

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

Université de Batna -2-

Faculté de Technologie

Département d'Électronique



THÈSE

Présentée pour l'obtention du diplôme de

DOCTORAT en SCIENCES

Spécialité: Électronique

Option: Micro-onde pour Télécommunications

Par

Nazih HAMDIKEN

Thème

**Application de nouvelles méthodes de modélisation et
d'optimisation dans l'étude des antennes microbandes et des
systèmes multi-antennaires pour techniques de diversité et
MIMO**

Soutenue le 01/02/2017

Devant le jury:

Dr. Abdelamadjid BENGHALIA	Prof.	Université Frères Mentouri Const.	Président
Dr. Tarek FORTAKI	Prof.	Université Batna -2-.	Rapporteur
Dr. Djamel BENATIA	Prof.	Université Batna -2-.	Examineur
Dr. Ramdane MAHAMDI	Prof.	Université Batna -2-.	Examineur
Dr. Malek BENSLAMA	Prof.	Université Frères Mentouri Const.	Examineur
Dr. Djamel KHEDROUCHE	M.C.A.	Université M'sila.	Examineur

Dédicaces

*Une dédicace bien spéciale à la mémoire de mon défunt père
« HOCINE » cet astre qui illuminait nos vies par son amour, et
sa présence a glissé d'entre nos mains pour regagner le ciel.*

Repose en paix cher père et soit fier de moi.

*À l'être le plus cher au monde, cause de mon existence et source
de l'amour et du sacrifice, qui a tout fait pour me voir bâtir un
avenir florissant « MAMAN », quoique je dise ou que je fasse,
cela n'exprimera jamais le degré de ma gratitude envers elle.*

À ma femme et à mes enfants Abderrahmane et Imane

À mon frère, À mes sœurs.

À toute ma famille.

À tous mes amis.

À tous ceux qui m'ont aidé à faire ce travail.

Remerciements

Je tiens à remercier tout d'abord DIEU le tout puissant qui m'a donné, durant toutes ces années, la santé, le courage et la foi pour arriver à ce jour.

Je ne peux, réellement, trouver les expressions éloquentes que mérite mon encadreur Mr. Tarek FORTAKI, afin de le remercier pour sa sympathie, ses encouragements, son aide, son dévouement pour le travail et sa présence totale, au cours de cette modeste étude.

J'adresse mes chaleureux remerciements à Monsieur le Professeur Abdelamadjid BENGHALIA, de l'université de Constantine, pour avoir accepté de présider le Jury de cette thèse.

Toute ma gratitude va à Monsieur le Professeur Malek BENSLEAMA, de l'université de Constantine, pour avoir accepté d'évaluer ce travail.

Que Monsieur, Djamel KHEDROUCHE, Maître de Conférences à l'université de M'sila, soit remercié pour sa présence dans le jury.

Monsieur Djamel BENATIA, Professeur à l'université de Batna, et Monsieur Ramdane MAHAMDI, Professeur à l'université de Batna, ont aimablement accepté de participer au jury, je les remercie pour l'intérêt qu'ils ont porté à ce travail.

Mes remerciements vont également à tous les enseignants et les responsables de notre département.

Enfin, j'exprime mes remerciements à tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à l'élaboration de ce travail.

Liste des Figures et des Tableaux

Liste des Figures

Fig.I.1 : (a) l'antenne se comporte comme une impédance. (b) l'antenne se comporte comme un générateur équivalent	09
Fig.I.2 : Modèle d'impédance complexe d'une antenne	09
Fig.I.3 : Mesure du DTF dans une antenne avec le SITMASTER	11
Fig.I.4 : Mesure du VSWR dans une antenne avec le SITMASTER	11
Fig.I.5 : Evolution de la densité de puissance en fonction de la distance [6]	12
Fig.I.6 : Diagramme de rayonnement (a) source isotrope, (b) source directive	13
Fig.I.7 : Bande passante et coefficient de réflexion	14
Fig.I.8 : La dépendance entre la circulation du courant dans un dipôle et l'intensité de rayonnement	15
Fig.I.9 : Antenne monopôle	16
Fig.I.10 : Antenne monopôle avec réflecteur incliné	16
Fig.I.11 : Antenne patch à plusieurs formes rayonnantes	17
Fig.I.12 : Excitation par microbande	18
Fig.I.13 : Antenne microbande alimentée par sonde	19
Fig.I.14 : Excitation couplée par ouverture	19
Fig.I.15 : Excitation couplée par proximité	20
Fig.I.16 : Géométrie d'une antenne PIFA	22
Fig.I.17 : Principe de diversité	23
Fig.I.18 : Principe du MIMO	26
Fig.I.19 : Géométries d'un système multi-antennaire à polarisation orthogonale avec quatre fentes (a) sans DGS (b) avec DGS [53].....	27
Fig.I.20 : Géométrie de la structure EBG pour découplage dans un système multi-antennaire.....	28
Fig.II.1 : Le neurone biologique	36
Fig.II.2 : Le neurone formel.....	37
Fig.II.3 : Fonction Signe	37
Fig.II.4 : Fonction linéaire à seuil	38

