



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



Thèse

Présentée pour l'obtention du diplôme de :
Doctorat en 3ème Cycle LMD
Spécialité : en Électronique
Option : Micro-ondes et
télécommunications

Sous le Thème :

Modélisation des antennes microrubans
multicouches par une approche
neurospectrale

Présentée par :

BARKAT Lamia

Devant le jury composé de :

M. BENATIA Djamel	Prof.	Université de Batna 2	Président
M. FORTAKI Tarek	Prof.	Université de Batna 2	Rapporteur
M. MAHAMDI Ramdane	Prof.	Université de Batna 2	Examineur
M. CHAABI Abdelhafid	Prof.	Université de Constantine 1	Examineur
M. BEDRA Sami	Prof.	Université de Khanchela	Invité

Novembre 2022

Remerciements

*Tout d'abord, mes remerciements à mon **DIEU**, le tout puissant pour la volonté, la santé et la patience qu'il m'a donné durant toutes ces longues années d'études afin que je puisse arriver à ce stade.*

*Je voudrais exprimer, par ce modeste travail, ma gratitude et ma considération à Monsieur **Tarek FORTAKI**, Professeur à l'université de Batna 2, pour m'avoir proposé le sujet à l'origine de cette thèse et pour avoir accepté d'encadrer et de diriger mes travaux de recherche et pour tous les efforts qu'elle a consacré avec une attention soutenue, pour leurs qualités scientifiques et humaines qui m'ont beaucoup aidé et guidé tout au long de mes années de thèse.*

*J'adresse mes vifs remerciements à Monsieur **Sami BEDRA** Professeur à l'université de Khenchela pour m'avoir permis de bénéficier de son aide consistante, de ses conseils judicieux, de ses connaissances intéressantes dans la matière, et pour l'intérêt qu'il a manifesté pour ce travail.*

*Je remercie très sincèrement Monsieur le Professeur **Djamel BENATIA**, de l'université de Batna 2, pour l'intérêt qu'il a manifesté pour ce travail et d'avoir accepté de présider le jury de cette thèse.*

Je remercie beaucoup les membres du jury qui ont bien voulu rapporter et juger le travail présenté dans cette thèse.

- *Monsieur Ramdane **MAHAMDI**, Professeur à l'université de Batna 2.*
- *Monsieur **Abdelhafid CHAABI**, Professeur à l'université des frères Mentouri Constantine 1.*
- *Monsieur **Sami BEDRA**, Professeur à l'université de Khenchela.*

Je tiens à remercier particulièrement tous les enseignants du département d'électronique de l'université de Batna 2, qui ont veillé à notre formation.

Mes remerciements vont également à tout le personnel du département d'électronique de l'université de Batna 2 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

À :

Mes chers parents

Mon cher mari

Ma sœur et mes deux frères

Mes petites filles

Ma famille

Tous mes amis

Tous ceux que j'aime et qui m'aiment

Je dédie cette thèse

Table des matières

Table des matières

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

Chapitre I

Généralités sur les structures microrubans

1. Introduction	9
2. Description des antennes microrubans	9
3. Description des éléments constitutifs d'une antenne microruban	10
3.1 Les couches métalliques	10
3.2 Le substrat	11
4. Caractéristiques des antennes	12
5. Principe de fonctionnement	23
6. Avantages et inconvénients	25
7. Domaines d'applications	26
8. Technique d'alimentation	26
8.1 Excitation par contact direct	27
➤ Alimentation par ligne microruban	27
➤ Excitation par sonde coaxial	28
➤ Alimentation mixte par ligne microruban et coaxiale	29
➤ Alimentation par fibre optique	30
8.2 Alimentations par couplage électromagnétique	30
➤ Alimentation couplée par fente (ouverture)	30
➤ Alimentation couplée par ligne entrée	31
➤ Alimentation par guide d'onde coplanaire	32
9. Méthodes d'analyses	33
9.1 Méthodes analytiques (approximatives)	33
➤ Le modèle de la ligne de transmission	33
➤ Modèle de la cavité simple	34
9.2 Méthodes numériques (rigoureuses)	34
➤ Méthode des différences finies (FDM)	35
➤ Méthode des éléments finis (FEM)	36
➤ Méthodes des moments	37

➤ <i>Méthode d'analyse spectrale</i>	37
9.3 Méthodes d'optimisation et d'approximation	38
➤ <i>Algorithmes génétiques</i>	38
➤ <i>Réseaux de neurones artificiels</i>	39
10 Conclusion.....	39
11 Références bibliographiques	40

Chapitre II

Généralité sur les réseaux de neurones artificiels

1. Introduction	45
2. Historique sur les réseaux de neurones artificiels	45
3. Le neurone biologique.....	45
4. Neurone formel.....	47
5. Architectures des réseaux neuronaux	47
5.1 Réseaux non bouclés (non récurrents, statique, acyclique).....	48
5.1.1 <i>Le perceptron monocouche</i>	49
5.1.2 <i>Le perceptron multicouche à rétro propagation du gradient</i> ...	51
5.1.3 <i>Les réseaux à fonction radiale RBF</i>	53
5.2 Réseaux bouclés (récurrents, dynamique, cyclique)	55
5.2.1 <i>Réseaux à couche</i>	55
➤ <i>Jordan</i>	55
➤ <i>Elman</i>	56
5.2.2 <i>Réseaux à compétition</i>	57
➤ <i>Art</i>	57
➤ <i>Kohonen</i>	59
5.2.3 <i>Réseaux à connexion symétrique</i>	60
➤ <i>Hopfield</i>	60
6. Choix d'architecture	60
7. Apprentissage	61
7.1 Types d'apprentissage	62
7.2 Algorithmes d'apprentissage	64
8. Des étapes de conception d'un réseau.....	65
9. Domaines d'application.....	68

10. Conclusion.....	68
11. Références bibliographiques	70

Chapitre III

Méthode neurocavité pour l'analyse des antennes microrubans annulaires utilisant les réseaux MLP et RBF

1. Introduction	73
2. Formulation de problème	74
3. Modèle RNA pour une antenne microruban annulaire	76
A. Réseaux perceptrons multicouches.....	78
B. Structures de réseaux de neurones.....	79
4. Passage bicouche a monocouche.....	79
5. Résultats et discussion.....	80
6. Conclusion.....	85
7. Références bibliographiques	87

Chapitre IV

Caractéristiques de résonance d'une antenne microruban rectangulaire par la méthode neurospectrale

1. Introduction	90
2. Formulation du problème.....	91
3. Solution par la méthode des moments	94
4. Les réseaux des neurones artificiels	96
5. Résultats numériques et discussion	102
6. Conclusion.....	108
7. Références bibliographiques	109
Conclusion générale	113
Résumé.....	117

Introduction générale

Introduction générale

La technologie de la télécommunication a pris un saut gigantesque depuis les années cinquante, ainsi que la technologie des antennes, mais à cette époque les antennes avaient beaucoup d'inconvénients par rapport au seul avantage qui été la communication sans fils.

De grandes recherches ont été menées pour améliorer la télécommunication sans fil. En résultat de ces recherches, une nouvelle technologie révolutionnaire a vu le jour, cette technologie appelée les antennes microrubans ; qui sont des antennes constituées d'une plaque conductrice profilée directement sur une surface diélectrique.

Ces antennes ont beaucoup d'avantages pour la télécommunication dont on peut citer : le faible poids et épaisseur, leur volume réduit, la conformabilité et la possibilité d'intégrer les circuits microondes au niveau des antennes. Ajoutons que la simplicité de leurs structures fait que ce type d'antenne est adapté au faible coût de fabrication [1], [2].

Bien que les antennes microrubans présentent un grand intérêt grâce à leur commodité et compatibilité avec les instruments de télécommunications les plus récents, ce type d'antennes rencontre toujours des problèmes, et notamment leur faible gain et limitation de leur bande, qu'on essaye d'optimiser afin d'obtenir des meilleures performances avec les moindres coûts [3]. Pour y remédier à ces inconvénients plusieurs travaux de recherche ont été menés et ont abouti à des progrès considérables améliorant les performances de ces antennes [4]. La méthode la plus simple pour élargir la bande passante consiste à augmenter l'épaisseur du substrat diélectrique entre l'élément rayonnant et le plan de masse et pour cette raison nous proposons l'utilisation d'une structure bicouche en particulier à gap d'air [5], [6].

Nous citons également l'utilisation des substrats diélectriques anisotropes pour élargir la bande passante. Il a été montré que le paramètre le plus sensible lors de l'estimation des performances d'une antenne microruban est la constante diélectrique du substrat [19]. Cependant, beaucoup de substrats pratiques utilisés dans les structures microrubans exhibent un taux significatif d'anisotropie, spécialement l'anisotropie uniaxiale [20], [21]. Parmi ces substrats pratiques, nous citons le Saphir, l'Epsilam-10 et la Nitrure de Bore. Cette anisotropie affecte les performances des antennes imprimées, et donc une caractérisation et conception

précises de ces dernières doivent tenir compte de cet effet. 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 hors de leur bande fréquentielle prévue [8].

Depuis l'avènement des antennes microrubans, plusieurs méthodes d'analyse ont été utilisées. Ces méthodes peuvent être classées en deux catégories principales [7] :

La première catégorie regroupe les méthodes analytiques simples. Parmi ces méthodes nous citons le modèle de la ligne de transmission et celui de la cavité. Bien qu'il soit facile à employer le modèle de ligne de transmission il a quelques inconvénients inhérents. Ces inconvénients peuvent être surmontés en employant le modèle de cavité. Ce modèle est quant à lui plus précis que le modèle de la ligne de transmission mais en même temps relativement plus complexe. Cependant il donne une bonne interprétation physique et modélise difficilement le couplage bien qu'il donne de bons résultats [8]. Ce modèle convient aux différentes géométries de plaques telles que des anneaux, des rectangles, des triangles et des ellipses [9]. Le modèle de cavité n'est pas un modèle idéalement convenable à résoudre tous les problèmes, mais il a été employé avec grand succès pour des antennes de formes régulières.

Vue que ce modèle est fondé sur des approximations qui peuvent donner lieu à des résultats inexacts, notamment pour des applications qui requièrent un substrat épais ou une constante diélectrique élevée [10]; une deuxième catégorie dites méthodes d'analyse rigoureuses ont été proposées pour ôter ces limitations. Ces méthodes sont fondées sur la base de formalismes mathématiques complexes, ne peuvent conduire à des résultats exploitables que par le biais d'une résolution numérique. Elles n'ont connu un véritable challenge dans la conception des antennes imprimées qu'avec l'accroissement des performances des ordinateurs [11]. Parmi ces méthodes, l'approche spectrale s'avère être la plus pertinente [12], [13]. Bien qu'elle fournisse des résultats précis, l'inconvénient inhérent à cette approche est la complexité de la formulation mathématique ainsi que la nature itérative de la solution nécessitant ainsi un temps de calcul énorme. En raison de ces problèmes, il s'avère donc nécessaire de trouver une alternative à cette approche [14].

Pour cela des méthodes d'approximations et d'optimisations sont mises en place,

une de ces méthodes est l'approche des réseaux de neurones artificiels. 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 lorsqu'on lui présente de nouvelles données non vues durant l'apprentissage [4]. Cependant, la taille des matrices nécessaires à l'apprentissage et le test croît exponentiellement avec le nombre de paramètres du modèle. Dans cette thèse, nous avons fait en premier lieu une fusion entre le modèle de cavité et la technique des réseaux de neurones pour analyser une antenne microruban de forme annulaire. Et finalement, nous avons utilisé la méthode spectrale conjointement avec les réseaux de neurones pour l'étude d'une antenne microruban de forme rectangulaire. Notons que les modèles proposés sont très robustes et puissants [7].

En outre de l'introduction générale et de la conclusion générale, l'approche retenue dans le cadre de cette thèse est la suivante :

Le chapitre 1, constitue un aperçu général sur les antennes microrubans, leurs différentes techniques d'alimentation, leurs applications. Ceci a conduit aux différentes méthodes d'analyse, d'optimisation et d'approximation.

Le chapitre 2, est consacré à une revue bibliographique centrée sur les définitions essentielles des réseaux de neurones et notamment leur apprentissage. Ensuite, nous présentons les différents types des réseaux de neurones artificiels. Puis, nous décrivons les étapes de conception d'un modèle neuronal. Enfin, nous exposons des applications destinées à montrer l'intérêt de l'utilisation des réseaux de neurones dans le domaine des télécommunications.

Dans le chapitre 3, nous appliquons une approche basée sur la méthode de la cavité avec des réseaux de neurones artificiels (LMP et RBF) pour l'analyse d'une antenne microruban ayant une forme annulaire. Avant de connaître l'effet des paramètres physiques sur la fréquence de résonance, nous devons d'abord valider notre approche proposée. Ensuite, nous étudierons les effets de différents paramètres sur les caractéristiques de résonance pour les modes fondamentaux et les modes d'ordre supérieur. Étant donné que le modèle de cavité est numériquement assez efficace lorsqu'il est couplé à un réseau neuronal approprié, cette combinaison serait un outil de conception très robuste.

La fréquence de résonance d'une antenne microruban dépend des paramètres

structuraux, et il est évident que si on veut changer cette fréquence, une nouvelle antenne est nécessaire. Dans le but d'avoir une antenne à fréquence réglable, un gap d'air peut être inséré entre le plan de masse et le substrat résultant en une structure bicouche. Dans ce chapitre, le modèle développé sera également capable d'analyser une antenne anneau circulaire ayant un gap d'air.

Dans le chapitre 4, l'objectif de ce chapitre est de présenter une nouvelle approche basée sur les réseaux de neurones artificiels (RNA) et les connaissances électromagnétiques (EM) [16]. Nous introduisons les réseaux neuronaux artificiels dans l'analyse de l'antenne rectangulaire afin de réduire la complexité de l'approche spectrale et de minimiser le temps CPU nécessaire pour obtenir les résultats numériques. Deux points sont particulièrement à souligner. En premier lieu, nous avons démontré la force de l'approche neurospectrale dans la modélisation des antennes à l'aide des RNA combinée avec la connaissance EM pour développer un modèle neuronal pour le calcul de la fréquence de résonance et de la bande passante de l'antenne rectangulaire imprimé sur un substrat isotrope ou à anisotropie uniaxial. En deuxième lieu, en utilisant la modélisation inverse, un RNA est construit afin de déterminer les dimensions de l'antenne pour des valeurs spécifiques la fréquence de résonance, la constante diélectrique et la hauteur du substrat. Les modèles RNA présentés dans ce chapitre sont simples, faciles à appliquer et très utiles pour les concepteurs d'antennes pour prédire les dimensions du patch et la fréquence de résonance. Au meilleur de nos connaissances, ce sujet n'a pas été rapporté dans la littérature ouverte ; Les seuls résultats publiés sur la modélisation ou la conception d'une antenne microruban rectangulaire utilisant l'approche neurospectrale concernent des substrats isotropes [17-18].

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.

Références bibliographiques

- [1] 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.
- [2] 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.
- [3] 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.
- [4] 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.
- [5] 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.
- [6] Randa Bedra, "**Etude d'une antenne supraconductrice couverte par une couche diélectrique**", thèse de doctorat, Département d'électronique, université de Batna 2, 2018.
- [7] Y. Tighilt, "**Identifications des antennes microrubans multicouches par la méthode spectrale et les réseaux de neurones,**" Thèse de Doctorat, Université de Setif, 2011.
- [8] S. Bedra, "**Evaluation analytique et numérique des caractéristiques électromagnétiques des structures microbandes ouvertes,**" Thèse doctorat e- sciences, Département d'électronique, université de Batna 2, 2015.
- [9] Ahmed Belguessoum, "**Conception et réalisation d'une antenne mutibandes alimentée par un guide coplanaire CPW**", Thèse de doctorat, Université de Ottawa, 2008
- [10] Ouarda Barkat, "**Etude et Synthèse des Caractéristiques de Réseaux d'antennes Imprimées Supraconductrices dans la Bande Millimétrique**", Thèse de doctorat en science, Université de Constantine, 2003
- [11] S. Bedra, "**Evaluation analytique et numérique des caractéristiques électromagnétiques**

- des structures microbandes ouvertes,"** Thèse doctorat e- sciences, Département d'électronique, université de Batna 2, 2015.
- [12] S. Benkouda, A. Messai, M. Amir, S. Bedra, and T. Fortaki, "**Characteristics of a high Tc superconducting rectangular microstrip patch on uniaxially anisotropic substrate,**" *Physica C*, vol. 502, pp. 70-75, 2014.
- [13] S. Bedra, R. Bedra, S. Benkouda, and T. Fortaki, "**Analysis of HTS circular patch antennas including radome effects,**" *International Journal of Microwave and Wireless Technologies*, vol. 10, pp. 843-850, 2018.
- [14] Mahamdi Ahmed, "**Modélisation et Optimisation des Structures Rayonnantes par des Méthodes Hybrides. Application aux Antennes à Eléments Rayonnants Imprimés et aux Antennes à Résonateurs Diélectriques**", Thèse doctorat e-sciences, Département d'électronique, université de Constantine, 2021.
- [16] Bouttout, F.; Benabdelaziz, F.; Benghalia, A.; Khedrouche, D.; Fortaki, T.: "**Uniaxially anisotropic substrate effects on resonance of rectangular microstrip patch antenna**". *Electron. Lett.*, 35 (4) (1999), 255–256.
- [17] Mishra, R.; Patnaik, A.: "**Neurospectral computation for complex resonant frequency of microstrip resonators**". *IEEE Microw. Guided Wave Lett.*, 9 (9) (1999), 351–353.
- [18] Bedra, S.; Benkouda, S.; Fortaki, T.: "**Analysis of a circular microstrip antenna on isotropic or uniaxially anisotropic substrate using neurospectral approach**". *COMPEL: Int. J. Comput. Math. Electr. Electron. Eng.*, 33 (1/2) (2014), 567–580.
- [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, Université de Constantine, Juin 2004.
- [20] T. Fortaki, "**Caractérisation d'une antenne microbande rectangulaire. Effets de l'anisotropie uniaxiale du substrat,**" Thèse de Magister, Université de Constantine, 1999.
- [21] T. Fortaki et A. Benghalia, "**Modélisation d'une antenne microbande par une nouvelle approche de la fonction tensorielle de Green dans le domaine spectral,**" dans *Proc. 1ère Conférence Maghrébine en Génie Electrique*, vol. 1, pp. 162-165, Université de Constantine, Algérie, 4-6, 1999.

Chapitre I

Généralités sur les structures microrubans

1 Introduction

Aux années cinquante, une nouvelle technologie a été révolutionnée le domaine des antennes, cette technologie a été appelée LES ANTENNES MICRUBANS (appelée aussi antennes imprimées, à élément rayonnant, plaquées, ou même patch ou microstrip en anglais), mais cette dernière n'a été développée qu'aux débuts des années soixante-dix pour subvenir aux besoins des corps militaires, domaines astronomiques et de télécommunication. Ce type d'antenne connue pour sa robustesse et flexibilité ; quand il est monté sur des surfaces rigides présente une facilité à s'adapter sur des surfaces planes et non-planes [1] [2].

Dans ce chapitre nous allons expliquer des généralités sur les antennes microrubans en débutant par la description et les caractéristiques de ces derniers et leurs mécanismes de rayonnement, passant par leurs avantages et inconvénients pour arriver à son application en abordant bien sur leurs méthodes d'excitation, Enfin, nous allons présenter quelques méthodes d'analyse et méthodes d'optimisations les plus utilisées.

2 Description des antennes microrubans

Une antenne microruban se consiste d'un mince conducteur métallique de forme quelconque (rectangulaire, circulaire, triangulaire, disque, ...) appelé élément rayonnant déposé sur la surface d'un substrat diélectrique, qui présente sur l'autre face un plan conducteur (le plan de masse) [3] [6] [7].

La plaque rayonnante est généralement constituée de cuivre ou d'or (à cause de leur conductivité élevés), elle peut avoir une forme arbitraire, mais les formes régulières sont les plus utilisées pour faciliter leurs analyses et leur modélisation [4], dont la forme rectangulaire est la plus courante. Sa structure est détaillée ci-dessous [3] :

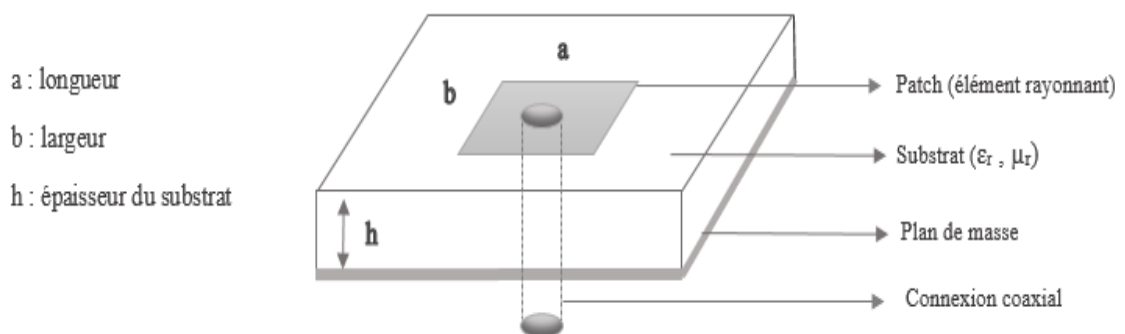


Figure I.1. Présentation d'une antenne microruban.

L'épaisseur de la couche diélectrique, les caractéristiques du substrat diélectrique (permittivité ϵ_r , perte par diélectriques ...), les dimensions du conducteur métallique supérieure (longueur et largeur du rectangle, rayon du disque ...), sont les grandeurs qui caractérisent l'antenne microbande [5].

3 Description des éléments constitutifs d'une antenne microruban

Une antenne microruban est constituée d'une couche métallique d'épaisseur très fine (très inférieure à la longueur d'onde dans le vide λ_0) placée sur un plan de masse métallique à une hauteur proportionnelle à la longueur d'onde comprise entre $0.003 \lambda_0$ et $0.05 \lambda_0$, et séparée par un substrat mince en matériau isolant, généralement « un diélectrique » [2].

3.1 Les couches métalliques

La métallisation dans les circuits microruban peut être réalisée de deux manières fondamentalement différentes [8] :

- Dans la technique des couches épaisses, on dépose une pate métallique sur la région que l'on souhaite recouvrir, à travers un masque qui définit le circuit à réaliser (technique de la sérigraphie). La structure est alors chauffée au four, pour faire évaporer les solvants. Cette méthode ne fournit en général pas une résolution suffisante aux hyperfréquences. Elle n'y est de ce fait que rarement utilisée [8].
- Dans la technique des couches minces, on recouvre entièrement la face du substrat (soit par évaporation sous vide, soit par adhésion d'une fine pellicule métallique), et on enlève ensuite une partie de la couche métallisée. On fait usage dans ce but de procédés photolithographies : le métal est recouvert d'une couche photosensible, que l'on expose à la lumière à travers le masque du circuit à réaliser après quoi une attaque chimique enlève le métal dans les régions exposées. En procédant avec soin, il est possible d'obtenir la révolution requise pour des circuits en hyperfréquences [8].

La couche inférieure de l'antenne imprimée joue le rôle d'un plan de masse parfaitement réflecteur, elle est souvent métallique et réalisée avec de très bons conducteurs : le cuivre ($\sigma = 5.7 \times 10^7 \text{ s/m}$), L'argent ($\sigma = 6.2 \times 10^7 \text{ s/m}$), et l'or ($\sigma = 4.1 \times 10^7 \text{ s/m}$) [2].

La couche supérieure peut comporter un ou plusieurs éléments métalliques qui s'appellent "éléments rayonnants, pavés, plaques rayonnantes ou patches en anglais", son rôle principal consiste à rayonner l'énergie. Physiquement le patch est un conducteur mince (son épaisseur est souvent négligeable car elle est de l'ordre de quelques microns), et dans la plupart des applications pratiques il est de forme rectangulaire ou circulaire, mais en général d'autres géométries sont possibles à tester, dont la forme triangulaire [2].

Les matériaux les plus utilisés pour la réalisation des patches sont généralement le cuivre, l'argent et l'or, mais d'autres matériaux et polymères conducteurs sont actuellement en étude [2].

Les supraconducteurs ont prouvé une grande performance [9]. H. Rmili [10] a prouvé aussi la faisabilité de réaliser une antenne imprimée avec un patch en polyaniline (ou pani) [2].

3.2 Le substrat

La couche intermédiaire est le substrat diélectrique, son importance réside dans son influence directe sur la fréquence de résonance, la bande passante, et par conséquent le rayonnement de l'antenne, car une bonne partie des ondes susceptibles de se propager est retournée dans ce dernier, il s'agit des ondes guidées [11] [2]. La sélection du matériau du substrat est basée sur les caractéristiques désirées de ce dernier pour des performances optimales selon la spécification et les classes des fréquences [12] [2].

Les substrats doivent être de permittivité relative faible ($\epsilon_r \geq 3$) de façon à permettre le rayonnement, et éviter le confinement des champs. La classe des valeurs de la constante diélectrique du substrat s'étale de 2.2 à 12 pour opérer aux fréquences allant de 1 à 100GHZ, et les matériaux les plus couramment utilisés sont des composites à base de téflon ($2 \leq \epsilon_r \leq 3$, $ettg\delta \approx 10^{-3}$), du polypropylène ($\epsilon_r = 2.18$, $ettg\delta = 3.10^{-4}$), ainsi que des mousses synthétiques contenant beaucoup de minuscules poches d'air ($\epsilon_r = 10.3$, $ettg\delta \approx 10^{-3}$) [13]. [2].

Actuellement les cristaux photoniques sont les plus favorisés pour les antennes imprimées et même pour d'autres applications en micro-ondes, plusieurs travaux ont été menés et publiés dans ce sens. En 2002 Keith Huie [14], a approuvé que les antennes

avec substrat contenant des cristaux photoniques ou une structure composite, puissent réduire les ondes de surfaces et interdisent la formation des modes du substrat, et conduisent à réduire les lobes secondaires [2].

Les matériaux Chiraux [15] et le milieu bianisotropique généralisé [16] sont récemment utilisés pour les antennes imprimées et présentent certaines propriétés intéressantes et utiles, tel que l'amélioration de la directivité et la largeur de bande, le transfert de fréquences, le contrôle du modèle de radiation, et la réduction du volume de l'antenne pour une fréquence d'opération donnée.

L'épaisseur du substrat est d'une importance considérable pour l'antenne microruban, car la meilleure et directe opération utilisée pour améliorer la largeur de bande, est d'utiliser un substrat plus épais avec un constant diélectrique plus petit [2].

4 Caractéristiques des antennes

Une antenne est caractérisée par différents paramètres qu'on peut classer en deux grands groupes, le premier considère l'antenne comme un circuit électrique et le deuxième s'intéresse aux propriétés de rayonnement de l'antenne.

➤ *Présentation en quadripôles*

Une antenne peut être représentée comme un quadripôle (figure I.2), défini par les paramètres S :

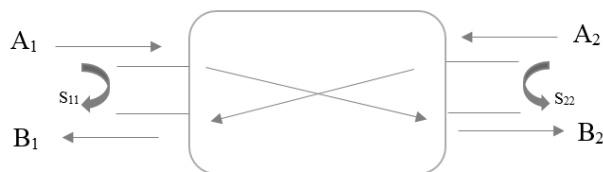


Figure I.2. Représentation en quadripôle.

A_1, A_2, B_1, B_2 sont des ondes de puissance.

On a les relations suivantes :

$$B_1 = S_{11} \times A_1 + S_{12} \times A_2$$

$$B_2 = S_{21} \times A_1 + S_{22} \times A_2$$

Le coefficient S_{11} correspond à la réflexion en entrée des quadripôles lorsque $A_2 = 0$

Le coefficient S_{12} représente la transmission de la puissance entrant en sortie vers l'entrée lorsque $A_1 = 0$.

Le coefficient S_{21} est le gain du quadripôle lorsque $A_2 = 0$

Le coefficient S_{22} est la réflexion en sortie du quadripôle lorsque $A_1 = 0$

➤ **Impédance d'entrée**

L'impédance d'entrée de l'antenne est l'impédance vue de la part de la ligne d'alimentation au niveau de l'antenne.

Cette impédance est définie comme le rapport entre la tension et le courant aux terminaux de l'antenne ou comme le rapport entre les composantes appropriées des champs électriques et magnétiques.

L'antenne peut être représentée par un dipôle d'impédance d'entrée complexe

$$Z_e(f) = R_e(f) + jX_e(f) \tag{I.1}$$

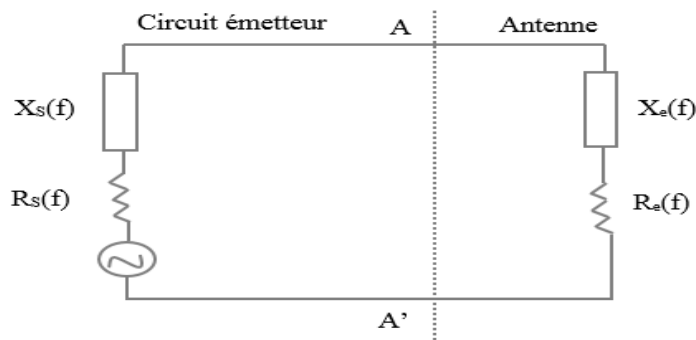


Figure I.3. Schéma équivalent du dispositif à l'émission.

La partie réelle de l'impédance $R_e(f)$ caractérise la puissance dissipée par l'antenne sous forme de rayonnement et de pertes diverses dans la structure (onde de surface, pertes diélectriques, effet joule ...).

Elle s'écrit comme suit : $R_e = R_{pertes} + R_{ray}$ (I.2)

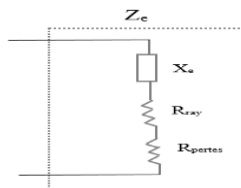


Figure I.4. Représentation de l'impédance de l'antenne.

La partie imaginaire $X_e(f)$, d'interprétation plus délicate, représente la puissance réactive concentrée au voisinage immédiat de l'antenne et au déphasage.

Cette impédance dépend bien évidemment de la géométrie de l'antenne mais aussi du couplage entre la ligne et l'antenne. L'impédance d'entrée de l'antenne que l'on souhaite la plus proche possible de 50Ω en partie réelle, et nulle en partie imaginaire, dépend du type d'alimentation [3].

Pour s'assurer que la puissance a été transférée de l'alimentation vers l'antenne, il est nécessaire d'avoir une adaptation d'impédance. Le transfert maximal de puissance est obtenu lorsque l'impédance de l'alimentation est égale à l'impédance conjuguée de l'antenne et comme S_{11} est fonction de la fréquence alors $Z_e(f)$ varie aussi avec la fréquence.

