finite Difference Time Domain) est une approche numérique permettant la résolution des équations différentielles dans le domaine temporel dans une structure uniformément maillée. La méthode consiste à approcher les dérivées ponctuelles spatiales et temporelles qui apparaissent dans les équations de Maxwell par des différences finies centrées. 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 [2].

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 différences finies en reliant les variables aux points voisins ;
- Résolution des équations aux différences finies par rapport aux conditions aux frontières.

Cette technique à l'avantage de permettre une caractérisation dans une large bande de fréquence d'une structure en une seule simulation, les paramètres de propagation et l'impédance caractéristique peuvent être déterminés en appliquant la transformée de Fourier [11].

1.8.2.2. Méthode des Éléments Finis

La Méthode des éléments finis 'FEM' (Finite Element Method) est employée dans plusieurs domaines de la physique afin de résoudre des équations aux dérivées partielles.

Le maillage de cette approche est souvent en tétraèdres. Dans chaque cellule, il y a une variation linéaire des champs qui sont déterminés en résolvant un système d'équations aux valeurs propres. Ce raisonnement est utilisé par le logiciel Ansys-HFSS [10].

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.

1.8.2.3. Méthode des moments

Ce mode de calcul permet de déterminer les solutions des fonctions de Green [10]. Il s'agit de calculer le champ diffracté par un conducteur parfait en présence d'une onde incidente. Une fois la distribution des courants de surface est connue, la description du champ électromagnétique à l'aide des fonctions de Green est ainsi retrouvée. En raison de son maillage surfacique en forme triangulaire, cette méthode est plutôt utilisée pour le calcul des structures planaires et celles grandes devant la longueur d'onde de travail. On trouve ce concept de calcul dans le'' logiciel ADS Momentum''. La méthode des moments (Method of Moments) est une technique numérique qui permet de résoudre efficacement le système d'équations intégrales en le transformant en un système matriciel résolu par ordinateur.

1.8.2.4. Méthode d'analyse spectrale

Les méthodes intégrales, elles permettent d'obtenir les solutions d'un problème de propagation ou de discontinuités à partir de la détermination des distributions de courants ou de champs sur une surface particulière. Ces méthodes sont bien adaptées à la programmation sur ordinateur puisqu'elles utilisent peu de place mémoire et nécessitent de faibles temps de calcul. Cependant, le problème ne peut être résolu que si le cas étudié n'est pas trop complexe, de géométries simples, milieux pas très hétérogènes, etc...[9].

La méthode d'analyse spectrale est d'actualité, on permet donc de réduire le problème vectoriel tridimensionnel en un problème bidimensionnel. Elle n'est pas limitée par les conditions classiques telles que la faible épaisseur du substrat et un constant diélectrique faible. Cette méthode est considérée comme étant la plus rigoureuse, malgré qu'elle soit un peu coûteuse, du point de vue temps de calcul et précision exigée sur la détermination des éléments de la matrice associée. On a la possibilité d'inclure dans l'analyse l'effet des différents paramètres tels que la faible épaisseur du substrat, le constant diélectrique, les pertes par conducteur et diélectrique et les dimensions finies du plan masse. La solution obtenue est d'autant plus proche et plus exacte lorsque la fonction de base modélise bien la variation réelle des courants surfaciques [8].

I.9. Applications

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 [9]. Pour cette raison, les antennes imprimées remplacent les antennes classiques dans un bon nombre d'applications parmi lesquelles on peut citer :

- Télécommunication satellitaires ;
- Commande et contrôle ;
- Télémétrie (télémesure) par missile ;
- Équipements portatifs ;
- Éléments d'alimentation dans les antennes complexes ;
- Antenne d'émission utilisée en médecine ;
- Récepteur satellite de navigation.

I.10. Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre le rôle et l'évolution technologique des antennes imprimées ainsi que les avantages et les inconvénients de ces types d'antennes. Nous avons montré aussi les différentes méthodes d'alimentation rencontrées dans la littérature, nous avons mis en évidence les avantages et les principales contraintes imposées à la réalisation de ces structures d'alimentation, de plus nous avons présenté les méthodes d'analyse utilisées pour traiter ce genre d'antenne, on se basant sur les différents modèles électromagnétiques. Enfin, nous avons terminé par la présentation de principales applications des antennes imprimées.

I.11. Références bibliographies

- [1] H. Chaker, " Conception et optimisation de réseaux d'antennes imprimées a faisceaux multiples application des réseaux de neurones" Thèse de doctorat en Télécommunications, 2012, Université de Tlemcen, Algérie.
- [2] F. Benmeddour, " Étude et réalisation d'un résonateur microruban de forme circulaire", Thèse doctorat, Département d'électronique, université de Constantine 1, 2012.

- [3] Y. Tighlit, "Identification des antennes microrubans multicouches par la méthode spectral et les réseaux de neurones", Thèse doctorat, Département d'électronique, université de Setif, 2012.
- [4] R. Bedra, "Etude d'une antenne supraconductrice couverte par une couche diélectrique," *Thèse de Doctorat, Université de Batna 2*, 2018.
- [5] R. Bedra, S. Bedra, S. Benkouda, and T. Fortaki, "Efficient full-wave analysis of resonant modes of circular microstrip antenna printed on isotropic or uniaxially anisotropic substrate," *Wireless personal communications*, vol. 81, pp. 239-251, 2015.
- [6] M. Diblanc, "Développement du concept de l'antenne à résonateur bie pour la génération de la polarisation circulaire", Thèse de doctorat, Université de LIMOGES, 2006.
- [7] A. Djelloul, "Analyse à l'Aide de Modèles Equivalents d'Antennes Imprimées Alimentées par Lignes Adaptées"; thèse de Magister, Université de Tlemcen, 2007.
- [8] J. R. Mosig and F. Gardiol, "Techniques analytiques et numériques dans l'analyse des antennes microruban," *Annales des Télécommunications*, Vol. 40, pp. 411-437, 1985.
- [9] Z. Mekkioui, "Contribution à l'analyse d'antennes diélectriques microruban à ondes de fuite unidimensionnelle et bidimensionnelle à motif métallique quelconque," Thèse de Doctorat, Département de physique, université de Tlemcen, 2004.
- [10] S. Bedra, "Evaluation analytique et numérique des caractéristiques électromagnétiques des structures microbandes ouvertes," Thèse doctorat e-sciences, 2015, Département d'électronique, université de Batna 2, Algérie.
- [11] Y. Tighlit, "Identification des antennes microrubans multicouches par la méthode spectrale et les réseaux de neurones", Thèse doctorat e-sciences, 2012, Département d'électronique, université de Setif, Algérie.
- [12] S. Benkouda, "Contribution à l'étude des problèmes de caractérisation des antennes microrubans à plaques rayonnantes parfaitement conductrices et supraconductrices, " Thèse doctorat, Département d'électronique, université de Batna, 2012.
- [13] O. Mourtada, " Conception et réalisation de micro-résonateurs piézoélectriques sur substrat Silicium sur isolant," Thèse doctorat e-sciences 2016 Université de limoges École Doctorale Sciences et Ingénierie pour l'Information, Mathématiques, 2016, France.
- [14] A Hacini, et al. "Simulation d'une antenne microstrip large bande pour les applications Wlan et Wifi.", Mémoire de Master, Université de Ouargla, 2017.
- [15] O. Barkat, "Etude et synthèse des caractéristiques de réseaux d'antennes imprimées supraconductrices dans la bande millimétrique.", Thèse de Doctorat, université de Constantine, 2009.

Chapitre II

Formulations mathématiques par la
méthode de la cavité

II.1. Introduction

Les antennes microrubans ou patchs deviennent de plus en plus utiles car elles peuvent être imprimées directement sur une carte de circuit imprimé. Les antennes patchs sont répandues sur le marché de la téléphonie mobile. Les antennes patchs sont peu coûteuses, ont un profil bas et sont faciles à fabriquer [1, 2]. Ces antennes 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 [2].

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 [3]. 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 patchs 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 [3]. 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 isotropes. Dans ce chapitre nous allons développer un modèle pour un patch rectangulaire monocouche, mais l'étude analytique peut être menée pour des patchs rectangulaires suspendus et composites.

II.2. Modèle de cavité

Le modèle de la cavité fournit un formalisme décrivant les champs dans l'antenne et les champs rayonnés. 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.

Cependant, une présentation didactique est facilitée par l'existence d'expressions analytiques des modes, ce qui est le cas des patchs rectangulaires ou circulaires par exemple. On traitera uniquement ici les cas : rectangulaire, triangulaire équilatérale, et triangulaire isocèle.

Le modèle de la cavité a été développé à la fin des années 1970, à une époque où la puissance de calcul des ordinateurs ne permettait pas d'exploiter les possibilités offertes par les méthodes de résolution [4]. Il est riche de sens physique et permettra d'exprimer analytiquement les champs rayonnés. La méthode de la cavité proposée initialement par *Richards* [5], et *Carver* [6].