Fig.II.5 : Fonction sigmoïde	38
Fig.II.6 : La taxonomie d'architecture de réseau	39
Fig.III.1 : Géométrie d'une antenne microbande circulaire	51
Fig.III.2 : Représentation d'une couche J	54
Fig.III.3 : Représentation simplifiée de la structure étudiée	58
Fig.III.4 : Amortisseurs et fonctions de transfert de chaque couche	60
Fig.III.5 : Phase de prétraitement de la base de données	60
Fig.III.6 : Comparaison de l'erreur relative (%)	63
Fig.III.7 : Fréquence de résonance en fonction de (d/a) : $\epsilon_r=1.4$	64
Fig.III.8 : Fréquence de résonance en fonction de (d/a) : $\epsilon_r=5.1$	64
Fig.III.9 : Fréquence de résonance en fonction de (d/a) : $\epsilon_r=9.7$	64
Fig.III.10 : Fréquence de résonance en fonction de (d/a) : $\epsilon_r=1.4$; $\epsilon_r=5.1$; $\epsilon_r=9.7$	64
Fig.III.11 : La partie imaginaire de la fréquence de résonance en fonction de (d/a) : $\epsilon_r=1.4$	65
Fig.III.12 : La partie imaginaire de la fréquence de résonance en fonction de (d/a) : $\epsilon_r=5.1$	65
Fig.III.13 : La partie imaginaire de la fréquence de résonance en fonction de (d/a) : $\epsilon_r=9.7$	66
Fig.III.14 : La partie imaginaire de la fréquence de résonance en fonction de (d/a) : $\epsilon_r=1.4$; $\epsilon_r=5.1$; $\epsilon_r=9.7$	66
Fig.III.15 : La bande passante en fonction de (d/a) : $\epsilon_r=1.4$	67
Fig.III.16 : La bande passante en fonction de (d/a) : $\epsilon_r=5.1$	67
Fig.III.17 : La bande passante en fonction de (d/a) : $\epsilon_r=9.7$	67
Fig.III.18 : La bande passante en fonction de (d/a) : $\epsilon_r=1.4$; $\epsilon_r=5.1$; $\epsilon_r=9.7$	67
Fig. III.19 Fréquence de résonance en fonction de (d/a) : $\epsilon_r=2.2$	68
Fig.IV.1 : Deux antennes PIFAs sur le même PCB avec les languettes de court-circuit face à face et reliées par une ligne suspendue [18]	74
Fig.IV.2 : Configuration 1_Analyse : Système multi-antennaire isolé par ligne de neutralisation avec longueur du PCB et largeur de ligne de neutralisation fixe.....	77
Fig.IV.3 : Configuration 2_Analyse : Système multi-antennaire isolé par ligne de neutralisation avec longueur du PCB et largeur de ligne de neutralisation variables.....	78
Fig.IV.4 : Configuration 1_analyse: comparaison des résultats du modèle ANN vs ceux du logiciel HFSS (a) Exemple 1, (b) Exemple 2.....	81

Fig.IV.5 : Configuration 1_analyse: comparaison des résultats du modèle ANN vs ceux du logiciel HFSS. (a) Exemple 3, (b) Exemple 4, (c) Exemple 5.....	82
Fig.IV.6 : Configuration 2_analyse: comparaison des résultats du modèle ANN vs ceux du logiciel HFSS (a) Exemple 1, (b) Exemple 2.....	84
Fig.IV.7 : Configuration 2_Design : Système multi-antennaire isolé par ligne de neutralisation avec longueur du PCB et largeur de ligne de neutralisation variable.....	86
Fig.IV.8 : Configuration 2_design: comparaison des résultats du modèle ANN vs ceux du logiciel HFSS. (a) Exemple 1, (b) Exemple 2.....	88

