

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique



Université Hadj Lakhdar Batna
Faculté de Technologie
Département d'Électronique



THÈSE

**Présentée pour l'obtention du diplôme de
DOCTORAT en SCIENCES en Électronique**

OPTION

Micro-ondes

Par

Sami BEDRA

Thème

**Evaluation analytique et numérique des caractéristiques
électromagnétiques des structures microbandes ouvertes**

Soutenue devant le jury composé de :

Dr. Djamel BENATIA	Prof.	Université de Batna	Président
Dr. Tarek FORTAKI	Prof.	Université de Batna	Rapporteur
Dr. Redha BENZID	Prof.	Université de Batna	Examineur
Dr. Malek BENSLAMA	Prof.	Université de Constantine	Examineur
Dr. Abderraouf MESSAI	Prof.	Université de Constantine	Examineur
Dr. Karim KEMIH	Prof.	Université de Jijel	Examineur

Remerciements

- Je voudrais exprimer, par ce modeste travail, ma gratitude et ma considération à Monsieur **Tarek FORTAKI**, Professeur à l'université de Batna, pour avoir suivi mon travail avec une attention soutenue, pour leurs qualités scientifiques et humaines qui m'ont beaucoup aidé et guidé tout au long de mes années de recherches.
- Je remercie très sincèrement Monsieur le Professeur **Djamel BENATIA**, de l'université de Batna, 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 **Redha BENZID**, de l'université de Batna, pour avoir accepté d'évaluer ce travail.
- Que Monsieur, **Malek BENSLAMA**, Professeur à l'université de Constantine, soit remercié pour sa présence dans le jury.
- Monsieur **Abderraouf MESSAI**, Professeur à l'université de Constantine, et Monsieur **Karim KEMIH**, Professeur à l'université de Jijel, ont aimablement accepté de participer au jury, je les remercie pour l'intérêt qu'ils ont porté à ce travail.
- Je tiens à remercier particulièrement tous les enseignants du département d'électronique de l'université de Batna, qui ont veillé à notre formation.
- Mes remerciements vont également à tout le personnel du département d'électronique de l'université de Batna pour leur gentillesse et leur disponibilité.
- Enfin, j'exprime mes remerciements à tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à l'élaboration de ce travail.

Dédicaces

A :

Mes chers parents

Mes frères et mes soeurs

Toute ma famille

Tous mes amis

Je dédie cette thèse

Table des matières

Table des matières

Introduction générale	2
------------------------------------	---

Chapitre 1

Généralités sur les structures microrubans

I.1. Introduction	11
I.2. Description de l'antenne imprimée	11
I.3. Principe de fonctionnement.....	12
I.4. Caractéristiques et propriétés des antennes imprimées	14
<i>I.4.1. Les avantages et les inconvénients des antennes imprimées</i>	14
I.5. Méthodes d'excitation	15
<i>I.5.1. Excitation par ligne microbande</i>	15
<i>I.5.2. Excitation par câble coaxiale</i>	16
<i>I.5.3. Excitation par couplage électromagnétique</i>	16
<i>I.5.4. Excitation à travers une ouverture coupée dans le plan de masse</i>	17
I.6. Méthodes d'analyse des antennes imprimées.....	17
<i>I.6.1. Les Méthodes Analytiques</i>	18
<i>a. Le modèle de la ligne de transmission</i>	18
<i>b. La modèle de la cavité simple</i>	18
<i>I.6.2. Les Méthodes Rigoureuses</i>	18

<i>a. Méthode des Différences Finies (FDM)</i>	19
<i>b. Méthode des Eléments Finis (FEM)</i>	20
<i>c. Méthode des moments</i>	21
<i>d. Méthode d'analyse spectrale</i>	22
I.7. Méthodes d'optimisation et d'approximation	22
<i>I.7.1. Algorithmes génétiques</i>	23
<i>I.7.2. Réseaux de neurones artificiels</i>	23
I.8. Applications	24
I.9. Conclusion.....	25
I.10. Références bibliographiques	26

Chapitre 2

Analyse rigoureuse d'une plaque microbande rectangulaire imprimée sur des substrats composite et suspendu

II.1. Introduction.....	30
II.2. Formulation mathématique	31
II.3. Discussion.....	37
<i>II.3.1. Comparaison des résultats numériques</i>	37
<i>II.3.2. Plaque rectangulaire imprimée sur un substrat suspendu ajustable ($\epsilon_{r1} = 1$)</i>	38
<i>II.3.3. Plaque rectangulaire imprimée sur un substrat bicouche composé ($\epsilon_{r1} \neq 1$)</i>	43
II.4. Conclusion	45
II.5. Références bibliographiques.....	46

Chapitre 3

Analyse spectrale des plaques microbandes circulaires dans des configurations substrat-inversé / superstrat

III.1. Introduction	50
III.2. Théorie.....	51
<i>III.2.1. Dyade de Green dans le domaine des transformées vectorielles de Hankel</i>	51
<i>III.2.2. Solution par la méthode des moments</i>	55
<i>III.2.3. Choix des fonctions de base</i>	57
III.3. Discussion.....	58
<i>III.3.1. Plaque circulaire dans une configuration substrat-inversé</i>	58
<i>III.3.2. Plaque circulaire dans une configuration substrat-superstrat</i>	62
III.4. Conclusion	65
III.5. Références bibliographiques.....	65

Chapitre 4

Analyse et synthèse d'une antenne microruban circulaire imprimée sur un substrat isotrope ou anisotrope en utilisant l'approche neurospectrale

IV.1. Introduction	70
IV.2. Modélisation par la méthode spectrale	72
IV.3. Modélisation par les réseaux de neurones artificiels (RNA).....	75
IV.3.1. Le perceptron multicouche MLP	76
<i>IV.3.1.1. Mise en œuvre du réseau de neurones MLP</i>	76

<i>IV.3.1.2. Caractéristique fondamentale de l'apprentissage</i>	77
<i>IV.3.1.3. Algorithme de rétropropagation des erreurs</i>	78
<i>IV.3.1.4. Prétraitement des données</i>	79
<i>IV.3.1.5. Paramètres d'apprentissage</i>	79
IV.4. Application de l'approche neurospectral pour une antenne circulaire imprimée sur un substrat isotrope ou anisotrope	80
IV.4.1. Génération de la base des données	80
IV.4.2. Apprentissage et structure finale d'un réseau multicouche.....	80
IV.4.3. Le modèle finale	83
IV.5. Résultats numériques et discussions	83
IV.5.1. Analyse de l'antenne microruban circulaire par la méthode spectrale.....	83
IV.5.2. Synthèse de l'antenne microruban circulaire	89
IV.6. Conclusion	92
IV.7. Références bibliographiques	93
Conclusion générale	97

Annexes

Annexe A

Calcul des champs électromagnétiques et l'équation de propagation	103
---	-----

Annexe B

Détails concernant la représentation TM(e), TE(h).....	107
--	-----

Annexe C

Publications internationales dans le cadre de cette thèse	115
---	-----

Introduction Générale

Introduction générale

Le concept d'antenne microbande d'abord a été proposé dans les années 1950 [1]. En raison des progrès réalisés dans la technologie des circuits imprimés, de nombreuses applications pratiques d'antennes microbandes montées sur des missiles et des avions ont été démontrées dans le début des années 1970. Depuis lors, l'étude des antennes microbandes a explosé, donnant naissance à une antenne de la nouvelle industrie [1].

De nos jours, les antennes microbandes sont probablement les antennes les plus utilisées dans les conceptions commerciales compactes [2]. Les avantages principaux de ces antennes sont le faible poids, volume et épaisseur, le faible coût, la simplicité de fabrication, la possibilité de la mise en réseau et l'intégration d'éléments discrets et finalement la conformabilité facilitant l'implantation sur tout type de support [3]-[6]. Cependant, ce type d'éléments présente des limites, notamment la bande passante étroite, le faible gain [7]. Pour y remédier à ces inconvénients plusieurs travaux de recherches ont été menés et ont abouti à des progrès considérables améliorant les performances de ces antennes [8]. Afin de compenser ces limitations et améliorer les performances des résonateurs microrubans, nous proposons l'utilisation d'une structure bicouche en particulier à gap d'air [9].

Durant ces dernières années un intérêt croissant a été observé dans l'étude des circuits micro-ondes réalisés sur des substances anisotropes, spécialement l'anisotropie uniaxiale [10]-[14]. Cette anisotropie peut être intrinsèque, en raison de la nature cristalline de ces substances, ou peut être causée par leurs procédés de production [2]. L'intérêt réservé à l'étude des substrats micro-ondes anisotropes provient de deux arguments principaux. Premièrement, il a été rapporté dans la littérature que plusieurs substrats pratiques exhibent un taux significatif d'anisotropie qui peut affecter les performances des circuits micro-ondes, et donc une caractérisation et conception précises doivent tenir compte de cet effet. Secondement, il est possible que l'utilisation de tels matériaux peut avoir un effet bénéfique sur les circuits micro-ondes. Comme exemple, nous citons l'utilisation des substrats diélectriques anisotropes pour élargir la bande passante [15]. Pozar a prouvé que l'anisotropie diélectrique d'un substrat devrait toujours être tenue en compte lors de la

conception des résonateurs planaires microrubans, sinon les structures risquent de fonctionner en dehors de la bande fréquentielle prévue [3].

Bien que l'effet de l'anisotropie sur le comportement des patchs circulaires a été récemment étudié dans [16], une étude complémentaire semble nécessaire; puisque dans ce dernier travail l'effet d'une couche protectrice anisotrope sur les caractéristiques de résonance n'a pas été discuté [9].

Depuis l'avènement des antennes microbandes, plusieurs méthodes d'analyse ont été utilisées. Ces méthodes peuvent être classées en deux catégories principales [15] :

La première catégorie regroupe les méthodes intuitives simples. Dans ces méthodes la simplicité de la formulation se faisait au détriment de la prise en compte des phénomènes physiques intimes ainsi que des suppositions physiques posées au préalable. Parmi ces méthodes nous citons le modèle de la ligne de transmission et celui de la cavité. Ces modèles aboutissent généralement à des formules analytiques simples, menant à une meilleure compréhension du phénomène physique, et bien compatible avec la CAO (conception assistée par ordinateur). Cependant, ces modèles peuvent donner lieu à des résultats inexacts, notamment pour des applications qui requièrent un substrat épais ou une constante diélectrique élevée. Un autre handicap spécifique à ces méthodes est bien leur limitation à des formes géométriques simples [17].

La deuxième catégorie regroupe les méthodes sophistiquées, dites méthodes d'analyse rigoureuses. Elles sont fondées sur la base de formalismes mathématiques complexes, ne peuvent conduire à des résultats exploitables que par le biais d'une résolution numérique. Ces méthodes n'ont connu un véritable challenge dans la conception des antennes imprimées qu'avec l'accroissement des performances des ordinateurs. Les méthodes les plus répandues sont la méthode aux différences finies [18]-[21], la méthode des éléments finis [22]-[24], la méthode de l'équation intégrale conjointement avec la méthode des moments [25]-[28]. Ces méthodes, qui sont d'actualité, ne sont pas limitées par les conditions classiques imposées sur le substrat, et permettent d'analyser des antennes de formes très variées mais nécessitent un temps de calcul relativement important [17].

Les deux classes de méthodes que nous venons d'exposer, ne sont pas les seuls moyens théoriques permettant de prévoir les caractéristiques des antennes micro-rubans.

Aujourd'hui, il existe des logiciels commerciaux de simulation électromagnétique qui ont prouvé leurs performances dans l'analyse de ces antennes, le logiciel le plus célèbre étant le logiciel HFSS (High Frequency Structure Simulator) [29]. Cependant, l'analyse par logiciel permet moins d'interprétation physique et nécessite un temps de calcul et un espace mémoire considérable.

Contrairement aux composants basses fréquences, il est très difficile d'ajuster les caractéristiques des résonateurs microrubans une fois ils sont réalisés. Par conséquent, il est nécessaire d'avoir des outils pour la conception de ces résonateurs. Le meilleur outil est la CAO. Le véritable challenge dans la CAO se situe au niveau des méthodes numériques fiables qui offrent à la fois des caractéristiques exactes et un temps de calcul réduit [16].

D'un autre côté, une approche basée sur l'emploi des réseaux de neurones artificiels suscitent aujourd'hui un intérêt croissant dans l'analyse des circuits hyperfréquences en particulier les antennes microrubans. Etant hautement non linéaire et interconnecté, un modèle neuronal peut dépasser de loin les modèles conventionnels, puisque très simple, très précis, très rapide et très stable [8]. Cet outil se révèle un excellent moyen de modélisation. Cependant, la taille des matrices nécessaires à l'apprentissage et le test croît exponentiellement avec le nombre de paramètres du modèle. Pour y remédier à cet état de fait de nouveaux modèles neuronaux basés sur des connaissances électromagnétiques ont été développés. Ces modèles permettent de réduire la taille des matrices et offrent plus de pouvoir d'extrapolation [15].

Quatre thèmes essentiels forment le corps de la présente thèse. Chaque thème sera traité d'une façon assez indépendante et presque autonome dans un chapitre propre à lui.

Le premier chapitre constitue un aperçu général sur les antennes patches : constitution, avantages et inconvénients, principe de fonctionnement, techniques d'alimentation et les différentes méthodes d'analyse et d'optimisation.

Dans le chapitre 2, nous étendons l'analyse théorique présentée dans [30] afin qu'il soit valable pour l'étude des patches rectangulaires parfaitement conducteurs gravés sur des substrats bicouches. Au meilleur de notre connaissance, ce sujet n'a pas été traité auparavant dans la littérature ouverte; uniquement des patches réalisés sur des substrats ayant un gap d'air ont été considérés [30]. Dans les références [8], [30], une méthode

adéquate pour investiguer les caractéristiques de résonance des patches rectangulaires ajustables opérants en mode TM_{10} a été décrite. Puisque le mode TM_{01} est largement utilisé aussi bien en théorie qu'en pratique, nous présentons dans ce chapitre des résultats numériques relatifs aux caractéristiques de résonance des patches rectangulaires ajustables opérants à ce mode. Aussi dans ce présent chapitre, l'influence du substrat composé et suspendu sur les caractéristiques de résonance des patches rectangulaires bicouches est examinée.

Dans le chapitre 3, les caractéristiques du résonateur microruban à conducteur parfait de forme circulaire sont étudiées. Le disque circulaire est noyé dans un milieu multicouche. Dans le but de déterminer le tenseur spectral de Green, la fréquence de résonance complexe et la bande passante, nous utilisons la technique de l'équation intégrale et la méthode des moments. Nous présentons les fonctions de base qui déterminent l'inconnue qui est la distribution des courants. Ce chapitre est sectionné en deux parties.

La première partie est consacrée à l'étude d'une plaque microruban circulaire dans une configuration inversée. La configuration inversée est un type spécial de la configuration substrat-superstrat. Dans la littérature, plusieurs chercheurs ont étudié les caractéristiques de l'antenne patch circulaire [31]-[35]. Parmi eux, les auteurs dans [35] ont étudié théoriquement et expérimentalement la fréquence de résonance de l'antenne patch circulaire inversée. Cependant, la bande passante n'a pas été étudiée précédemment utilisant l'approche spectrale. Les effets de la séparation d'air au-dessous du patch sur les caractéristiques de résonance sont tout d'abord présentés dans ce chapitre en utilisant les formulations de l'approche spectrale.

La seconde partie, traite l'effet d'un superstrat, chargé sur un résonateur planaire microruban. Il est considéré comme un moyen de protection de la structure ou peut être formé naturellement lors des intempéries (pluie, neige, verglas...). Dans une telle situation, la fréquence de résonance est décalée. Par conséquent, un programme de calcul est élaboré pour la détermination des fréquences de résonance de ces structures. Et des résultats sont obtenus afin de commenter les effets du superstrat utilisé.

Dans le dernier chapitre nous énumérons les limitations de la modélisation spectrale conventionnelle et nous présentons brièvement les modèles neuronaux basés sur les connaissances électromagnétiques. Deux applications sont faites, la première vise à

déterminer la fréquence de résonance et la bande passante d'une antenne circulaire imprimée sur un substrat isotrope ou uniaxialement anisotrope en utilisant des paramètres effectifs conjointement avec la fonction de Green. Dans la deuxième application, nous exploitons la modélisation neuronale inversée pour la détermination du rayon d'un patch circulaire pour une fréquence et un substrat prédéfinis.

Malgré la dominance théorique de notre étude, nous avons essayé de ne pas négliger l'aspect physique en essayant de donner des explications physiques des phénomènes électromagnétiques rencontrés pendant la modélisation numérique. Dans un souci de clarté de l'exposé et vu l'autonomie propre de chaque chapitre et son nombre important de formules mathématiques, nous avons opté pour une numérotation séparée des équations, paragraphes, tableaux et figures, qui reste propre à chaque chapitre. Finalement, nous donnons une conclusion générale de ce travail, en énumérant les différentes phases importantes de cette thèse. On parlera également des problèmes rencontrés et des suggestions pour des travaux futures.

Références bibliographiques

- [1] K. C. Huie, "*Microstrip antennas: Broadband radiation patterns using photonic crystal substrates*," Virginia Polytechnic Institute and State University, 2002.
- [2] S. Benkouda, "Contribution à l'étude des problèmes de caractérisation des antennes microrubans à plaques rayonnantes parfaitement conductrices et supraconductrices," Thèse de Doctorat, Université de Batna, 2012.
- [3] C. Zebiri, "Effet de l'anisotropie tensorielle sur les paramètres des structures planaires : contribution à une réalisation d'un résonateur micro-ondes," Thèse de Doctorat, Université de Constantine, 2011.
- [4] 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.
- [5] 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," *Proc. PIERS11, Marrakech, Morocco*, pp. 239-241, 2011.
- [6] F. Zhao, T. Liu, and Z. Qian, "A circularly polarized aperture stacked patch microstrip antenna for L band," *Progress in Electromagnetics Research C*, Vol. 20, pp. 95-109, 2011.

- [7] S. Bedra, S. Benkouda, M. Amir, and T. Fortaki, "Resonant frequency of tunable microstrip ring antenna printed on isotropic or uniaxially anisotropic substrate," *Advanced Electromagnetics*, Vol. 2, pp. 6-9, 2013.
- [8] Y. Tighilt, F. Bouttout, and A. Khellaf, "Modeling and design of printed antennas using neural networks," *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, Vol. 21, pp. 228-233, 2011.
- [9] 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.
- [10] 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.
- [11] 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.
- [12] F. Benmeddour, C. Dumond, F. Benabdelaziz, and F. Bouttout, "Improving the performances of a high TC superconducting circular microstrip antenna with multilayered configuration and anisotropic dielectrics," *Progress In Electromagnetics Research*, Vol. 18, pp. 169-183, 2010.
- [13] S. Bedra, R. Bedra, S. Benkouda, and T. Fortaki, "Full-wave analysis of anisotropic circular microstrip antenna with air gap layer," *Progress In Electromagnetics Research M*, Vol. 34, pp. 143-151, 2014.
- [14] C. Zebiri, M. Lashab, and F. Benabdelaziz, "Rectangular microstrip antenna with uniaxial bi-anisotropic chiral substrate–superstrate," *IET microwaves, antennas & propagation*, Vol. 5, pp. 17-29, 2011.
- [15] Y. Tighilt, "Identifications des antennes microrubans multicouches par la méthode spectrale et les réseaux de neurones," Thèse de Doctorat, Université de Setif, 2011.
- [16] F. Benmeddour, "Etude et réalisation d'un résonateur microruban de forme circulaire : application au cas particulier de l'alimentation par couplage," Thèse de Doctorat, Université de Constantine, 2012.
- [17] T. Fortaki, "Contribution à l'étude des problèmes de caractérisations des antennes microbandes multicouche sans et avec ouvertures dans les plans de masse," Thèse de Doctorat, Université de Constantine, 2004.

- [18] Z. Noroozi and F. Hojjat-Kashani, "Three-dimensional FDTD analysis of the dual-band implantable antenna for continuous glucose monitoring," *Progress In Electromagnetics Research Letters*, Vol. 28, pp. 9-21, 2012.
- [19] X. Liu, X. Shi, J. Ke, and H. Wang, "Radiation properties of microstrip patch antenna covered with an anisotropic dielectric layer and a plasma sheath," *Optik-International Journal for Light and Electron Optics*, Vol. 125, pp. 1770-1774, 2014.
- [20] H. S. Zhang, K. Xiao, L. Qiu, H. Y. Qi, L. F. Ye, and S. L. Chai, "Analysis of the antenna in proximity of human body base on the dual-grid FDTD method," *Proceedings of the International Symposium on Antennas & Propagation (ISAP)*, pp. 853-856, 2013.
- [21] S. D. Gedney, "Introduction to the Finite-difference Time-domain (FDTD) Method for Electromagnetics," *Synthesis Lectures on Computational Electromagnetics*, Vol. 6, pp. 1-250, 2011.
- [22] D. Ramaccia, A. Toscano, and F. Bilotti, "A new accurate model of high-impedance surfaces consisting of circular patches," *Progress In Electromagnetics Research M*, Vol. 21, pp. 1-17, 2011.
- [23] K. F. Lee and K. M. Luk, *Microstrip patch antennas* vol. 1: World Scientific, 2011.
- [24] Y. Liu, Y. Wang, C. Liao, and R. Yang, "On study of a patch antenna with shorting posts," *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 41, no. 1, pp. 47-49, Apr. 2004.
- [25] S. Das, P. Sarkar, and S. Chowdhury, "Design and analysis of a compact monitor-shaped multifrequency microstrip patch antenna," *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, Vol. 28, pp. 827-837, 2014.
- [26] X. Wang, D. H. Werner, J. P. Turpin, and P. L. Werner, "Efficient Hybrid Algorithms for Characterizing 3-D Doubly Periodic Structures, Finite Periodic Microstrip Patch Arrays, and Aperiodic Tilings," *Computational Electromagnetics*, ed: Springer, pp. 445-486, 2014.
- [27] S. F. Wu, Z. Song, and W.-D. Li, "An adaptive frequency sweeping algorithm of MoM impedance matrices in full-wave analysis of microstrip patch antennas," *Proceedings of the International Symposium on Antennas & Propagation (ISAP)*, pp. 52-54, 2013.
- [28] Y. Chen, S. Yang, S. He, and Z.-P. Nie, "Fast analysis of microstrip antennas over a frequency band using an accurate MoM matrix interpolation technique," *Progress In Electromagnetics Research*, Vol. 109, pp. 301-324, 2010.

-
- [29] S. Bedra, "Artificial Neural Network to Design of Circular Microstrip Antenna," *Global Journal of Researches In Engineering*, Vol. 12, pp. 8-13, 2012.
- [30] T. Fortaki, D. Khedrouche, F. Bouttout, and A. Benghalia, "A numerically efficient full-wave analysis of a tunable rectangular microstrip patch," *International Journal of Electronics*, Vol. 91, pp. 57-70, 2004.
- [31] C. Gürel and E. Yazgan, "Resonant frequency of air gap tuned circular microstrip antenna with anisotropic substrate and superstrate layers," *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, Vol. 24, pp. 1731-1740, 2010.
- [32] V. Losada, R. R. Boix, and M. Horno, "Resonant modes of circular microstrip patches in multilayered substrates," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, Vol. 47, pp. 488-498, 1999.
- [33] F. Bouttout, F. Benabdelaziz, and A. Khellaf, "Closed-form Hankel transforms for circular disk basis modes involving Chebyshev polynomials and edge condition," *Electronics Letters*, Vol. 36, pp. 866-867, 2000.
- [34] D. Guha and Y. M. Antar,; *Microstrip and printed antennas: new trends, techniques and applications*: John Wiley & Sons, 2011.
- [35] D. Guha and J. Y. Siddiqui, "New CAD model to calculate the resonant frequency of inverted microstrip circular patch antennas, " *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 35, pp. 434-437, 2002.

Chapitre I

Généralités sur les structures microrubans

I.1. Introduction

Les antennes microbandes sont apparues dans les années cinquante et ont été développées au cours des années soixante-dix [1]. de nos jours, les antennes imprimées sont largement employées puisqu'elles permettent de répondre à de nombreuses contraintes imposées par les systèmes de communication [2]. 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 [3], [4].

Ce chapitre résume des généralités sur les antennes microbandes et leurs mécanismes de fonctionnement, les avantages, les inconvénients des antennes patch, ainsi que les différents types d'alimentation. En effet, nous détaillons le principe des méthodes usuelles les plus utilisées pour l'étude de ce type d'antennes.

I.2. Description de l'antenne imprimée

Une antenne à élément rayonnant imprimé est constituée d'un plan de masse, d'un ou plusieurs couches de substrats diélectriques et d'un ou plusieurs motifs conducteurs rayonnants de forme quelconque [5]-[7].

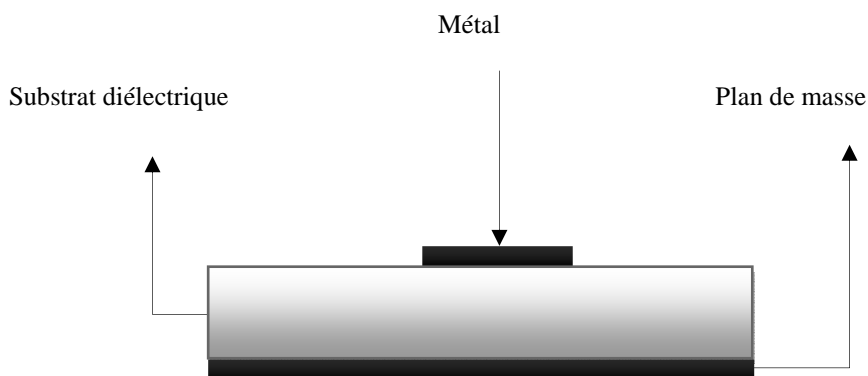


Figure 1.1. Présentation d'une antenne imprimée.

L'épaisseur de la couche diélectrique (Figure 1.1), les caractéristiques du substrat diélectrique (permittivité ϵ_r , pertes par diélectriques, etc.), les dimensions du conducteur métallique supérieur (longueur et largeur du rectangle, rayon du disque, etc...) sont les grandeurs qui caractérisent l'antenne imprimée (Figure 1.2).

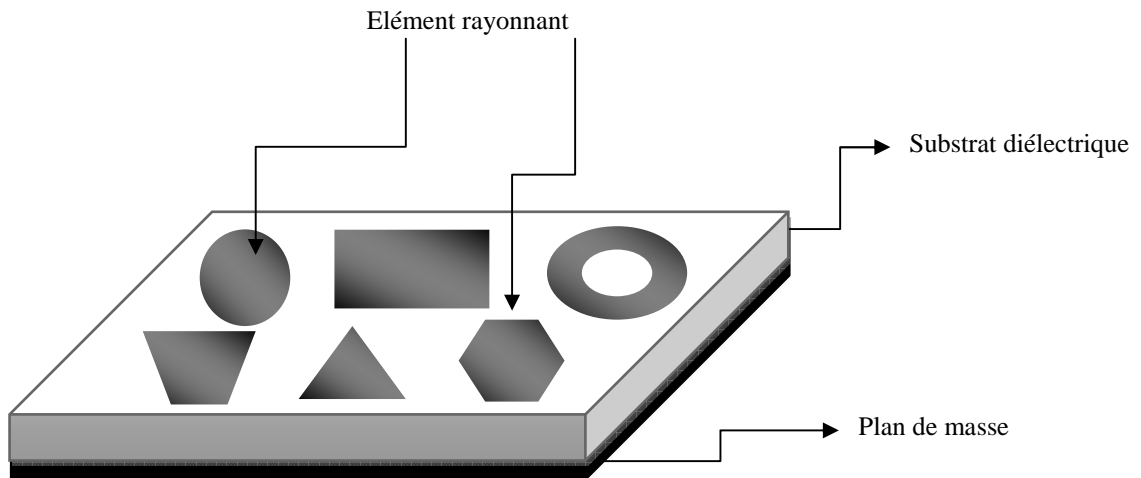


Figure 1.2. Antenne imprimée à plusieurs formes.

I.3. Principe de fonctionnement

Pour comprendre comment fonctionne une antenne microbande, considérons la coupe donnée dans la Figure 1.3. Au point *a* du conducteur supérieur, on a déposé une source ponctuelle (densité de courant de surface), qui rayonne dans toutes les directions [8]. Une partie du signal émis est réfléchi par le plan de masse, puis par le conducteur supérieur et ainsi de suite. Certains des rayons aboutissent sur l'arête du conducteur (point *b*), qui les diffracte. Cette figure peut être scindée en trois régions distinctes [9] :

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

Région B (Ondes rayonnées) : Dans l'air, au-dessus du substrat, le signal se disperse librement dans l'espace et contribue au rayonnement de l'antenne. Comme les courants de surface circulent surtout sur la face inférieure du conducteur supérieur (côté diélectrique), le rayonnement paraît surtout être émis par le voisinage immédiat des arêtes. Certains modèles simplifiés mettent à profit cette constatation : ils considèrent le rayonnement d'un ensemble de fentes fictives, situées sur le pourtour de l'antenne.

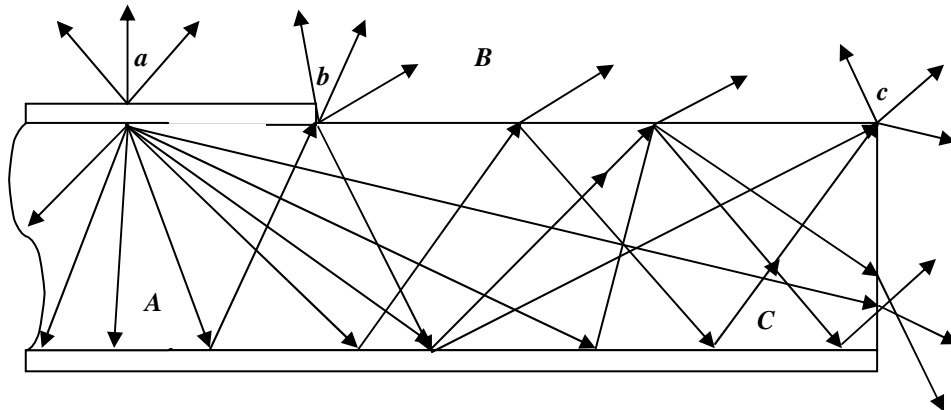


Figure 1.3. Trajectoires des rayons dans une antenne microruban (coupe). La figure montre l'existence de trois régions distinctes.

Région C (Ondes de surface) : Certains rayons atteignent les surfaces de séparation avec une incidence rasante, et restent piégés à l'intérieur du diélectrique. Il s'agit du mécanisme de la réflexion totale, dont font usage les fibres optiques. Une onde de surface est alors guidée par le bord du diélectrique, ne contribuant pas directement au rayonnement de l'antenne. Toutefois, quand cette onde atteint le bord du substrat (point c), elle est diffractée et génère un rayonnement parasite. Dans le cas d'une antenne en réseau, l'onde de surface crée un couplage entre les éléments du réseau. Le diagramme de rayonnement de l'antenne peut être perturbé par la présence d'ondes de surface, notamment au niveau des lobes secondaires. On pourrait en principe faire usage des ondes de surface pour alimenter les éléments d'un réseau [8], [9]. On peut associer des plages de fréquence aux trois régions précédentes :

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

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

Plage de fréquence C : Bien qu'une onde de surface puisse en principe se propager quelle que soit la fréquence du signal, c'est surtout au-dessus d'une certaine fréquence limite que ces ondes jouent un rôle significatif. La structure devient alors un lanceur d'ondes de surface. Elle ne peut plus guère être utilisée comme antenne, à moins que l'on ne dispose d'une transition adéquate, qui effectue le passage d'une onde de surface à une onde rayonnée [8]. Lors de la conception d'une antenne microruban, les dimensions et les propriétés du substrat doivent être choisies avec soins, afin d'assurer que le fonctionnement à la fréquence du signal se situera bien dans la deuxième plage de fréquence (**B**, rayonnement) [9]. Il faut encore noter que ces trois plages ne sont pas séparées par des cloisons nettes, mais plutôt qu'il y a des transitions graduelles entre-elles. Le choix des dimensions résulte par conséquent d'un compromis, qui tient compte de la quantité d'effets parasites pouvant être tolérée. Un paramètre jouant un rôle crucial est l'épaisseur du substrat. Un substrat très mince a tendance à concentrer les champs dans le diélectrique, ce qui réduit le rendement [8]. On peut l'améliorer en prenant un substrat plus épais. Malheureusement, cela augmente aussi la probabilité d'exciter des ondes de surface.