Au départ, on assume que le champ dans le diélectrique est limité par l'espace entre directement sous la plaque, entre la plaque et le plan de masse. On traite donc cet espace comme une cavité rectangulaire :

- Remplie d'un diélectrique effectif $\epsilon_{r,eff}$;

dont les 6 parois sont :

- Les 2 conducteurs électriques de la plaque et du plan de masse (parfaits conducteurs électriques) ;
- Les 4 murs magnétiques qui simulent le circuit-ouvert, à la périphérie de la plaque (parfaits conducteurs magnétiques) ;

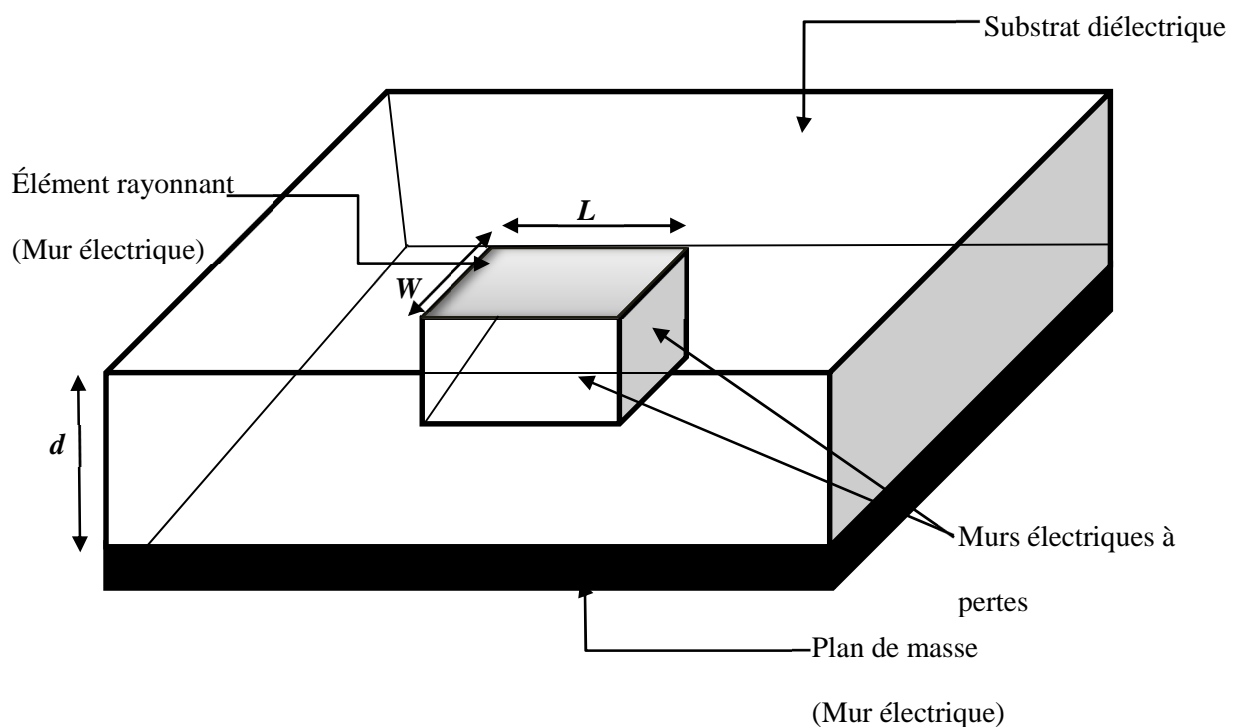


Figure II.1. Modèle de la cavité.

Les murs magnétiques se comportent sur le champ magnétique comme un conducteur avec le champ électrique ; ceci découle de la réciprocité où on crée des charges et des courants magnétiques. Malheureusement, si l'antenne microruban est traitée comme une cavité résonnante avec murs magnétiques, aucun rayonnement n'est possible puisque l'impédance d'entrée vue devient purement réactive. Le facteur de qualité (Q) tend vers l'infini d'où une largeur de bande nulle. Il faut ajouter des mécanismes de pertes sur les parois magnétiques pour obtenir du rayonnement [7].

II. 3. Formulation mathématique du problème

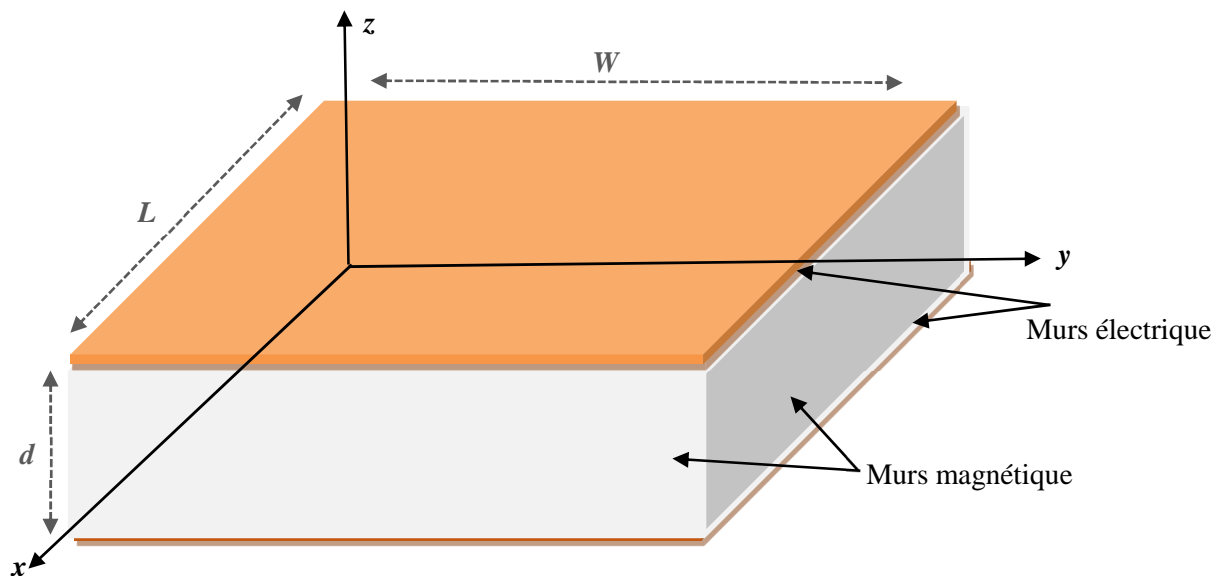


Figure II.2. Représentation de la cavité dans un repère (O, x, y, z) .

Afin de permettre une mise en équation des modes stationnaires, la cavité est représentée dans un repère (O, x, y, z) et présente les dimensions suivantes : L suivant l'axe des x , W suivant l'axe des y , d suivant l'axe des z (Figure II-2) [8].

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 $z = d$ sont idéaux
- Les murs magnétiques dans les plans $y = 0$, $y = b$, $x = 0$, $x = a$ sont idéaux
- La hauteur d 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 (fréquence du mode excité).

Cette dernière hypothèse a des conséquences importantes : puisque le champ électrique tangentiel est nul en $z = 0$ et $z = d$, on en déduit que les lignes de champ qui atteignent les conducteurs dans ces deux plans sont orthogonales à ces plans.

La faible épaisseur du substrat ($d \ll \lambda$) et les conditions aux limites en $z = 0$ et $z = d$ suggérant que le champ électrique est dirigé suivant Oz et soit constant dans cette direction, et le champ magnétique n'a que les composantes transversales H_x et H_y dans la région délimitée par le patch et le plan de masse.

Nous désignerons donc le champ électrique interne à la cavité, porté par la direction Oz par [8]:

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

De l'équation de Maxwell :

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

Dans laquelle \vec{B} représente le champ magnétique interne, on déduit :

$$\vec{E} = E_z(x, y)\vec{k} = \begin{cases} 0 \\ 0 \\ E_z(x, y) \end{cases} \quad (\text{II.3})$$

$$\begin{vmatrix} \vec{i} & \vec{j} & \vec{k} \\ \frac{\partial}{\partial x} & \frac{\partial}{\partial y} & \frac{\partial}{\partial z} \\ 0 & 0 & E_z \end{vmatrix} = \frac{\partial E_z}{\partial y}\vec{i} - \frac{\partial E_z}{\partial x}\vec{j} + 0\vec{k} = -j\omega\beta_x\vec{i} - j\omega\beta_y\vec{j} \quad (\text{II.4})$$

$$j\omega\beta_z\vec{k} = 0 \Rightarrow \beta_z = 0$$

Soit encore :

$$\begin{aligned}
 \vec{\beta} &= -\frac{1}{j\omega} \left\{ \frac{\partial E_z}{\partial y} \vec{i} - \frac{\partial E_z}{\partial x} \vec{j} + \frac{\partial E_z}{\partial z} \vec{k} \right\} \\
 \vec{\beta} &= -\frac{1}{j\omega} \left\{ -j\omega\beta_x \vec{i} - j\omega\beta_y \vec{j} - j\omega\beta_z \vec{k} \right\} \\
 \vec{\beta} &= -\frac{1}{j\omega} \left\{ -j\omega(\beta_x \vec{i} + \beta_y \vec{j} + \beta_z \vec{k}) \right\} \\
 \vec{\beta} &= \beta_x \vec{i} + \beta_y \vec{j} + \beta_z \vec{k}
 \end{aligned} \tag{II.5}$$

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

Le champ électromagnétique régnant à l'intérieur de la cavité peut être calculé à partir de l'équation d'onde [II.6]. Cette dernière peut être calculée par la manipulation des trois autres équations de *Maxwell* conduit à l'équation de propagation [8];

On sait que :

$$\vec{\nabla} \times (\vec{\nabla} \times \vec{E}) = \vec{\nabla} \cdot (\vec{\nabla} \cdot \vec{E}) - (\vec{\nabla} \cdot \vec{\nabla}) \vec{E} \tag{II.6}$$

$$\begin{cases} \vec{\nabla} \cdot \vec{E} = 0 \\ \vec{\nabla} \times (\vec{\nabla} \times \vec{E}) = \omega^2 \mu \epsilon \vec{E} \end{cases} \tag{II.7}$$

Implique que :

$$\Delta \vec{E} + \omega^2 \mu \epsilon \vec{E} = \vec{0} \tag{II.8}$$

La solution générale de l'équation (II.8) est la superposition de tous les modes excités dans la cavité.