Liste des Tableaux

Tab.III.1 : Paramètres optimisés pour le modèle final	62
Tab.III.2 : Comparaison de nos résultats avec les résultats d'autres méthodes	62
Tab.IV.1 : Configuration 1_analyse : plage de variation des paramètres d'entrées utilisés dans l'apprentissage pour le modèle d'analyse.....	80
Tab.IV.2 : Configuration 1_analyse : les valeurs des paramètres physiques pour des exemples de validation; Exemple 1 et Exemple 2.....	80
Tab.IV.3 : Configuration 1_analyse : valeurs des paramètres physiques du système multi-antennaire pour des exemples de validation; Exemple 3, Exemple 4 et Exemple 5.....	82
Tab.IV.4 : Configuration 2_analyse : plage de variation des paramètres d'entrées utilisés dans l'apprentissage pour le modèle d'analyse.....	83
Tab.IV.5 : Configuration 2_analyse : valeurs des paramètres physiques pour des exemples de validation; Exemple 1 et Exemple 2.....	83
Tab.IV.6 : Configuration 2_design : valeurs des performances souhaitées, pour des exemples de validation; Exemple 1 et Exemple 2.....	87
Tab.IV.7 : Comparaison du temps de simulation entre le modèle HFSS et ANN.....	89

Sommaire

Introduction générale

Introduction générale	2
Références bibliographiques	5

Chapitre 1

Les antennes microbandes et les systèmes multi-antennaires

I.1 Introduction	8
I.2 Rappel sur les antennes	8
I.2.1 Impédance d'entrée et condition d'adaptation	8
I.2.2 Zones de rayonnement	12
I.2.3 Diagramme de rayonnement	12
I.2.4 Directivité et gain	13
I.2.5 La bande passante	13
I.2.6 Polarisation d'antenne	14
I.2.7 débit d'absorption spécifique	14
I.3 Différents types d'antennes	15
I.3.1 Antennes Filaires	15
I.3.1.1 Antenne dipôle	15
I.3.1.2 Antenne monopôle	15
I.3.2 Antennes volumiques	16
I.3.3 Antennes patches	16
I.3.3.1 Les Techniques d'Excitation	18
I.3.3.2 Les méthodes d'analyse	20
I.3.3.3 Avantages et inconvénients des antennes microbandes	21
I.3.3.4 L'antenne PIFA	22
I.4 Diversité et MIMO	23
I.4.1 Diversité	23
I.4.2 Techniques de diversité des antennes	23
I.4.2.1 Diversité spatiale	24
I.4.2.2 Diversité de diagramme	24
I.4.2.3 Diversité de polarisation	24
I.4.2.4 Diversité angulaire	24
I.4.2.5 Diversité fréquentielle	24
I.4.3 les méthodes de post-traitement	25
I.4.3.1 La sélection	25
I.4.3.2 Combinaison par rapport maximal (MRC)	25

I.4.3.3 Combinaison par gain égal (EGC)	25
I.4.4 MIMO	25
I.4.5 Effet du couplage mutuel	26
I.4.6 Les techniques d'isolation	26
I.4.6.1 Modification de la structure du plan de masse	26
I.4.6.2 Utilisation d'une structure EBG (Electromagnetic Band-Gap).....	27
I.4.6.3 Utilisation de résonateurs parasites	28
I.5 Conclusion.....	28
Références bibliographiques.....	29

Chapitre 2

Les réseaux de neurones artificiels (ANN)

II.1 Introduction.....	34
II.2 Pourquoi les réseaux de neurones artificiels ?	34
II.3 Le neurone biologique et le neurone artificiel	35
II.3.1 les neurones biologiques	35
II.3.2 Le neurone formel.....	36
II.3.2.1 Le modèle mathématique	36
II.3.2.2 Fonction de transfert	37
II.4 Architecture des réseaux de neurones	38
II.4.1 Les réseaux de neurones bouclés (Dynamiques)	39
II.4.2 Les réseaux de neurones non bouclés (Statiques)	39
II.5 L'apprentissage des réseaux de neurones	40
II.5.1 L'apprentissage non supervisé	40
II.5.2 L'apprentissage supervisé	41
II.6 Le perceptron multicouche MLP	41
II.6.1 Mise en œuvre du réseau de neurones MLP	41
II.6.2 L'apprentissage des réseaux MLP	42
II.6.3 Les algorithmes d'apprentissage	42
II.6.3.1 Algorithme de la rétro- propagation du gradient non améliorée (GBP : Gradient Backpropagation).....	42
II.6.3.2 La rétro- propagation du gradient avec momentum.....	44
II.6.3.3 Algorithme de la rétro-propagation du gradient à convergence accélérée par l'adaptation du coefficient d'apprentissage	45
II.6.3.4 Algorithme du gradient conjugué CG.....	45
II.6.3.5 Algorithme du gradient conjugué modifié MCG.....	45
II.6.4 Choix du nombre d'unités cachées (Optimisation de l'architecture).....	45
II.8 Conclusion	46
Références bibliographiques.....	48

Chapitre 3

Modèle neurospectral pour un disque microbande circulaire

III.1 Introduction.....	50
III.2 Mise en équation du problème dans le domaine spectral	51
III.2.1 Introduction des transformées usuelles et vectorielles de Hankel	51
III.2.2 Application des résultats de la sous-section (II.2.1) pour l'évaluation de la Dyade de Green.....	57
III.2.3 Formulation de l'équation intégrale et discrétisation	58
III.2.4 Détermination des caractéristiques de l'antenne	59
III.3 Modèle neurospectral.....	60
III.3.1 Choix de la base de données (Apprentissage et Validation).....	60
III.3.2 Phase d'apprentissage	61
III.3.3 phase d'optimisation de l'architecture	61
III.3.4 Le Modèle finale	61
III.3.5 Validation du modèle neuronal.....	62
III.4 Etude paramétriques	63
III.4.1 Effet des deux paramètres du substrat sur la fréquence de résonance et les pertes par rayonnement de la structure	63
III.4.1.1 Fréquence de résonance	63
III.4.1.2 Partie imaginaire de la fréquence de résonance complexe	64
III.4.2 Effet des deux paramètres du substrat sur la bande passante	66
III.5 Conclusion	69
Références bibliographiques.....	70

Chapitre 4

Analyse et modélisation d'un système multi-antennaire dans la bande de fréquence [1,75 - 3,65 GHz]

IV.1 Introduction	73
IV.2 Problématiques	73
IV.3 Isolation des éléments rayonnant d'un système multi-antennaire	73
IV.3.1 Technique de la ligne de neutralisation : introduction	74
IV.3.2 Technique de la ligne de neutralisation : limites	75
IV.4 Application des réseaux de neurones sur un système multi-antennaire isolé par ligne de neutralisation.....	76
IV.4.1 Outils de simulation.....	76
IV.4.2 Géométries des systèmes multi-antennaire étudiées	77
IV.4.2.1 Configuration 1	77
IV.4.2.2 Configuration 2.....	77
IV.4.3 Implémentation du modèle neuronal	78
IV.5 Modèles ANN optimisés, Discussion et interprétation des résultats.....	79
IV.5.1 Model d'analyse	79

IV.5.1.1 Configuration 1	80
IV.5.1.2 Configuration 2	83
IV.5.2 Le code design	85
IV.5.2.1 Procédure	85
IV.7 Conclusion.....	89
Références bibliographiques	91
<i>Conclusion Générale</i>	
Conclusion générale.....	94
<i>Annexes</i>	
Annexe A	98

Introduction générale

Introduction générale

Dans un système de communication, les antennes sont des composants à part entière qui nécessitent une étude particulière. Tout en cherchant à améliorer les performances d'une antenne, on doit l'adapter aux applications les plus récentes. L'antenne doit également répondre aux contraintes de multiplication de bandes de fréquences, diversité et d'intégration dans l'architecture des terminaux. Alors, les caractéristiques des antennes doivent être peu influençables par l'environnement.

Aujourd'hui les technologies multi-antennaires sont assez matures pour devenir une solution de plus en plus répandue dans les systèmes de communication sans fil, pour obtenir des débits de données élevés sans pour autant augmenter la puissance de transmission et/ou la largeur spectrale utilisée. Elles permettent aussi d'assurer des connexions fiables et une bonne couverture du réseau. Au début de l'utilisation de ces technologies, des antennes multiples et des algorithmes intelligents appropriés pour combiner les signaux reçus ont été appliqués à une seule extrémité du lien (aux niveaux des stations de base des réseaux cellulaires). Le but principal était d'améliorer la fiabilité de réception du signal. Les recherches dans la théorie de l'information ont montré qu'une très bonne fiabilité de réception d'un signal est peut être atteinte en utilisant plusieurs antennes pour la transmission et la réception dans les systèmes sans fil [1-3]. Ce système avec multiples antennes aux deux extrémités d'une liaison de communication est connu sous le nom de systèmes à entrées multiples et sorties multiples (multiple-input multiple-output ; MIMO). Dans [3-5], les auteurs ont montré que les systèmes MIMO améliorent la fiabilité du signal reçu à travers la diversité, et qu'ils sont la technologie clé des systèmes 3G-Evolué et 4G. Par exemple, l'implémentation d'antennes multiples en réception sur le lien downlink est une option dans la famille de standards HSPA et c'est une exigence minimale dans les systèmes de communication LTE.

La conception assistée par ordinateur (CAO) est une technique incontournable dans la réalisation de divers composants, circuits et autres systèmes automatisés et cela dans plusieurs domaines (télécommunications, robotique, contrôle, mécanique, automatique, physique expérimentale...etc.) [6-9]. Elle dispose, entre autres, d'algorithmes et de techniques numériques souples, fiables, précis, très rapide et suffisamment maniables pour assurer la réalisation du système désiré avec les caractéristiques voulues.

Plusieurs approches ont été appliquées pour modéliser les antennes, l'approche adoptée dans cette thèse est l'approche neuronale. Les réseaux de neurones sont de puissants outils de modélisation et de prédiction, ils ont été adoptés dans divers champs d'application. En effet, ces outils présentent des propriétés intéressantes en traitement de signal grâce à leur aptitude à généraliser des fonctions non linéaires, à leur résistance au bruit, à leur stabilité

ainsi qu'à leur temps de calcul vraiment réduit par rapport aux autres approches. Ces outils se révèlent un excellent moyen de modélisation et d'égalisation.

La technologie microbande en général, et les antennes patches en particulier connaissent un succès croissant auprès des industriels et des professionnels des télécommunications, qu'elle soit spatiale ou terrestre. Il est nécessaire de bien définir l'intégralité des paramètres des antennes, afin de prévoir son comportement avant la réalisation d'une part, et de s'assurer qu'elle se conformera aux exigences des systèmes d'autre part.

De ce fait, nous entamons au début (premier chapitre) de notre travail, qui est sectionné en quatre chapitres, un rappel sur les antennes en générale et en particulier les antennes patches qui seront développées dans le troisième et le quatrième chapitre. Ensuite, nous présentons le principe de diversité, les différentes techniques permettant aux signaux d'être indépendants et les différentes techniques de combinaison des signaux reçus sur plusieurs antennes permettant de maximiser la puissance reçue. Et puis, nous exposons l'intérêt des systèmes MIMO. L'effet du couplage mutuel et les techniques d'isolation sont définis à la fin de ce chapitre.

Dans le *deuxième chapitre* nous présentons la description et la définition des réseaux de neurones. Puis, nous expliquons la théorie et les algorithmes d'apprentissage.

Le troisième chapitre est subdivisé en deux parties. Dans la première partie, nous avons utilisé la méthode spectrale dans la formulation mathématique du problème de la fréquence de résonance complexe d'une antenne à patch circulaire. Cette formulation est basée sur une méthode intégrale utilisant la fonction tensorielle spectrale de Green. Pour déterminer le tenseur spectral de Green, on a tenu compte de la discontinuité du champ magnétique à l'interface du patch, ensuite, on a calculé le tenseur spectral de Green Q dans la représentation (TM, TE), ce dernier relie le courant du patch avec le champ électrique tangentiel dans le plan du patch, ensuite le tenseur G dans la représentation cartésienne est aisément obtenu. Par la suite la méthode des moments/ procédure de Galerkin est adoptée comme outil de résolution afin de déterminer les caractéristiques de l'antenne. Dans la deuxième partie on a implanté une nouvelle méthode d'analyse, rapide et précise qui est utilisée pour calculer la partie réelle et imaginaire de la fréquence de résonance d'une antenne microbande circulaire. Cette méthode, baptisée neurospectrale (NS), est basée sur les réseaux de neurone artificiel (ANN), elle offre un très petit temps de calcul sans imposer des limites sur les paramètres physiques de l'antenne par rapport aux autres méthodes utilisées dans la littérature ; Chew [10], Howell [11], Wolff [12], Demeryd [13] et Kumprasert [14]. Notons

bien que nos résultats obtenus par la méthode NS sont en très bon accord avec les résultats expérimentaux disponibles dans la littérature.

L'intention du *quatrième chapitre* est le développement d'un modèle neuronal permettant d'analyser un système multi-antennaires de manière exacte et rapide comme dans le cas de la première partie. Ce modèle identifie la relation entre les paramètres physiques du système antennaire et ses performances en termes de fréquence de résonance, du niveau d'adaptation et d'isolation à la résonance, la bande passante et le niveau d'isolation aux limites inférieure et supérieure de la bande passante obtenue [15]. Afin de valider notre approche, notre investigation porte sur le système multi-antennaire développé par Diallo [16] qui est constitué de deux antennes PIFA reliées par une ligne de neutralisation montées sur un plan de masse (printed circuit board ; PCB) d'un téléphone mobile.

Dans la deuxième partie et afin de donner plus de facilités pour le concepteur, il s'est avéré intéressant de développer un modèle de conception permettant de donner les paramètres physiques du système pour les performances désirées. Cette idée de conception d'un système multi-antennes complexe à partir de performances désirées n'existe sur aucuns des simulateurs EM, ce qui va représenter, après sa validation, son avantage majeur auprès des concepteurs d'antennes.

Notre thèse s'achève par une conclusion générale dans laquelle nous énumérerons les étapes importantes de ce travail.

Références bibliographiques

- [1] G. Foschini, "Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multi-element antennas", Bell Labs Technical Journal. vol. 1, no. 2, pp. 41-59, 1996.
- [2] I. E. Telatar, "Capacity of multi-antenna Gaussian channels", Europ. Trans. Telecommun. vol. 10, no. 6, pp. 585-595, Nov 1999.
- [3] G. Foschini and M. Gans, "On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas", Wireless Personal Commun. vol. 6, no. 3, pp. 311-335, Mar 1998.
- [4] S. M. Alamouti, "A simple transmit diversity technique for wireless communications", IEEE J. on Selected Areas in Commun. vol. 16, no. 8, pp. 1451-1458, Oct 1998.
- [5] E. Biglieri, J. Proakis, and S. Shamai, "Fading channels: Information-theoretic and communications aspects", IEEE Trans. on Inform. Theory. vol. 44, no. 6, pp. 2619-2692, Oct 1998.
- [6] R.C. Johnson, and H. Jasik, "Antenna engineering handbook", McGraw Hill, NY, 2nd edn, 1984.
- [7] N. Hamdiken, R. Addaci and T. Fortaki, "Fast and Accurate Analysis Method of a Circular Patch Antennas using Neurospectral Method", IEEE International Conference on Microelectronics (ICM), Algeria, pp. 1-3, 17-19 Dec 2012.
- [8] 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.
- [9] S. Bedra, R. Bedra, S. Benkouda, and T. Fortaki, "Full-Wave Analysis of Anisotropic Circular Microstrip Antenna with Air Gap Layer", Progress In Electromagnetics Research M, vol. 34, pp. 143-151, 2014.
- [10] W. C. Chew and Q. Liu, "Curve-fitting formulas for fast determination of accurate resonant frequency of circular microstrip patches", IEE Proceedings, Pt. H, vol. 135, no. 5, Oct 1988.
- [11] J. Q. Howell, "Microstrip antennas", IEEE Trans. Antennas Propagat, vol. AP-23, no. 1, pp. 90-93, Jan 1975.
- [12] I. Wolff and N. Knoppik, "Rectangular and circular microstrip disk capacitors and resonators", IEEE Trans. Microwave Theory Tech, vol. Mb-22, no. 10, pp. 857-864, