



Université Batna 2 – Mostefa Ben Boulaïd
Faculté de Technologie
Département d'Electronique



Thèse

Présentée pour l'obtention du diplôme de :
Docteur en 3^{ème} Cycle LMD en Electronique
Option : Hyperfréquences et Traitement du signal

Sous le Thème :

Modélisation des résonateurs microrubans à configurations simples et empilées par une analyse tridimensionnelle en utilisant une méthode intégrale.

Présentée par :

Sara Bouttout

Devant le jury composé de :

M. BENATIA Djamel	Prof.	Université de Batna 2	Président
M. FORTAKI Tarek	Prof.	Université de Batna 2	Rapporteur
M. MAHAMDI Ramdane	Prof.	Université de Batna 2	Examineur
M. CHAABI Abdelhafid	Prof.	Université frères Mentouri-Constantine 1	Examineur
M. BEDRA Sami	MCA	Université de Khenchela	Examineur

Remerciements

En préambule à ce travail, je souhaitais adresser mes remerciements les plus sincères aux personnes qui m'ont apporté leur aide et qui ont contribué à l'élaboration de cette thèse .

*Je tiens à remercier sincèrement Monsieur **Tarek FORTAKI**, qui en tant que directeur de ma thèse de doctorat, s'est toujours montré à l'écoute et très disponible tout au long de la réalisation de cette thèse , ainsi pour l'inspiration, l'aide et le temps qu'il a bien voulu me consacrer et sans qui cette thèse n'aurait jamais vu le jour.*

Nous remercions les membres de Jury d'avoir accepté de juger notre travail.

- ❖ Je remercie très sincèrement Monsieur le Professeur **Djamel BENATIA**, de l'université de Batna 2, pour l'intérêt qu'il a manifesté pour ce travail et d'avoir accepté de présider le jury de cette thèse.*
- ❖ Toute ma gratitude va à Monsieur le Professeur **Ramdane MAHLAMDI**, de l'université de Batna 2, pour avoir accepté d'évaluer ce travail.*
- ❖ Monsieur **Abdelhafid ChAABI**, Professeur à l'université des frères Mentouri Constantine 1, et Monsieur **Samí BEDRA** , Maître de conférences classe A à l'université de Khenchela, ont aimablement accepté de participer au jury, je les remercie pour l'intérêt qu'ils ont porté à ce travail.*

Mes remerciements vont également à l'ensemble des enseignants qui ont contribué à notre formation et ma gratitude à tous ceux qui de près ou de loin ont participé à la réalisation de ce mémoire.

Merci 

Sommaire

Introduction générale

Introduction générale	2
Références bibliographiques	4

Chapitre I

Aperçu général sur les antennes microrubans

I.1 Introduction	8
I.2 Bref historique sur l'apparition et l'évolution des antennes microrubans	8
I.3 Mécanisme du fonctionnement d'une antenne microrubans	9
I.4 Privilèges et limites des antennes microrubans	10
I.5 Alimentation des antennes microrubans	10
I.5.1 <i>Alimentation par contact</i>	11
I.5.1.1 <i>Alimentation par ligne microruban</i>	11
I.5.1.2 <i>Alimentation par une sonde coaxiale</i>	11
I.5.2 <i>Alimentation sans contact</i>	13
I.5.2.1 <i>Alimentation par couplage électromagnétique</i>	13
I.5.2.2 <i>Alimentation couplée par fente (ouverture)</i>	13
I.6 Méthodes d'analyse des antennes microrubans	14
I.6.1 <i>méthodes analytiques</i>	15
I.6.1.1 <i>modele de la cavité</i>	15
I.6.2 <i>méthodes numériques</i>	15
I.6.2.1 <i>la méthode des moments (MOM)</i>	16
I.7 Conclusion du chapitre I	16

I.8 Références bibliographiques	17
---------------------------------	----

Chapitre II

Evaluation de la fréquence de résonance et la bande passante d'une antenne microbande rectangulaire dans sa simple configuration par la méthode des moments.

II.1 Introduction	22
II.2 Formulation mathématique du problème	22
II.3 Effet des paramètres physiques et géométriques de l'antenne sur la fréquence de résonance et la bande passante	25
II.3.1 Effet des paramètres du substrat	25
II.3.1.1 L'effet de la permittivité d'un substrat isotrope	25
II.3.1.2 L'effet de l'épaisseur d'un substrat isotrope	29
II.3.2 Effet des dimensions du patch	31
II.3.2.1 Effet de la taille du patch	31
II.3.2.2 Effet de la longueur du patch	31
II.3.2.3 Effet de la largeur du patch	33
II.4 Conclusion du chapitre II	35
II.5 Références bibliographiques	35

Chapitre III

Analyse d'une antenne microbande empilée avec substrats dissimilaires

III.1 Introduction	39
III.2 Mise en équation du problème	41

III.3 Résolution numérique	45
III.3.1 Influence de l'anisotropie uniaxiale négative/positive sur les résonances des patches rectangulaires inférieur et supérieur	45
III.3.2 Influence des épaisseurs du substrat sur les résonances des patches rectangulaires inférieur et supérieur	47
III.3.3 Influence des dimensions du patch supérieur sur les fréquences de résonance	52
III.4 Conclusion du chapitre III	55
III.5 Références bibliographiques	56

Chapitre IV

Modèle rapide et précis pour un patch microruban de forme triangulaire équilatérale

IV.1 Introduction	60
IV.2 Modèle de cavité pour l'analyse des antennes à patch rectangulaire /triangulaire	60
IV.3 Résultats d'analyse	67
IV.3.1 Validation de l'approche proposée	68
IV.3.2 Discussion des resultants numériques	74
IV.3.2.1 Cas d'une antenne triangulaire monocouche	74
IV.3.2.2 Cas d'une antenne triangulaire imprimé sur un substrat suspend ajustable ($\epsilon_r = 1$)	75
IV.3.2.3 Cas d'une antenne triangulaire imprimé sur un substrat bicouche composé ($\epsilon_{r1} \neq 1$)	76
IV.3 Conclusion du chapitre IV	80
IV.5 Référence bibliographique	81

Conclusion Générale

Conclusion Générale	84
Résumé, Abstract, ملخص	

Liste des Figures

Fig.I.1 : Trajectoires des rayons dans une antenne microruban (coupe).....	08
Fig.I.2: Antenne imprimée alimentée par ligne micro-ruban	10
Fig.I.3: Antenne patch alimentée par câble coaxial.....	11
Fig.I.4: Alimentation couplée par proximité.....	12
Fig.I.5: Alimentation couplée par ouverture.....	13
Fig.II.1: Présentation d'une antenne patch	22
Fig.II.2: Variation de la fréquence de résonance d'un patch rectangulaire imprimé sur un substrat isotrope en fonction de la permittivité du substrat pour $d=0.79\text{mm}$	25
Fig.II.3: Variation de la fréquence de résonance d'un patch rectangulaire imprimé sur un substrat isotrope en fonction de la permittivité du substrat pour $d=1.27\text{mm}$	25
Fig.II.4: Variation de la fréquence de résonance d'un patch rectangulaire imprimé sur un substrat isotrope en fonction de la permittivité du substrat pour $d=3.175\text{mm}$	26
Fig.II.5: Variation de la bande passante d'un patch rectangulaire imprimé sur un substrat isotrope en fonction de la permittivité du substrat pour $d=0.79\text{mm}$	26
Fig.II.6: Variation de la bande passante d'un patch rectangulaire imprimé sur un substrat isotrope en fonction de la permittivité du substrat pour $d=1.27\text{mm}$	27
Fig.II.7: Variation de la bande passante d'un patch rectangulaire imprimé sur un substrat isotrope en fonction de la permittivité du substrat pour $d=3.175\text{mm}$	27
Fig.II.8: Variation de la fréquence de résonance d'un patch rectangulaire imprimé sur un substrat isotrope en fonction de l'épaisseur du substrat	28
Fig.II.9: Effet de l'épaisseur d'un substrat isotrope sur la variation de la bande passante.....	29

Liste des Figures et des Tableaux

Fig.II.10: Les variations de la fréquence de résonance en fonction du rapport a / b	31
Fig.II.11: Les variations de la bande passante en fonction du rapport a / b	32
Fig.II.12: Les variations de la fréquence de résonance en fonction du rapport b/a	33
Fig.II.13: Les variations de la bande passante en fonction du rapport b/a	33
Fig.III.1: Structure d'antenne microruban empilée	39
Fig.III.2 : Fréquences de résonance inférieur et supérieur en fonction de l'épaisseur d_1 (d_2) de la première (deuxième) couche pour des patchs rectangulaires empilés et imprimés sur un sur diélectrique présentant une anisotropie uniaxiale négative.....	47
Fig.III.3 : Fréquences de résonance inférieur et supérieur en fonction de l'épaisseur d_1 (d_2) de la première (deuxième) couche pour des patchs rectangulaires empilés et imprimés sur un sur diélectrique présentant une anisotropie uniaxiale positive.....	49
Fig.IV.1: Représentation de la cavité dans un repère (o,x,y,z)	60
Fig.IV.2: Antennes patch triangulaire équilatérale	65
Fig.IV.3: Fréquence de résonance de l'antenne triangulaire équilatérale monocouche opérant dans plusieurs modes résonants en fonction de la longueur du côté du patch ; $\epsilon_r = 2.32$, $h = 1.59$ mm.....	74
Fig.IV.4: Fréquence de résonance d'un patch triangulaire équilatéral sur substrat suspendu en fonction de la séparation d'air. L'antenne opère dans le mode TM_{10} ; $a = 1.33$ cm, $h_2 = 0.5$ mm, Duroid : $\epsilon_r = 2.32$, Plexiglas : $\epsilon_r = 2.6$, Mylar : $\epsilon_r = 3$	75
Fig.IV.5: Fréquence de résonance d'un patch triangulaire équilatéral gravé sur un substrat composite. L'antenne opère dans le mode TM_{10} ; $a = 1.4$ cm, $\epsilon_{r1} = 2.13$, $\epsilon_{r2} = 2.6$, $h_1 + h_2 = 1$ mm.....	77

Liste des Figures et des Tableaux

Fig. IV.6. Fréquence de résonance d'un patch triangulaire équilatéral gravé sur un substrat composite. L'antenne opère dans le mode TM_{10} ; $a = 1.4$ cm, $\epsilon_{r1} = 2.13$, $\epsilon_{r2} = 9.6$, $h_1 + h_2 = 1$ mm.....78

Liste des Tableaux

Tableau II.1 : Comparaison des fréquences de résonance mesurées et calculées des patches rectangulaires présentées dans la référence [30] et nos résultats.....30

Tableau II.2: Comparaison des rapports f_r/f_0 présentées par [13] avec nos résultats.....31

Tableau III.1: Dépendance de la fréquence de résonance des permittivités du substrat pour la configuration empilée illustrée dans la fig.III.1 $a_1 \times b_1 = a_2 \times b_2 = 1.5\text{cm} \times 1\text{cm}$, $d_1 = d_2 = 0.51$ mm, $\epsilon_{x1} = \epsilon_{x2} = \epsilon_x$, $\epsilon_{z1} = \epsilon_{z2} = \epsilon_z$44

Tableau III.2: Variations des fréquences de résonance du patch inférieur isolé, du patch supérieur isolé et des patches empilés avec la longueur du patch supérieur ; ($\epsilon_x = 4.02$, $\epsilon_z = 3.14$), $b_2 = 1.8\text{cm}$50

Tableau III.3: Variations des fréquences de résonance du patch inférieur isolé, du patch supérieur isolé et des patches empilés avec la longueur du patch supérieur ; ($\epsilon_x = 9.4$, $\epsilon_z = 11.6$), $b_2 = 1.8\text{cm}$51

Tableau III.4: Variations des fréquences de résonance du patch inférieur isolé, du patch supérieur isolé et des patches empilés avec la largeur du patch supérieur ; ($\epsilon_x = 4.02$, $\epsilon_z = 3.14$), $a_2 = 2.7\text{cm}$51

Tableau III.5: Variations des fréquences de résonance du patch inférieur isolé, du patch supérieur isolé et des patches empilés avec la largeur du patch supérieur ; ($\epsilon_x = 9.4$, $\epsilon_z = 11.6$), $a_2 = 2.7\text{cm}$52

Tableau IV.1: Comparaison des fréquences de résonance calculées avec les données mesurées pour un patch triangulaire équilatérale sur un substrat monocouche à faible constante diélectrique ; $a = 10$ cm, $\epsilon_r = 2.32$, $h = 1.59$ mm.....68

Tableau IV.2: Comparaison des fréquences de résonance calculées avec les données mesurées pour un patch triangulaire équilatérale sur un substrat monocouche à constante diélectrique élevée ; $a = 4.1$ cm, $\epsilon_r = 10.5$, $h = 0.7$ mm.....69

Liste des Figures et des Tableaux

Tableau IV.3: Comparaison des fréquences de résonance calculées avec les résultats simulés par HFSS pour un patch triangulaire équilatérale sur un substrat suspendu opérant dans différents modes et pour différentes valeurs de la séparation d'air ; $a = 5$ cm, $\epsilon_r = 2.32$, $h_2 = 1.59$ mm.....70

Tableau IV.4: Comparaison des fréquences de résonance calculées avec les résultats simulés par HFSS pour un patch triangulaire équilatérale sur un substrat composite opérant dans différents modes et pour différentes épaisseurs du substrat inférieur ; $a = 5$ cm, $\epsilon_{r1} = 9.8\epsilon_{r2} = 2.32$, $h_2 = 1.59$ mm.....72

Introduction

Générale

Les premières antennes sont apparues à la fin du XIXe siècle, à une époque où les travaux sur l'électromagnétisme ont connu un développement considérable. Depuis, leur réalisation n'a cessé d'évoluer, d'abord, grâce aux progrès scientifiques de l'électromagnétisme, plus tard, sous la pression de nombreuses demandes technologiques dans des domaines d'application variés. L'essor actuel des communications impose des innovations importantes au niveau de la conception des systèmes et des antennes associées, dont les formes aujourd'hui très diverses varient beaucoup selon les utilisations: télécommunications mobiles, satellites, télévision, radio, identification, objets communicants...

En raison de leurs nombreux avantages, les antennes microbandes sont devenues très populaires dans diverses applications civile ou militaire. Ces avantages incluent faible poids, encombrement réduit, faible cout de fabrication, rayonnement en polarisation linéaire et circulaire et compatibilité avec les circuits hybrides. Néanmoins, ce type d'antennes souffre de quelques handicapes, citons en particulier la bande passante extrêmement étroite.

Dans le but d'élargir la bande passante des antennes microbandes, les microondistes ont apporté des changements à la structure de base de l'antenne. Parmi les structures les plus prometteuses, nous citons les configurations étagées. En outre d'une bande fréquentielle assez large, ces configurations offrent un gain élevé et permettent d'opérer en mode bifréquence.

Depuis l'avènement des antennes microbandes plusieurs approches ont été proposées pour l'analyse de ces antennes. La méthode de la fonction dyadique de Green implémentée dans le domaine spectral a prouvé ces performances en termes de la qualité des résultats numériques obtenus[1]-[9]. Pour estimer la fréquence de résonance de l'antenne avec cette

approche, trois étapes sont nécessaires. La première étape est réservée au calcul des éléments de la matrice impédance. Chaque élément comprend l'évaluation d'une intégrale double infinie. La détermination du déterminant de la matrice impédance constitue la seconde étape de l'approche spectrale. La dernière étape concerne la recherche des racines de l'équation caractéristique. Toutes ces étapes font appel à des procédures numériques complexes qui consomment beaucoup de temps. En raison de ces problèmes, il s'avère donc nécessaire de trouver une alternative à cette approche.

L'approche retenue dans le cadre de cette thèse est la suivante :

Après une introduction générale, nous allons commencer, dans le chapitre I, par survoler quelques généralités sur les antennes microbandes ainsi que les techniques d'excitation et les méthodes d'analyse de ces antennes.

Dans le deuxième chapitre, nous évaluons la fréquence de résonance et la bande passante d'une antenne microbande rectangulaire dans sa simple configuration par la méthode des moments. Après validation de la méthode, nous présentons une variété de résultats concernant l'influence des différents paramètres de la structure microbande sur les performances de l'antenne.

Une extension de la méthode développée dans le deuxième chapitre sera exposée dans le troisième chapitre dans le but d'analyser une antenne ayant une configuration empilée. Contrairement aux travaux antérieurs, nous considérons le cas où les substrats inférieur et supérieur ne sont pas identiques[1]. Des expressions analytiques seront obtenues pour les fonctions spectrales dyadiques de Green de la structure empilée.

L'objectif principal du quatrième chapitre de la présente thèse consiste à élaborer un modèle rapide et précis pour l'estimation de la fréquence de résonance d'une antenne microbande de forme triangulaire équilatérale. Le patch triangulaire sera remplacé par un

autre de forme rectangulaire en utilisant le principe d'équivalence. Nous montrons que le modèle est valide pour trois différentes configurations, à savoir, une antenne triangulaire équilatérale monocouche, un patch triangulaire équilatéral sur substrat suspendu et un patch triangulaire équilatéral sur substrat composite.

Les conclusions tirées de ce présent travail et des perspectives pour des travaux futurs seront résumées dans la conclusion générale.

Références bibliographiques

- [1] S. Bouttout, Y. Bentrchia, S. Benkouda, and T. Fortaki, "*Parametric Study of Stacked Microstrip Patch Antenna with Dissimilar Substrates*," *Journal of Nano- and Electronic Physics*, Vol. 10, pp. 1-4, 2018.
- [2] S. Bedra and T. Fortaki, "*Rigorous Full-Wave Analysis of Rectangular Microstrip Patch Antenna on Suspended and Composite Substrates*," *Wireless personal communications*, Vol. 78, pp. 1455-1463, 2014.
- [3] D. Khedrouche and A. Benghalia, "*Modeling the superconducting effects on resonance and radiation characteristics of a cylindrical-rectangular microstrip antenna covered with a dielectric layer*," *Journal of Computational Electronics*, Vol. 12, pp. 297-305, 2013.
- [4] A. Messai, S. Benkouda, M. Amir, S. Bedra, and T. Fortaki, "*Analysis of high superconducting rectangular microstrip patches over ground planes with rectangular apertures in substrates containing anisotropic materials*," *International Journal of Antennas and Propagation*, Vol. 2013, 2013.
- [5] D. Khedrouche, F. Bouttout, T. Fortaki, and A. Benghalia, "*Spectral-domain analysis of multilayer cylindrical-rectangular microstrip antennas*," *Engineering analysis with boundary elements*, Vol. 33, pp. 930-939, 2009.

- [6] 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.
- [7] T. Fortaki, M. Amir, S. Benkouda, and A. Benghalia, “*Study of high T_c superconducting microstrip antenna,*” in *Proc. Progress in Electromagnetics Research Symposium*, pp. 1405-1408, Beijing, China, Mar. 23-27, 2009.
- [8] T. Fortaki, S. Benkouda, M. Amir, and A. Benghalia, “*Air gap tuning effect on the resonant frequency and half-power bandwidth of superconducting microstrip patch,*” in *Proc. Progress in Electromagnetics Research Symposium*, pp. 1566-1570, Beijing, China, Mar. 23-27, 2009.
- [9] A. Kedar, K. K. Gupta, and N. D. Kartaria, “*Spectral-domain modelling of superconducting microstrip structures: Transmission lines and resonators,*” *Microwave Opt. Technol. Lett.*, vol. 41, no. 1, pp. 55-59, Apr. 2004.

Chapitre I

Aperçu général sur les antennes microrubans

Sommaire :

I.1 Introduction

I.2 Brève historique sur l'apparition et l'évolution des antennes microrubans

I.3 Mécanisme du fonctionnement d'une antenne microruban

I.4 Privilèges et limites des antennes microrubans

I.5 Alimentation des antennes microrubans

I.5.1 *Alimentation par contact*

I.5.1.1 *Alimentation par ligne microruban*

I.5.1.1 *Alimentation par une sonde coaxiale*

I.5.2 *Alimentation sans contact*

I.5.2.1 *Alimentation par couplage électromagnétique*

I.5.2.2 *Alimentation couplée par fente (ouverture)*

I.6. Méthodes d'analyse des antennes microrubans

I.6.1 *Méthodes analytiques*

I.6.1.1. *Modèle de la cavité*

I.6.2 *Méthodes numériques*

I.6.2.1. *Méthode des moments (MoM)*

I.7 Conclusion du chapitre I

I.8 Références bibliographiques

I.1. Introduction

Le concept d'antennes patch est apparu dans les années cinquante, mais le véritable développement ne s'est fait que dans les années soixante-dix [1-4]. Aujourd'hui, le domaine des télécommunications est en plein essor et l'antenne constitue un segment indispensable dans la chaîne de transmission puisqu'elle permet de répondre à de nombreuses contraintes imposées par ce domaine [5-8]. Ce type d'antennes s'adapte facilement aux surfaces planes et non planes et présente une grande robustesse et flexibilité lorsqu'il est monté sur des surface rigides [9,11], en raison de la grande variété des formes géométriques qu'elle peut prendre et qui la rend applicable aux différentes situations d'intégration [12]. Ce premier chapitre a pour objectif de présenter les principaux concepts qui vont intervenir tout au long de ce mémoire, pour cela nous avons jugé utile de donner un aperçu historique sur l'apparition et l'évolution des antennes microrubans, leur mécanisme de fonctionnement, ainsi que leurs avantages et leurs inconvénients. Nous exposons également les différentes techniques d'alimentation. Enfin, nous présentons les méthodes d'analyse utilisées pour traiter ce genre d'antenne.

I.2. Brève historique sur l'apparition et l'évolution des antennes microrubans

Les antennes microbandes sont une extension de la ligne de transmission microbande proposée en 1952 par Grieg et Engelmann [13], [14]. Le concept d'antenne imprimée fut pour la première fois imaginé en 1953 par Georges Deschamps. Alors que le premier brevet reprenant ce concept fut déposé en 1956 par Henri Gutton et Georges Boissinot. L'absence de substrats de qualité suffisante, les difficultés d'ordre théorique et l'utilisation d'autres types de résonateurs ont plus ou moins freiné les premières recherches et ont retardé les applications de ces éléments rayonnants jusqu'au début des années soixante-dix. Depuis, ces résonateurs sont rapidement passés du stade de la curiosité technique à celui du produit industriel [15] où une structure planaire qui se constitue d'une bande conductrice séparée d'un plan de masse par un substrat diélectrique a été décrite par Bayron [16]. Peu après, en 1973, Munson a mis au point un élément microbande [17] et des résultats concernant les géométries rectangulaires et circulaires ont été présentés par Howell et Sanford qui ont prouvé que l'élément microbande peut être utilisé pour la conception de réseaux d'antenne servant à la communication par satellites [18-20], bien

d'autres travaux relatifs aux plaques microbandes ont été publiés par Garvin en 1975, Howell, Weinshell, James et Wilson[21-24].

I.3. Mécanisme de fonctionnement d'une antenne microruban

Pour mieux comprendre le mécanisme de rayonnement des antennes imprimées, la littérature scientifique s'appuie généralement sur la théorie de l'optique [25-27]. Considérons la figure I.1

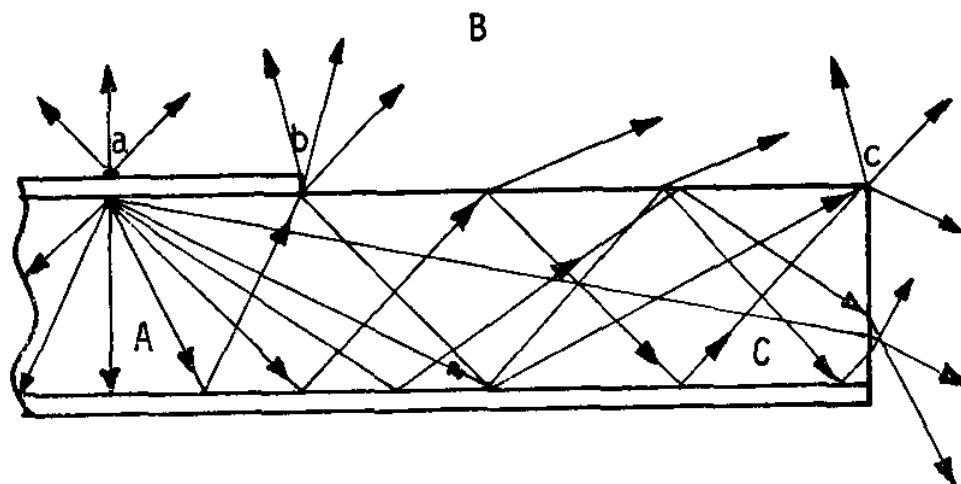


Fig.I.1. Trajectoires des rayons dans une antenne microruban (coupe).

La source ponctuelle placée en (a) émet un rayonnement uniforme dans toutes les directions. Une partie de ce dernier est réfléchi par le plan de masse, puis par le conducteur supérieur et ainsi de suite. Certains de ces rayons aboutissent sur l'arête du conducteur (b), qui les diffracte et par conséquent le champ se décompose en deux composantes normale et tangentielle par rapport au plan de masse. On peut donc envisager trois régions :

a. Région A : est la plus dense en rayons, le champ électromagnétique s'accumule plus fortement dans cette zone de l'espace. Cette propriété est d'ailleurs utilisée pour la propagation le long des lignes microrubans. En basse fréquence, les champs restent concentrés dans cette zone, il y a donc propagation sans rayonnement.

b. Région B (espace libre) : occupant tout le demi-espace supérieur à l'antenne, représente une zone où le champ se disperse librement dans l'air et vient s'ajouter au rayonnement propre de la

source. Si on augmente la fréquence, ce rayonnement électromagnétique, malgré un rendement restreint, devient significatif d'où un fonctionnement en antenne.

c. Région C : certains rayons atteignent les surfaces de séparation avec une incidence rasante, et restent piégés dans le diélectrique. 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 (C), elle est diffractée et génère un rayonnement parasite.

I.4. Privilèges et limites des antennes patch

La variété des antennes microbandes est grande du fait de leurs nombreuses applications et aussi des différentes bandes de fréquence dans lesquelles elles sont utilisées. Elles ont suscité beaucoup d'attention ces dernières années ceci à cause de leurs nombreuses propriétés uniques et attrayantes. Parmi les avantages de ces antennes, on peut citer [28-32] :

- Légères et peu encombrantes.
- un faible coût de fabrication.
- Limitation du risque de panne.
- Configuration plane miniaturisée qui peut être facilement rendue conforme pour n'importe quelle surface.
- Polarisation linéaire et circulaire possibles
- Capables d'opérer en mode bi-fréquence.