Cette impédance d'entrée en fonction de S_{11} est donnée par la formule (I.3):

$$Z_e = Z_c \frac{1 + s_{11}}{1 - s_{11}} \quad (\text{I.3})$$

➤ **Coefficient de réflexion**

Le coefficient de réflexion d'une antenne représente le rapport des amplitudes des ondes incidentes sur les ondes réfléchies.

Pour une antenne d'impédance $Z_e(f)$, reliée à la source par une ligne d'impédance caractéristique Z_c , le coefficient de réflexion peut être défini comme suite

$$S_{11}(f) = \frac{Z_e(f) - Z_c}{Z_e(f) + Z_c} \quad \text{Où } Z_c \text{ est en général égale à } 50 \text{ Ohms.} \quad (\text{I.4})$$

Ce paramètre permet de caractériser l'adaptation de l'antenne qui est idéale lorsque $S_{11}(f) = 0$, c'est à dire lorsque l'impédance d'entrée de l'antenne vaut $Z_e(f) = Z_c$.

Le coefficient de réflexion permet de connaître la qualité d'adaptation d'une antenne. En effet, plus son module tend vers l'infini, plus l'antenne est adaptée.

Souvent, la fréquence de résonance d'une antenne est celle où le coefficient de réflexion est minimal.

Dans la pratique, l'adaptation est délicate par rapport à la géométrie de l'antenne, la fréquence, l'endroit de la ligne d'alimentation ou encore l'impédance d'entrée. Ces paramètres jouent un rôle plus ou moins fort [4].

➤ **Puissance rayonne**

Une antenne sert à convertir une puissance électrique en une puissance rayonnée, c'est-à-dire transportée par une onde électromagnétique, qui peut se propager dans toutes les directions de l'espace. Les directions dans lesquelles cette puissance va dépendre des caractéristiques de l'antenne. Commençons par exprimer la puissance rayonnée par une antenne quelconque, dont le centre est placé au centre d'un repère sphérique et connectée à une source qui lui fournit une puissance électrique P_E . La puissance rayonnée dans une direction quelconque (θ, φ) dans un angle solide Ω (exprimé en stéradian sr) est donnée par l'équation (I.5). La puissance fournie à une surface élémentaire située à une distance R est donnée par l'équation (I.6). La puissance rayonnée totale correspond à la somme des puissances rayonnées dans toutes les directions de l'espace (équation (I.7) [3].

$$P(\theta, \varphi) = \frac{P_E}{\Omega} \tag{I.5}$$

$$P(\theta, \varphi) = \frac{P_E}{\Omega R^2} \tag{I.6}$$

$$P_{Tot}(\theta, \varphi) = \int_{\theta} \int_{\varphi} P(\theta, \varphi) d\varphi d\theta \tag{I.7}$$

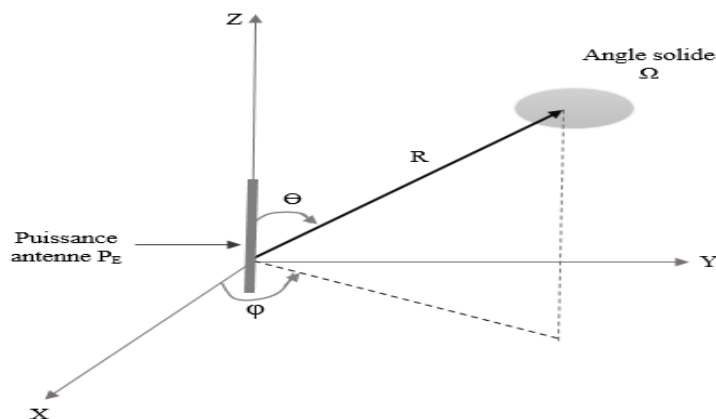


Figure I.5. Puissance rayonnée par une antenne dans une direction de l'espace.

Dans le cas d'une antenne sans pertes et d'une propagation dans un milieu homogène et isotrope, une antenne isotrope est une source ponctuelle qui rayonne une onde sphérique, c'est-à-dire de manière constante dans toutes les directions de l'espace la puissance PA fournie par l'alimentation.

Bien qu'une telle antenne n'ait pas de réalité physique, elle est considérée comme une antenne de référence.

$$\text{Puissance rayonnée par unité d'angle solide : } P(\theta, \varphi) = \frac{P_E}{4\pi} \quad (\text{I.8})$$

$$\text{Puissance rayonnée par unité de surface : } P(R, \theta, \varphi) = \frac{P_E}{4\pi R^2} \quad (\text{I.9})$$

A partir de la mesure de la puissance rayonnée, il est possible de déterminer la valeur du champ électrique. En espace libre et en champ lointain, la puissance transportée par l'onde est donnée par le vecteur de Poynting (équation 10) et les champs E et H sont perpendiculaires, en phase et reliés par l'impédance d'onde. On peut en déduire la relation suivante :

$$P = \frac{1}{2} E.H = \frac{1}{2} \cdot \frac{E^2}{\eta} = \frac{P_E}{4\pi R^2} \quad (\text{I.10})$$

➤ *Resistance de rayonnement*

Il ne s'agit pas de la résistance liée aux pertes ohmiques de l'antenne, mais de la perte de puissance liée à l'onde électromagnétique rayonnée par l'antenne. Il s'agit donc d'une puissance active. Une grande résistance de rayonnement indique une forte capacité à convertir l'énergie électrique incidente (lié au courant qui « passe » dans la résistance de rayonnement) en énergie électromagnétique [3].

Soit P_r la puissance active rayonnée par une antenne. S'il est possible de connaître le courant I_A en un point A de cette antenne, nous définissons la résistance de rayonnement en ce point par le rapport [6] :

$$R_A = \frac{2.P_r}{I_A^2} \quad (\text{I.11})$$

➤ **Rendement**

Le rendement d'une antenne est alors défini comme étant le rapport entre l'énergie rayonnée par une antenne et celle que lui fournit l'alimentation. Elle est exprimée par [6] :

$$\eta = \frac{P_r}{P_r + P_p} \quad (\text{I.12})$$

P_r : Résistance liée à son rayonnement.

P_p : Résistance liée aux pertes de l'antenne.

Donc, n'importe quelle augmentation dans la bande passante, due aux pertes, est accompagnée d'une réduction du rendement [4].

➤ **Directivité**

On dit qu'une antenne est directive quand elle concentre l'énergie qu'elle rayonne dans une direction de l'espace.

La directivité d'une antenne dans une direction (θ, φ) est le rapport entre la densité de puissance rayonnée dans une direction donnée (θ, φ) et la densité de puissance d'une antenne isotrope.

$$D(\theta, \varphi) = \frac{P(\theta, \varphi)}{P_{iso}(\theta, \varphi)} \quad (\text{I.13})$$

Soit P_R la puissance rayonnée totale, on dit que l'antenne est isotrope quand la densité stérique dans n'importe quelle direction donnée s'exprime :

$$P_{iso}(\theta, \varphi) = \frac{P_R(\theta, \varphi)}{4\pi} \quad (\text{I.14})$$

$$\text{Donc : } D(\theta, \varphi) = \frac{P(\theta, \varphi)}{\frac{P_R}{4\pi}} = 4\pi \frac{P(\theta, \varphi)}{P_R} \quad (\text{I.15})$$

Une antenne isotrope rayonne uniformément la même densité de puissance quelque soit la direction [6].

L'antenne isotrope est impossible à réaliser dans la pratique.

➤ **Gain**

Le gain d'une antenne est une caractéristique importante de ses performances au sein d'un système.

Si P_E puissance fournie à une antenne via une ligne de pertes e avec un coefficient de réflexion en tension S_{11} , la puissance émise est :

$$P_R = e.(1 - |S_{11}|^2).P_E \quad (\text{I.16})$$

$$\text{Avec : } \eta = e.(1 - |S_{11}|^2) \quad (\text{I.17})$$

$$\text{Donc : } P_R = \eta.P_E \quad (\text{I.18})$$

Le gain réalisé de l'antenne est relié à la directivité par la relation suivante :

$$G(\theta, \varphi) = \eta D(\theta, \varphi) \quad (\text{I.19})$$

Le gain est donc défini de la même manière que la directivité en tenant compte de la puissance fournie à l'antenne :

$$G(\theta, \varphi) = \frac{P(\theta, \varphi)}{\frac{P_E}{4\pi}} = 4\pi \frac{P(\theta, \varphi)}{P_E} \quad (\text{I.20})$$

Pour simplifier, on considère une antenne sans pertes et parfaitement adaptée donc :

$$G(\theta, \varphi) = D(\theta, \varphi) \quad (\text{I.21})$$

➤ **Bande passante**

La largeur de bande d'une antenne, appelé aussi bande passante est difficile à définir de manière générale. La plupart des caractéristiques de l'antenne (gain, polarisation et impédance) sont fonction de la fréquence et la variation de l'un de ces paramètres peut limiter la bande passante de l'antenne conçue pour un objectif bien défini [24].

La définition de la bande d'utilisation peut être limitée par [6] :

- Le Rapport d'onde stationnaire ROS maximal admissible (désadaptation de l'antenne par rapport aux systèmes d'émission et / ou de réception), par exemple $ROS < 2$.
- La variation du gain de l'antenne.
- La déformation du diagramme de rayonnement en fonction de la fréquence.
- En fonction du coefficient de réflexion, à condition que le diagramme de rayonnement ne change pas sur cette bande.
- Le rapport du facteur de qualité de l'antenne à la fréquence de résonance.

La bande passante d'une antenne patch est relativement faible, seulement quelques pourcentages de la fréquence centrale. Elle est définie comme suit :

$$B(\%) = 100 \times \frac{f_s - f_i}{f_c} \quad (I.22)$$

Où f_c est la fréquence centrale d'utilisation pour laquelle l'antenne est conçue.

f_s Et f_i sont les fréquences limites supérieures et inférieures (pour un ROS donné).

Pour accroître la bande passante, il est possible d'augmenter l'épaisseur du substrat pour réduire le facteur de qualité de la cavité résonante (tout en conservant un substrat suffisamment fin pour conserver l'effet de cavité). Il est aussi possible de modifier la méthode d'alimentation du patch, ou couplages entre antennes résonantes (2 patches superposés) [3].

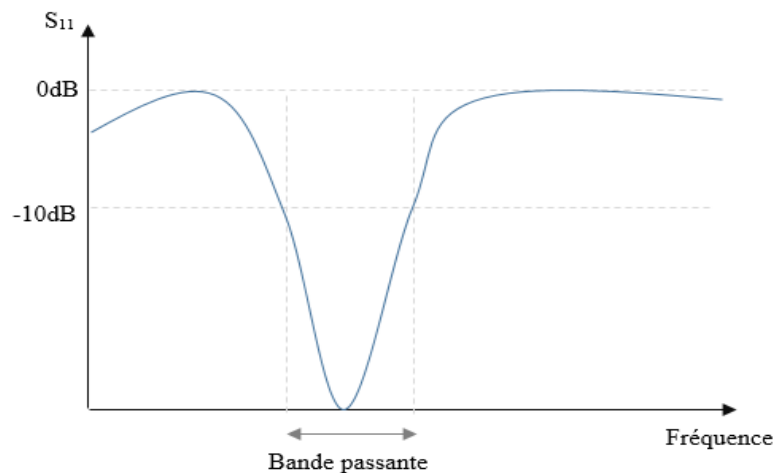


Figure I.6. Bande passante et coefficient de réflexion.

➤ **Polarisation**

La polarisation d'une antenne dérive de l'orientation du champ électrique émis. Elle est définie par le type de polarisation d'onde qu'elle transmet dans une direction donnée (généralement dans l'axe principal), et dans la zone lointaine [4].

Une antenne émet une onde électromagnétique qui est décrite par 3 vecteurs :

- k , le vecteur d'onde qui est colinéaire à la direction de propagation

- E , le vecteur champ électrique

- H , le vecteur champ magnétique

L'état de polarisation de l'onde qu'une antenne rayonne peut-être :

✓ **Polarisation rectiligne ou linéaire :**

La polarisation de l'onde est dite rectiligne ou linéaire lorsque le champ électrique E se propage en maintenant une direction constante dans le temps

✓ **Polarisation circulaire :**

A une coordonnée $z=z_0$, le long de l'axe de propagation, l'extrémité du champ harmonique E décrit un cercle à vitesse angulaire constante ω dans le plan perpendiculaire à la direction de propagation. Elle peut être produite par deux ondes à polarisation linéaire de même amplitude et déphasées de $\pm 90^\circ$. Ce cercle peut être décrit en fonction du temps dans un sens ou dans l'autre : on parle alors de polarisation circulaire droite ou gauche.

✓ **Polarisation elliptique :**

Dans ce cas, l'extrémité du vecteur E décrit une ellipse dans le plan perpendiculaire à la direction de propagation mais tourne à une vitesse angulaire non constante dans celui-ci.

Comme pour la polarisation circulaire, on distingue la polarisation elliptique droite et gauche.

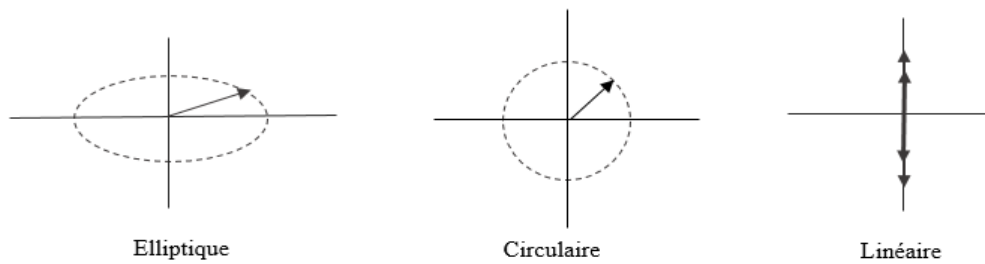


Figure I.7. Polarisation du champ électromagnétique

➤ **Diagramme de rayonnement**

Le diagramme de rayonnement est une représentation géométrique de la façon dont l'antenne collecte ou rayonne l'énergie électromagnétique dans l'espace. La direction du maximum de rayonnement est appelée l'axe de rayonnement de l'antenne.

Le diagramme de rayonnement peut soit [30] :

- a) Représenter les variations de la puissance rayonnée par unité d'angle solide dans les différentes directions de l'espace.

La fonction caractéristique de rayonnement (θ, ϕ) de l'antenne permet d'avoir une vision globale du rayonnement. Elle est définie comme étant le rapport de la puissance transmise dans une direction donnée (θ, ϕ) à la puissance P_{\max} de la direction où le rayonnement est maximal

$$r(\theta, \phi) = \frac{P(\theta, \phi)}{P_{\max}} \quad (\text{I.23})$$

- b) Soit être tracé en fonction du champ rayonné $E(\theta, \phi)$ (V / m)

Les propriétés des ondes planes permettent d'écrire :

$$P(\theta, \phi) = \frac{1}{2} \frac{|\vec{E}|^2}{120\pi} \text{ (W / m}^2\text{)} \quad (\text{I.24})$$

Donc, le diagramme de rayonnement en champ est déterminé à partir de la racine carrée de la densité de puissance :

$$r_{\text{champ}}(\theta, \phi) = \sqrt{r(\theta, \phi)} \quad (\text{I.25})$$

Donc, il suffit de connaître l'un de ces deux diagrammes. Ces diagrammes sont le plus souvent exprimés en dB :

$$r_{\text{dB}}(\theta, \phi) = 10 \log_{10}(r(\theta, \phi)) \quad (\text{I.26})$$

Le diagramme de rayonnement d'une antenne est principalement relié à sa géométrie mais peut aussi varier avec la fréquence. Hormis les antennes omnidirectionnelles, les antennes ne rayonnent pas la puissance de manière uniforme dans l'espace. Dans ce cas, la fonction caractéristique de rayonnement est égale à 1 quel que soit la direction considérée. En général, la puissance est concentrée dans un ou plusieurs « lobes ». Le lobe principal correspond à la direction privilégiée de rayonnement. Les lobes secondaires sont généralement des lobes parasites. Dans ces directions, l'énergie rayonnée est perdue donc on cherche à les atténuer.

Pour que les lobes secondaires ne soient pas considérés comme gênants, on admet en pratique que le niveau du premier lobe secondaire doit être au moins 20 dB inférieur au niveau du lobe principal [3].

➤ **L'angle d'ouverture**

L'angle d'ouverture (beamwidth) caractérise la largeur du lobe principal. L'angle d'ouverture à 3 dB $2\theta_3$ représente la portion de l'espace dans lequel la majeure partie de la puissance est rayonnée. Il s'agit de l'angle entre les 2 directions autour du lobe principal où la puissance rayonnée est égale à la moitié de la puissance rayonnée dans la direction de rayonnement maximal [3].

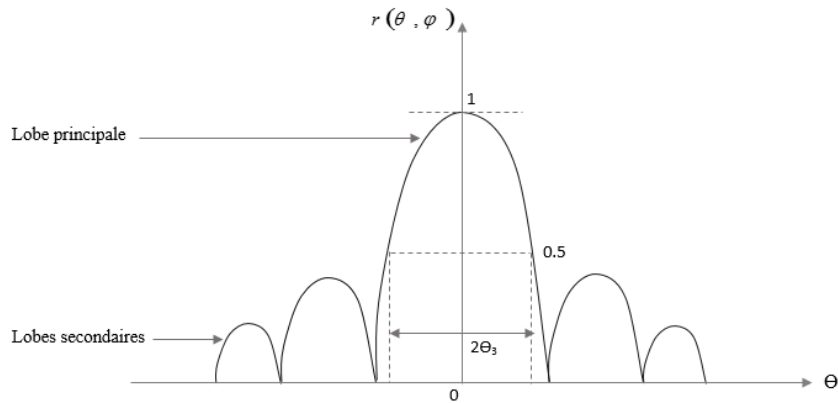


Figure I.8. Diagramme de rayonnement bidimensionnel en coordonnées cartésiennes

Lien entre directivité, gain et angle d'ouverture :

On dira qu'une antenne fortement directive quand l'antenne admet une faible ouverture de rayonnement, et qu'une antenne faiblement directive admet une large ouverture de rayonnement. Ce que montre la relation suivante :

$$D(\theta, \varphi) = \frac{P(\theta, \varphi)}{\frac{P_R}{4\pi}} = 4\pi \frac{P(\theta, \varphi)}{P_R} \quad (\text{I.27})$$

et
$$P_R = \int_0^{4\pi} P(\theta, \varphi) d\Omega = \int_0^{4\pi} r(\theta, \varphi) P(\theta_0, \varphi_0) d\Omega \quad (\text{I.28})$$

On voit que le gain aussi est dépendant de l'ouverture d'une antenne. Plus le gain d'une antenne est grand, plus l'angle d'ouverture du lobe principal est faible, ce que montre le résultat suivant :

$$G(\theta, \varphi) = \eta \cdot 4\pi \frac{P(\theta, \varphi)}{P_R} \quad (\text{I.29})$$

Et
$$P_R = \int_0^{4\pi} P(\theta, \varphi) d\Omega = \int_0^{4\pi} r(\theta, \varphi) P(\theta_0, \varphi_0) d\Omega \quad (\text{I.30})$$

Donc :
$$G(\theta, \varphi) = \eta \cdot \frac{4\pi}{\int_0^{4\pi} r(\theta, \varphi) d\Omega} \quad (\text{I.31})$$

5 Principe de fonctionnement

Pour comprendre comment fonctionne une antenne microruban, considérons la coupe donnée dans la Figure (I.9). Au point **a** du conducteur supérieur, on a déposé une source ponctuelle (densité de courant de surface), qui rayonne dans toutes les directions. Une partie du signal émis est réfléchié par le plan de masse, puis par le conducteur supérieur et ainsi de suite. Certains des rayons aboutissent sur l'arête du conducteur (point **b**), qui les diffracte. Cette figure peut être divisée en trois régions distinctes [17] :

- **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.

• **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 [17].

On peut associer des plages de fréquence aux trois régions précédentes [17] :

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

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

elle. Le choix des dimensions résulte par conséquent d'un compromis, qui tient compte de la quantité d'effets parasites pouvant être tolérée. Un paramètre jouant un rôle crucial est l'épaisseur du substrat. Un substrat très mince a tendance à concentrer les champs dans le diélectrique, ce qui réduit le rendement. On peut l'améliorer en prenant un substrat plus épais. Malheureusement, cela augmente aussi la probabilité d'exciter des ondes de surface [17].

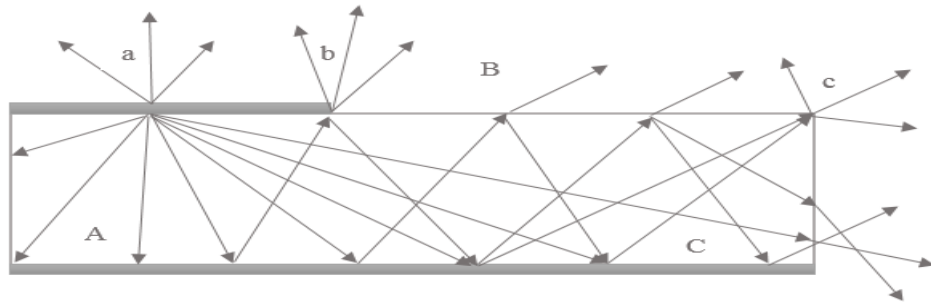


Figure I.9. Trajectoires des rayons dans une antenne microruban (coupe).
La figure montre l'existence de trois régions distinctes.

6 Avantages et inconvénients

Les antennes microruban ont beaucoup d'avantages, dont on cite les suivants [7] :

- ✓ Faible poids et volume.
- ✓ Simplicité et robustesse.
- ✓ Possibilité de réalisation en grandes séries à faible coût.
- ✓ Une épaisseur et un encombrement minime.
- ✓ Une polarisation linéaire et circulaire obtenue avec un simple changement de la position de l'alimentation.
- ✓ Antennes multi bandes, multi polarisations possible.
- ✓ Limitation des risques de panne.
- ✓ Flexibilité envers les formes géométriques.
- ✓ Réseaux d'alimentation et d'adaptation fabriqués simultanément avec l'antenne.
- ✓ Facilité de montage sur missiles, rocket et satellites sans altération majeur.
- ✓ S'adapte facilement aux surfaces planes et non-planes.

Comme toutes les technologies, les antennes microruban ont aussi des inconvénients tels que [7] [18] [19] :

- ✓ Une bande passante étroite.

- ✓ Rendement limité par perte de conducteur et diélectrique, et ondes de surface (pertes conducteurs et diélectriques plus élevées pour un substrat mince, pertes d'onde de surface plus élevées pour un substrat épais).
- ✓ Le gain légèrement inférieur comparé aux antennes conventionnelles à micro-ondes.
- ✓ L'alimentation et les ondes surface créent un rayonnement parasite.
- ✓ Puissance maximale de rayonnement et de 100W, alors une plus grande puissance d'alimentation provoque l'éclatement de l'antenne et de ses connections.
- ✓ Forte influence de la qualité du substrat diélectrique sur les performances.
- ✓ Faible isolation entre la source d'alimentation et celle des éléments radiatifs.
- ✓ La plupart des antennes rayonne uniquement dans le demi-plan.

7 Domaines d'applications

Malgré leurs inconvénients les antennes microrubans ont connues une vaste propagation dans plusieurs domaines civils et militaires à cause de leur profil idéal au besoin de la technologie tels que [7] :

- ✓ Communication par satellite.
- ✓ Radars doppler et d'autre types.
- ✓ Téléguidage des missiles.
- ✓ Résonateurs pour la téléphonie mobile (station de base).
- ✓ Application biomédicaux (hyperthermie).
- ✓ Badges et étiquettes électroniques.
- ✓ System portable de radio location par satellite (GPS).
- ✓ Navigation aérienne ou terrestre.
- ✓ Applications mobiles comme le wifi.

8 Techniques d'alimentation

Une ligne d'alimentation est utilisée pour inciter à rayonner par contact direct ou indirect. Il existe différentes techniques d'alimentation et les quatre techniques les plus courantes sont : l'alimentation par ligne microruban, par sonde coaxiale, le couplage par ouverture et le couplage de proximité [20] [7].

8.1 Excitation par contact direct

L'alimentation avec contact direct peut être modélisée par un circuit RLC parallèle équivalent au conducteur (patch) rayonnant et résonnant et une inductance série modélisant la sonde coaxiale d'alimentation ou de la ligne d'alimentation microruban.

L'avantage des alimentations directes réside principalement dans la simplicité de la procédure, elles offrent également un degré de liberté pour le choix de positionnement du point d'alimentation afin d'ajuster l'impédance d'entrée. Cependant, elles présentent également plusieurs inconvénients. L'augmentation, par exemple, de l'épaisseur du substrat dans le but d'augmenter la largeur de la bande passante, conduit à une augmentation des faux rayonnements d'alimentation et une augmentation de la puissance d'onde surfacique. Ceci étant la raison de la limitation de la largeur de bande de telles antennes [24].

➤ **Alimentation par ligne microruban**

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 [6]. La longueur de la ligne est considérée plus petite que les dimensions du patch.

Ce type d'alimentation est facile à mettre en œuvre et permet une adaptation d'impédance facile, par simple positionnement du point de contact. Par contre on a un rayonnement parasite qui peut devenir considérable [22].

Le problème de cette méthode est l'obtention d'une bonne adaptation peut être difficile et nécessite un circuit d'adaptation. Cette difficulté trouve sa résolution par le choix convenable de la longueur du traçons de la ligne servant à l'excitation [21] [4].

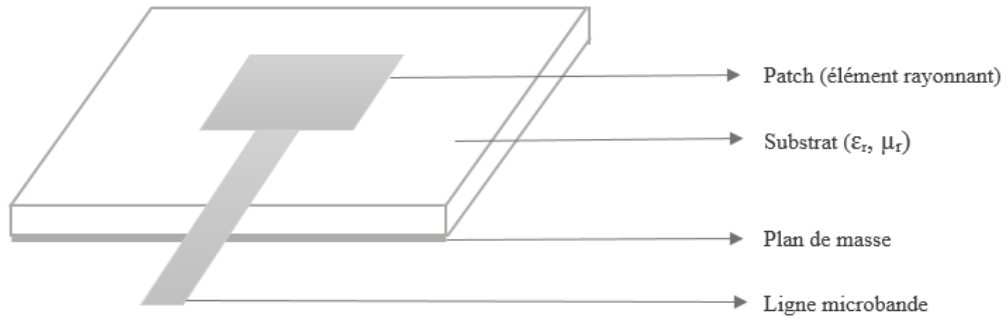


Figure I.10. Alimentation par ligne microruban.

➤ **Excitation par sonde coaxiale**

L'alimentation par sonde coaxiale est une technique très connue et utilisée pour alimenter les résonateurs microbandes notamment les antennes qui ont des patches de forme circulaire et annulaire. Le conducteur central est connecté en un point situé sur l'axe de l'élément rayonnant, plus ou moins près du bord, et le conducteur externe relié au plan de masse [23] [19]. Elle a l'avantage de positionner l'alimentation sous l'élément rayonnant et d'utiliser une ligne non rayonnante, ce qui diminue fortement le rayonnement parasite (l'absence de contact entre le résonateur et la ligne d'excitation) [7]. L'inconvénient de ce type d'alimentation réside dans la bande passante étroite et la difficulté de modélisation surtout pour des substrats électriquement épais. Cette technique présente aussi un inconvénient quand il s'agit de réseaux puisque chaque élément nécessite une opération de perçage d'usinage et de soudure alors que dans l'alimentation par ligne microbande elle est réalisée par la technique de fabrication [12] [4].

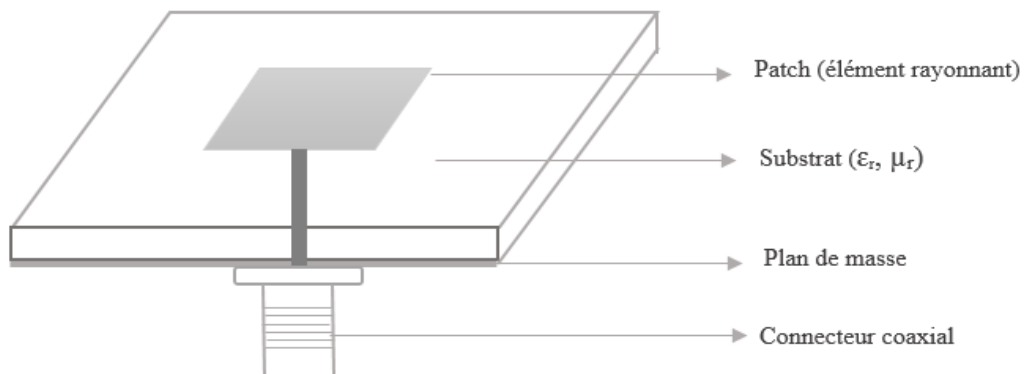


Figure I.11. Excitation par sonde coaxiale.

➤ **Alimentation mixte par ligne microruban et coaxiale (via-hole)**

L'alimentation via-Hole est une alimentation mixte par lignes microruban et coaxiale. Elle a été développée pour une structure bicouche (figure I.12) [10].

L'élément rayonnant et la bande métallique de la ligne microbande sont situés de part et d'autre d'un plan de masse commun ; ce qui évite tout couplage parasite entre eux, et séparés par des substrats qui peuvent être de permittivités différentes [2]. Une tige métallique (court-circuit) reliant le patch et le microruban assure le transfert de l'énergie électromagnétique et l'excitation de la structure [10].

Le résonateur est réalisé sur un substrat de faible permittivité ($\epsilon_r < 4$), pour obtenir un bon rayonnement, et d'une grande épaisseur, pour augmenter la bande passante de l'antenne [27].

Le microruban d'alimentation est imprimé sur un substrat de faible épaisseur et de forte permittivité ($\epsilon_r > 10$), pour minimiser les pertes par rayonnement.

Ce type d'alimentation permet d'améliorer nettement les performances de l'antenne, toutefois quelques inconvénients apparaissent. En effet, le bon positionnement du court-circuit et du trou ainsi que le bon alignement des substrats constituent un handicap pour la réalisation de l'antenne. De plus, les effets inductifs dû à la connexion, et qui apparaissent à hautes fréquences, empêchent la bonne adaptation de la structure [10].

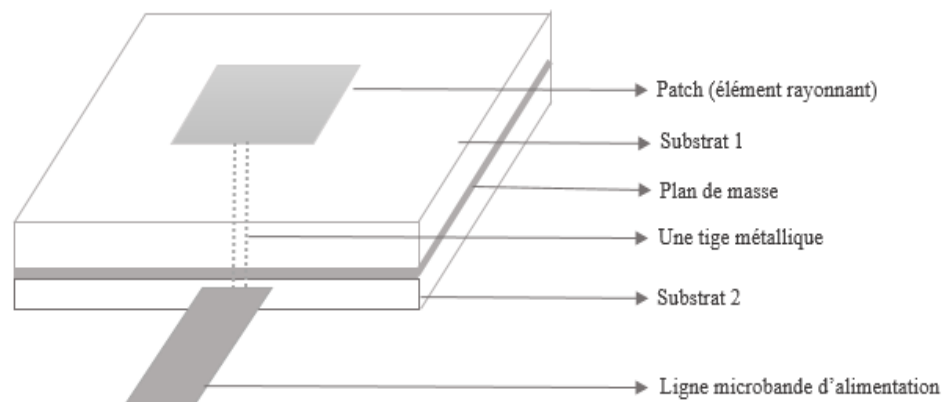


Figure I.12. Excitation via-Hole.

➤ **Alimentation par fibre optique**

Une alimentation par fibre optique est représentée sur la figure (I.13).

Le concept d'une telle alimentation est le suivant : Une diode laser est modulée à l'aide d'une source micro-onde, le signal est ensuite couplé au substrat de l'antenne à l'aide d'une fibre optique. Sur le substrat de l'antenne, une photodiode démodule le signal lumineux et qui sera couplé à l'antenne imprimée par un circuit d'adaptation.

Ce type de liaisons présente plusieurs avantages, comme une large bande passante, une forte liaison, une grande immunité au bruit électromagnétique, un faible poids et une taille réduite [28].

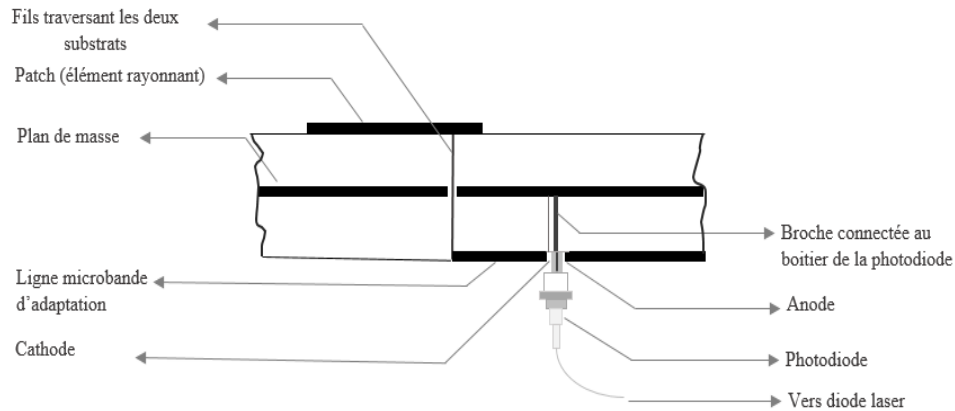


Figure I.13. Excitation par fibre optique.

8.2 Alimentation par couplage électromagnétique

Une autre vision envers l'alimentation des antennes imprimées a été développée récemment. Il s'agit bien des antennes alimentées sans contact direct. Cette procédure est souvent appelée « Alimentation par proximité » ou « couplage électromagnétique » [24].

➤ **Alimentation couplée par fente (ouverture)**

Dans ce type d'alimentation, le patch de rayonnement et la ligne d'alimentation du micro ruban sont séparés en plan de masse comme indiqué sur la Figure (I.14). La jonction entre le patch et la ligne d'alimentation est faite par une ouverture ou une fente dans le plan de masse [25]. En général, un diélectrique avec une permittivité élevée est utilisé pour les substrats inférieurs et un diélectrique épais avec une permittivité faible est utilisé pour les substrats supérieurs dans le but d'optimiser le

rayonnement du patch [22]. Ce type d'alimentation est difficile à concevoir à cause des couches multiples, qui augmentent l'épaisseur d'antenne. Cependant elle offre l'élargissement de bande passante [26].

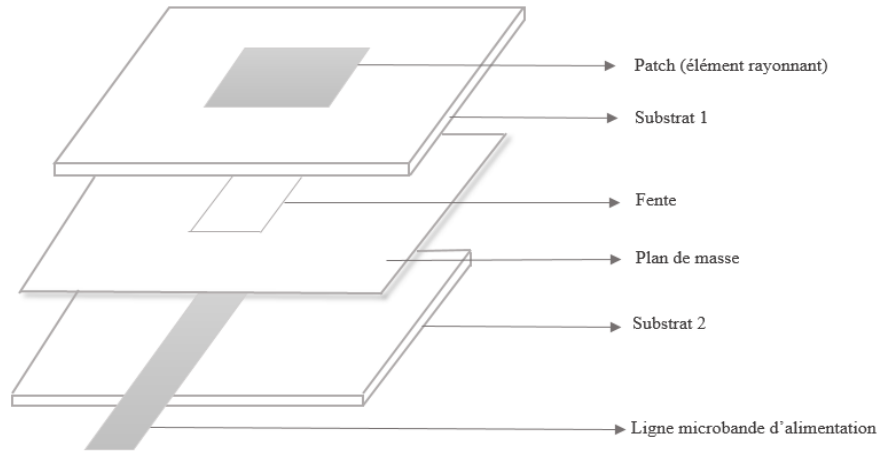


Figure I.14. Excitation à travers une ouverture dans le plan de masse.

➤ **Alimentation couplée par ligne entrée (ligne microbande sandwich)**

La meilleure bande passante pouvant atteindre 13% est réalisable en utilisant l'alimentation par couplage de proximité illustrée par la figure (I.15) [2].

L'alimentation couplée par proximité se fait selon un couplage électromagnétique d'une ligne microruban avec l'élément rayonnant. Deux substrats diélectriques sont employés tels que la ligne d'alimentation est située entre les deux substrats et le patch est imprimé sur le substrat supérieur. Le principal inconvénient de ce type d'alimentation est qu'il est difficile à mettre en œuvre [22].

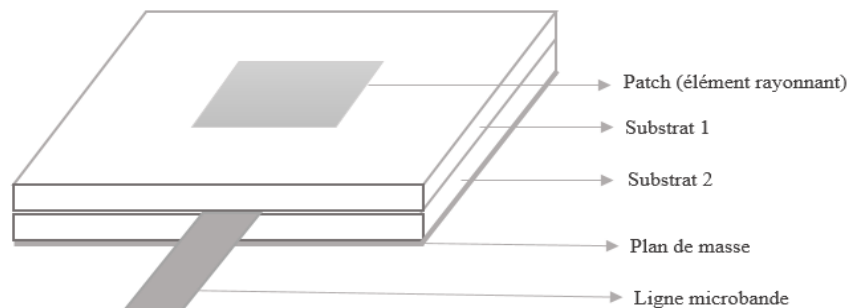


Figure I.15. Alimentation couplée par proximité.

➤ **Alimentation par guide d'onde coplanaire**

La structure de l'antenne patch alimentée par une ligne CPW est plus simple que celle alimentée par couplage via une ouverture [28]. Dans ce type de structure, le plan de masse et la ligne d'alimentation CPW se trouvent sur la même face du substrat, et l'élément rayonnant imprimé sur l'autre face déposé au-dessus à hauteur des fentes rayonnantes. Le pavé rayonnant est alors excité par couplage électromagnétique.

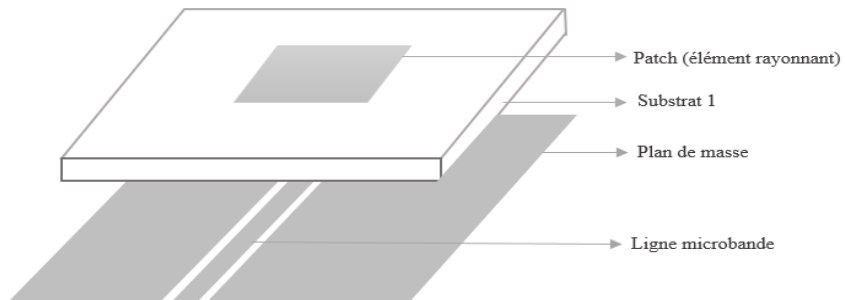


Figure I.16. Excitation par un guide d'onde coplanaire.

Le tableau I. résume les caractéristiques des différentes techniques d'alimentation [22].

Caractéristiques	Rayonnement parasite d'alimentation	Fiabilité	Facilité de Fabrication	Adaptation d'impédance	Bande passante (atteinte avec adaptation d'impédance)
Alimentation par ligne microbande	Plus	Meilleure	Facile	Facile	2-5%
Alimentation par câble coaxial	Plus	Faible à cause de la soudure	Nécessite une soudure et un perçage	Facile	2-5%
Alimentation avec fente	Moins	Bonne	Nécessité d'alignement	Facile	2-5%
Alimentation par couplage de proximité	Minimum	Bonne	Nécessité d'alignement	Facile	13%
Alimentation par guide d'onde coplanaire	Minimum	Bonne	Facile	Facile	

9 Méthodes d'analyses

Depuis l'avènement des antennes imprimées, plusieurs méthodes d'analyse ont été utilisées. Ces méthodes sont :

9.1 Méthodes analytiques (approximatives)

Les méthodes analytiques prennent en compte au départ la nature des phénomènes physiques, ce qui permet d'effectuer des approximations, permettant la modélisation du modèle en question. Parmi ces méthodes, on peut citer :

➤ *Le modèle de la ligne de transmission*

Le modèle de la ligne de transmission est considéré comme le plus simple. Elle donne un bon aperçu physique mais elle est moins précise [32].

Ce modèle exploite l'analogie qui existe entre un patch d'une antenne imprimée et un tronçon d'une ligne de transmission ayant deux bords rayonnants.

L'antenne est donc équivalente à deux ouvertures rayonnantes verticales, placées sous les bords en circuit ouvert du conducteur supérieur. Le courant magnétique dans chacune des ouvertures est supposé constant. Les dimensions finies du patch font que le champ à ses extrémités se déforme par effets de bords. Dans le plan E les effets de bords sont fonction du rapport entre la longueur du patch, la hauteur du substrat et la permittivité relative du diélectrique. Une constante diélectrique effective ϵ_{eff} est introduite pour tenir compte des effets de bords et de la propagation d'ondes dans la ligne. La constante diélectrique effective est définie comme étant la permittivité relative d'un diélectrique fictif qui contiendra toute l'antenne de sorte que la totalité du champ soit contenue dans ce diélectrique. Pour une ligne avec de l'air au-dessus, la permittivité effective est comprise entre la permittivité relative de l'air et celle du diélectrique ($1 < \epsilon_{eff} < \epsilon_r$). Dans la plupart des applications où la constante diélectrique est supérieure à 1, la valeur de la permittivité effective est proche de ϵ_r [2].

Ce modèle est utile que pour les antennes de forme rectangulaires ou carrées et il ignore des variations de champ le long des bords de rayonnement.

➤ *Modèle de la cavité simple*

Bien qu'il soit facile à employer le modèle de ligne de transmission il a quelques inconvénients inhérents. Ces inconvénients peuvent être surmontés en employant le modèle de cavité.

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 [5].

Ce modèle convient aux différentes géométries de plaques telles que des anneaux, des rectangles, des triangles et des ellipses [28].

La structure imprimée peut être assimilée à une cavité limitée en haut par une plaque conductrice (l'élément rayonnant), en bas par un plan de masse et entourée par une surface latérale. Les deux plans conducteurs représentent des murs électriques et la surface latérale constitue le mur magnétique transversaux à pertes.

Cependant, ce modèle est fondé sur des approximations qui peuvent donner lieu à des résultats inexacts, notamment pour des applications qui requièrent un substrat épais ou un constant diélectrique élevé [19].

Le modèle de cavité n'est pas un modèle idéalement convenable à résoudre des problèmes, mais il a été employé avec grand succès pour l'élément simple.

9.2 Méthodes numériques (rigoureuses)

La croissance du secteur de l'informatique a largement contribué au développement des méthodes numériques visant la prédiction du comportement, notamment les caractéristiques de rayonnement des dispositifs hyperfréquences en résolvant les équations de Maxwell [36]. Lorsqu'elles sont appliquées convenablement, les méthodes rigoureuses sont très précises. Ces méthodes ont tendance à être plus complexes et fournissent moins d'aperçu physique. Souvent, elles nécessitent plus de calculs et donc un temps de calculs élevé [5].

On citera ci-après quelques méthodes couramment utilisées dans la littérature pour la conception et le calcul des caractéristiques des antennes.

➤ **Méthode des différences finies (FDM)**

Elle est probablement la méthode numérique la plus utilisée. Cette approximation est si successive que ces résultats sont souvent appelés solutions exactes.

Cette méthode permet de résoudre numériquement les équations de Maxwell à l'aide d'un schéma explicite aux différences finies centrées. La résolution des équations de Maxwell exprimées sous leur forme locale a été effectuée pour la première fois par Yee (1966).

L'étude peut se faire en temps, on parle alors de méthode FDTD (Finite Difference in Time Domain) ou en fréquence, on parle alors de méthode FDFD (Finite Difference in Frequency Domain) et les équations de Maxwell sont mises sous leur forme harmonique.

La méthode FDFD reste peu employée bien qu'elle présente des avantages non négligeables comme la possibilité d'utiliser un maillage variable.

Par ailleurs, la méthode FDTD est beaucoup plus utilisée. Le calcul des dérivées spatiales et temporelles se fait grâce à l'approximation des différences centrées [31].

La méthode des différences finies dans le domaine temporel (FDTD), est fondée sur le schéma explicite de Yee (figure I.17). Elle permet de calculer à chaque instant discret de l'espace, les composantes du champ électromagnétique dans chaque cellule élémentaire du volume tridimensionnel. On applique la transformée de Fourier à la réponse temporelle pour obtenir la réponse fréquentielle du système [26].

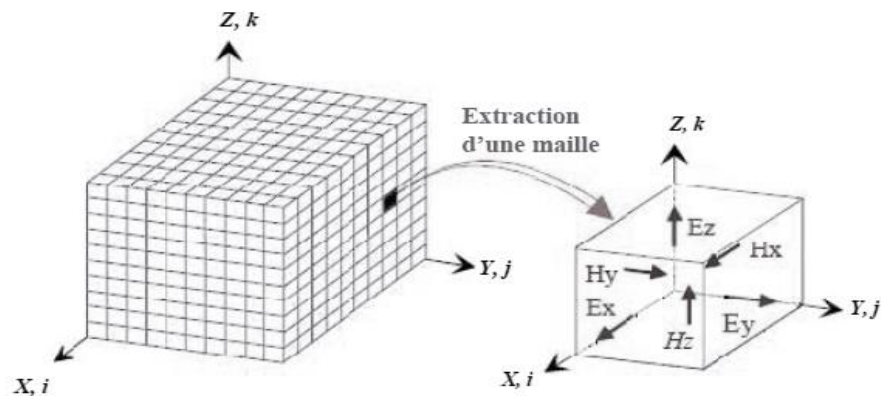


Figure I.17. Volume de calcul et cellule élémentaire [33].

L'avantage principal de cette méthode est la simplicité de sa formule, le calcul est alors fait dans le domaine temporel sur une large bande de fréquence. Le temps de calcul croît de façon linéaire en fonction des nombres d'inconnues (ce qui n'est pas le cas pour la méthode des éléments finis). Mais son principal inconvénient est lié au fait que le maillage de la structure doit être uniforme et elle est donc peu adaptée au traitement des dispositifs comportant des éléments ayant des ordres de grandeurs très différents [26].

➤ *Méthode des éléments finis (FEM)*

La méthode des éléments finis s'applique aux dispositifs micro-ondes de formes quelconques. Elle est basée sur la résolution des équations de Maxwell et sur la description géométrique de la structure sous forme d'un maillage. Elle consiste à diviser l'espace en petits éléments homogènes mais de taille pratiquement très variable, ce qui constitue l'un des points forts de cette méthode [34].

Cette méthode permet de calculer, en chaque point des éléments divisant l'espace, les champs électriques qui minimisent la fonction d'énergie, cette dernière s'écrit sous forme matricielle : $[J] = [Y] \cdot [E]$.

Où $[J]$ représentent les sources de courant et $[E]$ les champs électriques inconnus. La matrice $[Y]$ qui décrit la géométrie et les contraintes de frontières, est généralement clairsemée car chaque élément n'interagit qu'avec ses voisins. Les autres grandeurs comme le champ magnétique et les courants induits sont calculées à partir des champs électriques [26].

La méthode des éléments finis (Finite Element Method) est donc comparable à la méthode des différences finies, puisque c'est également une question de morceler l'espace qui nous intéresse et de résoudre un système d'équations linéaires [5].

Son avantage est qu'elle est utilisée dans tous les domaines et permet de traiter des structures ayant un grand degré de complexité ce qui requiert une puissance de calcul très importante et une grande taille de stockage. A signaler que cette méthode a été utilisée par la société ANSYS pour développer le logiciel commercial HFSS [36].

➤ *Méthodes 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 micro rubans, les inconnues sont les courants sur la plaque de l'antenne. L'idée de cette méthode est de développer la densité de courants surfaciques. 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 [2] [5] [35]. Cette méthode est utilisée par le logiciel ADS (Advanced Design System) [36].

➤ *Méthode d'analyse spectrale (matrice des lignes de transmission)*

La TLM est un processus itératif temporel qui effectue une discrétisation spatiale et permet ainsi, de connaître l'évolution temporelle du champ électromagnétique en chaque point du maillage. Pour effectuer l'étude dans le domaine spectral, la transformée de Fourier rapide a été remplacée par une méthode d'analyse paramétrique reposant sur la méthode de Prony-Pisarenko (PPM) [26]. L'usage conjugué des calculateurs parallèles de la PPM, a apporté de très importantes améliorations permettant de déterminer dans un large domaine de fréquence et en un seul calcul (avantage du temporel) l'impédance d'entrée, les diagrammes de rayonnement, et les caractéristiques de polarisation d'antennes imprimées [33].

La méthode d'analyse spectrale est d'actualité, on permet donc de réduire le problème vectoriel tridimensionnel en un problème bidimensionnel. Elle n'est pas limitée par les conditions classiques telles que la faible épaisseur du substrat et un constant diélectrique faible. Cette méthode est considérée comme étant la plus rigoureuse, bien qu'elle soit un peu coûteuse, du point de vue temps de calcul et précision exigée sur la détermination des éléments de la matrice associée. On a la

possibilité d'inclure dans l'analyse l'effet des différents paramètres tels que la faible épaisseur du substrat, le constant diélectrique, les pertes par conducteur et diélectrique et les dimensions finies du plan masse. La solution obtenue est d'autant plus proche et plus exacte lorsque la fonction de base modélise bien la variation réelle des courants surfaciques

L'un des points forts de cette méthode est la formulation simple qui ne dépend pas beaucoup de la géométrie de la structure étudiée (ce qui n'est pas le cas pour la méthode spectrale). Elle est facile pour traiter des structures complexes composées de plusieurs matériaux, et particulièrement appropriée pour l'analyse des structures planaires multicouches [5].

9.3 Méthodes d'optimisation et d'approximation

L'optimisation est le processus qui consiste à minimiser ou à maximiser une fonction objective ou de coût. 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. Généralement le processus d'optimisation se fait en trois étapes : analyse, synthèse et évaluation. Les principales méthodes de cette catégorie sont les algorithmes génétiques pour l'optimisation globale et les réseaux de neurones pour l'optimisation locale [37].

➤ Algorithmes génétiques

Les algorithmes génétiques sont inspirés du concept de sélection naturelle élaboré par Charles Darwin. Le principe est de simuler l'évolution d'une population d'individus divers, à laquelle on applique différents opérateurs génétiques (croisement, mutation, ...etc.) et que l'on soumet chaque génération à une sélection. Si la sélection s'opère à partir d'une fonction d'adaptation alors la population tend à s'améliorer. L'évaluation de chaque individu est réalisée par une fonction de fitness qui représente le seul lien entre les algorithmes génétiques et le problème physique à optimiser. Toutefois elle nécessite un temps de calcul considérable. L'optimisation par les algorithmes génétiques a été largement utilisée dans la modélisation des antennes [38]-[39]. Elle a été aussi utilisée pour l'initiation des poids d'un réseau de neurones [37], cette conjugaison entre les deux méthodes d'optimisation permet de résoudre le problème des minimas locaux dont souffrent les réseaux de neurones artificiels.

➤ *Réseaux de neurones artificiels*

Les réseaux de neurones sont une simulation informatique des comportements du cerveau humain. Ils appartiennent à la branche de l'intelligence artificielle. L'élément de base du réseau de neurones est le neurone artificiel ; nous allons donner plusieurs détails dans le chapitre 2.

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 [37], 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 [37] ; comme nous allons voir dans le chapitre 4.

10 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons introduit brièvement le concept des antennes microrubans. Nous avons parlé de leurs caractéristiques, principes de fonctionnement, leurs avantages et inconvénients, ainsi que leurs domaines d'utilisations. Ensuite nous avons montré également quelques techniques d'alimentation. Enfin, les méthodes d'analyses les plus utilisés pour analyser et concevoir les structures microrubans de forme quelconque, ainsi que les méthodes d'approximations et d'optimisations.

11 Références bibliographiques

- [1] I. J. Bahl, P. Bhartia, "**Microstrip Antennas**", Artech House, pp 31-177, 1982.
- [2] Linda Djouablia, " **Contribution à l'Etude des Structures Microbandes Rayonnantes par la Méthode des Moments Application a la Forme Triangulaire** ", thèse de doctorat en Sciences en Electronique, Département d'électronique, Université de Constantine, 02 juillet 2012.
- [3] A.Boyer, "**Antennes**", support de cours énoncé de travaux dirigé, 5ème Année Réseau et Télécom Institutue national des sciences appliquées de Toulouse, Oct 2011
- [4] Rouibah Ammar, "**Etude d'une antenne microruban de forme arbitraire par la méthode FDTD** «, mémoire de magister, Université de Farhat Abbas Setif, 2009.
- [5] S. Bedra, "**Evaluation analytique et numérique des caractéristiques électromagnétiques des structures microbandes ouvertes,**" Thèse doctorat e-sciences, Département d'électronique, université de Batna 2, 2015.
- [6] Hafedh Ben Ibrahim Gaha, "**Analyse et conception des antennes fractales applications aux télécommunications large bande** », thèse de doctorat, Université de Toulouse, 2007.
- [7] Indarsun Singh, Dr.V.S.Tripathi, "**Microstrip patch antenna and its application a survey**"; Comp. Tech.Appl.Vol2 (5).1595-1599.
- [8] J.R.Mosig and F.Gardiol, "**techniques analytiques et numériques dans l'analyse des antennes microruban**", ann.Telecommun, 40, N° 7-8, pp 411-437, 1985.
- [9] Z. Cai and J. Bonnemann, "**Generalysed spectral-domain analysis for multilayered complex media and high Tc superconductor application**", IEEE, Trans on microwave theory and techniques, Vol 40, Dec 1992.
- [10] H.Rmili, "**Etude, réalisation et caractérisation d'une antenne plaque en polyaniline fonctionnant à 10GHz**", thèse de doctorat, université de Bordeaux I, France, Nov2004.
- [11] K. Hirazawa and M. Haneishi, "**Analysis, design, and measurement of small and lowprofile antennas**", Artech house, Norwood, Massachussets, USA, 1992.

- [12] Keith R. Carver and James W. Mink, "**Microstrip antenna technology**", IEEE, Trans on antennas and propag, Vol. AP-29, NO 1, Jan 1981
- [13] Paul F. Combes, "**Micro-ondes, circuits passifs, propagation, antennes**", pp 299-323, Série Dunod, Paris 1997.
- [14] Keith C. Huie, "**Microstrip antennas: Broadband radiation pattern using photonic crystal Substrates**", Thesis submitted to the faculty of the Virginia Polytechnic Institute and State University in partial Fulfillment of the requirements for the degree of master of science. Blacksburg, VA, Jan 11, 2002
- [15] Rachid Oussaid "**Modélisation des matériaux influence de la micro-structure sur le comportement fréquentiel**", thèse de doctorat, Faculté d'électronique et informatique, université Houari Boumedién, Oran, Juin 2004.
- [16] Filiberto Bilotti, Lucio Vegni and Alessandro Toscano, "**Radiation and scattering features of patch antennas with bianisotropic substrates**", IEEE, Trans on Antennas and propag, Vol 51, NO 3, Jan 2003.
- [17] 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.
- [18] Gabriel Cormier, "**Antennes microruban**", Université de Moncton, 2012
- [19] Ouarda Barkat, "**Etude et Synthèse des Caractéristiques de Réseaux d'antennes Imprimées Supraconductrices dans la Bande Millimétrique**", Thèse de doctorat en science, Université de Constantine, 2003
- [20] Ramesh Garg, Prakash Bartia, Inder Bahl, Apisak Ittipiboon, "**Microstrip Antenna Design Handbook**", 2001, pp 1-68, 253-316 Artech House Inc. Norwood, MA.
- [21] J.R. James, P.S. Hall, and C. Wood; "**Microstrip Antenna Theory and Design**", Peter Pergrinus Ltd .1981.
- [22] M. Belhaeri Abdelkarim, "**Influence de la supraconductivité à haute température de transition sur la résonance d'une plaque rectangulaire réalisée sur un substrat à**

- anisotropie de type électrique et magnétique**", Mémoire de magister, Université de Ouargla.
- [23] Richard C. Johnson, "**Antenna engineering handbook**", third édition, Georgia institut of technology, P7-3.
- [24] TEBACHE Sofiane, "**Méthodes de caractérisation hyperfréquence des antennes imprimées**", Mémoire de magister, Université de Biskra, juin 2013.
- [25] C. A. Balanis, "**Antenna theory analysis and design**," 2^{eme} édition John Wiley and Sons, 1997.
- [26] Chouti Leila, "**contribution à l'étude d'antennes imprimées rectangulaire double bande et multi bandes tenant compte de l'effet de couplage**", Mémoire de magister, Université de Constantine, 2009.
- [27] A. Ali-Khan, W. F. Richards and S. A. Long, IEEE Trans. **Antennas Propag.** 37, 247 (1989).
- [28] Ahmed Belguessoum, "**Conception et réalisation d'une antenne mutibandes alimentée par un guide coplanaire CPW**", Thèse de doctorat, Université de Ottawa, 2008
- [30] http://www.infcom.rnu.tn/content/pdf/cours/aline-saidane/antennes-et-lignes-de-transmission/chapitre1_antennes_2LT.pdf
- [31] Abderrahmane Agouzoul, "**Conception et réalisation d'une antenne à résonateur diélectrique à 60 GHz pour les applications souterraines**", Mémoire présenté à l'université de Québec à Chicoutimi comme exigence partielle de la maîtrise en ingénieure, Aout 2013.
- [32] Randa Bedra, "**Etude d'une antenne supraconductrice couverte par une couche diélectrique**", thèse de doctorat, Département d'électronique, université de Batna 2, 2018.
- [33] Aissaoui Djelloul, "**Analyse à l'Aide de Modèles Equivalents d'Antennes Imprimées Alimentées par Lignes Adaptées**", thèse de magister, Département d'électronique, université de Tlemcen, 2007.

- [34] M. Diblang, "**Développement Du Concept De L'antenne A Résonateur Bie Pour La Génération De La Polarisation Circulaire**", Thèse De Doctorat, Université De Limoges, Mars 2006.
- [35] R.Harington, "**Field computation by Moment Method**", IEEE Press, P 229, Piscataway, N.J, 1986.
- [36] Kaoutar Allabouche, "**Etude, conception et caractérisation de nouvelles topologies d'Antennes à Résonateurs Diélectriques : Application aux nouveaux systèmes de communications sans fil**", Thèse De Doctorat, l'Université Côte d'Azur, Décembre 2017.
- [37] Y. Tighlit, "**Identification des antennes microrubans multicouches par la méthode spectrale et les réseaux de neurones**", Thèse de Doctorat, Université de Sétif, 2012.
- [38] 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.
- [39] 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.

Chapitre II

Généralités sur les réseaux de neurones artificiels

1 Introduction

Puisque nous allons développer dans cette thèse un modèle neurospectral pour l'analyse d'une antenne microbande rectangulaire, qui se base à la fois sur l'approche spectrale et les réseaux de neurones artificiels, nous avons donc jugé utile de présenter dans ce chapitre un historique racontant les débuts des réseaux de neurones et leurs développement jusqu'à nos jours, en suite nous allons invoquer les type des réseaux de neurones (Biologique et formel), après, nous allons aborder les architectures des réseaux neuronaux en passant par les réseaux non bouclés et bouclés, cependant nous allons parler aussi des choix d'architecture pour passer en suite aux apprentissage, et avant d'en finir avec les domaine d'application; nous allons passer impérativement par des étapes de conception d'un réseau.

2 Historique sur les réseaux de neurones artificiels

La première modélisation d'un neurone date de 1943. Elle a été présentée par McCulloch et Pitts. L'interconnexion de ces neurones permet le calcul de plusieurs fonctions logiques. En 1949, Hebb propose le premier mécanisme d'évolution des connexions, appelées (par analogie aux systèmes biologiques) des synapses. L'association de ces deux méthodes permit à Rosenblatt en 1958 de décrire le premier modèle opérationnel de réseaux de neurones : le perceptron. Celui-ci est capable d'apprendre à calculer un grand nombre de fonctions booléennes, mais pas toutes. Ses limites théoriques furent mises en évidence par Minsky et Papert en 1969. Depuis 1985, de nouveaux modèles mathématiques ont permis de les dépasser et ont donné naissance aux réseaux multicouches que nous étudierons plus particulièrement [17].

3 Le neurone biologique

La connaissance de la structure interne du cerveau biologique, et la compréhension de son fonctionnement a été d'une extrême importance pour l'émergence des réseaux de neurones artificiels, à la fin de la première moitié de ce siècle.

Le neurone est l'unité fonctionnelle du système nerveux, Ce dernier contient environs 100 milliards neurones.

Une cellule nerveuse présente trois régions distinctes : le corps cellulaire, les dendrites et l'axone (figure II.1).

- ✓ Le corps cellulaire : appelé également « soma ou péricaryon », fait la somme des influx qui lui parviennent, contient le noyau et le cytoplasme.
- ✓ Les dendrites : sont des extensions du corps cellulaire, elles servent à augmenter la surface de réception de l'influx nerveux.
- ✓ L'axone décrit un trajet plus ou moins long avant de se terminer par « une arborescence terminale » qui donne plusieurs terminaisons nerveuses. Au bout de chaque terminaison on trouve un renflement : « le bouton terminal ou le bouton synaptique » qui comporte plusieurs vésicules synaptiques remplies de neurotransmetteurs.

Avant l'arborescence terminale, un neurone peut donner plusieurs branches qui vont amener l'influx nerveux quelques part ailleurs, on appelle ces branches : des collatérales.

D'autre façon ; Le neurone est le processeur élémentaire du cerveau. Chaque neurone traite l'information qui lui parvient localement, puis transmet aux autres neurones qui lui sont connectés l'information qu'il a traitée. Ces cellules peuvent apprendre en changeant l'intensité de leurs connexions avec d'autres cellules ou détruire ou même créer de nouvelles connexions. Elles peuvent aussi changer leur(s) règle(s) de traitement de l'information. Ce processus de changement est appelé apprentissage et joue un rôle fondamental dans le comportement du neurone.

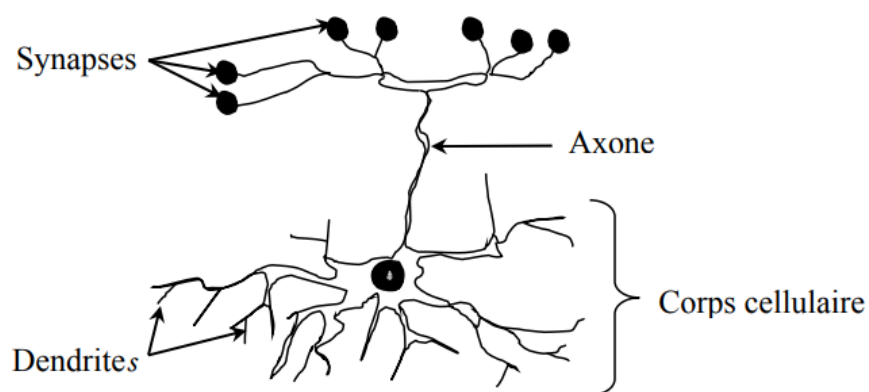


Figure II.1. Neurone biologique [5]

4 Neurone formel

Le neurone formel est une modélisation mathématique qui reprend les grands principes du fonctionnement du neurone biologique et particulièrement, la sommation des entrées. Sachant qu'au niveau biologique, les synapses n'ont pas toutes la même « valeur » (pour simplifier disons que les connexions entre les neurones sont plus ou moins fortes), les auteurs ont donc créé un algorithme qui pondère la somme de ses entrées par des poids synaptiques (=coefficients de pondération).

En résumé, un neurone formel réalise simplement une somme pondérée de ces entrées, ajoute un seuil à cette somme et fait passer le résultat par une fonction de transfert pour obtenir sa sortie [7].

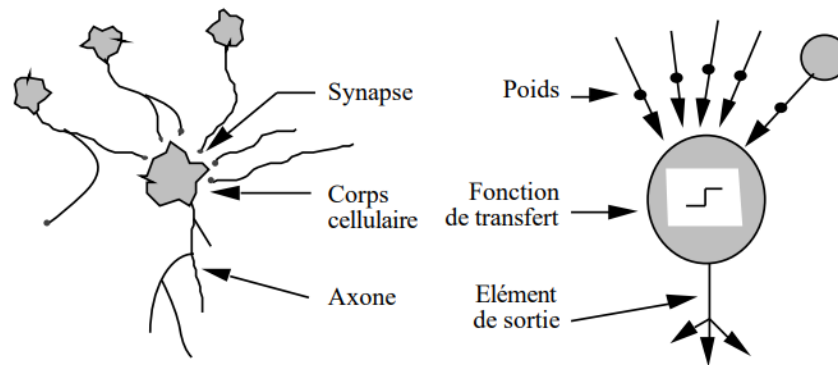


Figure II.2. Mise en correspondance neurone biologique/ neurone artificiel [2]

5 Architectures des réseaux neuronaux

Les connexions entre les neurones qui composent le réseau décrivent la topologie du modèle. On appelle topologie des réseaux la façon dont les neurones sont connectés entre eux à travers les différentes couches. En général on peut distinguer deux grands groupes des réseaux de neurones selon leur topologie : les réseaux non bouclés (appelés aussi non récurrents, statiques ou acycliques) et les réseaux bouclés (récurrents, dynamiques ou cycliques) [7].

La figure (II.3) illustre le schéma synoptique des deux types de réseaux respectifs.

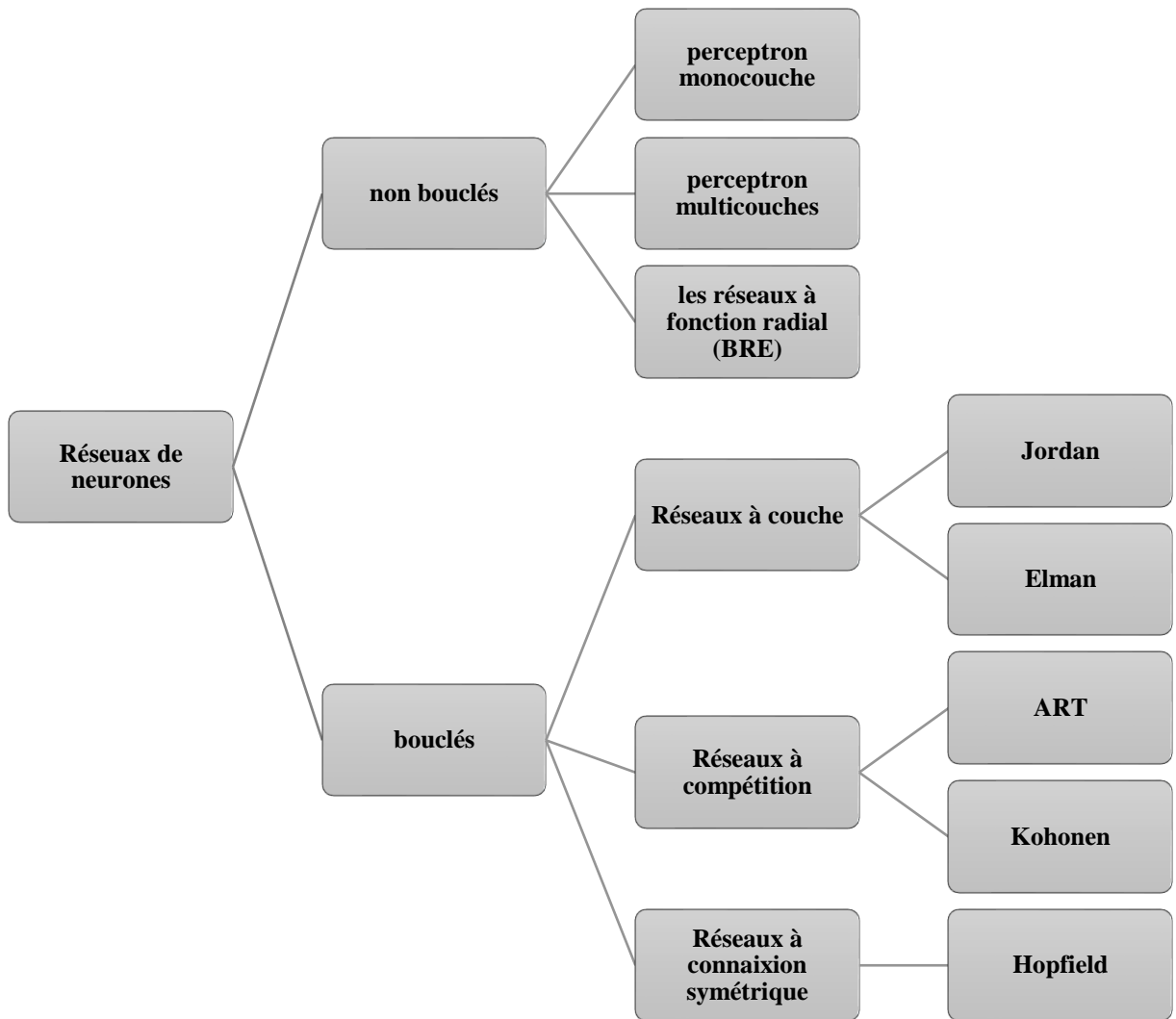


Figure II.3. Représentation des différentes topologies de RNA.

5.1 Réseaux non bouclés (non récurrents, statique, acyclique) :

Un réseau de neurones non bouclé est représenté graphiquement par un ensemble de neurones "connectés" entre eux, l'information circulant des entrées vers les sorties sans "retour en arrière" [10]. Les neurones qui effectuent le dernier calcul de la composition de fonction sont les neurones de sortie, ceux qui effectuent des calculs intermédiaires sont les neurones cachés. La seule contrainte sur le graphe des connexions d'un réseau de neurones non bouclé, est qu'il ne contient pas de cycle, on peut donc imaginer une grande variété de topologies pour ces réseaux. On peut, par exemple, constituer des couches de neurones en interdisant toute connexion entre neurones de la même couche et aussi les connexions entre les neurones de deux couches non consécutives [9].

Les réseaux à couches peuvent se diviser en réseaux sans couches cachées et en réseaux avec une ou plusieurs couches cachées [7].

Les réseaux de neurones non bouclés sont des objets statiques : si les entrées sont indépendantes du temps, les sorties le sont également. Ils sont utilisés principalement pour effectuer des tâches d'approximation de fonction non linéaire, de classification ou de modélisation de processus statiques non linéaires [10].

5.1.1 Le perceptron monocouche :

Historiquement le premier RNA, c'est le Perceptron de Rosenblatt. C'est un réseau simple, puisqu'il ne se compose que d'une couche d'entrée et d'une couche de sortie.

Les réseaux sans couches cachées, sont les réseaux les plus simples. Ils sont utilisables pour des problèmes de classification et d'approximation. Leur avantage est que l'apprentissage du réseau converge vers une solution optimale. Cela est dû au fait que c'est un système linéaire. Leur inconvénient est qu'ils peuvent seulement classifier ou approximer les problèmes linéaires et ne peuvent résoudre un problème non linéaire. La figure suivante décrit un exemple d'une classification en utilisant une fonction linéaire. On voit que dans le cas non linéairement séparable (figure de droite), on doit utiliser une fonction non linéaire, qui est dessinée sous la forme d'une courbe [7].

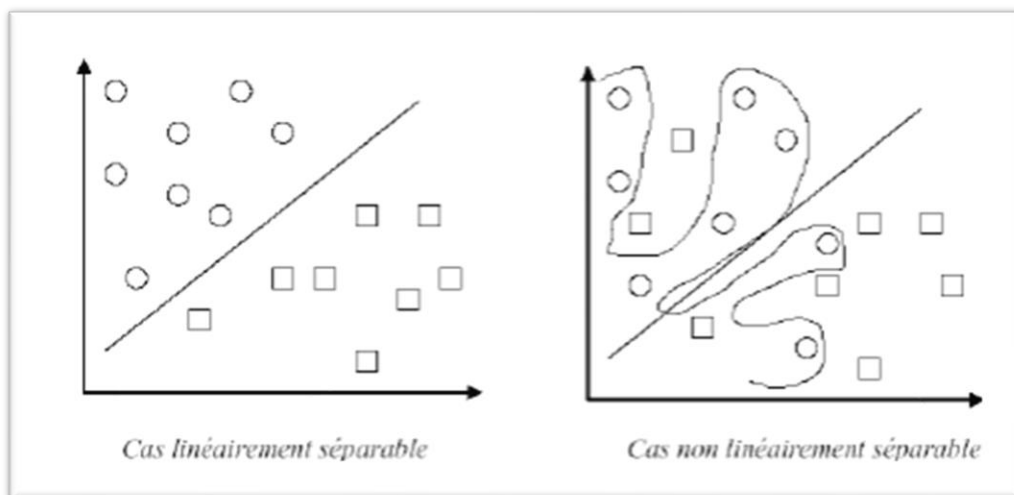


Figure II.4. Classification par une fonction linéaire [7]

L'exemple classique pour un système de neurones monocouches est le Perceptron monocouche, inventé par Rosenblatt. C'est un modèle très simple, basé sur l'orientation physico physiologique. Il ne dispose que deux couches :

- ✓ Une couche d'entrée qui s'appelle la rétine et qui est une aire sensorielle ;
- ✓ Une couche de sortie qui donne la réponse correspondante à la simulation présentée à l'entrée.

La figure suivante montre la structure de Perceptron monocouche, avec une sortie y et deux entrées x_1 et x_2 qui forme la rétine du réseau et un biais.

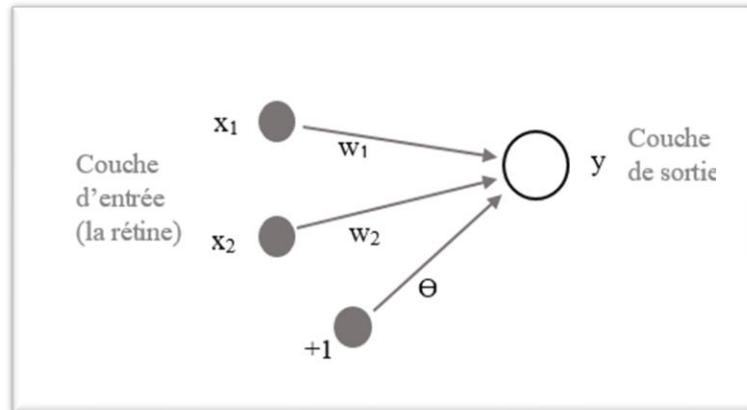


Figure II.5. Structure d'un perceptron monocouche.

Le fonctionnement est le suivant : une donnée est présentée au réseau en activant la rétine. L'activation se propage vers la couche de sortie où on peut noter la réponse du système [7], on distingue deux phases : la première est le calcul de la somme pondérée des entrées x_j », alors que la deuxième se résume par l'application d'une fonction de transfert " f " qui calcule la valeur de l'état du neurone à partir de cette somme [9] et ce, selon l'expression suivante :

$$y = f(\sum_{j=1}^n w_j x_j + \theta) \quad (\text{II.1})$$

Ou bien :

$$y = f(\sum_{j=0}^n w_j x_j) \quad (\text{II.2})$$

Où :

- f est la fonction seuil
- w_j sont les coefficients ou poids synaptiques associés aux entrées x_j .

C'est cette valeur qui sera transmise aux neurones aval. Bien qu'il existe de nombreuses fonctions d'activation, la plus connue est la fonction d'activation sigmoïde. Les fonctions d'activation les plus utilisées sont les suivantes [5] :

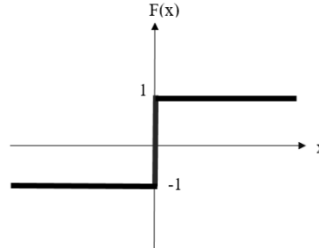
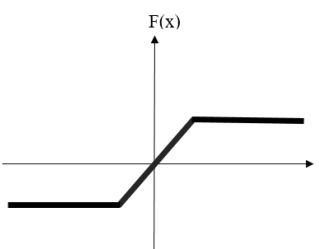
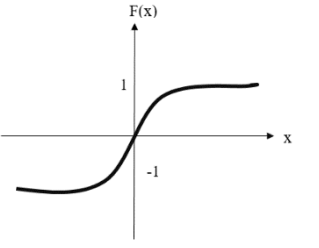
Fonctions d'activation		
Fonction de signe à seuil binaire	$f(x) = \begin{cases} +1 & \text{si } x > 0 \\ -1 & \text{si } x < 0 \end{cases}$	
Fonction linéaire à seuil ou multi seuils	$f(x) = \begin{cases} +1 & \text{si } x > a \\ -1 & \text{si } x < -a \\ x & \text{si } x \in [-a, a] \end{cases}$	
Fonction sigmoïde	$f(x) = \frac{1}{1 + e^{-kx}}$	

Figure II.6. Différents types de fonction d'activation.

5.1.2 Le perceptron multicouche à rétro propagation du gradient :

Le réseau de neurones artificiel, le plus populaire est le Perceptron multicouche (en anglais the multilayer perceptron, MLP) qui a été développé par Werbos et Rumelhart. Il représente le modèle le plus courant et le plus simple de réseau non linéaire [7].

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. Entre ces deux couches il peut exister une ou plusieurs couches appelées couches cachées [11].

Pour doter le Perceptron multicouche de la propriété de non linéarité, il faut qu'il comporte, au moins, une couche cachée, et que les fonctions d'activation des neurones, qui le

composent soient non linéaires. Plus on introduit de neurones avec une fonction d'activation non linéaire, plus on dote le réseau d'une capacité pour résoudre des problèmes complexes, et plus le découpage de l'espace des inputs obtenu se rapproche de celui des données. Dans la pratique, il est rare d'utiliser plus de deux couches cachées. L'architecture de la figure (II.7) est relative à un réseau multicouche avec de couches cachées et des entrées ainsi que des sorties, qui sont distinctes, et l'information y circule dans un seul sens. Au sein d'une même couche, les neurones ne communiquent pas entre eux. Ils reçoivent des informations venant de la couche précédente, les traitent et les envoient à la couche d'ordre immédiatement supérieur [5]. Les perceptrons multicouches sont donc des réseaux de neurones non bouclés.

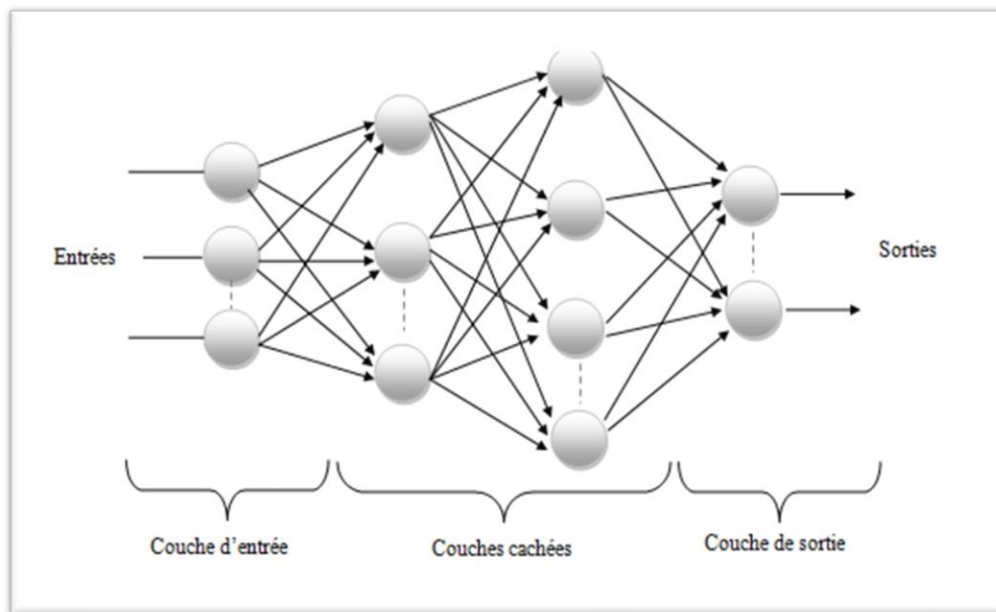


Figure II.7. Architecture d'une structure neuronale MLP.

Lors de la conception des perceptrons multicouches, il est important de bien spécifier le nombre d'unités dans ces couches, mais il est également important de bien choisir les fonctions d'activation et les méthodes d'apprentissages.

L'apprentissage de ces réseaux est supervisé. L'algorithme utilisé pendant cet apprentissage est connu sous le nom de méthode de rétropropagation du gradient (Back propagation learning en anglais BPL) [4]. C'est une technique de calcul des dérivées d'une entité par rapport à l'ensemble de ses entrées, utilisé pour résoudre le problème de calcul des erreurs de sorties des neurones des couches cachées. Pour chaque exemple de l'ensemble d'apprentissage, cette méthode de rétropropagation se divise en deux phases [11] :

- ✓ Une phase de propagation ou calcul dans le sens direct, au cours de laquelle les entrées correspondantes à l'exemple sont utilisées pour calculer les sorties de tous les neurones.
- ✓ Une phase de rétropropagation ou calcul dans le sens inverse, au cours de laquelle sont calculés les gradients ou les erreurs locales pour tous les neurones. Selon que le gradient est calculé après la présentation de chaque exemple d'apprentissage ou après la présentation de tous les exemples, on peut distinguer deux types d'algorithmes : récursif et itératif.

Dans un algorithme récursif (en anglais *patern by patern training*) le gradient est calculé après la présentation de chaque exemple de l'ensemble d'apprentissage, et l'ajustement des poids et seuils est effectué en utilisant ce gradient partiel (algorithme on-line).

Dans un algorithme itératif (en anglais *batch training*) le gradient est calculé après la présentation de tous les exemples de l'ensemble d'apprentissage, et l'ajustement des poids et seuils est effectués en utilisant le gradient total qui est la somme des gradients partiels (algorithme off-line).

5.1.3 Les réseaux à fonction radiale RBF :

Les réseaux RBF constituent probablement le type de réseaux de neurones le plus utilisé après les PMC. À de nombreux égards, les réseaux RBF s'apparentent aux réseaux PMC. Tout d'abord, ils possèdent également des connexions unidirectionnelles vers l'avant et chaque neurone est entièrement connecté aux unités de la couche suivante. Ils sont donc des réseaux de neurones non bouclés.

Ils ont la aussi même structure que les Perceptrons multicouches, Le réseau RBF est un réseau à trois couches, une couche d'entrée, une ou plusieurs couches cachées composée de fonction noyau, et une couche de sortie, dont les neurones sont généralement animés par des fonctions d'activation linéaires [5]. La figure (II.8) représente un réseau de neurones (RBF) avec le vecteur d'entrée X.

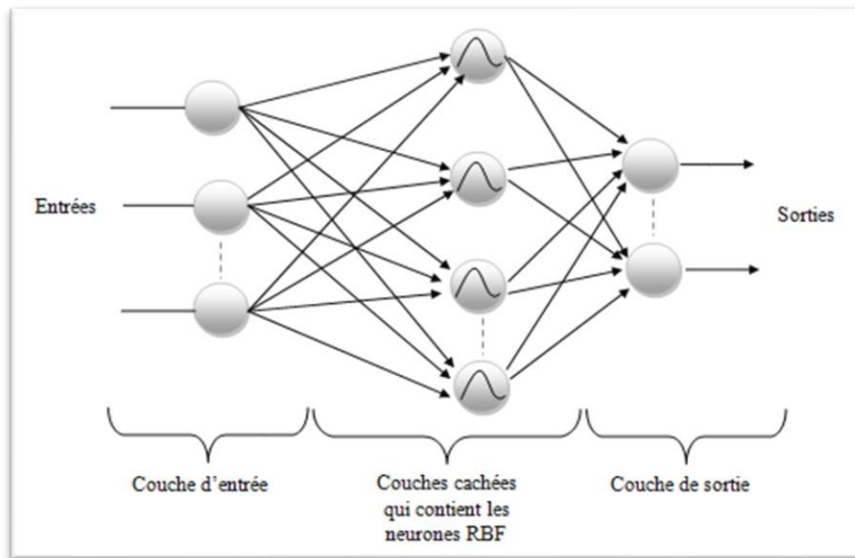


Figure II.8. Architecture d'une structure neuronale RBF.

Les réseaux à couches RBF peuvent être utilisés dans le cas des problèmes de classification de fonction, et sont capables d'approximer avec un degré de précision quelconque n'importe quelle fonction continue non linéaire [13], [5].

Ce réseau, à cause de son architecture, utilise le plus souvent la règle d'apprentissage de correction d'erreur et la règle par apprentissage compétitif. Il peut avoir un apprentissage qui combine en même temps l'apprentissage supervisé et l'apprentissage non supervisé. Ce réseau obtient des performances comparables ou supérieures à ceux du Perceptron multicouches.

De plus leur apprentissage plus rapide et plus simple en fait des outils de choix pour plusieurs types d'applications, dont la classification et l'approximation des fonctions. Cependant, ce réseau n'a pas si grandes recherches que le Perceptron multicouches [7].

L'approximation de fonction est une des utilisations les plus courantes des réseaux de neurones artificiels. Le cadre général du problème d'approximation est le suivant : on suppose l'existence d'une relation entre plusieurs variables (les entrées) et une variable de sortie. Cette relation étant inconnue, on essaie de construire un approximateur (boîte noire) entre ces entrées et cette sortie. Pour réaliser ces différentes étapes, on essaie d'utiliser les réseaux à fonctions de base radiales (RBF). Ces réseaux sont capables de fournir une représentation locale de l'espace grâce à des fonctions de base (c'est la particularité des réseaux RBF), dont l'influence est restreinte à une certaine zone de l'espace [5]. Plusieurs fonctions radiales peuvent être utilisées, mais la plus courante est une fonction de type gaussienne. Les combinaisons linéaires de fonctions gaussiennes sont utilisées depuis les années 60 pour construire des interpolations ou approximations de fonctions. Les modèles RBF sont liés à de

nombreuses autres approches utilisées, en reconnaissance des formes ainsi que les relations avec l'étude de l'approximation de fonctions [7].

5.2 Réseaux bouclés (récurrents, dynamique, cyclique)

Contrairement aux réseaux de neurones non bouclés ; les réseaux de neurones bouclés sont des réseaux de neurones dans lesquels il y a une liaison vers l'arrière. Lorsqu'on se déplace en suivant le sens des connexions, il est possible de trouver au moins un chemin qui revient à son point de départ. La sortie d'un neurone du réseau peut donc être fonction d'elle-même ; cela n'est évidemment convenable que si la notion de temps est explicitement prise en considération [9] [12]. Ainsi la fonction d'activation peut circuler le long de ces boucles et affecter le réseau pendant une période arbitrairement longue. Pour cette raison les comportements des réseaux récurrents sont potentiellement plus complexes que ceux des réseaux non bouclés [7].

L'apprentissage est cependant assez complexe dans ces réseaux, et leurs propriétés sont souvent moins bien connues que celles des réseaux non bouclés.

Pendant les dernières années, depuis le premier réseau récurrent de Hopfield, beaucoup d'intérêt a été accordé aux réseaux récurrents, en raison de leur aptitude à gérer des tâches complexes et de la richesse de leur comportement dynamique [7].

Trois classes importantes de réseaux récurrents sont présentées dans ce paragraphe :

Les réseaux récurrents à couches (le réseau d'Elman et le réseau de Jordan).

Les réseaux à compétition (réseaux ART et réseaux de Kohonen, « Self-organisation mapping »).

Les réseaux à connexions symétriques (réseau de Hopfield).

5.2.1 Réseaux à couche

➤ *Jordan*

Le réseau de Jordan est le réseau récurrent le plus ancien. Ce réseau a pour but d'effectuer une séquence d'actions par rapport à une tâche donnée par l'utilisateur. La tâche est constante durant l'exécution de la séquence ; le réseau doit toutefois retenir sa position dans la séquence. Pour mener sa tâche à bien, il lui faut donc une mémoire du contexte représentée

par une couche nommée « couche de contexte ». Les neurones de sorties sont reliés vers cette couche. Le nombre de neurone de cette couche dépend du nombre des couches de sortie. Elle retient l'état du réseau au temps précédent et sa propre activation par une boucle récurrente locale. Il en résulte que la couche de contexte retient une trace des événements passés. L'apprentissage a lieu aussi bien au niveau des connexions entre les couches d'entrée et les couches cachées qu'entre les couches cachées et les couches de sortie. Ainsi on peut utiliser toutes les règles d'apprentissage décrit par un Perceptron multicouche pour entraîner ce réseau [7].

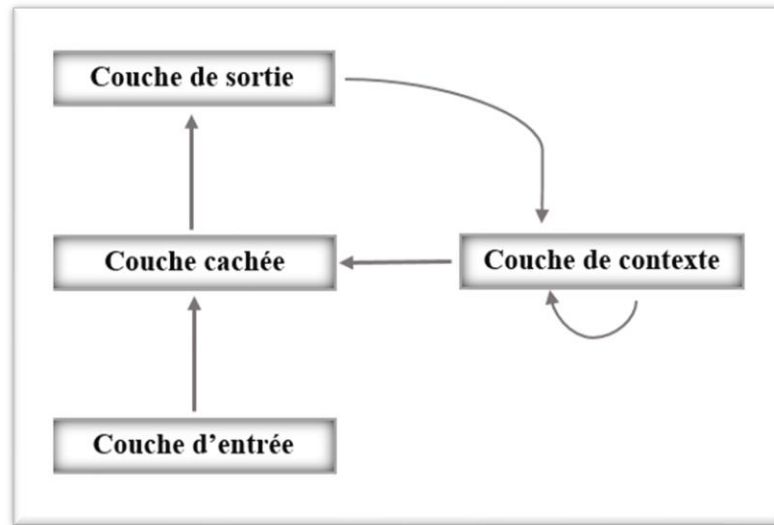


Figure II.9. Réseau de Jordan

➤ **Elman**

Le réseau d'Elman a été introduit par Elman à 1990 et est présenté sur la figure ci-après. Ce réseau est très semblable au réseau de Jordan,

La différence entre ces deux modèles réside simplement dans la connexion qui donne son caractère récurrent au réseau de neurones : dans les RNA d'Elman, la boucle se situe au niveau de la couche cachée, alors qu'elle se trouve entre la couche de sortie et la couche cachée dans les RNA de Jordan [16].

Là où le réseau de Jordan bouclait ses sorties sur sa couche cachée, le réseau d'Elman fait boucler sa couche cachée sur elle-même. L'effet de cette boucle est de recopier sans autre traitement la valeur de la couche cachée dans la couche de contexte, de telle sorte que l'état de la couche de contexte à un temps t est égal à l'état de la couche cachée au temps $(t-1)$. Dans le réseau d'Elman, comme dans le réseau de Jordan, cette boucle récurrente permet de retenir une trace d'événements passés. Pour l'apprentissage du réseau on applique une rétro

propagation classique pour corriger les poids, sans tenir compte de la recopie de l'activation de la couche cachée vers la couche de contexte [7].

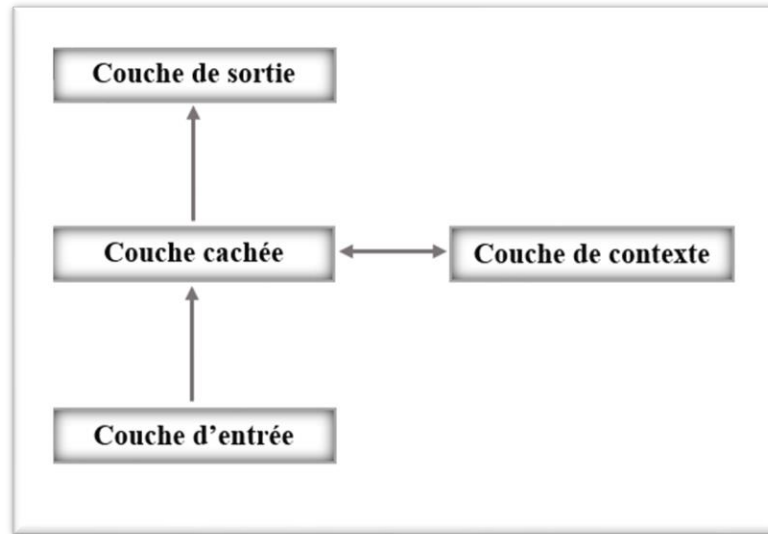


Figure II.10. Réseau d'Elman

Ces dernières années, ces deux types de RNN ont eu beaucoup de succès, notamment pour créer des modèles de langues (Mikolov et al., 2010, 2011), ou pour certaines tâches d'étiquetage de séquences (Yao et al., 2013 ; Mesnil et al., 2013 ; Vukotic et al., 2015) [16].

5.2.2 Réseaux à compétition

➤ ART

Dans le cadre des réseaux à compétition, comme le réseau de Kohonen présenté ci-dessus, le dilemme entre stabilité et plasticité est crucial. Comment pouvons-nous continuer à apprendre de nouvelles informations tout en assurant la relative stabilité des connaissances antérieures ? C'est dans l'optique de répondre à ce problème que Carpenter et Grossberg [Grossberg (1976), Carpenter et Grossberg (2003)] élaborent la théorie de la résonance adaptative (Adaptive Résonance Theory ART) [15].

Les architectures ART sont basées sur une théorie d'inspiration biologique assez complexe sur laquelle nous n'insisterons pas. Elles se manifestent par différentes implantations spécifiques dont celles nommées : « ART1 », « ART2 », « ART3 », « fuzzy ART », « ARTmap », « fuzzy ARTmap », etc. L'architecture ART1 possède la particularité de n'accepter que des entrées binaires, alors que l'ART2 accepte des entrées continues en incorporant aux mécanismes de l'ART1 différentes opérations complexes de normalisation.

Quant à l'ART3, il développe l'ART2 davantage en lui ajoutant un nouveau mécanisme de réinitialisation biologiquement inspiré. Le fuzzy ART possède la relative simplicité de l'ART1 tout en offrant la capacité de l'ART2 à traiter des entrées continues. Ces quatre architectures utilisent toutes un processus d'apprentissage non supervisé.

Une des versions supervisées des architectures ART : le fuzzy ART- map qui permet non seulement un apprentissage supervise, mais également un apprentissage incrémental des connaissances, c'est- à-dire un apprentissage où tous les stimuli ne sont pas nécessairement disponibles en tout temps. Ainsi, on peut par exemple apprendre avec un premier sous ensemble de stimuli, puis mettre ce dernier de côté et poursuivre l'apprentissage avec un autre sous-ensemble sans que les connaissances acquises précédemment soient oubliées par le réseau. Ceci n'est tout simplement pas possible avec d'autres architectures neuronales. Pour permettre l'apprentissage incrémental, Le fuzzy ARTmap combine deux réseaux fuzzy ART grâce à un carte associative (« map » en anglais ; d'où le nom « ARTmap ») [3].

La figure (II.11) présente le modèle général de ces réseaux.

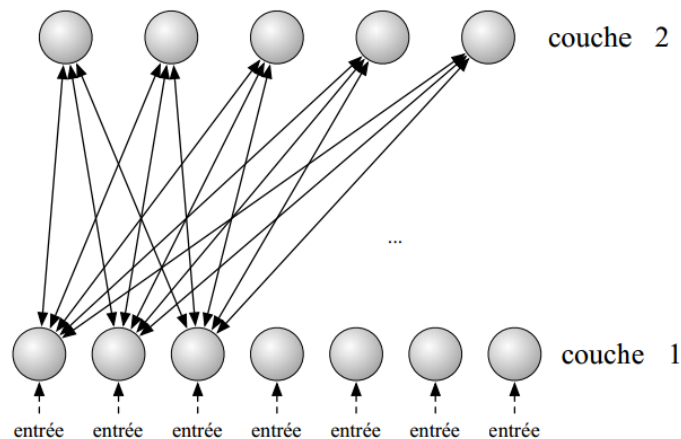


Figure II.11. Architecture d'un réseau ART de Grossberg et Carpenter [15]

Le réseau ART est composé de deux niveaux 1 et 2. Le niveau 1 accepte les vecteurs d'entrée. Le niveau 2 contient les classes ou catégories que le réseau a créées ; chaque neurone correspond à une classe distincte des autres. L'apprentissage par résonance utilise la règle de Grossberg (voir annexe) pour renforcer les connexions entre un ensemble de caractéristiques du signal sur la couche 1 et une classe de la couche 2. Le réseau choisit la classe la plus appropriée en regard de l'apprentissage déjà effectué, c'est-à-dire tout simplement le neurone le plus à même de s'activer en fonction des poids des connexions entre

1 et 2. L'activation d'un neurone sur 2 inhibe l'activation des autres, de sorte qu'une et une seule classe est renforcée [15].

➤ **Kohonen**

Réseau de Kohonen, ou bien carte auto-organisatrice de Kohonen (Self-Organizing Map SOM). Il s'agit d'un réseau à compétition. Cette carte permet de représenter sur un petit nombre de dimensions la structure présente dans des données de haute dimensionnalité. C'est une technique de prétraitement fort utile car il permet de diminuer l'espace de représentation. La carte topologique est composée essentiellement d'une couche compétitive de neurones de sortie. Ces neurones sont alimentés par une couche de neurones d'entrée. La règle d'apprentissage de la carte est non supervisée.

On peut voir la structure de cette carte sur la figure (II.12). Les neurones de cette carte sont disposés en une topologie déterminée.

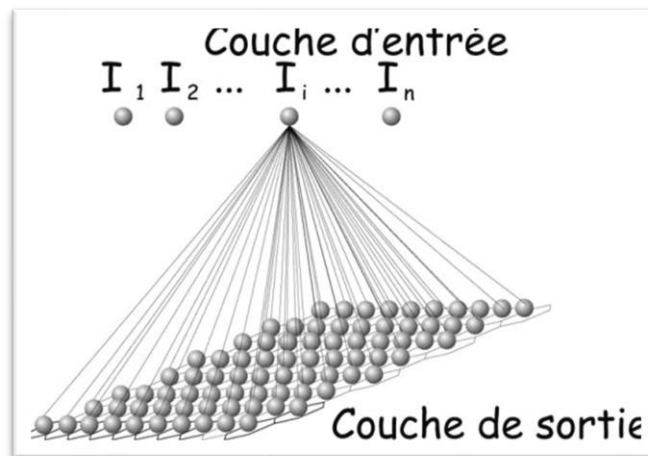


Figure II.12. Architecture d'une structure Kohonen

Plusieurs topologies sont possibles, la figure (II.13) présente trois types de voisinages couramment utilisés pour les cartes de Kohonen : voisinages linéaire, rectangulaire, triangulaire.

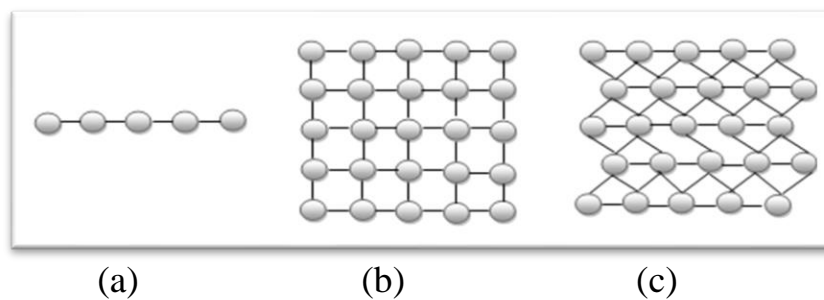


Figure II.13. Trois types de voisinages : (a) linéaire, (b) rectangulaire, (c) triangulaire.

5.2.3 Réseaux à connexion symétrique

➤ Hopfield

Ce modèle a été présenté par le physicien John Hopfield en 1982 [14], dans ce réseau, chaque neurone reçoit des informations de tous les neurones du réseau et envoie lui-même des informations à tous les autres neurones il n'y a aucune différenciation entre les neurones d'entrée et de sortie figure (II.14), seule importe la matrice des poids. Les neurones sont en effet reliés deux à deux par des connexions symétriques. Ces connexions supportent les motifs de connaissance que le réseau apprend [15]. Il s'agit d'un système coopératif où la décision est prise par étapes successives [4].

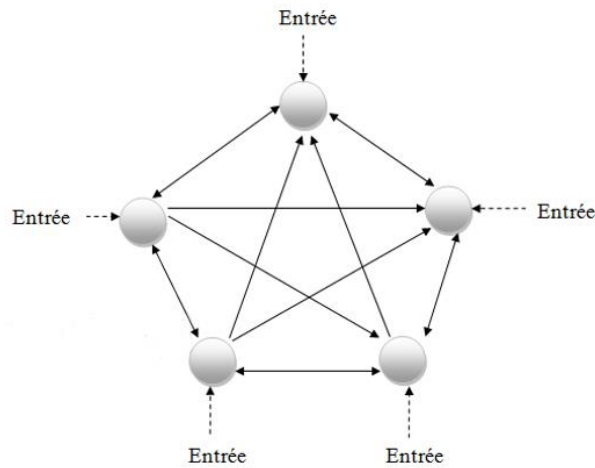


Figure II.14. Architecture d'une structure Hopfield

Il existe de nombreuses autres topologies possibles, mais elles n'ont pas eu à ce jour la notoriété des quelques-unes que nous avons décrites ici.

6 Choix d'architecture

Comme nous avons vu précédemment ; Il existe plusieurs modèles de réseau de neurones artificiels. Chaque modèle est caractérisé par son architecture, son traitement, sa règle d'apprentissage et ses avantages et inconvénients. Pour choisir le modèle le plus adapté à une application définie, il faut prendre en compte différents paramètres, parmi lesquels nous citons [18] :

- ✓ La fonction désirée (classification, prédiction, diagnostic ou reconnaissance ...).

- ✓ La nature des données à traiter. Ces données peuvent être de nature dynamique, statique ou aléatoire et peuvent avoir différentes formes.
- ✓ Ressources matérielles et/ou logicielles disponibles pour l'implémentation du réseau.
- ✓ Contraintes temporelles généralement liées à des applications temps réel (certains types de réseaux de neurones, tels que la « machine de Boltzmann », nécessitant des tirages aléatoires et un nombre de cycles de calculs indéfini avant stabilisation du résultat en sortie, présent plus de contraintes que d'autres réseaux pour une utilisation en temps réel [7])
- ✓ Les efforts de préparation de la base d'apprentissage ainsi que de la base de tests et validation en cas de besoin.
- ✓ Délais d'apprentissage correspondant au temps nécessaire avant de considérer le réseau comme expert et commencer la décision.

Certaines applications sont conçues à base de plusieurs réseaux de neurones. Dans ce cas, il faut prendre en compte l'adaptabilité entre les modèles couplés.

7 *Apprentissage*

L'apprentissage est une phase du développement d'un réseau de neurones durant laquelle le comportement du réseau est modifié jusqu'à l'obtention du comportement désiré [2].

L'apprentissage s'effectue grâce à des algorithmes itératifs, appelé « algorithme d'apprentissage », qui modifient les poids des connexions pour les adapter aux données présentées au réseau et sont caractéristiques du système à modéliser [7].

La plupart des algorithmes d'apprentissages des réseaux de neurones formels sont des algorithmes d'optimisation : ils cherchent à minimiser, par des méthodes d'optimisation non linéaire, une fonction de coût qui constitue une mesure de l'écart entre les réponses réelles du réseau et ses réponses désirées. Cette optimisation se fait de manière itérative, en modifiant les poids en fonction du gradient de la fonction de coût : le gradient est estimé par une méthode spécifique aux réseaux de neurones, dite méthode de rétro propagation, puis il est utilisé par l'algorithme d'optimisation proprement dit. Les poids sont initialisés aléatoirement avant l'apprentissage, puis modifiés itérativement jusqu'à obtention d'un compromis

satisfaisant entre la précision de l'approximation sur l'ensemble d'apprentissage et la précision de l'approximation sur un ensemble de validation disjoint du précédent [10].

Au niveau des algorithmes d'apprentissages, il a été défini deux grandes classes selon que l'apprentissage est dit supervisé ou non supervisé [7].

Dans la majorité des réseaux qui ont été étudiés, l'apprentissage sera dit supervisé, car on impose une entrée fixe et l'on cherche à récupérer une sortie connue. On effectue alors la modification de poids pour retrouver cette sortie imposée. Il existe des réseaux à apprentissage non supervisé, comme par exemple les cartes topologiques de Kohonen. Enfin, certains réseaux associent deux types d'apprentissages, c'est le cas par exemple des réseaux RBF (Radial Basic Function) [4].

7.1 Type d'apprentissage

7.1.1 L'apprentissage supervisé

Dans ce type d'apprentissage, on dispose d'un ensemble d'exemples (appelé ensemble d'apprentissage) qui sont des couples (entrée, sortie désirée) et à chaque fois, on présente un exemple en entrée du réseau, une sortie est calculée puis comparée avec la sortie désirée, ce qui ne donne l'erreur commise par le réseau.

Grace à cette erreur, on corrige les poids du réseau, puis on calcule la nouvelle erreur, ainsi de suite jusqu'à ce que l'erreur soit inférieure à un seuil choisi [4].

Cet apprentissage est appliqué généralement pour les réseaux non bouclés.

Nous avons plusieurs règles d'apprentissage non supervisées [5].

- ✓ Règle de Hebb.
- ✓ Règle de Kohonen.
- ✓ Règle de Instar.
- ✓ Règle de Outstar.

7.1.2 Non supervisé

Il existe parfois des cas où l'on ne possède pas d'information sur les classes de l'ensemble d'apprentissage. Ce manque de connaissance peut avoir plusieurs causes : manque d'information sur les données, volume d'information trop important pour pouvoir être étiqueté à la main, etc.... C'est dans ce cas que l'apprentissage non supervisé est utile [4].

L'apprentissage non supervisé est donc une technique différente où on ne détermine pas de variable de sortie. Le réseau va lui-même catégoriser les variables d'entrée [7].

L'apprentissage non supervisé est le seul qui peut expliquer l'apprentissage dans le système biologique. Ce processus d'entraînement fait correspondre à une classe donnée de vecteurs d'entrée qui ont une propriété commune, une sortie particulière, mais au premier temps, on ne peut pas connaître pour une classe de vecteur d'entrée, la sortie correspondante [4].

L'apprentissage non supervisé est généralement appliqué pour les réseaux bouclés [7], Il est bien adapté à la modélisation des données complexes (images, sons, ...), dont les règles qui gouvernent le comportement du système à modéliser par les réseaux de neurones sont moins précises [9].

Nous avons plusieurs règles d'apprentissage supervisées.

- ✓ Apprentissage supervisé avec la règle du perceptron.
- ✓ Apprentissage des réseaux à fonctions radiales de base (RBF).

7.1.3 Par renforcement

L'apprentissage renforcé est une technique similaire à l'apprentissage supervisé à la différence qu'au lieu de fournir des résultats désirés au réseau, on lui accorde plutôt un grade (ou score) qui est une mesure du degré de performance du réseau après quelques itérations [19]. Autrement dit ; L'apprentissage supervisé nécessite un superviseur qui dicte au réseau quelle action est correcte dans telle situation. Mais dans l'apprentissage par renforcement, le réseau n'a pas de superviseur à sa disposition, il interagit avec l'environnement qui lui donne un retour quantitatif sur les valeurs de ses actions.

Les deux propriétés « recherche par essai-erreur et récompense à long terme » sont les deux caractéristiques les plus importantes de l'apprentissage par renforcement [7].

L'apprentissage par renforcement permet de contourner certaines des limitations de l'apprentissage supervisé. Il consiste en une espèce d'apprentissage supervisé, mais avec un indice de satisfaction scalaire au lieu d'un signal d'erreur vectoriel. Ce type d'apprentissage est inspiré des travaux en psychologie expérimentale de Thorndike (1911) [3].

Les algorithmes utilisant la procédure d'apprentissage renforcé sont surtout utilisés dans le domaine des systèmes de contrôle (White et Sofge, 1992 ; Sutton, 1992) [19].

7.2 *Algorithme d'apprentissage*

L'algorithme d'apprentissage est la méthode mathématique qui va modifier les poids de connexions afin de converger vers une solution qui permettra au réseau d'accomplir la tâche désirée. L'apprentissage est une méthode d'identification paramétrique qui permet d'optimiser les valeurs des poids du réseau. Plusieurs algorithmes itératifs peuvent être mis en œuvre, parmi lesquels on note [19] :

- ✓ La méthode de Newton
- ✓ Méthodes Quasi-Newton
- ✓ Algorithme de BFGS
- ✓ La méthode Levenberg-Marquardt
- ✓ Algorithme de rétropropagation

Dans notre travail nous avons utilisé la technique rétropropagation ; L'algorithme de rétropropagation (ARP) ou de propagation arrière « back propagation » est l'exemple d'apprentissage supervisé le plus utilisé.

La technique de rétropropagation du gradient (Back propagation en anglais) est une méthode qui permet de calculer le gradient de l'erreur pour chaque neurone du réseau, de la dernière couche vers la première. L'historique des publications montre que l'ARP a été découvert indépendamment par différents auteurs mais sous différentes appellations (Grossberg, 1998). Le principe de la rétropropagation peut être décrit en trois étapes fondamentales : acheminement de l'information à travers le réseau ; rétropropagation des

sensibilités et calcul du gradient ; ajustement des paramètres par la règle du gradient approximé.

Il est important de noter que l'ARP souffre des limitations inhérentes à la technique du gradient à cause du risque d'être piégé dans un minimum local. Il suffit que les gradients ou leurs dérivées soient nuls pour que le réseau se retrouve bloqué dans un minimum local. Ajoutons à cela la lenteur de convergence surtout lorsqu'on traite des réseaux de grande taille (c'est à dire pour lesquels le nombre de poids de connexion à déterminer est important).

Pour rendre l'optimisation plus performante, on peut utiliser des méthodes de second ordre telles que les méthodes dites de Quasi-Newton ou de Newton modifiée.

8 Des étapes de conception d'un réseau

Pour construire un réseau de neurones, la première chose à faire n'est pas de choisir le type de réseau mais de bien choisir ses échantillons de données d'apprentissage, de tests et validation. Ce n'est qu'ensuite que le choix du type de réseau interviendra. Afin de clarifier un peu les idées, voici chronologiquement les grandes étapes qui doivent guider la création d'un réseau de neurones [7].

8.1 Détermination des entrées/sorties du réseau de neurones :

Pour toute conception de modèle, la sélection des entrées doit prendre en compte deux points essentiels [19] :

- ✓ Premièrement, la dimension intrinsèque du vecteur des entrées doit être aussi petite que possible, en d'autres termes, la représentation des entrées doit être la plus compacte possible, tout en conservant pour l'essentiel la même quantité d'information, et en gardant à l'esprit que les différentes entrées doivent être indépendantes.
- ✓ En second lieu, toutes les informations présentées dans les entrées doivent être pertinentes pour la grandeur que l'on cherche à modéliser : elles doivent donc avoir une influence réelle sur la valeur de la sortie.

8.2 Choix et préparation des échantillons :

Le processus d'élaboration d'un réseau de neurones commence toujours par le choix et la préparation des échantillons de données. Comme dans les cas d'analyse de données, cette étape est cruciale et va aider le concepteur à déterminer le type de réseau le plus approprié

pour résoudre son problème. La façon dont se présente l'échantillon conditionne : le type de réseau, le nombre de cellules d'entrée, le nombre de cellules de sortie et la façon dont il faudra mener l'apprentissage, les tests et la validation (Bishop, 1995) [7].

Il faut donc déterminer les grandeurs qui ont une influence significative sur le phénomène que l'on cherche à modéliser. Lorsque la grandeur que l'on veut modéliser dépend de nombreux facteurs, c'est-à-dire lorsque le modèle possède de nombreuses entrées, il n'est pas possible de réaliser un « pavage » régulier dans tout le domaine de variation des entrées : il faut donc trouver une méthode permettant de réaliser uniquement des expériences qui apportent une information significative pour l'apprentissage du modèle. Cet objectif peut être obtenu en mettant en œuvre un plan d'expériences. Pour les modèles linéaires, l'élaboration de plans d'expériences est bien maîtrisée, par ailleurs, ce n'est pas le cas pour les modèles non linéaires. Afin de développer une application à base de réseaux de neurones, il est nécessaire de disposer de deux bases de données, une pour effectuer l'apprentissage et l'autre pour tester le réseau obtenu et déterminer ses performances. Notons qu'il n'y a pas de règle pour déterminer ce partage d'une manière quantitative, néanmoins chaque base doit satisfaire aux contraintes de représentativité de chaque classe de données et doit généralement refléter la distribution réelle, c'est à dire la probabilité d'occurrence des diverses classes (Nascimento, 2000) [19].

8.3 Elaboration de la structure du réseau

La structure du réseau dépend étroitement du type des échantillons. Il faut d'abord choisir le type de réseau : un perceptron standard, un réseau de Hopfield, un réseau à décalage temporel (TDNN), un réseau de Kohonen, un ARTMAP etc... [7].

Par exemple, dans le cas du perceptron multicouches, il faudra aussi bien choisir le nombre de couches cachées que le nombre de neurones dans cette couche [19].

✓ *Nombre de couches cachées :*

Mis à part les couches d'entrée et de sortie, il faut décider du nombre de couches intermédiaires ou cachées. Sans couche cachée, le réseau n'offre que de faibles possibilités d'adaptation. Néanmoins, il a été démontré qu'un Perceptron Multicouches avec une seule couche cachée pourvue d'un nombre suffisant de neurones, peut approximer n'importe quelle fonction avec la précision souhaitée (Hornik, 1991).

✓ **Nombre de neurones cachés :**

Chaque neurone peut prendre en compte des profils spécifiques de neurones d'entrée. Un nombre plus important permet donc de mieux "coller" aux données présentées mais diminue la capacité de généralisation du réseau. Il faut alors trouver le nombre adéquat de neurones cachés nécessaire pour obtenir une approximation satisfaisante. Il n'existe pas, à ce jour, de résultat théorique permettant de prévoir le nombre de neurones cachés nécessaires pour obtenir une performance spécifique du modèle, compte tenu des modèles disponibles. Il faut donc nécessairement mettre en œuvre une procédure numérique de conception de modèle.

8.4 **Apprentissage**

L'apprentissage est un problème numérique d'optimisation. Il consiste à calculer les pondérations optimales des différentes liaisons, en utilisant un échantillon. La méthode la plus utilisée est la rétro propagation, qui est généralement plus économe que les autres en termes de nombres d'opérations arithmétiques à effectuer pour évaluer le gradient [19] : on entre des valeurs du les cellules d'entrée et en fonction de l'erreur obtenue en sortie (le delta), on corrige les poids accordés aux pondérations. C'est un cycle qui est répété jusqu'à ce que la courbe d'erreurs du réseau ne soit croissante (il faut bien prendre garde ne pas surentrainer un réseau de neurones qui deviendra alors moins performant). Il existe d'autres méthodes d'apprentissage telles que le quick Prop par exemple. Mais la plus utilisée reste encore la rétro propagation [7].

8.5 **Validation et Tests**

Une fois le réseau calculé, il faut toujours procéder à des tests afin de vérifier que notre réseau réagit correctement. Il y a plusieurs méthodes pour effectuer une validation : la cross validation, le bootstrapping... mais pour les tests, dans le cas général, une partie de l'échantillon est simplement écarté de l'échantillon d'apprentissage et conservé pour les tests hors échantillon [7].

Si les performances du réseau ne sont pas satisfaisantes, il faudra, soit modifier l'architecture du réseau, soit modifier la base d'apprentissage.

9 Domaines d'application

Les réseaux de neurones servent aujourd'hui à toutes sortes d'applications dans divers domaines ; par exemple [3] :

- ✓ Un système de guidage pour automobile, et un auto pilote pour avion.
- ✓ Des systèmes de lecture automatique de chèques bancaires et d'adresses postales.
- ✓ Des systèmes de traitement du signal pour différentes applications militaires.
- ✓ Un système pour la synthèse de la parole.
- ✓ Des réseaux sont aussi utilisés pour bâtir des systèmes de vision par ordinateur.
- ✓ Pour faire des prévisions sur les marchés monétaires.
- ✓ Pour évaluer le risque financier ou en assurance.
- ✓ Pour différents processus manufacturiers.
- ✓ Pour le diagnostic médical.
- ✓ Pour l'exploration pétrolière ou gazière, en robotique, en télécommunication....
- ✓ Le traitement d'image
- ✓ La prévision et la modélisation
- ✓ L'identification des formes géométriques
- ✓ Le contrôle industriel

Bref, les réseaux de neurones ont aujourd'hui un impact considérable et, il y a fort à parier, que leur importance ira grandissant dans le futur [3].

10 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons commencé par un historique racontant les débuts des réseaux de neurones et leurs développement jusqu'à nos jours, en suite nous avons invoqué les type des réseaux de neurones, après nous avons abordé les architectures des réseaux neuronaux en passant par les réseaux non bouclés et bouclés, cependant nous avons parlé

aussi des choix d'architecture en suite nous avons passé aux apprentissage, et avant d'en finir avec les domaine d'application; nous avons invoqué des étapes de conception d'un réseau.

En possédant des propriétés mathématiques intéressantes, l'architecture perceptron multicouche (MLP) et les réseaux à fonction radiale (RBF) sont particulièrement utilisées dans notre travail, ces propriétés seront présentées au cours des prochaines chapitres.

Les différentes architectures de réseau exigent des algorithmes appropriés d'étude pour la synthèse et la conception des antennes imprimées.

11 *Reference bibliographique*

- [1] Marc Lucea, "**Modélisation dynamique par réseaux de neurones et machine à vecteurs supports : contribution à la maîtrise des émissions polluantes de véhicules automobiles**", Université de Pierre et Marie Curie, Paris VI, 2006. HAL Id<pastel-00001943>
- [2] Claude Touzet, "**Les réseaux de neurones artificiels, introduction au connexionnisme**", Collection de l'EERIE, N. Giambiasi, hal-01338010, 2016.
- [3] Marc parizeau, "**Les réseaux de neurones** ", GIF-21140 et GIF-64326 Automne 2004.
- [4] L. Merad, "**Modélisation et optimisation de réseaux d'antennes imprimées par les réseaux de neurones et l'algorithme**," Thèse magister, Département d'électronique, université de Tlemcen, 2001.
- [5] O.Barkat, "**Etude et Synthèse des Caractéristiques de Réseaux d'antennes Imprimées Supraconductrices dans la Bande Millimétrique**", Thèse de doctorat en science, Université de Constantine, 2003.
- [6] Houssou Mohamed, "**Optimisation de la structure des réseaux de neurones par l'algorithme génétique**", Thèse de magister, Département de génie électrique, Université de Constantine, 2005.
- [7] Sekkal Mansouria, "**Apprentissage génétique d'un classifieur neuronal Application en cardiologie**", Thèse de magister, Département d'électronique, Université Aboubeker Belkaid, 2008.
- [8] Nadia Benahmed, "**Optimisation de réseaux de neurones pour la reconnaissance de chiffres manuscrits isolés : sélection et pondération des primitivités par algorithme génétique**", Mémoire présenté à l'école de technologie supérieure comme exigence partielle à l'obtention de la maîtrise en génie de la production automatisée, Université Québec, 01 mars 2002.
- [9] Addaci Rafik, "**Evaluation de la fréquence de résonance complexe et de la bande passante d'une antenne microbande rectangulaire par la méthode neurospectrale**", Thèse de magister, Département d'électronique, Université de Constantine

- [10] G.Dreyfus, "**Les réseaux de neurones**", École Supérieure de Physique et de Chimie I industrielles de la Ville de Paris (ESPCI), Laboratoire d'Électronique, septembre 1998.
- [11] Yamina Tighilt, "**Identification des antennes micro rubans multicouches par la méthode spectrale et réseaux de neurones** ", Thèse de doctorat en sciences, Département d'électroniques, Université de Abbes Ferhat, Sétif.
- [12] D.E. Rumelhart "**Learning Representation By Back-Propagation Errors**", The MIT Press, VOL.1, Cambridge. 1986.
- [13] C. Christodoulou, M. Georgiopoulos, "**Applications of neural network in electromagnetics** " Artech House, Boston. London, 2001.
- [14] J. Hopfield, "**Neural networks and physical systems with emergent collective computational abilities**", Division of Chemistry and Biology, California Institute of Technology, Pasadena, California 91125 ; and Bell Laboratoires, Murray Hill, New Jersey 07974, January 15, 1982.
- [15] Panazol David, "**Proposition de l'architecture « Cortexionist » pour l'intelligence comportementale de créatures artificielles**", Thèse de doctorat, Département d'informatique, Université de Toulouse III – Paul Sabatier, septembre 2008.
- [16] Marco Dinarelli, Isabelle Tellier, "**Étude de réseaux de neurones récurrents pour l'étiquetage de séquence**", Traitement Automatique des Langues Naturelles (TALN), Jul 2016, Paris, France. Hal 01489982f.
- [17] M. Schyns, "**Les réseaux de neurones : principes et application à la détection financière des faillites**", Février 1997.
- [18] Mehdi ABADI, "**Réalisation d'un Réseau de Neurones (SOM) Sur une Architecture Matérielle Adaptable et Extensible à Base de réseaux sur Puce (NOC)**", Thèse de doctorat, Ecole Doctorale IAEM Lorraine en cotutelle avec Ecole Nationale d'Ingénieurs de Sousse, 7 Juillet 2018.
- [19] Mohamed Yassin AMMAR, "**Mise En Œuvre De Réseaux De Neurones Pour La Modélisation De Cinétiques Réactionnelles En Vue De La Transposition Batch/Continu** ", Thèse de doctorat, Ecole doctorale : Transfert, Dynamique des Fluides, Energétique & Procédés Spécialité : Génie des procédés et de l'Environnement, Toulouse, 17 juillet 2007.

Chapitre III

Méthode neurocavité pour
l'analyse des antennes
microrubans annulaires
utilisant les réseaux MLP et
RBF

1 Introduction

Les antennes microrubans annulaires de différentes formes, telles que circulaires, rectangulaires, carrées et triangulaires, ont été étudiées en tant qu'alternances à des disques rectangulaires et circulaires standard [1], plusieurs propriétés intéressantes sont associées à ces antennes. La géométrie d'une antenne microruban anneau circulaire est illustrée dans la Fig. III.1.

Pour un nombre de ses caractéristiques utiles, l'antenne microruban anneau circulaire a été plus fréquemment étudiée et utilisée. La séparation des modes de résonance peut être contrôlée par le rapport entre les rayons externes et internes. La bande passante d'impédance de cette antenne, lorsqu'elle est utilisée en mode TM_{12} , s'avère plusieurs fois plus grande que ce qui est réalisable avec d'autres patches, bien qu'au prix d'une plus grande taille. Il est possible de combiner l'anneau circulaire avec un disque circulaire pour former une antenne compacte à double bande [2]. La structure de l'anneau microruban a été utilisée également pour mesurer la constante diélectrique du matériau du substrat [3], et proposée comme radiateur pour des applications médicales [4]. Il a été démontré que la structure est un bon résonateur pour les modes TM [5, 6]. L'anneau circulaire a été analysé à l'aide du modèle de cavité [2, 7–9], du modèle de la ligne de transmission généralisée [10], de l'analyse dans le domaine de la transformée de Fourier-Hankel [11] et de la méthode de l'expansion asymptotique [5]. L'analyse du modèle de cavité s'avère simple et utile dans la conception de la structure et elle est présentée ultérieurement dans ce chapitre. Nous avons combiné l'analyse du modèle de cavité avec les réseaux de neurones artificiels robuste pour analyser des antennes microrubans annulaires.

Récemment, le développement d'outils de simulation efficaces et précis pour aider à analyser et à concevoir des structures microrubans a attiré un certain intérêt. Étant donné que le modèle de cavité est numériquement assez efficace et lorsqu'il est couplé à un réseau neuronal approprié, la combinaison serait un outil de conception très efficace.

Dans ce travail et avant de connaître l'influence des paramètres physiques de l'antenne sur la fréquence de résonance, nous devons d'abord valider l'approche suggérée, Ensuite, nous étudierons l'influences des différents paramètres : la permittivité (ϵ_r), le rayon intérieur (r_1), le rayon extérieur (r_2) et la hauteur du diélectrique (d_2) pour le cas de la structure ayant un gap d'air, enfin l'influence de l'inclusion de l'espace d'air (d_1) insérée entre le substrat et le plan de masse sur les caractéristiques de résonance est également étudié pour les modes

fondamentaux et d'ordre supérieur.

Le modèle RNA proposé ne nécessite aucune fonction mathématique compliquée. Il est très simple, efficace, précis et adapté aux applications de CAO pour concevoir des antennes pour des communications sans fil.

2 Formulation de problème

La géométrie de l'antenne annulaire, comprenant un conducteur métallique en forme d'anneau déposé sur la surface d'un substrat diélectrique soutenu par un plan de masse, est illustrée dans la figure (III.1).

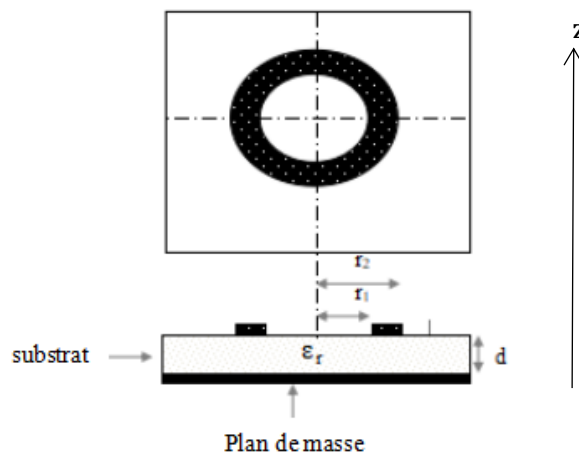


Figure III.1. Géométrie d'une antenne microbande annulaire.

Si on considère un substrat électriquement très mince, il n'y a pas de variation du champ électrique dans la direction z et les champs peuvent être supposés être TM. La solution pour les champs peut être obtenue en utilisant le modèle de cavité dans lequel l'anneau est entouré de parois magnétiques [7]-[8].

Pour les modes TM_{mn} , la fréquence de résonance d'un résonateur annulaire peut être calculée en tenant compte de l'effet des champs frangeants ou champs de bord, en utilisant :

$$f_r = \frac{kv_0}{2\pi w\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (III.1)$$

Où v_0 est la vitesse de la lumière dans l'espace libre.

$k = 2n/(r_1 + r_2)$ est le nombre d'onde.

r_1 et r_2 représentent les rayons de l'anneau.

\mathcal{E}_{eff} est la constante diélectrique effective pour une ligne microruban de largeur de bande $w=r_2-r_1$.

Tenant compte des effets de bord du champ existant en dehors du diélectrique, il est nécessaire de remplacer \mathcal{E}_r par la permittivité effective \mathcal{E}_{eff} .

$$\varepsilon_{eff} = \frac{1}{2} [(\varepsilon_r + 1) + (\varepsilon_r - 1)] \left(1 + \frac{10d}{w}\right)^{\frac{1}{2}} \quad (\text{III.2})$$

Où ε_r est la permittivité relative du substrat diélectrique.

La fréquence de résonance du résonateur annulaire peut être prédite plus précisément en modifiant les valeurs physiques des rayons intérieur et extérieur [12]. Les valeurs modifiées des rayons intérieur et extérieur, En tenant compte des champs frangeants le long des bords courbés de l'anneau, peuvent être écrites [7] de la manière suivante :

$$\begin{aligned} r_{2e} &= r_2 + [w_e(f) - w]/2 \\ r_{1e} &= r_1 + [w_e(f) - w]/2 \end{aligned} \quad (\text{III.3})$$

Où

$$w_e(f) = w + \frac{w_e(0) - w}{(f/f_p)^2} \quad , \quad w = r_2 - r_1 \quad (\text{III.4})$$

$$w_e(0) = \frac{120\pi d}{Z_0 \sqrt{\varepsilon_{eff}}} \quad (\text{III.5})$$

$$f_p = \frac{Z_0}{2\mu d} \quad (\text{III.6})$$

Dans la littérature, on retrouve également une autre paire de formules empiriques pour calculer les rayons modifiés. Cette nouvelle paire de formules est suffisantes pour de nombreuses applications [13]

$$r_{1e} = r_1 - 3h/4$$

$$r_{2e} = r_2 - 3h/4 \quad (\text{III.7})$$

Où : r_{1e} et r_{2e} sont les rayons effectifs.

Après avoir résolu l'équation caractéristique (8)

$$J'_n(kr_{2e})Y'_n(kr_{1e}) - J'_n(kr_{1e})Y'_n(kr_{2e}) = \pi r^2 \quad (\text{III.8})$$

Où J_n et Y_n sont des fonctions de Bessel du premier et du deuxième type d'ordre n . L'exposant prime désigne des dérivées. la fréquence de résonance est déterminée à partir de l'équation (III.1).

Pour une valeur donnée de r_1 et r_2 du patch annulaire, r_{1e} et r_{2e} peuvent être calculés aisément. Après avoir résolu l'équation (8), la fréquence de résonance du mode d'ordre mn peut être prédite avec précision à partir de :

$$f_{mn} = \frac{x_{mn}v_0}{2\pi w\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (\text{III.9})$$

où $\text{Re}\{k_{mn}r_1\} = x_{mn}$ est la partie réelle de $(k_{mn}r_1)$, et désigne la racine de l'équation caractéristique (8).

Il convient de souligner que la correction de la fréquence de résonance (III.1) dans la formule (III.9) implique à la fois la permittivité effective et les rayons effectifs, ce qui permet d'obtenir un bon accord entre la théorie et l'expérimentale dans le cas de l'antenne annulaire.

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

3 Modèle RNA pour une antenne microruban annulaire :

Comme nous avons vu dans le chapitre 2, les RNA sont des programmes informatiques d'inspiration biologique conçus pour simuler la façon dont le cerveau humain traite l'information. Les RNA rassemblent leurs connaissances en détectant les modèles et les relations dans les données et apprennent (ou sont formés) par l'expérience, et non par la programmation. Un RNA est formé de centaines d'unités uniques, de neurones artificiels ou d'éléments de traitement liés à des poids, qui constituent la structure neuronale et sont

organisés en couches. La puissance des calculs neuronaux provient de la connexion de poids dans un réseau. Chaque neurone a des entrées pondérées, une fonction de sommation, une fonction de transfert et une sortie. Le comportement d'un réseau neuronal est déterminé par les fonctions de transfert de ses neurones, par la règle d'apprentissage et par l'architecture elle-même. Les poids sont les paramètres réglables et, en ce sens, un réseau de neurones est un système paramétré. La somme pondérée des entrées constitue l'activation du neurone. Le signal d'activation est passé par une fonction de transfert pour produire la sortie d'un neurone. La fonction de transfert introduit la non-linéarité dans le réseau. Pendant l'entraînement, les connexions entre les unités sont optimisées jusqu'à ce que l'erreur dans les prédictions soit minimisée et que le réseau atteigne le niveau de précision spécifié. Une fois le réseau est entraîné, de nouvelles informations d'entrée invisibles sont entrées dans le réseau pour calculer la sortie à tester. Le RNA représente donc une technique de modélisation prometteuse, en particulier pour les ensembles de données avec des relations non linéaires qui sont fréquemment rencontrées en ingénierie. En termes de spécification du modèle, les RNA ne nécessitent aucune connaissance de la source de données mais, comme ils contiennent souvent de nombreux poids qui doivent être estimés, ils nécessitent de grands ensembles d'entraînement. En outre, les RNA peuvent combiner et incorporer à la fois des données basées sur la littérature et des données expérimentales pour résoudre des problèmes. Les RNA ont de nombreuses structures et architectures [14-16]. Dans ce chapitre, deux architectures de réseau neuronal sont utilisées ; Dans la première partie nous avons utilisé l'architecture de réseau neuronal à perceptron multicouche (MLP) [14] pour calculer la fréquence de résonance de l'antenne microruban ayant un patch anneau circulaire pour les modes fondamentaux ainsi que pour les modes d'ordre supérieur. Et dans la deuxième partie nous avons utilisé l'architecture à fonction radiale (RBF) pour analyser une antenne annulaire avec un gap d'air.

La fréquence de résonance de l'antenne est obtenue en fonction des rayons de l'anneau r_1 , r_2 , la hauteur du substrat diélectrique d , et la constante diélectrique relative du matériau ϵ_r .
(partie 1 : antenne sans gap d'air)

Les quantités d'entrée dans la boîte noire RNA de la figure.III.1 peuvent être commandées comme :

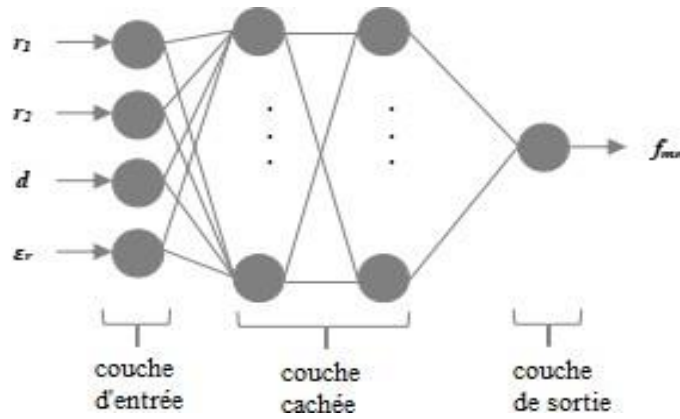


Figure III.2. Modèle RNA (antenne sans gap d'air).

- r_1 : rayon intérieur du patch ;
- r_2 : rayon extérieur du patch ;
- ϵ_r : permittivité relative du substrat diélectrique.
- d : hauteur du substrat diélectrique ;
- f_r : fréquence de résonance de l'antenne.

La fréquence de résonance peut être obtenue à partir de la sortie de la boîte noire en tant que fonction des variables d'entrée.

Dans ce qui suit, nous allons donner brièvement quelques détails sur les Perceptrons multicouches (MLP) qui sont très populaires dans la modélisation par la technique des réseaux de neurones.

A. Réseaux perceptrons multicouches :

Les réseaux de neurones MLP entraînés avec l'algorithme de rétropropagation standard sont des réseaux supervisés et ils ont donc besoin d'une réponse souhaitée pour être formés. Ils apprennent à transformer les données d'entrée en une réponse souhaitée, et ils sont donc largement utilisés pour la classification des modèles. Avec 1 ou 2 couches cachées, ils peuvent approximer pratiquement n'importe quelle carte d'entrée-sortie. Il a été démontré que ces réseaux se rapprochent des performances des classificateurs statistiques optimaux dans les problèmes difficiles. La plupart des applications de réseau neuronal impliquent MLP. L'unité de construction MLP de base

est un modèle simple de neurones artificiels. Cette unité calcule la somme pondérée des entrées plus le poids seuil et transmet cette somme à travers la fonction d'activation (généralement sigmoïde). Dans un perceptron multicouche, les sorties des unités d'une couche forment les entrées de la couche suivante. Les poids du réseau sont généralement calculés en entraînant le réseau à l'aide de l'algorithme de rétropropagation [12].

B. Structures du réseaux de neurones

Le réseau MLP, qui a une configuration de 4 neurones d'entrée, 10 et 12 neurones dans 2 couches cachées, et 1 neurone de sortie avec un taux d'apprentissage = 0,6, objectif = 0,0001, a été formé pendant 2000 époques. Les fonctions de transfert sigmoïde, tangente hyperbolique et linéaire ont été utilisées dans l'entraînement MLP. Le réseau MLP a été formé avec 595 échantillons et testé avec 119 échantillons déterminés selon la définition du problème ; 5 entrées et 1 sortie ont été utilisées pour l'analyse RNA. Les modèles RNA présentés dans ce chapitre ont été obtenus à partir de l'équation (III.1) ainsi que des résultats expérimentaux publiés dans travaux précédents [10-18]. Les données sont arrangées sous forme de matrice composée d'entrées et de valeurs cibles et organisées selon les définitions du problème.

4 Passage bicouche à monocouche

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 (voir Figure III.3). 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 [20]-[22]. Par conséquent, une nouvelle structure ayant des propriétés réglables est obtenue pour laquelle une nouvelle formulation de la fréquence de résonance est nécessaire.

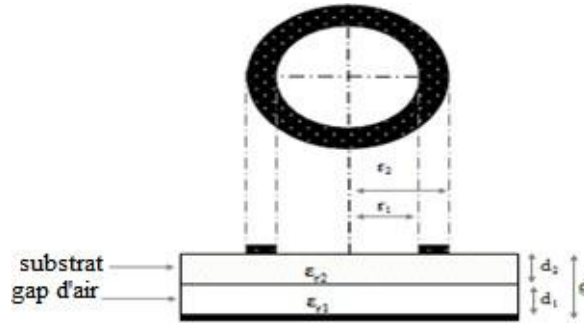


Figure III. 3 Représentation simplifiée d'une antenne microruban anneau circulaire bicouches ayant un gap d'air

L'expression de la fréquence de résonance donnée par l'équation (III.9) ne peut pas être utilisée pour calculer la fréquence de résonance d'une antenne microruban ayant un gap d'air ; puisque cette dernière structure est composée de deux couches.

Afin d'élargir l'application de la formule (III.9) pour le cas d'une antenne microruban annulaire ayant un gap d'air, il est nécessaire de remplacer les deux couches par un substrat monocouche équivalent, comme indiqué dans la figure ci-dessous :



Figure III.4 : Remplacement du substrat bicouche par un substrat monocouche équivalent

Notons que la permittivité ϵ_{r1} du gap d'air est égale à 1. Les expressions de d_{eq} et ϵ_{req} peuvent être obtenues à partir des travaux de Fortaki [21], [22] :

$$d_{eq} = d_1 + d_2 \quad (III.10)$$

$$\epsilon_{req} = \frac{\epsilon_{r2}(d_1+d_2)}{\epsilon_{r2} d_1+d_2} \quad (III.11)$$

5 Résultats et discussion :

Les modèles RNA (MLP et RBF) sont utilisés pour estimer la fréquence de résonance de l'antenne microruban anneau circulaire (sans et avec gap d'air). Les réseaux ont été formés avec l'ensemble connu de paramètres dans l'entrée pour obtenir la sortie souhaitée.

Après l'opération de l'apprentissage, les modèles RNA sont exploités pour calculer la fréquence de résonance f_r pour toute valeur arbitraire de rayons (r_1 , r_2), constante diélectrique de différentes couches et leurs épaisseurs.

Concernant l'antenne sans gap d'air, les résultats théoriques de la fréquence de résonance obtenus en utilisant le réseau neuronal artificiel (MLP) sont en très bon accord avec les résultats expérimentaux rapportés ailleurs (voir tableau III.1).

Modes	r_1 (mm)	f_r mesurer (GHz)	f_r calculer (GHz) [17]	MLP f_r (GHz)	Mesuré par
TM_{11}	35	0.626	0.623	0.624	[18]
TM_{21}	35	1.229	1.230	1.230	
TM_{31}	35	1.800	1.806	1.808	
TM_{11}	25	0.876	0.897	0.876	[19]
TM_{21}	25	1.772	1.731	1.769	
TM_{31}	25	2.515	2.537	2.510	

Tableau III.1. Résultats et comparaison des fréquences de résonance mesurées et calculées pour les modes fondamentaux et d'ordre supérieur d'une antenne anneau circulaire, $d=1.59\text{mm}$, $r_2=2r_1$, $\epsilon_r=2.32$.

Les résultats démontrent l'excellente capacité de l'approximation du modèle neuronal MLP pour le cas d'une antenne sans gap d'air.

Maintenant et afin de valider le modèle RBF développé pour le cas d'une antenne annulaire avec gap d'air (structure bicouche), nous comparons dans le tableau III.2 nos résultats de la fréquence de résonance pour différents modes avec les valeurs théoriques de [23] et expérimentales de la référence [18].

Il est clair à partir du tableau III.2 que l'accord entre nos résultats et ceux des autres références est excellent pour les trois modes considérés, ce qui nous affirme la confirmation de la validité de notre modèle RBF proposé.

Modes	f_r mesurer (GHz) [18]	f_r calculer (GHz) [23]	RBF f_r (GHz)
TM_{11}	0.626	0.622	0.6239
TM_{21}	1.229	1.231	1.2350
TM_{31}	1.800	1.818	1.8230

Tableau III.2. Résultats et comparaison des fréquences de résonance mesurées et calculées pour le mode fondamentale et les modes d'ordre supérieur d'une antenne anneau circulaire, $\epsilon_r = 2.32$, $d_2 = 1.59\text{mm}$, $d_1 = 0$, $r_2 = 35\text{mm}$, $r_1 = 2 r_2$.

Après avoir validé les deux modèles proposés (MLP et RBF), dans ce qui suit, nous présentons une étude paramétrique pour quantifier l'influence des différents paramètres de l'antenne annulaire sur la fréquence de résonance.

1) Variation de la fréquence de résonance de l'antenne en fonction de la hauteur du gap d'air (d_1)

Dans cette section, nous expliquons la dépendance de la fréquence de résonance du résonateur à microbande en forme d'anneau réglable, en fonction de leurs paramètres physiques. Rappelant que les résultats obtenus pour le cas de l'antenne annulaire ajustable ont été obtenus à partir du modèle RBF conjointement avec le modèle de cavité.

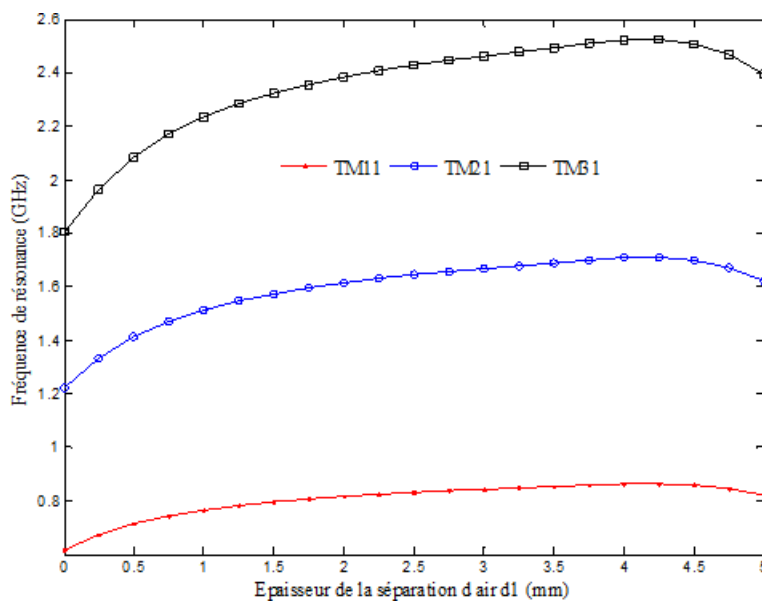


Figure III.5. Fréquence de résonance selon l'intervalle d'air (d_1) ; $\epsilon_r = 2,32$, $d_2 = 1,59\text{mm}$, $r_1 = 35\text{mm}$, $r_2 = 2r_1$

La figure III.5 représente la variation de la fréquence de résonance en fonction de la hauteur du gap d'air pour différents modes. Selon la figure III.5, nous observons que, lorsque la hauteur d_1 augmente, la fréquence de résonance augmente jusqu'à ce qu'elle atteigne une fréquence de fonctionnement maximale pour une séparation d'air bien définie $d_{1\text{fmax}}$.

Notons que l'effet du gap d'air est plus prononcé pour les petites valeurs de d_1 . Lorsque la séparation de l'air dépasse $d_{1\text{fmax}}$, l'augmentation de la hauteur du gap d'air diminuera lentement la fréquence de résonance. Un soin extrême doit être pris lors de la conception d'une antenne avec un gap d'air mince ; parce qu'une petite incertitude dans l'ajustement de d_1 peut avoir, par conséquent, un décalage important de la fréquence. Selon ces résultats, nous pouvons conclure que nous pouvons obtenir une fréquence maximale en ajustant la séparation du gap d'air. Notant que l'effet de la séparation d'air est significatif pour de petites valeurs de d_1 .

2) Variation de la fréquence de résonance en fonction des rayons r_1 et r_2

Dans cette partie nous étudierons l'influence des rayons r_1 et r_2 sur la fréquence de résonance. Notons que les résultats obtenus dans cette section sont également générés à partir du modèle RBF. Ici, nous faisons varier les rayons r_1 et r_2 et en fixe tous les paramètres du résonateur.

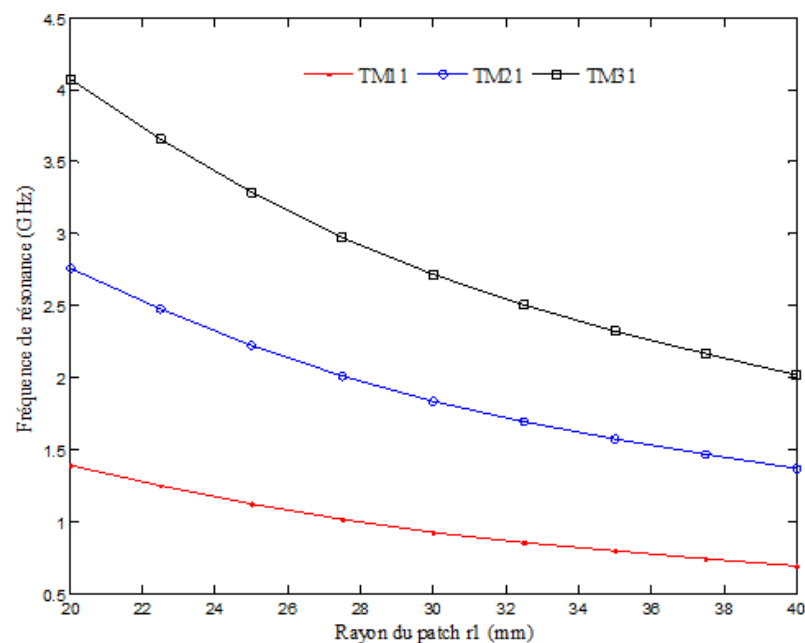


Figure III.6. Fréquence de résonance en fonction des rayons r_1 et $r_2=2 r_1$; $\epsilon_r=2.2$; $d_1=d_2=0.8$ mm.

La figure III.6 montre la variation de la fréquence de résonance en fonction des rayons r_1 et r_2 . Nous observons que lorsque les rayons r_1 et r_2 ($r_2=2r_1$) augmentent, la fréquence de résonance de l'antenne diminue rapidement. Nous pouvons conclure que, la variation des rayons du patch à un effet très significatif sur la variation de la fréquence de résonance.

3) Variation de la fréquence de résonance de l'antenne en fonction de la hauteur d_2

La figure III.7, présente la variation de la fréquence de résonance en fonction de la hauteur d_2 . Nous avons fixé tous les autres paramètres, $r_1=25$ mm, $r_2=2r_1=50$ mm, $d_1=0.8$ mm, $\epsilon_r=2.32$.

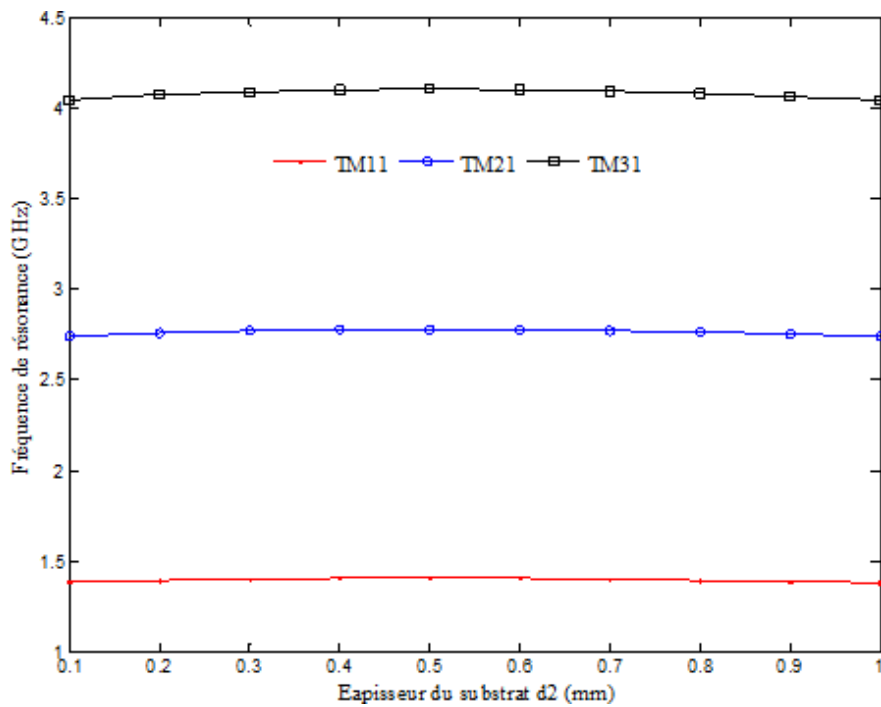


Figure III.7: Fréquence de résonance en fonction de l'épaisseur d_2 :
 $r_1=25$ mm, $r_2=50$ mm, $d_1=0.8$ mm, $\epsilon_r=2.32$.

La fréquence de résonance en fonction de la hauteur d_2 est indiquée sur la figure III.7. Nous remarquons à partir de la figure (III.7) que les valeurs de la fréquence sont plus importantes pour les modes d'ordre supérieur. Nous pouvons conclure que l'effet de la variation de la hauteur du substrat n'influe pas de façon significative sur la fréquence de résonance.

4) Variation de la fréquence de l'antenne en fonction de la permittivité relative ϵ_r

La figure III.8 présente la variation de la fréquence de résonance en fonction de la permittivité du substrat ϵ_r en fixant tous les autres paramètres, à savoir, $r_1=25$ mm, $r_2=2r_1$, $d_1=d_2=0.8$ mm.

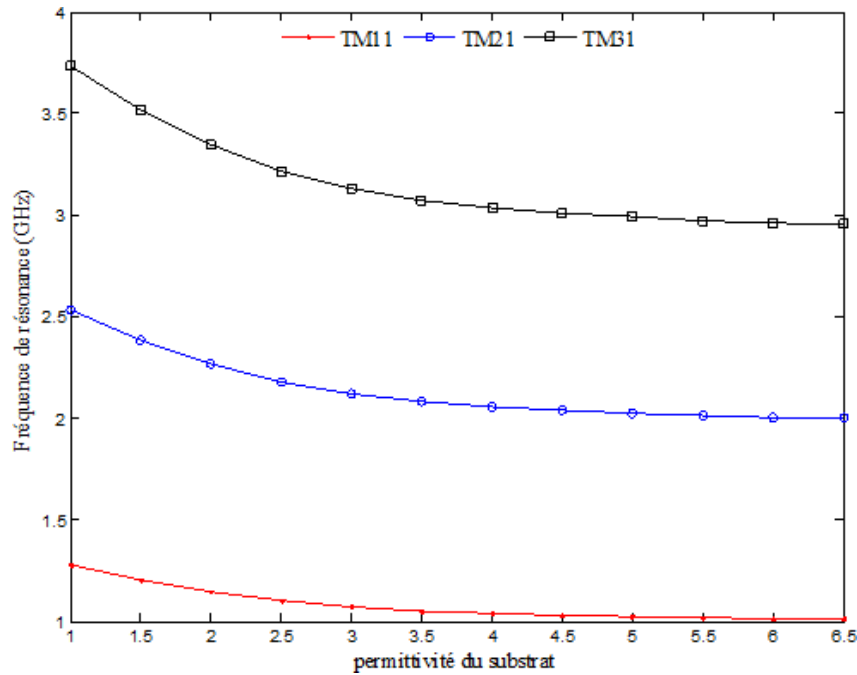


Figure III. 8 : fréquence de résonance en fonction de la permittivité relative (ϵ_r) du substrat : $r_1=25$ mm, $r_2= 2 r$, $d_1= d_2=0,8$ mm.

La variation de la fréquence de résonance en fonction de la permittivité relative du substrat (ϵ_r), est montrée sur la figure III.8. On voit clairement que la fréquence de résonance est réduite significativement lorsque la constante diélectrique relative du substrat augmente.

6 Conclusion

Les deux modèles neuronaux présentés dans ce chapitre possèdent une grande précision et ne nécessite aucune fonction mathématique compliquée. En utilisant ces deux modèles, on peut calculer avec précision la fréquence de résonance de l'antenne microruban anneau circulaire (sans ou avec gap d'air). Si plus d'ensemble de données est utilisé pour l'entraînement, les modèles RNA donne des résultats plus robustes. Les résultats générés par nos modèles sont comparables avec les valeurs et mesurées. On peut conclure que les deux modèles sont efficaces pour la prédiction de la fréquence de résonance du patch annulaire à toutes les objectifs pratiques. Les deux modèles RNA s'avère bien adapté au développement

d'algorithmes de CAO rapides et précis en raison de la précision améliorée obtenue dans un temps de calcul réduit.

Ainsi, nous avons étudié l'influence des différents paramètres sur les caractéristiques de résonance d'une antenne anneau circulaire ajustable en utilisant le réseau neuronal artificiel (RBF). Nous avons montré qu'à l'exception de la hauteur du substrat, qui a un effet mineur sur la fréquence de résonance, les autres paramètres ont beaucoup d'influence sur les caractéristiques de l'antenne. Les calculs montrent que la séparation d'air peut être ajustée pour avoir la fréquence de fonctionnement maximale de l'antenne. Un soin extrême doit être pris lors de la conception d'une antenne microruban avec un espace d'air mince ; car une petite incertitude dans le réglage de la séparation d'air peut entraîner un décalage important de la fréquence.

7 Références bibliographies

- [1] G. S. Gurel, and E. Yazgan, “**Resonance in microstrip ring resonator with uniaxially anisotropic substrate and superstrate layers**”, Journal of Electromagnetic Waves and Applications, Vol. 4, No. 8-9, 1135-1144, 2010.
- [2] J. W. Mink, “**Circular ring microstrip antenna elements**”. IEEE AP-S Int. Symp. Digest. 605–608 1980.
- [3] I. Wolf, and N. Knoppik, “Microstrip ring resonator and dispersion measurement on microstrip lines”. Electron. Lett 7, 779 –781 1971.
- [4] 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, Vol. 30, No. 10, 1053-1066, Jun. 2009.
- [5] W. C. Chew, “**A broad-band annular ring microstrip antenna**”. IEEE Trans. On Antennas and Propagation AP –30, 918–922 1982.
- [6] A. Das, S. K. Das, and S. P. Mathur, “**Radiation characteristics of higher order modes in microstrip ring antenna**”. IEE Proc 131(Pt. H), 102–106 (1984)
- [7] I. J. Bahl, and P. Bhartia, “**Microstrip Antennas, Chap. 3.**” Artech House, Dedham, MA, 1982.
- [8] J. R. James, and P. S. Hall (Eds.), “**Handbook of Microstrip Antennas**” Peter Peregrinus, London, UK, 1989.
- [9] A. Bhattacharyya, and R. Garg, “**Analysis of annular ring microstrip antenna using cavity model**”. Arch. Elek. Ubertragung 39, 185–189, 1985.
- [10] A. K. Bhattacharyya, and R. Garg, “**Input impedance of annular ring microstrip antenna using circuit theory approach**”. IEEE Trans. On Antennas and Propagation AP –33, 3369– 374, 1985.
- [11] S. M. Ali, W. C. Chew, and J. A. Kong, “**Vector hankel transform analysis of annular ring microstrip antenna**”. IEEE Trans. On Antennas and Propagation AP–30, 637–644, 1982.
- [12] G. Kompa, R. Mehran, “**Planar wave guide model for calculating microstrip components**”, Electron.Lett., vol.11, pp.459-460, 1975.

- [13] Y. S. Wu, Rosenbaum. **“Mode chart for microstrip ring resonators”**, IEEE Trans, MTT- 21, pp.487-489, 1973.
- [14] S. Haykin, **“Neural Networks: A Comprehensive Foundation, Macmillan College Publishing Company”**, New York, 1994.
- [15] Q. J. Zhang and K.C. Gupta, **“Neural Networks for RF and Microwave Design”**, Artech House, Boston, MA, 2000.
- [16] C. G. Christodoulou and M. Georgiopoulos, **“Application of Neural Networks in Electromagnetics”**, Artech House, MA, 2001.
- [17] Ç. S. Gürel and E. Yazgan, **“Modified cavity model to determine resonant frequency of tunable microstrip ring antenna”**, Electromagnetics, 19 :5, 443-455, 1999.
- [18] K. F. Lee, and J. S. Dahele, **“The two-layered annular ring microstrip antenna”**, Int.J. Electron., pp.207-217, 1986.
- [19] K. F. Lee, J. S. Dahele, and D. P. Wong, **“Dual frequency staked annular ring microstrip antenna”**, IEEE Trans. Antennas Propagt., vol. 35, pp.1281-1285, Nov 1987.
- [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.
- [21] 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, Juin 2004.
- [22] 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.
- [23] K. F. Lee, and I. S. Dehele, **“Mode characteristics of annular-ring and circular-disk microstrip antennas with and without air gaps”**, IEEE, propagt. Vol : 21, pp. 55-58, 1983.

Chapitre IV

Caractéristiques de
résonance d'une antenne
microruban rectangulaire
par la méthode
neurospectrale

1 Introduction

L'augmentation de la complexité de la modélisation des périphériques a entraîné une croissance rapide dans l'arène de la recherche en modélisation computationnelle. Pour tenir compte la complexité informatique, plusieurs moteurs de modélisation de conception assistée par ordinateur (Computer Aided Design ou CAD) tels que les réseaux neuronaux artificiels (RNA) ont été utilisés [1, 2]. Les RNA, émulateurs de réseaux de neurones biologiques, sont apparus comme des outils intelligents et puissants et ont été largement utilisés dans le traitement du signal, la reconnaissance des formes et plusieurs autres applications [3]. Le RNA est un système massivement parallèle et distribué traditionnellement utiliser pour résoudre des problèmes de calcul non linéaire [4].

L'antenne microruban (Microstrip Antenna ou MSA) est un excellent radiateur pour de nombreuses applications telles que l'antenne mobile, les antennes d'aéronefs et de navires, la télédétection, les missiles et les communications par satellite [5]. Comme on a vu précédemment les antennes microruban se compose d'élément rayonnant (patch) photogravé sur un substrat diélectrique. Certaines substances diélectriques présentent une anisotropie due à leurs structures cristallines naturelles ou à leurs processus de production [6]. Les matériaux isotropes peuvent également présenter une anisotropie à des fréquences élevées. Dans la conception des composants de circuits intégrés micro-ondes et des antennes patch microrubans, les matériaux anisotropes ont été progressivement populaires. En particulier, les effets de l'anisotropie du type uniaxial ont été étudiés [6-7] en raison de la disponibilité de ce type de matériaux tels que le saphir, le fluorure de magnésium et l'épsilam-10. Dans ces travaux, les paramètres physiques de l'antenne sont remplacés par des paramètres effectifs pour aligner les résultats théoriques obtenus avec les données mesurées. Bien que la méthode des moments donne une meilleure précision, mais son coût de calcul est élevé en raison de l'évaluation des intégrales à convergence lente et de la nature itérative du processus de solution. Même si toutes les pertes peuvent être directement incluses dans l'analyse, les résultats obtenus ne peuvent pas fournir une précision satisfaisante pour tous les cas [12]. En raison de ces problèmes, Mishra et Patnaik ont introduit l'utilisation des réseaux de neurones en conjonction avec l'approche du domaine spectral (Spectral Domain Approach ou

SDA) pour calculer la fréquence de résonance complexe [13] et l'impédance d'entrée des résonateurs rectangulaires microrubans [14], cette approche est nommée Méthode neurospectrale. Dans [13], la complexité de calcul impliquée dans la recherche de la racine complexe est réduite, alors que dans [14], le réseau neuronal évalue les intégrales apparaissant dans l'impédance de la matrice. Plus tard, Mishra et Patnaik [15] ont démontré la force de l'approche neurospectrale dans la conception de l'antenne patch en utilisant la modélisation inverse afin de déterminer les dimensions du patch pour un ensemble donné d'autres paramètres.

L'objectif de ce chapitre est de présenter une approche intégrée basée sur les réseaux de neurones artificiels (RNA) et les connaissances électromagnétiques (EM) [8]. Nous introduisons les réseaux neuronaux artificiels dans l'analyse de l'antenne rectangulaire afin de réduire la complexité de l'approche spectrale et de minimiser le temps CPU nécessaire pour obtenir les résultats numériques. Deux points sont particulièrement à souligner. En premier lieu, nous avons démontré la force de l'approche neurospectrale dans la modélisation des antennes à l'aide des RNA combinée avec les connaissances EM pour développer un modèle neuronal pour le calcul de la fréquence de résonance et de la bande passante à demi-puissance de l'antenne rectangulaire imprimé sur un substrat isotrope ou à anisotropie uniaxiale. En deuxième lieu, et en utilisant la modélisation inverse, un RNA est construit afin de déterminer les dimensions de l'antenne pour des valeurs spécifiques de la fréquence de résonance, la constante diélectrique et la hauteur du substrat. Les modèles RNA présentés dans ce chapitre sont simples, faciles à appliquer et très utiles pour les concepteurs d'antennes pour prédire les dimensions du patch et la fréquence de résonance. Au meilleur de nos connaissances, ce sujet n'a pas été rapporté dans la littérature ouverte ; Les seuls résultats publiés sur la modélisation ou la conception d'une antenne microruban rectangulaire utilisant l'approche neurospectrale concernent des substrats isotropes [13-16].

2 Formulation du problème

La géométrie considérée est illustrée dans la *Figure IV.1*. Un patch rectangulaire avec les dimensions (a, b) le long des deux axes (x, y), respectivement, est imprimé sur un substrat diélectrique mise à la masse d'épaisseur d, caractérisée par la perméabilité en espace libre μ_0 et la permittivité $\epsilon_0 \epsilon_r$ (ϵ_0 est la permittivité en

espace libre et la permittivité relative ϵ_r peut être complexe pour tenir compte des pertes dans le diélectrique). Pour simplifier l'analyse, l'alimentation de l'antenne ne sera pas prise en compte.

Tous les champs et les courants sont harmoniques en temps avec la dépendance de temps $e^{j\omega t}$ supprimée. Les champs transversaux à l'intérieur de la couche j th ($j = 1, 2$) peuvent être obtenus via la transformée de Fourier vectorielle inverse comme [17] :

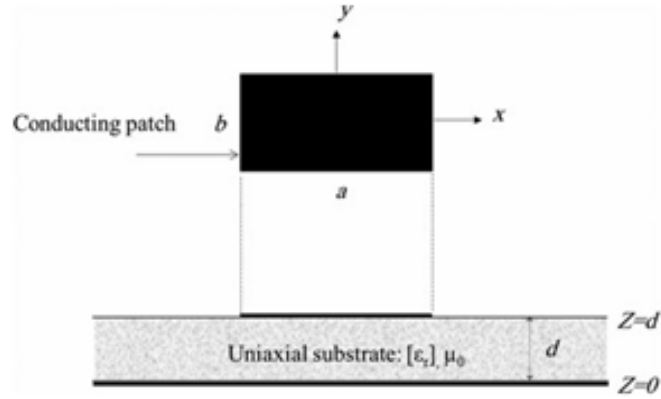


Figure IV. 1. Structure d'une antenne micro ruban rectangulaire.

$$E(r_s, z) = \begin{bmatrix} E_x(r_s, z) \\ E_y(r_s, z) \end{bmatrix} = \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} \bar{F}(k_s, r_s) \cdot e(k_s, z) dk_x dk_y \quad (\text{IV.1})$$

$$H(r_s, z) = \begin{bmatrix} H_y(r_s, z) \\ -H_x(r_s, z) \end{bmatrix} = \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} \bar{F}(k_s, r_s) \cdot h(k_s, z) dk_x dk_y \quad (\text{IV.2})$$

Où $\bar{F}(k_s, r_s)$ est le noyau de la transformée de Fourier vectorielle [18, 19], et

$$e(r_s, z) = \begin{bmatrix} \frac{i}{k_s} \cdot \frac{\partial \tilde{E}_z(k_s, z)}{\partial z} \\ \frac{\omega \mu_0}{k_s} \cdot \tilde{H}_z(r_s, z) \end{bmatrix} = A(k_s) e^{-i\bar{k}_z z} + B(k_s) e^{i\bar{k}_z z} \quad (\text{IV.3})$$

$$h(r_s, z) = \begin{bmatrix} \frac{\omega \epsilon_0 \epsilon_r}{k_s} \cdot \tilde{E}_z(k_s, z) \\ \frac{i}{k_s} \cdot \frac{\partial \tilde{H}_z(r_s, z)}{\partial z} \end{bmatrix} = \bar{g}(k_s) \cdot [A(k_s) e^{-i\bar{k}_z z} - B(k_s) e^{i\bar{k}_z z}] \quad (\text{IV.4})$$

Dans les équations (IV.3) et (IV.4) :

$\tilde{E}(k_s, z)$ et $\tilde{H}(k_s, z)$ sont les transformées de Fourier scalaires de $E(k_s, z)$ et $H(k_s, z)$

A et B sont des vecteurs inconnus à deux composantes et

$$\bar{g}_i(k_s) = \text{diag} \left[\frac{\omega \varepsilon_0 \varepsilon_r j}{k_s}, \frac{k_s}{\omega \mu_0} \right]$$

$$k_z = (\varepsilon_r k_0^2 - k_s^2) \quad (\text{IV.5})$$

Avec $k_0^2 = \omega^2 \varepsilon_0 \mu_0$ et k_z est la constante de propagation dans le substrat uniaxial. En écrivant les équations (IV.3) et (IV.4) dans les plans $z = 0$ et $z = d$, et en éliminant les inconnues A et B, on obtient la forme matricielle

$$\begin{bmatrix} e(k_s, d^-) \\ h(k_s, d^-) \end{bmatrix} = \bar{T} \cdot \begin{bmatrix} e(k_s, 0^+) \\ h(k_s, 0^+) \end{bmatrix} \quad (\text{IV.6})$$

$$\text{Avec } \bar{T} = \begin{bmatrix} \bar{T}^{11} & \bar{T}^{12} \\ \bar{T}^{21} & \bar{T}^{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{I} \cos \theta & -i \bar{g}^{-1} \sin \theta \\ -i \bar{g} \sin \theta & \bar{I} \cos \theta \end{bmatrix} \quad (\text{IV.7})$$

Qui combine e et h des deux côtés de la couche jth en tant que quantités d'entrée et de sortie.

Dans l'équation (7) : $\theta = k_z d$.

Maintenant que nous avons la représentation matricielle du substrat anisotrope caractérisé par le tenseur de permittivité, il est facile de dériver la fonction dyadique de Green d'une manière très similaire à celle montrée dans [9]

$$e(r_s, d^-) = e(k_s, d^+) = e(k_s, d) \quad (\text{IV.8})$$

$$h(r_s, d^-) = h(k_s, d^+) - j(k_s) \quad (\text{IV.9})$$

$\tilde{j}(k_s)$ est la transformée de Fourier vectorielle du courant $\tilde{j}(r_s)$ sur le patch; Elle tient compte de la discontinuité du champ magnétique tangentiel à l'interface $z = d$.

Dans la région illimitée de l'air au-dessus de la partie supérieure de la structure ($d < z < \infty$ et $\varepsilon_r = 1$), le champ électromagnétique donné par les équations (IV.3) et (IV.4) devrait s'atténuer quand $z \rightarrow \infty$ en accord avec la condition de rayonnement de Sommerfeld, ceci donne :

$$h(r_s, d^+) = \bar{g}_0(k_s) \cdot e(k_s, d^+) \quad (\text{IV.10})$$

$$h(r_s, o^-) = -\bar{g}_0(k_s) \cdot e(k_s, o^-) \quad (\text{IV.11})$$

Où $\bar{g}_0(k_s)$ peut être aisément obtenu à partir de l'expression de $\bar{g}_j(k_s)$ donnée dans l'équation (IV.5) en admettant $\bar{\epsilon}_r = 1$.

Le champ électrique transversal doit nécessairement être nul au plan $z=0$,

$$e(r_s, d^-) = e(k_s, d^+) = e(k_s, d) = 0 \quad (\text{IV.12})$$

D'après les équations (IV.6), (IV.8), (IV.10) et (IV.12), on obtient la relation suivante :

$$e(r_s, d) = \bar{G}(k_s) \cdot j(k_s) \quad (\text{IV.13})$$

Où $\bar{G}(k_s)$ est la fonction dyadique de Green dans le domaine de transformée vectorielle de Fourier, elle est donnée par

$$\bar{G}(k_s) = [\bar{T}_1^{22}(\bar{T}_1^{12})^{-1} + (\bar{g}_0 \cdot \bar{T}_2^{12} - \bar{T}_2^{22})^{-1} + (\bar{g}_0 \cdot \bar{T}^{11} - \bar{T}^{21})^{-1}]^{-1} \quad (\text{IV.14})$$

3 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 technique connue sous le nom de la méthode des moments, avec les modes de pondération choisis identiques aux modes d'expansion. Les équations (IV.12) et (IV.13) sont réduites à un système d'équations linéaires qui peut être écrit d'une façon compacte sous la forme matricielle suivante [18]

$$\bar{Z} \cdot C = 0 \quad (\text{IV.15})$$

Où Z est la matrice d'impédance et les éléments du vecteur C sont les coefficients d'expansion de mode à rechercher [18, 19]. Notons que chaque élément de la matrice d'impédance Z est exprimé en terme d'une intégrale double infinie [18].

Le système d'équations linéaires donné dans l'équation (IV.16) a des solutions non triviales lorsque

$$\det[\bar{Z}(\omega)] = 0 \quad (\text{IV.16})$$

Une fois la fréquence de résonance complexe est déterminée, le vecteur propre correspondant à la valeur propre minimale de la matrice d'impédance donne les coefficients du courant sur le patch rectangulaire.

La densité de courant est ainsi obtenue sous forme numérique. Cette densité de courant peut être utilisée pour calculer le champ électrique rayonné dans la région $z \geq d$ de la figure IV. 1.

En utilisant la méthode de la phase stationnaire [18], on peut obtenir la fonction du champ lointain dans le demi-espace supérieur de la figure IV.1 en termes du champ électrique transversal au plan $z = d$ comme suit :

$$\begin{bmatrix} E_{\theta'}(r', \theta', \phi') \\ E_{\phi'}(r', \theta', \phi') \end{bmatrix} = ik_0 \frac{e^{-ik_0 r'}}{2\pi r'} \begin{bmatrix} -1 & 0 \\ 0 & \cos \theta' \end{bmatrix} \cdot e(k_s, d) \quad (\text{IV.17})$$

Où $\{r', \theta', \phi'\}$ est un ensemble local de coordonnées sphériques définies par rapport au système cartésien $\{x'' = x, y' = y, z' = z\}$ avec une origine placée au plan $z = d$ de la figure IV. 1.

La substitution l'équation (IV.14) dans (IV.17) donne

$$\begin{bmatrix} E_{\theta'}(r', \theta', \phi') \\ E_{\phi'}(r', \theta', \phi') \end{bmatrix} = ik_0 \frac{e^{-ik_0 r'}}{2\pi r'} \begin{bmatrix} -1 & 0 \\ 0 & \cos \theta' \end{bmatrix} \cdot \bar{T}^{12} \cdot [\bar{T}^{22} - \bar{g}_0 \bar{T}^{12}]^{-1} \cdot j(k_s) \quad (\text{IV.18})$$

$$\bar{T} = \bar{T}_2 \cdot \bar{T}_1 \quad (\text{IV.19})$$

Dans les équations (17) et (18), les valeurs stationnaires de k_x et k_y sont données par :

$$k_x = -k_0 \sin \theta' \cos \phi' \quad (\text{IV.20})$$

$$k_y = -k_0 \sin \theta' \sin \phi' \quad (\text{IV.21})$$

Bien que l'analyse en onde complète (Full-wave) puisse donner des résultats pour plusieurs modes de résonance [18, 19], seuls les résultats pour le mode TM_{01} sont présentés dans cette étude.

Si l'on veut prendre en compte, l'anisotropie uniaxiale du substrat, alors le nombre d'entrées augmente puisque la permittivité diélectrique relative ϵ_r sera remplacée par la paire de permittivités relatives (ϵ_x, ϵ_z) ; où ϵ_x et ϵ_z sont la permittivité diélectrique relative le long des axes x et z, respectivement (figure 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 de formation requis pour une généralisation correcte.

En raison des natures différentes des paramètres supplémentaires, la génération de données devient plus compliquée, une solution à ce problème semble nécessaire.

Dans le cas d'un substrat à anisotropie uniaxiale, les valeurs résultantes de ϵ_{re} et d_e sont [20] :

$$\epsilon_{re} = \epsilon_z \quad (IV.22)$$

$$d_e = d \sqrt{\frac{\epsilon_x}{\epsilon_z}} \quad (IV.23)$$

Dans la section suivante, un réseau neuronal artificiel de base est décrit brièvement, et notre application permettant le calcul de la fréquence de résonance d'une antenne microruban est alors expliquée.

4 Les réseaux des neurones artificiels

Les RNA ont été bien appliqués pour résoudre de nombreux problèmes du monde réel, en particulier les problèmes qui peuvent être soigneusement suivis par des systèmes experts. Ces systèmes peuvent prédire la relation entre les ensembles d'entrée et de sortie sans connaissance préalable du modèle de processus. Le réseau peut résoudre les problèmes liés aux systèmes d'ingénierie complexes, aux calculs EM compliqués, etc. [21].

Dans la progression du développement d'un modèle RNA, l'architecture du réseau neuronal et l'algorithme d'apprentissage sont les deux facteurs les plus importants.

Les RNA ont de nombreuses structures [19, 20]. La classe de RNA et/ou l'architecture sélectionnée pour une implémentation de modèle particulière dépend du problème à résoudre.

Les perceptrons multicouches (MLP) ont été bien appliqués pour résoudre certains problèmes difficiles et divers en les formant de manière supervisée avec un algorithme très populaire connu sous le nom d'algorithme de rétropropagation d'erreur [22]. Comme le montre la figure 2, le MLP consiste en une couche d'entrée, une ou plusieurs couches masquées et une couche de sortie.

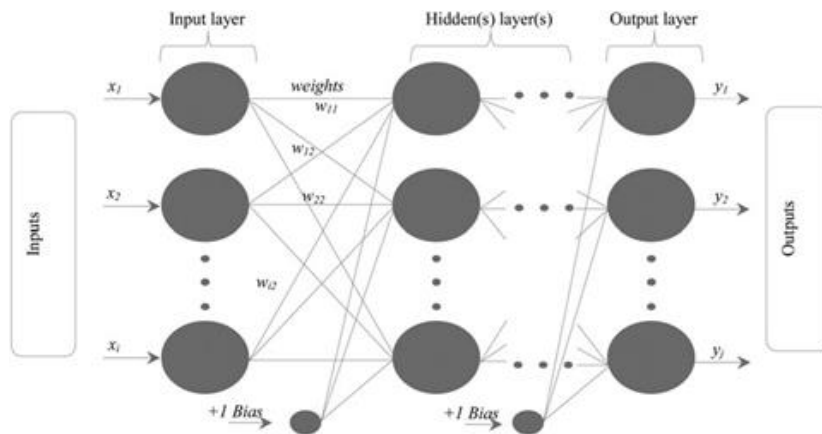


Figure IV. 2. Forme générale des perceptrons multicouches.

Les neurones dans la couche d'entrée agissent seulement comme des tampons pour distribuer les signaux d'entrée x_i aux neurones dans la couche cachée. Chaque neurone dans la couche cachée somme ses signaux d'entrée x_i après les pondérer avec les forces des connexions respectives w_{ji} de la couche d'entrée et calcule sa sortie y_j en utilisant une fonction f , à savoir

$$y_i = f\left(\sum w_{ji}x_i\right) \quad (\text{IV.24})$$

Où f peut être une fonction seuil simple ou une fonction sigmoïde ou fonction tangente hyperbolique [23]. La sortie des neurones dans la couche de sortie est calculée de la même manière. La formation d'un réseau s'effectue par ajustement des poids pour donner la réponse souhaitée via les algorithmes d'apprentissage. Une

structure appropriée peut encore ne pas fournir un meilleur modèle à moins qu'un algorithme d'apprentissage approprié ne forme la structure. Un algorithme d'apprentissage fournit le changement $\Delta w_{ji}(k)$ dans le poids d'une connexion entre les neurones i et j au temps k . Les poids sont ensuite mis à jour selon la formule

$$w_{ji}(k + 1) = w_{ji}(k) + \Delta w_{ji}(k + 1)$$

(IV.25)

Dans ce travail, deux réseaux MLP ont été utilisés pour développer les modèles RNA. Les modèles MLP ont été formés avec plusieurs algorithmes d'apprentissage. Des fonctions de transfert linéaires et non linéaires (sigmoïde et tangente hyperbolique) ont été utilisées dans la formation des MLP. Les données d'apprentissage et de test de la synthèse et de l'analyse RNA ont été obtenues à partir d'un modèle spectral et d'un programme informatique utilisant la formule donnée dans la section 3.

Les données sont sous forme matricielle, constituées d'entrées et de valeurs cibles et disposées selon les définitions des problèmes. En utilisant [19, 20], deux modèles sont générés dans ce chapitre. Les différents paramètres d'entrée et de sortie des deux réseaux sont représentés sur les figures (IV.3) et (IV.4).

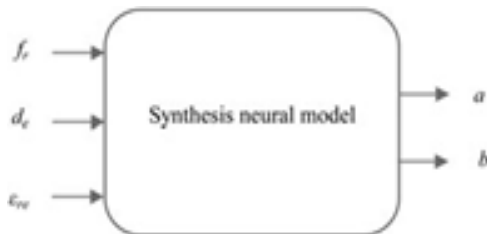


Figure IV. 3. Modèle neuronal de synthèse pour prédire les dimensions du patch rectangulaire utilisant des paramètres effectifs.

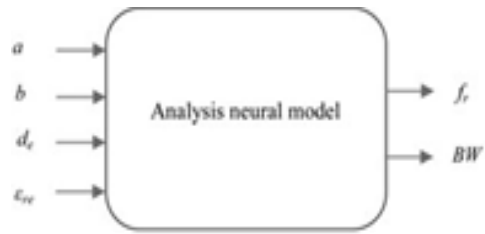


Figure IV. 4. Modèle neuronal d'analyse pour calculer la fréquence de résonance et la largeur de bande à demi-puissance du patch rectangulaire utilisant des paramètres effectifs.

Certains stratagèmes sont adoptés pour réduire le temps d'apprentissage et améliorer l'exactitude des modèles RNA, comme le prétraitement des entrées et des sorties, randomiser l'étalement des données d'apprentissage [10] et la normalisation r entre 0,1 et 0,9 dans le logiciel MATLAB avant d'appliquer l'apprentissage. Pour un

modèle d'entrée appliqué, les nombres arbitraires entre 0 et 1 sont affectés pour initialiser les poids et les biais [11]. La sortie du modèle est alors calculée pour ce modèle d'entrée.

Le temps CPU pris par le domaine spectral pour donner à la fois la fréquence de résonance et la largeur de bande de demi-puissance pour chaque ensemble d'entrée est supérieur à une demi-minute ; il dépend des trois valeurs initiales utilisées dans l'algorithme de Muller pour résoudre l'équation caractéristique. Tous les résultats numériques présentés dans ce chapitre sont acquis sur un processeur double cœur Pentium IV d'Intel avec un processeur 2,6 GHz et une mémoire RAM totale de 2 Go.

Dans le présent chapitre, les dimensions de l'antenne microruban sont obtenues en fonction des grandeurs d'entrée, qui sont : la hauteur du matériau diélectrique effective (d_e), la constante diélectrique effective du substrat (ϵ_{re}) et la fréquence de résonance (f_r) en utilisant les techniques des RNA (figure IV.3). De même, dans l'analyse RNA, la fréquence de résonance de l'antenne est obtenue en fonction des dimensions du patch (a , b), de la hauteur du substrat diélectrique effectif (d_e) et de la constante diélectrique effective du matériau (ϵ_{re}) (voir figure IV.4). Du point de vue conception, il est important de donner au calcul des paramètres physiques et géométriques de l'antenne la même importance que ses caractéristiques de résonance. Parce qu'il n'existe aucun modèle explicite qui donne les dimensions du patch directement et avec précision et en raison de la non-linéarité élevée de la relation entre la fréquence de résonance et la taille du patch, la modélisation inverse est nécessaire [19]. Par conséquent, cet exemple est très approprié pour illustrer les caractéristiques et les compétences de synthèse RNA.

A) Problème direct : la synthèse RNA

Les grandeurs d'entrée de la boîte noire RNA en synthèse (figure IV.3) peuvent être résumées comme suit :

- d_e : hauteur du substrat diélectrique effective.
- ϵ_{re} : constante diélectrique effective.
- f_r : fréquence de résonance de l'antenne.

Les quantités suivantes peuvent être obtenues à partir de la sortie de la boîte noire en tant que fonctions des variables d'entrée :

- a : largeur du patch rectangulaire.
- b : longueur du patch rectangulaire.

B) Problème inverse : l'analyse RNA

Du côté de l'analyse du problème, on utilise une terminologie similaire à celle de l'outil de synthèse, mais la fréquence de résonance et la bande passante à demi-puissance de l'antenne sont obtenues à partir de la sortie comme le montre la figure IV.4.

Afin de déterminer les modèles de synthèse et d'analyse basés sur les RNA pour des patches rectangulaires imprimés sur un substrat isotrope ou anisotrope uniaxial, de nombreuses expériences ont été réalisées dans cette étude. Après de nombreux essais, nous avons abouti à la cible de haute précision résumée dans le tableau (IV.1).

Détails de l'algorithme	Approche neurospectrale	
	Modèle d'analyse	Modèle de synthèse
Fonction d'activation	Sigmoïde	Sigmoïde
Fonction d'apprentissage (Rétropropagation)	Trainrp	Trainrp
Nombre de données	380	380
Nombre de neurones (couche d'entrée)	4	3
Nombre de neurones (couches cachées)	12-8	10-8
Nombre de neurones (couche de sortie)	2	2
Epoques (nombre d'itérations)	30000	20000
TPE (erreur de performance d'apprentissage)	10^{24}	10^{24}
Temps requis	139min	117min
LR (taux d'apprentissage)	0.6	0.5
MC (constante de Momentum)	0.7	0.7

Tableau IV 1. Paramètres des modèles d'analyse et de synthèse

5 Résultats numériques et discussion

Afin de valider les techniques proposées dans ce chapitre, nous avons comparé nos valeurs calculées des fréquences de résonance des antennes patchs rectangulaires avec les résultats théoriques et expérimentaux rapportés par d'autres scientifiques [26-24], qui sont tous résumés dans le tableau IV.2.

Matériau du substrat	Paramètres d'entrée (cm)			Fréquences de résonance (GHz)			
	<i>a</i>	<i>b</i>	<i>d</i>	Mesurées [26]	Calculées		Nos résultats RNA
					[27]	[25]	
Isotrope ($\epsilon_x = \epsilon_z = 2.33$)	5.7	3.8	0.317 5	2.31	2.32	2.46	2.32
	2.95	1.9 5	0.317 5	4.24	4.18	4.18	4.28
	1.95	1.3	0.317 5	5.84	5.86	5.86	6.00
	1.4	0.9	0.317 5	7.7	7.73	7.73	7.69
Anisotrope ($\epsilon_x, \epsilon_z = (13.0, 10.2)$)	<i>a</i>	<i>b</i>	<i>d</i>	Mesurées [28]	Calculées		Nos résultats RNA
					[28]	[24]	
	3	2	0.127	2.26	2.26	2.23	2.24
	1.5	0.9 5	0.127	4.49	4.52	4.47	4.53
3	1.9	0.254	2.24	2.26	2.24	2.22	

Tableau IV.2. Analyse des fréquences de résonance calculées, mesurées et prédites.

A partir du tableau IV.3, on observe que les bandes passantes d'une antenne microruban rectangulaire calculées par la présente approche sont plus proches des valeurs expérimentales de la référence [27] relativement à ceux obtenues dans [28, 24].

Paramètres d'entrée (cm)			Bande passante (%)			
<i>a</i>	<i>b</i>	<i>d</i>	Mesurée	Calculée		
			[27]	[28]	[24]	Nos résultats
5.7	3.8	0.3175	3.12	4.98	3.5	3.17
4.55	3.05	0.3175	4.08	6.14	4.0	4.12
1.7	1.1	0.1524	6.60	8.21	4.8	6.67

Tableau IV.3. Comparaison de la bande passante calculée avec les résultats mesurés et calculés, pour une antenne rectangulaire ayant $\epsilon_r = 2.33$.

On peut voir clairement des tableaux IV.2 et IV.3 que nos résultats calculés utilisant les modèles neuronaux proposés dans ce chapitre sont meilleurs que les résultats calculés par d'autres scientifiques. La très bonne concordance entre les valeurs mesurées et nos valeurs (fréquence de résonance et bande passante à demi-puissance) confirme la validité du modèle neuronal.

Le tableau IV.4 donne les dimensions de l'antenne prédites par le modèle RNA. Dans ce tableau, les résultats du modèle RNA de synthèse sont comparés avec les cibles. Le très bon accord entre les valeurs obtenues avec le modèle de synthèse neuronal et les valeurs cibles confirme la validité du modèle neuronal. Le temps de computation CPU utilisé pour calculer les dimensions du patch en utilisant le modèle de synthèse est inférieur à 0,079 s.

Paramètres d'entrée			Cible(cm)		ANN (cm)	
f_r (GHz)	d (cm)	ϵ_r	a	b	a	b
3.90	0.079	2.22	4	2.5	3.989	2.512
4.30	0.127	10.5	1.5	1.1	1.508	1.091
4.73	0.9525	2.33	1.7	1.1	1.698	1.114
7.87	0.1524	2.33	1.7	1.1	1.701	1.098
2.31	0.3175	2.33	5.7	3.8	5.710	3.786
4.24	0.3175	2.33	2.95	1.95	2.951	1.948
5.84	0.3175	2.33	1.95	1.3	1.948	1.304
7.70	0.3175	2.33	14	0.9	1.397	0.903
2.264	0.127	10.2	3	2	3.005	1.998
4.495	0.127	10.2	1.5	0.95	1.496	0.953
2.242	0.252	10.2	3	1.9	3.008	1.907

Tableau IV.4. Modélisation inversée (synthèse) pour la prédiction des dimensions de l'antenne.

Dans le tableau IV.5, nous comparons nos résultats obtenus via le modèle neurospectrale proposé avec ceux obtenus en utilisant la méthode conventionnelle du domaine spectral (SDA). De même, pour la fréquence de résonance et la bande passante à demi-puissance, nous avons, également, montré le temps CPU dans ce tableau. Il est clair que nos fréquences de résonances et la bande passante coïncident avec celles obtenues par la méthode des moments conventionnels. Notant que le temps requis pour obtenir la fréquence de résonance et la bande passante à demi-puissance en utilisant le modèle neurospectrale est beaucoup plus faible en comparaison avec la méthode du domaine spectral.

Paramètres d'entrée				Méthode conventionnelle (SDA)			Méthode neurospectrale		
a (cm)	b (cm)	d (cm)	ϵ_r	FR (GHz)	BW (%)	Temps CPU (Seconde)	FR (GHz)	BW (%)	Temps CPU (Seconde)
2.0	2.5	0.079	2.22	3.943	1.217	34.35	3.926	1.331	0.078
1.063	1.183	0.079	2.50	7.704	2.615	3.57	7.671	2.776	0.080
1.53	1.63	0.30	2.50	5.202	8.002	35.29	5.181	8.016	0.079
0.79	1.255	0.40	2.55	6.427	13.407	33.63	6.278	12.842	0.081
1.0	1.52	0.476	2.55	5.300	13.232	32.51	5.207	12.775	0.078
0.91	1.0	0.127	10.2	4.573	1.158	33.34	4.613	1.137	0.079
1.72	1.86	0.157	2.33	5.001	3.608	34.75	4.983	3.809	0.079

Tableau IV.5. Comparaisons de nos résultats obtenus via le modèle neurospectrale proposé avec ceux obtenus en utilisant l'approche spectrale.

Dans les figures IV.5(a) et IV.5(b), les résultats sont présentés pour la fréquence de résonance et la bande passante d'un patch microruban rectangulaire imprimé sur un substrat diélectrique anisotrope polytétrafluoroéthylène (PTFE). Dans cette figure, les résultats obtenus pour la fréquence de résonance et la bande passante du patch sur PTFE anisotrope ($\epsilon_x = 2,88$, $\epsilon_z = 2,43$) sont comparés aux résultats obtenus si l'anisotropie du PTFE est négligée ($\epsilon_x = \epsilon_z = 2,43$). Les dimensions du patch sont $a = 1,9$ cm et $b = 2,29$ cm.

La différence entre les résultats obtenus en considérant l'anisotropie et ceux obtenus en négligeant l'anisotropie atteint 1,61% dans le cas des fréquences de résonance et 24,89% dans le cas des largeurs de bande à demi-puissance. Ainsi, on peut conclure que l'effet de l'anisotropie uniaxiale sur la fréquence de résonance et la bande passante d'une antenne microruban rectangulaire ne peut pas être ignoré et doit être pris en compte lors de la conception.

Dans les figures IV.6 (a) et IV.6 (b), On trace les diagrammes de rayonnement d'un patch rectangulaire imprimé sur des substrats isotrope ($\epsilon_x = \epsilon_z = 2.32$) et uniaxialement anisotrope ($\epsilon_x = 2.32$, $\epsilon_z = 4.64$) dans le plan E et le plan H. Notant

que le rayonnement de l'antenne avec ($\epsilon_x = \epsilon_z = 2.32$) est plus élevé que celui avec ($\epsilon_x = 2.32, \epsilon_z = 4.64$).

Les résultats montrent également que le rayonnement de l'antenne augmente à mesure que la permittivité effective du substrat diminue.

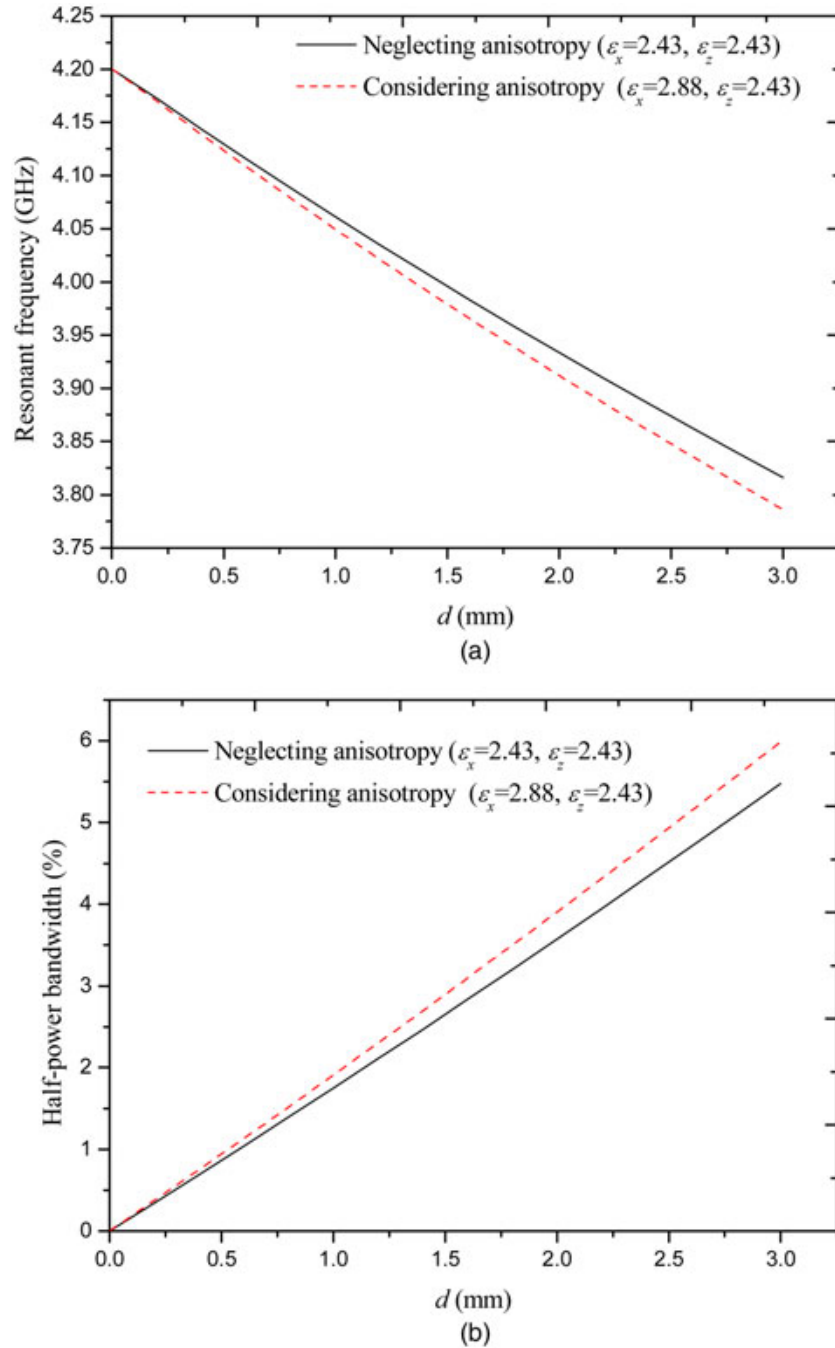


Figure IV. 5. Fréquence de résonance (a); largeur de bande (b) du patch microruban rectangulaire imprimé sur un substrat anisotrope à base de PTFE, le patch a une dimension de $a = 1,9$ cm et $b = 2,29$ cm.

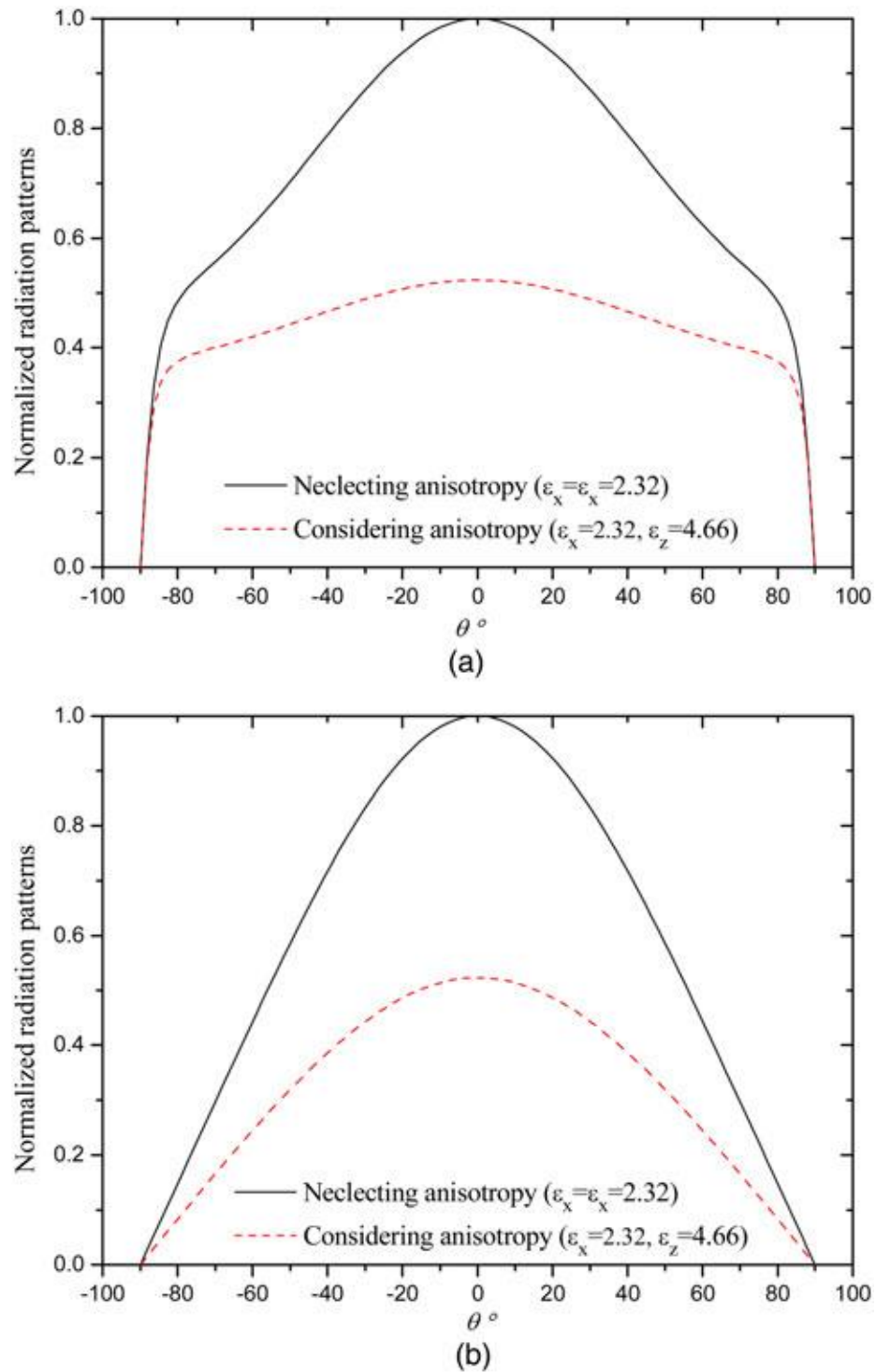


Figure IV. 6. Diagrammes de rayonnement normalisés versus l'angle θ pour les cas en négligeant et en considérant l'anisotropie dans le substrat, (a) plan E, (b) plan H ; Avec : $a=1,9$ cm, $b =2,29$ cm et $d=0,159$ cm.

6 Conclusion

Dans ce chapitre, une technique générale est proposée pour la modélisation et la conception d'une antenne microruban rectangulaire imprimée sur des substrats uniaxialement anisotropes, en utilisant l'approche du domaine spectrale (SDA) conjointement avec les RNA.

Dans la phase de conception, la synthèse est définie comme le problème direct et ensuite l'analyse comme l'inverse du problème.

Pendant la synthèse de l'antenne, il est désirable que les ingénieurs de conception connaissent les différents paramètres influant sur les performances d'une antenne simultanément, au lieu d'identifier des paramètres individuels comme solution alternative. Par conséquent, l'approche actuelle a été considérée plus généralisée et plus efficace.

Le SDA combiné avec la technique RNA est plus rapide de quelques centaines de fois que la solution directe. Ce gain de temps significatif facilite la tâche de conception.

Par conséquent, l'approche neurospectrale présentée dans ce chapitre est une approche avantageuse qui peut être incluse dans un outil de CAO pour l'analyse, la conception et l'optimisation des résonateurs microbandes.

7 Références bibliographiques

- [1] Mishra, R.K.; Patnaik, A.: "**Neurospectral analysis of coaxial fed rectangular patch antenna**", IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, Salt Lake City, UT, USA, 2000, 1062–1065.
- [2] Thakare, V.V.; Singhal, P.: "**Microstrip antenna design using artificial neural networks**". Int. J. RF Microw. Comput.-Aided Eng., 20 (1) (2010), 76–86.
- [3] Devabhaktuni, V.; Mareddy, L.; Vemuru, S.; Cheruvu, V.; Goykhman, Y.; Ozdemir, T.: "**Sensitivity driven artificial neural network correction models for RF/microwave devices**". Int. J. RF Microw. Comput.-Aided Eng., 22 (1) (2012), 30–40.
- [4] Zhang, Q.-J.; Gupta, K.C.; Devabhaktuni, V.K.: "**Artificial neural networks for RF and microwave design-from theory to practice**". IEEE Trans. Microw. Theory Tech., 51 (4) (2003), 1339–1350.
- [5] Kumar, G.; Ray, K.: "**Broadband Microstrip Antennas**", Artech House, London, 2003.
- [6] Gurel, C.; Yazgan, E.: "**Characteristics of a circular patch microstrip antenna on uniaxially anisotropic substrate**". IEEE Trans. Antennas Propag., 52 (10) (2004), 2532–2537.
- [7] Boufrioua, A.; Benghalia, A.: "**Radiation and resonant frequency of a resistive patch and uniaxial anisotropic substrate with entire domain and roof top functions**". Eng. Anal. Bound. Elem., 32 (7) (2008), 591–596.
- [8] Bouttout, F.; Benabdelaziz, F.; Benghalia, A.; Khedrouche, D.; Fortaki, T.: "**Uniaxially anisotropic substrate effects on resonance of rectangular microstrip patch antenna**". Electron. Lett., 35 (4) (1999), 255–256.
- [9] Fortaki, T.; Benghalia, A.: "**Rigorous full-wave analysis of rectangular microstrip patches over ground planes with rectangular apertures in multilayered substrates that contain isotropic and uniaxial anisotropic materials**". Microw. Opt. Technol. Lett., 41 (6) (2004), 496–500.

- [10] Raida, Z.: "**Modeling EM structures in the neural network toolbox of MATLAB**". IEEE Antennas Propag. Mag., 44 (6) (2002), 46–67.
- [11] Jain, S.K.; Patnaik, A.; Sinha, S.N.: "**Design of custom-made stacked patch antennas: a machine learning approach**". Int. J. Mach. Learn. Cybern., 4 (3) (2013), 189–194.
- [12] Fortaki, T.; Khedrouche, D.; Bouttout, F.; Benghalia, A.: "**A numerically efficient full-wave analysis of a tunable rectangular microstrip patch**". Int. J. Electron., 91 (1) (2004), 57–70.
- [13] Mishra, R.; Patnaik, A.: "**Neurospectral computation for complex resonant frequency of microstrip resonators**". IEEE Microw. Guided Wave Lett., 9 (9) (1999), 351–353.
- [14] Mishra, R.; Patnaik, A.: "**Neurospectral computation for input impedance of rectangular microstrip antenna**". Electron. Lett., 35 (20) (1999), 1691–1693.
- [15] Mishra, R.K.; Patnaik, A.: "**Designing rectangular patch antenna using the neurospectral method**". IEEE Trans. Antennas Propag., 51 (8) (2003), 1914–1921.
- [16] Bedra, S.; Benkouda, S.; Fortaki, T.: "**Analysis of a circular microstrip antenna on isotropic or uniaxially anisotropic substrate using neurospectral approach**". COMPEL: Int. J. Comput. Math. Electr. Electron. Eng., 33 (1/2) (2014), 567–580.
- [17] Pozar, D.M.: "**Microwave Engineering**", Addison-Wesley, Reading, MA, 1990, 663–670.
- [18] Fortaki, T.; Djouane, L.; Chebara, F.; Benghalia, A.: "**Radiation of a rectangular microstrip patch antenna covered with a dielectric layer**". Int. J. Electron., 95 (9) (2008), 989–998.
- [19] Tighilt, Y.; Bouttout, F.; Khellaf, A.: "**Modeling and design of printed antennas using neural networks**". Int. J. RF Microw. Comput.-Aided Eng., 21 (2) (2011), 228–233.
- [20] Christodoulou, C.; Georgiopoulos, M.: "**Applications of Neural Networks in Electromagnetics**, Artechhouse, Norwood", MA, 2001.

- [21] Samaddar, P.; Nandi, S.; Nandy, S.; Sarkar, D.C.; Sarkar, P.P. "**Prediction of resonant frequency of a circular patch frequency selective structure using artificial neural network**". *Indian J. Phys.*, 88 (4) (2014), 397–403.
- [22] Kumar, K.; Gunasekaran, N.: "**Bandwidth enhancement of a notch square shaped microstrip patch antenna using neural network approach, in International Conference on Emerging Trends in Electrical and Computer Technology**", TN, 2011.
- [23] Guney, K.; Gultekin, S.: "**A comparative study of neural networks for input resistance computation of electrically thin and thick rectangular microstrip antennas**". *J. Commun. Technol. Electron.*, 52 (5) (2007), 483–492.
- [24] Verma, A.: "**Input impedance of rectangular microstrip patch antenna with iso/anisotropic substrate-superstrate**". *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, 11 (11) (2001), 456–458.
- [25] HFSS: "**High Frequency Structure Simulator**", Ansoft Corp., 2009.
- [26] Chang, E.; Long, S.; Richards, W.: "**An experimental investigation of electrically thick rectangular microstrip antennas**". *IEEE Trans. Antennas Propag.*, 34 (6) (1986), 767–772.
- [27] Chattopadhyay, S.; Biswas, M.; Siddiqui, J.Y.; Guha, D.: "**Rectangular microstrips with variable air gap and varying aspect ratio: improved formulations and experiments**". *Microw. Opt. Technol. Lett.*, 51 (1) (2009), 169–173.
- [28] Pozar, D.M.: PCAAD 3.0. "**Personal Computer Aided Antenna Design, Antenna Design Associates**", Inc, Leverett, MA, USA, 1996.

Conclusion générale

Conclusion générale

Durant ces dernières années, un nombre important d'études se sont focalisées sur les antennes microrubans à cause de leurs nombreux avantages. L'objet principal de cette thèse a porté sur l'étude, la modélisation et la conception de ce type d'antennes.

Tout d'abord, nous avons rappelé quelques généralités sur les antennes microrubans. Par la suite nous avons détaillé le principe de fonctionnement, les avantages et limitations des différentes techniques utilisées pour alimenter ces antennes. Mise à part les méthodes d'analyse [1], [2] rapportées dans le chapitre 1, nous avons présenté deux autres thèmes, chacun d'eux dans un chapitre bien séparé. Et puisque nous avons développé dans ces chapitres des modèles d'analyses de deux différentes antennes microrubans, qui se base sur les réseaux de neurones artificiels, nous avons donc jugé utile de présenter dans le chapitre 2, les notions élémentaires ainsi que les différents types des réseaux de neurones artificiels. Nous avons détaillé également la notion d'apprentissage.

Dans chapitre 3, nous avons appliqué une approche basée sur la méthode de la cavité avec les réseaux de neurones artificiels pour l'analyse d'une antenne microruban annulaire ajustable. Récemment, le développement d'outils de simulation efficaces et précis pour aider à analyser et à concevoir des structures microbandes a attiré un certain intérêt. Etant donné que le modèle de cavité est numériquement assez efficace lorsqu'il est couplé à un réseau de neurones approprié, la combinaison serait un outil de conception très robuste. Avant de connaître l'influence des paramètres physiques sur la fréquence de résonance, nous avons validé l'approche suggérée. Les différents algorithmes d'apprentissage, utilisés pour estimer la fréquence de résonance, ont été élaborés avec une attention particulière portée à la rapidité de calcul et à la précision désirée. Les résultats théoriques de la fréquence de résonance obtenus en utilisant les réseaux de neurones artificiels sont en très bon accord avec les résultats expérimentaux rapportés ailleurs. Ensuite, nous avons étudié l'influence des différents paramètres : la permittivité (ϵ_r), le rayon intérieur (r_1), le rayon extérieur (r_2) et la hauteur du substrat diélectrique (d_2), enfin l'influence de l'inclusion de l'espace d'air (d_1) insérée entre le substrat et le plan de masse sur les caractéristiques de résonance est également étudiée pour les modes fondamentaux ainsi que pour les modes d'ordre supérieur. Nous avons

montré qu'à l'exception de la hauteur du substrat, qui a un effet mineur sur la fréquence de résonance, les autres paramètres ont beaucoup d'influence sur les caractéristiques de l'antenne. Les calculs montrent que la hauteur du gap d'air peut être ajustée de manière à obtenir une fréquence de résonance maximale de l'antenne. Un soin extrême doit être pris lors de la conception d'une antenne microruban avec un espace d'air mince; car une petite incertitude dans le réglage de la séparation d'air peut entraîner un décalage important de la fréquence.

Dans le dernier chapitre, nous avons appliqué la méthode du domaine spectral (SDA) en conjonction avec les réseaux de neurones artificiels (RNA) pour calculer les caractéristiques de résonance d'un patch microruban rectangulaire imprimé sur des substrats isotropes ou anisotropes. Bien que la méthode des moments donne une bonne précision, mais son coût de calcul est élevé en raison de l'évaluation des intégrales à convergence lente et de la nature itérative du processus de solution [3]. Dans ce dernier chapitre, nous avons exposé la modélisation et la conception d'une antenne microruban rectangulaire imprimée sur des substrats uniaxialement anisotropes, en utilisant l'approche du domaine spectrale (SDA) conjointement avec les RNA. L'impact ciblé est de réduire la complexité de la méthode du domaine spectral et de minimiser le temps CPU nécessaire pour obtenir les résultats numériques. La comparaison numérique entre la méthode des moments conventionnelle et la méthode neurospectrale montre des améliorations significatives du point de vue convergence et coût de calcul. Ce qui justifie l'utilisation de l'approche neurospectrale présentée ici comme une technique rapide et prometteuse dans la conception des antennes microrubans. L'approche proposée dans le cadre de cette thèse est une approche avantageuse qui peut être incluse dans un outil de CAO pour l'analyse, la conception et l'optimisation des résonateurs microbandes.

Références bibliographiques

- [1] S. Bedra, "**Evaluation analytique et numérique des caractéristiques électromagnétiques des structures microbandes ouvertes,**" Thèse de Doctorat, Université de Batna, Batna, 2015.
- [2] 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, Juin 2004.
- [3] Fortaki. T, Khedrouche. D; Bouttout, F.; Benghalia, A.: "**A numerically efficient full-wave analysis of a tunable rectangular microstrip patch**". Int. J. Electron., 91 (1) (2004), 57–70.
- [3] Mishra. R, Patnaik. A: "**Neurospectral computation for complex resonant frequency of microstrip resonators**". IEEE Microw. Guided Wave Lett., 9 (9) (1999), 351–353.
- [4] Mishra. R , Patnaik. A: "**Neurospectral computation for input impedance of rectangular microstrip antenna**". Electron. Lett., 35 (20) (1999), 1691–1693.
- [5] Mishra, R.K , Patnaik. A: "**Designing rectangular patch antenna using the neurospectral method**". IEEE Trans. Antennas Propag., 51 (8) (2003), 1914– 1921.

Résumé

Résumé

L'objectif de cette thèse est de concevoir et de modéliser des antennes microrubans de deux différentes formes utilisant deux différentes méthodes: dans la première partie, nous appliquons une approche basée sur la méthode de cavité avec les réseaux de neurones pour l'analyse d'une antenne annulaire ajustable, étant donné que le modèle de cavité est numériquement assez efficace et lorsqu'il est couplé à un réseau de neurones approprié, la combinaison serait un outil de conception très efficace et efficiente, du moins pendant la phase initiale de conception. La deuxième méthode est la méthode neurospectrale qui a été réservée pour l'étude des caractéristiques de résonance d'une antenne microruban de forme rectangulaire. La comparaison numérique entre la méthode des moments conventionnelle et la méthode neurospectrale montre des améliorations significatives du point de vue convergence et coût de calcul. Ce qui justifie l'utilisation de l'approche neurospectrale présentée ici comme une technique rapide et prometteuse dans la conception des antennes microrubans. L'approche proposée dans le cadre de cette thèse peut être incluse dans un outil de CAO pour l'analyse, la conception et l'optimisation des circuits intégrés monolithiques microondes (MMIC).

La fréquence de résonance, la bande passante et le diagramme de rayonnement sont déterminées et étudiées en fonction des paramètres électriques et physiques de l'antenne en tenant compte de l'anisotropie uniaxiale dans le diélectrique. Les résultats numériques de chaque méthode ont été étudiés et comparés aux données théoriques et expérimentales reportées dans la littérature.

ملخص

الهدف من هذه الأطروحة هو تصميم ونمذجة هوائيات Microstrip ذات شكلين مختلفين باستخدام طريقتين مختلفتين: في الجزء الأول، نطبق نهجا قائما على التجويف مع الشبكات العصبية لتحليل هوائي حلقي قابل للتعديل، نظراً لأن نموذج التجويف فعال تماماً عددياً وعندما يقترن بشبكة عصبية مناسبة، سيكون الجمع أداة تصميم فعالة للغاية، على الأقل خلال مرحلة الأولية من التصميم. الطريقة الثانية هي طريقة الطيف العصبي التي تم تخصيصها لدراسة خصائص الرنين لهوائي microstrip مستطيل الشكل. تظهر المقارنة العددية بين طريقة اللحظات التقليدية وطريقة الطيف العصبي تحسينات كبيرة في التقارب الزمني والتكلفة الحسابية، هذا يبرر استخدام النهج العصبي المعروف هنا كتقنية سريعة وواحدة في تصميم هوائيات microstrip ؛ يمكن تضمين النهج المقترح في هذه الأطروحة في أداة التصميم بمساعدة الحاسوب (CAO) لتحليل وتصميم وتحسين الدوائر المتكاملة ذات الميكروويف المتجانسة (MMIC).

يتم تحديد ودراسة تردد الرنين وعرض النطاق ومخطط الإشعاع وفقاً لخصائص الكهربائية والفيزيائية للهوائي مع مراعاة التباين أحادي المحور في العازل الكهربائي. تمت دراسة النتائج العددية لكل طريقة ومقارنتها بالبيانات النظرية والتجريبية الواردة في المؤلفات.

Abstract

The objective of this thesis is to design and model microstrip antennas of two different shapes using two different methods: in the first part, we apply an approach based on the method of cavity model with the artificial neural networks for the analysis of an adjustable ring antenna, since the cavity model is numerically quite efficient and when coupled with a suitable neural network, the combination would be a very efficient and effective design tool, at least during the initial phase of design. The second method is the neurospectral method which has been reserved for the study of the resonance characteristics of a rectangular microstrip antenna. The numerical comparison between the conventional moments and the neurospectral method shows significant improvements in temporal convergence and the computational cost, this justifies the use of the neurospectral approach presented here as a fast and promising technique in the design of microstrip antennas. The approach proposed in this thesis can be included in a CAD tool for the analysis, design and optimization of monolithic microwave integrated circuits (MMIC).

The resonant frequency, the bandwidth and the radiation pattern are determined and studied according to the electrical and physical parameters of the antenna taking into account the uniaxial anisotropy in the dielectric. The numerical results of each method were studied and compared with theoretical and experimental data reported in the literature.