I.4. Caractéristiques et propriétés des antennes imprimées

Les antennes imprimées associées à leurs réseaux d'alimentation et leurs circuits actifs contribuent aux développements de nouvelles applications civiles et militaires telles que : les communications et les radars (portables, missiles, satellites, bateaux...).

I.4.1. Avantages et inconvénients des antennes imprimées

Leurs principaux avantages relativement aux antennes classiques (cornet, dipôle filaire...) sont :

- ✓ faible poids,
- ✓ possibilité de réalisation en grande série et faible coût,
- ✓ faible épaisseur et encombrement,
- ✓ faculté de se conformer à des surfaces courbées (ailes et carlingues d'avion, missiles...).

Ces antennes possèdent également des inconvénients, inhérents à leur fonctionnement propre :

- ✓ faible bande passante (1 à 5 %),
- ✓ faible puissance admissible,
- ✓ forte influence de la qualité du substrat diélectrique sur les performances,
- ✓ l'alimentation et les ondes de surface créent un rayonnement parasite.

Ces caractéristiques peuvent être changées par un bon choix des paramètres physiques de l'antenne imprimée (conductivité, constante diélectrique relative, ...etc.).

I.5. Méthodes d'excitation

Un point important dans l'étude et la réalisation d'antennes imprimées est leur alimentation. Dans la littérature ouverte, plusieurs techniques ont été considérées. En théorie, des circuits et des éléments rayonnants peuvent être combinés sur un même substrat [7]-[10].

Par ailleurs, l'alimentation des éléments rayonnants est classée en trois catégories :

- ✓ Alimentation par une ligne microbande.
- ✓ Alimentation par sonde coaxiale directe.
- ✓ 1- Alimentation par couplage à travers une ouverture coupée dans le plan de masse.
2- Alimentation par couplage électromagnétique.

L'excitation par ligne microbande (Figure 1.4) et l'alimentation par câble coaxial (Figure 1.5) sont les techniques les plus utilisées en pratique.

1.5.1. Excitation par ligne microbande

L'alimentation peut être établie par la connexion directe à une ligne microbande dont le point de jonction est sur l'axe de symétrie de l'élément ou décalé par rapport à cet axe de symétrie si cela permet une meilleure adaptation d'impédance.

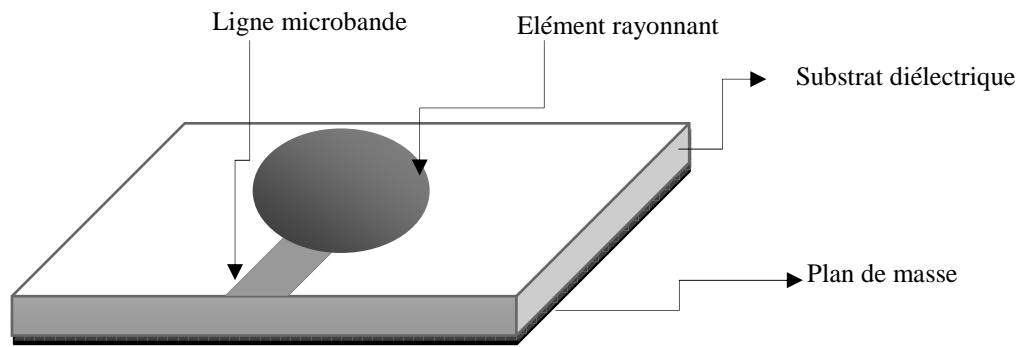


Figure 1.4. Excitation par ligne microbande.

1.5.2. Excitation par câble coaxiale

Elle est effectuée par connexion directe à un câble coaxial (Figure 1.5), où le conducteur central est connecté en un point situé sur l'axe de symétrie de l'élément, plus ou moins près du bord. Le conducteur extérieur de câble coaxial est relié au plan de masse. Cette alimentation est très utilisée dans les antennes imprimées qui ont des patches de formes circulaire et annulaire.

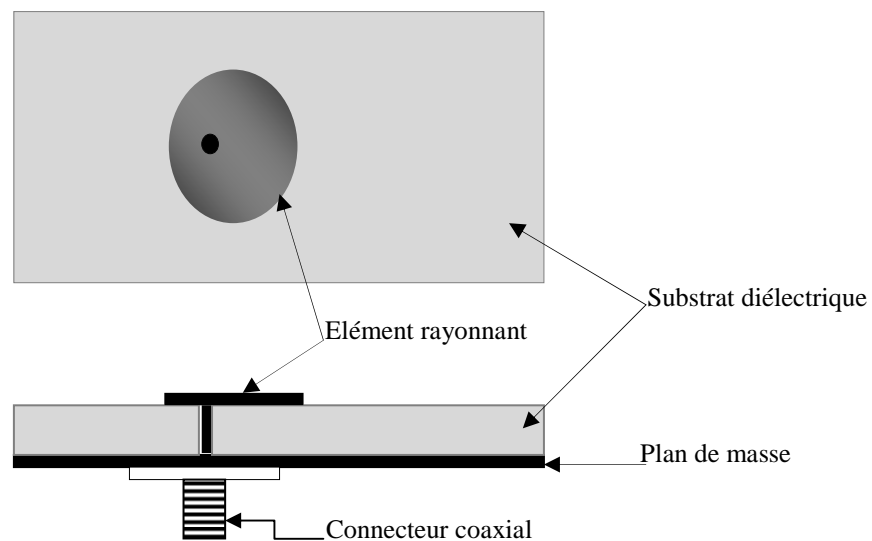


Figure 1.5. Excitation par câble coaxiale.

1.5.3. Excitation par couplage électromagnétique

Ce type d'alimentation se fait par couplage électromagnétique d'une ligne microbande avec l'élément rayonnant.

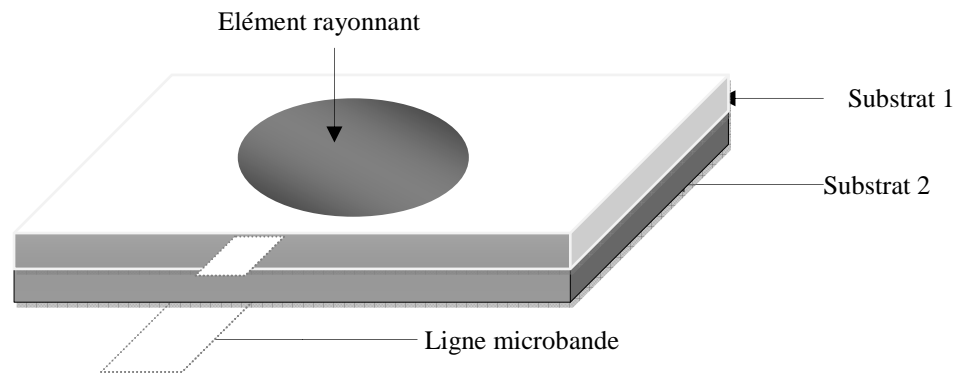


Figure 1.6. Excitation par couplage électromagnétique.

1.5.4. Excitation à travers une ouverture coupée dans le plan de masse

L'élément rayonnant et le circuit microbande sont placés de part et d'autre du plan de masse. Une ouverture dans celui-ci permet l'excitation de l'antenne, comme le montre la Figure 1.7

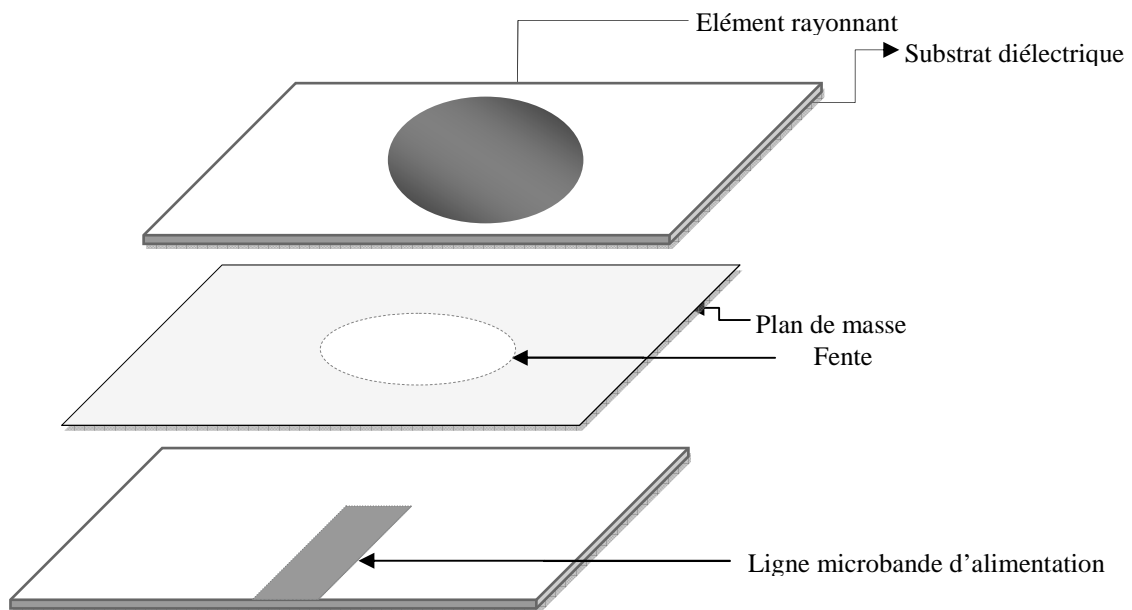


Figure 1.7. Excitation à travers une ouverture dans le plan de masse.

1.6. Méthodes d'analyse des antennes imprimées

Plusieurs méthodes d'analyse ont été utilisées, allant des modèles analytiques simples jusqu'aux méthodes numériques rigoureuses.

1.61. Méthodes Analytiques

Elles prennent en compte au départ la nature des phénomènes physiques, ce qui permet d'effectuer des approximations, permettant la modélisation du modèle en question. En premier lieu parmi ces méthodes, on peut citer quelques-unes :

a. Le modèle de la ligne de transmission

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

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

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

b. Modèle de la cavité simple

Le modèle de la cavité simple est quant à lui plus précis que le modèle de la ligne de transmission mais en même temps plus complexe. Cependant il donne une bonne interprétation physique et modélise difficilement le couplage bien qu'il donne de bons résultats. La structure peut être assimilée à une cavité limitée en haut par une plaque conductrice, en bas par un plan de masse et entourée par une surface latérale, ainsi la conception est faite de telle sorte à confiner les champs sous la plaque conductrice.

1.6.2. Les Méthodes Rigoureuses

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

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

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

a. Méthode des Différences Finies (FDM)

La méthode des différences finies (**F**inite **D**ifference **M**ethod) est la méthode numérique la plus anciennement utilisée pour résoudre les problèmes électromagnétiques. Elle consiste à diviser le volume de l'espace où la solution est cherchée en un réseau de points espacés régulièrement pour constituer un maillage. La solution du problème est ensuite calculée en chaque point du maillage. L'approximation réside dans le remplacement de chaque dérivée de l'équation de Maxwell par une expression aux différences finies (à partir du théorème de Taylor) exprimant la valeur de l'inconnue en un point en fonction de sa valeur aux points voisins [11].

Les dérivées de l'inconnue f en fonction des variables spatiale x et temporelle t dans le cas de la méthode des différences finies dans le domaine temporel (FDTD) peuvent s'approcher par :

$$\frac{\partial f}{\partial x} \rightarrow \frac{f(x + \Delta x/2, t) - f(x - \Delta x/2, t)}{\Delta x} \quad (1.1)$$

$$\frac{\partial f}{\partial t} \rightarrow \frac{f(x, t + \Delta t/2) - f(x, t - \Delta t/2)}{\Delta t} \quad (1.2)$$

Le problème est ainsi discrétisé en un système d'équations que l'on peut résoudre numériquement. La résolution d'un problème par la méthode des différences finies implique trois étapes :

- ✓ Division de la région sous la forme d'une grille (maillage).

- ✓ Approximation de l'équation de Maxwell par des différences finies en reliant les variables aux points voisins.
- ✓ Résolution des équations aux différences finies par rapport aux conditions de bords.

Le succès considérable de cette méthode largement répandue et qui joue toujours un rôle important dans l'analyse numérique, tient au fait de sa simplicité, notamment, pour la conception du maillage, et la vitesse de résolution du système d'équations qui en découle. La difficulté majeure de cette méthode tient à la régularité nécessaire du maillage qui impose une topologie fixée et conduit à d'importantes difficultés lorsque les dispositifs ont des géométries complexes. Différentes méthodes ont été proposées pour repousser ces contraintes [12], mais souvent au détriment de la stabilité du calcul.

Une autre limitation intervient si on veut améliorer la précision de l'approximation par l'introduction d'un ordre supplémentaire dans les termes du développement en série de Taylor qui apporte de sérieuses complications. Toutes ces difficultés sont en fait surmontées par l'approche des éléments finis.

b. Méthode des Eléments Finis (FEM)

La méthode des éléments finis (**F**inite **E**lement **M**ethod) est comparable à la méthode des différences finies, puisqu'il est également question de morceler l'espace qui nous intéresse et de résoudre un système d'équations linéaires. Tout d'abord, avec la FEM, le domaine est discrétisé en éléments (finis) de dimensions variables. [13]

On s'affranchit ainsi d'un maillage régulier, ce qui facilite la simulation de dispositifs aux géométries complexes sur des échelles étendues. Une difficulté liée à la FDM est que la résolution du problème devient plus complexe si on veut améliorer la précision des calculs par l'inclusion de termes de plus haut degré dans l'expression des différences finies.

Dans l'approche par éléments finis, on suppose que la variable inconnue Φ obéit à une relation du type :

$$\Phi = \alpha_0 + \alpha_1 x + \alpha_2 y + \alpha_{12} xy + \alpha_{11} x^2 + \dots \quad (1.3)$$

Où les α_0 sont des constantes et x, y les coordonnées spatiales en 2-D. Comme la solution doit être continue d'un élément à l'autre, il est commode d'exprimer l'inconnue en fonction de sa valeur aux nœuds :

$$\Phi = N_1\Phi_1 + N_2\Phi_2 + N_3\Phi_3 \quad (1.4)$$

Où les N_i sont des fonctions des coordonnées spatiales facilement évaluées pour des formes simples (triangle, quadrilatère en 2D et tétraèdres, hexaèdres en 3D). Par ce moyen, le concept des éléments finis offre une méthode simple et pratique d'augmenter la précision de l'approximation.

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

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

c. Méthode des moments

La méthode des moments (**M**ethod of **M**oments) est une technique numérique qui permet de résoudre efficacement le système d'équations intégrales en le transformant en un système matriciel résolu par ordinateur. Lorsque la méthode des moments est adoptée pour l'analyse des antennes microrubans, les inconnues sont les courants sur la plaque de l'antenne. L'idée de cette méthode est de développer la densité de courants surfaciques. La procédure de *Galerkin* est aussi utilisée pour discrétiser l'équation intégrale pour la ramener à un système linéaire d'équation algébrique qui lie la transformée de Fourier du champ avec celle du courant dans le ruban conducteur. Pour résoudre l'équation intégrale, on utilise la méthode des moments (procédure de Galerkin). La convergence numérique dépend des fonctions de base et des fonctions d'essai considérées. Il faut tenir compte des conditions aux limites sur l'élément rayonnant lors de la construction des fonctions de base. La résolution de l'équation caractéristique du système linéaire donne les fréquences de résonance complexes, les autres caractéristiques de l'antenne seront directement obtenues [12].

d. Méthode d'analyse spectrale

Chez la communauté des microondistes, le nom le plus célèbre de cette méthode est la méthode Full-Wave. Cette méthode prend en considération l'équation intégrale du champ électrique (EFIE) dans le domaine spectral. Ce qui consiste à :

- ✓ L'application des transformés de Fourier sur le champ électrique. Cette méthode tient compte du rayonnement et de l'effet des ondes de surface.
- ✓ La détermination d'une relation linéaire entre les composantes tangentielles du champ et du courant électrique sur le patch sous forme de tenseur de Green. Ce dernier peut être déterminé par différentes techniques.
- ✓ Formulation de l'équation intégrale du champ électrique dont l'inconnue est la distribution surfacique du courant sur le patch, puis la résolution de cette dernière par la méthode de Galerkin.

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

I.7. Méthodes d'optimisation et d'approximation

Les méthodes d'optimisation permettent de déterminer plusieurs solutions dans l'espace en maximisant ou minimisant un critère. On définit alors une fonction objective, que l'on cherche à optimiser par rapport à tous les paramètres concernés. Une telle fonction objective présente généralement un grand nombre de solutions non optimales. Ce qui explique l'importance du problème d'optimisation d'une fonction, et ce dans tous les domaines, notamment dans le domaine de la télécommunication [14]-[16]. Dans le cas

d'une antenne microbande, l'optimisation consiste à approximer d'une manière adéquate un de ces paramètres tels que les dimensions de l'antenne, la fréquence de résonance, ou l'impédance d'entrée [4]. Généralement le processus d'optimisation se fait en trois étapes: analyse, synthèse et évaluation. Les principales méthodes de cette catégorie sont basées sur les algorithmes génétiques pour l'optimisation globale [4].

1.7.1. Algorithmes génétiques

Les Algorithmes Génétiques (GA) sont des techniques d'optimisation stochastiques qui tentent d'imiter les processus d'évolution naturelle des espèces et de la génétique. Ils agissent sur une population d'individus assujettis à une sélection darwinienne : les individus (ou parents) les mieux adaptés à leur environnement survivent et peuvent se reproduire. Ils sont alors soumis à des mécanismes de recombinaisons analogues à ceux de la génétique. Des échanges de gènes entre parents résulte la création de nouveaux individus (ou enfants), qui permettent de tester d'autres configurations de l'espace de recherche [16].

Le déroulement des algorithmes génétiques standards, peut être résumé comme suit [17]:

- génération de la population initiale,
- sélection,
- reproduction (croisement et mutation),
- remplacement par la nouvelle population.

Toutefois elle nécessite un temps de calcul considérable. L'optimisation par les algorithmes génétiques a été largement utilisée dans la modélisation des antennes [18]-[21]. Elle a été aussi utilisée pour l'initiation des poids d'un réseau de neurones [4], cette conjugaison entre les deux méthodes d'optimisation permet de résoudre le problème des minima locaux dont souffrent les réseaux de neurones artificiels.

1.7.2. Réseaux de neurones artificiels

Un réseau de neurones artificiels est composé d'entités élémentaires, appelées neurones, qui s'activent en parallèle. Cette modélisation informatique s'inspire largement de la structure biologique des neurones et de leurs interactions. En effet, à l'image de ce qui se passe dans un cerveau humain, le fonctionnement d'un réseau de neurones est fortement

influencé par les connexions entre les neurones [22]. Il existe plusieurs types de réseau de neurones artificiels, il y a le perceptron multicouche (MLP) qui se base, en général, sur des fonctions d'activation de type sigmoïde, et le réseau de neurones à fonctions de base radiales (RBF) qui se base sur des fonctions d'activation de type gaussienne dont les centres sont à déterminer au cours d'apprentissage [15].

L'application des réseaux de neurones artificiels dans la modélisation des circuits microondes a été introduite aux années quatre-vingt-dix. Plusieurs ouvrages et publications ont alors été publiés dans le domaine des microondes [4], décrivant les réseaux de neurones, les structures neuronales, les algorithmes d'apprentissages, les algorithmes d'accélération de l'apprentissage, etc.

Les Réseaux de neurones artificiels ont été également utilisés conjointement avec la méthode spectrale pour réduire le temps de calcul des éléments du tenseur de Green et éviter le problème des pôles qui annulent les dénominateurs de ces derniers. Cette technique, appelée l'approche neuro-spectrale, a été utilisée pour la modélisation de l'impédance d'entrée et la fréquence de résonance d'un patch rectangulaire [4].

I.8. Applications

Pour de nombreuses applications, les avantages des résonateurs microrubans l'emportent largement face à leurs limitations. Initialement, cette technologie du résonateur s'est trouvée fortement répandue dans les systèmes militaires de haute technologie, tels que: missiles, roquettes, fusées, avions et satellites...etc.

Cependant, les résonateurs microrubans sont aujourd'hui de plus en plus répandus dans le secteur commercial en raison de la réduction des coûts en matière de substrat diélectrique et de maturité des technologies de résonateurs imprimés. En effet, dans les satellites de communication, des polarisations circulaires sont requises et peuvent être réalisées à partir de plaque rayonnante de forme carrée ou bien circulaire en utilisant un à deux points d'alimentation.

Les systèmes mobiles utilisant ces résonateurs sont les véhicules, mais aussi les équipements de petite taille, tels que les téléphones portables, radars... etc.

On retrouve principalement ces résonateurs dans les systèmes de haute technologie suivants [5], [23]:

- ✓ Les résonateurs spatiaux et radar embarqué;
- ✓ La liaison avec des mobiles (avions, fusées, missiles, navires, véhicules routiers...);
- ✓ Les systèmes portables de radiolocalisation par satellite (GPS);
- ✓ Les résonateurs pour la téléphonie mobile (stations de base);
- ✓ Les badges et étiquettes électroniques;
- ✓ Les applicateurs biomédicaux (hyperthermie) et capteurs pour contrôle non destructif.

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

I.9. Conclusion

La technologie microbande a permis tout un développement d'une nouvelle technologie dans le domaine des antennes microbandes, grâce à la miniaturisation des circuits ainsi que l'accroissement de leur fréquence de fonctionnement, elle a donné aussi, naissance à de nombreuses structures planaires de transmission de l'information. De par leur encombrement réduit, leur poids et leur facilité de fabrication empruntée à la technologie classique des circuits basse fréquence, ces structures sont largement exploitées dans le milieu industriel.

Ce chapitre a décrit l'évolution technologique, les avantages et les inconvénients des antennes microrubans. Les différentes méthodes d'alimentation rencontrées dans la

littérature ont été également discutées. En outre, nous avons présenté les techniques d'analyse utilisées dans le traitement de ce genre d'antenne. Un intérêt particulier a été réservé aux modèles électromagnétiques rigoureux notamment celui basé sur la méthode des moments.

I.10. Références bibliographiques

- [1] L. Djouablia, "Contribution à l'étude des structures microbandes rayonnantes par la méthode des moments application a la forme triangulaire," Thèse de Doctorat, Université de Constantine 1, 2012.
- [2] H. Chaker, " Conception et optimisation de réseaux d'antennes imprimées a faisceaux multiples application des réseaux de neurones" Thèse de Doctorat, Université de Tlemcen, 2012.
- [3] F. Benmeddour, " Étude et réalisation d'un résonateur microruban de forme circulaire", Thèse de Doctorat, Université de Constantine 1, 2012.
- [4] Y. Tighlit, "Identification des antennes microrubans multicouches par la méthode spectral et les réseaux de neurones", Thèse de Doctorat, Université de Setif, 2012.
- [5] I. J. Bahl and P. Bhartia, "*Microstrip antennas*" Artech house Dedham, MA, 1980.
- [6] Johnson. R.C., and Jasik, H., "*Antenna engineering handbook*", McGraw Hill, NY, 1984, 2nd edn., chap. 7.
- [7] F. Chebbara, "Etude des caractéristiques de résonance et de rayonnement des antennes microbandes réalisées avec des matériaux ayant une anisotropie de type électrique et magnétique," Thèse de Doctorat, Université de Batna, 2011.
- [8] S. Benkouda, "Contribution à l'étude des problèmes de caractérisation des antennes microrubans à plaques rayonnantes parfaitement conductrices et supraconductrices, " Thèse de Doctorat, Université de Batna, 2012.
- [9] J. R. Mosig and F. Gardiol, "Techniques analytiques et numériques dans l'analyse des antennes microruban," *Annales des Télécommunications*, Vol. 40, pp. 411-437, 1985.
- [10] B. Thon, D. Bariant, S. Bila, D. Baillargeat, M. Aubourg, S. Verdeyme, P. Guillon, F. Thevenon, M. Rochette, and J. Puech, "Coupled Padé approximation-finite element method applied to microwave device design," *Microwave Symposium Digest, 2002 IEEE MTT-S International*, pp. 1889-1892, 2002.

- [11] M. N. Sadiku, "Numerical Techniques in Electromagnetics" 2nd edition, ISBN 0 849-31395-3, CRC Press, 2001.
- [12] D. B. Davidson and J. T. Aberle, "An introduction to spectral domain method-of-moments formulations," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, Vol. 46, pp. 11-19, 2004.
- [13] J. J. Hopfield, "Neural networks and physical systems with emergent collective computational abilities," *Proceedings of the national academy of sciences*, Vol. 79, pp. 2554-2558, 1982.
- [14] M. Diblanc, "Développement du concept de l'antenne à résonateur bie pour la génération de la polarisation circulaire", Thèse de doctorat, Université de LIMOGES, 2006.
- [15] S. Bedra, "Utilisation de la méthode de l'équation intégrale du champ électrique et des réseaux de neurones artificiels pour l'étude d'une antenne imprimée bicouche fonctionnant en mode TM₁₁", Mémoire de magister, Université de Batna, 2011.
- [16] O. Barkat, "Etude et synthèse des caractéristiques de réseaux d'antennes imprimées supraconductrices dans la bande millimétrique", Thèse de Doctorat, Université de Constantine, 2009.
- [17] B. Sareni, "Méthodes d'optimisation multimodales associées à la modélisation numériques en électromagnétismes", Thèse de Doctorat, L'école centrale de Lyon, 1999.
- [18] A. Karray, M. Benrejeb, and P. Borne, "Algorithmes Génétiques Sequentiel pour la résolution de problèmes d'ordonnancement en industries agroalimentaires," *e-STA*, Vol. 8, pp. 15-22, 2011.
- [19] S. Mummareddy, D. H. Werner, and P. L. Werner, "Genetic optimization of fractal dipole antenna arrays for compact size and improved impedance performance over scan angle", *IEEE AP-S International Symposium*, pp. 98-101, june 2002.
- [20] P. L. Garcia-Muller, "Optimization of compact horn with broad sectoral radiation pattern", *Electronic Letters*, Vol. 37, pp. 337-338, 2001.
- [21] C. Delabie, M. Velligas, an O. Picon, "Creation of new shapes for resonant microstrip structures by means of genetic algorithms", *Electronic Letters*, Vol. 33, pp. 1509-1510, 1997.
- [22] J. M. Johnson and Rahmat-Smaii, "Genetic algorithms and method of moments (GA/MOM) for the design of integrated antennas", *IEEE transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 47, pp. 1606-1614, 1999.

- [23] R. Laurent, J. Henriot, M. Salomon, M. Sauget, F. Nguyen, R. Gschwind, and L. Makovicka, "Utilisation d'un réseau de neurones artificiels pour la simulation des mouvements pulmonaires," *Cancer/Radiothérapie*, Vol. 15, pp. 123-129, 2011.
- [24] J. R. James, and P. S. Hall, "*Handbook of Microstrip Antennas*," Peter Peregrinus, London, UK, 1989.

Chapitre II

Analyse rigoureuse d'une plaque
microbande rectangulaire imprimée sur
des substrats composite et suspendu

II.1. Introduction

Dans les vaisseaux spatiaux à haute performance, les avions, les missiles et les applications satellitaires, où la taille, le poids, le coût, la performance, la facilité d'installation, et le profil aérodynamique sont des contraintes, les antennes faiblement profilées sont nécessaires [1]-[3]. Actuellement, il existe de nombreuses autres applications gouvernementales et commerciales, comme la radio mobile et les communications sans fil qui ont des caractéristiques similaires. Pour répondre à ces exigences, les antennes microrubans peuvent être utilisées [4]-[5]. Étant donné que la bande passante de l'antenne microruban est très étroite [6], il est important de développer des algorithmes assurant un calcul précis des fréquences de résonance de ce type d'antenne [7]. La valeur de la fréquence de résonance d'une antenne à plaque microruban est fonction des paramètres structuraux et il est évident que si la fréquence de résonance doit être modifiée, une nouvelle antenne est nécessaire. Afin de réaliser une fréquence de résonance à caractéristique accordable, un gap d'air réglable peut être inséré entre le plan de masse et le substrat, résultant en une structure bicouche. En utilisant le modèle de cavité à murs latéraux magnétiques, des efforts ont été faits pour analyser des antennes microrubans sur des substrats suspendus [3], [8]-[10]. 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. L'antenne microruban à substrat suspendu est un type spécial de l'antenne plaquée sur un substrat composite [5]. Dans la littérature antérieure, plusieurs recherches ont étudié les caractéristiques de l'antenne patch rectangulaire avec et sans gap d'air [8]-[14]. Parmi eux, les auteurs dans [9] ont étudié théoriquement et expérimentalement l'effet du substrat suspendu sur la fréquence de résonance, cependant l'effet de ce dernier sur la bande passante et le rayonnement de l'antenne microruban n'a pas été étudié. Selon notre recherche et la bibliographie que nous détenons, l'effet des substrats composite et suspendu sur les caractéristiques de résonance a été étudié uniquement pour des plaques à géométrie circulaire [6]. Une comparaison de nos résultats avec des valeurs théoriques et expérimentales disponibles à partir de la littérature montre qu'une amélioration supplémentaire est obtenue sur la précision des résultats relativement

aux modèles précédents, notamment pour les modes d'ordre supérieur et des gaps épais. Egalement des résultats numériques pour une antenne microruban rectangulaire sur substrat composite sont présentés.

II.2. Formulation mathématique

La géométrie considérée est illustrée dans la Figure 2.1. Un patch microruban rectangulaire avec des dimensions (a, b) le long des deux axes (x, y) , respectivement, est imprimé sur un substrat à constante diélectrique ε_{r2} et d'épaisseur d_2 , préservant un substrat suspendu ou composite avec une constante diélectrique ε_{r1} et d'épaisseur d_1 , au-dessus du plan de masse, (voir Figure 2.1)

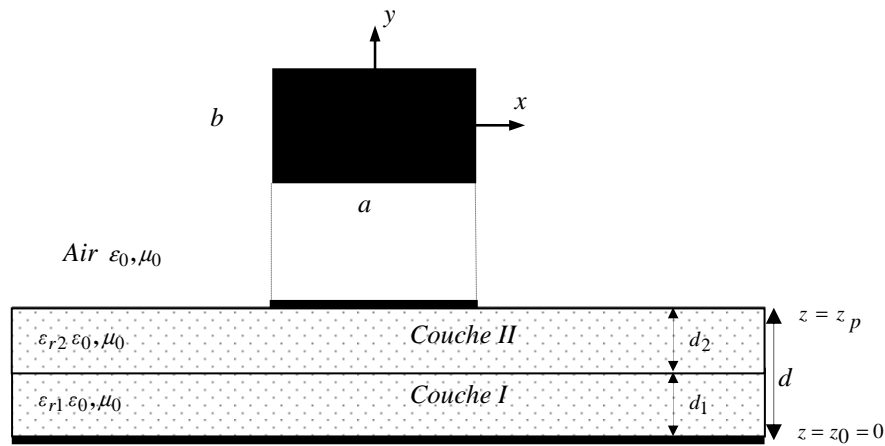


Figure 2.1. Géométrie du patch microruban rectangulaire sur des substrats suspendu ou composites.

Tous les matériaux diélectriques sont supposés être non magnétiques avec une perméabilité μ_0 . Pour simplifier l'analyse, l'alimentation de l'antenne ne sera pas considérée. Le patch rectangulaire est noyé dans la stratification à l'interface $z = z_p$. Les champs transverses à l'intérieur du substrat composite peuvent être obtenus par l'intermédiaire des transformées vectorielles inverses de Fourier [7]

$$\tilde{\mathbf{E}}(\mathbf{k}_s, z) = \begin{bmatrix} E_x(\mathbf{k}_s, z) \\ E_y(\mathbf{k}_s, z) \end{bmatrix} = \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} \bar{\mathbf{F}}(\mathbf{k}_s) \cdot \mathbf{e}(\mathbf{k}_s, z) dk_x dk_y \quad (2.1)$$

$$\tilde{\mathbf{H}}(\mathbf{k}_s, z) = \begin{bmatrix} H_y(\mathbf{k}_s, z) \\ -H_x(\mathbf{k}_s, z) \end{bmatrix} = \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} \bar{\mathbf{F}}(\mathbf{k}_s) \cdot \mathbf{h}(\mathbf{k}_s, z) dk_x dk_y \quad (2.2)$$

où $\bar{\mathbf{F}}(\mathbf{k}_s)$ est le noyau des transformées vectorielles de Fourier [7]. Les exposants \mathbf{e} et \mathbf{h} désignent les ondes *TM* et *TE*, respectivement, $\mathbf{k}_s = \hat{x}k_x + \hat{y}k_y$ est le vecteur d'onde transverse et $k_s = |\mathbf{k}_s|$.

$$\bar{\mathbf{F}}(\mathbf{k}_s) = \frac{1}{k_s} \begin{bmatrix} k_x & k_y \\ k_y & -k_x \end{bmatrix} = \bar{\mathbf{F}}^{-1}(k_s) \quad (2.3)$$

A partir de (2.1) et (2.2) ainsi que (2.3), nous avons

$$\mathbf{e}(\mathbf{k}_s, z) = \begin{bmatrix} e^e(\mathbf{k}_s, z) \\ e^h(\mathbf{k}_s, z) \end{bmatrix} = \bar{\mathbf{F}}(\mathbf{k}_s) \cdot \tilde{\mathbf{E}}(\mathbf{k}_s, z) \quad (2.4)$$

$$\mathbf{h}(\mathbf{k}_s, z) = \begin{bmatrix} h^e(\mathbf{k}_s, z) \\ h^h(\mathbf{k}_s, z) \end{bmatrix} = \bar{\mathbf{F}}(\mathbf{k}_s) \cdot \tilde{\mathbf{H}}(\mathbf{k}_s, z) \quad (2.5)$$

La relation qui relie le courant $\bar{\mathbf{j}}(\mathbf{k}_s)$ sur la plaque conductrice avec le champ électrique tangentiel sur l'interface correspondant ($z = z_p$) est donnée par [7]

$$\mathbf{e}(\mathbf{k}_s, z_p) = \bar{\mathbf{G}}(\mathbf{k}_s) \cdot \bar{\mathbf{j}}(\mathbf{k}_s) \quad (2.6)$$

$$\bar{\mathbf{j}}(\mathbf{k}_s) = \bar{\mathbf{F}}(\mathbf{k}_s) \cdot \tilde{\mathbf{J}}(\mathbf{k}_s) \quad (2.7)$$

où $\bar{\mathbf{G}}(\mathbf{k}_s)$ est la fonction spectrale dyadique de Green dans la représentation (TM, TE), elle est donnée par [7]

$$\bar{\mathbf{G}}(\mathbf{k}_s) = \text{diag}[G^e, G^h] \quad (2.8)$$

Dans le système de coordonnées (x, y) la fonction dyadique de Green $\bar{\mathbf{Q}}(\mathbf{k}_s)$ est définie par la relation suivante [7]

$$\tilde{\mathbf{E}}(\mathbf{k}_s, z_p) = \overline{\mathbf{Q}}(\mathbf{k}_s) \cdot \tilde{\mathbf{J}}(\mathbf{k}_s) = \begin{bmatrix} \mathcal{Q}_{xx} & \mathcal{Q}_{xy} \\ \mathcal{Q}_{yx} & \mathcal{Q}_{yy} \end{bmatrix} \cdot \tilde{\mathbf{J}}(\mathbf{k}_s) \quad (2.9)$$

En substituant (2.4) et (2.7) dans (2.6). Ensuite, l'équation (2.9) est multipliée par $\tilde{\mathbf{F}}(\mathbf{k}_s)$.

Ainsi, l'équation (2.6) devient

$$\tilde{\mathbf{E}}(\mathbf{k}_s, z_p) = \tilde{\mathbf{F}}(\mathbf{k}_s) \cdot \overline{\mathbf{G}}(\mathbf{k}_s) \cdot \tilde{\mathbf{F}}(\mathbf{k}_s) \cdot \tilde{\mathbf{J}}(\mathbf{k}_s) \quad (2.10)$$

En comparant (2.9) avec (2.10), on obtient la relation suivante entre $\overline{\mathbf{Q}}(\mathbf{k}_s)$ et $\overline{\mathbf{G}}(\mathbf{k}_s)$:

$$\overline{\mathbf{Q}}(\mathbf{k}_s) = \tilde{\mathbf{F}}(\mathbf{k}_s) \cdot \overline{\mathbf{G}}(\mathbf{k}_s) \cdot \tilde{\mathbf{F}}(\mathbf{k}_s) \quad (2.11)$$

Maintenant que nous avons la fonction de Green nécessaire, il est relativement simple de formuler la solution par la méthode des moments afin de déterminer les caractéristiques de l'antenne en terme de la solution obtenue. Le champ électrique transverse peut être obtenu à partir de (2.9) via la transformée inverse scalaire de Fourier :

$$\mathbf{E}(x, y, z_p) = \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\infty-\infty}^{+\infty+\infty} \overline{\mathbf{Q}}(\mathbf{k}_s) \cdot \tilde{\mathbf{J}}(\mathbf{k}_s) e^{(ik_x x + ik_y y)} dk_x dk_y \quad (2.12)$$

L'application des conditions aux limites exigeant l'annulation du champ électrique transverse de (2.12) sur la plaque parfaitement conductrice, donne l'équation intégrale recherchée :

$$\int_{-\infty-\infty}^{+\infty+\infty} \overline{\mathbf{Q}}(\mathbf{k}_s) \cdot \tilde{\mathbf{J}}(\mathbf{k}_s) e^{(ik_x x + ik_y y)} dk_x dk_y = \mathbf{0} \quad (2.13)$$

La méthode de Galerkin, qui est un cas particulier de la méthode des moments, est implémentée dans le domaine de Fourier pour réduire l'équation intégrale (2.13) à une équation matricielle. Le courant surfacique $\mathbf{J}(x, y)$ sur la plaque est développé en une série finie de fonctions de base connues J_{xk} et J_{ym}

$$\mathbf{J}(x, y) = \sum_{k=1}^K a_k \begin{bmatrix} J_{xk}(x, y) \\ 0 \end{bmatrix} + \sum_{m=1}^M b_m \begin{bmatrix} 0 \\ J_{ym}(x, y) \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

où a_k et b_m sont les coefficients du développement modal. En substituant la transformée de Fourier de l'équation (2.14) dans l'équation (2.13). Puis, l'équation résultante est testée par le même ensemble de fonctions de base qui a été utilisé dans le développement du courant de la plaque. Ainsi, l'équation intégrale (2.13) est ramenée au système matriciel suivant :

$$\begin{bmatrix} (\bar{\mathbf{Z}}^{11})_{K \times K} & (\bar{\mathbf{Z}}^{12})_{K \times M} \\ (\bar{\mathbf{Z}}^{21})_{M \times K} & (\bar{\mathbf{Z}}^{22})_{M \times M} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} (\mathbf{a})_{K \times 1} \\ (\mathbf{b})_{M \times 1} \end{bmatrix} = \mathbf{0} \quad (2.15)$$

où

$$(\bar{\mathbf{Z}}^{11})_{qk} = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} Q_{xx} \tilde{J}_{xq}(-\mathbf{k}_s) \tilde{J}_{xk}(\mathbf{k}_s) dk_x dk_y \quad (2.16a)$$

$$(\bar{\mathbf{Z}}^{12})_{qm} = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} Q_{xy} \tilde{J}_{xq}(-\mathbf{k}_s) \tilde{J}_{ym}(\mathbf{k}_s) dk_x dk_y \quad (2.16b)$$

$$(\bar{\mathbf{Z}}^{21})_{lk} = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} Q_{yx} \tilde{J}_{yl}(-\mathbf{k}_s) \tilde{J}_{xk}(\mathbf{k}_s) dk_x dk_y \quad (2.16c)$$

$$(\bar{\mathbf{Z}}^{22})_{lm} = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} Q_{yy} \tilde{J}_{yl}(-\mathbf{k}_s) \tilde{J}_{ym}(\mathbf{k}_s) dk_x dk_y \quad (2.16d)$$

L'existence d'une solution non triviale de (2.15) requière que

$$\det(\bar{\mathbf{Z}}(f)) = 0 \quad (2.17)$$

où $\bar{\mathbf{Z}}$ est la matrice dans (2.15). L'équation (2.17) est l'équation caractéristique pour la fréquence de résonance complexe $f = f_r + i f_i$ de la structure microbande illustrée dans la Figure 2.1. f_r est la fréquence de résonance et $2f_i/f_r$ est la bande passante de la structure.

Lorsque la méthode des moments est utilisée dans la résolution de quelques problèmes d'électromagnétisme, un facteur critique est le choix approprié des fonctions de base [7]. La sélection de ces dernières joue un rôle important dans la détermination de la vitesse de convergence des résultats numériques, et qu'un choix inexact peut mener à des résultats erronés. Dans la littérature, différents types de fonctions de base ont été employés avec succès dans l'approximation de la densité de courant sur la plaque rectangulaire. Cependant, les questions pertinentes concernant le choix des fonctions de base pour chaque type de fonction de base n'ont pas été adressées avec suffisamment de détail, excepté dans le contexte de la convergence des intégrales impliquées dans l'application de la méthode des moments dans l'approche spatiale ou spectrale et strictement du point de vue mathématique [7]. Dans ce présent chapitre, nous nous intéressons au mode TM_{01} qui possède un courant dominant dans la direction y . Les fonctions de base sont formées par l'ensemble des modes TM d'une cavité rectangulaire avec murs latéraux magnétiques. Ces modes sont donnés par

$$J_{xk}(x, y) = \sin\left[\frac{k_1\pi}{a}\left(x + \frac{a}{2}\right)\right] \cos\left[\frac{k_2\pi}{b}\left(y + \frac{b}{2}\right)\right] \quad (2.18a)$$

$$J_{ym}(x, y) = \sin\left[\frac{m_2\pi}{b}\left(y + \frac{b}{2}\right)\right] \cos\left[\frac{m_1\pi}{a}\left(x + \frac{a}{2}\right)\right] \quad (2.18b)$$

Notons que les modes sont maintenant identifiés par le doublet $k_1 k_2$ ($m_1 m_2$) au lieu de $k(m)$. La Figure 2.2 illustre le comportement de quelques fonctions de base de ce type (modes (1,0) et (2,1) dans la direction x , et modes (0,1) et (0,3) dans la direction y).

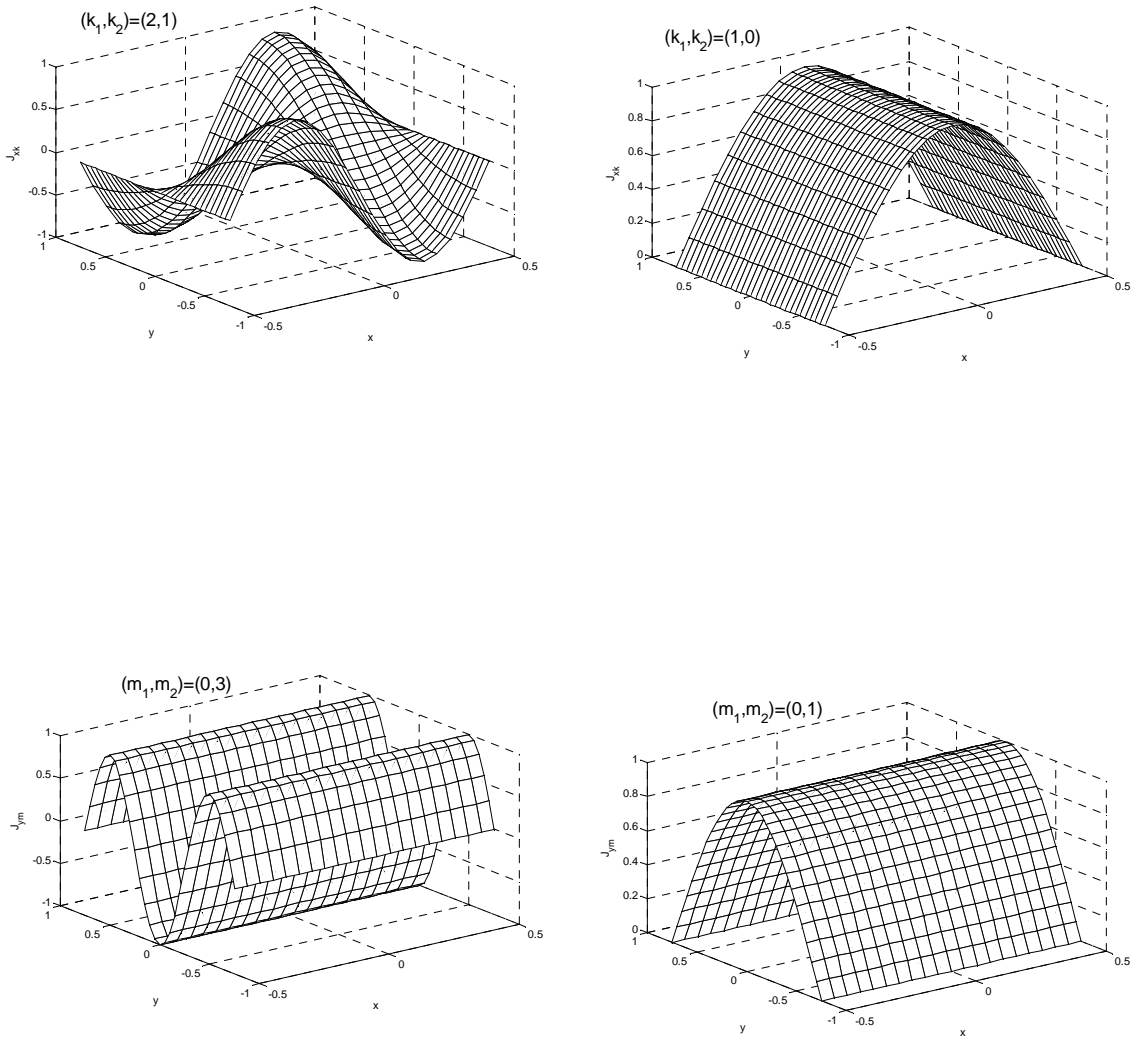


Figure 2.2. Comportement de quelques fonctions de base issues du modèle de la cavité.

II.3. Discussion

Dans cette section, nous allons examiner les principales caractéristiques de résonance d'une plaque rectangulaire imprimée sur des substrats simple, composite et suspendu. L'ensemble des modes TM d'une cavité rectangulaire assurent une convergence rapide de la méthode de Galerkin avec une bonne exactitude des résultats. Pour ces raisons, les résultats numériques présentés dans cette section sont obtenus en utilisant ce type de fonctions de base dans l'approximation du courant sur la plaque rectangulaire.

II.3.1. Comparaison des résultats numériques

Afin de confirmer l'exactitude de calcul, nos résultats numériques sont comparés avec des résultats publiés précédemment. Les bandes passantes et les fréquences de résonance calculées en utilisant l'approche spectrale présentée dans la section précédente pour un patch rectangulaire imprimé sur un substrat unique sont répertoriées et comparées avec des données théoriques et expérimentales dans les Tableaux 2.1 et 2.2, respectivement.

Tableau 2.1. Comparaison des bandes passantes avec les données mesurées et calculées, pour une antenne rectangulaire monocouche ($d_1 = 0$), $\varepsilon_{r2} = 2.33$.

Paramètres (mm)			Bande passante Bp^{01} (%)			
			Mesurée		Calculée	
a	b	d_2	[12]	[13]	[14]	Nos résultats
57	38	3.175	3.12	4.98	3.5	4.82
45.5	30.5	3.175	4.08	6.14	4.0	5.97
17	11	1.524	6.60	8.21	4.8	8.07

Tableau 2.2. Comparaison de fréquences de résonances avec les données mesurées et calculées, pour une antenne rectangulaire monocouche ($d_1 = 0$).

Paramètres (mm)				Fréquence de résonance f_r^{01} (GHz)			
				Mesurée		Calculée	
a	b	d_2	ε_{r2}	[15]	[16]	[17]	Nos résultats
41	41.40	1.524	2.5	2.228	2.245	2.285	2.235
68.58	41.40	1.524	2.5	2.200	2.221	2.218	2.216
108.0	41.40	1.524	2.5	2.181	2.204	2.209	2.211
110.49	69.09	1.524	2.5	1.344	1.347	1.349	1.344

D'après le Tableau 2.1, on observe que les résultats de la bande passante d'une antenne microruban rectangulaire calculés par la présente méthode sont plus proches aux valeurs expérimentales [12] relativement à ceux de [13]-[14]. Dans le Tableau 2.2, les résultats de la fréquence de résonance obtenus par la présente méthode sont comparés avec les résultats des références [15]-[17]. La comparaison montre que les fréquences de résonance calculées par la présente méthode sont en très bon accord avec les données mesurées pour un patch rectangulaire imprimé sur un substrat unique.

II.3.2. Plaque rectangulaire imprimée sur un substrat suspendu ajustable ($\epsilon_{r1} = 1$)

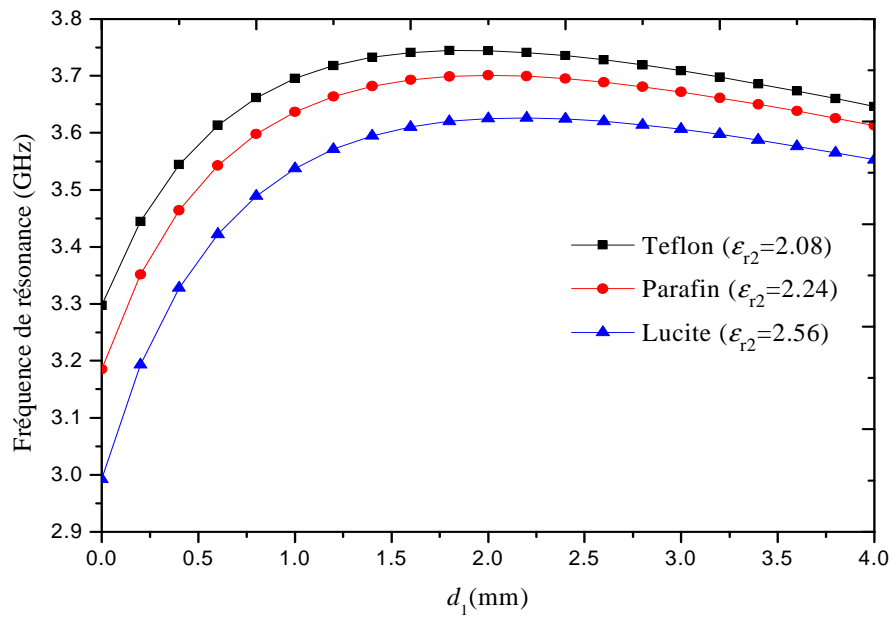
Dans le Tableau 2.3, nous avons également comparé nos résultats avec des données expérimentales et théoriques de la référence [9], dans le cas où l'antenne patch microruban ajustable est considérée.

Tableau 2.3. Valeurs calculées et mesurées de la fréquence de résonance du patch microruban rectangulaire sur un substrat suspendu, $\epsilon_{r2} = 2.33$,
 $d_2 = 1.575 \text{ mm}$, $a = 45 \text{ mm}$, $b = 30 \text{ mm}$.

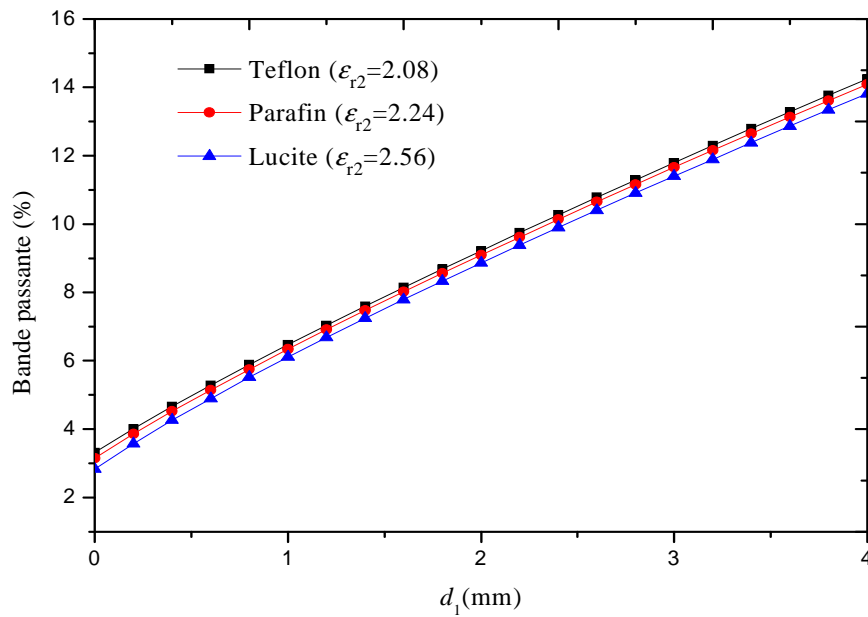
Epaisseur d_1 (mm)	Fréquence de résonance f_r^{01} , (GHz)		
	Mesurée [9]	Calculée [9]	Nos résultats
0	3.168	3.040	3.127
1	3.537	3.439	3.606
2	3.546	3.472	3.678
3	3.498	3.416	3.637

La comparaison est effectuée pour différentes séparations d'air. Il est clair à partir du Tableau 2.3 que nos résultats sont en bon accord avec ceux de la littérature. Ceci valide la théorie présentée dans le présent chapitre. Notons que les fréquences de résonance mesurées dans le Tableau 2.3 sont obtenues à partir des courbes de la résistance d'entrée mesurée pour le cas d'un patch rectangulaire alimenté par un câble coaxial [9, figure 7].

Maintenant, l'effet de la séparation d'air sur la fréquence de résonance et la bande passante de l'antenne microbande rectangulaire ayant un gap d'air est recherché. Le mode TM_{01} est considéré. Les dimensions de la plaque rectangulaire sont 15 mm x 10 mm et l'épaisseur du substrat diélectrique est $d_2 = 0.5 \text{ mm}$.



(a)



(b)

Figure 2.3. Fréquence de résonance et bande passante d'une antenne microbande rectangulaire ayant un gap d'air en fonction de la séparation d'air ; $a = 45\text{mm}$, $b = 30\text{mm}$, $d_2 = 1.575\text{mm}$. (a) Fréquence de résonance. (b) Bande passante.

Dans la Figure 2.3(a), la fréquence de résonance en fonction de la séparation d'air d_1 pour différents matériaux du substrat est montrée. Ces matériaux isotropes sont Teflon, Parafin et Lucite avec des permittivités relatives $\varepsilon_{r2} = 2.08, 2.24$ et 2.56 , respectivement. On observe que lorsque la séparation d'air croît, la fréquence de résonance augmente rapidement jusqu'à ce que celle-ci atteigne une fréquence d'opération maximale pour une séparation d'air $d_{1\text{fmax}}$ bien définie. Pour les cas considérés, $d_{1\text{fmax}}$ sont $1.78, 2.00$ et 2.22 *mm* correspondant aux antennes avec $\varepsilon_{r2} = 2.08, 2.24$ et 2.56 , respectivement. Notons que l'effet du gap d'air est plus prononcé pour les petites valeurs de d_1 . Lorsque la séparation d'air excède $d_{1\text{fmax}}$, l'augmentation de la largeur du gap d'air diminuera lentement la fréquence de résonance. Un soin extrême devrait être pris lors de la conception d'une antenne avec un gap d'air mince ; puisque une petite incertitude dans l'ajustement de d_1 peut avoir comme conséquence un décalage important de la fréquence. Comme exemple, pour une antenne sans gap d'air ayant le Teflon comme substrat, la fréquence d'opération est 3.29 GHz. La séparation d'air correspondant à une fréquence de 3.74 GHz est 2 *mm*. Lors de l'ajustement de d_1 , une incertitude de ∓ 2 *mm* ($d_1 = 2 \mp 0.2$) provoque un décalage significatif dans la fréquence de résonance d'environ ∓ 0.03 GHz. Une solution très pratique à ce problème est d'utiliser une largeur de gap d'air de valeur 3.6 *mm*, qui donne une fréquence de résonance similaire avec une bande passante plus large. Maintenant la même incertitude produit uniquement un décalage d'environ ± 0.01 GHz. La variation de la bande passante en fonction de la largeur du gap d'air est illustrée dans la Figure 2.3(b). Notons qu'elle augmente de façon monotone avec l'augmentation de la séparation d'air.

Dans le but d'expliquer les résultats précités, on détermine une permittivité équivalente de la structure composée de deux couches en dérivant tout d'abord une formule approximative simple de la fréquence de résonance. En utilisant (2.8), la fonction spectrale dyadique de Green de l'antenne microbande rectangulaire ajustable montrée dans la Figure 2.4, lorsque d_1 et d_2 sont tout à fait électriquement minces, prend la forme [18]

$$\overline{\mathbf{G}}(\mathbf{k}_s) \xrightarrow{d_1 + d_2 \rightarrow 0} \frac{d_1 + d_2}{i\omega\varepsilon_0} \text{diag} \left[k_0^2 - \frac{\varepsilon_r d_1 + d_2}{\varepsilon_r (d_1 + d_2)} k_s^2, k_0^2 \right] \quad (2.19)$$

Parce que une seule fonction de base dans la direction y est suffisante pour donner des résultats convergents, l'équation caractéristique (2.14) se réduit à

$$\int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} Q_{yy} \tilde{J}_{y1}(-\mathbf{k}_s) \tilde{J}_{y1}(\mathbf{k}_s) dk_x dk_y = 0 \quad (2.20)$$

La fonction J_{y1} correspond à $(m_1, m_2) = (0, 1)$ dans (2.18b). Sa transformée de Fourier est donnée par

$$\tilde{J}_{y1}(\mathbf{k}_s) = \pi b \frac{\sin(k_x a/2)}{k_x} \frac{\cos(k_y b/2)}{(\pi/2)^2 - (k_y b/2)^2} \quad (2.21)$$

En utilisant l'expression asymptotique de $\bar{\mathbf{G}}$ donnée par (2.19) conjointement avec (2.11) et (2.21), et après avoir effectué quelques opérations algébriques, l'équation (2.20) se réduit à

$$\varepsilon_{r2}(d_1 + d_2)b^2 k_0^2 I_1 - 4(\varepsilon_{r2}d_1 + d_2)I_2 = 0 \quad (2.22)$$

où

$$I_1 = \int_0^{\infty} \frac{\cos^2 k_y}{[k_y^2 - (\pi/2)^2]^2} dk_y, \quad I_2 = \int_0^{\infty} \frac{k_y^2 \cos^2 k_y}{[k_y^2 - (\pi/2)^2]^2} dk_y \quad (2.23)$$

En utilisant l'intégration de contour, les deux intégrales dans (2.23) peuvent être évaluées explicitement donnant $I_1 = 1/\pi$ et $I_2 = \pi/4$. Substituant les valeurs de I_1 et I_2 dans (2.22), nous obtenons l'expression suivante pour la fréquence de résonance :

$$f_r = c / (2b \sqrt{\varepsilon_{req}}) \quad (2.24)$$

où c est la vitesse de la lumière dans le vide, et ε_{req} est la permittivité relative équivalente de la structure composée de deux couches, donnée par [18]

$$\varepsilon_{req} = \varepsilon_{r2}(d_1 + d_2) / (\varepsilon_{r2}d_1 + d_2) \quad (2.25)$$

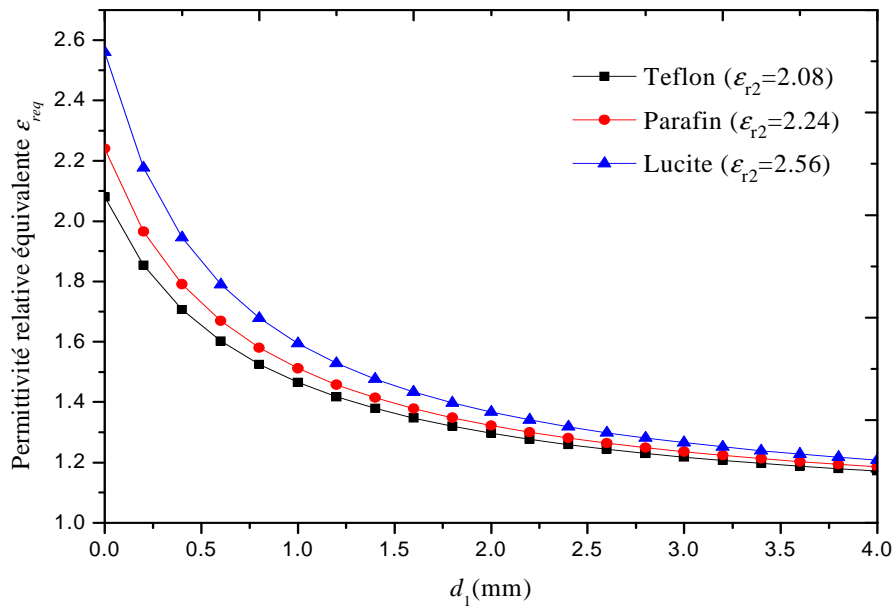


Figure 2.4. Permittivité relative équivalente en fonction de la séparation d'air pour les structures étudiées dans la Figure 2.3.

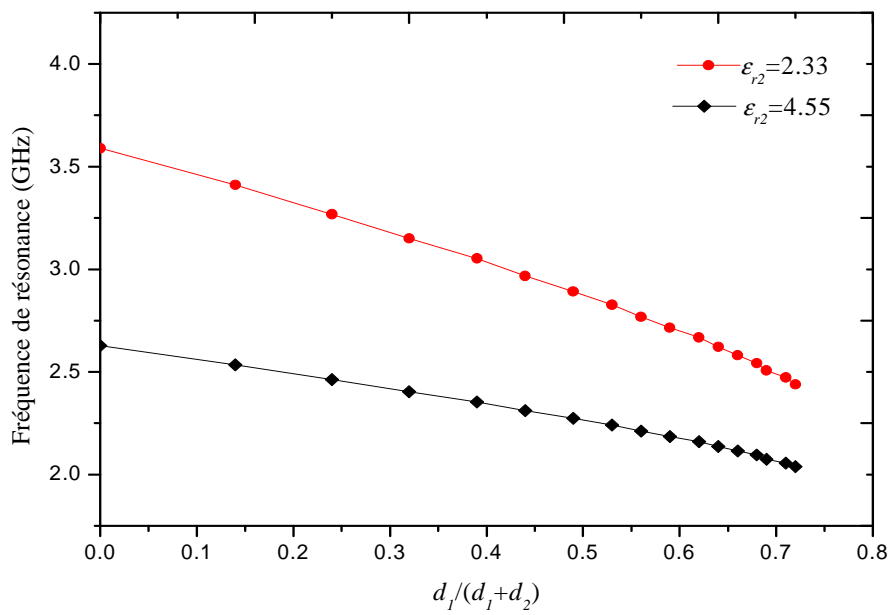
La Figure 2.4 montre la permittivité relative équivalente calculée à partir de (2.25) en fonction de la séparation d'air pour les structures considérées dans la Figure 2.1. On observe que lorsque d_1 augmente, ϵ_{req} diminue rapidement. Cette observation peut bien justifier l'augmentation très rapide dans la fréquence de résonance montrée dans la Figure 2.3(a). Sa diminution est le résultat de l'effet bien connu de l'épaisseur du substrat sur la fréquence de résonance ; puisque la variation de la permittivité relative équivalente en devenant faible n'affecte pas de manière significative la fréquence de résonance. Cette explication peut être utilisée comme l'idée de base afin de comprendre le comportement de la fréquence de résonance reporté dans [18].

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

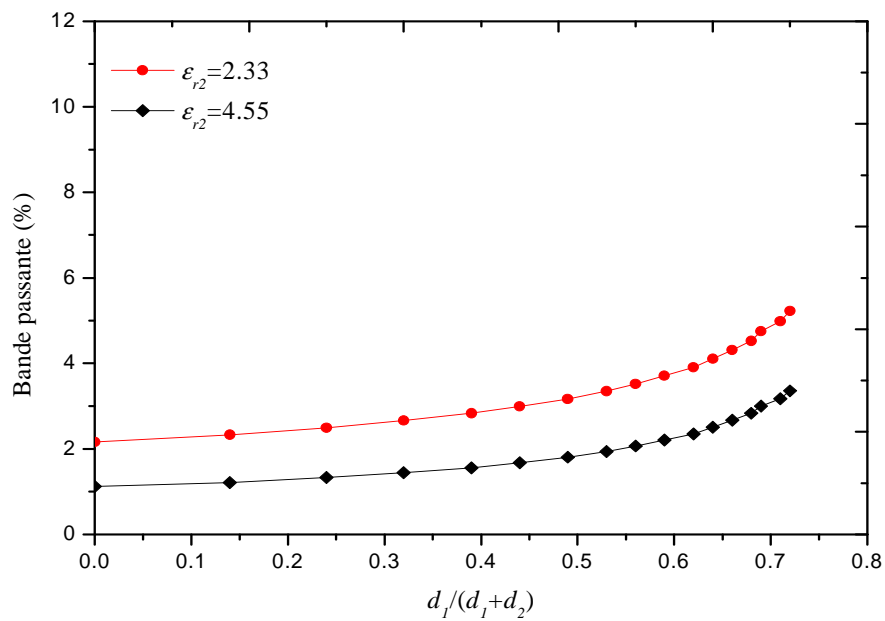
II.3.3. Plaque rectangulaire imprimée sur un substrat bicouche composé ($\epsilon_{r1} \neq 1$)

L'effet du substrat composite sur la fréquence de résonance et la bande passante de l'antenne microruban rectangulaire est étudié. Dans la Figure 2.5, nous présentons des résultats pour les fréquences de résonance et les bandes passantes d'une plaque microbande rectangulaire imprimée sur un substrat bicouche. Le patch rectangulaire est de dimension $a = 20mm$ et $b = 26.5mm$. Le diélectrique situé juste sous la plaque rectangulaire a une permittivité relative $\epsilon_{r2} = 2.33$ ($\epsilon_{r2} = 4.55$) et une épaisseur $d_2 = 1.56mm$, alors que celui en contact avec le plan de masse possède une permittivité relative $\epsilon_{r2} = 9.8$. On observe que la fréquence de résonance diminue avec l'augmentation de l'épaisseur d_1 de la couche I, pour les deux permittivités du substrat de la couche II. La représentation graphique de la bande passante est représentée dans la Figure 2.5(b). Notons que la bande passante de l'antenne patch microruban rectangulaire augmente avec l'augmentation de l'épaisseur d_1 de la couche I, pour les deux permittivités du substrat de la couche II.

La Figure 2.6 montre la permittivité relative équivalente calculée à partir de (2.26) en fonction de l'épaisseur de la couche I pour les structures considérées dans la Figure 2.1. On observe que lorsque d_1 augmente, ϵ_{req} augmente rapidement. Les résultats obtenus montrent que l'augmentation de d_1 entraîne la diminution de la fréquence de résonance et l'accroissement du facteur de qualité de l'antenne. Ces comportements sont basés sur le fait qu'au fur et à mesure que d_1 croît, la permittivité effective du milieu diélectrique sous la plaque augmente. Ces comportements sont en accord avec ceux découverts en théorie pour la fréquence de résonance et la bande passante de l'antenne patch triangulaire et circulaire [5], [19].



(a)



(b)

Figure 2.5. Variation de la fréquence de résonance et la bande passante avec la variation de l'épaisseur de la couche I; ($d_2 = 1.56\text{mm}$, $a = 20\text{mm}$, $b = 26.5\text{mm}$), pour deux matériaux diélectrique de la couche II.

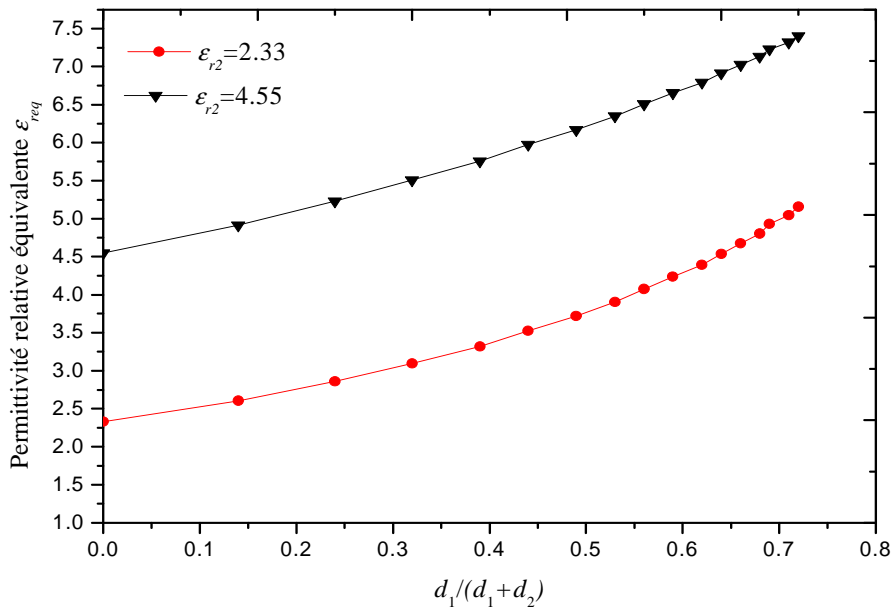


Figure 2.6. Permittivité relative équivalente en fonction de l'épaisseur de la couche I pour les structures étudiées dans la Figure 2.5.

Notons que la permittivité relative équivalente de la structure composée de deux couches est donnée par [19]-[20]

$$\epsilon_{req} = \epsilon_{r1} \cdot \epsilon_{r2} (d_1 + d_2) / (\epsilon_{r2} d_1 + \epsilon_{r1} d_2) \quad (2.26)$$

II.4. Conclusion

La méthode de Galerkin dans le domaine des transformées usuelles de Fourier conjointement avec un changement du système d'axe cartésien vers la représentation (TM,TE) ont été utilisés pour le calcul numérique de la fréquence de résonance et la bande passante d'une plaque rectangulaire imprimée sur un substrat composite/suspendu. Une technique efficace a été proposée pour la détermination de la fonction spectrale dyadique de Green de la structure bicouche. Les fonctions de base sinusoïdales sont introduites dans l'approximation du courant de la plaque rectangulaire. A travers un examen consciencieux de la question de convergence, nous avons conclu que les modes TM de la cavité rectangulaire à murs latéraux magnétiques forment le meilleur ensemble qui puisse être utilisé dans l'approximation du courant de la plaque, puisqu'ils assurent une convergence rapide de la méthode de Galerkin avec une bonne exactitude des résultats. La présente

théorie a été validée par comparaison de nos résultats numériques avec des mesures expérimentales. Les résultats obtenus, pour une antenne rectangulaire ayant un gap d'air, ont montré que la séparation d'air peut être ajustée de manière à obtenir une fréquence d'opération maximale. La bande passante, d'autre part, croît de façon monotone avec l'augmentation de la largeur du gap d'air. Un soin extrême devrait être pris lors de la conception d'une antenne microbande rectangulaire 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. Une solution très pratique à ce problème a été donnée. Dans le but d'expliquer les résultats obtenus, nous avons déterminé une permittivité équivalente de la structure bicouche. Nous avons montré que la présente approche donne aussi de bons résultats pour le cas d'un patch imprimé sur un substrat monocouche. Notons que les résultats théoriques pour le cas d'un patch rectangulaire sur substrat composite nécessitent d'être validés par des travaux expérimentaux. Les résultats obtenus dans ce chapitre sont valables non seulement pour des patches rectangulaires imprimés sur des substrats isotropes, mais aussi pour des patches rectangulaires ou circulaires imprimés sur des substrats anisotropes. Des résultats numériques ont été obtenus dans ce sens, mais non reportés ici par intérêt de brièveté.

II.5. Références bibliographiques

- [1] 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.
- [2] 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.
- [3] S. Chattopadhyay, M. Biswas, J. Y. Siddiqui, and D. Guha, "Rectangular microstrips with variable air gap and varying aspect ratio: improved formulations and experiments," *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 51, pp. 169-173, 2009.
- [4] C. Gürel and E. Yazgan, "Resonant frequency of air gap tuned circular microstrip antenna with anisotropic substrate and superstrate layers," *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, Vol. 24, pp. 1731-1740, 2010.

- [5] M. Biswas and M. Dam, "Characteristics of equilateral triangular patch antenna on suspended and composite substrates," *Electromagnetics*, Vol. 33, pp. 99-115, 2013.
- [6] V. Losada, R. R. Boix, and M. Horno, "Resonant modes of circular microstrip patches in multilayered substrates," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 47, pp. 488-498, 1999.
- [7] T. Fortaki, D. Khedrouche, F. Bouttout, and A. Benghalia, "A numerically efficient full-wave analysis of a tunable rectangular microstrip patch," *International Journal of Electronics*, Vol. 91, pp. 57-70, 2004.
- [8] F. Abboud, J. Damiano, and A. Papiernik, "Accurate model for the input impedance of coax-fed rectangular microstrip antenna with and without airgaps," *Sixth International Conference on (Conf. Publ. No. 301) in Antennas and Propagation, 1989. ICAP 89*, pp. 102-106, 1989.
- [9] S. Chattopadhyay, M. Biswas, J. Siddiqui, and D. Guha, "Input impedance of probe-fed rectangular microstrip antennas with variable air gap and varying aspect ratio," *IET microwaves, antennas & propagation*, Vol. 3, pp. 1151-1156, 2009.
- [10] H. Kang and J. Song, "Electrically tunable rectangular microstrip antenna," *Electronics Letters*, Vol. 46, pp. 18-19, 2010.
- [11] 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.
- [12] 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.
- [13] 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.
- [14] D. M., Pozar, PCAAD 3.0. (1996). Personal Computer Aided Antenna Design, Antenna Design Associates, Inc.
- [15] K. Carver, "Practical analytical techniques for the microstrip antenna," in *Proc. Workshop on Printed Circuit Antenna Technology*, 1979, pp. 7.1-7.20.
- [16] F. Abboud, J. P. Damiano, and A. Papiernik, "Simple model for the input impedance of coax-fed rectangular microstrip patch antenna for CAD," *Microwaves, Antennas and Propagation, IEE Proceedings H*, Vol. 135, pp. 323-326, 1988

-
- [17] Y. Tighilt, F. Bouttout, and A. Khellaf, "Modeling and design of printed antennas using neural networks," *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, Vol. 21, pp. 228-233, 2011.
- [18] K. Esselle and A. Verma, "Fast and accurate model for circular microstrip antennas on suspended and composite substrates," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 53, pp. 3097-3100, 2005.
- [19] 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 es-Sciences, Université de Constantine, 2004.
- [20] 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.

Chapitre III

Analyse spectrale des plaques
microbandes circulaires dans des
configurations substrat-inversé /
superstrat

III.1. Introduction

Les antennes microrubans sont devenues de plus en plus populaires pour les équipements micro-ondes et les applications d'ondes millimétriques [1], car elles offrent plusieurs avantages distincts par rapport aux antennes micro-ondes classiques. Ces avantages comprennent petite taille, facilité de fabrication, poids faible et conformabilité avec les surfaces des véhicules, des avions et des missiles [2], [3]. L'ajout d'une couche de substrat au-dessus d'une plaque microruban a été proposé dans la littérature pour permettre la mise en valeur du gain de l'antenne et de l'efficacité de rayonnement [1]-[8]. En outre, les superstrats sont souvent utilisés pour protéger le patch microruban des risques de l'environnement, en particulier lorsqu'il est placé sur des avions et des missiles [3]. La configuration inversée de l'antenne microruban est obtenue quand le patch est imprimé au-dessous du substrat et séparé du plan de masse par une couche d'air [4]. L'avantage de la géométrie inversée est principalement causé par l'air existant entre le patch inversé et le plan de masse diélectrique [5]. Cela permet une intégration facile des dispositifs actifs avec le patch et également une optimisation facile de l'emplacement de l'alimentation sans aucune dégradation du milieu [5]-[7]. Ainsi, l'antenne peut offrir une meilleure bande passante sans dégrader les diagrammes de rayonnement ou l'efficacité de rayonnement [7], [8]. Plusieurs modèles utilisant différents niveaux d'approximation sont disponibles dans la littérature pour déterminer les caractéristiques de résonance de l'antenne microruban circulaire, cependant, la précision de ces modèles est limitée et ne convient que pour l'analyse des antennes de forme régulière ayant des substrats minces [9]. Une alternative consiste à utiliser une technique plus sophistiquée, telle que la méthode des moments (MOM), qui est souple et précise et très compatible avec la CAO [10]. L'antenne à patch inversé est un type spécial d'une antenne patch dans une configuration substrat-superstrat. Dans la littérature ouverte, plusieurs chercheurs ont étudié les caractéristiques de l'antenne microruban circulaire [5], [11]-[16]. Dans la référence [5], les auteurs ont étudié théoriquement et expérimentalement la fréquence de résonance de l'antenne patch circulaire inversée. Notons que la bande passante de l'antenne circulaire à plaque microruban inversée n'a pas été étudiée précédemment utilisant l'approche spectrale. Les effets du diélectrique de l'air situé au-dessous du patch sur les caractéristiques de résonance sont tout d'abord présentés dans ce chapitre en utilisant une formulation basée sur l'approche spectrale. Une comparaison de nos résultats avec des valeurs théoriques et

expérimentales disponibles dans la littérature montre qu'une amélioration supplémentaire est obtenue sur la précision des résultats relativement aux modèles précédents, notamment pour les modes d'ordre supérieur et des substrats épais. Des résultats numériques pour une antenne microruban circulaire dans une configuration substrat-superstrat sont aussi présentés. Pour rendre l'étude plus générale et valable pour différentes structures d'antennes, lors de la formulation théorique présentée dans la section III.2, le patch métallique est imprimé sur un substrat multicouche contenant des matériaux isotropes.

III.2. Théorie

III.2.1. Dyade de Green dans le domaine des transformées vectorielles de Hankel

La plaque circulaire est noyée dans un milieu multicouche constitué de N couches diélectriques, présentant une anisotropie de type uniaxial avec l'axe optique normal à la plaque (voir Figure 3.1). Chaque couche d'épaisseur $d_j = z_j - z_{j-1}$ ($j=1,2,\dots,N$) est caractérisée par la perméabilité du vide μ_0 et la permittivité ϵ_j définie par $\epsilon_j = \epsilon_0 \cdot \epsilon_{jz}$. La plaque circulaire est imprimée dans la stratification à l'interface $z=z_M$. Le milieu ambiant est l'air avec les paramètres constitutifs μ_0 et ϵ_0 . Tous les champs et les courants sont en régime harmonique avec la dépendance temporelle $e^{i\omega t}$ supprimée. Pour tirer profit de la symétrie de révolution de la structure de la Figure 3.1 autour de l'axe z , les coordonnées cylindriques ρ et ϕ sont utilisées au lieu des coordonnées cartésiennes x et y . Les champs transverses dans la $j^{\text{ème}}$ couche ($z_{j-1} < z < z_j$) peuvent être obtenus via les transformées vectorielles inverses de Hankel [17], [18]

$$\mathbf{E}(\rho, \phi, z) = \begin{bmatrix} E_\rho(\rho, \phi, z) \\ E_\phi(\rho, \phi, z) \end{bmatrix} = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} e^{in\phi} \int_0^{+\infty} dk_\rho k_\rho \bar{\mathbf{H}}_n(k_\rho \rho) \cdot \mathbf{e}_n(k_\rho, z) \quad (3.1)$$

$$\mathbf{H}(\rho, \phi, z) = \begin{bmatrix} H_\phi(\rho, \phi, z) \\ -H_\rho(\rho, \phi, z) \end{bmatrix} = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} e^{in\phi} \int_0^{+\infty} dk_\rho k_\rho \bar{\mathbf{H}}_n(k_\rho \rho) \cdot \mathbf{h}_n(k_\rho, z) \quad (3.2)$$

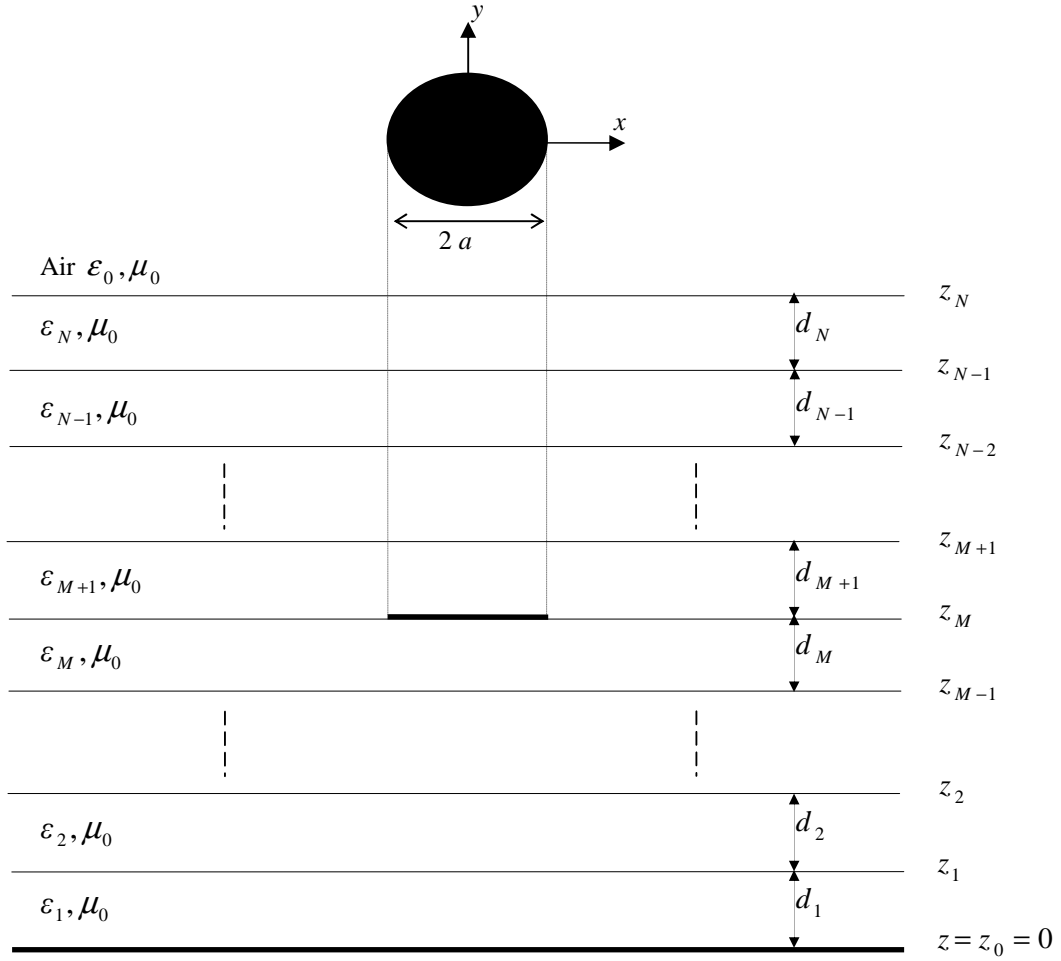


Figure 3.1. Géométrie d'une plaque microbande circulaire noyée dans un milieu multicouche contenant des matériaux isotropes et/ou anisotropes.

où

$$\bar{\mathbf{H}}_n(k_\rho, \rho) = \begin{bmatrix} J_n'(k_\rho \rho) & -\frac{in}{k_\rho \rho} J_n(k_\rho \rho) \\ \frac{in}{k_\rho \rho} J_n(k_\rho \rho) & J_n'(k_\rho \rho) \end{bmatrix} = \bar{\mathbf{H}}_n^+(k_\rho \rho) \quad (3.3)$$

$$\mathbf{e}_n(k_\rho, z) = e^{-i\bar{\mathbf{k}}_{zj} z} \cdot \mathbf{A}_{nj}(k_\rho) + e^{i\bar{\mathbf{k}}_{zj} z} \cdot \mathbf{B}_{nj}(k_\rho) \quad (3.4)$$

$$\mathbf{h}_n(k_\rho, z) = \bar{\mathbf{g}}_j(k_\rho) \cdot \left[e^{-i\bar{\mathbf{k}}_{zj} z} \cdot \mathbf{A}_{nj}(k_\rho) - e^{i\bar{\mathbf{k}}_{zj} z} \cdot \mathbf{B}_{nj}(k_\rho) \right] \quad (3.5)$$

Dans (3.3), $\bar{\mathbf{H}}_n(k_\rho, \rho)$ est le noyau des transformées vectorielles de Hankel [17], $J_n(\cdot)$ est la fonction de Bessel de la première espèce et d'ordre n , et la prime désigne différentiation en fonction de l'argument. L'exposant $+$ implique le conjugué transposé du noyau $\bar{\mathbf{H}}_n(k_\rho, \rho)$. Dans (3.4) et (3.5) \mathbf{A}_{n_j} et \mathbf{B}_{n_j} sont deux vecteurs inconnus et les matrices diagonales $\bar{\mathbf{k}}_{z_j}$ et $\bar{\mathbf{g}}_j(k_\rho)$ sont définies dans [18]. En écrivant les équations (3.4) et (3.5) dans les plans $z = z_{j-1}$ et $z = z_j$, et par élimination des inconnus \mathbf{A}_{n_j} et \mathbf{B}_{n_j} , nous obtenons la forme matricielle

$$\begin{bmatrix} \mathbf{e}_n(k_\rho, z_j^-) \\ \mathbf{h}_n(k_\rho, z_j^-) \end{bmatrix} = \bar{\mathbf{T}}_j \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{e}_n(k_\rho, z_{j-1}^+) \\ \mathbf{h}_n(k_\rho, z_{j-1}^+) \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

avec

$$\bar{\mathbf{T}}_j = \begin{bmatrix} \bar{\mathbf{T}}_j^{11} & \bar{\mathbf{T}}_j^{12} \\ \bar{\mathbf{T}}_j^{21} & \bar{\mathbf{T}}_j^{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \bar{\boldsymbol{\theta}}_j & -i \bar{\mathbf{g}}_j^{-1} \cdot \sin \bar{\boldsymbol{\theta}}_j \\ -i \bar{\mathbf{g}}_j \cdot \sin \bar{\boldsymbol{\theta}}_j & \cos \bar{\boldsymbol{\theta}}_j \end{bmatrix}, \bar{\boldsymbol{\theta}}_j = \bar{\mathbf{k}}_{z_j} d_j \quad (3.7)$$

Les équations de continuité pour les composantes tangentielles du champ sont

$$\mathbf{e}_n(k_\rho, z_j^-) = \mathbf{e}_n(k_\rho, z_j^+) = \mathbf{e}_n(k_\rho, z_j), \quad j = 1, 2, \dots, N \quad (3.8a)$$

$$\mathbf{h}_n(k_\rho, z_j^-) - \mathbf{h}_n(k_\rho, z_j^+) = \delta_{jM} \mathbf{k}_n(k_\rho), \quad j = 1, 2, \dots, N \quad (3.8b)$$

$\mathbf{k}_n(k_\rho)$ est la transformée vectorielle de Hankel du courant $\mathbf{K}_n(\rho)$ sur la plaque circulaire. δ_{jM} est le symbole de Kronecker. En utilisant les équations (3.6), (3.8a) et (3.8b), la cascade des matrices par multiplication simple donne

$$\begin{bmatrix} \mathbf{e}_n(k_\rho, z_M^+) \\ \mathbf{h}_n(k_\rho, z_M^+) \end{bmatrix} = \bar{\mathbf{\Gamma}}_< \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{e}_n(k_\rho, 0^+) \\ \mathbf{h}_n(k_\rho, 0^+) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ \mathbf{k}_n(k_\rho) \end{bmatrix} \quad (3.9a)$$

$$\begin{bmatrix} \mathbf{e}_n(k_\rho, z_N^+) \\ \mathbf{h}_n(k_\rho, z_N^+) \end{bmatrix} = \bar{\Gamma}_> \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{e}_n(k_\rho, z_M^+) \\ \mathbf{h}_n(k_\rho, z_M^+) \end{bmatrix} \quad (3.9b)$$

où

$$\bar{\Gamma}_< = \begin{bmatrix} \bar{\Gamma}_<^{11} & \bar{\Gamma}_<^{12} \\ \bar{\Gamma}_<^{21} & \bar{\Gamma}_<^{22} \end{bmatrix} = \prod_{j=P}^1 \bar{\mathbf{T}}_j, \quad \bar{\Gamma}_> = \begin{bmatrix} \bar{\Gamma}_>^{11} & \bar{\Gamma}_>^{12} \\ \bar{\Gamma}_>^{21} & \bar{\Gamma}_>^{22} \end{bmatrix} = \prod_{j=N}^{P+1} \bar{\mathbf{T}}_j \quad (3.10)$$

Le champ électrique transverse doit nécessairement être nul sur un conducteur parfait, donc pour le plan de masse parfaitement conducteur nous avons

$$\mathbf{e}_n(k_\rho, 0^-) = \mathbf{e}_n(k_\rho, 0^+) = \mathbf{e}_n(k_\rho, 0) = \mathbf{0} \quad (3.11)$$

Dans la région illimitée de l'air au-dessus de la couche du sommet de la structure ($z_N < z < \infty$ and $\varepsilon_r = 1$), le champ électromagnétique donné par (3.4) et (3.5) devrait s'atténuer quand $z \rightarrow +\infty$ en accord avec la condition de rayonnement de Sommerfeld, ceci donne

$$\mathbf{h}_n(k_\rho, z_N^+) = \bar{\mathbf{g}}_0(k_\rho) \cdot \mathbf{e}_n(k_\rho, z_N^+) \quad (3.12)$$

où la matrice $\bar{\mathbf{g}}_0(k_\rho)$ peut être aisément obtenue à partir de l'expression de $\bar{\mathbf{g}}_j(k_\rho)$ en admettant $\varepsilon_{rj} = 1$. A partir des équations (3.9a)-(3.12), nous obtenons la relation suivante qui relie le courant sur la plaque conductrice avec le champ électrique dans l'interface correspondant :

$$\mathbf{e}_n(k_\rho, z_M) = \bar{\mathbf{G}}(k_\rho) \cdot \mathbf{k}_n(k_\rho) \quad (3.13)$$

où $\bar{\mathbf{G}}(k_\rho)$ est la fonction dyadique de Green dans le domaine des transformées vectorielles de Hankel, elle est donnée par

$$\bar{\mathbf{G}}(k_\rho) = \text{diag}[G^e, G^h] = \left[\bar{\Gamma}_<^{22} \cdot (\bar{\Gamma}_<^{12})^{-1} + (\bar{\mathbf{g}}_0 \cdot \bar{\Gamma}_>^{12} - \bar{\Gamma}_>^{22})^{-1} \cdot (\bar{\mathbf{g}}_0 \cdot \bar{\Gamma}_>^{11} - \bar{\Gamma}_>^{21}) \right]^{-1} \quad (3.14)$$

L'équation (3.14) indique que la dyade de Green est diagonale dans le domaine des transformées vectorielles de Hankel.

III.2.2. Solution par la méthode des moments

Maintenant que nous avons la fonction dyadique de Green nécessaire, il est relativement simple de formuler la solution par la méthode des moments afin de déterminer les caractéristiques de l'antenne. Les conditions aux frontières impliquent que les composantes transverses du champ électrique s'annulent sur le disque parfaitement conducteur et le courant s'annule au-delà du disque, pour donner l'ensemble suivant des équations intégrales vectorielles duales [18]

$$\mathbf{E}_n(\rho, z_M) = \int_0^{+\infty} dk_\rho k_\rho \bar{\mathbf{H}}_n(k_\rho \rho) \cdot \bar{\mathbf{G}}(k_\rho) \cdot \mathbf{k}_n(k_\rho) = \mathbf{0}, \quad \rho < a \quad (3.15)$$

$$\mathbf{K}_n(\rho) = \int_0^{+\infty} dk_\rho k_\rho \bar{\mathbf{H}}_n(k_\rho \rho) \cdot \mathbf{k}_n(k_\rho) = \mathbf{0}, \quad \rho > a \quad (3.16)$$

La méthode de Galerkin est employée pour résoudre les équations intégrales couplées (3.15) et (3.16). Le courant sur le disque circulaire est développé en séries finies de fonctions de base connues

$$\mathbf{K}_n(\rho) = \sum_{p=1}^P a_{np} \Psi_{np}(\rho) + \sum_{q=1}^Q b_{nq} \Phi_{nq}(\rho) \quad (3.17)$$

P et Q correspondent au nombre de fonctions de base $\Psi_{np}(\rho)$ et $\Phi_{nq}(\rho)$, respectivement, et a_{np} et b_{nq} sont les coefficients du développement modal recherchés. La transformée vectorielle de Hankel correspondante du courant est donnée par

$$\mathbf{k}_n(k_\rho) = \sum_{p=1}^P a_{np} \Psi_{np}(k_\rho) + \sum_{q=1}^Q b_{nq} \Phi_{nq}(k_\rho) \quad (3.18)$$

En substituant le développement du courant de l'équation (3.18) dans l'équation (3.15). Puis, en multipliant l'équation résultante par $\rho \Psi_{nk}^+(\rho)$ ($k=1,2,\dots,P$) et $\rho \Phi_{nl}^+(\rho)$ ($l=1,2,\dots,Q$) et en intégrant de 0 à a , et en utilisant le théorème de Parseval pour les

transformées vectorielles de Hankel [17], nous obtenons un système de $P+Q$ équations algébriques linéaires pour chaque mode n qui peut être écrit sous la forme matricielle

$$\bar{\mathbf{Z}}_n \cdot \mathbf{c}_n = \mathbf{0} \quad (3.19)$$

où

$$\bar{\mathbf{Z}}_n = \begin{bmatrix} \left(\bar{\mathbf{Z}}_n^{\psi\psi} \right)_{P \times P} & \left(\bar{\mathbf{Z}}_n^{\psi\phi} \right)_{P \times Q} \\ \left(\bar{\mathbf{Z}}_n^{\phi\psi} \right)_{Q \times P} & \left(\bar{\mathbf{Z}}_n^{\phi\phi} \right)_{Q \times Q} \end{bmatrix}, \mathbf{c}_n = \begin{bmatrix} (\mathbf{a}_n)_{P \times 1} \\ (\mathbf{b}_n)_{Q \times 1} \end{bmatrix} \quad (3.20)$$

Chaque élément des sous-matrices de $\bar{\mathbf{Z}}_n$ est donné par

$$\bar{\mathbf{Z}}_n^{\mathbf{v}\mathbf{w}}(i, j) = \int_0^{+\infty} dk_\rho k_\rho \mathbf{v}_{ni}^+(k_\rho) \cdot \bar{\mathbf{G}}(k_\rho) \cdot \mathbf{w}_{nj}(k_\rho) \quad (3.21)$$

où \mathbf{v} et \mathbf{w} représentent ψ ou ϕ . Pour chaque valeur de l'entier n , le système d'équations linéaires (3.19) possède des solutions non triviales lorsque

$$\det[\bar{\mathbf{Z}}_n(\omega)] = 0 \quad (3.22)$$

L'équation (3.22) est une équation propre pour ω , à partir de laquelle les caractéristiques de la structure multicouche illustrée dans la Figure 3.1 peuvent être obtenues. En fait, si nous désignons par $\omega_{nm} = 2\pi (f_r^{nm} + i f_i^{nm})$ ($n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots; m = 1, 2, 3, \dots$) l'ensemble des racines complexes de l'équation (3.22). Dans ce cas, les quantités f_r^{nm} désignent les fréquences de résonance des modes résonants de la plaque microbande circulaire, les quantités $BW_{nm} = 2 f_i^{nm} / f_r^{nm}$ désignent les bandes passantes et les quantités $Q_{nm} = f_r^{nm} / 2 f_i^{nm}$ désignent les facteurs de qualité [19]. Puisque $f_r^{nm} = f_r^{-n,m}$ et $f_i^{nm} = f_i^{-n,m}$, sans perte de généralité, dans ce qui suit, on supposera toujours que $n \geq 0$. Notons que ce dernier résultat n'est pas valide dans le cas où des matériaux à base de ferrite constituent une partie du substrat multicouche. Ce comportement est attribué au caractère non réciproque des ferrites et il est prédit par le modèle de cavité d'une plaque circulaire imprimée sur un substrat ferrite [20], [21].

III.2.3. Choix des fonctions de base

A. Modes TM et TE d'une cavité cylindrique avec murs latéraux magnétiques

Le premier type de fonctions de base considéré est formé par l'ensemble orthogonal complet des modes TM et TE d'une cavité cylindrique de rayon a avec murs latéraux magnétiques et de murs électriques au sommet et à la base. Ces modes de courant qui sont non nuls uniquement sur la plaque circulaire sont donnés par

$$\Psi_{np}(\rho) = \begin{bmatrix} J_n'(\beta_{np} \rho/a) \\ \frac{i n a}{\beta_{np} \rho} J_n(\beta_{np} \rho/a) \end{bmatrix}, \quad \Phi_{nq}(\rho) = \begin{bmatrix} \frac{-i n a}{\alpha_{nq} \rho} J_n(\alpha_{nq} \rho/a) \\ J_n'(\alpha_{nq} \rho/a) \end{bmatrix} \quad (3.23)$$

pour $n=0,+1,+2,\dots$. $\Psi_{np}(\rho)$ ($p=1,2,\dots,P$) correspondent aux modes résonnants de cavité TM et $\Phi_{nq}(\rho)$ ($q=1,2,\dots,Q$) correspondent aux modes résonnants de cavité TE. Les constantes β_{np} et α_{nq} correspondent aux p ème et q ème zéros de $J_n'(\beta_{np})=0$ et $J_n(\alpha_{nq})=0$, respectivement.

B. Développement en polynômes de Chebyshev avec les conditions de bord

Le second type de fonctions de base considéré est celui proposé par Losada *et al.* [22], il a des expressions différentes pour les modes à symétrie axiale ($n=0$) et pour les modes à symétrie non-axiale ($n \neq 0$). Dans le cas des modes à symétrie axiale, les fonctions de base qui sont non nulles uniquement sur la plaque sont données par

$$\Psi_{0p}(\rho) = \begin{bmatrix} U_{2p-1}(\rho/a) \sqrt{1 - (\rho/a)^2} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.24)$$

où $U_{2p-1}(\cdot)$ ($p=1,2,\dots,P$) désignent les polynômes de Chebyshev du deuxième espèce [23]. Dans l'équation (3.24), l'absence de la composante azimutale de la densité de courant est justifiée par les raisons mentionnées dans [24]. Pour les modes à symétrie non-axiale, les fonctions de base qui sont non nulles uniquement sur la plaque sont données par

$$\Psi_{np}(\rho) = \begin{bmatrix} (\rho/a)^{n-2} U_{2p-1}(\rho/a) \sqrt{1-(\rho/a)^2} \\ 0 \end{bmatrix}, \Phi_{nq}(\rho) = \begin{bmatrix} 0 \\ i(\rho/a)^{n-1} \frac{T_{2q-2}(\rho/a)}{\sqrt{1-(\rho/a)^2}} \end{bmatrix} \quad (3.25)$$

où $T_{2q-2}(\cdot)$ ($q=1,2,\dots,Q$) désignent les polynômes de Chebyshev du premier espèce [23]. Le terme $\sqrt{1-(\rho/a)^2}$ fournit le comportement singulier approprié de bord pour la composante azimutale du courant et la condition zéro de bord pour la composante normale du courant.

III.3. Discussion

III.3.1. Plaque circulaire dans une configuration substrat-inversé

La géométrie considérée est illustrée sur la Figure 3.2. Le patch circulaire de rayon a est imprimé sur un substrat ayant une constante diélectrique ϵ_{r2} et d'épaisseur d_2 . La vue en coupe de la configuration inversée montre que la région située entre le substrat et le plan de masse est occupée par un espace d'air d'épaisseur d_1 .

Dans cette sous-section, divers résultats numériques pour la fréquence de résonance et la bande passante de quelques exemples de l'antenne microruban circulaire inversée sont présentés et analysés.

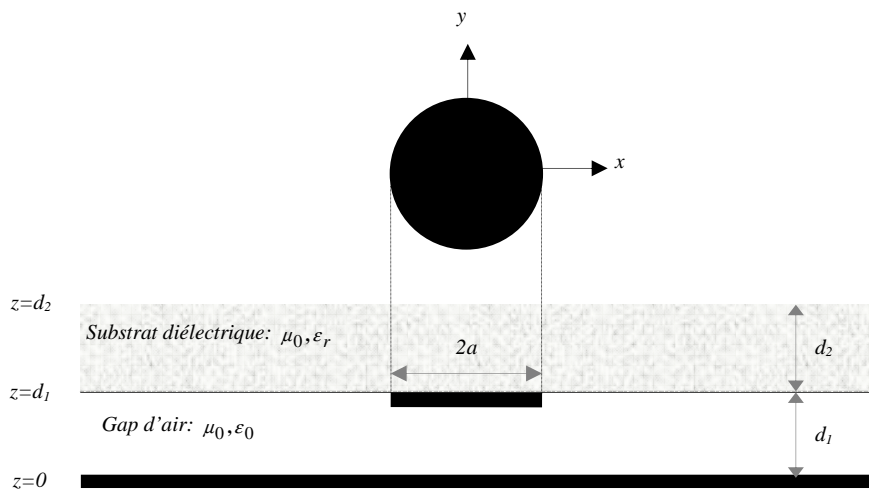


Figure 3.2. Antenne microruban circulaire en configuration inversée.

Afin de confirmer l'exactitude de calcul de l'approche décrite dans la section précédente, nous comparons dans le Tableau 3.1. Nos fréquences de résonance de l'antenne microruban circulaire inversée obtenues pour différents modes résonnants avec des résultats publiés antérieurement [5]. Les comparaisons ci-dessus montrent une bonne exactitude entre nos résultats et ceux de la littérature.

Tableau 3.1. Comparaison des fréquences de résonance mesurées et calculées des modes d'ordre supérieur de l'antenne circulaire inversé, avec $\epsilon_r = 2.2$, $d_1 = 1.6mm$, $d_2 = 0.508mm$.

Rayon du Patch	Modes	Mesurée	Calculée		Erreur absolue %	
a (mm)	n, m	[5]	[5]	Nos résultats	[5]	Nos résultats
15.5	2, 1	8.351	8.389	8.341	0.457	0.113
	0, 1	10.980	10.524	10.644	4.146	3.056
	3, 1	11.374	11.539	11.432	1.457	0.516
10.3	2, 1	12.032	12.032	12.038	0.002	0.053
	0, 1	16.315	15.095	15.566	7.477	4.588
	3, 1	16.601	16.550	16.566	0.302	0.209

La Figure 3.3. illustre la variation de la fréquence de résonance du mode fondamental avec la variation du rayon a de la plaque circulaire. Les paramètres de l'antenne de cette étude sont $\epsilon_r = 2.2$, $d_1 = 1.6mm$ et $d_2 = 0.508mm$. Ici, nous avons comparé nos valeurs calculées avec les mesures effectuées dans [5]. Cette Figure indique que le modèle actuel donne des résultats qui sont en excellent accord avec les mesures pour toutes les valeurs de rayon du patch.

La variation de la bande passante de l'antenne microruban inversé en fonction du rayon de la plaque circulaire est représentée dans la Figure 3.4.

La Figure 3.5 montre la variation de la fréquence de résonance et la bande passante de l'antenne circulaire inversée en fonction de l'épaisseur du gap d'air. Les paramètres de l'antenne sont $a = 4mm$, $\epsilon_r = 2.3$ et $d_2 = 1.524$ mm. En général, on observe que lorsque l'épaisseur de la couche d'air augmente, la fréquence de résonance diminue et la bande passante augmente. Les résultats montrent une augmentation importante de la bande passante des antennes quand l'épaisseur de la couche d'air située au-dessous du patch augmente. Cette propriété peut être utilisée dans diverses applications de cette structure tels que les circuits intégrés hyperfréquences.

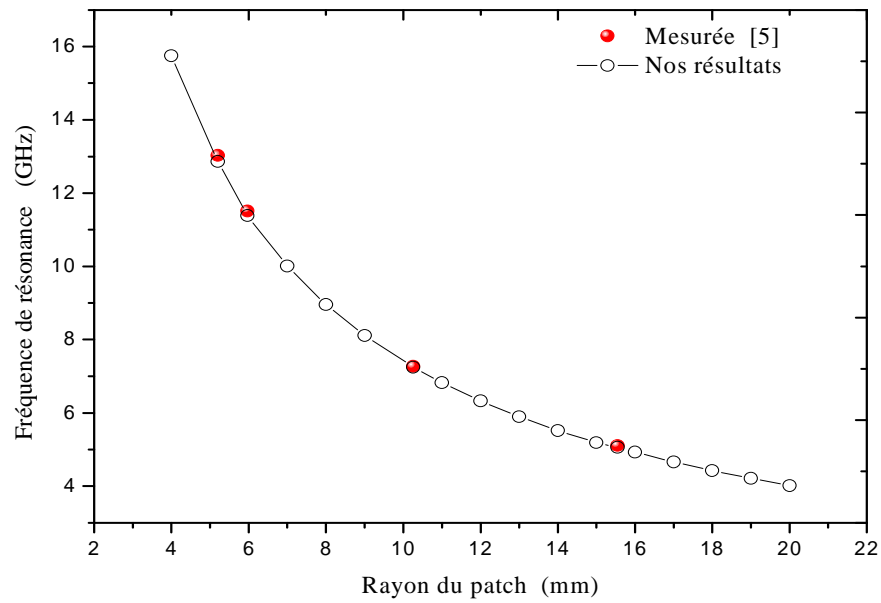


Figure 3.3. Variation théorique et expérimentale de la fréquence de résonance du mode dominant en fonction du rayon du patch (a), avec $\epsilon_r = 2.2$, $d_1 = 1.6\text{mm}$ et $d_2 = 0.508\text{mm}$.

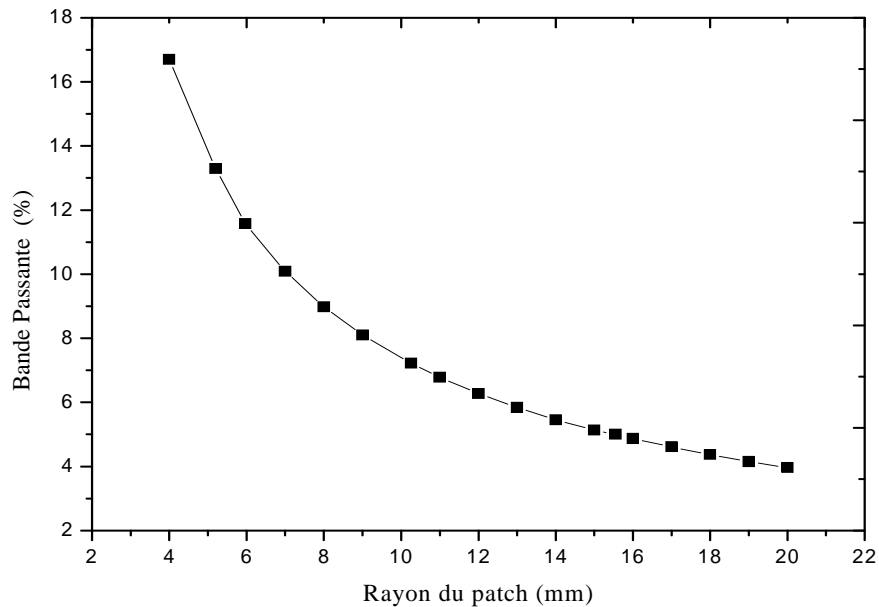
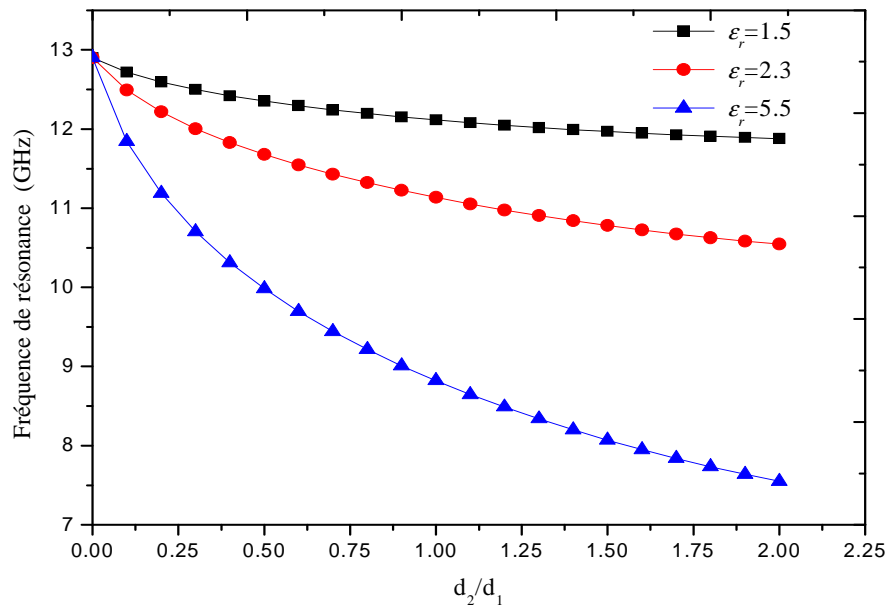
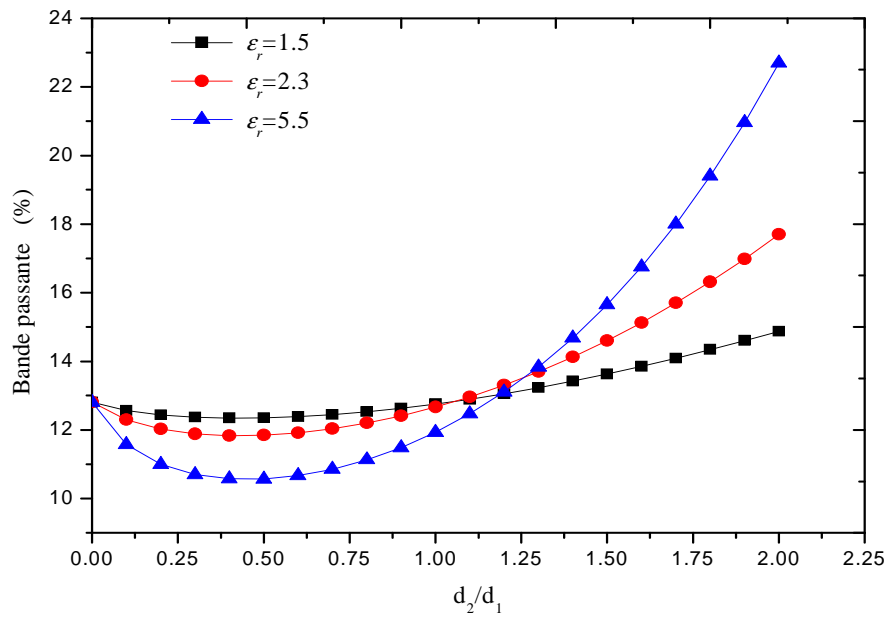


Figure 3.4. Bande passante du mode dominant en fonction du rayon du patch, avec $\epsilon_r = 2.2$, $d_1 = 1.6\text{mm}$ et $d_2 = 0.508\text{mm}$.

Dans la Figure 3.5, la fréquence de résonance et la bande passante en fonction de l'épaisseur normalisée pour différentes constantes diélectriques du substrat sont montrées.



(a)



(b)

Figure 3.5. Fréquence de résonance et bande passante en fonction de l'épaisseur du substrat, $a = 4\text{mm}$, $d_1 = 1.524\text{mm}$. (a) Fréquence de résonance. (b) Bande passante.

Lorsque la permittivité de la couche de blindage augmente, la fréquence de résonance diminue.

Pour des épaisseurs larges ($d_2 > d_1$), la bande passante augmente lentement, maintenant pour une permittivité diélectrique élevée ($\epsilon_r > 1.5$) et une épaisseur ($d_2 < d_1$), dans cette gamme d'épaisseurs, la bande passante diminue jusqu'à ce qu'elle atteigne sa valeur minimale au voisinage de $d_1 = d_2/3$. Pour des épaisseurs d_2 supérieures à d_1 , la bande passante augmente de façon monotone.

III.3.2. Plaque circulaire dans une configuration substrat-superstrat

Dans cette sous-section, on s'intéresse tout d'abord à la validation de nos résultats numériques pour le cas de la configuration substrat-superstrat. La structure considérée est montrée dans la Figure 3.6. Le résonateur circulaire de rayon a est imprimé sur un substrat de permittivité ϵ_{r1} et d'épaisseur d_1 . Le substrat est couvert par une couche supérieure protectrice de permittivité ϵ_{r2} et d'épaisseur d_2 .

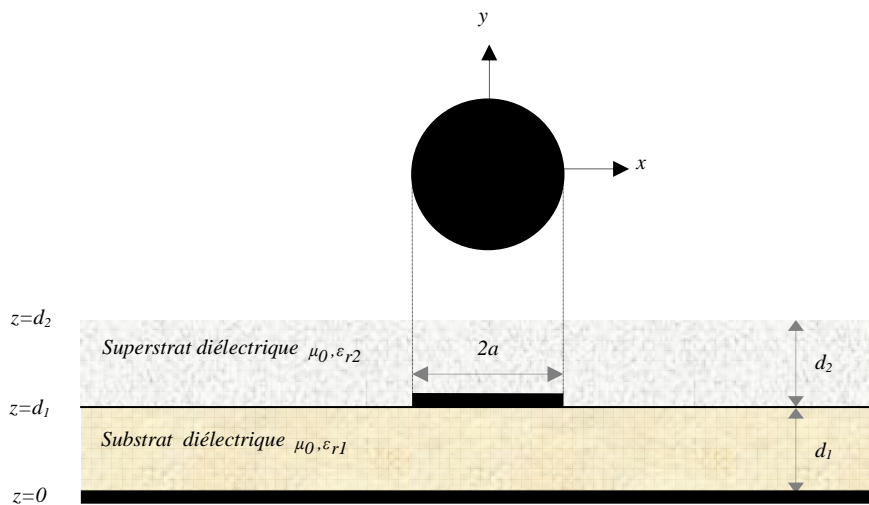


Figure 3.6. Antenne microruban circulaire en configuration substrat-superstrat.

Nous avons d'abord comparé nos résultats avec les résultats théoriques de la référence [16] et les données expérimentales de *Losada et al.* [22].

Les résultats sont calculés à l'aide de la méthode des moments à deux alternances. Les modes (TM, TE) de cavité [11] sont utilisés dans l'approximation de la densité de courant sur le disque circulaire. Les fréquences de résonance calculées pour les modes TM_{11} , TM_{21} ,

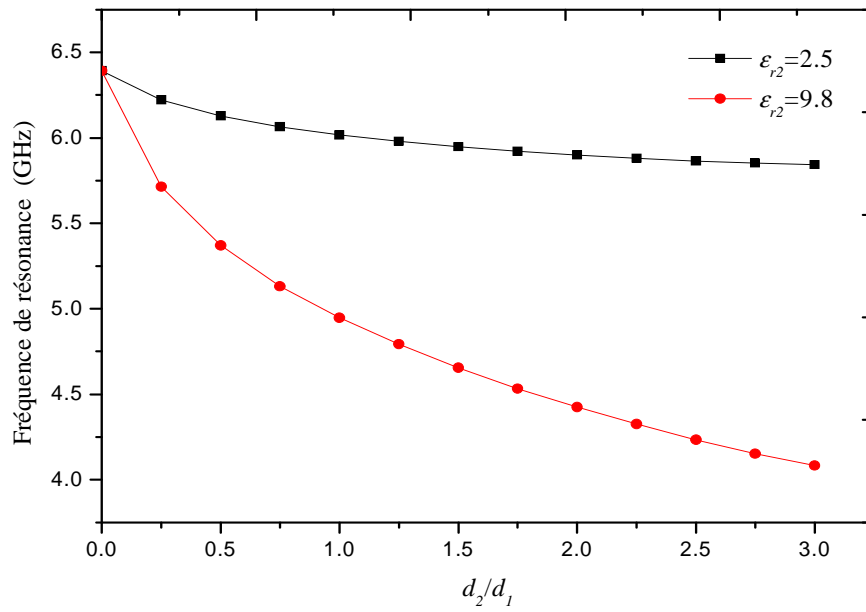
TM₃₁ et TM₁₂ sont comparées avec les données théoriques et expérimentales de la littérature ouverte [22], comme indiqué dans le Tableau 3.2.

Tableau 3.2. Comparaison des fréquences de résonance mesurées et calculées des quatre premiers modes pour un disque microbande circulaire dans une configuration substrat-superstrat. $\epsilon_{r1} = 2.43$, $d_1 = 0.49\text{mm}$, $a = 5.89\text{mm}$, $\epsilon_{r2} = 2.55$, $d_2 = 1.524\text{mm}$.

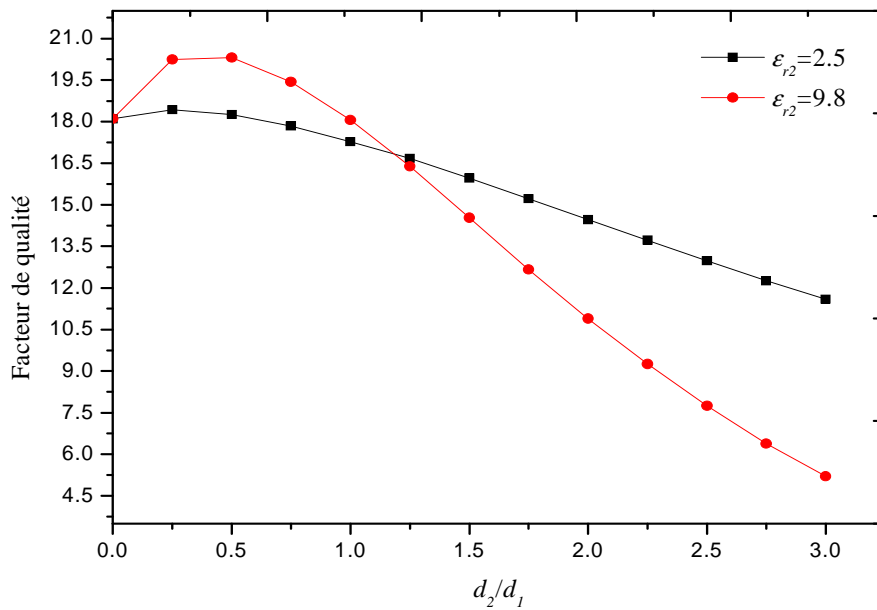
Mode	Fréquences de résonance (GHz)			
	Mesurée		Calculée	
	Losada <i>et al.</i> [22]	Losada <i>et al.</i> [22]	Bouttout <i>et al.</i> [16]	Nos résultats
TM ₁₁	8.57	8.71	8.80	8.77
TM ₂₁	14.2	14.50	14.63	14.59
TM ₃₁	19.8	20.0	20.18	20.12
TM ₁₂	25.0	25.4	25.75	25.67

Note que l'accord entre nos résultats calculés et les résultats théoriques [22], [16] et expérimentaux de Losada *et al.* [22] est très bon (tous les cas considérés correspondent à des différences comprises entre 1.6% - 3%).

Dans la Figure 3.7, des résultats numériques, obtenus en utilisant le système formé par les modes de cavité, sont présentés pour la fréquence de résonance et le facteur de qualité d'une plaque microbande circulaire dans une configuration substrat-superstrat. Le rayon du disque est $a = 8\text{ mm}$. Le substrat diélectrique a une permittivité relative $\epsilon_{r1} = 2.5$ et une épaisseur $d_1 = 1\text{ mm}$. Deux matériaux différents sont utilisés pour réaliser le superstrat. Le premier matériau est caractérisé par une permittivité relative égale à celle du substrat, tandis que le deuxième matériau est caractérisé par une permittivité relative élevée $\epsilon_{r2} = 9.8$. Les résultats numériques de la Figure 3.7(a) indiquent que les fréquences de résonance des structures avec superstrat diélectrique sont plus petites que celle de la structure sans superstrat ; puisque la permittivité effective du milieu entourant la plaque circulaire est plus élevée dans le premier cas que dans le deuxième cas. La Figure 3.7(b) montre que pour un superstrat mince et ayant une constante diélectrique relative élevée, faire croître l'épaisseur du superstrat a pour effet d'augmenter le facteur de qualité de l'antenne [25]. Ce comportement transitoire est attendu car il a été montré dans [26]-[27], pour le cas d'une plaque microbande de forme rectangulaire, que l'utilisation d'un superstrat mince ayant une constante diélectrique relative élevée cause une dégradation accentuée de la bande passante de l'antenne.



(a)



(b)

Figure 3.7. Fréquence de résonance et facteur de qualité d'une plaque microbande circulaire piégée entre un substrat et un superstrat ; $a = 8$ mm , $\epsilon_{r1} = 2.5$, $d_1 = 1$ mm .

(a) Fréquence de résonance. (b) Facteur de qualité.

Les résultats de la Figure 3.7(b) indiquent aussi que les facteurs de qualité des structures avec superstrat tendent à être plus petits que celui de la structure sans superstrat puisque les effets des champs de bord et le rayonnement électromagnétique sont plus prononcés dans le premier cas que dans le deuxième cas. Finalement, les résultats numériques de la Figure 3.7 montrent que l'effet du superstrat diélectrique sur la fréquence d'opération et le facteur de qualité de la plaque microbande circulaire analysée est d'autant plus fort que l'épaisseur et la permittivité du superstrat sont élevées.

III.4. Conclusion

Ce chapitre a décrit une analyse rigoureuse basée sur l'approche spectrale pour obtenir les caractéristiques de résonance d'une plaque circulaire inversé ou dans une configuration substrat-superstrat. Le problème de la fréquence de résonance de la structure complexe est formulé en termes d'une équation intégrale. La Procédure de Galerkin est utilisée dans la résolution de l'équation intégrale du champ électrique, aussi les ondes TM et TE sont naturellement séparés dans la fonction de Green. Une étude comparative entre nos résultats et ceux disponibles dans la littérature montre un bon accord. La précision de la méthode a été vérifiée en effectuant un ensemble de résultats de la fréquence de résonance et la bande passante. Les résultats théoriques obtenus montrent que la fréquence de résonance diminue de façon monotone avec l'augmentation de l'épaisseur du substrat, la diminution étant plus grande pour une grande permittivité du substrat. En outre, nous avons montré que la bande passante augmente avec l'augmentation de l'épaisseur du substrat l'augmentation étant plus grande pour une grande permittivité du substrat. L'analyse présentée ici peut également être étendue à l'étude d'autres paramètres caractérisant l'antenne patch circulaire avec différentes structures.

III.5. Références bibliographiques

- [1] C. Gürel and E. Yazgan, "Resonant frequency of air gap tuned circular microstrip antenna with anisotropic substrate and superstrate layers," *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, Vol. 24, pp. 1731-1740, 2010.
- [2] T. Fortaki, D. Khedrouche, F. Bouttout, and A. Benghalia, "Vector Hankel transform analysis of a tunable circular microstrip patch," *Communications in numerical methods in engineering*, Vol. 21, pp. 219-231, 2005.

- [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] D. Guha and Y. M. Antar,; *Microstrip and printed antennas: new trends, techniques and applications*: John Wiley & Sons, 2011.
- [5] D. Guha and J. Y. Siddiqui, "New CAD model to calculate the resonant frequency of inverted microstrip circular patch antennas," *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 35, pp. 434-437, 2002.
- [6] J. Siddiqui and S. Datta, "A novel differentially fed inverted circular microstrip antenna," *Conference (AEMC) in Applied Electromagnetics*, pp. 1-4, 2009,.
- [7] S. S. Iqbal, M. Biswas, J. Y. Siddiqui, and D. Guha, "Performance of cavity backed inverted microstrip broadband antenna," *Indian Journal of Radio and Space Physics*, Vol. 35, p. 54, 2006.
- [8] D. Guha and J. Y. Siddiqui, "Effect of a cavity enclosure on the resonant frequency of inverted microstrip circular patch antenna," *IEEE Transactions Antennas and Propagation*, Vol. 52, pp. 2177-2181, 2004.
- [9] A. Boufrioua, "Spectral-domain analysis of a resistive patch antenna with uniaxial substrate, " (*ICT*), *2010 IEEE 17th International Conference in Telecommunications*, 2010, pp. 362-367.
- [10] I. Park, R. Mittra, and M. Aksun, "Numerically efficient analysis of planar microstrip configurations using closed-form Green's functions," *IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques*, Vol. 43, pp. 394-400, 1995.
- [11] F. Benmeddour, C. Dumond, F. Benabdelaziz, and F. Bouttout, "Improving the performances of a high TC superconducting circular microstrip antenna with multilayered configuration and anisotropic dielectrics," *Progress In Electromagnetics Research*, Vol. 18, pp. 169-183, 2011.
- [12] S. Bedra, R. Bedra, S. Benkouda, and T. Fortaki, "Full-Wave Analysis of Anisotropic Circular Microstrip Antenna with Air Gap Layer," *Progress In Electromagnetics Research M*, Vol. 34, pp. 143-151, 2014.
- [13] Gurel, C. S. and E. Yazgan, "Characteristics of a circular patch microstrip antenna on uniaxially anisotropic substrate," *IEEE Transactions Antennas and Propagation*, Vol. 52, 2532–2537, 2004.

- [14] C. Gurel and E. Yazgan, "The effects of uniaxially anisotropic superstrate shielding on the resonant characteristics of circular microstrip patch," *EMC'03. IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, 2003, pp. 935-937, 2003.
- [15] Losada, V., R. R. Boix, and M. Horno, "Resonant modes of circular microstrip patches in multilayered substrates," *IEEE Transactions Microwave Theory Techniques*, Vol. 47, 488–498, 1999.
- [16] F. Bouttout, F. Benabdelaziz, and A. Khellaf, "Closed-form Hankel transforms for circular disk basis modes involving Chebyshev polynomials and edge condition," *Electronics Letters*, Vol. 36, pp. 866-867, 2000.
- [17] W. C. Chew and T. M. Habashy, "The use of vector transforms in solving some electromagnetic scattering problems," *IEEE Transactions Antennas and Propagation*, Vol. 34, pp. 871-879, 1986.
- [18] T. Fortaki. and A. Benghalia, "Resonance of an air gap tuned circular disc microstrip antenna," in *Proc. 3rd Maghrebian Conference on Electrical Engineering*, pp. 1D-3, University of Constantine, Algeria, 2004.
- [19] K. A. Michalski and D. Zheng, "Analysis of microstrip resonators of arbitrary shape," *IEEE Transactions Microwave Theory Techniques*, Vol. 40, pp. 112-119, 1992.
- [20] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*. Reading, MA: Addison-Wesley, 1990.
- [21] D. M. Pozar, "Radiation and scattering characteristics of microstrip antennas on normally biased ferrite substrates," *IEEE Transactions Antennas and Propagation*, Vol. 40, pp. 1084-1092, 1992.
- [22] V. Losada, R. R. Boix, and M. Horno, "Resonant modes of circular microstrip patches in multilayered substrates," *IEEE Transactions Microwave Theory Techniques*, Vol. 47, pp. 488-498, 1999.
- [23] M. Abramowitz and I. A. Stegun, *Handbook of Mathematical Functions*. New York: Dover, 1965.
- [24] V. Losada, R. R. Boix, and M. Horno, "Full-wave analysis of circular microstrip resonators in multilayered media containing uniaxial anisotropic dielectrics, magnetized ferrites, and chiral materials," *IEEE Transactions Microwave Theory Techniques*, Vol. 48, pp. 1057-1064, 2000.

-
- [25] S. Bedra, R. Bedra, S. Benkouda, and T. Fortaki, "Efficient full-wave analysis of inverted circular microstrip antenna," *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 56, pp. 2422-2425, 2014.
- [26] F. Bouttout, F. Benabdelaziz, T. Fortaki, and D. Khedrouche, "Resonant frequency and bandwidth of a superstrate-loaded rectangular patch on a uniaxial anisotropic substrate," *Communications in numerical methods in engineering*, Vol. 16, no. 7, pp. 459-473, 2000.
- [27] D. Khedrouche, "Etude d'une structure piégée d'une antenne microbande rectangulaire," Mémoire de Magister, Université de Constantine, Avril 1999.

Chapitre IV

Analyse et synthèse d'une antenne
microruban circulaire imprimée sur un
substrat isotrope ou anisotrope en
utilisant l'approche neurospectrale

IV.1. Introduction

Les résonateurs circulaires microrubans peuvent être utilisés comme éléments rayonnants ou comme oscillateurs et filtres dans les circuits intégrés hyperfréquences [1]. Dans certaines applications, telles que les réseaux, la géométrie circulaire offrent certains avantages par rapport à d'autres configurations. Les résultats expérimentaux ont montré que les plaques microbandes circulaires pourraient facilement être modifiées pour produire une gamme d'impédances, de diagrammes de rayonnement et de fréquences de fonctionnement [2]. Les études des antennes microrubans circulaires avec substrat anisotrope sont en nombre limité [3]-[6]. Un certain nombre de méthodes sont disponibles pour déterminer la fréquence de résonance des antennes de forme circulaire. Parmi ces méthodes, l'approche rigoureuse baptisée Full-wave paraît être la plus prometteuse [3], [7]. Pour estimer la fréquence de résonance de l'antenne avec cette procédure, trois étapes sont nécessaires [8]. 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, *Mishra et al.* ont introduit l'utilisation des réseaux de neurones conjointement avec l'approche spectrale pour calculer la fréquence de résonance complexe [9] et l'impédance d'entrée [10] des résonateurs microbandes rectangulaires. Cette nouvelle approche est baptisée la méthode neurospectrale. Dans la référence [9], la complexité de la procédure de recherche des racines complexes est réduite, alors que, dans [10], la méthode neuronale sert à évaluer les intégrales apparaissant dans la matrice d'impédance. Plus tard, *Mishra et al.* [11] ont démontré la force de l'approche neurospectrale dans la conception de l'antenne patch en utilisant la modélisation inverse pour déterminer la longueur de la plaque rayonnante avec les autres paramètres constitutifs de l'antenne sont supposés connus. Dans ce chapitre, nous développons un modèle rapide et précis basé sur la technique des réseaux de neurones artificiels (RNA) pour calculer les fréquences de résonance et les facteurs de qualité des antennes microrubans circulaires. Les RNA sont utilisés pour modéliser la relation entre les paramètres de l'antenne microruban et les fréquences de résonance et les facteurs de

qualité obtenus à partir de l'approche spectrale. Ce modèle relativement simple permet aux concepteurs de prévoir avec précision les fréquences de résonance et les facteurs de qualité pour une configuration donnée sans avoir à développer ou exécuter les codes de la méthode spectrale eux-mêmes. Pour le calcul de la fréquence de résonance d'un patch microruban circulaire opérant en mode TM_{11} , le modèle neuronal proposé ici ne nécessite pas l'évaluation des éléments de la matrice impédance ni le calcul du déterminant de cette matrice. En outre, on n'a pas besoin de rechercher les racines complexes de l'équation caractéristique. Le modèle proposé nécessite uniquement la connaissance des paramètres physiques de l'antenne. Les principaux avantages de notre méthode sont les suivants [8]:

- un temps de calcul réduit relativement à celui de la méthode spectrale;
- des résultats avec une précision équivalente à celle des modèles full-wave; et
- la rentabilité, puisque le client peut utiliser un PC simple pour l'implémentation.