En dépit de plusieurs avantages, ces antennes souffrent de quelques limitations inhérents à leur fonctionnement propre [31] [33-35] :

- Bande passante étroite.
- Faible gain.
- impureté de la polarisation.
- Possibilité d'excitation des ondes de surface.

I.5. Alimentation des antennes patch

L'alimentation des antennes est un paramètre critique lors de la conception pour garantir un bon fonctionnement de l'antenne au niveau de l'adaptation et du rayonnement [36], [37]. Le mécanisme d'alimentation repose essentiellement sur deux classes d'excitation : alimentation par contact et sans contact (par proximité). La première classe consiste à assurer l'excitation des antennes par une liaison physique, généralement par un câble coaxial ou par une ligne microruban. Par contre, l'excitation par proximité consiste à transférer la puissance Radiofréquence (RF) entre la source et l'antenne par l'effet de couplage électromagnétique (EM).

I.5.1. Alimentation par contact

I.5.1.1. Alimentation par ligne microruban

Cette technique consiste à placer une ligne microbande de largeur plus petite par rapport au patch en contact direct avec le patch en même façade d'un substrat diélectrique (figure I.2). Cette technique est sans doute l'une des moins coûteuses et elle est la plus facile à réaliser du fait que l'élément rayonnant et sa ligne d'alimentation microruban sont imprimés sur la même face du substrat. En outre de sa simplicité de réalisation, cette structure nécessite une modélisation relativement simple et une bonne adaptation d'impédance [38], [39]. Cependant, l'inconvénient spécifique de cette technique d'excitation est le rayonnement parasite de l'alimentation, engendrant ainsi une dégradation des performances de l'antenne [40], [41].

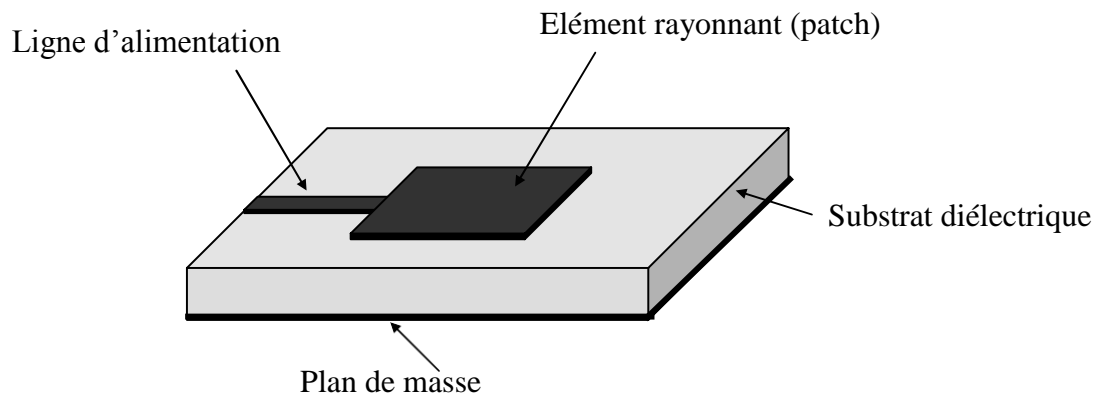


Fig. I.2 Antenne imprimée alimentée par ligne microruban

1.5.1.2. Alimentation par une sonde coaxiale

Un autre moyen pour alimenter le patch consiste à placer une ligne coaxiale perpendiculairement au plan de masse comme le montre la Figure (I.3). Le conducteur central est soudé au plan métallique rayonnant (patch), alors que le conducteur extérieur est relié au plan de masse [42], [43]. Ce type d'alimentation présente le grand avantage de la simplicité de réalisation [44]. Contrairement à l'alimentation par ligne microruban, l'excitation par une sonde coaxiale a l'avantage de positionner l'alimentation sous l'élément rayonnant et d'utiliser une ligne non rayonnante, ce qui diminue fortement le rayonnement parasite [45]. Son inconvénient majeur est la bande passante étroite et la difficulté de modélisation notamment pour des substrats électriquement épais ce qui crée des problèmes d'adaptation [46], [47]. De plus, des pertes apparaissent avec le perçage du plan de masse, du diélectrique ainsi que l'élément plaqué [48].

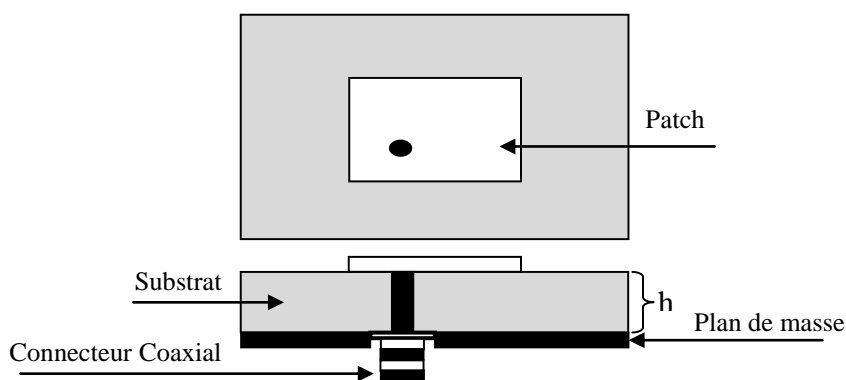


Fig. I.3. Antenne patch alimentée par câble coaxial

1.5.2. Alimentation sans contact***1.5.2.1. Alimentation par couplage électromagnétique***

L'alimentation couplée par proximité se fait selon un couplage électromagnétique d'une ligne microruban avec l'élément rayonnant [49]. Dans ce cas la ligne d'alimentation est prise en sandwich entre deux diélectriques comme indiqué sur la figure I.4. Cette configuration offre le choix entre deux milieux diélectriques différents, l'un pour le patch et l'autre pour la ligne d'alimentation afin d'optimiser les performances de l'antenne. L'avantage principal de cette technique d'alimentation est l'obtention d'une bande passante large atteignant jusqu'à 13% et cela par l'augmentation de l'épaisseur globale de l'antenne. Cependant, l'inconvénient majeur de

cette technique est qu'elle présente des difficultés de la mise en œuvre à cause de la présence de deux substrats nécessitant un alignement approprié.

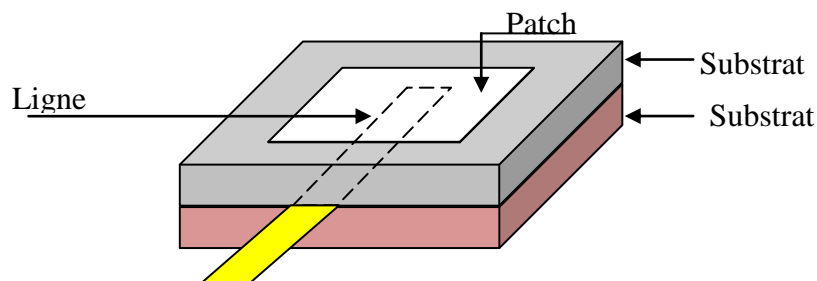


Fig. I.4. Alimentation couplée par proximité.

1.5.2.2. Alimentation couplée par fente (ouverture)

Dans la structure représentée par la figure (I.5), un plan de masse commun sépare la ligne microruban 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 microruban [50]. En pratique, deux substrats sont utilisés, généralement les matériaux à permittivité élevée employés pour le substrat inférieur par contre les matériaux à faible constante diélectrique sont utilisés pour le substrat supérieur dans le but d'optimiser le rayonnement du patch [51]. Ce type d'alimentation présente un rayonnement parasite faible [52], mais il est difficile à concevoir à cause des multicouches incorporées ce qui croit l'épaisseur de l'antenne [53]

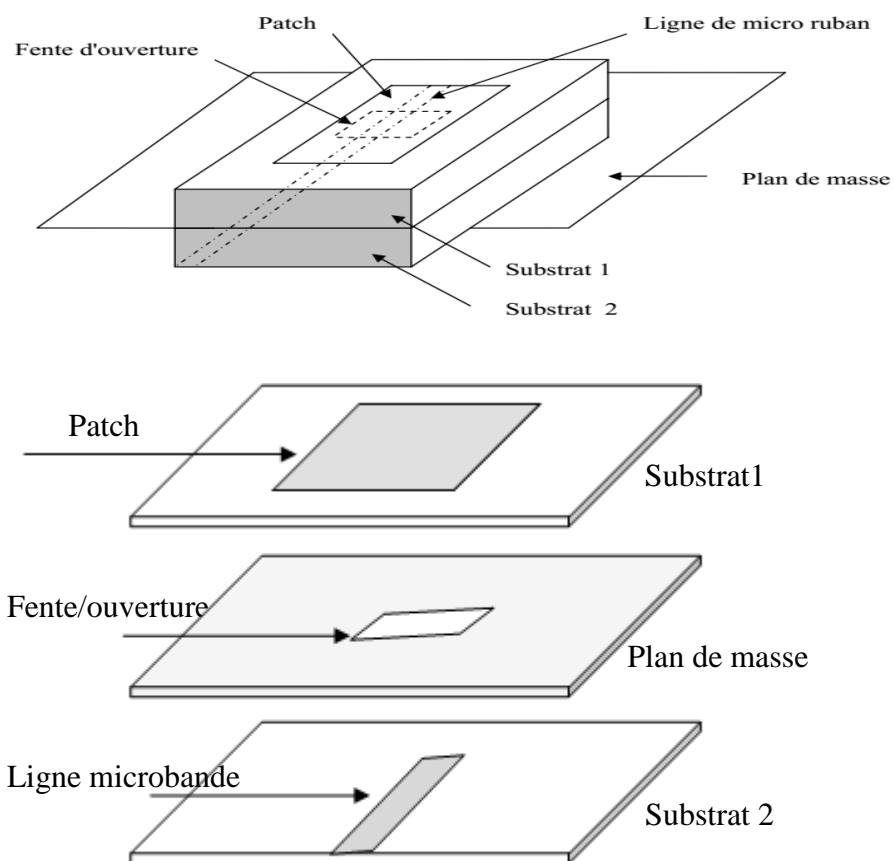


Fig. I.5. Alimentation couplée par ouverture.

I.6. Méthodes d'analyse des antennes microrubans

Les antennes microrubans sont analysées par de nombreuses méthodes qui diffèrent suivant le domaine de fréquence, la précision voulue et la puissance de l'outil de calcul disponible. Nous pouvons les classer globalement en deux grandes catégories [54]: les méthodes analytiques et les méthodes numériques.

I.6.1. Méthodes analytiques

Les méthodes analytiques, déjà anciennes, ont été historiquement les premières. Les principales méthodes de cette catégorie sont : le modèle de la ligne de transmission et le modèle de la cavité. Ces méthodes sont basées sur des hypothèses physiques simplificatrices posées au préalable,

permettant ainsi d'obtenir des modèles analytiques bien compatibles avec la conception assistée par ordinateur (C.A.O) [38], et menant à une meilleure compréhension des phénomènes physiques. En contrepartie, elles ont des limitations notamment en matière de précision. En outre, ces méthodes sont généralement utilisées pour la modélisation des antennes à élément unique à cause de la difficulté rencontrée dans la modélisation du couplage entre les différents éléments. Dans ce qui suit, une brève vue d'ensemble du modèle de la cavité est donnée ci-dessous.

1.6.1.1. Modèle de la cavité

Dans l'analyse des antennes microrubans, le modèle de la cavité offre la simplicité et la visibilité physique et il convient aux différentes géométries de plaques. Ce modèle assimile l'antenne imprimée à une cavité fermée par deux murs électriques en bas par un plan de masse, en haut par une plaque conductrice et entourée par une surface latérale qui constitue le mur magnétique. Dans ce modèle l'inconnu est le système des modes propagatifs et leurs fréquences de résonance [55]. Cette méthode fonctionne convenablement lorsque le substrat est mince et doté d'une permittivité relative faible [56]. D'après [57], l'épaisseur du substrat doit être inférieure à $0,00\lambda$.

1.6.2. Méthodes numériques

Pour y remédier, on a eu recours à des méthodes baptisées méthodes rigoureuses (Full-Wave Analysis). Elles sont plus complexes par rapport aux méthodes mentionnées ci-dessus [58]. Ces méthodes ne souffrent d'aucune approximation, et s'avèrent être très rigoureuses, puisque aucune supposition initiale n'est considérée. Malgré leur avantage d'avoir un champ d'application très vaste, elles présentent cependant l'inconvénient de donner des résultats dont la précision est souvent tributaire de la capacité des ordinateurs utilisés, et par conséquent le temps de calcul est excessivement long. Egalement, ces méthodes ne permettent que très peu d'interprétations physiques [59]. Les plus fréquemment utilisées pour le traitement des antennes microrubans sont :

- ✓ La méthode aux différences finies.
- ✓ La méthode des éléments finis.
- ✓ La méthode de l'équation intégrale couplée, discrétisée par la méthode des moments.

- ✓ La méthode spectrale, qui correspond à la transformée de Fourier de la méthode de l'équation intégrale.

Puisque la méthode spectrale sera utilisée dans le deuxième chapitre, un aperçu succinct de cette méthode sera présenté ci-dessous.

1.6.2.2. Méthode des Moments (MoM)

L'utilisation de la MoM dans les problèmes électromagnétiques a été présentée pour la première fois par Newman [60], cette méthode est utilisée essentiellement dans le domaine spectral, bien que des versions temporelles spatiales existent [61]. C'est une technique numérique qui permet de résoudre efficacement le système d'équations intégrales en le transformant en un système matriciel résolu par ordinateur [62]. Elle est basée sur la minimisation d'une fonctionnelle constituée à partir d'une intégrale des résidus, générée par la différence entre la solution approximative (fonction d'essai) et la solution exacte, pondérée par des fonctions de poids (fonctions de test). La fonction d'essai est exprimée sous forme de série de fonctions de base connues dont les coefficients de pondération sont déterminés en résolvant le système linéaire.

Le cas particulier où les fonctions de base sont identiques aux fonctions de test correspond à la méthode de Galerkin. Une fois l'équation caractéristique du système linéaire est résolue, les caractéristiques de l'antenne peuvent être aisément déduites [63].

1.7. Conclusion du chapitre I

Durant ces dernières années un nombre considérable de travaux a été reporté en littérature sur les applications et les performances des antennes microrubans. Plusieurs formes et configurations ont été examinées. Le courant maintenant se dirige vers la commercialisation des systèmes de communication nécessitant des antennes capables de maintenir une grande performance sur un large spectre de fréquences. Il est nécessaire donc de modifier la structure conventionnelle de l'antenne microruban afin de répondre aux exigences de plus en plus accrues des systèmes de communication modernes.

I.8. Références bibliographiques

- [1] H. Nachouane, "*Contribution à la conception et à la réalisation d'antennes reconfigurables large bande à diversité pour les systèmes de communication radio cognitive de la quatrième génération*", Thèse de doctorat, Institut National des Postes et Télécommunications, Maroc, 2017.
- [2] Debatosh Guha, "*Microstrip and printed antennas, new trends technique and application*" | John Wiley & Sons, New York, 2010.
- [3] O. Picon, L. Cirio, C. Ripoll, G. Baudoin, J. F. Bercher, M. Villegas, "*Les antennes Théorie, conception et applications*", Dunod, Paris, 2009.
- [4] C. A. Balanis, —"*Antenna Theory, Analysis and Design*", | John Wiley & Sons, New York, 2008.
- [5] A. Harrabi "*Conception et réalisation d'une antenne plate pour la réception satellite*" Thèse doctorat, Travaux réalisés dans le cadre d'une cotutelle internationale de thèse entre l'Université de Nantes et l'Université de Tunis El Manar, 2015.
- [6] Jean-Marc Laheurte. "*Petites antennes. Lavoisier*", 2011.
- [7] Ung Hee Park, Haeng Sook Noh, Seong Ho Son, Kyong Hee Lee, and Soon Ik Jeon. "*A novel mobile antenna for ku-band satellite communications*". ETRI Journal, vol. 27 (no. 3) pp. 243–249, June 2005.
- [8] V. Peshlov, R. Traykov, G. Bozmarova, M. Popova, D. Vasilev, Z. Ivanov, and S. Alexandrov. "*Low-cost scanning antenna for satellite reception*". In Phased Array Systems and Technology, IEEE International Symposium on, pages 441–445, Oct 2003.
- [9] R. Bedra, S. Bedra, and T. Fortaki, "*Analysis of elliptical-disk microstrip patch printed on isotropic or anisotropic substrate materials*," International Journal of Microwave and Wireless Technologies, vol. 8, pp. 251-255, 2016.
- [10] 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.

- [11] K.Chemachema, "*Etude des structures microbandes par La technique des réseaux de neurons application à différentes excitations*" Thèse doctorat, Université Constantine 1, Algérie, 2013.
- [12] Balanis, C.A. *Antenna Theory: Analysis and Design*. 2nd Ed. New York: John Wiley and Sons, 1997.
- [13] Nadjet Sahnoune, "*Etude d'une structure microbande rayonnante par la méthode FDTD. Application à une antenne microbande rectangulaire*" Thèse de Magister Université Constantine 1, Algérie,2009.
- [14] Grieg, D.D. and H.F. Engelmann, "A new transmission technique for the kilomegacycle range" Proc. IRE, Vol. 40, pp. 1644 – 1650, décembre 1952
- [15] D. Bidou "*Contribution à l'étude d'Antennes Forte Gain. Applications dans le Domaine Millimétrique*" Thèse de Doctorat – n° 14-2003 - U.E.R des sciences -Université de LIMOGES, Mai 2003.
- [16] E. V. Byron, "A New Flush-Mounted Antenna Element For Phased Array Application", in Proc. Phased-Array Antenna Symp, pp. 187-192, 1970.
- [17] R. E. Munson, "Single Slot Cavity Antennas Assembly", U.S. Patent. No. 3713 162, 1973.
- [18] J. Q. Howell, "Microstrip Antennas", in Dig. Int. Symp. Antennas Propagat. SOC, Williamsburg, VA, pp. 177-180, 1972.
- [19] H. D. Weinschel, "*Progress Report On Development Of Microstrip Cylindrical Arrays For Sounding Rockets*", Physic and Sci. Lab, New Mexico State Univ, Las Cruces, 1973.
- [20] G. G. Sanford, "*Conformal Microstrip Phased Array For Aircraft Tests With Ats-6*", in Proc. Nat. Electronics Conf, vol. 29, 1978.
- [21] G. W. Garvin, R. E. Munson, L. T. Ostwald and K. G. Schroeder, "*Low Profile Electrically Small Missile Base Mounted Microstrip Antennas*", in Dig. Znt. Symp. Antennas Propagat SOC, Urbana. IL, pp. 244-247, Jun 1975.
- [22] J. Q. Howell, "*Microstrip Antennas*", IEEE Trans. Antennas Propagat. Vol. AP-23, no. 1, pp. 90-93, Jan 1975.
- [23] H. D. Weinschel. "*A Cylindrical Array Of Circularly Polarized Microstrip Antennas*", in Dig. Znt. Symp. Antennas Propagat. SOC, Urbana. IL, pp. 177-180, Jun 1975.
- [24] J. R. James and G. J. Wilson, "*New Design Techniques For Micros&Ip Antenna Arrays*", in Proc. 5th European Micro. Conf, Hamburg, pp. 102-106, Sep 1975.

- [25] S. Bedra, "*Evaluation analytique et numérique des caractéristiques électromagnétiques des structures microbandes ouvertes*" Thèse doctorat e-sciences, Département d'électronique, université de Batna 2, Algérie, 2015.
- [26] S. Benkouda, "*Contribution à l'étude des problèmes de caractérisation des antennes microrubans à plaques rayonnantes parfaitement conductrices et supraconductrices*," Thèse doctorat e-sciences, Département d'électronique, université de Batna, Algérie, 2012.
- [27] Djelloul Aissaoui, "*Analyse à l'Aide de Modèles Equivalents d'Antennes Imprimées Alimentées par Lignes Adaptées*," Thèse de Magister en Electronique Signaux & Systèmes, université Abou Bakr Belkaid -Tlemcen, Algérie, 2007.
- [28] Tahar Bougataia, "*Analyse et conception des antennes microstrip à base de métamatériaux*," Thèse doctorat, Département d'électronique, université Mohamed Boudiaf - M'sila, Algérie, 2018.
- [29] Randa Bedra, "*Etude d'une antenne supraconductrice couverte par une couche diélectrique*," Thèse doctorat, Département d'électronique, université de Batna 2, Algérie, 2018.
- [30] S. Bedra, R. Bedra, S. Benkouda, and T. Fortaki, "*Efficient CAD Model to Analysis of High Tc Superconducting Circular Microstrip Antenna on Anisotropic Substrates*," *Advanced Electromagnetics*, vol. 6, pp. 40-45, 2017.
- [31] Cyril Luxey, Robert Staraj, Georges Kossiavas, Albert Papiernik "*Antennes imprimées- Bases et principes*", 10 mai 2007.
- [32] Sanchita Basu, Ashish Srivastava, Abhishek Goswami, "*Dual Frequency Hexagonal Microstrip Patch Antenna*," *International Journal of Scientific and Research Publications*, Volume 3, Issue 11 1 ISSN 2250-3153, November 2013.
- [33] Mourad Hassad, "*Analyse tridimensionnelle rigoureuse des antennes microbandes réalisées sur des couches diélectriques réciproques et non réciproques*," Thèse doctorat e-sciences, Département d'électronique, université de Batna, Algérie, 2015.
- [34] S. Wane, H. Baudrand, "*A new full-wave hybrid differential-integral approach for the investigation of multiplayer structures including non-uniformly doped diffusion*" [*IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 53, n°1, pp. 200-213, January 2005.
- [35] Odile Picon et Coll, "*Les Antennes, théorie, conception et applications*," Dunod, Paris, 978-2-10-051989-7, 2009.

[36] Jagdish. M. Rathod, Member, IACSIT, IETE (I), IE (I), BES (I)"*Comparative Study of Micro strip Patch Antenna for Wireless Communication Application*", International Journal of Innovation, Management and Technology, Vol. 1, No. 2, ISSN:2010-0248, June 2010.

[37] Aishwarya Sudarsan, Apeksha Prabhu, "*Design and Development of microstrip patch and antenna*", International Journal of Antennas (JANT) Vol.3, No.1/2/3, July 2017.

[38] Abdelkrim Gadda, "*Evaluation des caractéristiques d'un résonateur microruban à film mince supraconducteur par la méthode des deux fluides et les réseaux de neurones artificiels*", Thèse doctorat, Département d'électronique, université de Batna, Algérie, 2015.

Chapitre II

Evaluation de la fréquence de résonance et la bande passante d'une antenne microbande rectangulaire dans sa simple configuration par la méthode des moments.

Sommaire

II.1. Introduction

II.2. Formulation mathématique du problème

II.3. Effet des paramètres physiques et géométriques de l'antenne sur la fréquence de résonance et la bande passante

II.3.1. Effet des paramètres du substrat

II.3.1.1. Effet de la permittivité d'un substrat isotrope

II.3.1.2. Effet de l'épaisseur d'un substrat isotrope

II.3.2. Effet des dimensions du patch

II.3.2.1. Effet de la taille du patch

II.3.2.2. Effet de la longueur du patch

II.3.2.3. Effet de la largeur du patch

II.4. Conclusion du chapitre 2

II.5. Références bibliographiques

II.1. Introduction

Actuellement, la course à l'innovation concernant les systèmes de communication a engendré des études poussées dans le domaine des antennes. Il est nécessaire de bien définir l'intégralité des paramètres des antennes, afin de prévoir son comportement avant la réalisation d'une part, et de s'assurer qu'elle se conformera aux exigences des systèmes d'autre part. De ce fait le travail effectué nous a permis de caractériser une antenne microruban rectangulaire à configuration simple via la méthode de l'équation intégrale conjointement avec la méthode des moments (procédure de Galerkin). Notre modélisation nous a menés à l'évaluation du tenseur spectral de Green, pour aboutir en fin de compte à la résolution d'un système matriciel non trivial afin de déterminer la fréquence de résonance complexe. Après détermination de cette fréquence de résonance, la dépendance des caractéristiques des antennes en fonction de leurs paramètres physiques a été présentée.

II.2. Formulation mathématique du problème

La solution des problèmes de propagation est parmi les applications majeures des méthodes intégrales. Dans de tels problèmes, l'onde incidente frappe un objet provoquant un courant qui circule sur la surface de ce dernier et à son tour, ce courant produit une onde appelée onde de dispersion (scattered wave) [1]. Ainsi, ces méthodes intégrales permettent de trouver la solution d'un problème de propagation en déterminant les distributions de courant ou de champ sur une surface particulière qui est en général une surface de discontinuité (dans notre cas c'est la surface de la plaque conductrice). Pour des structures faisant appel aux problèmes de strips et/ou de patches, la fonction dyadique de Green doit être déterminée. Plusieurs approches ont été proposées dans ce sens [2-8]. L'approche adoptée dans ce chapitre pour le calcul de ce tenseur est basée sur l'étude de la discontinuité du champ magnétique H à l'interface du conducteur et les composantes tangentielles qui seront directement déduites via les équations de Maxwell. Cette étude mène à une relation matricielle entre les composantes tangentielles spectrales de E et celles de J . E étant le champ électrique et J est la densité de courant. Les composantes tangentielles du champ électrique sont données selon le formalisme des transformées vectoriel de Fourier dans le cas d'un patch rectangulaire [9-13].

La géométrie considérée est illustrée dans la figure (II.1). Un patch rectangulaire de dimension (a, b) le long des deux axes (x, y) , respectivement, est imprimé sur un substrat

diélectrique d'épaisseur d . Le substrat est caractérisé par la perméabilité de l'espace libre μ_0 et une permittivité $\varepsilon_0\varepsilon_r$. Le mode TM_{01} est considéré dans ce travail.

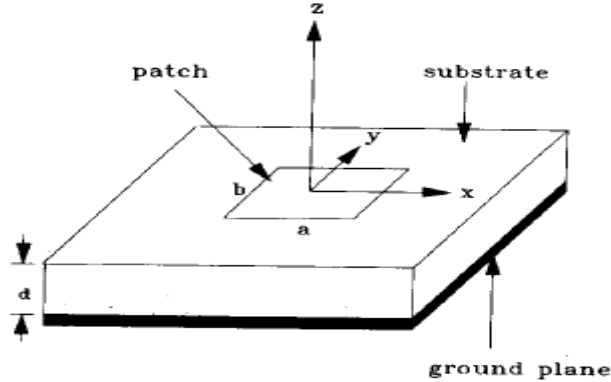


Fig. II.1. Structure d'une antenne patch

L'équation intégrale du champ électrique, reliant la composante tangentielle E_s à la densité surfacique du courant J_s s'écrit dans le domaine spectral comme suit :

$$\iint_{-\infty}^{+\infty} \bar{F}(k_s, r_s) \bar{G}(K_s) \tilde{J}(k_s) dK_s = 0 \quad (\text{II.1})$$

$\bar{F}(k_s, r_s)$ est le noyau de la transformée vectorielle de Fourier [14].