Soit $C^2 = \omega^2 \mu \epsilon$. Où C est la constante de propagation de l'onde dans le milieu. La variation de E_z selon z est nulle, (II.8) se réécrit :

$$\Delta \vec{E} + C^2 \vec{E} = 0 \tag{II.9}$$

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

$$\frac{\partial^2 E_z}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 E_z}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 E_z}{\partial z^2} + C^2 E_z = 0 \quad (\text{II.10})$$

Nous devons donc chercher la résolution de cette équation différentielle aux dérivées partielles par la méthode de séparation des variables conduit à poser :

$$E_z = f(x) \cdot g(y) \cdot j(z) \quad (\text{II.11})$$

avec :

$$C^2 = C_x^2 + C_y^2 + C_z^2 \quad (\text{II.12})$$

L'équation (II.10) se ramène à la résolution de trois équations indépendantes :

On aura

$$\begin{aligned} &g(y) \cdot j(z) \frac{d^2 f}{d^2 x^2} + f(x) \cdot j(z) \frac{d^2 g}{d^2 y^2} + f(x) \cdot g(y) \frac{d^2 j}{d^2 z^2} + (C_x^2 + C_y^2 + C_z^2) \cdot f(x) \cdot g(y) \cdot j(z) = 0 \\ &g(y) \cdot j(z) \frac{d^2 f}{d^2 x^2} + f(x) \cdot j(z) \frac{d^2 g}{d^2 y^2} + f(x) \cdot g(y) \frac{d^2 j}{d^2 z^2} + C_x^2 f(x) \cdot g(y) \cdot j(z) \dots \\ &+ C_y^2 f(x) \cdot g(y) \cdot j(z) + C_z^2 f(x) \cdot g(y) \cdot j(z) = 0 \\ &g(y) \cdot j(z) \left[\frac{d^2 f}{d^2 x^2} + C_x^2 f(x) \right] + f(x) \cdot j(z) \left[\frac{d^2 g}{d^2 y^2} + C_y^2 g(y) \right] + f(x) \cdot g(y) \left[\frac{d^2 j}{d^2 z^2} + C_z^2 j(z) \right] = 0 \end{aligned} \quad (\text{II.13})$$

Cette équation différentielle du second ordre peut être décomposée en un système de deux équations différentielles correspondant la composante de champ E [7, 8].

$$\begin{cases} \frac{d^2 f}{dx^2} + C_x^2 + f(x) = 0 \\ \frac{d^2 g}{dy^2} + C_y^2 + g(y) = 0 \\ \frac{d^2 j}{dz^2} + C_z^2 + j(z) = 0 \end{cases} \quad (\text{II.14})$$

Dont les solutions évidentes sont :

$$f(x) = k_1 \cos(C_x \cdot x) + l_1 \sin(C_x \cdot x) \quad (\text{II.15})$$

$$g(y) = k_2 \cos(C_y \cdot y) + l_2 \sin(C_y \cdot y) \quad (\text{II.16})$$

$$j(z) = k_3 \cos(C_z \cdot z) + l_3 \sin(C_z \cdot z) \quad (\text{II.17})$$

Où $k_1, l_1, k_2, l_2, k_3, l_3$ sont quatre constantes qui dépendent des conditions aux limites.

Le champ électrique E_z se présente donc sous la forme :

$$E_z = [k_1 \cos(C_x \cdot x) + l_1 \sin(C_x \cdot x)] \cdot [k_2 \cos(C_y \cdot y) + l_2 \sin(C_y \cdot y)] \cdot [k_3 \cos(C_z \cdot z) + l_3 \sin(C_z \cdot z)] \quad (\text{II.18})$$

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 :

$$\beta_x = 0 \text{ en } y = 0 \rightarrow W \quad (\text{II.19})$$

$$\beta_y = 0 \text{ en } x = 0 \rightarrow L \quad (\text{II.20})$$

$$\beta_z = 0 \text{ en } z = 0 \rightarrow d \quad (\text{II.21})$$

De (II.5) et (II.19) on déduit :

$$\beta_x = 0 \Rightarrow \frac{\partial E_z(x, y)}{\partial y} = 0 \quad (\text{II.22})$$

Où :

$$\frac{\partial E_z}{\partial y} = -k_2 \cdot C_y \cdot \sin(C_y \cdot y) + l_2 \cdot C_y \cdot \cos(C_y \cdot y) = 0 \text{ en } y = 0 \rightarrow W \quad (\text{II.23})$$

$$\text{en } y = 0 \Rightarrow l_2 \cdot C_y = 0 \Rightarrow l_2 = 0 \quad (\text{II.24})$$

$$\text{en } y = W \Rightarrow C_y \cdot W = n \cdot \pi \Rightarrow C_y = \frac{n \cdot \pi}{W} \quad (\text{II.25})$$

n : étant un entier à priori quelconque.

De (II-5) et (II-20), on déduit :

$$\beta_y = 0 \Rightarrow \frac{\partial E_z(x, y)}{\partial x} = 0 \quad (\text{II.26})$$

Où :

$$\frac{\partial E_z}{\partial x} = -k_1 \cdot C_x \cdot \sin(C_x \cdot x) + l_1 \cdot C_x \cdot \cos(C_x \cdot x) \quad \text{en } x = 0 \rightarrow L \quad (\text{II.27})$$

$$\text{en } x = 0 \Rightarrow l_1 \cdot C_x = 0 \Rightarrow l_1 = 0 \quad (\text{II.28})$$

$$\text{en } x = L \Rightarrow C_x \cdot L = m \cdot \pi \Rightarrow C_x = \frac{m \cdot \pi}{L} \quad (\text{II.29})$$

m : étant un entier à priori quelconque.

De (II.5) et (II.21) on déduit :

$$\beta_z = 0 \Rightarrow \frac{\partial E_z(x, y, z)}{\partial z} = 0 \quad (\text{II.30})$$

Où :

$$\frac{\partial E_z}{\partial z} = -k_3 \cdot C_z \cdot \sin(C_z \cdot z) + l_3 \cdot C_z \cdot \cos(C_z \cdot z) = 0 \quad \text{en } y = 0 \rightarrow W \quad (\text{II.31})$$

$$\text{en } z = 0 \Rightarrow l_3 \cdot C_z = 0 \Rightarrow l_3 = 0 \quad (\text{II.32})$$

$$\text{en } z = d \Rightarrow C_z \cdot d = p \cdot \pi \Rightarrow C_z = \frac{p \cdot \pi}{d} \quad (\text{II.33})$$

p : étant un entier à priori quelconque.

En utilisant les expressions de C_x , C_y et C_z obtenus ci – dessus, et en tenant compte de la nullité des constantes l_1 , l_2 et l_3 , le champ électrique (II.18) s'écrit sous la forme suivante, à une constante multiplicative près qui est posée arbitrairement égale à S [7, 8]:

$$E_z = S \cdot \cos\left(\frac{m\pi}{L}x\right) \cdot \cos\left(\frac{n\pi}{W}y\right) \cdot \cos\left(\frac{p\pi}{d}z\right) \quad (\text{II.34})$$

Les composantes de champ magnétiques s'obtiennent à partir de la relation (II.5) :

$$B_x = S \frac{np\pi}{j\omega W} \cdot \cos\left(\frac{m\pi}{L}x\right) \cdot \sin\left(\frac{n\pi}{W}y\right) \cdot \sin\left(\frac{p\pi}{d}z\right) \quad (\text{II.35})$$

$$B_y = -S \cdot \frac{mp\pi}{j\omega L} \cdot \sin\left(\frac{m\pi}{L}x\right) \cdot \cos\left(\frac{n\pi}{W}y\right) \cdot \sin\left(\frac{p\pi}{d}z\right) \quad (\text{II.36})$$

$$B_z = S \cdot \frac{mn\pi}{j\omega h} \cdot \sin\left(\frac{m\pi}{L}x\right) \cdot \sin\left(\frac{n\pi}{W}y\right) \cdot \cos\left(\frac{p\pi}{d}z\right) \quad (\text{II.37})$$

Les entiers m, n et p indiquent l'ordre des modes qui s'excitent suivant les directions x, y et z .

La relation (II.12) permet de calculer la fréquence de résonance de chacun de ces modes. Réécrite avec les expressions de C_x, C_y et C_z données en (II.25) et (II.29), elle permet de Prévoir la fréquence de fonctionnement de l'antenne [7, 8]:

$$C^2 = \left(\frac{m\pi}{L}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{W}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{d}\right)^2 \quad (\text{II.38})$$

$$C = \frac{\omega}{v} = \omega\sqrt{\mu\varepsilon} = 2\pi f\sqrt{\mu\varepsilon} \quad (\text{II.39})$$

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

D'où on déduit :

$$f_{mnp} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\varepsilon\mu}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{L}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{W}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{d}\right)^2} \quad (\text{II.40})$$

II. 4. Modèle de la cavité modifiée d'une antenne microbande rectangulaire

La géométrie considérée est illustrée sur la Figure II.3. Un patch rectangulaire avec dimensions (L, W) le long des deux axes (x, y) , respectivement, est imprimé sur un substrat isotrope

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.

Les conditions aux limites sur les parois de la structure conduisent à des modes transverses magnétiques de type TM_{mnp} (selon la direction z), pour un substrat diélectrique d'épaisseur faible devant la longueur d'onde de fonctionnement. La fréquence de résonance d'un patch rectangulaire pour le mode TM_{mnp} est donnée par [2, 9] :

$$f_{r_{mnp}} = \frac{c_0}{2\sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{m}{L}\right)^2 + \left(\frac{n}{W}\right)^2 + \left(\frac{p}{d}\right)^2} \quad (\text{II.41})$$

Où c_0 est la vitesse de la lumière, ϵ_r est la permittivité diélectrique relative du milieu diélectrique et m, n et p sont des nombres modaux des modes résonnants.

II.5. Corrections du modèle théorique (procédure de dimensionnement du patch rectangulaire)

Dans le but de rendre les résultats théoriques obtenus comparables aux mesures, il est nécessaire de tenir compte des effets de bord. Ainsi, le patch rayonnant a des dimensions qui sont électriquement plus grandes que ses dimensions physiques. Plusieurs expressions ont été proposées pour le calcul de la longueur et de la largeur effective de l'élément rayonnant. Dans ce travail, on utilise les relations suivantes [2, 9-12]:

La longueur effective du patch :

$$L_{eff} = L + 2\Delta L \quad (\text{II.42})$$

La largeur effective du patch

$$W_{eff} = W + 2\Delta W \quad (\text{II.43})$$

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 [2, 9]:

$$\Delta L = 0.412 d \frac{\epsilon_r + 0.3}{\epsilon_r - 0.258} \left(\frac{\frac{W}{d} + 0.264}{\frac{W}{d} + 0.813} \right) \quad (\text{II.44})$$

Par conséquent, la fréquence de résonance de l'antenne microruban rectangulaire peut être calculée en utilisant l'équation (II.41) conjointement avec les équations (II.42)-(II.44).

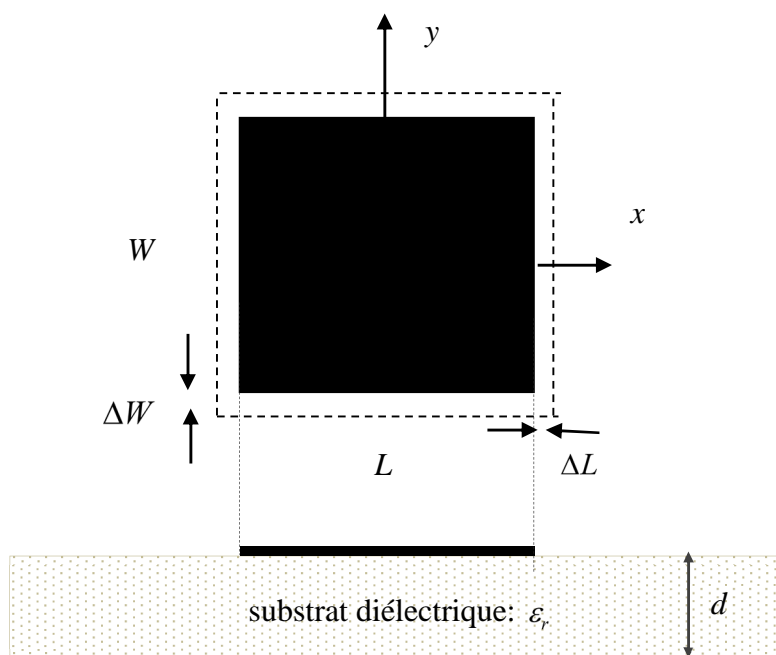


Figure II.3. Géométrie de l'antenne rectangulaire.

La deuxième approximation en outre de l'utilisation d'une longueur/largeur effective, il fallait utiliser un constant diélectrique effectif, donnée par [13]:

$$\epsilon_{r \text{ eff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{4} \left(\frac{1}{\sqrt{1 + 12 \frac{d}{L}}} \right) \quad (\text{II.45})$$

Afin de donner une formulation générale pour les structures multicouches, la structure à multicouches est modélisée comme la structure à une seule couche ayant une épaisseur de substrat de d et une permittivité relative de substrat équivalente de ϵ_{re} déterminée sous la approximations du modèle de cavité comme :

$$\epsilon_{re} = \frac{\sum_{i=1}^n d_i}{\sum_{i=1}^n \frac{d_i}{\epsilon_{ri}}} \quad (\text{II.46})$$

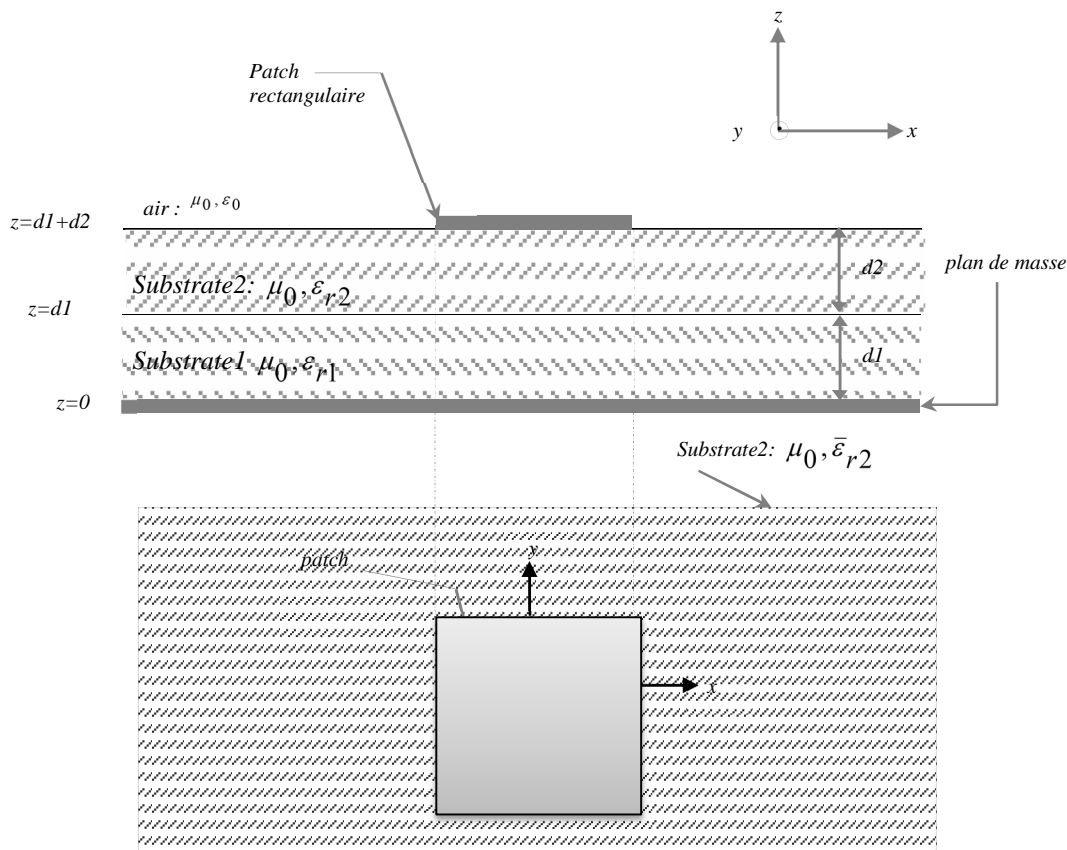


Figure II.4. Structure de base d'un patch de géométrie triangulaire (vue de côté & vue de dessus).

$$d = \sum_{i=1}^n d_i \quad (\text{II.47})$$

avec n nombre des couches du substrat.

La constante diélectrique équivalente du milieu bicouches devient :

$$\epsilon_{re} = \frac{\epsilon_{r1}\epsilon_{r2}d}{\epsilon_{r1}d_2 + \epsilon_{r2}d_1} \quad (\text{II.48})$$

La permittivité effective total sera comme suite :

$$\varepsilon_{r,eff} = \frac{\varepsilon_{re} + 1}{2} + \frac{\varepsilon_{re} - 1}{4} \left(\frac{1}{\sqrt{1 + 12 \frac{d}{L}}} \right) \quad (\text{II.49})$$

La géométrie considérée est illustrée sur la Figure II.4. Un patch microruban est imprimée sur un substrat à constante diélectrique ε_{r2} et d'épaisseur d_2 , en conservant un substrat suspendu ou composite avec une constante diélectrique ε_{r1} et d'épaisseur d_1 , au-dessus du plan de masse, (voir Figure II.8)

Le facteur de qualité totale Q_T composé du facteur de qualité dû à la perte de rayonnement (Q_r), du facteur de qualité dû à la perte diélectrique (Q_d) et du facteur de qualité dû à la perte du conducteur (Q_c). Le Q_T est calculé comme :

$$Q_T = \left(\frac{1}{Q_r} + \frac{1}{Q_d} + \frac{1}{Q_c} \right) \quad (\text{II.50})$$

Ici, nous avons utilisé une expression très simple et efficace pour calculer Q_r comme [17]:

$$Q_r = \frac{(1.84)^2 - n^2}{4 \cdot \mu_0 \cdot f_{r,mm} d \cdot G_r} \quad (\text{II.51})$$

$$G_r = \frac{w}{120 \cdot \lambda_{r,mm}} \quad (\text{II.52})$$

Le Q_d et Q_c peuvent être calculés comme :

$$Q_d = \frac{1}{\tan \delta_e} \quad (\text{II.53})$$

$$\tan \delta_e = \frac{\varepsilon_{r1} d_1 \tan \delta_1 + \varepsilon_{r2} d_2 \tan \delta_2}{d \varepsilon_{re}} \quad (\text{II.54})$$

$$Q_c = \frac{\pi \sqrt{\varepsilon_{r,eff}}}{\lambda_r (\alpha_c + \alpha_{feed})} \quad (\text{II.55})$$

avec α_c est la perte du conducteur. Le détail de calcul de α_c est disponible dans [18]:

$$\alpha_c = \frac{R_s}{Z_r w} \quad (\text{II.56})$$

$$Z_r = \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{r\text{ eff}}}} \left[\frac{W}{d} + 1.393 + 0.667 \cdot \ln \left(\frac{W}{d} + 1.444 \right) \right]^{-1} \quad (\text{II.57})$$

$$R_s = \sqrt{\pi \cdot f_{r,mn} \cdot \mu_0 / \sigma} \quad (\text{II.58})$$

L'alimentation α_{feed} est la perte due à l'alimentation et elle peut être négligée.

σ est la conductivité du matériau du substrat.

Le modèle actuel est calculé avec précision le Q_T pour une large variation de rapport W/L .

Donc la fréquence de résonance dépendante du mode peut être calculée comme :

$$f_{rmp} = \frac{c_0}{2\sqrt{\epsilon_{r\text{ eff}}}} \sqrt{\left(\frac{m}{L_{\text{eff}}}\right)^2 + \left(\frac{n}{W_{\text{eff}}}\right)^2 + \left(\frac{p}{d}\right)^2} \quad (\text{II.59})$$

Et la bande passante (taux d'onde stationnaire <2) peut être calculée comme :

$$B.W = \frac{1}{\sqrt{2Q_T}} \quad (\text{II.60})$$

II.6. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons exploité le modèle de cavité pour une modélisation analytique d'une antenne microbande rectangulaire imprimée sur des substrats suspendus et composites. L'antenne a été assimilée à une cavité résonante ayant deux murs électriques parfaits, correspondant aux surfaces parfaitement conductrices, et quatre murs latéraux magnétiques. L'inclusion des champs de bord dans la formulation mathématique permet d'obtenir un modèle fiable pour des substrats minces aussi bien que pour des substrats épais, de telle manière que la méthode peut traiter le cas d'un patch rectangulaire imprimé sur des substrats suspendus et/ou composites avec une relative facilité.

II.7. Références bibliographiques

- [1] B. Abdelkrim, "Influence de la supraconductivité à haute température de transition sur la résonance d'une plaque rectangulaire réalisée sur un substrat à anisotropie de type électrique et magnétique," Mémoire de Magister, Université de Ouargla, 2013
- [2] R. Bedra, "Etude d'une antenne supraconductrice couverte par une couche diélectrique," Thèse de Doctorat, Université de Batna 2, 2018.

- [3] A. Wahiba and C. Farida, "Etude de l'antenne patch rectangulaire par le modèle de la cavité," Mémoire de Master, Université TiziOuzou, 2012.
- [4] J.-M. Laheurte, L. Jean-Marc, and H. Mohamed, *Petites antennes: communications sans fil et terminaux*. Lavoisier, 2011.
- [5] W. Richards, Y. Lo, and D. Harrison, "An improved theory for microstrip antennas and applications," *IEEE Transactions on antennas and propagation*, vol. 29, no. 1, pp. 38-46, 1981.
- [6] K. Carver and J. Mink, "Microstrip antenna technology," *IEEE transactions on antennas and propagation*, vol. 29, no. 1, pp. 2-24, 1981.
- [7] D. Grenier, "Antennes et propagation radio," *Cours, Département de génie électrique et de génie informatique, Université de Laval, Québec, été, 2012*.
- [8] B. Katia and B. Taoues, "Etude des antennes planaires avec le modèle de la cavité et le modèle de la ligne de transmission," Mémoire de Master, Université de TiziOuzou, 2013.
- [9] A. Mhamdi, S. Bedra, R. Bedra, and S. Benkouda, "CAD cavity model analysis of high Tc superconducting rectangular patch printed on anisotropic substrates," *5th International Conference on Electrical Engineering-Boumerdes (ICEE-B)*. 2017
- [10] M. Biswas and A. Mandal, "Experimental and theoretical investigation of resonance and radiation characteristics of superstrate loaded rectangular patch antenna," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 57, no. 4, pp. 791-799, 2015.
- [11] L. Djouablia, "Contribution a l'étude des structures microbandes rayonnantes par la méthode des moments application a la forme triangulaire," Mémoire de Magister, Université de Constantine, 2012.
- [12] M. Biswas and M. Sen, "Design and development of rectangular patch antenna with superstrates for the application in portable wireless equipments and aircraft radome," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 56, no. 4, pp. 883-893, 2014.
- [13] R. Garg, P. Bhartia, I. J. Bahl, and A. Ittipiboon, *Microstrip antenna design handbook*. Artech house, 2001.

Chapitre III

Résultats et Discussions

III.1. Introduction

Les antennes microruban ont des caractéristiques spéciales qui les rendent idéales pour de nombreuses applications commerciales. Le fait qu'il soit basé sur la technologie des circuits imprimés le rend très peu coûteux à produire. Il facilite également la production de masse et son profil plat lui permet de se fondre dans les mêmes limites du produit qu'il sert. Cette facilité d'intégration permet également de l'implanter sur la carte contenant le circuit radiofréquence ou hyperfréquence [1]. Les antennes microruban peuvent prendre des formes géométriques arbitraires, cependant, les formes régulières sont les plus utilisées pour leur facilité d'étude. On distingue d'autres formes géométriques, la forme rectangulaire [2] - [4] et la forme circulaire [5] - [6]. Dans la littérature précédente, plusieurs études ont étudié les propriétés d'une antenne de correction rectangulaire [7]. Parmi eux [8] ont été étudiés théoriquement et expérimentalement l'effet substrat de la fréquence de résonance, de la bande passante et de la qualité des facteurs. D'après nos recherches et la littérature sur le dynamitage, l'effet des substrats bicouches sur les propriétés de résonance n'a été étudié que pour des plaques de géométrie rectangulaire utilisant la méthode de la cavité [9], [10]. La comparaison des résultats avec les valeurs théoriques et expérimentales disponibles dans la littérature montre qu'une amélioration plus importante a été obtenue par rapport aux résultats des modèles précédents, en particulier pour des conditions d'ordre supérieur et des épaisseurs plus faibles. Les résultats numériques d'une antenne bicouche ont également été étudiés théoriquement.

Dans ce chapitre, nous étudions les propriétés de résonance des antennes rectangulaires imprimées sur des substrats suspendus et composites en utilisant la méthode de la cavité modifiée [9] - [11].

III.2. 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 [12]-[16]. Puisque le mode TM 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 [12] pour un patch rectangulaires imprimés sur des substrats monocouches. L'accord entre les résultats calculés et mesurés est très bon.

Tableau III. 1. Comparaison des fréquences de résonance calculées avec celles mesurées pour des résonateurs microrubans rectangulaires imprimés sur des substrats monocouches.

W (mm)	L (mm)	Fréquences de résonance (GHz)			
		Mesurés [12]	Simulés HFSS [12]	Calculés [12]	Nos résultats
30	44	2.242	2.223	2.208	2.228
	40	2.470	2.475	2.424	2.447
	36	2.702	2.655	2.686	2.712
	33	2.956	2.985	2.923	2.953
	30	3.184	3.259	3.206	3.241
	24	3.950	4.000	3.978	4.024
	20	4.795	4.712	4.738	4.797
$\varepsilon_{r2} = 2.33, \varepsilon_{r1} = 1.0, d_2 = 0.7875 \text{ mm}, d_1 = 0$					
30	30	1.598	1.572	1.603	1.567
	24	1.981	1.956	1.987	1.957
	20	2.300	2.324	2.365	2.300
$\varepsilon_{r2} = 10.2, \varepsilon_{r1} = 1.0, d_2 = 1.63 \text{ mm}, d_1 = 0$					

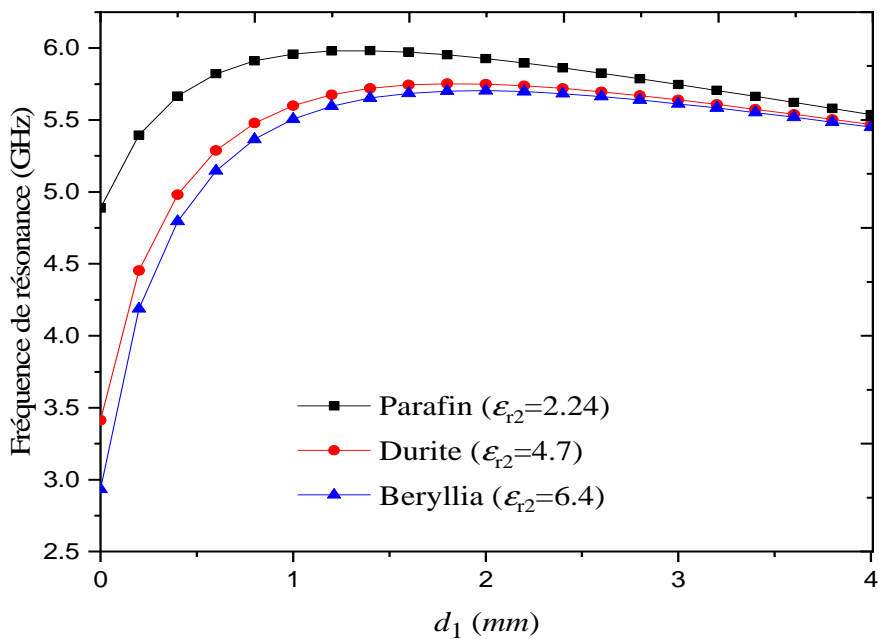
Tableau III.2. Comparaison des bandes passantes avec les données mesurées et calculées, pour une antenne rectangulaire monocouche ($d_1 = 0$), $\varepsilon_{r2} = 2.33$.

Paramètres (mm)			Bandes passantes Bp^{01} (%)				
W	L	d_2	Mesurée			Calculée	
			[13]	[14]	[15]	[16]	Nos résultats
57	38	3.175	3.12	4.98	3.5	4.82	3.874
45.5	30.5	3.175	4.08	6.14	4.0	5.97	4.769
17	11	1.524	6.60	8.21	4.8	8.07	6.560

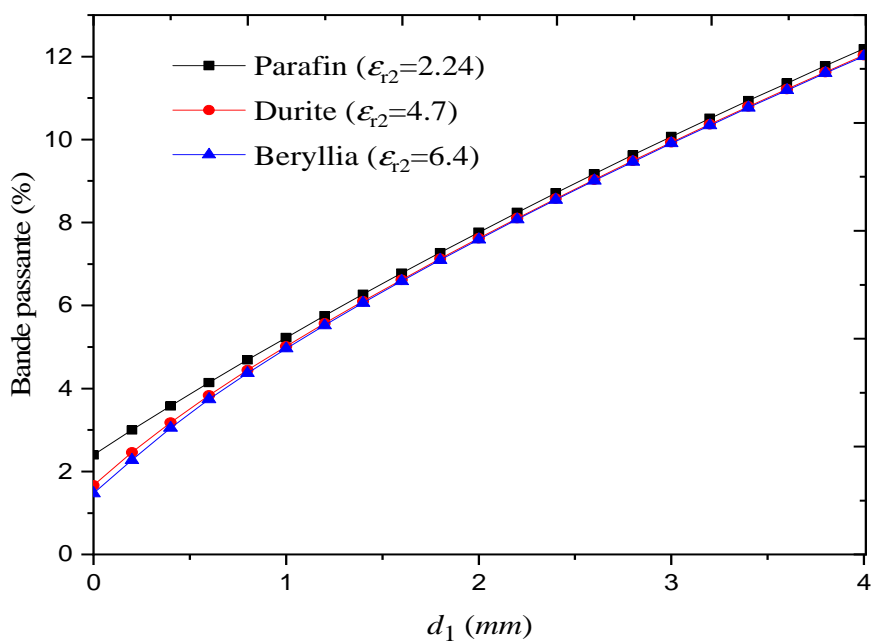
D'après le Tableau III.2, on observe que les résultats de la bande passante d'une antenne microruban rectangulaire calculés par la présente méthode sont plus proches aux valeurs expérimentales [13], et théoriques [14-16]. Un bon accord est observé entre les résultats calculés et expérimentaux pour les fréquences de résonance ainsi que pour les bandes passantes ; ceci valide la théorie présentée dans le présent document.

III.3. Discussion des Résultats Numériques

L'effet de la séparation d'air sur la fréquence de résonance et la bande passante de l'antenne microbande rectangulaire ayant un gap d'air est recherché. Le mode TM_{01} est considéré.



(a)



(b)

Figure III.1. Fréquence de résonance et bande passante d'une antenne microbande rectangulaire suspendue en fonction de la séparation d'air ; $L = 20\text{mm}$, $W = 30\text{mm}$, $d_2 = 0.7875\text{mm}$. (a) Fréquence de résonance. (b) Bande passante.

Les dimensions de la plaque rectangulaire sont $20 \text{ mm} \times 30 \text{ mm}$ et l'épaisseur du substrat diélectrique est $d_2 = 0.7875 \text{ mm}$.

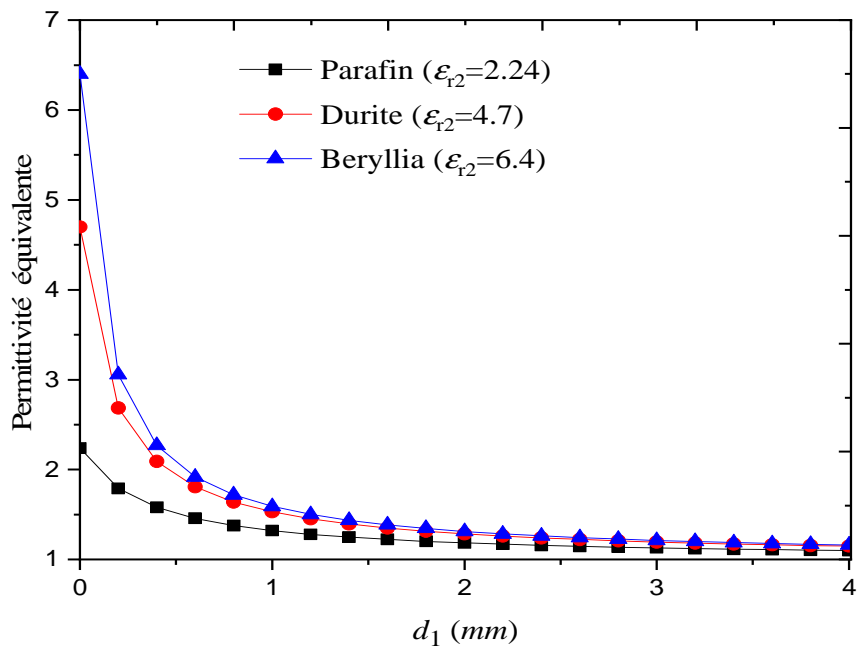
Dans la Figure III.1(a), la fréquence de résonance en fonction de la séparation d'air d_1 pour différents matériaux du substrat est montrée. Ces matériaux isotropes sont Paraffine, Duroid, et Béryllia avec des permittivités relatives $\varepsilon_{r2} = 2.24, 4.7$ et 6.4 , respectivement. On observe que lorsque la séparation d'air croît, la fréquence de résonance augmente rapidement jusqu'à ce que celle-ci atteigne une fréquence d'opération maximale pour une séparation d'air $d_{1f_{\max}}$ bien définie. Pour les cas considérés, $d_{1f_{\max}}$ sont $1.4, 1.8$ et 2.0 mm correspondant aux antennes avec $\varepsilon_{r2} = 2.24, 4.7$ et 6.4 , respectivement.

Notons que l'effet du gap d'air est plus prononcé pour les petites valeurs de d_1 . Lorsque la séparation d'air excède $d_{1f_{\max}}$, l'augmentation de la largeur du gap d'air diminuera lentement la fréquence de résonance. Un soin extrême devrait être pris lors de la conception d'une antenne avec un gap d'air mince ; puisque une petite incertitude dans l'ajustement de d_1 peut avoir comme conséquence un décalage important de la fréquence. La variation de la bande passante en fonction de la largeur du gap d'air est illustrée dans la Figure III.1(b). Notons qu'elle augmente de façon monotone avec l'augmentation de la séparation d'air.

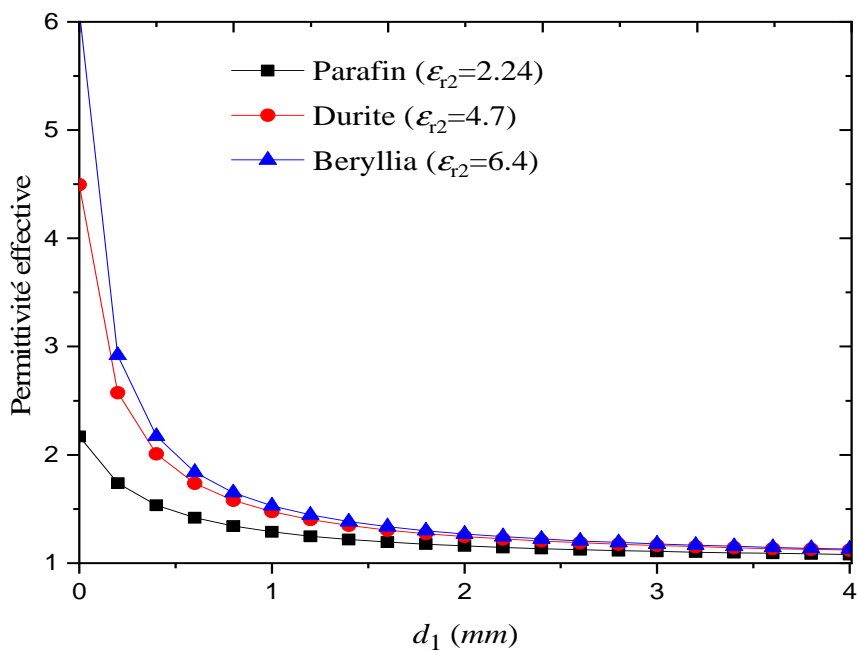
Dans le but d'expliquer les résultats précités, on détermine une permittivité équivalente (effective) de la structure composée de deux couches (équations II.49 et II.50).

La Figure III.2 montre la permittivité relative équivalente (effective) calculée à partir de II.49 (II.50) en fonction de la séparation d'air pour les structures considérées dans la Figure II.4. On observe que lorsque d_1 augmente, ε_{re} ($\varepsilon_{r_{\text{eff}}}$) diminue rapidement. Cette observation peut bien justifier l'augmentation très rapide dans la fréquence de résonance montrée dans la Figure III.1(a). Sa diminution est le résultat de l'effet bien connu de l'épaisseur du substrat sur la fréquence de résonance ; puisque la variation de la permittivité relative équivalente (effective) en devenant faible n'affecte pas de manière significative la fréquence de résonance. Cette explication peut être utilisée comme l'idée de base afin de comprendre le comportement de la fréquence de résonance reporté dans [16].

La bande passante croît de façon monotone avec l'augmentation de la séparation d'air, partiellement en raison de l'augmentation dans la hauteur totale du milieu diélectrique ($d_1 + d_2$) et partiellement à cause de la diminution dans la permittivité relative équivalente (effective).

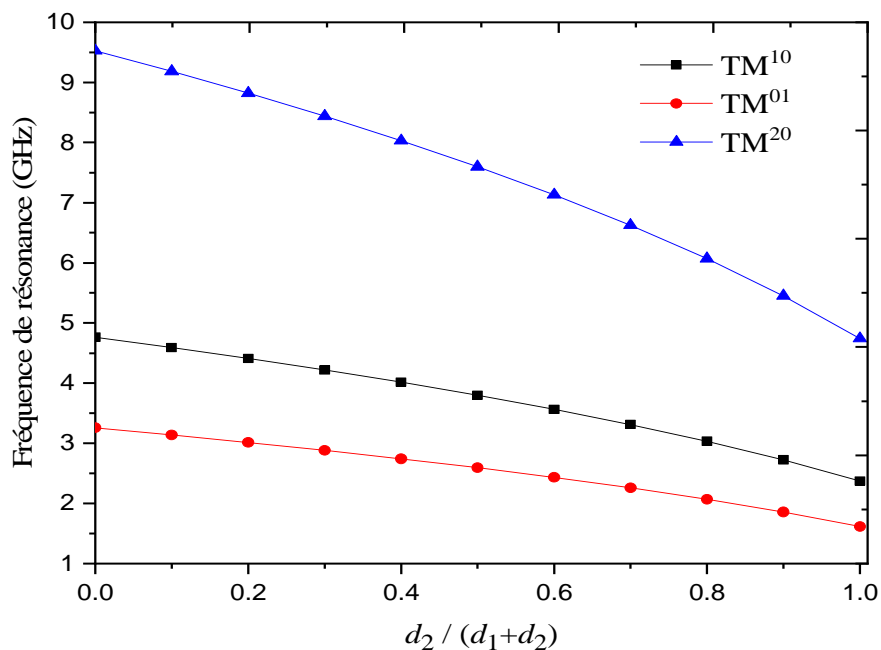


(a)

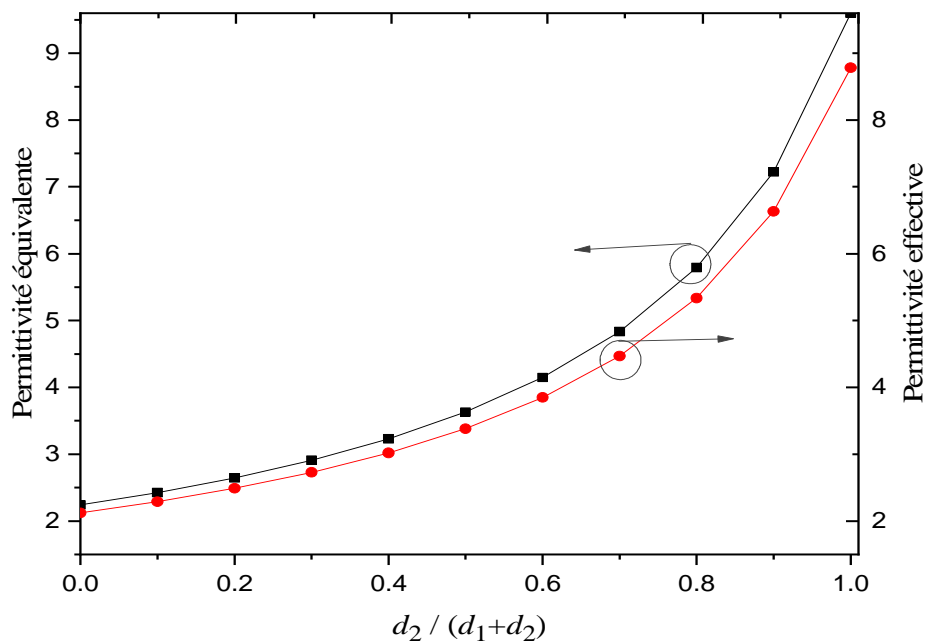


(b)

Figure III. 2. Permittivité relative équivalente (a) et permittivité relative effective (b) en fonction de la séparation d'air pour les structures étudiées dans la Figure III.1.



(a)



(b)

Figure III.3. Variation de la fréquence de résonance (a) et la permittivité effective (équivalente) du substrat (b), avec la variation de l'épaisseur total du substrat de la structure composite; $d = 1.575\text{mm}$, $\epsilon_{r1} = 2.4$, $\epsilon_{r2} = 9.6$, $L \times W = 20 \times 30 \text{ mm}^2$.

L'effet de substrat composite sur la fréquence de résonance et la bande passante de l'antenne microruban rectangulaire illustré dans la Figure II.4, sont étudiés.

Dans la Figure III.3(a), nous présentons des résultats pour les fréquences de résonance d'une antenne microbande rectangulaire imprimée sur un substrat bicouche, Le patch rectangulaire de dimension $L = 30\text{mm}$ et $W = 30\text{mm}$. Le diélectrique situé juste sous le patch rectangulaire a une permittivité relative $\varepsilon_{r2} = 9.6$ et d'épaisseur total $d = 1.575\text{mm}$, alors que celui en contact avec le plan de masse possède une permittivité relative $\varepsilon_{r1} = 2.4$.

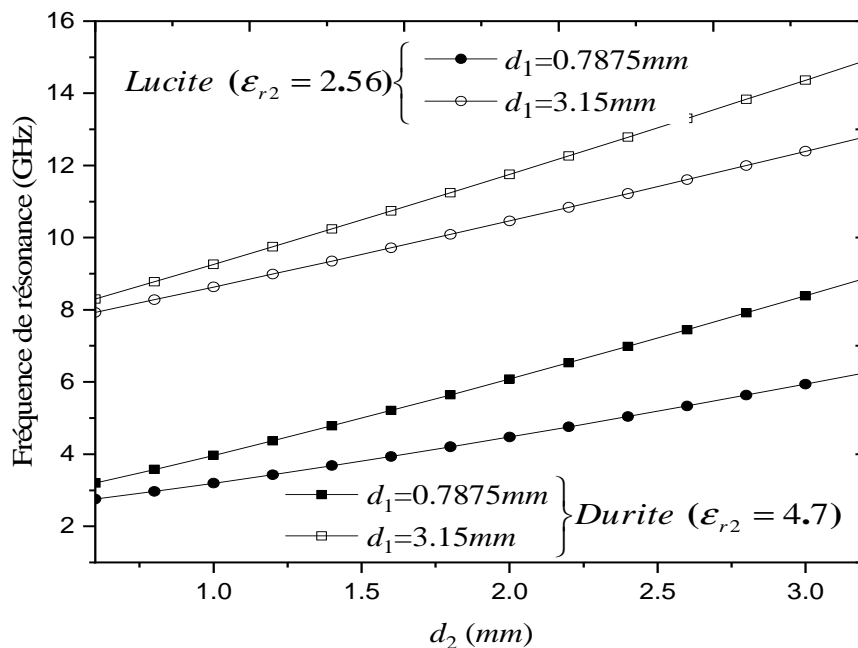
On observe que la fréquence de résonance est diminuée avec l'augmentation de l'épaisseur de la couche II du substrat d_2 , pour plusieurs modes de propagation (TM_{10} , TM_{01} , et TM_{20}).

La Figure III.3(b) montre la permittivité relative équivalente (effective) calculée à partir de Eqa.II .49 (Eqa. II.50) en fonction de l'épaisseur de la couche II pour les structures considérées dans la Figure II.4. On observe que lorsque d_2 augmente, ε_{req} augmente rapidement..

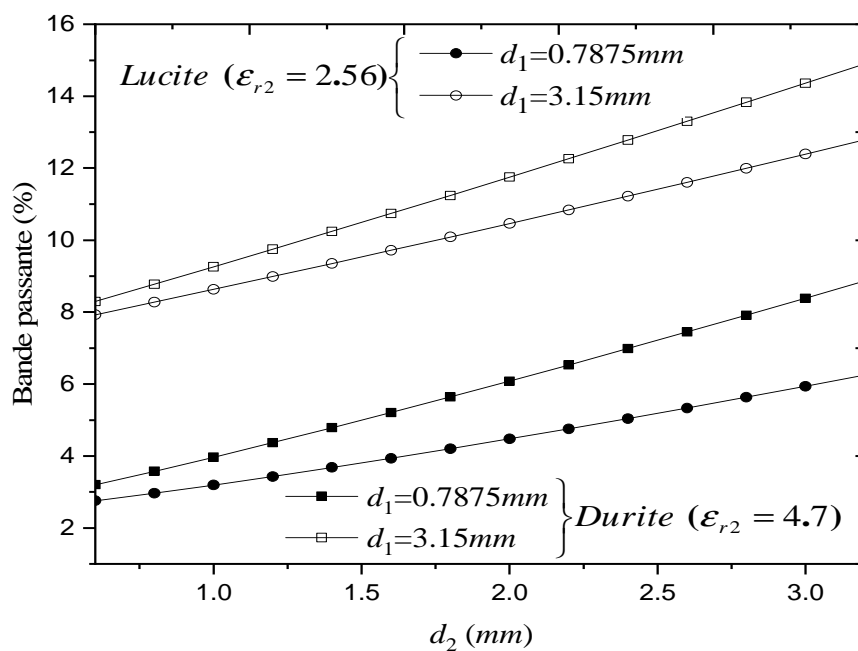
La Figure III.4. (a) illustre la variation de fréquence de résonance du mode fondamental (TM_{01}) avec la variation de l'épaisseur du substrat de la deuxième couche, pour différentes épaisseurs de la couche I. On observe que la fréquence de résonance est augmentée avec l'augmentation de l'épaisseur de la couche supérieure des substrats, pour les différentes épaisseurs des substrats inférieures.

Les résultats obtenus montrent que l'augmentation de d_2 entraîne l'augmentation de la fréquence de résonance et l'accroissement de la bande passante (Figure III.4(b)) de l'antenne. Ces comportements sont basés sur le fait qu'au fur et à mesure que d_2 croît, la permittivité équivalente (effective) du milieu diélectrique sous le patch augmente.

Ces comportements sont d'accord avec ceux découverts en théorie pour la fréquence de résonance et la bande passante de l'antenne patch rectangulaire [16].



(a)



(b)

Figure III.4. Fréquence de résonance (a) et la bande passante (b) de mode fondamentale de l'antenne rectangulaire imprimée sur des substrats composites en fonction de l'épaisseur du substrat supérieure h_2 ; $L \times W = 20 \times 30 \text{ mm}^2$, $\epsilon_{r1} = 2.56$.

III. 4. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons exploité le modèle de cavité pour une modélisation analytique d'une antenne microbande rectangulaire. L'antenne a été assimilée à une cavité résonante ayant deux murs électrique parfaits, correspondant aux surfaces parfaitement conductrices, et quatre murs latéraux magnétiques. L'inclusion des champs de bord dans la formulation mathématique permet d'obtenir un modèle fiable pour des substrats minces aussi bien que pour des substrats épais. Les résultats obtenus, pour une antenne rectangulaire ayant un gap d'air, ont montré que la séparation d'air peut être ajustée de manière à obtenir une fréquence d'opération maximale. Un soin extrême devrait être pris lors de la conception d'une antenne microbande rectangulaire ayant un gap d'air mince ; puisqu'une petite incertitude dans l'ajustement de la séparation en air peut causer un décalage important de la fréquence. Une solution très pratique à ce problème a été donnée. Dans le but d'expliquer les résultats obtenus, nous avons déterminé une permittivité équivalente de la structure bicouche. Un bon accord a été trouvés entre nos résultats et celles de la littérature. L'analyse présentée dans ce chapitre peut être élargie pour étudier d'autres paramètres caractérisant les antennes à plaques circulaires avec diverses configurations et structures.

III .5. 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, "Étude 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] S. K. Patel, C. Argyropoulos, and Y. P. Kosta, "Broadband compact microstrip patch antenna design loaded by multiple split ring resonator superstrate and substrate," *Waves in Random and Complex Media*, vol. 27, pp. 92-102, 2017.
- [9] R. Kumar and P. Malathi, "Experimental investigation of resonant frequency of multilayered rectangular and circular microstrip antennas," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 53, pp. 352-356, 2011.
- [10] R. Kumar, P. Malathi, and Y. B. Thakare, "On the design of four layered circular microstrip patch antenna," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 50, pp. 3206-3212, 2008.
- [11] A. Verma, "Analysis of circular microstrip patch antenna as an equivalent rectangular microstrip patch antenna on iso/anisotropic thick substrate," *IEE Proceedings-Microwaves, Antennas and Propagation*, vol. 150, pp. 223-229, 2003.
- [12] 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.
- [13] E. Chang, S. Long, and W. Richards, "An experimental investigation of electrically thick rectangular microstrip antennas," *IEEE Transactions on antennas and propagation*, vol. 34, no. 6, pp. 767-772, 1986.
- [14] W. C. Chew and Q. Liu, "Resonance frequency of a rectangular microstrip patch," *IEEE transactions on antennas and propagation*, vol. 36, no. 8, pp. 1045-1056, 1988.
- [15] D. M. Pozar, "PCAAD 6.0,": Personal computer, 2007.
- [16] S. Bedra and T. Fortaki, "Rigorous full-wave analysis of rectangular microstrip patch antenna on suspended and composite substrates," *Wireless personal communications*, vol. 78, no. 2, pp. 1455-1463, 2014.

Conclusion Générale

Conclusion Générale

La technologie des antennes patch a permis une grande révolution dans le domaine de la télécommunication et des hyperfréquences. Elles sont des éléments importants et nécessaires pour assurer une opération d'émission ou de réception des ondes électromagnétiques dans l'atmosphère terrestre ou dans l'espace. L'antenne est un des points clés des réseaux sans fil puisque cet élément est le dernier maillon de la chaîne permettant l'émission, la transmission et la réception du signal et donc de l'information contenue dans celui-ci. Elles sont présentées dans tous les systèmes de communication sans fil. Radiocommunication et réseaux de communications [1].

Dans ce travail, Tout d'abord nous avons commencés par une présentation brève de quelques généralités sur les antennes microbandes. Par la suite nous avons détaillé le principe de fonctionnement, les avantages et les limitations des différentes techniques utilisées pour alimenter ces antennes. La présentation des différentes applications de ces types d'antennes sont aussi discutées. Nous avons démontré la possibilité d'adopter une modélisation analytique pour des antennes patchs rectangulaires réalisées avec des substrats suspendus et composites. Pour cela, nous nous sommes basées sur le modèle de cavité modifiée. Cette approche prend en compte les propriétés physiques des paramètres géométriques de l'antenne patch rectangulaire. Les avantages sont le plus simple et fournit des bonnes interprétations physiques et aussi cout faible.

Nous avons essayé d'enrichir le patrimoine de la CAO des résonateurs microbandes plaqués à travers l'application de la méthode de la cavité modifiée à des nouvelles structures d'une part, et de donner des explications plus pertinentes des phénomènes physiques régissant le comportement de ces résonateurs d'une autre part [2].

Nos résultats ont été comparés à ceux de l'antenne rectangulaire monocouche et bicouche, sont jugés très satisfaisants.

Les principaux résultats obtenus montrent que :

- Les résultats obtenus, pour une antenne rectangulaire ajustable (structure suspendue), ont montré que la séparation d'air peut être ajustée de manière à obtenir une fréquence d'opération maximale.

- La dépendance de la fréquence de résonance est plus significative lorsqu'en change les permittivités et pour des épaisseurs élevées du substrat.
- Le substrat composite d'épaisseur mince avec une permittivité élevée ensemble s'avère être les conditions favorables pour rompre la dégradation des fréquences de fonctionnement.
- La fréquence de résonance est liée directement avec les paramètres physiques de l'antenne (épaisseur du substrat, longueur latérale du patch, constante diélectrique).

Le travail présenté dans ce manuscrit a montré que l'utilisation d'un patch rectangulaire offre des degrés de libertés additionnelles dans la conception de ces antennes, donc il est intéressant de poursuivre la recherche dans ce domaine, mais en utilisant des structures plus complexes impliquant plusieurs patches et des substrats suspendus et composite.

References bibliographies

- [1] S. Bedra, "Evaluation analytique et numérique des caractéristiques électromagnétiques des structures microbandes ouvertes," *Thèse de Doctorat, Université de Batna, Algérie, 2015.*
- [2] D. Sayad, " Effet du Substrat sur les Paramètres des Structures multicouches Planaires Microondes. Contribution à une Modélisation de Composants Micro-ondes ," *Thèse de Doctorat, Université de Sekikda, Algérie, 2017.*

Résumé

Dans ce travail, les propriétés typiques ont été soigneusement étudiées, nous avons utilisé la méthode la cavité simple pour calculer les caractéristiques de résonances des antennes microbandes rectangulaires imprimée sur des substrats suspendus et bicouches, ce qui a abouti à la création d'un système assisté par ordinateur (CAO) amélioré, précis et efficace pour l'estimation de la fréquence de résonance des antennes rectangulaires imprimées sur des substrats suspendus/composites et montés afin de réduire le temps de calcul. Les résultats calculés montrent un assez bon accord avec les résultats mesurés. Cette vérification théorique et ces résultats peuvent être plus utiles aux ingénieurs de conception et à une enquête plus approfondie.

Mots Clés- *Antennes Microruban Rectangulaire ; Modélisation et Conception ; Fréquence de Résonance ; Substrats Suspendus / Composites.*

ملخص:

في هذا العمل، تمت دراسة الخصائص النموذجية بعناية، واستخدمنا طريقة التجويف البسيطة لحساب خصائص الرنين للهوائيات المستطيلة الدقيقة المطبوعة على ركائز معلقة وثنائية الطبقة، مما أدى إلى إنشاء نظام بمساعدة الكمبيوتر (CAO) لتقدير تردد الطنين للهوائيات المستطيلة المطبوعة على ركائز معلقة / مركبة وذلك لتقليل الوقت الحسابي. تظهر النتائج المحسوبة توافقاً جيداً إلى حد ما مع النتائج المقاسة. قد يكون هذا الفحص النظري وهذه النتائج أكثر فائدة لمهندسي التصميم والمزيد من التحقيق.

كلمات مفتاحية: - هوائيات قطاع مستطيل مدقق؛ النمذجة والتصميم؛ تردد الرنين؛ ظاهرة الرنين؛ ركائز معلقة / مركبة.

Abstract

In this work, the typical properties were carefully studied, we used the simple cavity method to calculate the resonance characteristics of rectangular microstrip antennas printed on suspended and bilayer substrates, which resulted in the creation of an assisted system. Improved, accurate and efficient computer (CAO) for resonant frequency estimation of rectangular antennas printed on suspended / composite substrates and mounted to reduce computational time. The calculated results show a fairly good agreement with the measured results. This theoretical check and these results may be more useful to design engineers and further investigation.

Keywords – *rectangular Microstrip Antennas; Modeling & Design; Resonance Frequency; Suspended / Composite Substrates.*