Un autre avantage du modèle RNA proposé est qu'il prend en compte l'anisotropie uniaxiale dans le substrat. Le calcul de la fréquence de résonance d'un patch imprimé sur un substrat circulaire isotrope nécessite trois entrées, qui sont le rayon a de la plaque, l'épaisseur du substrat h et sa permittivité relative ϵ_r .

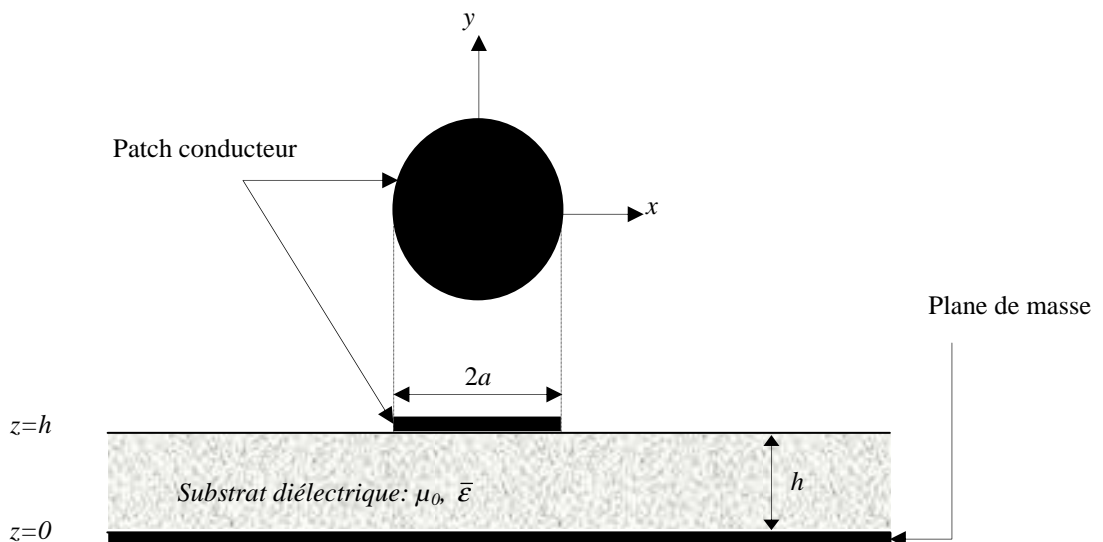


Figure 4.1. Géométrie de l'antenne microruban circulaire imprimée sur substrat anisotrope.

Le temps requis dans l'approche du domaine spectral pour générer les ensembles d'entraînement, de test et de validation est très grand. Si nous voulons tenir compte de l'anisotropie uniaxiale du substrat, le nombre d'entrées augmente; puisque la permittivité relative ε_r sera remplacée par la paire des permittivités relatives $(\varepsilon_x, \varepsilon_z)$, où ε_x et ε_z sont les permittivités diélectriques relatives le long de l'axe x et z , respectivement (Figure 4.1). Avec l'augmentation du nombre de paramètres de conception, la taille du réseau augmente, ce qui entraîne une augmentation de la taille de l'ensemble d'apprentissage nécessaire pour une généralisation appropriée. En raison de la nature différente des paramètres supplémentaires, la génération des données devient plus compliquée, une solution à ce problème semble nécessaire.

Des connaissances électromagnétiques [12], [13] combinées avec les RNA sont proposés ici pour résoudre ce problème. L'idée est de déterminer une constante diélectrique et une hauteur équivalentes pour le substrat anisotrope en utilisant des connaissances électromagnétiques, puis nous utilisons ces paramètres équivalents dans la fonction dyadique de Green du substrat isotrope (Figure 4.2). Les valeurs obtenues sont proches de celles calculées en utilisant la dyade de Green uniaxiale. Les différents paramètres d'entrée et de sortie du réseau neuronal sont indiqués dans la Figure 4.3. Il est clair de cette figure que bien que un substrat à anisotrope uniaxiale est considéré, seulement trois entrées sont nécessaires.

IV.2. Modélisation par la méthode spectrale

Le patch est supposé être imprimé sur un substrat diélectrique en contact à travers sa face inférieure avec un plan de masse de mesure infinie supposé être conducteur électrique parfait. Le patch circulaire de rayon a est réalisé sur un substrat monocouche ayant une épaisseur uniforme h (Figure 4.1). Tous les matériaux diélectriques sont supposés être non magnétiques avec une perméabilité μ_0 . Pour simplifier l'analyse, l'alimentation de l'antenne ne sera pas considérée. Dans ce travail, la base de données d'apprentissage et de test est générée en utilisant l'approche du domaine spectral [7]-[8], [13]. Pour cette raison, nous donnons dans cette section quelques détails sur l'application de l'approche spectrale pour le calcul de la fréquence de résonance, la bande passante et le facteur de qualité de l'antenne microruban circulaire montrée dans la Figure 4.1. Notre objectif consiste à prendre en

compte l'anisotropie uniaxiale dans le substrat sans l'ajout d'une complexité supplémentaire au problème. En utilisant des connaissances électromagnétiques, l'épaisseur h et les permittivités relatives ε_x et ε_z du substrat anisotrope sont remplacées par des paramètres effectifs en utilisant les équations suivantes [12]:

$$\varepsilon_{re} = \varepsilon_z \quad (4.1)$$

$$h_e = h \sqrt{\frac{\varepsilon_x}{\varepsilon_z}} \quad (4.2)$$

Les champs transverses dans la couche diélectrique peuvent être obtenus via les transformées vectorielles inverses de Hankel [14, 15]

$$\mathbf{E}(\rho, \phi, z) = \begin{bmatrix} E_\rho(\rho, \phi, z) \\ E_\phi(\rho, \phi, z) \end{bmatrix} = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} e^{in\phi} \int_0^{+\infty} dk_\rho k_\rho \bar{\mathbf{H}}_n(k_\rho \rho) \cdot \mathbf{e}_n(k_\rho, z) \quad (4.3)$$

$$\mathbf{H}(\rho, \phi, z) = \begin{bmatrix} H_\phi(\rho, \phi, z) \\ -H_\rho(\rho, \phi, z) \end{bmatrix} = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} e^{in\phi} \int_0^{+\infty} dk_\rho k_\rho \bar{\mathbf{H}}_n(k_\rho \rho) \cdot \mathbf{h}_n(k_\rho, z) \quad (4.4)$$

La relation qui relie le courant sur la plaque conductrice $\mathbf{k}_n(k_\rho)$ avec le champ électrique dans l'interface correspondant est:

$$\mathbf{e}_n(k_\rho, z_M) = \bar{\mathbf{G}}(k_\rho) \cdot \mathbf{k}_n(k_\rho) \quad (4.5)$$

où $\bar{\mathbf{G}}(k_\rho)$ est la fonction dyadique de Green dans le domaine des transformées vectorielles de Hankel [16]. Notons que dans le domaine des transformées vectorielles de Hankel, la fonction dyadique de Green est diagonale et elle est indépendante de la géométrie de la plaque rayonnante. Notons aussi que le tenseur de Green pour la structure considérée peut être facilement déterminé. Le champ électrique tangentiel est nul sur la plaque conductrice, ce qui conduit à une équation intégrale. Pour résoudre l'équation intégrale, nous appliquons la procédure de Galerkin. La distribution inconnue du courant sur le patch circulaire est exprimée en une série de fonctions de base [17], [18]. Les

fonctions de base choisies dans le présent chapitre pour l'approximation de la densité de courant sur le patch circulaire sont obtenues à partir du modèle de la cavité. Les conditions aux frontières impliquent que les composantes transverses du champ électrique s'annulent sur le disque parfaitement conducteur et le courant s'annule au-delà du disque, pour donner l'ensemble suivant des équations intégrales couplées :

$$\mathbf{E}_n(\rho, z_M) = \int_0^{+\infty} dk_\rho k_\rho \bar{\mathbf{H}}_n(k_\rho \rho) \cdot \bar{\mathbf{G}}(k_\rho) \cdot \mathbf{k}_n(k_\rho) = \mathbf{0}, \quad \rho < a \quad (4.6)$$

$$\mathbf{K}_n(\rho) = \int_0^{+\infty} dk_\rho k_\rho \bar{\mathbf{H}}_n(k_\rho \rho) \cdot \mathbf{k}_n(k_\rho) = \mathbf{0}, \quad \rho > a \quad (4.7)$$

La méthode de Galerkin est employée pour résoudre les équations intégrales couplées (4.6) et (4.7). Le courant sur le disque circulaire est développé en une série finie de fonctions de base connues

$$\mathbf{K}_n(\rho) = \sum_{p=1}^P a_{np} \Psi_{np}(\rho) + \sum_{q=1}^Q b_{nq} \Phi_{nq}(\rho) \quad (4.8)$$

P et Q correspondent au nombre de fonctions de base $\Psi_{np}(\rho)$ et $\Phi_{nq}(\rho)$, respectivement, et a_{np} et b_{nq} sont les coefficients du développement modal recherchés. La transformée vectorielle de Hankel correspondante du courant est donnée par

$$\mathbf{k}_n(k_\rho) = \sum_{p=1}^P a_{np} \Psi_{np}(k_\rho) + \sum_{q=1}^Q b_{nq} \Phi_{nq}(k_\rho) \quad (4.9)$$

En substituant le développement du courant de l'équation (4.9) dans l'équation (4.6). Puis, en multipliant l'équation résultante par $\rho \Psi_{nk}^+(\rho)$ ($k=1,2,\dots,P$) et $\rho \Phi_{nl}^+(\rho)$ ($l=1,2,\dots,Q$) et en intégrant de 0 à a , et en utilisant le théorème de Parseval pour les transformées vectorielles de Hankel [14], nous obtenons un système de $P+Q$ équations algébriques linéaires pour chaque mode n qui peut être écrit sous la forme matricielle

$$\bar{\mathbf{Z}}_n \cdot \mathbf{c}_n = \mathbf{0} \quad (4.10)$$

où

$$\bar{\mathbf{Z}}_n = \begin{bmatrix} \left(\bar{\mathbf{Z}}_n^{\psi\psi} \right)_{P \times P} & \left(\bar{\mathbf{Z}}_n^{\psi\phi} \right)_{P \times Q} \\ \left(\bar{\mathbf{Z}}_n^{\phi\psi} \right)_{Q \times P} & \left(\bar{\mathbf{Z}}_n^{\phi\phi} \right)_{Q \times Q} \end{bmatrix}, \mathbf{c}_n = \begin{bmatrix} \left(\mathbf{a}_n \right)_{P \times 1} \\ \left(\mathbf{b}_n \right)_{Q \times 1} \end{bmatrix} \quad (4.11)$$

Chaque élément des sous-matrices de $\bar{\mathbf{Z}}_n$ est donné par

$$\bar{\mathbf{Z}}_n^{\mathbf{v}\mathbf{w}}(i, j) = \int_0^{+\infty} dk_\rho k_\rho \mathbf{v}_{ni}^+(k_\rho) \cdot \bar{\mathbf{G}}(k_\rho) \cdot \mathbf{w}_{nj}(k_\rho) \quad (4.12)$$

où \mathbf{v} et \mathbf{w} représentent ψ ou ϕ . Pour chaque valeur de l'entier n , le système d'équations linéaires (4.10) possède des solutions non triviales lorsque

$$\det[\bar{\mathbf{Z}}_n(\omega)] = 0 \quad (4.13)$$

L'équation (4.13) est une équation propre pour ω , à partir du quelle les caractéristiques de la structure illustrée dans la Figure 4.1 peuvent être obtenues. En fait, si nous désignons par $\omega = 2\pi(f_r + if_i)$, les quantités f_r et f_i désignent la partie réelle et imaginaire de la fréquence de résonance de la plaque microbande circulaire respectivement, la quantité $BW = 2f_i / f_r$ désigne la bande passante et la quantité $Q = f_r / 2f_i$ désigne le facteur de qualité [15].

Dans la section suivante, un réseau neuronal artificiel de base est décrit brièvement et l'application de la méthode neuronale pour le calcul de la fréquence de résonance d'une antenne microruban est ensuite expliquée.

IV.3. Modélisation par les réseaux de neurones artificiels (RNA)

L'utilisation des RNA comme outil de modélisation pour les circuits hyperfréquences nécessite en général la génération de larges matrices pour l'apprentissage et le test. En effet, les relations entre les caractéristiques de ces circuits et leurs paramètres physiques et électriques sont dans la majorité des cas hautement non linéaires ce qui nécessite de larges matrices. En outre, la génération des données par des mesures électromagnétiques est très coûteuse, la modélisation numérique quant à elle est complexe et nécessite un espace

mémoire et un temps de calcul considérable. Pour y remédier à ces problèmes, de nouveaux modèles neuronaux basés sur des connaissances électromagnétiques ont été proposés pour la réduction de la taille de la matrice d'apprentissage sans détériorer la précision [8], [19].

IV.3.1. Le perceptron multicouche MLP

Il existe différentes structures neuronales avec différentes fonctions d'activations et utilisant différents algorithmes d'apprentissage, toutefois le perceptron multicouche (en anglais the multilayer perceptron, MLP) utilisant la rétropropagation du gradient (back propagation, BP) de l'erreur comme algorithme d'apprentissage est la structure neuronale la plus utilisée pour la modélisation des circuits hyperfréquences [19]. Dans un réseau MLP les neurones sont groupés en couches, la première et la dernière sont appelées respectivement couche d'entrée et couche de sortie [20], [21]. Entre ces deux couches il peut exister une ou plusieurs couches appelées couches cachées comme le montre la Figure 4.2.

Les propriétés intéressantes des perceptrons multicouches proviennent des non linéarités des fonctions d'activation des couches cachées. Si les fonctions d'activation étaient des fonctions linéaires, alors un réseau à une seule couche avec des poids convenablement choisis pourrait exactement reproduire les calculs exécutés par n'importe quel réseau multicouche. C'est le développement de l'algorithme de rétropropagation [22], pour déterminer les poids dans un perceptron multicouche, qui a fait que ses réseaux soient les plus populaires chez les chercheurs et les utilisateurs des réseaux neurologiques [23].

IV.3.1.1. Mise en œuvre du réseau de neurones MLP

La mise en œuvre des réseaux de neurones comporte à la fois une partie conception; dont l'objectif est de permettre de choisir la meilleure architecture possible, et une partie de calcul numérique, pour réaliser l'apprentissage d'un réseau de neurones [23]. Dans le cas général, un MLP peut posséder un nombre de couches quelconque, mais en vue de perfectionner le fonctionnement du MLP d'un côté et minimiser au maximum le temps de calcul d'un autre côté, on doit chercher une architecture optimale du point de vue nombre de couches et nombre de neurones par couche.

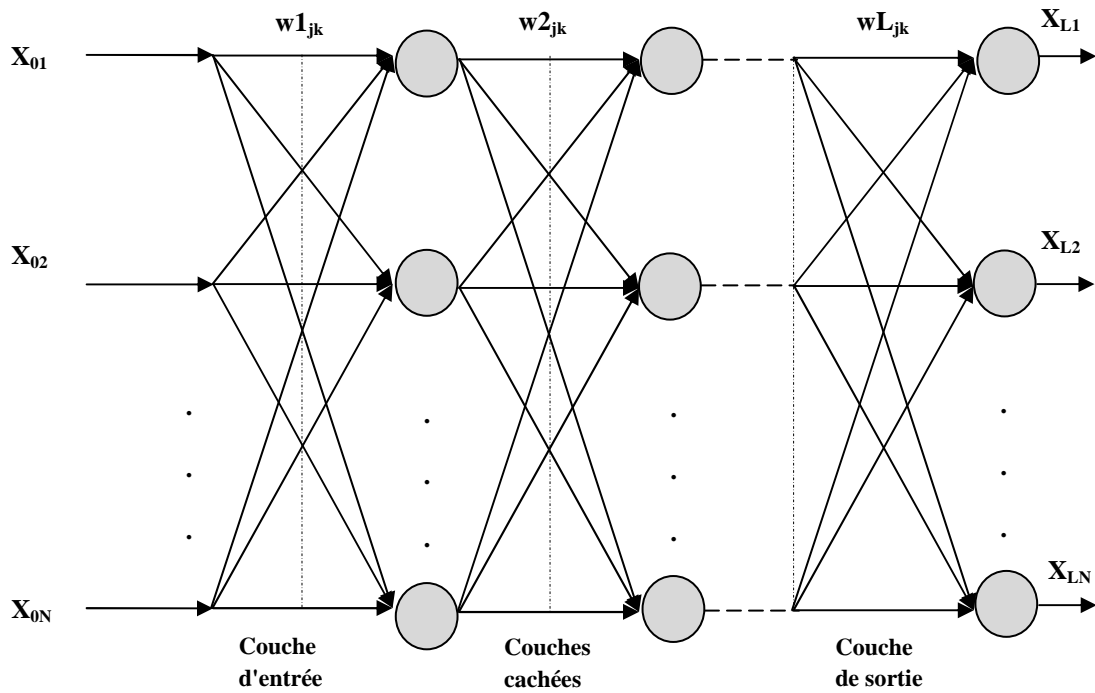


Figure 4.2. Architecture du perceptron multicouche.

A partir d'une architecture de réseau de neurones donnée et des exemples disponibles (base d'apprentissage), on détermine les poids optimaux par l'algorithme de la rétropropagation des erreurs, pour que la sortie du modèle s'approche le plus possible au fonctionnement désiré.

IV.3.1.2. Caractéristique fondamentale de l'apprentissage

L'apprentissage de ce type de réseau est un apprentissage supervisé, on associe une configuration d'entrée à une configuration de sortie. L'apprentissage d'un réseau de neurones est défini comme un problème d'optimisation qui consiste à trouver les coefficients du réseau minimisant une fonction d'erreur globale (fonction de coût). La définition de cette fonction de coût est primordiale, car celle-ci sert à mesurer l'écart entre les sorties désirées du modèle (d) et les sorties du réseau observées (y). La fonction la plus communément utilisée, et dont nous nous sommes servi lors de notre travail, est la fonction dite fonction d'erreur quadratique, dont la définition pour chaque exemple n ($n \in N$) est :

$$e(n) = \frac{1}{2} \sum_{j=1}^r [d_j(n) - y_j(n)]^2 \quad (4.14)$$

Pour tout l'ensemble d'apprentissage N , on peut définir la fonction de coût (appelée aussi l'erreur quadratique moyenne EQM)

$$E(n) = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N e(n) \quad (4.15)$$

L'apprentissage du MLP est attaché à l'algorithme de la rétropropagation des erreurs dont on va voir tout de suite le principe [24].

IV.3.1.3. Algorithme de rétropropagation des erreurs

L'algorithme de rétropropagation du gradient de l'erreur est un algorithme supervisé dont l'objectif est d'ajuster les poids du réseau perceptron multicouche (MLP) de façon à minimiser une fonction de coût différentiable, telle que l'erreur quadratique entre la sortie du réseau et la sortie désirée [19], [24] est:

$$E(n) = \|d(n) - Y_L(n)\|^2 \quad (4.16)$$

Où $Y_L(n)$ est la sortie du réseau au temps n et $d(n)$ est la sortie désirée. Le gradient de $E(n)$ est calculé pour tous les poids de la manière suivante :

$$\frac{\partial E(n)}{\partial w_{ijk}(n)} = \frac{\partial E(n)}{\partial y_{ik}} \cdot \frac{\partial y_{ik}}{\partial w_{ijk}} = \frac{\partial E(n)}{\partial y_{ik}} x_{i-1j} \quad (4.17)$$

Dans le cas de la couche de sortie ($i = L$), on évalue le terme d'erreur de sortie δ_{Lk} comme suit :

$$\delta_{Lk} = \frac{\partial E(n)}{\partial y_{Lk}} = 2f'(y_{Lk})(d_k - x_{Lk}) \quad (4.18)$$

Où $f'(\cdot)$ est la dérivée de la fonction d'activation :

$$f'(x) = \frac{df(x)}{dx} \quad (4.19)$$

Pour les couches cachées, le terme d'erreur δ_{ik} du neurone (i, k) est donnée par :

$$\delta_{ik} = f'(y_{ik}) \sum_{j=1}^{N(j+1)} \delta_{i+1j} w_{i+1kj} \quad (4.20)$$

La modification des poids et des biais est obtenue selon les équations suivantes :

$$\begin{aligned} w_{ijk}(n+1) &= w_{ijk}(n) + \eta \delta_{ik} x_{i-1j} + \Omega (w_{ijk}(n) - w_{ijk}(n-1)) \\ b_{ik}(n+1) &= b_{ik}(n) + \eta \delta_{ik} \end{aligned} \quad (4.21)$$

η est le pas d'apprentissage et Ω le terme d'inertie (momentum).

IV.3.1.4. Prétraitement des données

Il s'agit de normaliser les exemples entrée/sortie pour homogénéiser les valeurs propagées dans le réseau de neurones. Ces données sont formatées en tenant compte de la dimension du système, c'est à dire en considérant les valeurs minimales et maximales des paramètres et des réponses [25]. L'expression (4.22) est utilisée dans tous les calculs relatifs à cette étude:

$$y = \frac{x - x_{min}}{x_{max} - x_{min}} \quad (4.22)$$

Où y est l'expression formatée du paramètre permettant d'exprimer les valeurs de ce dernier entre 0 et 1, x_{min} et x_{max} représentent les limites physiques du paramètre x [26].

IV.3.1.5. Paramètres d'apprentissage

L'efficacité de l'apprentissage dépend essentiellement des paramètres d'apprentissage suivants :

- Nombre de couches cachées et nombre des neurones cachés : Une fois que le nombre de couches cachées est fixé, le nombre de neurones dans la couche cachée déterminera la structure de notre réseau.
- Taux d'apprentissage (η): Ce paramètre détermine la vitesse de la convergence en réglant la taille d'étape [23].
- Momentum (α): Le terme α (Momentum) doit empêcher l'algorithme d'apprentissage de se ranger et de se trouver bloqué dans des minimums locaux. Il augmente également la vitesse de la convergence. Ce paramètre est habituellement placé à une valeur positive moins de 1 [24], [27].

- Tolérance d'apprentissage (E) : Ce paramètre critique détermine l'exactitude des sorties du réseau neurologique. Une tolérance de plus petites valeurs augmente habituellement l'exactitude mais peut avoir comme conséquence une moindre possibilité de généralisation aussi bien qu'un plus long temps d'apprentissage [21], [27].

IV.4. Application de l'approche neurospectrale pour une antenne circulaire imprimée sur un substrat isotrope ou anisotrope

IV.4.1. Génération de la base des données

L'apprentissage du réseau se fera par un modèle d'apprentissage parallèle. Afin de pouvoir générer l'apprentissage du réseau, il est nécessaire de créer une base d'apprentissage. Comme l'apprentissage est supervisé, cette base doit contenir à la fois l'entrée du réseau et la sortie souhaitée (Figure 4.3).

Dans notre cas, la base de données, composée de 441 exemples, est conçue à partir des résultats de la méthode spectrale (SDA). Cette base de données est subdivisée par la suite entre un ensemble d'apprentissage et un autre de test. La base d'apprentissage est composée de 280 exemples, la base de test quant à elle est formée de 161 éléments qui sont réservés à la mesure finale de la performance [27]. Le temps CPU pris par l'approche du domaine spectral pour donner la fréquence de résonance et le facteur de qualité pour chaque ensemble d'entrée est supérieur à une demi-minute; il dépend des trois valeurs initiales utilisées dans l'algorithme de Muller pour la recherche des racines de l'équation caractéristique. Tous les résultats numériques présentés dans ce chapitre ont été obtenues sur un ordinateur personnel HP 4520s avec un processeur 2,2 GHz et une mémoire RAM totale de 4 GB.

IV.4.2. Apprentissage et structure finale d'un réseau multicouche

L'apprentissage dans ce type de réseau, consiste en un entraînement. On présente au réseau des entrées et on lui demande de modifier sa pondération de telle sorte que l'on retrouve la sortie correspondante. L'algorithme consiste dans un premier temps à propager vers l'avant les entrées jusqu'à obtenir une sortie calculée par le réseau. La seconde étape compare la sortie calculée à la sortie réelle connue. On modifie alors les poids synaptiques de sorte

qu'à la prochaine itération, l'erreur commise entre la sortie calculée et connue soit minimisée. On rétro-propage alors l'erreur commise vers l'arrière jusqu'à la couche d'entrée tout en modifiant la pondération. L'expression de calcul des nouvelles valeurs des poids synaptiques reliant les neurones est donnée par la relation suivante :

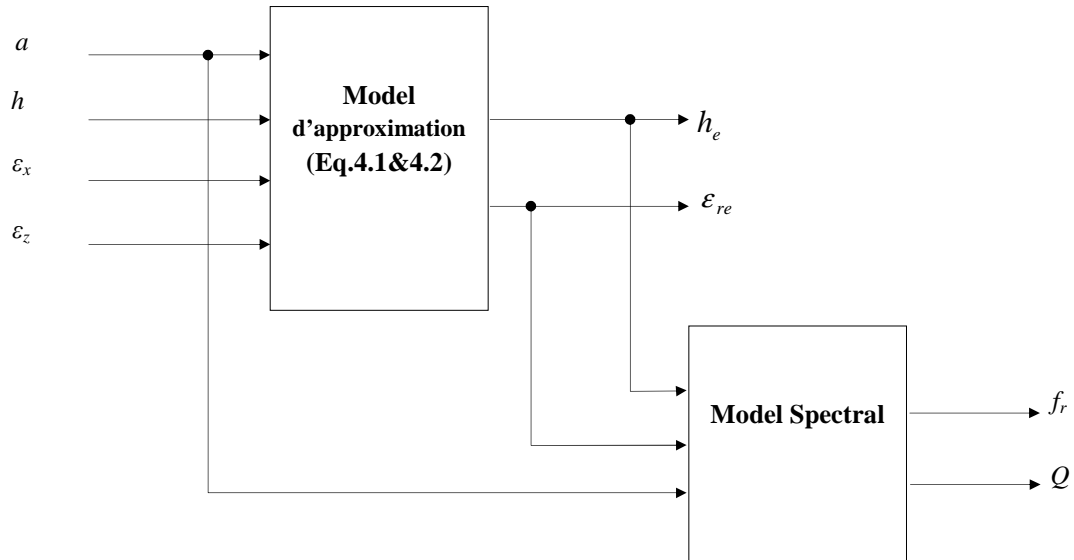


Figure 4.3. Génération de la base de données par le model approximatif basé sur des connaissances électromagnétiques combiné avec le model spectral pour le calcul de la fréquence de résonance et le facteur de qualité d'une antenne circulaire imprimée sur un substrat anisotrope.

$$W_{ij}(k+1) = W_{ij}(k) + \lambda D_i P_j \quad (4.23)$$

Avec :

λ : pas d'apprentissage

P_j : entrée du neurone j .

W_{ij} : poids associé à la connexion du neurone i vers le neurone j .

D_i : dérivée d'erreur du neurone i .

Plusieurs stratégies ont été adoptées dans la littérature pour la réduction du temps d'apprentissage et l'amélioration de la précision du modèle neuronal tels que le prétraitement des entrées et sortie, la redistribution d'une manière aléatoire de la matrice

d'apprentissage à chaque itération de calcul et la génération de nouveaux exemples d'apprentissage là où l'erreur de test est inacceptable [19]. Dans ce travail, la fréquence de résonance du patch circulaire est calculée en employant un modèle basé sur les RNA. Seulement trois paramètres; Le rayon du disque a , la permittivité équivalente du diélectrique ϵ_{re} et l'épaisseur effective h_e , sont employés dans le calcul de la fréquence de résonance.

Le réseau de neurone artificiel a été adapté pour le calcul de la fréquence de résonance et la bande passante (f_r , Q) d'un patch circulaire imprimé sur un substrat anisotrope. Le modèle neuronale utilisé dans le calcul de la fréquence de résonance f_r et le facteur de qualité Q est montré dans la Figure 4.4.

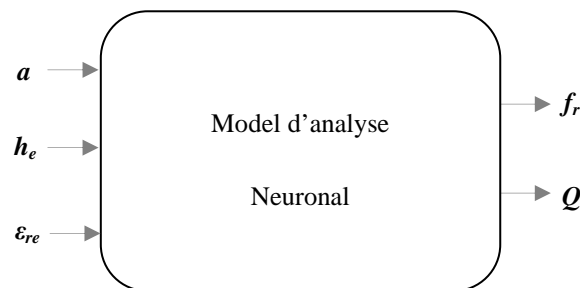


Figure 4.4. Modèle d'analyse neuronal utilisé dans le calcul de la fréquence de résonance et le facteur de qualité d'une antenne microbande circulaire.

Une fois que l'architecture du réseau a été décidée, la phase d'apprentissage permet de calculer les poids synaptiques menant à chaque neurone formel. On examine l'écart entre la sortie du réseau et la sortie souhaitée et on modifie les poids synaptiques des connexions jusqu'à ce que le réseau produise une sortie très proche de celle souhaitée. L'apprentissage par le logiciel *MATLAB* est supervisé [24]. Les fonctions sigmoïde et linéaire sont affectées respectivement à la couche cachée et à la couche de sortie. L'objectif essentiel ici, est de trouver le meilleur apprentissage qui permet de donner un bon modèle. Pour cela, plusieurs essais sont nécessaires, en agissant sur les paramètres influant sur l'apprentissage. Ces paramètres sont les suivants :

- Le nombre de neurones dans les couches cachées,
- Les fonctions d'activation,
- Le pas d'apprentissage.

Une fois l'apprentissage terminé, il est nécessaire de le tester sur une base de données différente de celle utilisée pour l'apprentissage. Ce test permet à la fois d'apprécier les performances du système neuronal et de détecter le type de données qui pose problème.

IV.4.3. Modèle finale

Après avoir effectué toutes les étapes nécessaires à la modélisation par les RNA, on a abouti à notre modèle final, qui est ainsi représenté sur le Tableau 4.1.

IV.5. Résultats numériques et discussions

IV.5.1. Analyse de l'antenne microruban circulaire par la méthode spectrale

Dans cette section, nous avons comparé nos valeurs calculées avec des valeurs théoriques et expérimentales disponibles dans la littérature ouverte.

Le Tableau 4.2 compare nos résultats calculés par le modèle RNA avec les résultats mesurés et calculés dans la littérature, ces comparaisons indiquent un excellent accord pour le cas d'un substrat isotrope.

La Figure 4.5 montre la variation de la fréquence de résonance du mode fondamental avec la variation du rayon du patch (a/h). Les paramètres de l'antenne de cette étude sont $\epsilon_r = 2.43$ et $h = 0.49mm$.

Tableau 4.1. Paramètres optimaux pour le modèle final.