$\bar{G}(k_s)$ est la fonction dyadique de Green dans le domaine des transformées vectorielle de Fourier.

$\tilde{J}(k_s)$ est la transformée vectorielle de Fourier de la densité surfacique du courant J_s .

L'étude théorique est basée sur une équation intégrale, résolue dans le domaine spectral à l'aide de la méthode des moments. Les courants de surface sont décomposés sur une base de fonctions orthogonales dont le choix est un critère important pour la convergence des intégrales mises en jeu [2, 9, 10, 12, 15-18]. Les fonctions de test sont prises identiques aux fonctions de base (méthode de Galerkin) [16, 18, 19]. Ces fonctions utilisent les modes TM du modèle de la cavité. Le champ électrique tangentiel est calculé à partir des fonctions dyadiques de Green [2, 9-11, 15-27] et des courants de surface.

Dans le cas de l'équation (II.1), l'inconnu à déterminer est la densité surfacique du courant J_s sur le patch. Elle peut être écrite en termes d'une série de fonctions de base J_{xn} et J_{ym} définies uniquement sur le métal et convenablement choisies pour chaque géométrie :

$$J(r_s) = \sum_{n=1}^N a_n \begin{bmatrix} J_{xn}(r_s) \\ 0 \end{bmatrix} + \sum_{m=1}^M b_m \begin{bmatrix} 0 \\ J_{ym}(r_s) \end{bmatrix} \quad (\text{II.2})$$

Avec a_n et b_m sont les coefficients inconnus à déterminer dans les directions x et y , respectivement.

Les fonctions de base sont en rapport direct avec la géométrie de la plaque conductrice, dans le cas du patch rectangulaire, les fonctions sinusoïdales et les polynômes de Chebyshev sont les plus utilisés. Dans ce chapitre les fonctions sinusoïdales sans conditions de bord ont été choisies pour les raisons suivantes:

- ✓ Les fonctions sinusoïdales sont très proches de la forme réelle du courant sur la surface du patch puisque l'antenne rectangulaire est très similaire à une cavité avec murs latéraux magnétiques dont le champ est une combinaison de fonctions sinusoïdales.
- ✓ En utilisant ce type de fonctions la convergence est atteinte pour un nombre minimal de fonctions de bases, contrairement aux fonctions de forme polynomiale dont la convergence nécessite un nombre supérieur [13, 28, 29].
- ✓ Leurs transformées vectorielles de Fourier sont facilement calculables.

Les courants dirigés suivant x et y ont été employés avec les formes suivantes [22, 27].

$$J_{xn}(r_s) = \sin \left[\frac{n_1 \pi}{a} \left(x + \frac{a}{2} \right) \right] \cos \left[\frac{n_2 \pi}{b} \left(y + \frac{b}{2} \right) \right] \quad (\text{II.3-a})$$

$$J_{ym}(r_s) = \cos \left[\frac{m_1 \pi}{a} \left(x + \frac{a}{2} \right) \right] \sin \left[\frac{m_2 \pi}{b} \left(y + \frac{b}{2} \right) \right] \quad (\text{II.3-b})$$

où n_1, n_2, m_1 et m_2 sont des entiers positifs. Ces fonctions sont définies uniquement sur le patch et nulles ailleurs.

L'équation intégrale est convertit sous une forme matricielle et peut s'écrire sous la forme simplifiée suivante :

$$\begin{bmatrix} (\bar{B}_1)_{NxN} & (\bar{B}_2)_{NxM} \\ (\bar{B}_3)_{MxN} & (\bar{B}_4)_{MxM} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_{Nx1} \\ b_{Mx1} \end{bmatrix} = \mathbf{0} \quad (\text{II.4})$$

L'équation (II.4) est de la forme $\bar{B} \cdot \bar{C} = \mathbf{0}$, \bar{C} est le vecteur des coefficients inconnus a_n et b_m . Pour éviter la solution triviale $\bar{C} = \mathbf{0}$, il faut que le système $\bar{B} \cdot \bar{C} = \mathbf{0}$ soit à matrice singulière, ce qui est équivalent à imposer la condition

$$\det(\bar{B}(\omega)) = 0 \quad (\text{II.5})$$

Cette équation est appelée équation caractéristique des modes propres dont la solution est une fréquence complexe $f = f_r + if_i$. La partie réelle est la fréquence de résonance de l'antenne et la partie imaginaire positive indique les pertes d'énergie par rayonnement. Le facteur de qualité et la bande passante sont calculés par la formule suivante :

$$\text{BP} = 1/Q = 2f_i/f_r \quad (\text{II.6})$$

II.3. Effet des paramètres physiques et géométriques de l'antenne sur la fréquence de résonance et la bande passante

Dans cette section, nous exposons la dépendance de quelques caractéristiques des antennes microrubans en fonction de leurs paramètres physiques. Une étude complète de l'influence des paramètres du substrat et du patch est détaillée ci-dessous.

II.3.1. Effet des paramètres du substrat

II.3.1.1. Effet de la permittivité du substrat isotrope

Pour déterminer l'effet de la permittivité sur la fréquence de résonance et la bande passante, nous avons considéré trois structures différentes dont leurs paramètres dimensionnelles et électriques sont tirés de la recherche développée dans [30], [31]. Les figures (II.2) - (II.7) montrent la fréquence de résonance et la bande passante d'un patch rectangulaire imprimé sur un substrat isotrope en fonction de la permittivité relative de ce dernier. Ces tracés (figures) sont obtenus pour différentes valeurs de l'épaisseur.

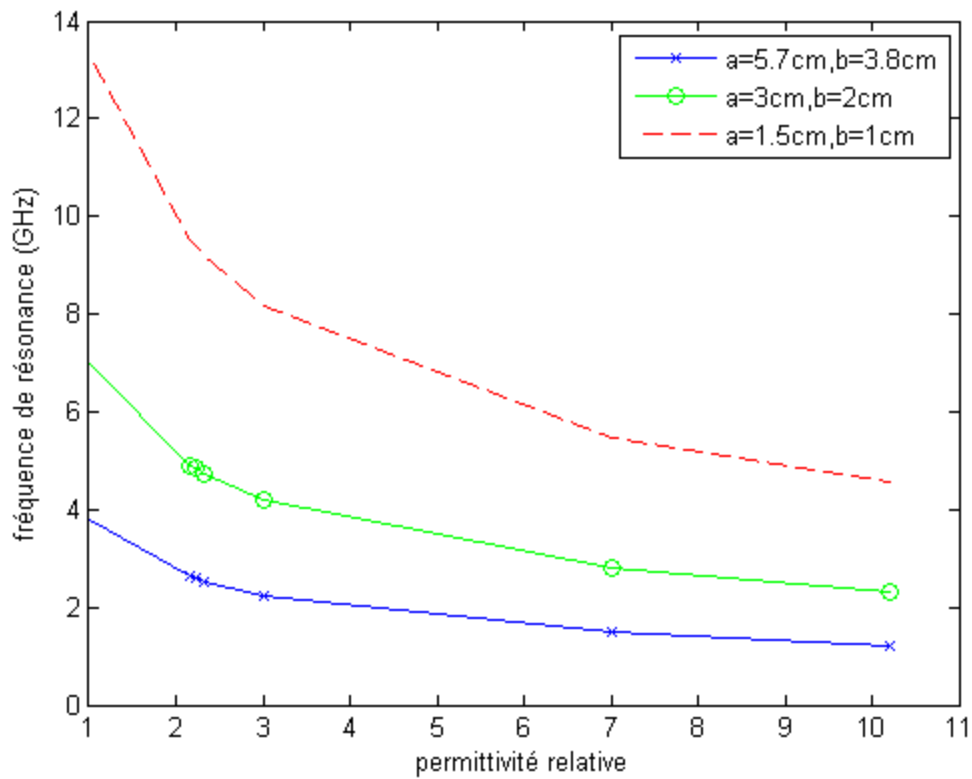


Fig. II.2. Variation de la fréquence de résonance d'un patch rectangulaire imprimé sur un substrat isotrope en fonction de la permittivité du substrat pour $d=0.79\text{mm}$

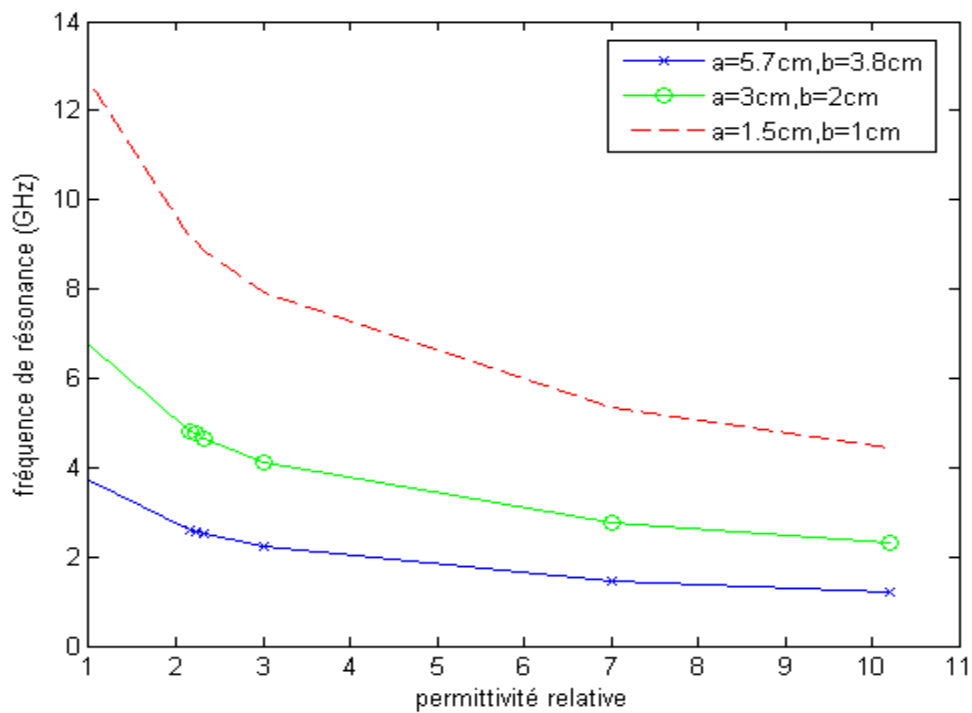


Fig. II.3 Variation de la fréquence de résonance d'un patch rectangulaire imprimé sur un substrat isotrope en fonction de la permittivité du substrat pour $d=1.27\text{mm}$

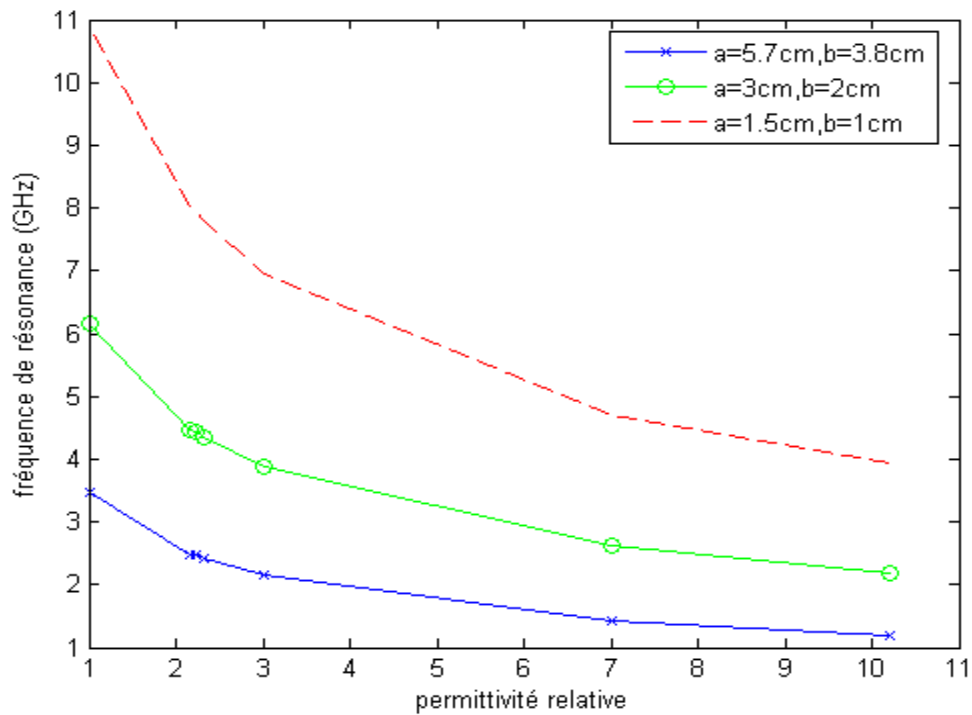


Fig. II.4. Variation de la fréquence de résonance d'un patch rectangulaire imprimé sur un substrat isotrope en fonction de la permittivité du substrat pour $d=3.175\text{mm}$

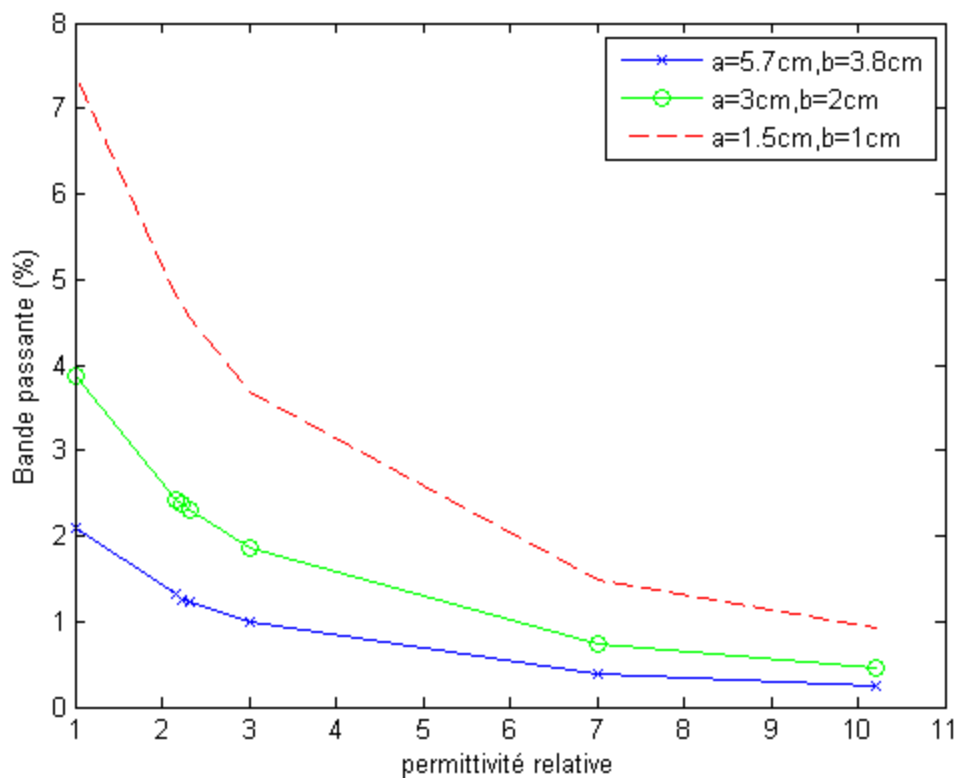


Fig. II.5. Variation de la bande passante d'un patch rectangulaire imprimé sur un substrat isotrope en fonction de la permittivité du substrat pour $d=0.79\text{mm}$

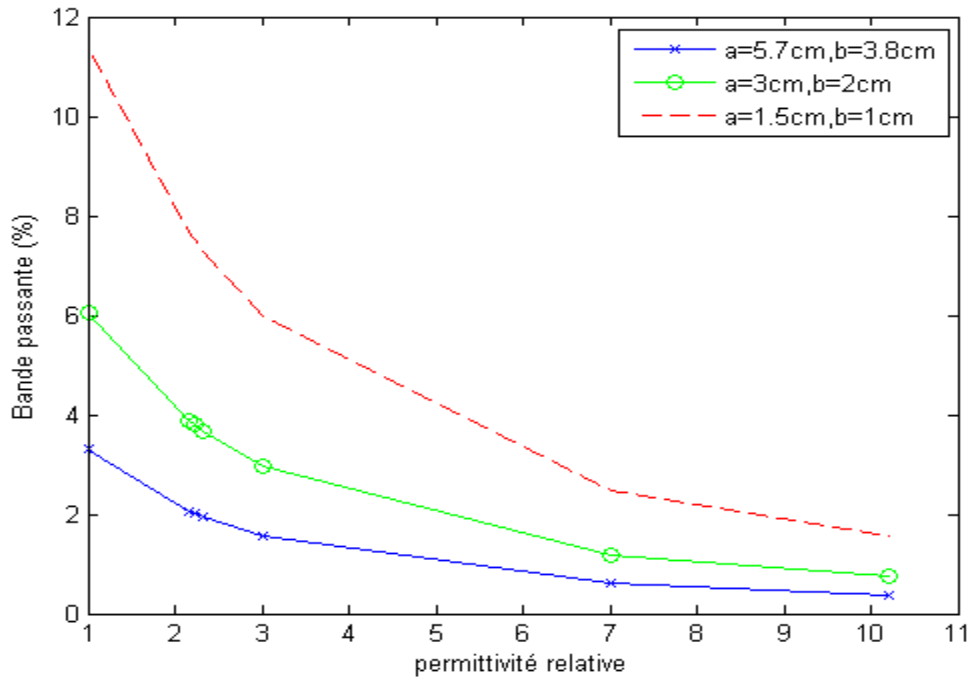


Fig. II.6. Variation de la bande passante d'un patch rectangulaire imprimé sur un substrat isotrope en fonction de la permittivité du substrat pour $d=1.27\text{mm}$

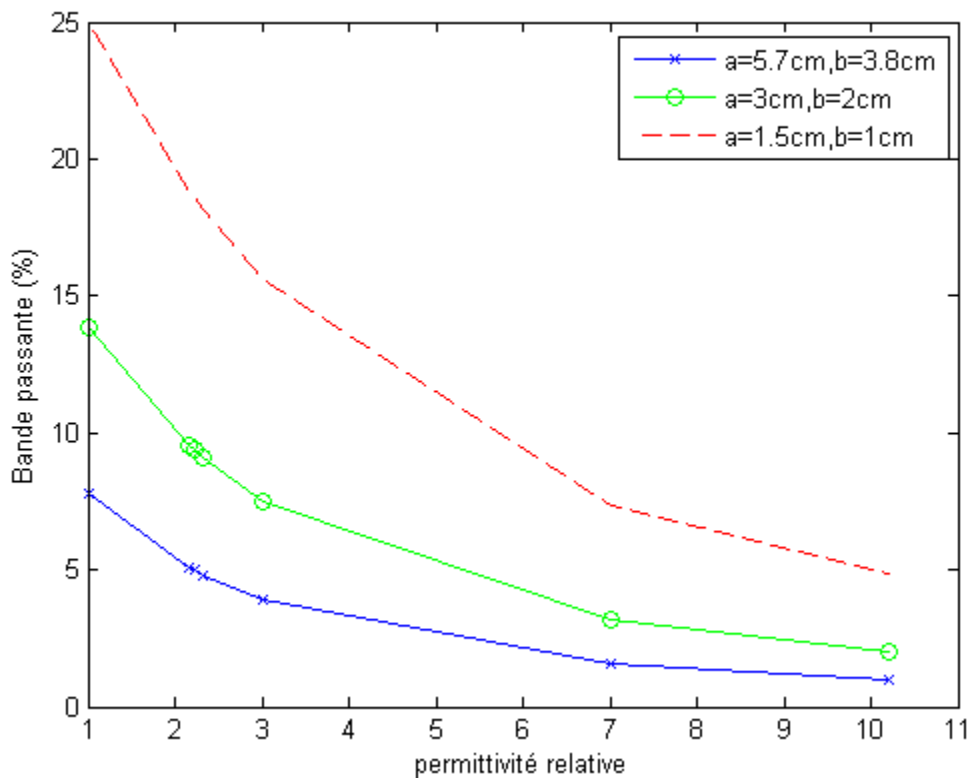


Fig. II.7. Variation de la bande passante d'un patch rectangulaire imprimé sur un substrat isotrope en fonction de la permittivité du substrat pour $d=3.175\text{mm}$.

Les résultats des différentes figures montrent clairement que :

- ✓ l'augmentation de la permittivité relative ϵ_r du substrat diélectrique cause une diminution de la fréquence de résonance.
- ✓ L'augmentation de la permittivité relative ϵ_r du substrat diélectrique entraîne la diminution de la bande passante de l'antenne (ou les plus faibles valeurs de ϵ_r offrent de meilleurs résultats en terme de bande passante.)

II.3.1.2. Effet de l'épaisseur du substrat isotrope

A présent, on discute l'influence de l'épaisseur du substrat isotrope sur la fréquence de résonance et la bande passante. Les Figures (II.8) -(II.9) présentent la fréquence de résonance et la bande passante d'un patch rectangulaire imprimé sur un substrat isotrope de permittivité relative $\epsilon_r=2.33$ en fonction de l'épaisseur de ce dernier avec une variation de 0.2 mm à 2 mm. Les autres paramètres de l'antenne sont ceux considérés dans les trois structures précédentes de la section III.1.1.

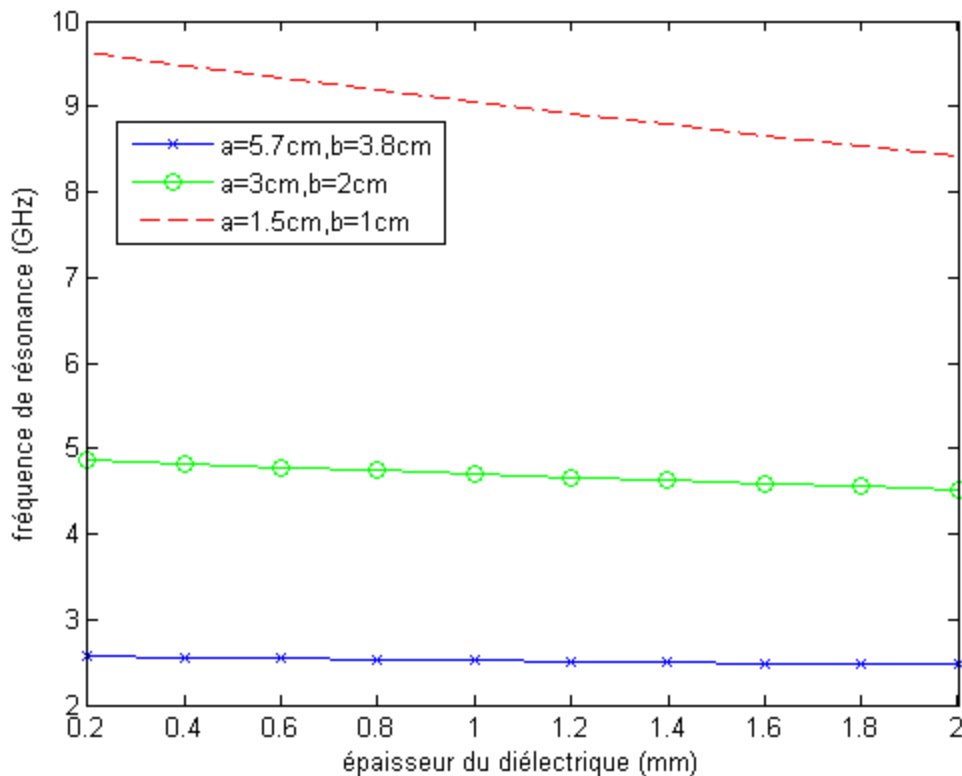


Fig. II.8. Variation de la fréquence de résonance d'un patch rectangulaire imprimé sur un substrat isotrope en fonction de l'épaisseur du substrat

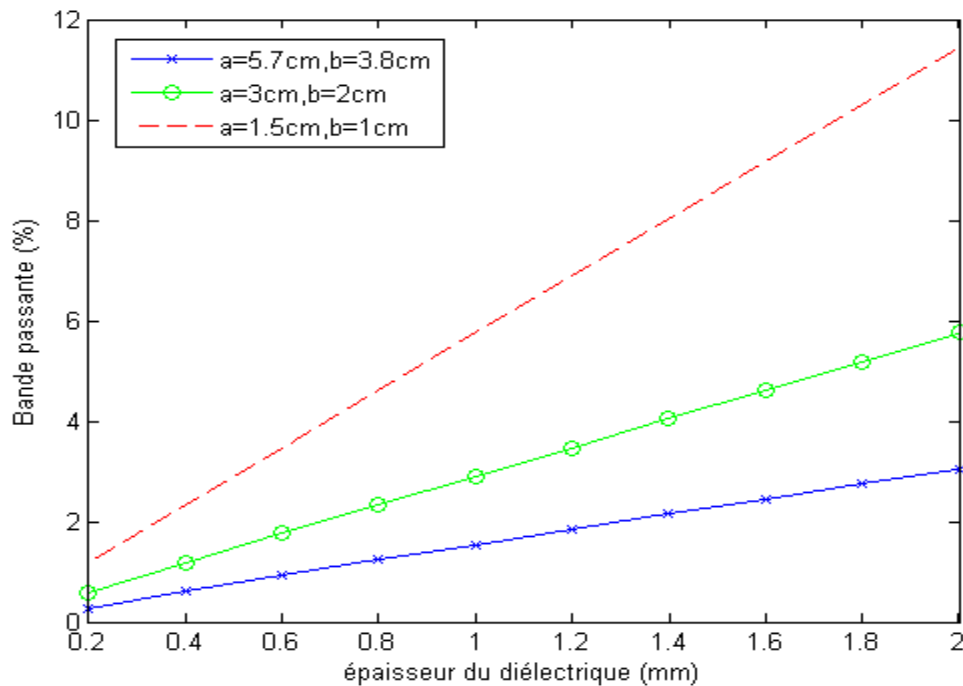


Fig. II.9. Effet de l'épaisseur du substrat isotrope sur la variation de la bande passante.

A partir des figures (II.8) et (II.9), on constate que :

- ✓ L'augmentation de l'épaisseur du substrat diélectrique a pour effet la diminution de la fréquence de résonance de l'antenne. Cette diminution devient quasiment insignifiante pour des petites tailles de l'élément rayonnant.
- ✓ L'augmentation de l'épaisseur du substrat diélectrique entraîne l'élargissement de la bande passante.

A partir des résultats précédentes, nous pouvons également remarquer que l'influence de ϵ_r sur f_r est plus grande que celle de d . Notons que le rapport entre les fréquences de résonance maximale et minimale obtenues lorsque ϵ_r varie de 1 à 10,2 est d'environ 3 (voir Fig (II.2)-(II.4)), ce rapport n'est que de 1,15 lorsque d varie de 0,2 à 2mm (voir Fig (II.8)). Lors de la conception des antennes microbandes, le choix d'un substrat de faible permittivité est recommandé. Cependant, l'utilisation d'un substrat épais n'est pas toujours bénéfique. En effet, elle engendre l'excitation des modes d'ordre supérieur, la dégradation de l'efficacité, de la polarisation et du diagramme de rayonnement et l'augmentation du volume, du poids et du coût de l'antenne.

II.3.2. Effet des dimensions du patch

II.3.2.1. Effet de la taille du patch

Un autre paramètre intéressant est la taille de la plaque conductrice (patch). Le tableau 1 regroupe les données calculées et mesurées présentées par [30] et les résultats calculés à partir de notre modèle.

Tableau II.1 Comparaison de nos résultats avec ceux mesurés et calculés dans la référence [30].

cas	a(cm)	b(cm)	d(mm)	ϵ_r	Fréquence de résonance (GHz)		
					Mesurés [8]	MoM [8]	MoM(nos résultats)
1	3.00	2.00	1.27	10.2	2.26	2.25	2.29
2	1.50	0.95	1.27	10.2	4.43	4.50	4.65
3	3.00	1.90	2.54	10.2	2.18	2.33	2.32
4	4.00	2.50	0.79	2.22	3.92	3.92	3.90
5	2.00	1.25	0.79	2.22	7.56	7.60	7.60
6	4.00	2.50	1.52	2.22	3.82	3.80	3.80

La comparaison révèle que nos résultats numériques sont en bon accord avec ceux de la référence [30].

Nous remarquons d'après les cas 1 et 2 ou 4 et 5 que les dimensions de la plaque résonnante sont inversement proportionnelles à la fréquence de résonance, ce qui est en bon accord avec ceux déjà publiés dans [31].

Selon les figures(II.2)-(II.4), on peut conclure que pour concevoir une antenne opérant à des fréquences élevées, il faut jouer sur la miniaturisation du patch.

II.3.2.2. Effet de la longueur du patch

Pour déterminer l'effet de la longueur du patch, nous avons jugé utile de fixer la largeur du patch ($b=1cm$) alors que le rapport a/b varie de 0,5 à 2. Le patch est imprimé sur un substrat isotrope de permittivité $\epsilon_r= 3$ pour différentes valeurs de l'épaisseur. Dans le but de confirmer la précision de notre code de calcul, nos fréquences de résonance calculées sont comparées avec des résultats précédemment publiés dans [13].

Tableau II.2 Comparaison des rapports f_r/f_0 présentées par [13] avec nos résultats.

a/b	f_r/f_0 [13]	f_r/f_0 (nos résultats)
0.5	0.95	0.97
1	0.915	0.934
1.2	0.91	0.926
1.5	0.905	0.918
1.8	0.9	0.912
2	0.89	0.90

Où f_r est la fréquence de résonance et f_0 est la fréquence de résonance du modèle de cavité (cas du mode TM_{01}).

Les variations de la fréquence de résonance et de la bande passante en fonction du rapport a / b sont présentées dans les figures (II.10) et (II.11), respectivement. La figure (II.10) montre que la fréquence de résonance diminue avec l'augmentation du rapport a/b et vice versa, cependant la bande passante augmente comme le montre la figure (II.11).

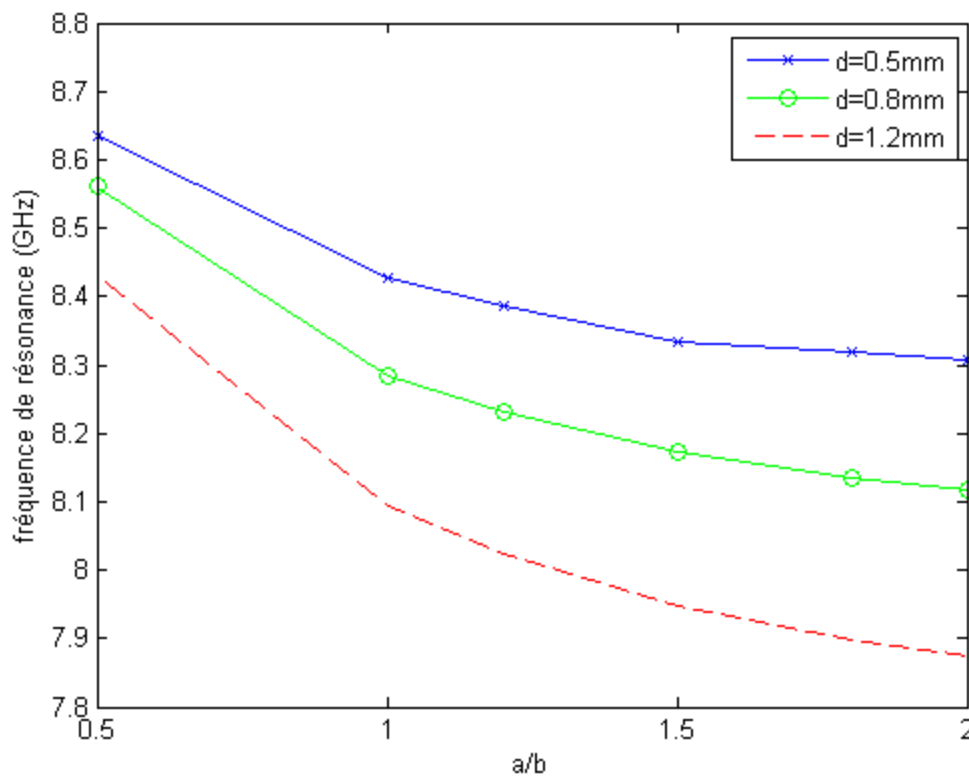


Fig. II.10. Variation de la fréquence de résonance en fonction du rapport a / b

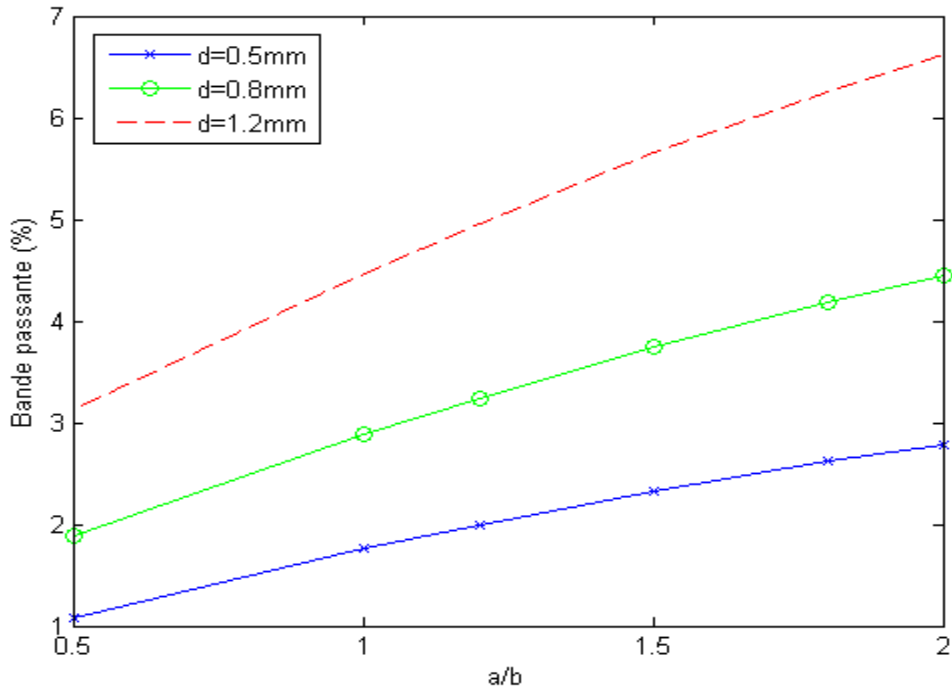


Fig. II.11. Variations de la bande passante en fonction du rapport a / b

II.3.2.3. Effet de la largeur du patch

L'influence de la largeur du patch sur la fréquence de résonance et la bande passante est étudiée. Ici, la longueur du patch a demeure constante ($a = 1 \text{ cm}$) alors que le rapport b / a varie de 1 à 2. Le substrat sous considération est isotrope de permittivité $\epsilon_r = 3$ et possédant une variété d'épaisseurs. Il est observé à partir des figures (II.12), (II.13) que :

- ✓ la fréquence de résonance et la bande passante diminuent avec l'augmentation du rapport b/a .
- ✓ À la résonance, b correspond presque à la moitié de la longueur d'onde.

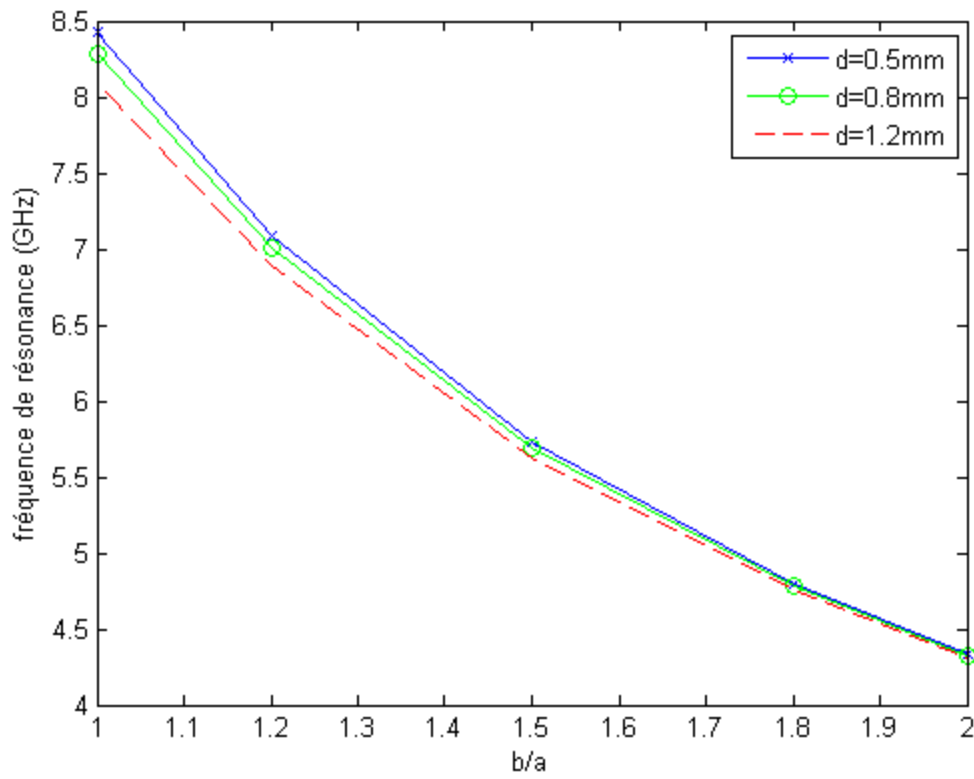


Fig. II.12. Variations de la fréquence de résonance en fonction du rapport b/a

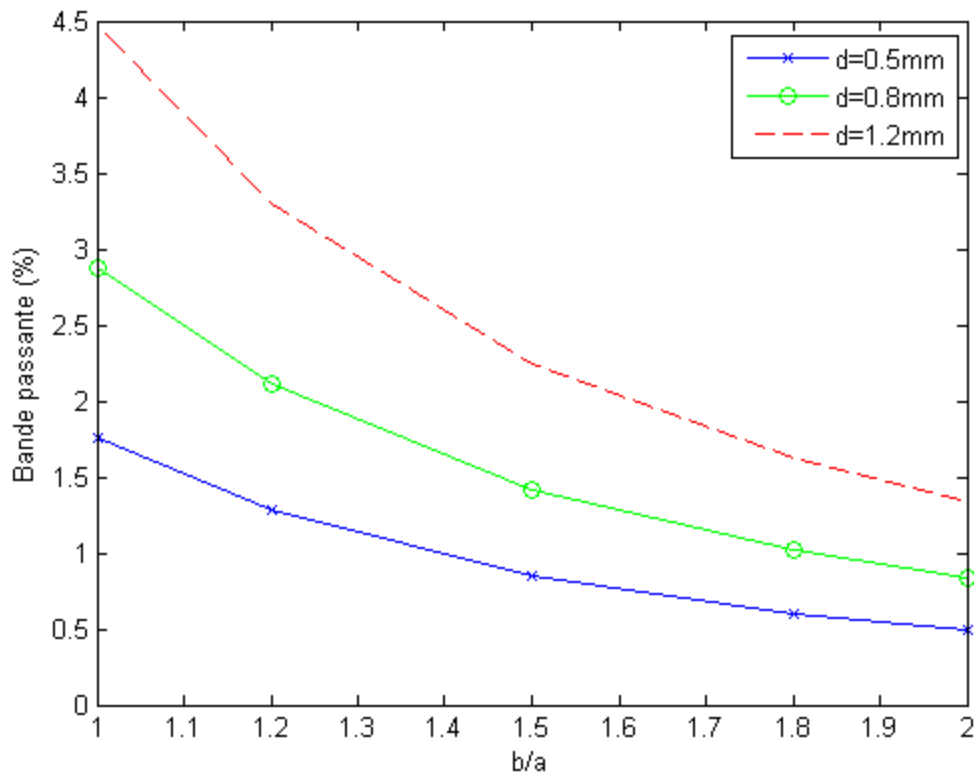


Fig. II.13. Variations de la bande passante en fonction du rapport b/a

IV.4. Conclusion

Dans ce deuxième chapitre, nous avons exploité une méthode intégrale pour l'analyse d'une antenne rectangulaire monocouche. Cette méthode utilise la fonction tensorielle spectrale de Green et la méthode des moments (procédure de Galerkin) comme outil de résolution. Une investigation de l'effet des paramètres géométriques et électriques de l'antenne sur les caractéristiques de résonance a été effectuée. De l'étude paramétrique effectuée dans ce chapitre on peut conclure que :

- Le choix d'une structure d'antenne est imposé par la nature de l'application ainsi que les performances souhaitées.
- L'antenne microbande dans sa simple configuration ne peut pas répondre aux besoins de plus en plus accrus des systèmes de communication modernes.

II.5. Références bibliographiques

- [1] R. C. Booton, Jr., "*Computational methods for electromagnetics and microwaves*," A Wiley-Interscience Publication, New York, Wiley, 1994.
- [2] T. Itoh, "*Numerical techniques for microwave and millimeter-wave passive structures*", John Wiley & Sons, NY, 1989.
- [3] T. Itoh and W. Menzel, "*A full-wave analysis method for open microstrip structures*", IEEE transactions on antennas and propagation, vol. AP-29, No.1, pp. 63-68, Jan. 1981.
- [4] N. K. Das and D. M. Pozar, "*A generalized spectral-domain Green's function for multilayer dielectric substrates with application to transmission lines*", IEEE transactions on microwave theory and techniques, Vol. MTT-35, No. 3, pp. 326-335, March 1987.
- [5] V. Losada, R. R. Bix, and M. Horno, "*Resonant modes of circular microstrip patches in multilayered substrates*", IEEE transactions on microwave theory and techniques, Vol. 47, pp. 488-498, April 1999.
- [6] F. L. Mesa, R. Marqués, and M. Horno, "*A general algorithm for computing the bidimensional spectral Green's function dyad in multilayered complex bianisotropic media: The equivalence boundary method*", IEEE transactions on microwave theory and techniques, Vol. 39, no. 9, pp. 1640-1649, Sep. 1991.
- [7] Y. Tighilt, A. Benghalia et A. Khellaf, "*Fréquence de résonance et bande passante d'un patch rectangulaire à gap d'air imprimé sur un substrat anisotrope*", congrès maghrébin en génie électronique CGE'01, Constantine, 5 et 6 Nov. 2001.

- [8] F. Bouttout, A. Khellaf, F. Benabdelaziz, D. Khedrouche, and T. Fortaki, "Resonant frequency and bandwidth of a circular microstrip antenna with an air gap", Ann Sc U Fr compté physique, 15ème colloque international optique hertzienne et diélectriques (OHD'99), Besonçon, France, pp. A29-A32, 1-3 Sep. 1999.
- [9] A. Boufrioua, A. Benghalia, "Analyse d'une antenne microbande circulaire par l'application de la méthode intégrale," 16ème colloque international optique, hertzienne et diélectrique, OHD'01, France, pp. 193-196, 3-5, Sep 2001.
- [10] F. Bouttout, "Analyse rigoureuse de l'antenne microbande circulaire multicouche. Application à la structure annulaire," thèse de Doctorat, Institut d'électronique, Université de Sétif, 2001.
- [11] T. Fortaki, "Contribution à l'étude des problèmes de caractérisation des antennes microbandes multicouches sans et avec ouvertures dans les plans de masse," thèse de Doctorat en-Science, Institut d'électronique, Université de Constantine, 2004.
- [12] A. Boufrioua, A. Benghalia, "Contribution à l'analyse d'une antenne patch de forme rectangulaire et circulaire par l'application de la méthode des moments," 3ème conférence sur le génie électrique CGE' 03, Alger 15-16 Fév. 2003.
- [13] W. C. Chew and Q. Liu, "Resonance frequency of a rectangular microstrip patch," IEEE Trans. Antennas Propagat, Vol. 36, PP.1045-1056, Aug 1988.
- [14] W. C. Chew and T. M. Habashy, "The use of vector transforms in solving some electromagnetic scattering problems," IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. AP34, pp. 871-879, July 1986.
- [15] A. Boufrioua, "Contribution à l'analyse d'une antenne microbande circulaire par la méthode spectrale et le modèle de la cavité," thèse de magistère, Institut d'électronique, Université de Constantine. 2000.
- [16] P. Bartia, K. V. S. Rao, R. S. Tomar, "Millimeter wave microstrip and printed circuit antennas", Artech House, Boston, London. 1991.
- [17] A. Boufrioua, "Les antennes microbandes, application aux télécommunications par satellite, ", rapport de recherche, laboratoire d'instrumentation spatiale, CNTS, 2003.
- [18] D. Mirshekar-syahkal, "Spectral domain method for microwave integrated circuits, "Research studies press LTD. New York, Wiley, 1990.
- [19] C. A. Balanis, "Antenna theory," A Wiley-Interscience Publication, New York, Jul 1982.

- [20] J. P. Damiano and A. Papiernik, "Survey of analytical and numerical models for probe-fed microstrip antennas", IEE proc.-Microw. Antennas propag., Vol. 141, 15-22, Feb 1994.
- [21] W. C. Chew, Z. Nie, Q.H. Liu, and Y. T. Lo, "Analysis of probe-fed microstrip disk antenna," Proc. Inst. Elec. Eng., Vol. 138, pp. 185-191, Apr 1991.
- [22] K. L. Wong and J. S. Row, C. W. Kuo and K. C. Huang, "Resonance of a rectangular microstrip patch on a uniaxial substrate, " IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol 41 PP.698-701, Apr 1993.
- [23] M. D. Deshpande and M. C. Bailey, "Input impedance of microstrip antennas, "IEEE Trans Antennas Propagat., Vol. 30, pp. 645-650, Jul 1982.
- [24] D. M. Pozar, "Radiation and scattering from a microstrip patch on a uniaxial substrate," IEEE Trans. Antennas Propagat., Vol. 35, pp. 613-621, Jun 1987.
- [25] W. C. Chew and J. A. Kong, "Analysis of a circular microstrip disk antenna with a thick dielectric substrate," IEEE Trans. Antennas Propagat., Vol. 29, pp. 68-76, Jan 1981.
- [26] H. Y. Yang, A. Nakatani, and J. A. Castaneda, "Efficient evaluation of spectral integrals in the moment method solution of microstrip antennas and circuits, " IEEE Trans. Antennas Propagat., Vol. 38, pp. 1127-1130, Jul 1990.
- [27] J. S. Row and K. L. Wong, "Resonance in a superstrate-loaded rectangular microstrip structure," IEEE Trans. Antennas Propagat., Vol. 41, pp. 1349-1355, Aug 1993.
- [28] F. Bouttout, F. benabdelaziz, T. Fortaki and D. K.hedrouche, "Resonant frequency and bandwidth of a superstrate-loaded rectangular patch on a uniaxial anisotropic substrate", Numerical methods engineering, 1999.
- [29] T. Farkas, and P. Hajach, "Analysis of aperture-coupled microstrip antenna using method of moments", Radio engineering, Vol. 10, no. 4, pp. 5-8, Dec. 2001.
- [30] D.H. Schaubert, D.M. Pozar, A. Adrian "Effect of Microstrip Antenna Substrate Thickness and Permittivity: Comparison of Theories with experiment "IEEE Trans. on Antennas and Propagat. Vol.31,No. 6, pp. 677-682, Jun. 1989
- [31] E. Chang, S.A. Long, W.F. Richards, "An Experimental Investigation of Electrically Thick Rectangular Microstrip Antennas "IEEE Trans. on Antennas and Propagat. Vol. 31, No. 6 pp. 767-772, JUN. 1986.

Chapitre III

Analyse d'une antenne microbande empilée avec substrats dissimilaires

Sommaire

III.1 Introduction

III.2 Mise en équation du problème

III.3. Résolution numérique

III.3.1. Influence de l'anisotropie uniaxiale négative/positive sur les résonances des patches rectangulaires inférieur et supérieur

III.3.2. Influence des épaisseurs du substrat sur les résonances des patches rectangulaires inférieur et supérieur

III.3.3. Influence des dimensions du patch supérieur sur les fréquences de résonance

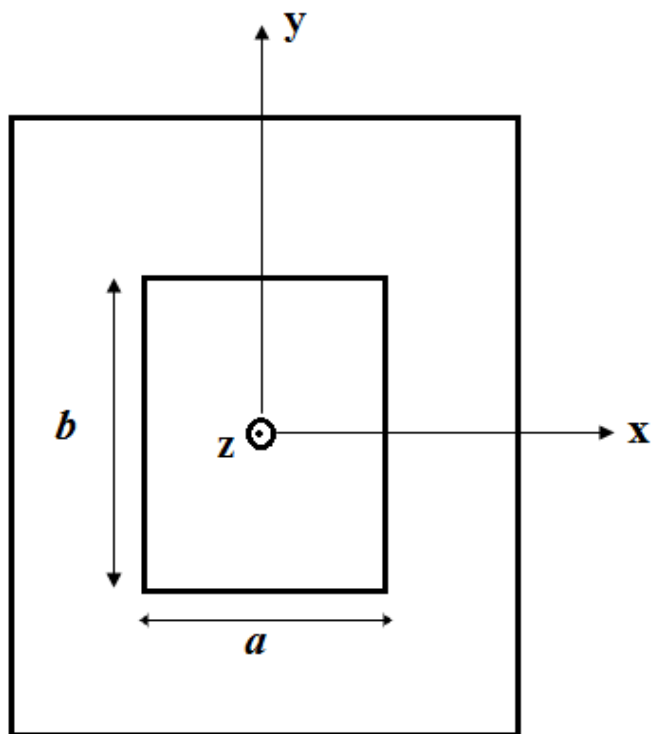
III.4. Conclusion du chapitre 3

III.5. Références bibliographiques

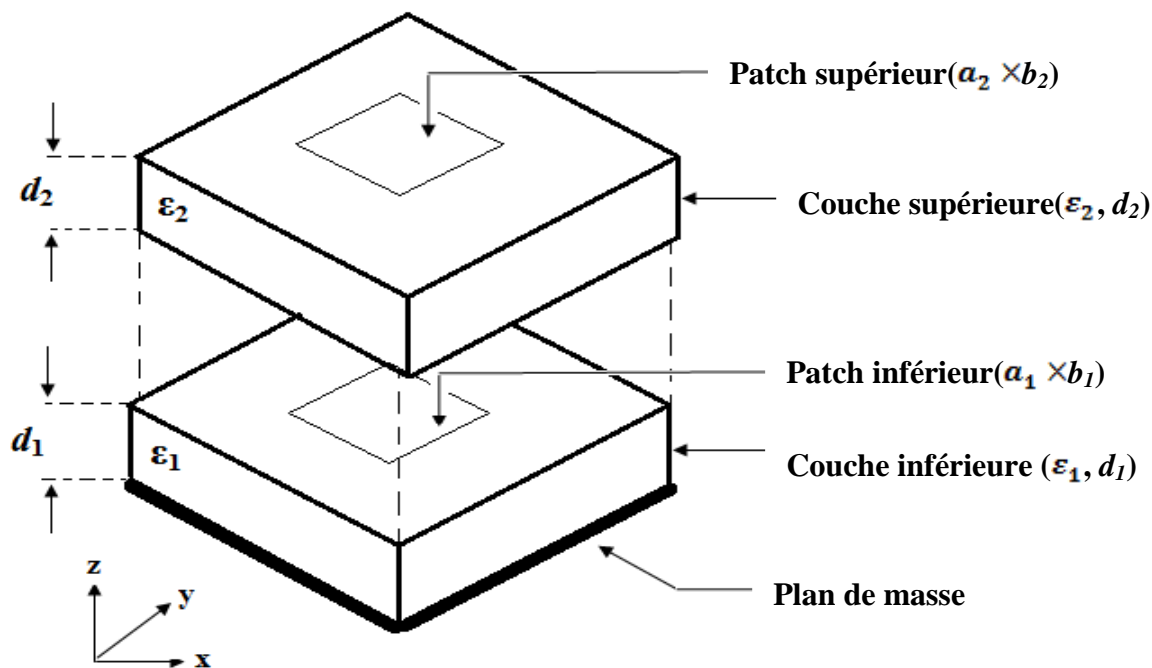
III.1. Introduction

Pour répondre aux exigences des utilisateurs d'antennes microrubans, une bande passante aussi large que possible s'avère nécessaire. Par conception appropriée, les antennes possédant des configurations à empilement surmontent la limitation de la bande passante étroite par l'introduction de résonances additionnelles dans la gamme de fréquences d'opération, atteignant des largeurs de bande jusqu'à 35% [1]-[7]. En outre, elles ont permis des gains élevés [8]-[9]. et ont offert la possibilité d'opération en mode bifréquence [10]-[13].

Les études théoriques et expérimentales consacrées à l'étude du fonctionnement bifréquence des structures à empilement se sont élargies à diverses géométries et formes de patch [14] - [26]; pour des structures impliquant des plaques rectangulaires, les résultats disponibles dans la littérature ouverte se sont confinés à des empilements réalisés sur des substrats similaires (même matériau et d'épaisseurs identiques) [27]-[32]. C'est dans ce contexte que nous avons réservé ce chapitre à l'étude des empilements rectangulaires imprimés sur des substrats dissemblables. Dans ce chapitre, la méthode de Galerkin implémentée dans le domaine des transformées vectorielles de Fourier est utilisée pour le calcul numérique des fréquences de résonance complexes d'une antenne microbande possédant une configuration à empilement ; constituée de deux plaques rectangulaires noyées dans un milieu bicouche contenant des matériaux isotropes et/ou anisotropes. Une étude paramétrique sera menée afin de mieux comprendre le comportement bifréquence des patches empilés réalisés sur des substrats dissimilaires.



(a) Vue de haut



(b) Vue en 3D

Fig. III.1. Antenne microruban empilée réalisée sur des substrats dissimilaires

III.2. Mise en équation du problème

La figure III.1 montre la géométrie de deux patchs microrubans rectangulaires empilés placés au-dessus d'un plan de masse. Le patch inférieur a une longueur a_1 le long de la direction x et une largeur b_1 le long de la direction y . La taille du patch supérieur est $a_2 \times b_2$. Le patch inférieur et le patch supérieur sont symétriques et noyées dans un milieu bicouche composé de deux couches dissemblables (qui n'ont pas la même épaisseur et de matériau de nature différente), et contenant des matériaux isotropes/anisotropes. Dans le cas où le substrat est un matériau uniaxial anisotrope, il est supposé que sa perméabilité est μ_0 et son tenseur de permittivité est de la forme suivante .

$$\bar{\epsilon}_j = \epsilon_0 \begin{bmatrix} \epsilon_{xj} & 0 & 0 \\ 0 & \epsilon_{xj} & 0 \\ 0 & 0 & \epsilon_{zj} \end{bmatrix} \quad (\text{III.1})$$

L'équation (III.1) peut être spécialisée au cas isotrope en admettant $\epsilon_{xj} = \epsilon_{zj} = \epsilon_{rj}$. La couche inférieure et la couche supérieure sont caractérisées par l'épaisseur d_1 et d_2 , respectivement. En suivant un raisonnement mathématique similaire que celui montré dans [32], nous obtenons les équations intégrales couplées suivantes :

$$\int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} \bar{F}(k_s, r_s) [\bar{Q}_{11}(k_s) \cdot \bar{J}_1(k_s) + \bar{Q}_{12}(k_s) \cdot \bar{J}_2(k_s)] dk_s = 0 \quad , r_s \in \text{patch1} \quad (\text{III.2})$$

$$\int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} \bar{F}(k_s, r_s) [\bar{Q}_{21}(k_s) \cdot \bar{J}_1(k_s) + \bar{Q}_{22}(k_s) \cdot \bar{J}_2(k_s)] dk_s = 0 \quad , r_s \in \text{patch2} \quad (\text{III.3})$$

$\bar{J}_1(k_s)$ et $\bar{J}_2(k_s)$ sont les transformées vectorielles de Fourier du courant $\bar{J}_1(r_s)$ et $\bar{J}_2(r_s)$ sur le patch inférieur supérieur, respectivement.

$$\bar{J}_1(r_s) = \frac{1}{4\pi^2} \iint_{-\infty}^{+\infty} \bar{F}(k_s, r_s) \bar{J}_1(k_s) dk_s \quad (\text{III.4-a})$$

$$\bar{J}_2(r_s) = \frac{1}{4\pi^2} \iint_{-\infty}^{+\infty} \bar{F}(k_s, r_s) \bar{J}_2(k_s) dk_s \quad (\text{III.4-b})$$

Avec

$$\bar{F}(k_s, r_s) = \frac{1}{k_s} \begin{bmatrix} k_x & k_y \\ k_y & -k_x \end{bmatrix} e^{ik_s r_s} \quad (\text{III.5})$$

$$k_s = \sqrt{k_x^2 + k_y^2} \quad (\text{III.6})$$

\bar{Q}_{11} , \bar{Q}_{12} , \bar{Q}_{21} et \bar{Q}_{22} sont des matrices diagonales données par :

$$\bar{Q} = \begin{bmatrix} Q^s & 0 \\ 0 & Q^h \end{bmatrix} \quad (\text{III.7})$$

Et chaque matrice est reliée à la fonction de Green usuelle (dont la forme est donnée dans l'équation (III.8)) par les expressions suivantes :

$$\bar{G} = \begin{bmatrix} G_{11} & G_{12} \\ G_{21} & G_{22} \end{bmatrix} \quad (\text{III.8})$$

$$G_{11} = \frac{1}{k_s^2} (k_x^2 Q_{11}^e + k_y^2 Q_{11}^h) \quad (\text{III.9-a})$$

$$G_{12} = G_{21} = \frac{k_x k_y}{k_s^2} (Q_{12}^e - Q_{12}^h) \quad (\text{III.9-b})$$

$$G_{22} = \frac{1}{k_s^2} (k_y^2 Q_{22}^e + k_x^2 Q_{22}^h) \quad (\text{III.9-c})$$

Avec:

$$Q_{11}^e = -\frac{ik_{z1}^e \sin(k_{z1}^e d_1) D_m}{\omega \varepsilon_0 T_m} \quad (\text{III.10-a})$$

$$Q_{11}^h = -i\omega\mu_0 \sin(k_{z1}^h d_1) \frac{D_e}{T_e} \quad (\text{III.10-b})$$

$$Q_{12}^e = Q_{21}^e = \frac{-i}{\omega \varepsilon_0} k_{z0} k_{z1}^e \sin(k_{z1}^e d_1) \frac{1}{T_m} \quad (\text{III.11-a})$$

$$Q_{12}^h = Q_{21}^h = -i\omega\mu_0 \sin(k_{z1}^h d_1) \frac{1}{T_e} \quad (\text{III.11-b})$$

$$Q_{22}^e = \frac{-ik_{z0} D_{my}}{\omega \varepsilon_0 T_m} \quad (\text{III.12-a})$$

$$Q_{22}^h = -i\omega\mu_0 \frac{D_{ey}}{T_e} \quad (\text{III.12-b})$$

$D_m, T_m, D_e, T_e, D_{my}$ et D_{ey} dans les équations (III.10-a)- (III.12-b) sont définis par :

$$D_m = k_{z0} \cos(k_{z2}^e d_2) + \frac{i}{\varepsilon_{x2}} k_{z2}^e \sin(k_{z2}^e d_2) \quad (\text{III.13})$$

$$T_m = \cos(k_{z2}^e d_2) (\varepsilon_{x1} k_{z0} \cos(k_{z1}^e d_1) + i k_{z1}^e \sin(k_{z1}^e d_1)) \\ + i \sin(k_{z2}^e d_2) \left(\frac{\varepsilon_{x1}}{\varepsilon_{x2}} k_{z2}^e \cos(k_{z1}^e d_1) + i \varepsilon_{x2} \frac{k_{z0}}{k_{z2}^e} k_{z1}^e \sin(k_{z1}^e d_1) \right) \quad (\text{III.14})$$

$$D_e = \cos(k_{z2}^h d_2) + i \frac{k_{z0}}{k_{z2}^h} \sin(k_{z2}^h d_2) \quad (\text{III.15})$$

$$T_e = \cos(k_{z2}^h d_2) (k_{z1}^h \cos(k_{z1}^h d_1) + i k_{z0} \sin(k_{z1}^h d_1)) \\ + i \sin(k_{z2}^h d_2) \left(\frac{k_{z0}}{k_{z2}^h} k_{z1}^h \cos(k_{z1}^h d_1) + i k_{z2}^h \sin(k_{z1}^h d_1) \right) \quad (\text{III.16})$$

$$D_{my} = k_{z1}^e \sin(k_{z1}^e d_1) \cos(k_{z2}^e d_2) + \frac{\varepsilon_{x1}}{\varepsilon_{x2}} k_{z2}^e \cos(k_{z1}^e d_1) \sin(k_{z2}^e d_2) \quad (\text{III.17})$$

$$D_{ey} = \sin(k_{z1}^h d_1) \cos(k_{z2}^h d_2) + \frac{k_{z1}^h}{k_{z2}^h} \cos(k_{z1}^h d_1) \sin(k_{z2}^h d_2) \quad (\text{III.18})$$

$$k_{zj}^e = \left(\varepsilon_{xj} k_0^2 - \frac{\varepsilon_{xj}}{\varepsilon_{zj}} k_s^2 \right)^{\frac{1}{2}} \quad (\text{III.19})$$

$$k_{zj}^h = (\varepsilon_{xj} k_0^2 - k_s^2)^{\frac{1}{2}} \quad (\text{III.20})$$

Où l'indice j désigne 1 ou 2, mais pour la couche en air, nous avons $\varepsilon_x = \varepsilon_z = 1$.

$$k_0 = \sqrt{k_s^2 + k_z^2} = \omega \sqrt{\varepsilon_0 \mu_0} \quad (\text{III.21})$$

Pour résoudre les équations (III.2) et (III.3), on utilise la méthode des moments procédure de Galerkin qui consiste à développer la distribution des courants $\bar{J}_1(r_s)$ et $\bar{J}_2(r_s)$ en une série de fonctions de base :

$$\bar{J}_1(r_s) = \sum_{n=1}^{N_0} a_n \left[J_{xn}^1(r_s) \right] + \sum_{m=1}^{M_0} b_m \left[J_{ym}^0(r_s) \right] \quad (\text{III.22-a})$$

$$\bar{J}_2(r_s) = \sum_{p=1}^{P_0} c_p \left[J_{xp}^2(r_s) \right] + \sum_{q=1}^{Q_0} d_q \left[J_{yq}^0(r_s) \right] \quad (\text{III.22-b})$$

Où J_{xn}^1 , J_{ym}^1 , J_{xp}^2 et J_{yq}^2 sont des fonctions de base connues et a_n , b_m , c_p et d_q sont les coefficients du développement modal à déterminer. Nous avons utilisé des fonctions de base sinusoidales données par les expressions suivantes :

$$J_{xn}^1 = \sin \left[\frac{n_1 \pi}{a_1} \left(x + \frac{a_1}{2} \right) \right] \cos \left[\frac{n_2 \pi}{b_1} \left(y + \frac{b_1}{2} \right) \right] \quad (\text{III.23-a})$$

$$J_{ym}^1 = \sin \left[\frac{m_2 \pi}{b_1} \left(y + \frac{b_1}{2} \right) \right] \cos \left[\frac{m_1 \pi}{a_1} \left(x + \frac{a_1}{2} \right) \right] \quad (\text{III.23-b})$$

$$J_{xp}^2 = \sin \left[\frac{p_1 \pi}{a_2} \left(x + \frac{a_2}{2} \right) \right] \cos \left[\frac{p_2 \pi}{b_2} \left(y + \frac{b_2}{2} \right) \right] \quad (\text{III.23-c})$$

$$J_{yq}^2 = \sin \left[\frac{q_2 \pi}{b_2} \left(y + \frac{b_2}{2} \right) \right] \cos \left[\frac{q_1 \pi}{a_2} \left(x + \frac{a_2}{2} \right) \right] \quad (\text{III.23-d})$$

En utilisant la méthode des moments/procédure de Galerkin ; les équations (III.2) et (III.3) sont réduites à un système d'équations linéaires qui peut être écrit de manière compacte sous la forme matricielle

$$\begin{bmatrix} \bar{Z}_{11} & \bar{Z}_{12} \\ \bar{Z}_{21} & \bar{Z}_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{I}_1 \\ \bar{I}_2 \end{bmatrix} = 0 \quad (\text{III.24})$$

Les expressions détaillées de Z_{11} , Z_{12} , Z_{21} et Z_{22} sont données dans la référence [32]. $\bar{I} = \begin{bmatrix} \bar{I}_1 \\ \bar{I}_2 \end{bmatrix}$

représente les coefficients de poids à déterminer.

Pour l'existence d'une solution non triviale de l'équation (III.24), nous devons avoir

$$\det(Z) = 0 \quad (\text{III.25})$$

L'équation (III.25) est l'équation caractéristique des fréquences de résonance complexes de l'antenne microbande possédant la configuration à empilement montrée en Figure III.1. Les parties réelles des fréquences de résonance complexes correspondent aux fréquences de résonance, alors que les parties imaginaires sont dues aux pertes par rayonnement de la structure.

III.3. Résolution numérique

nous nous contentons dans ce qui suit de présenter des résultats numériques pour le mode résonant fondamental TM_{10} de la structure empilée bicouche montrée dans la figure (III.1). Dans cette section, nous complétons l'analyse faite dans [33] et portant sur l'étude des empilements rectangulaires imprimés sur des substrats dissemblables, en examinant l'effet de l'anisotropie uniaxial.

III.3.1. Influence de l'anisotropie uniaxiale négative/positive sur les résonances des patches rectangulaires inférieur et supérieur

Dans le tableau III.1, des résultats sont présentés pour les fréquences de résonance inférieure et supérieure des patches rectangulaires empilés fabriqués sur un substrat diélectrique anisotrope qui exhibe une anisotropie uniaxiale positive/négative.

D'après les résultats obtenus, nous observons que pour l'anisotropie uniaxiale négative avec $AR = 2$, la fréquence de résonance supérieure (inférieure) peut passer à une valeur inférieure de 6.272 GHz (5.600 GHz) (cas 2), ou à une fréquence supérieure de 8.754 GHz (7.523 GHz) (cas 3). Une remarque similaire peut être faite pour le cas de l'anisotropie uniaxiale positive avec $AR = 0.5$, les valeurs correspondantes pour la résonance supérieure (inférieure) sont respectivement 4.647 GHz (4.521 GHz) (cas 5) et 6.456 GHz (6.238 GHz) (cas 4). Par conséquent, le paramètre AR seul n'est pas suffisant pour prédire s'il y a une augmentation ou une diminution des deux résonances.

Notons également que, lorsque ϵ_z diminue (augmente) de 2.32 à 1.16 (4.64), la fréquence de résonance supérieure augmente (diminue) de 6.377 à 8.754 GHz (4.647 GHz) pour un changement fractionnel de 37.27% (27.13%). On voit également à partir du tableau 1 que lorsque ϵ_z diminue (augmente) de 2.32 à 1,16 (4.64), la résonance inférieure augmente (diminue) de 5.985 à 7.523 GHz (4.521 GHz) pour un grand changement fractionnaire de 25.69% (24.26%). Cependant, lorsque ϵ_x est modifié, des valeurs faibles de changement fractionnel sont

obtenues, le changement maximal étant inférieur à 2% pour la résonance supérieure et à moins de 7% pour la résonance inférieure. En conséquence, nous pouvons conclure que la permittivité ϵ_z le long de l'axe optique est le facteur le plus important pour déterminer les fréquences de résonance inférieure et supérieure, de même que la permittivité ϵ_x a un effet plus significatif sur la résonance inférieure que sur la résonance supérieure.

Tableau III.1. Fréquences de résonance inférieure et supérieure pour différentes valeurs des permittivités relatives ϵ_x et ϵ_z pour la configuration empilée, $a_1 \times b_1 = a_2 \times b_2 = 1.5\text{cm} \times 1\text{cm}$, $d_1 = d_2 = 0.51\text{ mm}$, $\epsilon_{x1} = \epsilon_{x2} = \epsilon_x$, $\epsilon_{z1} = \epsilon_{z2} = \epsilon_z$.

Cas	ϵ_x	ϵ_z	AR	Fréquences de résonance (GHz)		Changement fractionnel %	
				Fréquence Inférieure f_i	Fréquence Supérieure f_u	$\Delta f_i/f_i$	$\Delta f_u/f_u$
1	2.32	2.32	1	5.985	6.377	0	0
2	4.64	2.32	2	5.600	6.272	6.43	1.65
3	2.32	1.16	2	7.532	8.754	25.69	37.27
4	1.16	2.32	0.5	6.238	6.456	4.23	1.23
5	2.32	4.64	0.5	4.521	4.647	24.26	27.13

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

Changement fractionnel des fréquences de résonance par rapport au cas isotrope (cas1) est calculé à l'aide des expressions suivantes:

$$\frac{\Delta f_i}{f_i} = \left| 1 - \frac{f_{i\text{ani}}}{f_{i\text{iso}}} \right| \quad \text{(III.26)}$$

$$\frac{\Delta f_u}{f_u} = \left| 1 - \frac{f_{u\text{ani}}}{f_{u\text{iso}}} \right| \quad \text{(III.27)}$$

III.3.2. Influence des épaisseurs du substrat sur les résonances des patches rectangulaires inférieur et supérieur

Dans cette sous-section, l'antenne est caractérisée en variant l'épaisseur de l'une des deux couches (l'épaisseur d'une couche est constante et l'épaisseur de l'autre varie et vice versa). Les paramètres suivants sont utilisés :

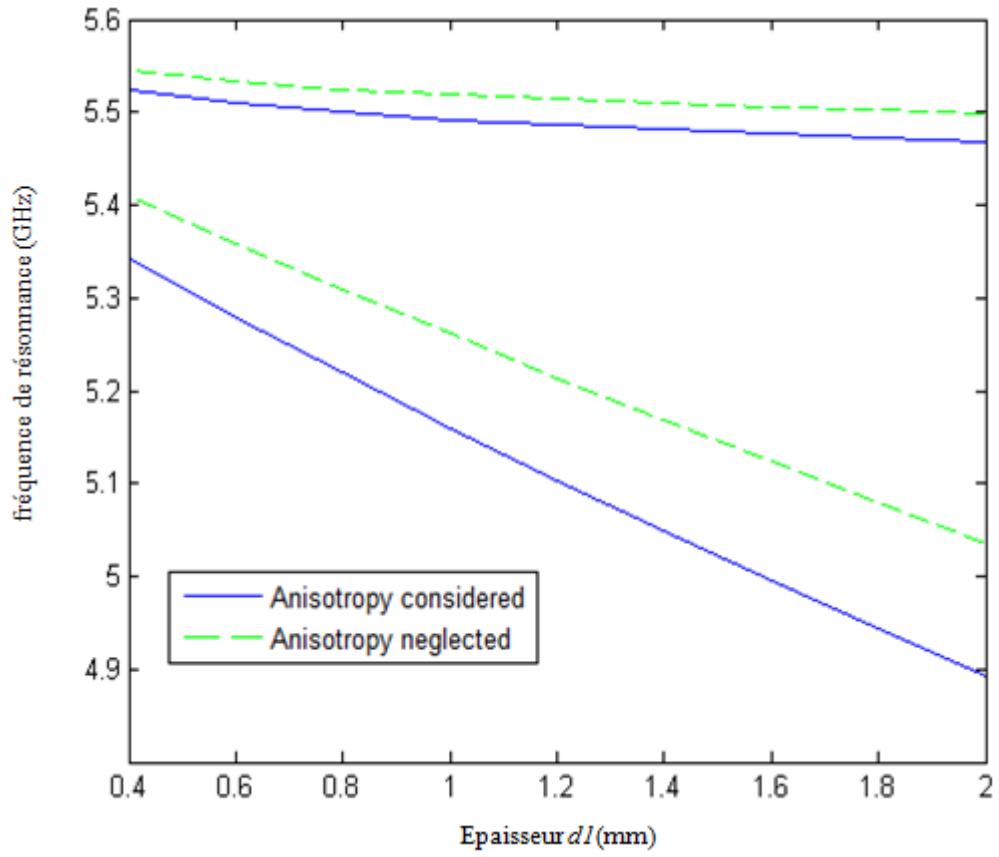
Les patches ont les mêmes dimensions $a_1 \times b_1 = a_2 \times b_2 = 1.5 \times 1$ cm. Le substrat diélectrique présente une anisotropie uniaxiale négative; $\epsilon_{x1} = \epsilon_{x2} = \epsilon_x = 4.02$, $\epsilon_{z1} = \epsilon_{z2} = \epsilon_z = 3.14$. La figure (III.2) montre les fréquences de résonance en fonction de l'épaisseur d_1 (d_2) de la première (deuxième) couche pour des patches rectangulaires empilés et fabriqués sur un substrat diélectrique qui exhibe une anisotropie uniaxiale négative. Les résultats obtenus pour les fréquences de résonance inférieure et supérieure des patches sur un substrat anisotrope ($\epsilon_x = 4.02$, $\epsilon_z = 3.14$) sont tracés avec ceux qui seraient obtenus si l'anisotropie du substrat est négligée. A partir des résultats des courbes présentées, on note que :

- ✓ L'augmentation de l'épaisseur du substrat diélectrique $d_1(d_2)$ diminue les fréquences de résonance inférieure et supérieure des patches rectangulaires empilés.
- ✓ L'anisotropie diélectrique dans le substrat a un effet plus significatif sur la fréquence de résonance inférieure que sur la fréquence de résonance supérieure.

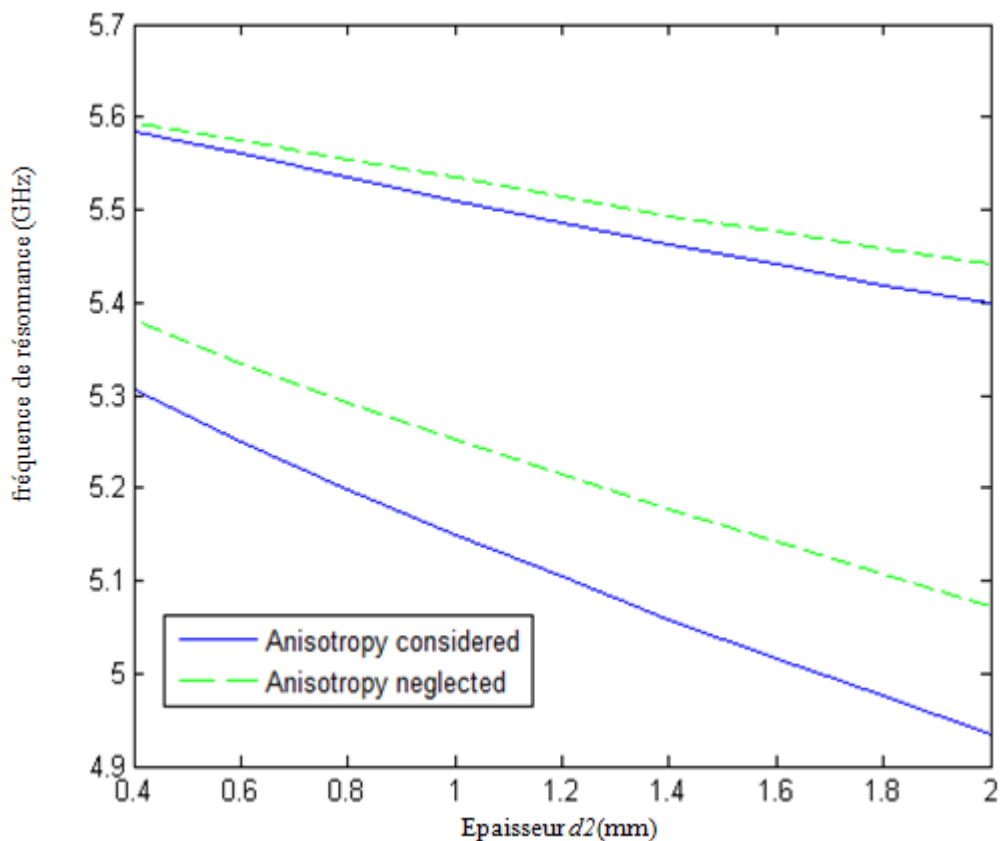
A présent, nous reprenons dans la figure (III.3) l'étude menée dans la figure (III.2), mais en considérant cette fois ci un substrat exhibant une anisotropie uniaxial de type positive. Ce substrat diélectrique est caractérisé par la permittivité relative ($\epsilon_x = 9.4$, $\epsilon_z = 11.6$).

Semblablement à ce qui a été observé dans la figure(III.2), la figure (III.3) indique qu'au fur et à mesure que l'épaisseur (d_1 ou d_2) augmente, les fréquences de résonance inférieure et supérieure diminuent et l'anisotropie diélectrique de type positive dans le substrat a un effet plus prononcé sur la résonance inférieure que sur la résonance supérieure.

Nous concluons également des figures précédentes que l'anisotropie uniaxiale négative a pour effet de diminuer les fréquences de résonances, alors que l'anisotropie uniaxiale positive considérée dans la figure(III.3) a pour effet de croître les fréquences de résonance inférieur et supérieur de l'antenne empilée.



(a)

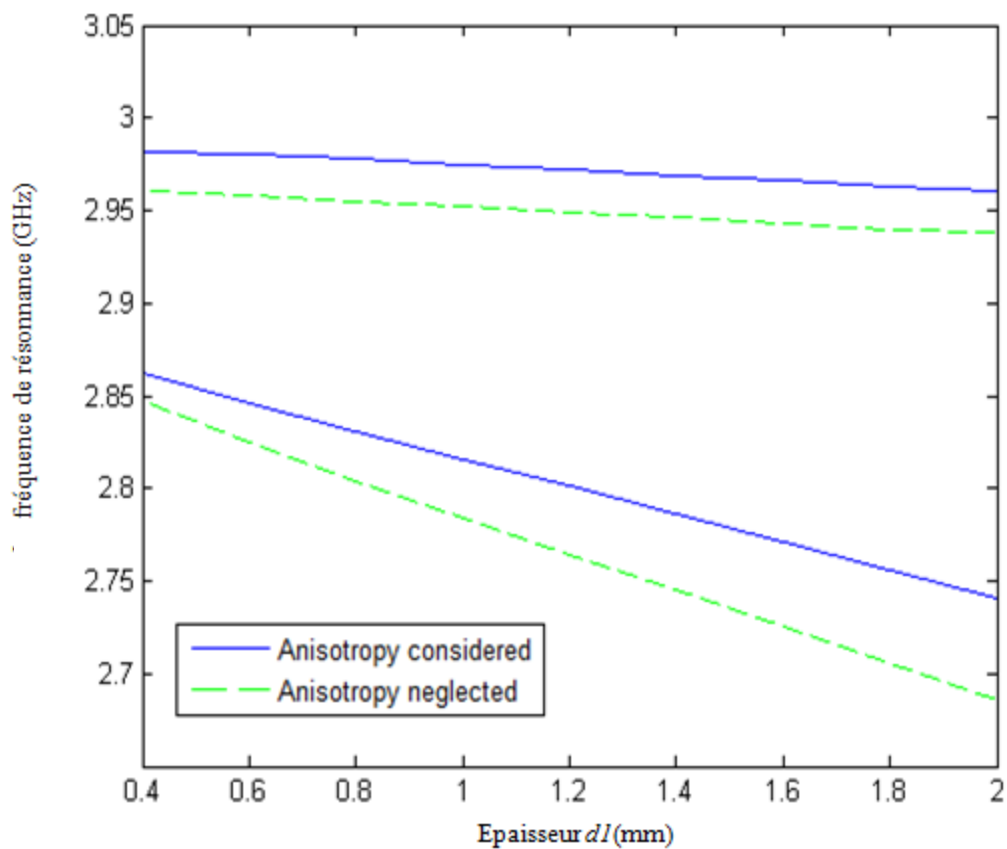


(b)

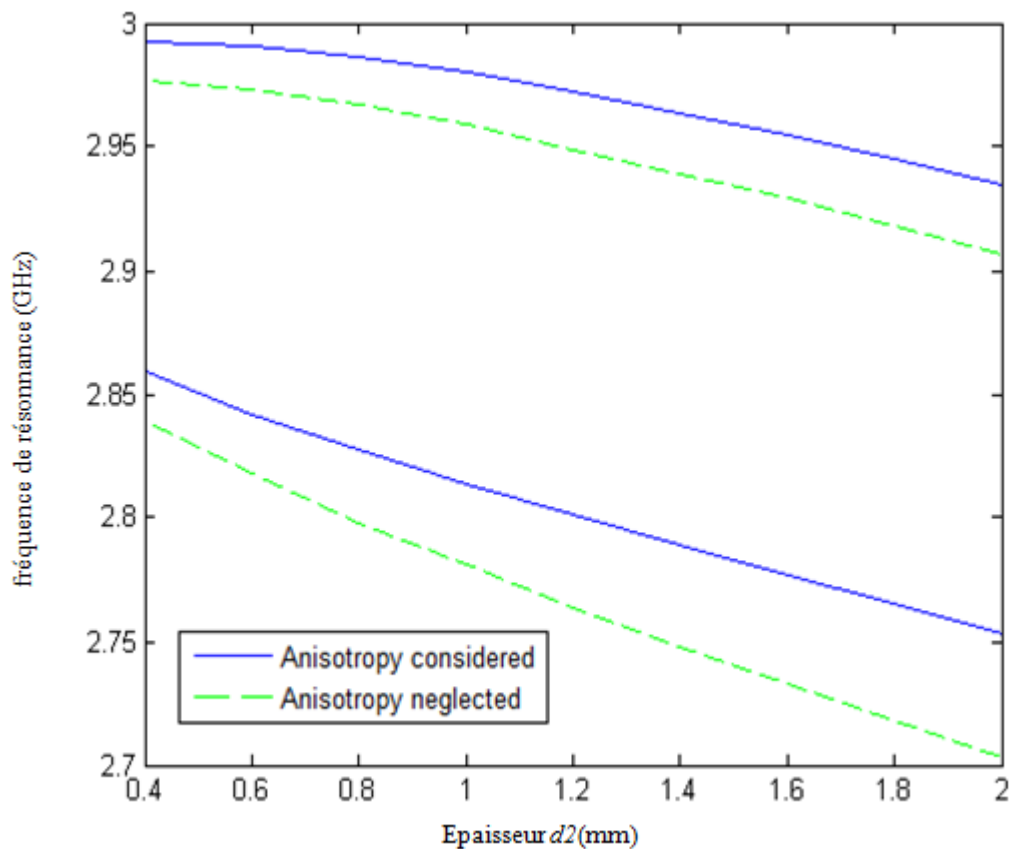
Fig. III.2. Fréquences de résonance inférieure et supérieure en fonction de l'épaisseur d_1 (d_2) de la première (deuxième) couche pour des patchs rectangulaires empilés et imprimés sur un diélectrique présentant une anisotropie uniaxiale négative.

(a) d_1 variable et $d_2 = 1.2$ mm.

(b) d_2 variable et $d_1 = 1.2$ mm.



(a)



(b)

Fig. III.3. *Fréquences de résonance inférieur et supérieur en fonction de l'épaisseur d_1 (d_2) de la première (deuxième) couche pour des patches rectangulaires empilés et imprimés sur un substrat diélectrique présentant une anisotropie uniaxiale positive.*

(a) d_1 variable et $d_2 = 1.2$ mm.

(b) d_2 variable et $d_1 = 1.2$ mm.

III.3.3. Influence des dimensions du patch supérieur sur les fréquences de résonance

Les variations des fréquences de résonance inférieure et supérieure par rapport aux variations de la longueur a_2 (largeur b_2) du patch supérieur sont illustrés dans les tableaux III.2 et III.3 (III.4 et III.5). En outre, les fréquences de résonance des patches, lorsqu'ils ne sont pas présents l'un avec l'autre, sont représentées aussi. Nous examinons l'effet des dimensions du patch supérieur en considérant les deux types de l'anisotropie uniaxiale. Dans tous les cas, les dimensions du patch inférieur sont fixées à $a_1 \times b_1 = 2,7 \times 1,8$ cm, les deux couches du substrat sont fabriquées avec le même matériau et ont une épaisseur $d_1 = d_2 = d = 1,2$ mm.

Tableau III.2. Variations des fréquences de résonance du patch inférieur isolé, du patch supérieur isolé et des patches empilés avec la longueur du patch supérieur ; ($\epsilon_x=4.02$, $\epsilon_z=3.14$), $b_2 = 1.8$ cm.

a_2 (cm)	Fréquences de résonance (GHz)			
	Patches empilés		patch supérieur absent	patch inférieur absent
	Fréquence Inférieure	Fréquence supérieure		
2.1	2.972	4.137	2.984	3.777
2.4	2.974	3.519	2.984	3.357
2.7	2.982	3.090	2.984	3.020
3	2.741	3.105	2.984	2.745
3.3	2.509	3.211	2.984	2.515
3.6	2.317	3.304	2.984	2.321

Tableau III.3. Variations des fréquences de résonance du patch inférieur isolé, du patch supérieur isolé et des patches empilés avec la longueur du patch supérieur ; ($\epsilon_x=9.4, \epsilon_z=11.6$), $b_2= 1.8cm$.

$a_2 (cm)$	Fréquences de résonance(GHz)			
	Patches empilés		patch supérieur absent	patch inférieur absent
	Fréquence Inférieure	Fréquence supérieure		
2.1	1.591	2.276	1.603	2.084
2.4	1.584	1.918	1.603	1.845
2.7	1.591	1.663	1.603	1.656
3	1.497	1.642	1.603	1.501
3.3	1.370	1.713	1.603	1.373
3.6	1.263	1.770	1.603	1.265

Tableau III.4. Variations des fréquences de résonance du patch inférieur isolé, du patch supérieur isolé et des patches empilés avec la largeur du patch supérieur ; ($\epsilon_x=4.02, \epsilon_z=3.14$), $a_2 = 2.7cm$.

$b_2 (cm)$	Fréquences de résonance(GHz)			
	Patches empilés		patch supérieur absent	patch inférieur absent
	Fréquence Inférieure	Fréquence supérieure		
1.4	2.984	3.136	2.984	3.059
1.6	2.984	3.109	2.984	3.038
1.8	2.982	3.090	2.984	3.020
2	2.978	3.080	2.984	3.005
2.2	2.971	3.078	2.984	2.992
2.4	2.962	3.079	2.984	2.981

Tableau III.5. Variations des fréquences de résonance du patch inférieur isolé, du patch supérieur isolé et des patchs empilés avec la largeur du patch supérieur ; ($\epsilon_x=9.4, \epsilon_z=11.6$), $a_2=2.7\text{cm}$.

$b_2 (cm)$	Fréquences de résonance (GHz)			
	Patchs empilés		patch supérieur	patch inférieur
	Fréquence Inférieure	Fréquence Supérieure	absent	absent
1.4	1.597	1.707	1.603	1.685
1.6	1.593	1.681	1.603	1.669
1.8	1.591	1.663	1.603	1.656
2	1.596	1.652	1.603	1.645
2.2	1.602	1.648	1.603	1.636
2.4	1.603	1.649	1.603	1.628

On peut observer à partir du tableau III.2(anisotropie uniaxiale négative) que la fréquence de résonance supérieure décroît avec l'augmentation de la longueur du patch supérieur a_2 jusqu'à ce que les deux patchs soient identiques, puis elle commence à augmenter de façon monotone. Le même comportement est observé dans le cas de l'anisotropie positive (tableau III.3), à l'exception que cette fois ci la fréquence de résonance supérieure est minimale lorsque a_2 est légèrement plus long que a_1 (la longueur du patch inferieur). D'autre part, La variation de a_2 influe d'une manière significative sur la fréquence de résonance inférieure uniquement lorsque la longueur du patch supérieur est plus grande que celle du patch inférieur.

En ce qui concerne l'influence de la largeur du patch supérieur (b_2), la fréquence de résonance supérieure diminue légèrement avec l'augmentation de b_2 . Cependant, la fréquence de résonance inférieure est pratiquement in affectée par les variations de b_2 . Les tableaux III.4 et III.5 confirment clairement cette constatation.

III.4. Conclusion

Ce chapitre a pour objectif de caractériser avec exactitude des patchs empilés rectangulaires réalisés sur des substrats dissimilaires. Le substrat bicouche exhibe une anisotropie de type uniaxial. Des résultats concernant les fréquences de résonance inférieure et supérieure ont été présentés en fonction des différents paramètres physiques et géométriques de notre antenne. Le problème est formulé en termes d'une équation intégrale ayant comme inconnues les densités de courant sur les surfaces conductrices. La méthode des moments/procédure de Galerkin est utilisée dans la résolution des équations intégrales.

On conclusion on peut dire que

- Pour discuter les variations des résonances inférieure et supérieure avec l'anisotropie uniaxial du substrat, il est nécessaire de prendre en compte à la fois les variations de ϵ_x et ϵ_z et pas seulement le rapport ϵ_x/ϵ_z .
- l'anisotropie uniaxiale négative a pour effet de diminuer les résonances des deux résonateurs, alors que l'anisotropie uniaxiale positive considérée dans la figure **III.3** a pour effet de croître les résonances des deux résonateurs. Ces deux derniers résultats peuvent être expliqués par le fait que la permittivité relative effective est supérieure à 3.4 pour le cas de la figures **III.2** , alors qu'elle est inférieure à 3.4 pour le cas de la figure **III.3** .Ce comportement est très attendu, puisque il est connu que la fréquence de résonance d'une antenne microbande est inversement proportionnelle à la permittivité relative.
- Contrairement au cas des variations de la largeur du patch supérieur, les variations de la longueur de ce dernier donnent un degré de liberté additionnel au concepteur pour le contrôle de la séparation entre la résonance inférieure et la résonance supérieure.

III.5. Références bibliographiques

- [1] M. M. Khodier and C. G. Christodoulou, "A proposed stacked microstrip antenna structure for bandwidth enhancement," *Microwave Opt. Technol. Lett.*, vol. 36, no. 1, pp. 26-28, Jan. 2003.
- [2] S. E. Valvan, A. B. Yang, A. Yarovoy, and L. P. Ligthart, "An M-band differentially fed, aperture coupled stacked patch antenna in LTCC," 5th European Radar Conference, Amsterdam, The Netherlands, pp. 200-203, 2008.
- [3] A. S. Elkorany, A. A. Sharshar, and S. M. Elhalafawy, "Ultra wideband stacked microstrip patch antenna," 3rd European Conference on Antennas and Propagation, pp. 1464-1466, 2009.
- [4] J. Gao, K. Li, and H. Harada, "Wideband stacked microstrip patch antenna on thin PTFE substrate for millimetre-wave personal area network (mmWPAN)," IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, pp. 1-4, 2010.
- [5] F. Zhao, T. T. Liu, and Z. P. Qian, "A circularly polarized aperture stacked patch microstrip antenna for L band," *Progress in Electromagnetics Research C.*, vol. 20, pp. 95-109, 2011.
- [6] Z. Yong, L. Ce, G. Chen, and L. Ting, "Design and analysis of a circular doublelayer broadband microstrip antenna," Cross Strait Quad-Regional Radio Science and Wireless Technology Conference, pp. 334-336, 2011.
- [7] S. Benkouda and T. Fortaki, "Resonance of rectangular microstrip patch over ground plane with rectangular aperture in the presence of high-permittivity dielectric layer below the aperture," *Progress In Electromagnetics Research Symposium (PIERS 2011)*, Marrakech, Morocco, March 20-23, pp. 239-241, 2011.
- [8] O. Q. Teruel, Z. Sipus, and E. R. Iglesias, "Characterization and reduction of mutual coupling between stacked patches," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 59, pp. 1031-1036, Mar. 2011.

- [9] S. Shekhawat, P. Sekra, D. Bhatnagar, V. K. Saxena, and J. S. Saini, “*Stacked arrangement of rectangular microstrip patches for circularly polarized broadband performance,*” IEEE Antennas Wireless Propagat. Lett., vol. 9, pp. 910-913, 2010.
- [10] A. N. Tulintseff, S. M. Ali, and J. A. Kong, “*Input impedance of a probe-fed stacked circular microstrip antenna,*” IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. 39, pp. 381-390, Mar. 1991.
- [11] J. Anguera, C. Puente, C. Borja, N. Delbene, and J. Soler, “*Dual-frequency broadband stacked microstrip patch antenna,*” IEEE Antennas Wireless Propagat. Lett., vol. 2, pp. 36-39, 2003.
- [12] M. T. Islam, N. Misran, M. N. Shakib, and B. Yatim, “*Wideband stacked microstrip patch antenna for wireless communication,*” International Symposium on Parallel and Distributed Processing with Applications, pp. 547-550, 2008.
- [13] L. Han, W. Zhang, X. Chen, G. Han, and R. Ma, “*Design of compact differential dual-frequency antenna with stacked patches,*” IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. 58, pp. 1387-1392, Apr. 2010.
- [14] J. S. Dahele, K. F. Lee, “*A tunable dual-frequency stacked microstrip antennas,*” Antennas and Propagation Society International Symposium, May. 1982.
- [15] J. S. Dahele, S. H. Tung, K. F. Lee, “*Normal and inverted configuration of the broadband electromagnetic-coupled microstrip antenna,*” Antennas and Propagation Society International Symposium, 1986.
- [16] L. Shizhi, “*Broadband stacked microstrip patch antennas,*” Microwave Conference Proceedings, APMC '97, Asia-Pacific, 1997.
- [17] R. Q. Lee, K. F. Lee, J. Bobinchak, “*Characteristics of a two-layer electromagnetically coupled rectangular patch antenna,*” Electronics Letters, Vol. 23, No. 20, Sept. 1987
- [18] P. S. Bhatnagar, J. P. Daniel, K. Mahdjoubi, C. Terret, “*Experimental study on stacked triangular microstrip antennas,*” Electronics Letters, Vol. 22, No. 16, Jul. 1986

- [19] S. A. Long and M. D. Walton, "A dual-frequency stacked circular disc antenna," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-27, pp. 270-273, Mar. 1979.
- [20] K. Araki, H. Ueda, and T. Masayuki, "Numerical analysis of circular disk microstrip antennas with parasitic elements," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-34, pp. 1390-1394, Dec. 1986.
- [21] Z. Fan and K. F. Lee, "Hankel transform domain Analysis of dual-frequency stacked circular-disk and annular-ring microstrip antennas," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 39, pp. 867-870, June 1991.
- [22] J. S. Dahele, K. F. Lee, and D. P. Wong, "Dual-frequency stacked annular-ring microstrip antenna," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-35, pp. 1281-1285, Nov. 1987.
- [23] L. Barlatey, J. R. Mosig, and T. Sphicopoulos, "Analysis of stacked microstrip patches with a mixed potential integral equation," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 38, pp. 608-615, May 1990.
- [24] J. P. Damiano, J. Bennequeouche, and A. Papiernik, "Study of multilayer microstrip antennas with radiating elements of various geometry," *Proc. Inst. Elec. Eng.*, vol. 137, no. 3, pp. 163-170, June 1990.
- [25] R. Kastner, E. Heyman, and A. Sabban, "Spectral domain iterative analysis of single and double-layered microstrip antennas using the conjugate gradient algorithm," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 36, pp. 1204-1212, Sept. 1988.
- [26] S. Benkouda, T. Fortaki, and A. Benghalia, "Analysis of dual-frequency stacked circular-disk microstrip antenna," Fifth Saudi Science Conference, Makkah, Saudi, Apr. 16-18, 2012.
- [27] I.K. Moussa, D.A.E. Mohammed, I. Badran, "Analysis of Stacked Rectangular Microstrip Antenna", National Radio Science Conference(NRSC 2007), 1, 2007.
- [28] T. Fortaki, L. Djouane, F. Chebara, and A. Benghalia, "On the dual-frequency behavior of stacked microstrip patches," *IEEE Antennas Wireless Propagat. Lett.*, vol. 7, pp. 310-313, 2008.

- [29] Vishwakarma, R. K. (2009). *Design of rectangular stacked microstrip antenna for dual-band. 2009 International Conference on Emerging Trends in Electronic and Photonic Devices & Systems*.doi:10.1109/electro.5441102, 2009.
- [30] R.K. Vishwakarma, S. Tiwari, "Experimental Study of Stacked Rectangular Microstrip Antenna for Dual-Band" *Engineering* 2 No 2, 85-90, 2010.
- [31] S. Bhardwaj, R.L. Yadava, S. Thakur, "The Characteristics of Electromagnetically Coupled Two Layered Dielectric Loaded Patch Antenna" *International Journal of Electromagnetics and Applications*, Vol. 3 No. 4, pp. 43-64, 2013.
- [32] Bouraiou, A., Amir, M., Fortaki, T., Bouttout, F., Khedrouche, D., Benghalia, "A Vector Fourier transform analysis of stacked rectangular microstrip patches on isotropic and anisotropic substrates". *Aerosp.Sci. Tech.* 47, 447–455, 2015.
- [33] S. Bouttout, Y. Bentrchia, S. Benkouda , T. Fortaki , "Parametric Study of Stacked Microstrip Patch Antenna with Dissimilar Substrates" *Journal of Nanou –and Electronic physics* Vol. 10 No 4, 04004(4pp), 2018.

Chapitre IV

Modèle rapide et précis pour un patch microruban de forme triangulaire équilatérale

Sommaire

IV.1. Introduction

IV.2. Modèle de cavité pour l'analyse des antennes à patch

IV.3. Résultats et interprétations

IV.3.1. *Validation de l'approche proposée*

IV.3.2. *Discussion des résultats numériques*

IV.3.2.1. *Cas d'une antenne triangulaire monocouche*

IV.3.2.2. *Cas d'une antenne triangulaire imprimée sur un substrat suspendu ajustable ($\epsilon_{r1} = 1$)*

IV.3.2.3. *Cas d'une antenne triangulaire imprimée sur un substrat composite ($\epsilon_{r1} \neq 1$)*

IV.4. Conclusion du chapitre 4

IV.5. Références bibliographiques

IV.1. Introduction

L'antenne microruban à substrat suspendu est un type spécial de l'antenne plaquée sur un substrat composite [1]. Dans la littérature antérieure, plusieurs chercheurs ont étudié les caractéristiques de l'antenne patch rectangulaire avec et sans gap d'air [2]-[8]. Au moyen d'un gap d'air ajustable, l'élargissement de la bande passante est possible suite à un abaissement de la permittivité équivalente 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. Dans la plupart des études reportées dans la littérature, cette structure a été largement analysée soit par la méthode des moments, où le modèle de la cavité [9]-[14]. La méthode des moments est jugée la plus exacte, elle converge mieux, et elle est compatible avec les structures multicouches, mais vu sa complexité, l'analyse basée sur le modèle de la cavité constitue une véritable alternative. A travers ce chapitre, on cherche à calculer la fréquence de résonance d'une antenne microbande ayant un patch triangulaire équilatéral. Pour cela, et à partir de la théorie du modèle de la cavité et le principe d'équivalence, la substitution du patch triangulaire par un autre de forme rectangulaire est possible. Nous montrons que le modèle est valide pour trois différentes configurations, à savoir, une antenne triangulaire équilatérale monocouche, un patch triangulaire équilatéral sur substrat suspendu et un patch triangulaire équilatéral sur un substrat composite. Le deuxième volet de ce chapitre est consacré à une étude paramétrique afin de quantifier l'influence de certains paramètres physique et géométrique sur la fréquence de résonance des trois configurations susmentionnées. Nous terminons le présent chapitre en numérotant les principaux résultats obtenus dans ce dernier.

IV.2. Modèle de cavité pour l'analyse des antennes à patch

Dans l'analyse des antennes imprimées par le modèle de la cavité, l'antenne est modélisée par une cavité résonnante, dans laquelle on est capable de mettre en évidence les modes résonnants qui peuvent s'installer. La nature des modes dépend de la forme du patch [15]-[17]. Nous allons développer en détail le modèle de cavité pour un patch rectangulaire. Dans cette section, notre discussion se limite au cas d'un substrat électriquement mince, l'extension du modèle pour des

substrats épais sera abordée dans la section II.3. La géométrie adoptée pour l'analyse de l'antenne microruban est montrée sur la figure IV.1.

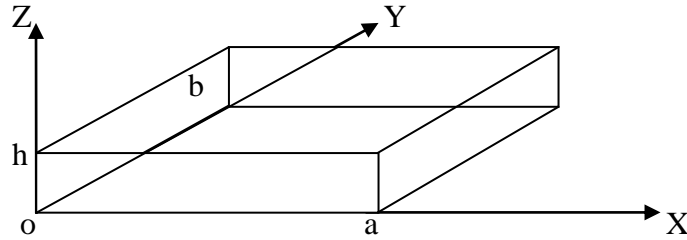


Fig. IV.1. Représentation de la cavité dans un repère (o,x,y,z) .

Pour ce type de modélisation, l'antenne est traitée comme une cavité résonante limitée par [18]:

- Deux murs électriques (le plan de masse au-dessous et l'élément rayonnant au-dessus) en $z=0$ et $z=h$.
- Quatre murs magnétiques sur les bords de l'élément rayonnant $y=0, y=b, x=0$ et $x=a$.

Le champ électrique à l'intérieur du cavité ne peut être orienté que suivant oz et doit être constant entre les deux plans parfaitement conducteurs. Nous désignerons donc le champ électrique à l'intérieur de la cavité, porté par la direction oz par :

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

De l'équation de Maxwell [19] :

$$\overrightarrow{\text{rot}} \vec{E} = \vec{\nabla} \wedge \vec{E} = -j\omega\mu \vec{H} \quad (\text{IV.2})$$

On obtient

$$\vec{H} = \frac{1}{-j\omega\mu} \cdot \vec{\nabla} \wedge \vec{E} = \frac{j}{\omega\mu} \cdot \vec{\nabla} \wedge \vec{E} = \frac{j}{\omega\mu} \begin{vmatrix} ijk \\ \frac{\partial}{\partial x} \frac{\partial}{\partial y} & 0 \\ 0 & 0 & E_z \end{vmatrix}$$

$$\vec{H} = \frac{j}{\omega\mu} \left(\frac{\partial}{\partial y} E_z \vec{i} - \frac{\partial}{\partial x} E_z \vec{j} \right) = H_x \vec{i} + H_y \vec{j}$$

$$H_x = \frac{j}{\omega\mu} \cdot \frac{\partial E_z}{\partial y} \quad (\text{IV.3})$$

$$H_y = -\frac{j}{\omega\mu} \cdot \frac{\partial E_z}{\partial x} \quad (\text{IV.4})$$

$$H_z = 0 \quad (\text{IV.5})$$

On note qu'il n'existe pas de composantes du champ magnétique suivant oz , ce qui nous incite à ne considérer que les configurations TM des champs à l'intérieure de la cavité [20]. Les équations de Maxwell-Faraday et Maxwell-Ampère prennent la forme suivante [19]:

$$\overrightarrow{\text{rot}}\vec{E} = \vec{\nabla} \times \vec{E} = -j\omega\mu\vec{H} \quad (\text{IV.6})$$

$$\overrightarrow{\text{rot}}\vec{H} = \vec{\nabla} \times \vec{H} = j\omega\varepsilon\vec{E} \quad (\text{IV.7})$$

Pour éliminer le champ magnétique \vec{H} entre les relations (IV.6) et (IV.7), il s'agit d'appliquer le rotationnel à la 6e équation:

$$\vec{\nabla} \times (\vec{\nabla} \times \vec{E}) = \vec{\nabla} \times (-j\omega\mu\vec{H}) = -j\omega\mu(\vec{\nabla} \times \vec{H}), \text{ ce qui donne}$$

$$\vec{\nabla} \times (\vec{\nabla} \times \vec{E}) = \omega^2 \mu \varepsilon \vec{E} \quad (\text{IV.8})$$

L'identité des opérateurs vectoriels $\overrightarrow{\text{rot}}(\overrightarrow{\text{rot}}\vec{E}) = \overrightarrow{\text{grad}}(\text{div}\vec{E}) - \Delta\vec{E}$ conduit ensuite à la relation

$$\overrightarrow{\text{grad}}(\text{div}\vec{E}) - \Delta\vec{E} = \omega^2 \mu \varepsilon \vec{E} \text{ avec}$$

$$\text{div}\vec{E} = 0 \quad (\rho = 0 \text{ pas de charge})$$

$$\text{Ce qui implique } \Delta\vec{E} + \omega^2 \mu \varepsilon \vec{E} = \vec{0} \quad (\text{IV.9})$$

$$\text{On pose } k = \omega\sqrt{\mu\varepsilon} \quad (\text{IV.10})$$

L'équation de propagation du champ électrique est donnée donc par :

$$\Delta\vec{E} + k^2\vec{E} = \vec{0} \quad (\text{IV.11})$$

Elle sera simplifiée car il n'existe qu'une seule composante de champ suivant oz et cette composante n'a pas de dépendance en z :

$$\frac{\partial^2 E_z(x, y)}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 E_z(x, y)}{\partial y^2} + k^2 E_z = 0 \quad (\text{IV.12})$$

La recherche d'une solution à variables séparées conduit à poser :

$$E_z(x, y) = f(x) \cdot g(y) \quad (\text{IV.13})$$

$$k^2 = k_x^2 + k_y^2 \quad (\text{IV.14})$$

L'équation (IV.11) se ramène à la résolution de deux équations indépendantes :

$$\frac{\partial^2 f(x)}{\partial x^2} + k_x^2 f = 0 \quad (\text{IV.15})$$

$$\frac{\partial^2 g(y)}{\partial y^2} + k_y^2 g = 0 \quad (\text{IV.16})$$

Dont les solutions évidentes sont :

$$f(x) = A \cos(k_x x) + B \sin(k_x x) \quad (\text{IV.17})$$

$$g(y) = C \cos(k_y y) + D \sin(k_y y) \quad (\text{IV.18})$$

A , B , C et D sont quatre constantes à déterminer en appliquant les conditions aux limites. Le champ électrique E_z s'écrit donc sous la forme :

$$E_z(x, y) = [A \cos(k_x x) + B \sin(k_x x)] \cdot [C \cos(k_y y) + D \sin(k_y y)] \quad (\text{IV.19})$$

Les conditions aux limites sur les surfaces parfaitement conductrices ont déjà été utilisées pour préciser la direction du champ électrique dans la cavité rectangulaire. Les conditions aux limites sur les murs magnétiques parfaits imposent un champ magnétique tangentiel nul sur ces parois, soit : $H_x = 0$ en $y=0$ et $y=b$ (IV.20)

$$H_y = 0 \text{ en } x=0 \text{ et } x=a \quad (\text{IV.21})$$

De (IV.3) et (IV.20) on déduit:

$$H_x=0, \quad \frac{\partial E_z(x, y)}{\partial y} = 0 \quad (\text{IV.22})$$

$$-Ck_y \sin(k_y y) + Dk_y \cos(k_y y) = 0 \text{ en } y=0 \text{ et } y=b \quad (\text{IV.23})$$

$$\text{En } y=0 \rightarrow D=0 \quad (\text{IV.24})$$

$$\text{En } y=b \rightarrow k_y b = m \pi \rightarrow k_y = \frac{m\pi}{b} \quad (\text{IV.25})$$

m étant un entier à priori quelconque.

De (IV.4) et (IV.21) on déduit:

$$H_y=0, \quad \frac{\partial E_z(x, y)}{\partial x} = 0 \quad (\text{IV.26})$$

$$-Ak_x \sin(k_x x) + Bk_x \cos(k_x x) = 0 \text{ en } x=0 \text{ et } x=a \quad (\text{IV.27})$$

$$\text{En } x=0 \rightarrow B=0 \quad (\text{IV.28})$$

$$\text{En } x=a \rightarrow k_x a = n \pi \rightarrow k_x = \frac{n\pi}{a} \quad (\text{IV.29})$$

n étant un entier à priori quelconque.

En utilisant les expressions de k_x et k_y obtenues ci-dessus, et en tenant compte de la nullité des constantes B et D , le champ électrique (IV.19) s'écrit sous la forme suivante, à une constante multiplicative près qui est posée arbitrairement égale à A .

$$E_z(x, y) = A \cos\left(\frac{n\pi}{a} \cdot x\right) \cos\left(\frac{m\pi}{b} \cdot y\right) \quad (\text{IV.30})$$

A partir de la relation (IV.14), on peut calculer la fréquence de résonance pour chaque mode. Réécrire cette dernière tenant compte des expressions de k_x et k_y données en (IV.29) et (IV.25), on obtient

$$k^2 = \left(\frac{n\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{m\pi}{b}\right)^2 \quad (\text{IV.31})$$

$$\text{Avec } k^2 = \omega^2 \mu \epsilon = 4\pi^2 f^2 \mu \epsilon \quad (\text{IV.32})$$

En substituant (IV.32) dans (IV.31), l'équation résultante permet de prévoir la fréquence de fonctionnement de l'antenne :

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\varepsilon}} \cdot \sqrt{\left(\frac{n\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{m\pi}{b}\right)^2} \quad (\text{IV.33})$$

Dans la pratique, beaucoup de substrats sont non magnétiques ($\mu = \mu_0\mu_r / \mu_r = 1$), dans ce cas l'équation (IV.33) se simplifie à

$$f_r^{nm} = \frac{c}{2\pi\sqrt{\varepsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{n\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{m\pi}{b}\right)^2}. \quad (\text{IV.34})$$

Dans l'équation (IV.34), ε_r est la permittivité relative du milieu diélectrique et c désigne la célérité de la lumière ($c^2\varepsilon_0\mu_0=1$).

La fréquence de résonance du mode fondamental TM_{10} s'obtient en remplaçant les valeurs de $n=1$ et $m=0$ dans l'expression (IV.34), cela conduit à :

$$f_r^{10} = \frac{c}{2a\sqrt{\varepsilon_r}} \quad (\text{IV.35})$$

En suivant la même logique que celle décrite en supra (Seules les conditions aux limites changent), la fréquence de résonance d'une antenne patch triangulaire équilatérale sur un substrat composite, suspendu ou unique (figure IV.2) opérant dans le mode TM_{nm} est donnée par l'équation suivante :

$$f_r^{nm} = \frac{2c}{3a\sqrt{\varepsilon_r}} \sqrt{n^2 + nm + m^2}. \quad (\text{IV.36})$$

Où :

c : La vitesse de la lumière dans l'espace libre.

a : la longueur du côté du patch triangulaire.

ε_r : La permittivité relative du milieu diélectrique sous le patch

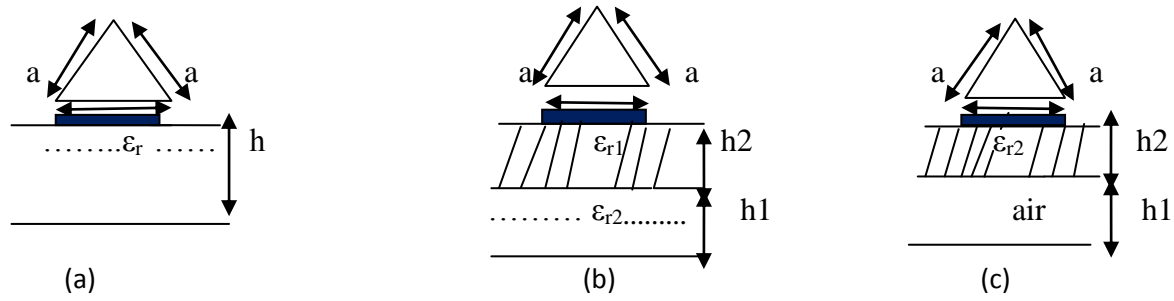


Figure 2 : Antennes patch triangulaire équilatérale :
 (a) avec couche unique, (b) avec couche composite, (c) suspendue

Dans l'optique de rendre les résultats théoriques obtenus comparables aux mesures, il est impératif de prendre en considération les effets de bord (fringing fields). Ainsi, les dimensions du patch rayonnant sont électriquement plus grandes que les dimensions physiques réelles. Des corrections sont apportées donc à la formule (IV.36) de la manière suivante [21] :

$$f_r^{nm} = \frac{2c}{3a_{eff}\sqrt{\epsilon_{r,eff}}} \sqrt{n^2 + nm + m^2} \quad (\text{IV.37})$$

a_{eff} : Longueur effective du côté du patch triangulaire.

$\epsilon_{r,eff}$: Permittivité relative effective.

Afin de calculer a_{eff} et $\epsilon_{r,eff}$, nous adoptons les considérations suivantes :

- Des relations d'équivalences sont prises entre un patch rectangulaire de longueur l et de largeur b avec un autre de forme triangulaire de côté a opérant les deux à la même fréquence de résonance.
- Pour que les champs de bord des deux patchs soient égaux, ces derniers doivent avoir des aires identiques. Ce qui mène à

$$f_r^{10} = \frac{c}{2a\sqrt{\epsilon_r}} = \frac{2c}{3a\sqrt{\epsilon_r}} \quad (\text{IV.38})$$

$$b \cdot l = \frac{\sqrt{3}}{4} \cdot a^2 \quad (\text{IV.39})$$

Par conséquent :

$$l = \frac{3}{4}a \quad (\text{IV.40})$$

En substituant l'équation (IV.40) dans l'équation (IV.39), nous obtenons :

$$b = \frac{1}{\sqrt{3}} a \quad (\text{IV.41})$$

Les relations (IV.40) et (IV.41) permettent le passage d'un patch triangulaire de côté a vers un patch rectangulaire de longueur l et de largeur b .

La longueur effective du côté du patch triangulaire de l'équation (IV.37) est calculée comme suit:

$$a_{eff} = a(1 + p) \quad (\text{IV.42})$$

p provient des champs de bord sur les bords du patch. Pour calculer p de la géométrie triangulaire, les relations d'équivalence (IV.40) et (IV.41) sont remplacées dans l'expression de p proposé par Abboud et al [22] pour un patch de forme rectangulaire. Ainsi, nous obtenons :

$$p = \left[\frac{h}{a} \left\{ 0.3849 \frac{a}{h} + 0.5879 + 0.1093 \left(\frac{\varepsilon_{r,eff}-1}{\varepsilon_{r,eff}^2} \right) + \left(\frac{\varepsilon_{r,eff}+1}{2\pi \varepsilon_{r,eff}} \right) 1.9346 + 1.333 \ln \left(0.2887 \frac{a}{h} + 0.94 \right) \right\} - 0.3849 \right] \cdot \left(\frac{\varepsilon_{r,eff}+0.3}{\varepsilon_{r,eff}-0.258} \right) \quad (\text{IV.43})$$

Alors que la permittivité relative effective peut être calculée en employant la technique développée par Svacina [23] pour la géométrie rectangulaire conjointement avec les équations d'équivalences :

$$\varepsilon_{r,eff} = 1 - q_1 - q_2 + \varepsilon_{r1} \varepsilon_{r2} \frac{(q_1 + q_2)^2}{\varepsilon_{r1} q_2 + \varepsilon_{r2} q_1} \quad (\text{IV.44})$$

Où:

$$q_1 = \frac{h_1}{2h} \left[1 + \frac{\pi}{4} - \frac{h}{b_\varepsilon} \ln \left\{ \frac{2b_\varepsilon}{h_1} \sin \left(\frac{\pi h_1}{2h} \right) + \cos \left(\frac{\pi h_1}{2h} \right) \right\} \right] \quad (\text{IV.45})$$

$$q_2 = 1 - q_1 - \frac{h}{2b_\varepsilon} \ln \left(\frac{\pi b_\varepsilon}{h} - 1 \right) \quad (\text{IV.46})$$

$$b_e = 0.5777 \left[a + \frac{2h}{0.577\pi} \ln \left(4.931 \frac{a}{h} + 15.7136 \right) \right] \quad (\text{IV.47})$$

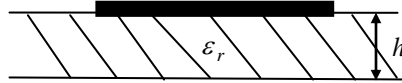
IV.3. Résultats et interprétations

Dans la présente section, nous exploitons le modèle de cavité à murs latéraux magnétiques conjointement avec le principe d'équivalence pour l'estimation de la fréquence de résonance d'une plaque triangulaire équilatérale imprimée sur des substrats simple, composite et suspendu.

IV.3.1. Validation de l'approche proposée

Afin de valider l'approche proposée, nous comparons dans cette sous-section nos résultats avec les données théoriques et expérimentales de la littérature. Dans le tableau IV.1, nous comparons notre fréquence de résonance avec celle obtenue par Dahele et Lee [24] pour un patch microbande triangulaire équilatéral de côté $a = 10 \text{ cm}$ est imprimé sur un substrat d'épaisseur $h = 1.59 \text{ mm}$ et ayant une permittivité relative faible de 2.32. En outre du mode fondamentale TM_{10} , nous avons également effectué des comparaisons pour le cas des modes d'ordre supérieur, à savoir, TM_{11} , TM_{20} , TM_{21} et TM_{30} . Il est clair à partir du tableau que nos résultats sont en très bon accord avec les mesures expérimentales. En effet l'erreur relative entre nos calculs et les mesures étant inférieure à 0.8%.

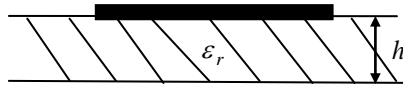
Tableau IV.1. Comparaison des fréquences de résonance calculées avec les données mesurées pour un patch triangulaire équilatérale sur un substrat monocouche à faible constante diélectrique ; $a = 10 \text{ cm}$, $\epsilon_r = 2.32$, $h = 1.59 \text{ mm}$.



Mode	Fréquence de résonance (GHz)		Erreur (%)
	Nos résultats	Résultats mesurés de Dahele et Lee	
TM ₁₀	1.2848	1.280	0.37
TM ₁₁	2.2253	2.242	0.74
TM ₂₀	2.5695	2.550	0.76
TM ₂₁	3.3991	3.400	0.03
TM ₃₀	3.8543	3.824	0.79

Pour le cas d'une antenne triangulaire équilatérale monocouche ayant une permittivité relative élevée, nos résultats numériques sont comparés avec des résultats publiés par Chen et al [25], comme indiqué dans le tableau IV.2. Nous donnons des résultats pour le mode fondamental aussi bien que pour des modes d'ordre supérieur. Les erreurs relatives entre nos résultats et ceux de la mesure pour les modes TM₁₀, TM₁₁, TM₂₀, TM₂₁ et TM₃₀ sont 0.80%, 1.03%, 0.62%, 0.34% et 1.84%, respectivement. Ce qui valide le modèle pour le cas d'un substrat ayant une permittivité relative élevée.

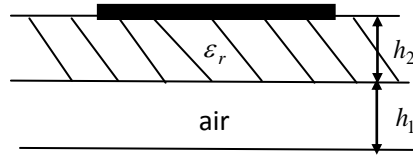
Tableau IV.2. Comparaison des fréquences de résonance calculées avec les données mesurées pour un patch triangulaire équilatérale sur un substrat monocouche à constante diélectrique élevée ; $a = 4.1$ cm, $\epsilon_r = 10.5$, $h = 0.7$ mm.



Mode	Fréquence de résonance (GHz)		Erreur (%)
	Nos résultats	Résultats mesurés de <i>Chen et al.</i>	
TM ₁₀	1.5068	1.519	0.80
TM ₁₁	2.6099	2.637	1.03
TM ₂₀	3.0137	2.995	0.62
TM ₂₁	3.9867	3.973	0.34
TM ₃₀	4.5205	4.439	1.84

A présent, nous vérifions la validité du modèle pour le cas d'un patch triangulaire équilatéral sur un substrat suspendu à l'aide du logiciel de simulation HFSS. Il est clair à partir de tableau IV.3. que nos résultats coïncident avec ceux obtenus par le logiciel de simulation HFSS pour des séparations d'air minces aussi bien que pour des séparations d'air épaisses ce qui montre l'efficacité du principe d'équivalence proposé.

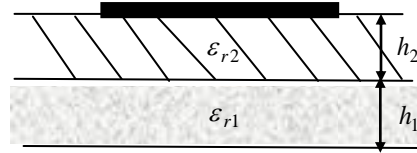
Tableau IV.3. Comparaison des fréquences de résonance calculées avec les résultats simulés par HFSS pour un patch triangulaire équilatérale sur un substrat suspendu opérant dans différents modes et pour différentes valeurs de la séparation d'air ; $a = 5 \text{ cm}$, $\epsilon_r = 2.32$, $h_2 = 1.59 \text{ mm}$.



Séparation d'air h_1 (mm)	Mode	Fréquence de résonance (GHz)	
		Nos résultats	HFSS
0.254	TM ₁₀	2.6712	2.665
	TM ₁₁	4.6267	4.725
	TM ₂₀	5.3424	5.298
	TM ₂₁	7.0674	7.155
	TM ₃₀	8.0136	7.965
0.635	TM ₁₀	2.7988	2.795
	TM ₁₁	4.8477	4.995
	TM ₂₀	5.5976	5.545
	TM ₂₁	7.4050	7.510
	TM ₃₀	8.3964	8.495
1.275	TM ₁₀	2.8858	2.905
	TM ₁₁	4.9982	5.220
	TM ₂₀	5.7715	5.740
	TM ₂₁	7.6350	7.900
	TM ₃₀	8.6573	8.760
1.59	TM ₁₀	2.8994	2.885
	TM ₁₁	5.0219	5.220
	TM ₂₀	5.7988	5.725
	TM ₂₁	7.6710	7.865
	TM ₃₀	8.6981	8.860

La dernière comparaison effectuée concerne le cas d'un patch triangulaire équilatéral sur un substrat composite. Les paramètres physique et géométrique de l'antenne sont pris identiques à ceux de l'antenne étudiée dans le tableau IV.3, à l'exception du substrat inférieur qui présente ici une permittivité relative élevée de 9.8. Les résultats du tableau IV.4 nous permettent de confirmer l'exactitude du modèle pour le cas d'un patch triangulaire équilatéral gravé sur un substrat composite.

Tableau .IV.4. Comparaison des fréquences de résonance calculées avec les résultats simulés par HFSS pour un patch triangulaire équilatérale sur un substrat composite opérant dans différents modes et pour différentes épaisseurs du substrat inférieur ; $a = 5 \text{ cm}$, $\epsilon_{r1} = 9.8$, $\epsilon_{r2} = 2.32$, $h_2 = 1.59 \text{ mm}$.



Épaisseur du substrat inférieur h_1 (mm)	Mode	Fréquence de résonance (GHz)	
		Nos résultats	HFSS
0.254	TM ₁₀	2.4008	2.385
	TM ₁₁	4.1583	4.215
	TM ₂₀	4.8016	4.720
	TM ₂₁	6.3519	6.395
	TM ₃₀	7.2023	7.065
0.635	TM ₁₀	2.2655	2.255
	TM ₁₁	3.9239	3.985
	TM ₂₀	4.5310	4.435
	TM ₂₁	5.9939	6.055
	TM ₃₀	6.7964	6.620
1.275	TM ₁₀	2.1062	2.090
	TM ₁₁	3.6481	3.695
	TM ₂₀	4.2125	4.070
	TM ₂₁	5.5726	5.625
	TM ₃₀	6.3187	6.145
1.59	TM ₁₀	2.0360	2.020
	TM ₁₁	3.5264	3.525
	TM ₂₀	4.0719	3.890
	TM ₂₁	5.3866	5.415
	TM ₃₀	6.1079	5.830

IV.3.2. Discussion des résultats numériques

Dans cette section, nous exposons la dépendance de quelques caractéristiques de l'antenne microbande triangulaire en fonction de leurs paramètres physiques.

IV.3.2.1. Cas d'une antenne triangulaire monocouche

L'effet de la longueur du côté du patch sur la fréquence de résonance de l'antenne microruban triangulaire est étudié. Dans la Figure IV.3, nous présentons des résultats pour les fréquences de résonance d'une plaque microbande triangulaire gravé sur un substrat monocouche opérant dans plusieurs modes résonants. Le patch initialement de côté $a = 6 \text{ cm}$ est incrémenté à chaque fois de 1 cm jusqu'à une longueur finale de 12 cm. En outre du mode fondamental TM_{10} , nous avons également étudié les modes TM_{11} et TM_{20} . Il est clair à partir de la figure IV.3 que l'augmentation de la longueur du côté du patch diminue la fréquence de résonance pour les trois modes considérés. Comme exemple, lorsque la longueur a augmente de 6 cm à 12 cm, la fréquence de résonance du mode TM_{10} (TM_{20}) diminue de 2.1130 GHz (4.2260) à 1.0743 GHz (2.1485) pour un changement fractionnel au environ de 50% pour les deux modes. Un même changement fractionnel a été obtenu pour le cas du mode TM_{11} lorsque a varie de 6 cm à 12 cm. Ce qui indique que le degré d'influence de de la longueur du côté du patch triangulaire sur la fréquence de résonance ne diffère pas d'un mode à un autre.

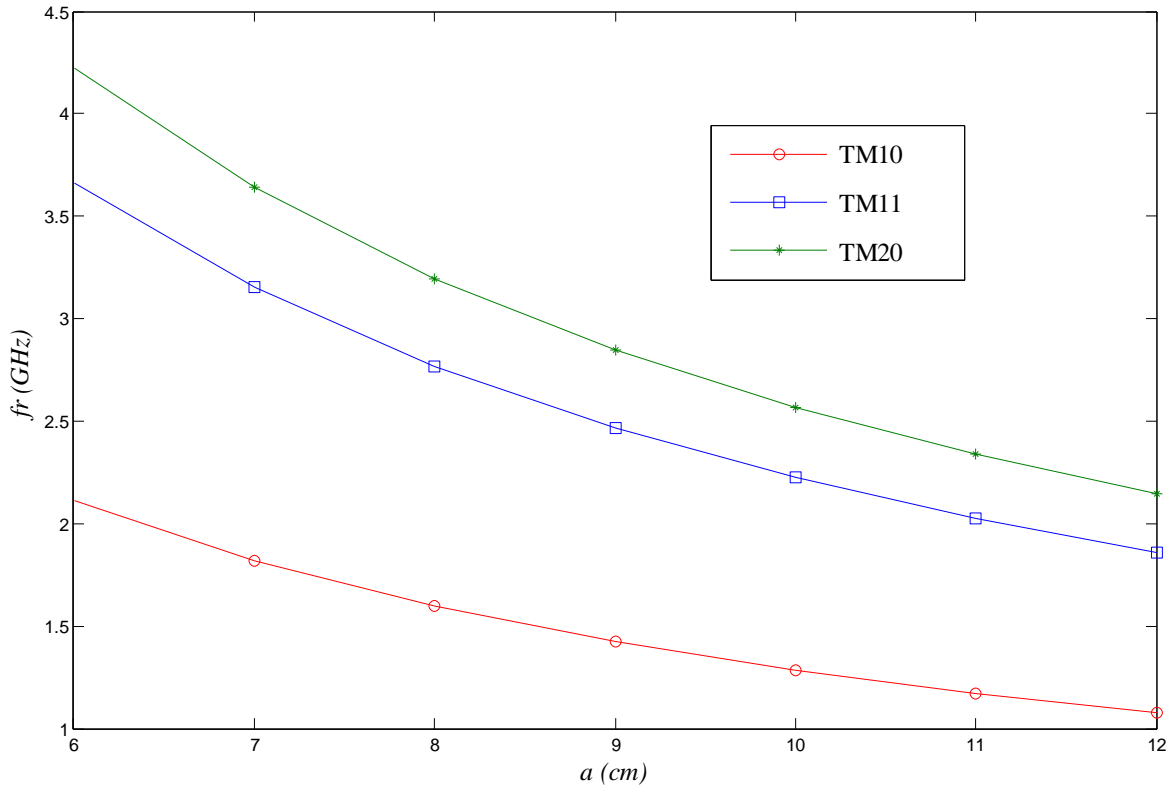


Fig .IV.3. Fréquence de résonance de l'antenne triangulaire équilatérale monocouche opérant dans plusieurs modes résonants en fonction de la longueur du côté du patch ;

$$\epsilon_r = 2.32, h = 1.59 \text{ mm.}$$

IV.3.2.2. Cas d'une antenne triangulaire imprimée sur un substrat suspendu ajustable ($\epsilon_{r1} = 1$)

Maintenant, l'effet de la séparation d'air sur la fréquence de résonance de l'antenne microbande triangulaire équilatérale ayant un gap d'air est recherché. Le mode TM_{10} est considéré. Le patch triangulaire équilatéral de côté $a = 1.33 \text{ cm}$ est imprimé sur un substrat diélectrique d'épaisseur $h_2 = 0.5 \text{ mm}$. Dans la figure IV.4, la fréquence de résonance en fonction de la séparation d'air h_1 pour différents matériaux du substrat est montrée. Ces matériaux sont : Duroid, Plexiglas et Mylar avec les permittivités relatives $\epsilon_r = 2.32, 2.6, \text{ et } 3$, 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 h_{1fmax} bien définie. Notons que l'effet du gap d'air est plus prononcé pour les petites valeurs de h_1 . Lorsque

la séparation d'air excède h_{1fmax} , 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 triangulaire équilatérale avec un gap d'air mince ; puisque une petite incertitude dans l'ajustement de h_1 peut avoir comme conséquence un décalage important de la fréquence.

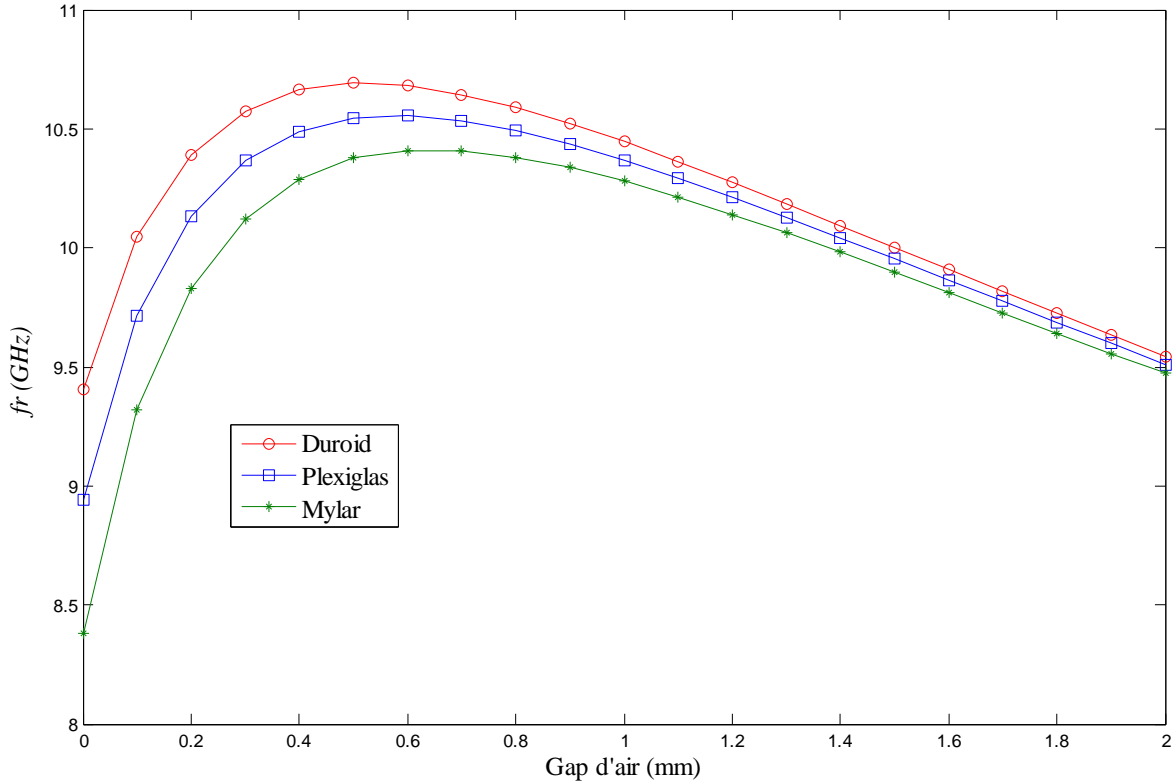


Fig.IV.4. Fréquence de résonance d'un patch triangulaire équilatéral sur substrat suspendu en fonction de la séparation d'air. L'antenne opère dans le mode TM_{10} ; $a = 1.33$ cm, $h_2 = 0.5$ mm, Duroid : $\epsilon_r = 2.32$, Plexiglas : $\epsilon_r = 2.6$, Mylar : $\epsilon_r = 3$.

IV.3.2.3. Cas d'une antenne triangulaire imprimée sur un substrat composite ($\epsilon_r \neq 1$)

Dans cette sous-section, nous allons examiner l'effet du substrat composite sur la fréquence de résonance. Dans la figure IV.5, nous présentons des résultats pour les fréquences de résonance d'un patch microbande triangulaire équilatéral imprimé sur un substrat composite. La longueur du côté du patch est $a = 1.4$ cm. Le diélectrique situé juste sous le patch triangulaire a une permittivité relative $\epsilon_{r2} = 2.6$ (Plexiglas), alors que celui en contact avec le plan de masse

possède une permittivité relative $\epsilon_{r1} = 2.13$. Nous avons pris le Plexiglas comme exemple d'un substrat à faible permittivité. Notons que l'augmentation de l'épaisseur h_2 du substrat supérieur s'accompagne avec la diminution de l'épaisseur h_1 du substrat inférieur de manière que l'épaisseur totale $h = h_1 + h_2$ demeure inchangée ($h = 1 \text{ mm}$). Les résultats obtenus montrent que l'augmentation de h_2 entraîne la diminution de la fréquence de résonance de l'antenne triangulaire équilatérale. Ce comportement est basé sur le fait qu'au fur et à mesure que h_2 croît, la permittivité effective du milieu diélectrique sous le patch triangulaire équilatéral augmente. Et il est bien connu que la fréquence de résonance d'une antenne microbande est inversement proportionnelle à la permittivité du milieu diélectrique. Comme exemple, lorsque l'épaisseur du substrat supérieur augmente de 0.1 mm à 1 mm (l'épaisseur du substrat inférieur diminue de 0.9 mm à 0 mm), la fréquence de résonance diminue de 8.7566 GHz à 8.1909 GHz pour un changement fractionnel faible de 6.46%.

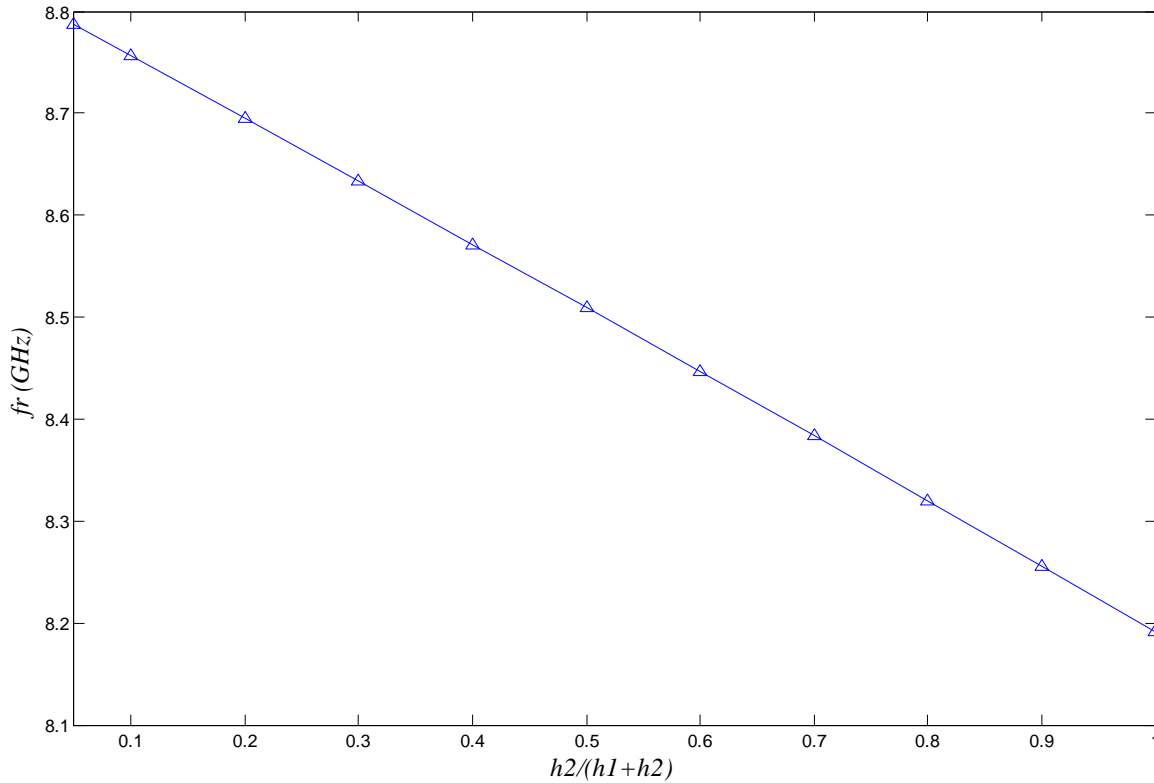


Fig. IV.5. Fréquence de résonance d'un patch triangulaire équilatéral gravé sur un substrat composite. L'antenne opère dans le mode TM_{10} ; $a = 1.4$ cm, $\epsilon_{r1} = 2.13$, $\epsilon_{r2} = 2.6$,

$$h_1 + h_2 = 1 \text{ mm.}$$

Dans la figure IV.6, nous reprenons l'étude menée dans la figure IV.5, mais cette fois ci, le substrat supérieur est fabriqué à base d'un matériau à permittivité élevée, c-à-dire, l'Oxyde de Magnésium : MgO. La permittivité de ce dernier étant de 9.6. Semblablement à ce qui a été observé dans la figure IV.5, Les résultats numériques indiquent que l'augmentation de l'épaisseur du substrat supérieur cause une diminution de la fréquence de résonance de l'antenne triangulaire équilatérale. Cette diminution est très significative relativement à celle enregistrée pour le cas de la figure IV.5. En effet, lorsque l'épaisseur du substrat supérieur augmente de 0.1 mm à 1 mm (l'épaisseur du substrat inférieur diminue de 0.9 mm à 0 mm), la fréquence de résonance de l'antenne diminue de 8.2972 GHz à 4.5243 GHz pour un changement fractionnel large de 45.47%.

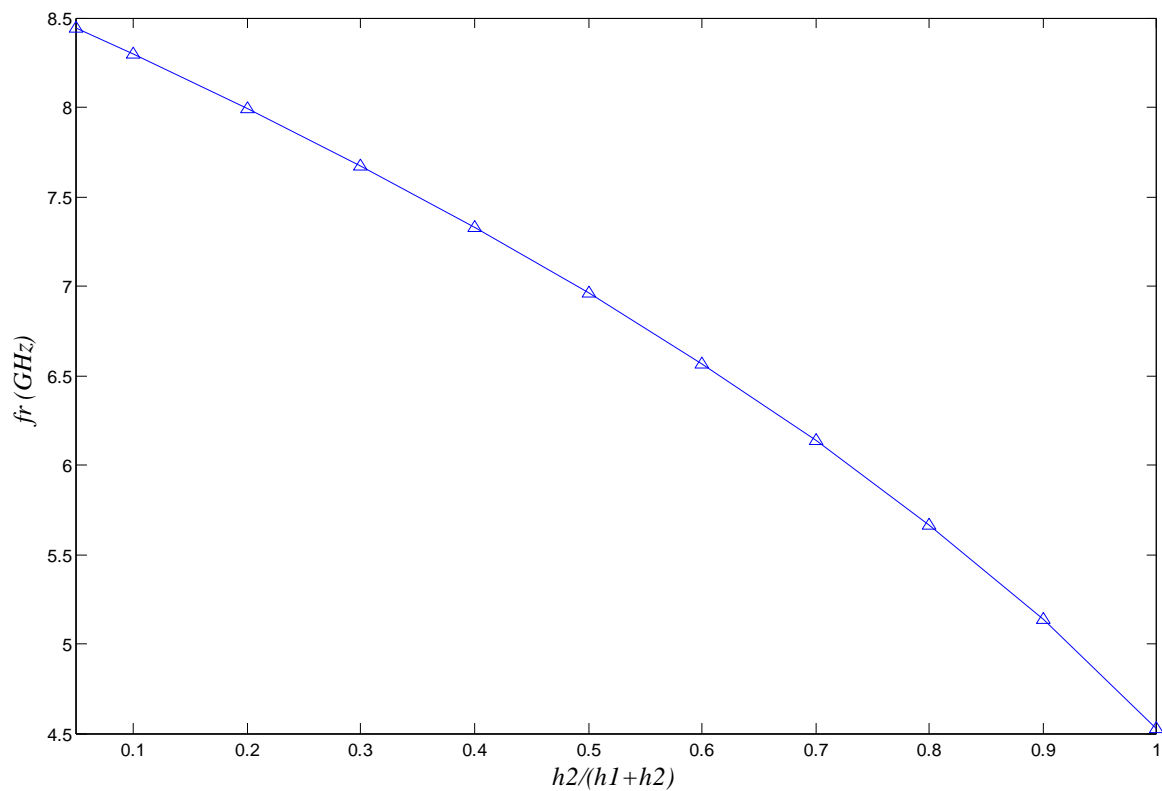


Fig. IV.6. Fréquence de résonance d'un patch triangulaire équilatéral gravé sur un substrat composite. L'antenne opère dans le mode TM_{10} ; $a = 1.4$ cm, $\epsilon_{r1} = 2.13$, $\epsilon_{r2} = 9.6$,

$$h_1 + h_2 = 1 \text{ mm.}$$

IV.4. Conclusion du chapitre

Au cours de ce quatrième chapitre, nous avons donné les étapes de calculs essentielles pour évaluer la fréquence de résonance d'une antenne micro-ruban à plaque de forme triangle équilatéral en utilisant le modèle de cavité conjointement avec le principe d'équivalence. L'inclusion des champs de bord dans la formulation mathématique donne un modèle fiable pour des substrats minces aussi bien que pour des substrats épais. En outre de l'antenne monocouche, la formule de la fréquence de résonance obtenue est valable pour le cas d'un patch triangulaire équilatéral sur substrat suspendu ou composite. La présente théorie a été validée par comparaison de nos résultats numériques avec les données théoriques et expérimentales de la littérature [24] et [25]. Notre approche a prouvé ses performances dans le calcul de la fréquence de résonance pour une variété de configurations, à savoir, une antenne triangulaire équilatérale monocouche, un patch triangulaire équilatéral sur substrat suspendu et un patch triangulaire équilatéral sur un substrat composite. A partir des résultats de l'analyse effectuée on peut conclure que :

- l'antenne triangulaire équilatérale peut être utilisée comme antenne ayant les mêmes propriétés de radiation que l'antenne rectangulaire, avec l'avantage d'occuper moins d'espace.
- 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.
- Un soin extrême devrait être pris lors de la conception d'une antenne microbande triangulaire ayant un gap d'air mince ; puisque une petite incertitude dans l'ajustement de la séparation en air peut causer un décalage important de la fréquence.

IV.5. Références bibliographiques

- [1] M. Biswas and M. Dam, "*Characteristics of equilateral triangular patch antenna on suspended and composite substrates*," *Electromagnetics*, Vol. 33, pp. 99-115, 2013.
- [2] 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, ICAP 89*, pp. 102-106, 1989.

- [3] S. Chattopadhyay, M. Biswas, J. Siddiqui, and D. Guha, "*Input impedance of probefed rectangular microstrip antennas with variable air gap and varying aspect ratio*," IET microwaves, antennas & propagation, Vol. 3, pp. 1151-1156, 2009.
- [4] H. Kang and J. Song, "*Electrically tunable rectangular microstrip antenna*," Electronics Letters, Vol. 46, pp. 18-19, 2010.
- [5] I. Wolff and N. Knoppik, "*Rectangular and circular microstrip disk capacitors and resonators*," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 22, pp. 857-864, 1974.
- [6] E. Chang, S. A. Long, and W. F. Richards, "*An experimental investigation of electrically thick rectangular microstrip antennas*," IEEE transactions on antennas and propagation, Vol. 34, pp. 767-772, 1986.
- [7] W. C. Chew and Q. Liu, "Resonance frequency of a rectangular microstrip patch," Antennas and Propagation, IEEE Transactions on, Vol. 36, pp. 1045-1056, 1988.
- [8] D. M., Pozar, PCAAD 3.0, "*Personal Computer Aided Antenna Design*", Antenna Design Associates, Inc. 1996.
- [9] A. Mahamdi, 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), pp. 1-4, 2017.
- [10] Chattopadhyay S., Biswas M., Siddiqui Y.Y.; Ghua D.: "*Rectangular microstrips with variable air gap and varying aspect ratio: improved formulations and experiments*", Microw. Opt. Technol. Lett. , 51, (1), pp. 169–173, 2009.
- [11] Chattopadhyay S., Siddiqui Y.Y.; Ghua D.: "*Accurate CAD formulation for rectangular microstrip patch antennas*". Dig. IEEE Antennas and Propagation Symp., Washington, DC, July 2005.
- [12] Forkati T., Khedrouche D., Bouttout F. Benghalia A. : "*A numerically efficient full-wave analysis of a tunable rectangular microstrip patch*", Int. J. Electron., 91, (1), pp. 57– 70, 2004.

- [13] Qiu J., Huang Y., Wang A.: “*An improved model for the resonant frequency of tunable rectangular microstrip antenna*”, Proc. Int. Conf. Microw. Millim. Wave Tech., 3, pp. 524– 527 ,2002.
- [14] Fan Z., Lee K.-F.: “*Spectral domain analysis of rectangular microstrip antennas with an air gap*”, Microw. Opt. Technol. Lett., 5, (7), pp. 315– 318,1992.
- [15] Vaudon Patrick-Master de recherche télécommunication hautes fréquences et optiques «XII.-Les antennes imprimée» IRCOM- Université de Limoges.
- [16] Moncef Kadi « Antennes miniatures sur des substrats de hautes permittivités ».
- [17] Somia Boussaha et Mekhancha Sarra “*Analyse du diagramme de rayonnement quasi omnidirectionnel d’une antenne patch en utilisant le modèle de cavité*” International conférence systems and processing information, Guelma, May 15-17, 2011.
- [18] Mosig J. R., Gardiol F. : “*Techniques analytiques et numériques dans l’analyse des antennes microruban,*” Annales des Télécommunications, Vol. 40, pp. 411-437, 1985.
- [19] Huttunen, T., Monk, P., Shankar, V., Hall, W.. “*High-Order Ultra-Weak Variational Formulation for Maxwell Equations*”.IEEE International Conference on Computational Electromagnetics (ICCEM),2018.
- [20] Balanis C.A. “*Antenna Theory: Analysis and Design*” John Wiley & Sons, Inc, 1997.
- [21] Helszajn, J., James D. S. :”*Planar triangular resonators with magnetic walls*”. IEEE Trans. Microw. Theory Tech. 26:95–100,1978.
- [22] Abboud, F., Damiano J. P.,Papiernik A. :”*Simple model for the input impedance of coax-fed rectangular microstrip patch antenna for CAD*”. IEE Proc. Pt. H 135:323–326,1988.
- [23] Svacina, J. “*Analysis of multilayer microstrip lines by a conformal mapping method*”. IEEE Trans. Microw. Theory Tech. 40:769–772. 1992.
- [24] Dahele, J. S., Lee K. F. “*On the resonant frequencies of the triangular patch antenna*”. IEEE Trans. Antennas Propagat. 35 :100-101,1987.

[25] Chen, W., Lee K.F., Dahele J.S. :“*Theoretical and experimental studies of the resonant frequencies of equilateral triangular microstrip antenna*”. IEEE Trans. Antennas Propagat. 40 :1253-125,1992.

Conclusion

Générale

Dans la société actuelle, les communications radio font partie de la vie quotidienne. Tous les systèmes de communications radio reposent sur des champs électromagnétiques appartenant aux radiofréquences (RF) du spectre électromagnétique. Typiquement, le niveau des champs électromagnétiques générés par les systèmes de radiocommunications est très faible et bien inférieur aux limites imposées par les normes de sécurité. Ainsi, la téléphonie mobile a apporté à l'individu la liberté de communication et l'accès universel aux réseaux d'information. Une telle évolution a été rendue possible par les progrès de l'électronique et des techniques et moyens de traitement numérique de l'information dans les terminaux. Cependant, il ne faut pas oublier que la liaison entre ces terminaux, téléphones portables, ordinateurs, stations de base et autres infrastructures, est assurée par les ondes électromagnétiques, qui sont un point de passage obligé. L'interface entre les moyens de traitement de l'information et les ondes qui véhiculent cette information est assurée par les antennes. Parfois spectaculaires, souvent non visibles, ces antennes, en réalité, déterminent les paramètres essentiels des communications, comme la puissance émise, la direction de rayonnement ou la portée, et elles ont un impact fort sur des caractéristiques critiques comme les débits numériques ou les dimensions des différents équipements.

Trois volets principaux ont constitué le corps de la présente thèse. Dans le premier volet, une méthode intégrale a été appliquée pour l'analyse d'une antenne microbande rectangulaire monocouche. Cette méthode utilise la fonction tensorielle spectrale de Green et la méthode des moments (procédure de Galerkin) comme outil de résolution. Une investigation de l'effet des différents paramètres de l'antenne microbande ; à savoir, les dimensions physiques et les caractéristiques électrique et magnétique du substrat diélectrique, a été effectuée.

Pour répondre aux exigences des utilisateurs d'antennes microrubans, une bande passante aussi large que possible s'avère nécessaire. Par conception appropriée, les antennes possédant des configurations à empilement surmontent la limitation de la bande passante étroite [1]-[3] par l'introduction de résonances additionnelles dans la gamme de fréquences d'opération. L'étude du comportement bifréquence d'une antenne microbande constituée d'un empilement de deux patches rectangulaires imprimés sur un substrat bicouche a été abordée dans le deuxième volet de cette thèse. Contrairement aux travaux antérieurs, nous avons considéré le cas où les substrats inférieur et supérieur ne sont pas identiques. Des expressions analytiques ont été obtenues pour les fonctions spectrales dyadiques de Green de la structure empilée. Ces expressions peuvent être utilisées aisément dans l'analyse des antennes microbandes empilées de formes circulaire ou annulaire. Une étude paramétrique a été menée pour quantifier l'influence des différents paramètres de l'antenne sur le comportement bifréquence. Un soin extrême a été réservé à l'étude de l'influence de l'anisotropie [3]-[12] sur les fréquences de résonance inférieure et supérieure.

La conception assistée par ordinateur (CAO) est devenue une étape incontournable du processus de mise sur le marché de nouveaux produits avec l'objectif de produire le plus rapidement possible des dispositifs de plus en plus performants avec des rapports qualité/prix toujours plus compétitifs. Cependant, si tout logiciel de CAO doit reposer avant tout sur des modèles rapides et fiables, les modèles existants dans les simulateurs commerciaux ne répondent que partiellement à toutes les attentes des concepteurs. De ce fait, le besoin en modèles plus performants, notamment du point de vue rapidité de réponse, fiabilité et fonctionnalité, est une réalité incontournable particulièrement en haute fréquence avec l'engouement sans cesse croissant du public pour des innovations technologiques toujours plus élaborées. C'est dans ce contexte que nous avons tracé l'objectif principal du troisième volet de la présente thèse. Des efforts importants ont été fournis donc pour l'élaboration d'un modèle rapide et précis pour l'estimation de la fréquence de résonance d'une antenne

microbande de forme triangulaire équilatérale. L'antenne microbande a été assimilée à une cavité ayant des murs électriques sur le sommet et sur la base et des murs magnétiques sur les parois latéraux. Afin d'inclure l'effet de bord dans l'analyse, nous avons remplacé la longueur du côté du patch triangulaire par une longueur effective ainsi que la permittivité relative du milieu diélectrique par une permittivité relative effective. Pour tirer profit des expressions déjà disponibles dans la littérature pour le calcul des paramètres effectifs pour le cas d'un patch rectangulaire, nous avons utilisé le principe d'équivalence. 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. Pour confirmer l'exactitude du modèle développé, nous avons effectué une série de comparaison pour trois différentes structures, à savoir, une antenne triangulaire monocouche, un patch triangulaire sur un substrat suspendu et finalement un patch triangulaire sur un substrat composite.

Dans le deuxième volet de notre thèse, nous avons proposé une méthode exacte pour l'analyse d'une antenne microbande empilée. Cette méthode fait appel à des procédures numériques complexes qui consomment beaucoup de temps en raison de la nature itérative de la solution. En se basant sur les résultats obtenus dans le deuxième volet, nous envisageons étendre le modèle développé dans le dernier chapitre pour l'analyse d'une antenne microbande empilée.

Références bibliographiques

- [1] S. Benkouda, A. Messai, M. Amir, S. Bedra, and T. Fortaki, "Characteristics of a high T_c superconducting rectangular microstrip patch on uniaxially anisotropic substrate," *Physica C*, vol. 502, pp. 70-75, 2014.
- [2] S. Benkouda, M. Amir, T. Fortaki, and A. Benghalia, "Dual-frequency behaviour of stacked high T_c superconducting microstrip patches," *Journal of Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves*, vol. 32, pp. 1350-1366, 2011.

- [3] O. Barkat and A. Benghalia, “*Radiation and resonant frequency of superconducting annular ring microstrip antenna on uniaxial anisotropic media,*” *Journal of Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves*, vol. 30, pp. 1053-1066, 2009.
- [4] Ç. S. Gürel and E. Yazgan, “*Characteristics of a circular patch microstrip antenna on uniaxially anisotropic substrate,*” *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 52, pp. 2532-2537, 2004.
- [5] C. F. L. Vasconcelos, S. G. da Silva, M. R. M. L. Albuquerque, J. R. S. Oliveira, and A. G. d’Assunção, “*Annular ring microstrip antennas for millimeter wave applications,*” *Journal of Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves*, vol. 28, pp. 821-829, 2007.
- [6] T. Fortaki, L. Djouane, F. Chebara, and A. Benghalia, “*On the dual-frequency behavior of stacked microstrip patches,*” *IEEE Antennas Wireless Propagat. Lett.*, vol. 7, pp. 310-313, 2008.
- [7] O. Barkat and A. Benghalia, “*Synthesis of superconducting circular antennas placed on circular array using a particle swarm optimisation and the full-wave method,*” *Progress In Electromagnetics Research B*, vol. 22, pp. 103-119, 2010.
- [8] Ç. S. Gürel and E. Yazgan, “*Resonant frequency analysis of annular ring microstrip patch on uniaxial medium via Hankel transform domain immittance approach,*” *Progress In Electromagnetics Research M*, vol. 11, pp. 37-52, 2010.
- [9] Ç. S. Gürel and E. Yazgan, “*Resonance in microstrip ring resonator with uniaxially anisotropic substrate and superstrate layers,*” *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, vol. 24, pp. 1135-1144, 2010.
- [10] A. Motevasselian, “*Spectral domain analysis of resonant characteristics and radiation patterns of a circular disc and an annular ring microstrip antenna on*

- uniaxial substrate,*” *Progress In Electromagnetics Research M*, vol. 21, pp. 237-251, 2011.
- [11] F. Benmeddour, C. Dumond, F. Benabdelaziz and F. Bouttout, “*Improving the performances of a high T_c superconducting circular microstrip antenna with mulailayered configuration and anisotropic dielectrics,*” *Progress In Electromagnetics Research C*, vol. 18, pp. 169-183, 2011.
- [12] Y. Tighilt, F. Bouttout, and A. Khellaf, “*Modeling and design of printed antennas using neural networks,*” *Int J RF and Microwave CAE*, vol. 21, no. 2, pp. 228-233, 2011.

Résumé

Dans ce travail, nous développons une méthode rigoureuse pour l'analyse d'une antenne microrubande forme rectangulaire. Cette méthode est basée sur une équation intégrale formulée dans le domaine spectral conjointement avec la méthode de Galerkin. En premier lieu, nous analysons une antenne microruban dans sa configuration la plus simple. Puisque la structure de base d'une antenne microruban présente quelques limites, nous élargissons la méthode proposée pour rendre cette dernière capable d'analyser une antenne microruban ayant une configuration à empilement. Les deux patchs empilés sont réalisés sur deux substrats dissimilaires. Les résultats obtenus pour les deux structures seront comparés avec des données théoriques et expérimentales disponibles dans la littérature. Dans ce travail, nous visons également à élaborer un modèle rapide et précis pour l'estimation de la fréquence de résonance d'une antenne microbande de forme triangulaire équilatérale. Le patch triangulaire sera remplacé par un autre de forme rectangulaire en utilisant le principe d'équivalence. Nous montrons que le modèle est valide pour trois différentes configurations, à savoir, une antenne triangulaire équilatérale monocouche, un patch triangulaire équilatéral sur substrat suspendu et un patch triangulaire équilatéral sur substrat composite.

Abstract

In this work, we develop a rigorous method for the analysis of a rectangular microstrip antenna. This method is based on an integral equation formulated in the spectral domain together with the Galerkin method. First, we analyze a microstrip antenna in its simplest configuration. Since the basic structure of a microstrip antenna has some limitations, we extend the proposed method to make it capable of investigating a microstrip antenna having a stacked configuration. The two stacked patches are made on two dissimilar substrates. The results obtained for both structures will be compared with theoretical and experimental data available in the literature. In this work, we also aim to develop a fast and accurate model for estimating the resonance frequency of an equilateral triangular-shaped microstrip antenna. The triangular patch will be replaced by another of rectangular shape using the principle of equivalence. We show that the model is valid for three different configurations, namely, a single layer triangular equilateral antenna, an equilateral triangular patch on a suspended substrate and an equilateral triangle patch on a composite substrate.

ملخص

في هذا العمل ، نقوم بتطوير طريقة صارمة لتحليل هوائي مستطيل . تعتمد هذه الطريقة على معادلة متكاملة صيغت في المجال الطيفي مع طريقة جالركين . أولاً ، نقوم بتحليل هوائي بأبسط أشكاله . نظرًا لأن البنية الأساسية للهوائي تحتوي على بعض القيود ، فنحن نوسع الطريقة المقترحة لجعلها قادرة على تحليل هوائي ذي تكوين مكس . مصنوعة اثنين من بقع مكدسة على ركائز متباينة . ستتم مقارنة النتائج التي تم الحصول عليها للهيكليين بالبيانات النظرية والتجريبية المتوفرة في الأدبيات . في هذا العمل ، نهدف أيضًا إلى تطوير نموذج سريع ودقيق لتقدير تردد الرنين لهوائي ثلاثي الأضلاع . سيتم استبدال التصحيح الثلاثي بأخرى ذات شكل مستطيل باستخدام مبدأ التكافؤ . نوضح أن هذا النموذج صالح لثلاثة تكوينات مختلفة ، وهي هوائي مثلث أحادي الطبقة أحادي الطبقة ، وتصحيح مثلثي متساوي الأضلاع على ركيزة معلقة ، وتصحيح مثلث متساوي الأضلاع على ركيزة مركبة