Paramètre	Valeurs optimisées			
Architecture	Normal feed-forward MLP			
Couche cachée	2			
Règle d'apprentissage	Rétro-propagation des erreurs			
Nombre de neurones				
	Couche d'entrée	3		
Nombre de neurones	1 ^{ère} couche cachée	12		
	2 ^{ème} couche cachée	8		
	Couche de sortie	2		
Erreur quadratique moyenne (MSE)	$5.423.10^{-3}$			
Paramètre d'accélération(μ)	0.6			
Pas d'apprentissage (L_r)	0.1			
Fonction de transfert	1 ^{ère} couche cachée	Sigmoïde		
	2 ^{ème} couche cachée	Sigmoïde		
	Couche de sortie	Linéaire		
Définition des entrées		a (mm)	d_e (mm)	ϵ_{re}
	Max	50	3	11.6
	Min	2	0	1.22
Le seuil de somme des erreurs carrées (SSE)	$< 1.10^{-6}$			
Taille de la base de données	280 échantillons pour l'apprentissage			
	161 échantillons pour le test			

Tableau 4.2. Valeurs théoriques et expérimentales de la fréquence de résonance pour le mode dominant de l'antenne patch circulaire, $h = 1.5875mm$ et $\epsilon_r = 2.65$.

a (mm)	a/h	Expérimentales (GHz) [28]	Valeurs théoriques (GHz)			
			[29]	[30]	[31]	Nos résultats
11.5	7.244	4.425	4.609	4.576	4.39	4.443
10.7	6.740	4.723	4.938	4.903	4.70	4.730
9.6	6.047	5.224	5.473	5.436	5.20	5.272
8.2	5.165	6.074	6.346	6.307	6.01	6.055
7.4	4.661	6.634	6.981	6.941	6.595	6.678

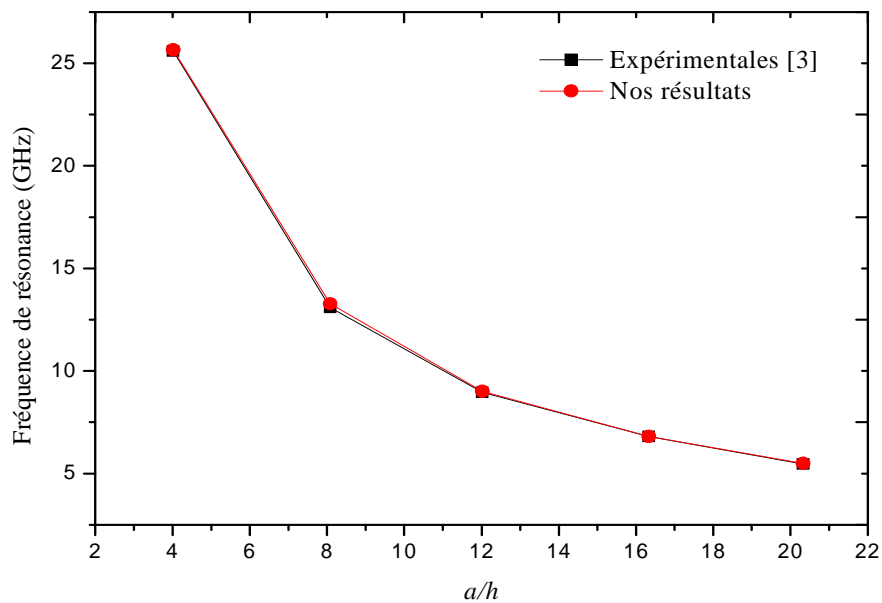


Figure 4.5. Fréquence de résonance du mode dominant en fonction du rayon du patch (a/h), $\epsilon_r = 2.43$ et $h = 0.49mm$.

Dans le Tableau 4.3, on compare les résultats obtenus par le modèle neurospectral proposé avec ceux obtenus en utilisant la méthode des moments conventionnelle. En outre de la fréquence de résonance et le facteur de qualité, nous avons également montré le temps CPU dans ce tableau. Il est clair que nos fréquences de résonance et facteurs de qualité coïncident avec ceux obtenus par la méthode des moments conventionnelle. A noter que le temps nécessaire pour l'obtention de la fréquence de résonance et le facteur de qualité en utilisant le modèle neuronal est beaucoup moins comparativement à celui de la méthode des moments.

Tableau 4.3. Comparaison de nos résultats obtenus par le modèle neurospectral proposé avec ceux obtenus en utilisant la méthode des moments conventionnelle.

Paramètres			Méthode conventionnel (MOM)			Approche Neurospectral		
a (mm)	$\epsilon_x = \epsilon_z$	h (mm)	Fréquence de résonance (GHz)	Facteur de qualité	Temps CPU (Sec)	Fréquence de résonance (GHz)	Facteur de qualité	Temps CPU (Sec)
50	2.32	1.59	1.135	111.119	35.56	1.128	109.723	0.0168
41.91	2.5	1.5875	1.303	99.982	37.92	1.284	97.335	0.0171
38	2.49	1.524	1.438	93.969	33.88	1.420	91.680	0.0173
20	4.55	2.35	1.991	56.569	34.91	1.998	56.526	0.0170
14.1	2.65	1.6	3.641	34.129	35.60	3.612	33.489	0.0167
11.5	2.65	1.5875	4.415	27.890	32.62	4.407	27.46	0.0175
10.4	4.55	2.35	3.673	27.590	34.72	3.612	28.260	0.0169
9.9617	2.43	0.49	5.527	74.397	39.05	5.503	73.399	0.0174
7.1628	10	1.1938	3.753	100.233	35.84	3.719	101.729	0.0172

Dans le but de confirmer l'exactitude de calcul pour le cas du substrat à anisotropie uniaxiale, on compare dans la Figure 4.6 nos résultats avec des données théoriques précédemment publiées [32]. La comparaison est effectuée pour deux matériaux anisotropes différents. Ces matériaux sont le saphir et la nitrure de bore, ayant les paires de permittivités (9,4, 11,6) et (5.12, 3.4), respectivement. On voit d'après la Figure 4.6 que nos résultats sont proches de ceux donnés dans [32]. Ceci valide le modèle proposé pour le cas de substrats anisotropes. Étant donné que le modèle neuronal présenté dans ce travail a une grande précision et ne nécessite pas de fonctions mathématiques complexes, il peut être très utile dans la conception assistée par ordinateur (CAO) des antennes microrubans. En utilisant ce modèle, on peut calculer avec précision, par un ordinateur personnel, les caractéristiques de résonance d'un disque microruban circulaire imprimé sur un substrat isotrope ou anisotrope, sans aucune connaissance de base des antennes microrubans. Il ne prend que 17 ms pour produire la fréquence de résonance. Ainsi, le modèle neuronal est très rapide après l'apprentissage [8], [20].

Sur la Figure 4.7, des résultats sont présentés pour la fréquence de résonance et le facteur de qualité d'une plaque circulaire microruban imprimée sur un substrat diélectrique anisotrope (nitrure de bore).

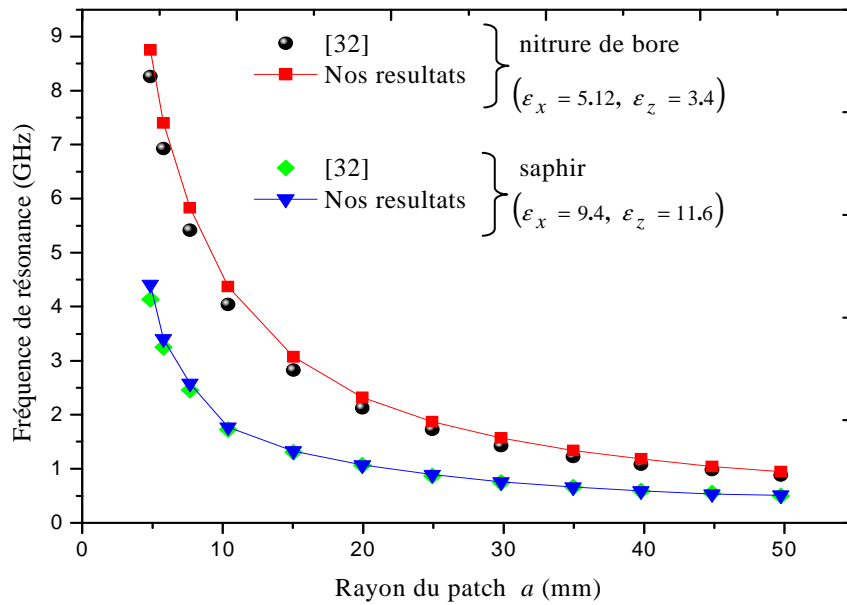
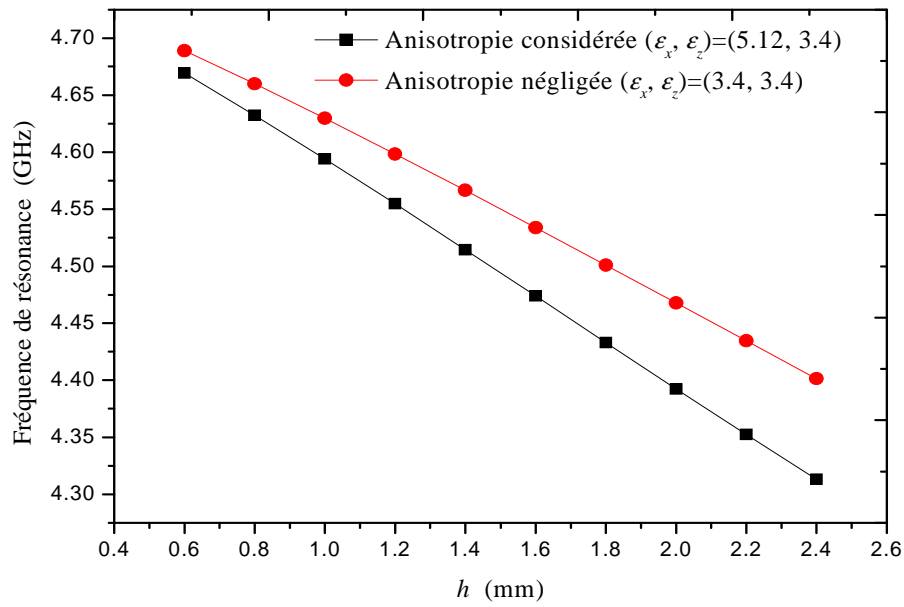


Figure 4.6. Comparaison de la fréquence de résonance calculée avec les données théoriques pour deux matériaux anisotropes différents, chaque substrat a une épaisseur de 1.27 mm .

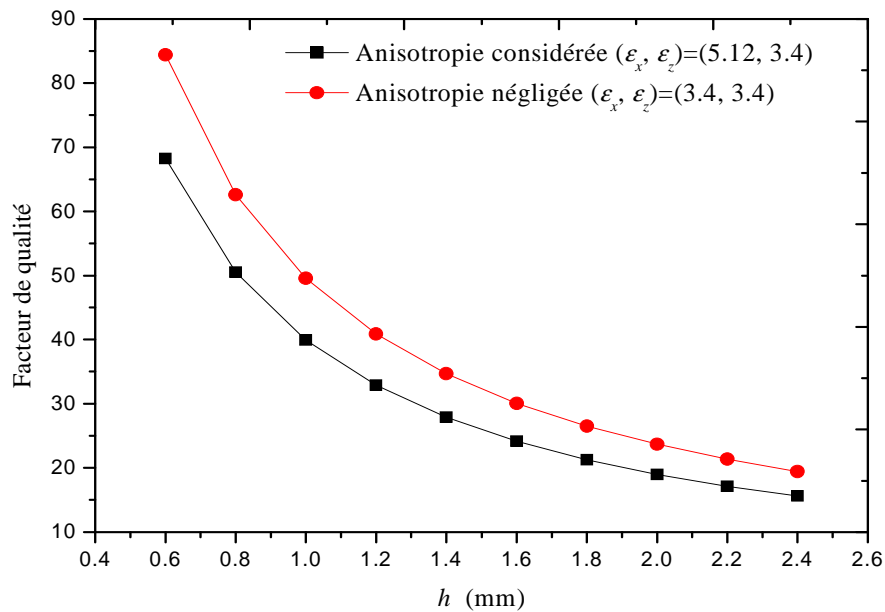
Dans cette figure, les résultats obtenus pour la fréquence de résonance et le facteur de qualité du disque sur un substrat anisotrope à base de nitrure de bore ($\epsilon_x = 5.12, \epsilon_z = 3.4$) sont comparés avec les résultats qui seraient obtenus si l'anisotropie de la nitrure de bore est négligée ($\epsilon_x = \epsilon_z = 3.4$). Le patch a un rayon de 10 mm .

Les différences entre les résultats obtenus tenant compte de l'anisotropie et négligeant l'anisotropie atteignent 2.19 pour cent dans le cas des fréquences de résonance et 25.28 pour cent dans le cas des facteurs de qualité. Ainsi, on peut conclure que l'effet de l'anisotropie uniaxiale dans le substrat sur la fréquence de résonance et le facteur de qualité d'une antenne microruban circulaire ne peut être ignoré et doit être pris en compte lors de la phase de conception.

Les effets de la variation de la permittivité sur le diagramme de rayonnement de l'antenne microbande circulaire monocouche anisotrope sont recherchés.



(a)



(b)

Figure 4.7. Fréquence de résonance et facteur de qualité d'une plaque microbande circulaire imprimée sur une couche diélectrique anisotrope à base de la nitrure de bore, le patch a un rayon de 10mm. (a) Fréquence de résonance. (b) Facteur de qualité.

Des variations dans la permittivité perpendiculaire à l'axe optique du diélectrique sont considérées [16]. Les variations du diagramme de rayonnement d'une plaque circulaire de rayon $a = 9.9617\text{mm}$ imprimée sur deux matériaux anisotropes différents sont montrées dans la Figure 4.8. Le premier matériau présente une anisotropie uniaxiale positive ($\epsilon_x = 2.43, \epsilon_z = 4.86$), tandis que, le second matériau présente une anisotropie uniaxiale négative ($\epsilon_x = 2.43, \epsilon_z = 1.215$). Le rayonnement du mode TM_{11} dans les deux plans principaux $\phi' = 0$ et $\phi' = \pi/2$ est étudié. On observe que la directivité de l'antenne avec ($\epsilon_x = 2.43, \epsilon_z = 1.215$) est supérieure à celle avec ($\epsilon_x = 2.43, \epsilon_z = 4.86$). Ces comportements sont en accord avec ceux découverts théoriquement pour la fréquence de résonance et la bande passante d'une plaque microbande rectangulaire [16], [21].

IV.5.2. Synthèse de l'antenne microruban circulaire

Plusieurs méthodes analytiques et numériques avec différents degrés de complexité et de précision ont été proposées pour la modélisation de la fréquence de résonance de l'antenne circulaire [33]. Du point de vue conception, il est important de donner au dimensionnement de cette antenne la même importance que celle de sa fréquence de résonance [33]. Compte tenu qu'il n'y'a pas de formule explicite et directe calculant le rayon du patch avec une bonne précision et du fait que la relation entre la fréquence de résonance et le rayon du patch est hautement non linéaire, la modélisation inversée s'avère nécessaire.

Un modèle neuronal a été développé pour la détermination du rayon d'un patch circulaire imprimé sur un substrat isotrope. Les entrées et les sorties du modèle neuronal sont illustrées dans la Figure 4.9.

Comme le montre cette figure la fréquence de résonance f_r a été calculée en fonction du rayon du patch a , de la hauteur du diélectrique h et de sa permittivité relative ϵ_r . La fréquence résultante est ensuite utilisée avec h et ϵ_r pour l'apprentissage d'un modèle neuronal qui aura comme sortie le rayon du patch circulaire a .

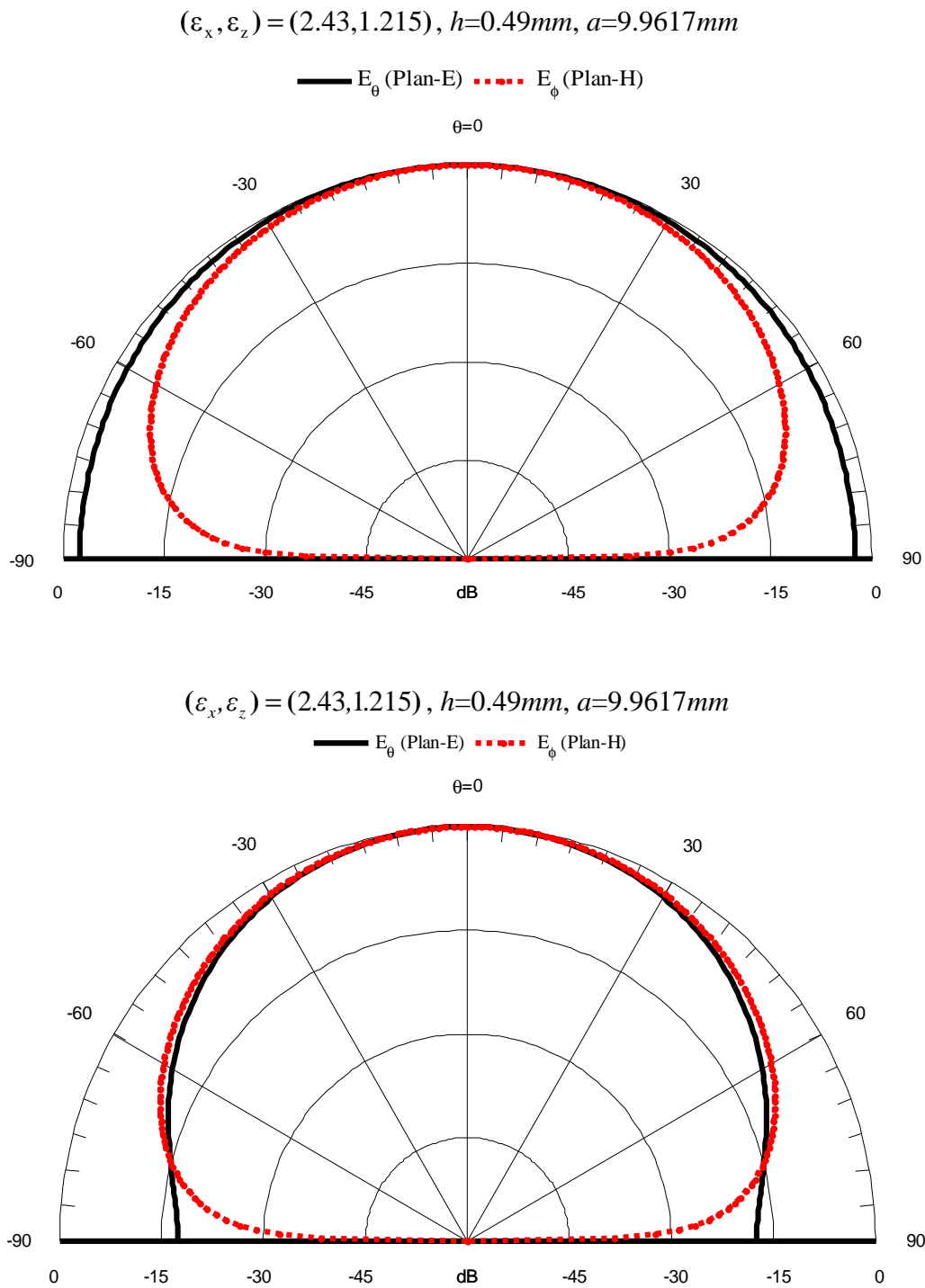


Figure 4.8. Diagrammes de rayonnement du mode fondamental d'un disque microruban circulaire imprimé sur un substrat uniaxial pour deux différents matériaux anisotropes.

Un perceptron multicouche MLP entraîné par l'algorithme de rétropropagation des erreurs ayant deux couches cachées a été adopté. Toutes les informations sur les performances du modèle de synthèse sont présentées dans le Tableau 4.4.

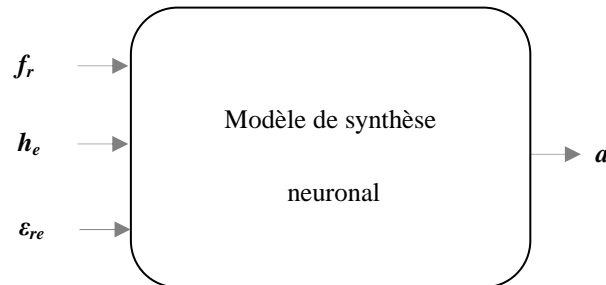


Figure 4.9. Modèle de synthèse neuronal pour une antenne microruban circulaire isotrope.

Tableau 4.4. Caractéristiques du modèle neuronal développé (modèle de synthèse).

Caractéristiques du modèle neuronal développé	
Fonction d'activation	sigmoid
Fonction d'entraînement (rétropropagation)	Trainrp
Nombre de données	280
Nombre de neurones (couche d'entrée)	3
Nombre de neurones (couches cachées)	8-8
Nombre de neurones (couche de sortie)	1
Époques (nombre d'itérations)	8000
EPE (erreur de la performance d'entraînement)	10^{-4}
Temps nécessaire	86 min
LR (taux d'apprentissage)	0.5
MC (constante de mouvement)	0.6

Le Tableau 4.5 montre le rayon du patch calculé en utilisant le modèle neuronal développé. Les résultats obtenus pour le rayon sont en très bon accord avec ceux utilisés pour la génération de la fréquence de résonance. Le temps nécessaire pour la détermination du rayon du disque en utilisant ce modèle pour une combinaison d'entrée donnée est de 0.019s.

Tableau 4.5. Modèle neuronal de synthèse utilisé pour la prédiction des dimensions de l'antenne.

Paramètres d'entrée			Méthode conventionnel (MOM)	Modèle neuronal (Synthèse)
h_e (mm)	ϵ_{re}	f_r (GHz)	a (mm)	a (mm)
1.588	2.5	1.57	34.93	34.967
3.175	2.5	1.51	34.93	34.930
2.35	4.55	0.825	49.5	49.583
2.35	4.55	1.03	39.75	39.634
2.35	4.55	2.003	20	20.076
2.35	4.55	3.75	10.4	10.415
2.35	4.55	4.945	7.7	7.695
1.5875	2.65	4.425	11.5	11.565
1.5875	2.65	4.723	10.7	10.622
1.5875	2.65	5.224	9.6	9.596
1.5875	2.65	6.074	8.2	8.185
1.5875	2.65	6.634	7.4	7.402

IV.6. Conclusion

Dans le présent travail, une procédure générale pour la modélisation et la conception d'une antenne microruban circulaire imprimée sur un substrat diélectrique anisotrope a été proposée en utilisant l'approche du domaine spectral conjointement avec les réseaux de neurones artificiels. Dans la phase de modélisation, l'analyse est définie comme étant l'étude directe du problème alors que la synthèse est définie comme l'étude inverse du problème. Compte tenu qu'il n'y a pas de formule explicite et directe calculant le rayon du patch avec une bonne précision et du fait que la relation entre la fréquence de résonance et le rayon du patch est hautement non linéaire, nous avons montré que la modélisation inversée est nécessaire. L'approche spectrale combinée avec la technique RNA est plusieurs centaines de fois plus rapide que la solution directe. Par conséquent, la méthode neurospectrale présentée dans ce travail est une méthode utile qui peut être intégrée dans un outil de CAO pour l'analyse, la conception et l'optimisation des circuits intégrés monolithiques hyperfréquences.

IV.7. Références bibliographiques

- [1] K. A. Michalski and D. Zheng, "Analysis of microstrip resonators of arbitrary shape," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 40, pp. 112-119, 1992.
- [2] I. J. Bahl and P. Bhartia, *Microstrip antennas*: Artech house Dedham, MA, 1980.
- [3] V. Losada, R. R. Boix, and M. Horno, "Resonant modes of circular microstrip patches in multilayered substrates," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 47, pp. 488-498, 1999.
- [4] V. Losada, R. R. Boix, and M. Horno, "Full-wave analysis of circular microstrip resonators in multilayered media containing uniaxial anisotropic dielectrics, magnetized ferrites, and chiral materials," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 48, pp. 1057-1064, 2000.
- [5] V. Losada, R. Boix, and F. Medina, "Resonant modes of stacked circular microstrip patches in multilayered substrates containing anisotropic and chiral materials," *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, Vol. 17, pp. 619-640, 2003.
- [6] C. Gurel and E. Yazgan, "Characteristics of a circular patch microstrip antenna on uniaxially anisotropic substrate," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 52, pp. 2532-2537, 2004.
- [7] T. Fortaki, D. Khedrouche, F. Bouttout, and A. Benghalia, "Vector Hankel transform analysis of a tunable circular microstrip patch," *Communications in numerical methods in engineering*, Vol. 21, pp. 219-231, 2005.
- [8] S. Bedra, S. Benkouda, and T. Fortaki, "Analysis of a circular microstrip antenna on isotropic or uniaxially anisotropic substrate using neurospectral approach," *COMPEL: The International Journal for Computation and Mathematics in Electrical and Electronic Engineering*, Vol. 33, pp. 567-580, 2014.
- [9] R. Mishra and A. Patnaik, "Neurospectral computation for complex resonant frequency of microstrip resonators," *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, Vol. 9, pp. 351-353, 1999.
- [10] R. Mishra and A. Patnaik, "Neurospectral computation for input impedance of rectangular microstrip antenna," *Electronics Letters*, Vol. 35, pp. 1691-1693, 1999.
- [11] R. K. Mishra and A. Patnaik, "Designing rectangular patch antenna using the neurospectral method," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 51, pp. 1914-1921, 2003.

- [12] F. Bouttout, F. Benabdelaziz, A. Benghalia, D. Khedrouche, and T. Fortaki, "Uniaxially anisotropic substrate effects on resonance of rectangular microstrip patch antenna," *Electronics Letters*, Vol. 35, pp. 255-256, 1999.
- [13] S. Bedra, R. Bedra, S. Benkouda, and T. Fortaki, "Full-wave analysis of anisotropic circular microstrip antenna with air gap layer," *Progress In Electromagnetics Research M*, Vol. 34, pp. 143-151, 2014.
- [14] W. C. Chew and T. M. Habashy, "The use of vector transforms in solving some electromagnetic scattering problems," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. AP-34, pp. 871-879, 1986.
- [15] T. Fortaki. and A. Benghalia, "Resonance of an air gap tuned circular disc microstrip antenna," in *Proc. 3rd Maghrebian Conference on Electrical Engineering*, University of Constantine, Algeria, 2004.
- [16] 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, Université de Constantine, 2004.
- [17] 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: Superconductivity*, Vol. 502, pp. 70-75, 2014.
- [18] 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.
- [19] Y. Tighilt, "Identification des antennes microrubans multicouches par la méthode spectral et les réseaux de neurones," Thèse de Doctorat, Université de Setif, 2011.
- [20] S. Bedra, F. Chebara, and T. Fortaki, "Analysis of resonant characteristics and radiation patterns of a circular microstrip antenna on isotropic or uniaxially anisotropic substrate using artificial neural network," *International Conference on Electronics & Oil: From Theory to Applications (ICEO'2013)*, Ouargla, Algeria, 2013.
- [21] S. Benkouda, S. Bedra, M. Benacer, and T. Fortaki, "Modeling and design of rectangular microstrip patch antenna with iso/anisotropic substrate using neuro-spectral computation approach," *International Conference on Nanoelectronics, Communications and Renewable Energy (ICNCRE 2013)*, pp. 264-269, Jijel, Algeria, 2013.

- [22] H. Y. Yang, N. G. Alexopoulos, P. M. Lepeltier, and G. J. Stem, "Design Of Transversely Fed Emc Microstrip Dipole Array Including Mutual Coupling," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 38, pp. 145-151, 1990.
- [23] R. Addaci, "Evaluation de la fréquence de résonance complexe et de la bande passante d'une antenne microbande rectangulaire par la méthode neurospectrale," Mémoire de magister, Université de Constantine, 2006.
- [24] S. Bedra, "Utilisation de la méthode de l'équation intégrale du champ électrique et des réseaux de neurones artificiels pour l'étude d'une antenne imprimée bicouche fonctionnant en mode TM_{11} ," Mémoire de magister Université de Batna, 2011.
- [25] S.E. Fahlman, "Fast-learning variations on back-propagation: an ampirical study," *Proc.of the 1988 Connectionist Models Summer School, San Mateo, CA, USA*, p.38, 1988.
- [26] F. Djeflal, "Modélisation et simulation prédictive du transistor MOSFET fortement submicronique. Application à la conception des dispositifs intégrés," Thèse de Doctorat, Université de Batna, 2006.
- [27] N. Hamdiken, "Analyse d'une antenne microbande circulaire par la méthode neurospectral, " Mémoire de magister Université de Batna, 2009.
- [28] T. Itoh and R. Mittra, "Analysis of a microstrip disk resonator," *3rd European Conference in Microwave*, 1973, pp. 1-4, 1973.
- [29] 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.
- [30] F. Abboud, J. Damiano, and A. Papiernik, "A new model for calculating the input impedance of coax-fed circular microstrip antennas with and without air gaps," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 38, pp. 1882-1885, 1990.
- [31] D. Guha, "Resonant frequency of circular microstrip antennas with and without air gaps," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 49, pp. 55-59, 2001.
- [32] A. K. Verma and Nasimuddin, "Analysis of circular microstrip patch antenna as an equivalent rectangular microstrip patch antenna on iso/anisotropic thick substrate," *IEE Proceedings Microwaves, Antennas and Propagation*, Vol. 150, pp. 223-229, 2003.
- [33] Y. Tighilt, F. Bouttout, and A. Khellaf, "Modeling and design of printed antennas using neural networks," *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, Vol. 21, pp. 228-233, 2011.

Conclusion Générale

Conclusion générale

La conception assistée par ordinateur ou CAO s'est révélée une technique incontournable dans la réalisation de divers composants, circuits et autres systèmes automatisés et cela dans plusieurs disciplines (télécommunications, contrôle, automatique, robotique, mécanique, physique expérimentale...etc.) [1]-[3]. Elle dispose, entre autres, d'algorithmes et de techniques numériques souples, fiables, précis, très rapide et suffisamment maniables pour garantir la réalisation du système désiré avec les caractéristiques voulues. Dans la présente thèse, nous avons essayé d'enrichir le patrimoine de la CAO des résonateurs microbandes plaqués à travers l'application de l'approche spectrale à des nouvelles structures d'une part, et de donner des explications plus pertinentes des phénomènes physiques régissant le comportement de ces résonateurs d'une autre part [4]. Mise à part les méthodes d'analyse [5]-[7] et les différentes techniques d'excitation des résonateurs rapportées dans le chapitre 1, nous avons présenté trois autres thèmes, chacun d'eux dans un chapitre bien séparé.

La méthode de Galerkin dans le domaine des transformées usuelles de Fourier conjointement avec un changement du système d'axe cartésien vers la représentation (TM, TE) ont été utilisés pour le calcul numérique de la fréquence de résonance, la bande passante d'une plaque rectangulaire imprimée sur un substrat composite/suspendu [8]. Une technique efficace a été proposée pour la détermination de la fonction spectrale dyadique de Green de la structure bicouche. En outre des fonctions de base sinusoïdales sont introduit dans l'approximation du courant de la plaque rectangulaire. A travers un examen consciencieux de la question de convergence, nous avons conclu que les modes TM de la cavité rectangulaire à murs latéraux magnétiques forment le meilleur ensemble qui puisse être utilisé dans l'approximation du courant de la plaque, puisqu'ils assurent une convergence rapide de la méthode de Galerkin avec une bonne exactitude des résultats. Les résultats obtenus, pour une antenne rectangulaire ayant un gap d'air, ont montré que la séparation d'air peut être ajustée de manière à obtenir une fréquence d'opération maximale. La bande passante, d'autre part, croît de façon monotone avec l'augmentation de la largeur du gap d'air. Un soin extrême devrait être pris lors de la conception d'une antenne microbande rectangulaire 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. Une solution très pratique à ce problème a été donnée. Dans le but d'expliquer les résultats obtenus, nous avons déterminé une permittivité équivalente de la structure bicouche. Nous avons montré que la présente approche est aussi bien adaptée pour le cas d'un patch imprimé sur un substrat monocouche. Notons que les résultats théoriques pour le cas d'un patch rectangulaire sur substrat composite nécessitent d'être validés par des travaux expérimentaux. Les résultats obtenus dans ce chapitre sont valables non seulement pour des patches rectangulaires imprimés sur des substrats isotropes, mais aussi pour des patches rectangulaires ou circulaires imprimés sur des substrats anisotropes. Des résultats numériques ont été obtenus dans ce sens, mais non reportés ici par intérêt de brièveté.

La géométrie conventionnelle d'un résonateur microbande est constituée d'un patch métallique imprimé sur un substrat diélectrique monocouche. C'est une configuration simple facile à fabriquer, mais elle est limitée dans ses possibilités fonctionnelles [9]. De nombreux travaux ont été effectués visant l'amélioration des performances des résonateurs microbandes. Parmi les diverses configurations proposées dans la littérature ouverte, la géométrie inversée semble être très prometteuse [10]-[13]. Une analyse full-wave rigoureuse basée sur l'approche spectrale pour obtenir les caractéristiques de résonance d'une plaque circulaire inversée et/ ou superstrat a formé le troisième volet de cette thèse. Le problème de la fréquence de résonance de la structure complexe est formulé en terme d'une équation intégrale. La procédure de Galerkin a été utilisée dans la résolution de l'équation intégrale du champ diélectrique, aussi les ondes TM et TE sont naturellement séparées dans la fonction de Green. Une étude comparative entre nos résultats et ceux disponibles dans la littérature a montré un bon accord. La précision de la méthode a été vérifiée en effectuant un ensemble de résultats de la fréquence de résonance et la bande passante. Les résultats théoriques obtenus ont indiqué que la fréquence de résonance diminue de façon monotone avec l'augmentation de l'épaisseur du substrat, la diminution étant plus grande pour une grande permittivité du substrat. En outre, nous avons montré que la bande passante diminue avec l'augmentation de la séparation d'air en-dessous de la plaque. L'analyse présentée ici peut également être étendue à l'étude d'autres structures microbandes circulaires ayant des configurations complexes. Finalement, nos résultats ont indiqué que l'effet de l'anisotropie est d'autant plus significatif que les épaisseurs des

diélectriques sont élevées ; puisque pour des diélectriques épais, en outre des ondes TM, des ondes TE peuvent aussi prendre naissance.

Le temps de calculs relativement important, la complexité de la formulation, la présence des pôles le long de l'axe d'intégration et les solutions parasites sont les principales limitations de la méthode des moments [14]. Pour remédier à ces problèmes, les réseaux de neurones artificiels ont été introduits dans l'analyse des antennes microbandes. Etant des approximateurs universels, hautement non linéaires et interconnectés, les réseaux de neurones sont capables d'approximer n'importe quelle fonction aussi complexe soit telle.

Finalement, il est important de signaler que l'intérêt principal de l'étude rapportée dans le quatrième chapitre était de présenter une procédure générale pour la modélisation et la conception d'une antenne microruban circulaire imprimée sur un substrat diélectrique anisotrope, en utilisant l'approche du domaine spectral conjointement avec les réseaux de neurones artificiels. Dans la phase de modélisation, l'analyse a été définie comme étant l'étude directe du problème alors que la synthèse a été définie comme l'étude inverse du problème. Compte tenu qu'il n'y a pas de formule explicite et directe calculant le rayon du patch avec une bonne précision et du fait que la relation entre la fréquence de résonance et le rayon du patch est hautement non linéaire, nous avons montré que la modélisation inversée est nécessaire. L'approche spectrale combinée avec la technique RNA est plusieurs centaines de fois plus rapide que la solution directe. Par conséquent, la méthode neurospectrale présentée dans ce travail est une méthode utile qui peut être intégrée dans un outil de CAO pour l'analyse, la conception et l'optimisation des circuits intégrés monolithiques hyperfréquences [4].

Malgré que les logiciels commerciaux de simulation électromagnétique ont prouvé leurs performances dans la prévision des caractéristiques des antennes microbandes, les algorithmes élaborés dans la présente thèse peuvent constituer un concurrent pour ces logiciels, puisqu'ils allient à la fois précision et vitesse de calcul. En outre de la possibilité de l'exploitation de ces algorithmes dans le processus de réalisation des antennes microbandes ou dans l'investigation de leurs caractéristiques, ces algorithmes peuvent aussi être à la base de la validation de nouvelles techniques en cours de développement au sein de notre laboratoire.

Références bibliographiques

- [1] Johnson. R.C., and Jasik, H., "*Antenna engineering handbook*", McGraw Hill, NY, 1984, 2nd edn.
- [2] S. Bedra, S. Benkouda, M. Amir, and T. Fortaki, "Resonant frequency of tunable microstrip ring antenna printed on isotropic or uniaxially anisotropic substrate," *Advanced Electromagnetics*, Vol. 2, pp. 6-9, 2013.
- [3] S. Bedra, R. Bedra, S. Benkouda, and T. Fortaki, "Full-Wave Analysis of Anisotropic Circular Microstrip Antenna with Air Gap Layer," *Progress In Electromagnetics Research M*, Vol. 34, pp. 143-151, 2014.
- [4] S. Bedra, S. Benkouda, and T. Fortaki, "Analysis of a circular microstrip antenna on isotropic or uniaxially anisotropic substrate using neurospectral approach," *COMPEL: The International Journal for Computation and Mathematics in Electrical and Electronic Engineering*, Vol. 33, pp. 567-580, 2014.
- [5] M. N. Sadiku, "Numerical Techniques in Electromagnetics" 2nd edition, CRC Press, 2001.
- [6] D. B. Davidson and J. T. Aberle, "An introduction to spectral domain method-of-moments formulations," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, Vol. 46, pp. 11-19, 2004.
- [7] J.J. Hopfield, "Neural networks and physical systems with emergent collective computational abilities", in *Roc. Nat. Academy of Sciences, USA 79*, pp. 2,554-2,558, 1982.
- [8] 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
- [9] S. Benkouda, " Contribution à l'étude des problèmes de caractérisation des antennes microrubans à plaques rayonnantes parfaitement conductrices et supraconductrices ", Thèse de Doctorat, Université de Batna, 2012.
- [10] D. Guha and J. Y. Siddiqui, "New CAD model to calculate the resonant frequency of inverted microstrip circular patch antennas, " *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 35, pp. 434-437, 2002.
- [11] S. S. Iqbal, M. Biswas, J. Y. Siddiqui, and D. Guha, "Performance of cavity backed inverted microstrip broadband antenna, " *Indian Journal of Radio and Space Physics*, Vol. 35, p. 54, 2006.

- [12] D. Guha and J. Y. Siddiqui, "Effect of a cavity enclosure on the resonant frequency of inverted microstrip circular patch antenna," *IEEE Trans. Antennas and Propagation*, Vol. 52, pp. 2177-2181, 2004.
- [13] S. Bedra, R. Bedra, S. Benkouda, and T. Fortaki, "Efficient full-wave analysis of inverted circular microstrip antenna," *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 56, pp. 2422-2425, 2014.
- [14] Y. Tighilt, F. Bouttout, and A. Khellaf, "Modeling and design of printed antennas using neural networks," *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, Vol. 21, pp. 228-233, 2011.

Annexes

Annexe A

Calcul des champs électromagnétiques et l'équation de propagation.

Annexe B

Détails concernant la représentation $TM(e)$, $TE(h)$.

Annexe C

Publications internationales dans le cadre de cette thèse.

Annexe A

Calcul des champs électromagnétiques et l'équation de propagation

Dans cette annexe, les champs électriques et magnétiques sont développés dans le domaine de Fourier. Le champ électrique E et magnétique H sont caractérisés par leurs composantes cartésiennes selon $(x, y$ et $z)$ et qui sont reliées par les équations de Maxwell. L'équation de Maxwell-Ampères écrit sous la forme:

$$\nabla \times \vec{E} = -j\omega\mu.\vec{H} \quad (\text{A.1})$$

$$\nabla \times \vec{H} = j\omega\varepsilon.\vec{E} \quad (\text{A.2})$$

Les trois composantes de chacune des équations vectorielles ci-dessus.

$$\frac{\partial E_z}{\partial y} - \frac{\partial E_y}{\partial z} = -J\omega\mu.H_x, \quad (\text{A.3.a})$$

$$\frac{\partial E_x}{\partial z} - \frac{\partial E_z}{\partial x} = -J\omega\mu.H_y, \quad (\text{A.3.b})$$

$$\frac{\partial E_y}{\partial x} - \frac{\partial E_x}{\partial y} = -J\omega\mu.H_x, \quad (\text{A.3.c})$$

$$\frac{\partial H_z}{\partial y} - \frac{\partial H_y}{\partial z} = J\omega\varepsilon.E_x, \quad (\text{A.3.d})$$

$$\frac{\partial H_x}{\partial z} - \frac{\partial H_z}{\partial x} = J\omega\varepsilon.E_y, \quad (\text{A.3.e})$$

$$\frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} = J\omega\varepsilon.E_z. \quad (\text{A.3.f})$$

Ces six (6) équations peuvent être résolues pour les quatre (4) composantes du champ transversal en termes de E_z et H_z , (par exemple H_x , peuvent être déduit par l'élimination E_y , à partir de (A.3.a) et (A.3.e), comme suit :

$$H_x = \frac{j}{k_c^2} (w\epsilon \frac{\partial E_z}{\partial y} - \beta \frac{\partial H_z}{\partial x}), \quad (\text{A.4.a})$$

$$H_y = -\frac{j}{k_c^2} (w\epsilon \frac{\partial E_z}{\partial x} + \beta \frac{\partial H_z}{\partial y}), \quad (\text{A.4.b})$$

$$E_x = -\frac{j}{k_c^2} (w\mu \frac{\partial H_z}{\partial y} + \beta \frac{\partial E_z}{\partial x}), \quad (\text{A.4.c})$$

$$E_y = \frac{j}{k_c^2} (\beta \frac{\partial E_z}{\partial y} + w\mu \frac{\partial H_z}{\partial x}). \quad (\text{A.4.d})$$

Ou :

$$k_c^2 = k^2 - \beta^2. \quad (\text{A.5})$$

A été définie comme le nombre d'onde tel que :

$$k = w\sqrt{\mu\epsilon} = 2\pi/\lambda \quad (\text{A.6})$$

k Est le nombre d'onde du matériau de remplissage de la ligne de transmission ou de la région guide d'ondes Si perte diélectrique est présent, ϵ peut être rendue complexe en utilisant: $\epsilon = \epsilon_0\epsilon_r(1 - j \tan g\delta)$ où $\tan g\delta$ est la tangente de perte du matériel.

L'onde TEM

Transverse électromagnétique (TEM), les ondes sont caractérisées par : $E_z = H_z = 0$. Observez-les (A.4) que si $E_z = H_z = 0$, alors le champs transverses sont également tous nuls, $k_c^2 = 0$ ($k^2 = \beta^2$), auquel cas nous avons une raison in déterminée. Ainsi, nous pouvons revenir à (A.3) et appliquer la condition que $E_z = H_z = 0$. Puis, à partir de (A.3.a) et (A.3.e), nous pouvons éliminer. E_x ; Pour obtenir

$$\begin{aligned}\beta^2 E_y &= \omega^2 \mu \varepsilon E_y, \\ \beta &= \omega \sqrt{\mu \varepsilon} = k,\end{aligned}\tag{A.7}$$

Tel qu'indiqué précédemment. (Ce résultat peut aussi être obtenu à partir de (A.3.b) et (A.3.d). Le seuil de nombre d'onde $k_c = \sqrt{k - \beta}$, est donc nul pour des ondes TEM. Maintenant, l'équation d'onde de Helmholtz pour E_x , est, à partir de :

$$\nabla^2 \vec{E} + \omega^2 \mu \varepsilon \vec{E} = 0.$$

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} + \frac{\partial^2}{\partial z^2} + k^2 \right) \vec{E}_x = 0,\tag{A.8}$$

Mais pour $e^{-j\beta z}$, dépendance à $(\partial^2 / \partial z^2) \vec{E}_x = -\beta^2 \vec{E}_x = -k^2 \vec{E}_x$, , donc (A.8) se réduit à

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} \right) \vec{E}_x = 0,\tag{A.9}$$

Un résultat similaire est également applicable à \vec{E}_y , a l'aide du formulaire de \vec{E} , supposé dans (A.9), nous pouvons écrire

$$\vec{E}(x, y, z) = [\bar{e}(x, y) + \hat{z}.e_z(x, y)].e^{-j\beta z}\tag{A.10.a}$$

$$\vec{H}(x, y, z) = [\bar{h}(x, y) + \hat{z}.h_z(x, y)].e^{-j\beta z}\tag{A.10.b}$$

L'onde TM

Transverse Magnétique (TM) des ondes, également dénommé par sont caractérisés:

$E_z \neq 0$ et $H_z = 0$. Les équations (A.4), peut être résumée par:

$$H_x = \frac{j\mu\varepsilon}{k_c^2} \frac{\partial E_z}{\partial y},\tag{A.11.a}$$

$$H_y = -\frac{j\omega\varepsilon}{k_c^2} \frac{\partial E_z}{\partial x},\tag{A.11.b}$$

$$E_x = -\frac{j\beta}{k_c^2} \frac{\partial E_z}{\partial x},\tag{A.11.c}$$

$$E_x = -\frac{j\beta}{k_c^2} \frac{\partial E_z}{\partial y}. \quad (\text{A.11.d})$$

Dans ce cas, $k_c \neq 0$, et la constante de propagation $\beta = \sqrt{k^2 - k_c^2}$ est généralement une fonction de la fréquence et la géométrie de la ligne ou guide. à appliquer (A.11.c), il faut d'abord trouver E_z , à partir de l'équation d'onde de Helmholtz,

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

Depuis $E_z(x, y, z) = e_z(x, y).e^{-j\beta z}$, on peut être réduite à une équation d'ondes à deux dimensions de e_z :

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} + k_c^2\right)e_z = 0, \quad (\text{A.13})$$

Puisque $k_c^2 = k^2 - \beta^2$. cette équation doit être résolue sous réserve des conditions aux limites du Guide de géométrie spécifique. L'impédance d'onde **TM** peut être trouvée comme :

$$Z_{TM} = \frac{E_x}{H_y} = -\frac{E_y}{H_x} = \frac{\beta}{\omega\epsilon} = \frac{\beta\eta}{k} \quad (\text{A.14})$$

Annexe B

Détails concernant la représentation TM(e), TE(h)

Considérons une onde électromagnétique qui se propage dans une région loin des sources ($\rho = 0, j = 0$), la dépendance temporelle est en $e^{j\omega t}$.

$$\nabla \times \vec{E} = -j\omega\mu\vec{H} \quad (\text{B.1})$$

$$\nabla \times \vec{H} = j\omega\epsilon\vec{E} \quad (\text{B.2})$$

Les transformées vectorielle de Fourier sont définies par les relations suivantes:

$$\tilde{\vec{A}}(k_x, k_y, z) = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} \vec{A}(x, y, z) e^{-i(k_x x + k_y y)} dx dy$$

$$\vec{A}(x, y, z) = \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} \tilde{\vec{A}}(k_x, k_y, z) e^{i(k_x x + k_y y)} dk_x dk_y$$

$$\nabla \times \vec{E} = \left(\frac{\partial}{\partial y} E_z - \frac{\partial}{\partial z} E_y \right) \vec{i} - \left(\frac{\partial}{\partial x} E_z - \frac{\partial}{\partial z} E_x \right) \vec{j} + \left(\frac{\partial}{\partial x} E_y - \frac{\partial}{\partial y} E_x \right) \vec{k}$$

On note que la transformée vectorielle de Fourier de la dérivée partielle d'une fonction est donnée par les deux propriétés suivantes :

$$\begin{cases} \left(\frac{\partial}{\partial x} \tilde{f} \right) = ik_x \tilde{f} \\ \left(\frac{\partial}{\partial y} \tilde{f} \right) = ik_y \tilde{f} \end{cases}$$

Par l'utilisation des équations précédentes on aura :

$$\left(\tilde{\nabla} \wedge \tilde{\vec{E}} \right) = \left(ik_y \tilde{E}_z - \frac{\partial}{\partial z} \tilde{E}_y \right) \vec{i} - \left(ik_x \tilde{E}_z - \frac{\partial}{\partial z} \tilde{E}_x \right) \vec{j} + \left(ik_x \tilde{E}_y - ik_y \tilde{E}_x \right) \vec{k} = \begin{vmatrix} \vec{i} & \vec{j} & \vec{k} \\ ik_x & ik_y & \frac{\partial}{\partial z} \\ \tilde{E}_x & \tilde{E}_y & \tilde{E}_z \end{vmatrix}$$

Avec :

$$\tilde{\nabla} = ik_x \vec{i} + ik_y \vec{j} + \frac{\partial}{\partial z} \vec{k} \quad (\text{B.3})$$

Les équations de maxwell s'écrivent dans le domaine spectral de Fourier par les formes suivantes :

$$\tilde{\nabla} \times \tilde{\vec{E}} = -j\omega\mu \tilde{\vec{H}} \quad (\text{B.4})$$

$$\tilde{\nabla} \times \tilde{\vec{H}} = j\omega\varepsilon \tilde{\vec{E}} \quad (\text{B.5})$$

On sait que :

$$\tilde{\nabla} \wedge (\tilde{\nabla} \wedge \tilde{\vec{E}}) = \tilde{\nabla} \cdot (\tilde{\nabla} \cdot \tilde{\vec{E}}) - (\tilde{\nabla} \cdot \tilde{\nabla}) \tilde{\vec{E}},$$

$$\tilde{\nabla} \cdot \tilde{\vec{E}} = 0 \Rightarrow \tilde{\nabla}^2 \tilde{\vec{E}} - i\omega\mu \cdot (\tilde{\nabla} \wedge \tilde{\vec{H}}) = \vec{0},$$

$$\tilde{\nabla}^2 \tilde{\vec{E}} + \omega^2 \mu \varepsilon \tilde{\vec{E}} = \vec{0}, \quad \left\{ \text{avec: } \tilde{\nabla}^2 = \tilde{\Delta}, \text{ est le laplacien} \right\}$$

Alors nous avons :

$$\tilde{\nabla}^2 = -(k_x^2 + k_y^2) + \frac{\partial^2}{\partial z^2},$$

L'équation de propagation s'écrit donc sous la forme :

$$\begin{aligned} \frac{\partial^2}{\partial z^2} \tilde{\vec{E}} + k_{zj}^e \tilde{\vec{E}} &= 0, \\ \frac{\partial}{\partial z^2} \tilde{\vec{H}} + k_{zj}^h \tilde{\vec{H}} &= 0, \end{aligned} \quad (\text{B.6})$$

Tel que :

$$\begin{aligned}
k_{zj}^e &= \varepsilon_x k_0^2 - \frac{\varepsilon_x}{\varepsilon_z} (k_x^2 + k_y^2) = k_1^2 - \frac{\varepsilon_x}{\varepsilon_z} (k_x^2 + k_y^2), \\
k_{zj}^h &= \varepsilon_x k_0^2 - (k_x^2 + k_y^2) = k_1^2 - (k_x^2 + k_y^2), \\
k_1 &= \varepsilon_x k_0, \quad k_0 = \omega^2 \mu,
\end{aligned} \tag{B.7}$$

Déterminons les composantes transversales en fonction des composantes longitudinales (E_z, H_z) :

$$\frac{\partial E_z}{\partial y} - \frac{\partial E_y}{\partial z} = -i\omega\mu H_x, \tag{B.8.a}$$

$$\frac{\partial E_x}{\partial z} - \frac{\partial E_z}{\partial x} = -i\omega\mu H_y, \tag{B.8.b}$$

$$\frac{\partial E_y}{\partial x} - \frac{\partial E_x}{\partial y} = -i\omega\mu H_x, \tag{B.8.c}$$

$$\frac{\partial H_z}{\partial y} - \frac{\partial H_y}{\partial z} = i\omega\varepsilon_x E_x, \tag{B.9.a}$$

$$\frac{\partial H_x}{\partial z} - \frac{\partial H_z}{\partial x} = i\omega\varepsilon_y E_y, \tag{B.9.b}$$

$$\frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} = i\omega\varepsilon_z E_z, \tag{B.9.c}$$

Ces six (6) équations peuvent être résolues pour les quatre (4) composantes du champ transversal en termes de E_z et H_z , (par exemple E_x , peuvent être déduit par l'élimination H_y , à partir de (B.8.b) et (B.9.a), comme suit :

$$\frac{\partial}{\partial z} \times (B.8.b) \Rightarrow \frac{\partial^2}{\partial z^2} E_x - \frac{\partial^2}{\partial z \partial x} E_z = -i\omega\mu \frac{\partial}{\partial z} H_y, \text{ En remplaçant par (B.9.a) } \Rightarrow$$

$$\frac{\partial^2}{\partial z^2} E_x - \frac{\partial^2}{\partial z \partial x} E_z = -i\omega\mu \left(\frac{\partial}{\partial y} H_z - i\omega\varepsilon_x E_x \right),$$

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial z^2} + k_1^2 \right) E_x = \frac{\partial^2}{\partial z \partial x} E_z - i\omega\mu \frac{\partial}{\partial y} H_z,$$

$$\text{où: } k_1^2 = \omega^2 \mu \epsilon_x,$$

De la même manier, les quatre équations (composantes) du champ transversale s'écrivent selon les formules suivantes :

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial z^2} + k_1^2 \right) E_x = \frac{\partial^2}{\partial z \partial x} E_z - i \omega \mu \frac{\partial}{\partial y} H_z, \quad (\text{B.10.a})$$

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial z^2} + k_1^2 \right) E_y = \frac{\partial^2}{\partial z \partial y} E_z + i \omega \mu \frac{\partial}{\partial x} H_z, \quad (\text{B.10.b})$$

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial z^2} + k_1^2 \right) H_x = \frac{\partial^2}{\partial z \partial x} H_z + i \omega \epsilon_y \frac{\partial}{\partial y} E_z, \quad (\text{B.10.c})$$

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial z^2} + k_1^2 \right) H_y = \frac{\partial^2}{\partial z \partial y} H_z - i \omega \epsilon_x \frac{\partial}{\partial x} E_z, \quad (\text{B.10.d})$$

Tenant compte de l'équation de propagation (B.7) on a :

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial z^2} = -k_z^2 \right), \text{ Mais par l'effet de l'anisotropie on a : } k_z = k_{zj}^e \text{ Où } k_{zj}^h, \text{ avec } \epsilon_{xj} = \epsilon_{yj},$$

Les équations (B.10) dans le domaine spectral s'écrivent :

- $\left(\frac{\partial^2}{\partial z^2} + k_1^2 \right) \tilde{E}_x = ik_x \frac{\partial}{\partial z} \tilde{E}_z + \omega \mu k_y \tilde{H}_z,$
- $\left(\frac{\partial^2}{\partial z^2} + k_1^2 \right) \tilde{E}_y = ik_y \frac{\partial}{\partial z} \tilde{E}_z - \omega \mu k_x \tilde{H}_z,$
- $\left(\frac{\partial^2}{\partial z^2} + k_1^2 \right) \tilde{H}_x = ik_x \frac{\partial}{\partial z} \tilde{H}_z - \omega \epsilon_y k_y \tilde{E}_z,$
- $\left(\frac{\partial^2}{\partial z^2} + k_1^2 \right) \tilde{H}_y = ik_y \frac{\partial}{\partial z} \tilde{H}_z + \omega \epsilon_x k_x \tilde{E}_z,$

Pour : \tilde{E}_z on remplace $\frac{\partial^2}{\partial z^2}$ par $-k_z^e$,

\tilde{H}_z on remplace $\frac{\partial^2}{\partial z^2}$ par $-k_z^h$,

Les quatre équations (composantes) transversales en fonction des équations (composants) longitudinales dans le domaine spectrale s'écrivent:

$$\tilde{E}_x = i \frac{k_x}{k_s^2} \frac{\varepsilon_z}{\varepsilon_x} \frac{\partial}{\partial z} \tilde{E}_z + \omega \mu \frac{k_y}{k_s^2} \tilde{H}_z, \quad (\text{B.11.a})$$

$$\tilde{E}_y = i \frac{k_y}{k_s^2} \frac{\varepsilon_z}{\varepsilon_x} \frac{\partial}{\partial z} \tilde{E}_z - \omega \mu \frac{k_x}{k_s^2} \tilde{H}_z, \quad (\text{B.11.b})$$

$$\tilde{H}_x = i \frac{k_x}{k_s^2} \frac{\partial}{\partial z} \tilde{H}_z - \omega \varepsilon_y \varepsilon_z \frac{k_y}{k_s^2} \tilde{E}_z, \quad (\text{B.12.a})$$

$$\tilde{H}_y = i \frac{k_y}{k_s^2} \frac{\partial}{\partial z} \tilde{H}_z + \omega \varepsilon_x \varepsilon_z \frac{k_x}{k_s^2} \tilde{E}_z, \quad (\text{B.12.b})$$

On a: $k_s^2 = k_x^2 + k_y^2$,

Alors nous pouvons mettre les équations (B.11) sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{E}} = \begin{bmatrix} \tilde{E}_x \\ \tilde{E}_y \end{bmatrix} &= \frac{1}{k_s} \begin{bmatrix} i \frac{k_x}{k_s} & \frac{\partial}{\partial z} \tilde{E}_z \\ i \frac{k_y}{k_s} & -\frac{\omega \mu}{k_s} \tilde{H}_z \end{bmatrix}, \\ &= \frac{1}{k_s} \begin{bmatrix} k_x & k_y \\ k_y & -k_x \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i \frac{\partial}{\partial z} \tilde{E}_z \\ \frac{\omega \mu}{k_s} \tilde{H}_z \end{bmatrix}, \\ &= \bar{F}(k_s) \cdot \begin{bmatrix} e^e \\ e^h \end{bmatrix}, \end{aligned} \quad (\text{B.13})$$

$$\bar{F}(k_s) = \frac{1}{k_s} \begin{bmatrix} k_x & k_y \\ k_y & -k_x \end{bmatrix},$$

$$\bar{e} = \begin{bmatrix} e_e \\ e_h \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{i}{k_s} \frac{\partial}{\partial z} \tilde{E}_z \\ \frac{\omega\mu}{k_s} \tilde{H}_z \end{bmatrix}, \quad (\text{B.14})$$

Les équations (B.12) sous la forme matricielle donnée par :

$$\begin{aligned} \tilde{H} &= \begin{bmatrix} \tilde{H}_y \\ -\tilde{H}_x \end{bmatrix} = \frac{1}{k_s} \begin{bmatrix} k_x & k_y \\ k_y & -k_x \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \frac{\omega\epsilon}{k_s} \tilde{E}_z \\ \frac{i}{k_s} \frac{\partial}{\partial z} \tilde{H}_z \end{bmatrix}, \\ &= \bar{F}(k_s) \cdot \begin{bmatrix} h^e \\ h^h \end{bmatrix}, \end{aligned} \quad (\text{B.15})$$

$$\bar{F}(k_s) = \frac{1}{k_s} \begin{bmatrix} k_x & k_y \\ k_y & -k_x \end{bmatrix},$$

$$\bar{h} = \begin{bmatrix} h_e \\ h_h \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\omega\epsilon}{k_s} \tilde{E}_z \\ \frac{i}{k_s} \frac{\partial}{\partial z} \tilde{H}_z \end{bmatrix}, \quad (\text{B.16})$$

L'exposant e et h dans les équations (B.13) et (B.15) dénotent les ondes TM et TE respectivement e^e, e^h, h^e, h^h sont définis par les équations (B.14) et (B.16).

D'après l'équation de propagation (B.6) les formes générales de \tilde{E}_z et \tilde{H}_z , sont données par les relations suivantes :

$$\tilde{E}_z(k_s, z) = A_j^e e^{-ik_z z} + B_j^e e^{ik_z z}, \quad (\text{B.17.a})$$

$$\tilde{H}_z(k_s, z) = A_j^h e^{-ik_z z} + B_j^h e^{ik_z z}, \quad (\text{B.17.b})$$

Où les coefficients spectraux $A_j^e, B_j^e, A_j^h, B_j^h$ sont fonctions de la variable spectrale k_s .

Après substitution des expressions de \tilde{E}_z et \tilde{H}_z données par (B.17) dans (B.14) et (B.16), nous obtenons :

$$e(k_s, z) = A_j(k_s).e^{-ik_z z} + B_j(k_s).e^{ik_z z}, \quad (\text{B.18.a})$$

$$h(k_s, z) = \begin{bmatrix} \frac{\omega \mathcal{E}}{k_s} (A_j^e e^{-ik_z z} + B_j^e e^{ik_z z}) \\ \frac{i}{k_s} \frac{\partial}{\partial z} (A_j^h e^{-ik_z z} + B_j^h e^{ik_z z}) \end{bmatrix},$$

$$h(k_s, z) = \begin{bmatrix} \frac{\omega \mathcal{E}}{k_s} (A_j^e e^{-ik_z z} + B_j^e e^{ik_z z}) \\ \frac{k_z}{k_s} (A_j^h e^{-ik_z z} - B_j^h e^{ik_z z}) \end{bmatrix},$$

$$h(k_s, z) = \begin{bmatrix} \frac{\omega \mathcal{E}}{k_z} & 0 \\ 0 & \frac{k_z}{\omega \mu} \end{bmatrix} . e(k_s, z),$$

$$h(k_s, z) = \bar{g}_j(k_s) . [A_j(k_s) e^{-ik_z z} - B_j(k_s) e^{ik_z z}], \quad (\text{B.18.b})$$

$$g(k_s) = \text{diag}[g^e(k_s), g^h(k_s)] = \text{diag}\left[\frac{\omega \mathcal{E}}{k_z}, \frac{k_z}{\omega \mu}\right],$$

Où A_j et B_j sont deux vecteurs ayant des composantes exprimées en fonction des coefficients spectraux A_j^e, B_j^e, A_j^h et B_j^h comme suit:

$$A_j(k_s) = \begin{bmatrix} \frac{k_{zj}^e}{k_s} A_j^e \\ \frac{\omega \mu}{k_s} A_j^h \end{bmatrix}, \text{ est un vecteur}$$

$$B_j(k_s) = \begin{bmatrix} -\frac{k_{zj}^e}{k_s} B_j^e \\ \frac{\omega\mu}{k_s} B_j^h \end{bmatrix}, \text{ est un vecteur}$$

$$k_{zj} = \begin{bmatrix} k_{zj}^e & 0 \\ 0 & k_{zj}^h \end{bmatrix}, \text{ est une matrice}$$

Le tenseur spectral de Green \mathbf{G} relie le champ électrique tangentiel avec le courant dans plan de patch :

$$\tilde{\mathbf{E}} = \overline{\overline{\mathbf{G}}} \cdot \tilde{\mathbf{J}} \quad (\text{B.19})$$

Avec :

$$\tilde{\mathbf{E}} = \begin{bmatrix} \tilde{E}_x \\ \tilde{E}_y \end{bmatrix}, \quad \tilde{\mathbf{J}} = \begin{bmatrix} \tilde{J}_x \\ \tilde{J}_y \end{bmatrix}, \quad \overline{\overline{\mathbf{G}}} = \begin{bmatrix} G_{xx} & G_{xy} \\ G_{yx} & G_{yy} \end{bmatrix},$$

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

$$\bar{\mathbf{e}} = \overline{\overline{\mathbf{Q}}} \cdot \bar{\mathbf{J}} \quad (\text{B.20})$$

Avec :

$$\bar{\mathbf{e}} = \begin{bmatrix} e^e \\ e^h \end{bmatrix}, \quad \bar{\mathbf{J}} = \begin{bmatrix} J^e \\ J^h \end{bmatrix}, \quad \overline{\overline{\mathbf{Q}}} = \begin{bmatrix} Q^e & 0 \\ 0 & Q^h \end{bmatrix},$$

Il est facile de montrer la relation qui existe entre le tenseur diagonal \mathbf{Q} et le tenseur \mathbf{G} :

$$\overline{\overline{\mathbf{G}}} = \frac{1}{k_s} \begin{bmatrix} k_x & k_y \\ k_y & -k_x \end{bmatrix} \cdot \overline{\overline{\mathbf{Q}}} \cdot \frac{1}{k_s} \begin{bmatrix} k_x & k_y \\ k_y & -k_x \end{bmatrix}, \quad (\text{B.21})$$

Annexe C

Publications internationales dans le cadre de cette thèse

1. **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
2. **S. Bedra**, R. Bedra, S. Benkouda, and T. Fortaki, "Efficient full-wave analysis of inverted circular microstrip antenna," *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 56, pp. 2422–2425, 2014.
3. **S. Bedra**, S. Benkouda, and T. Fortaki, "Analysis of a Circular Microstrip Antenna on Isotropic or Uniaxially Anisotropic Substrate Using Neurospectral Approach," *COMPEL: The International Journal for Computation and Mathematics in Electrical and Electronic Engineering*, Vol. 33, no. 1/2, pp.567–580, 2014
4. **S. Bedra**, R. Bedra, S. Benkouda, and T. Fortaki, "Full-Wave Analysis of Anisotropic Circular Microstrip Antenna with Air Gap Layer," *Progress In Electromagnetics Research M*, Vol. 34, pp. 143–151, 2014.
5. **S. Bedra**, S. Benkouda, M. Amir and T. Fortaki, "Resonant frequency of tunable microstrip ring antenna printed on isotropic or uniaxially anisotropic substrate," *Advanced Electromagnetics*, Vol. 2, no. 2, pp. 6–9, 2013.
6. M. Amir, **S. Bedra**, S. Benkouda, and T. Fortaki, "Bacterial foraging optimisation and method of moments for modelling and optimisation of microstrip antennas," *Microwaves, Antennas & Propagation, IET*, Vol. 8, pp. 295-300, 2014.
7. L. Djouane, **S. Bedra**, R. Bedra, and T. Fortaki, "Neurospectral modeling of rectangular patch with rectangular aperture in the ground plane," *International Journal of Microwave and Wireless Technologies*, Vol. **FirstView**, pp. 1-10, 2014.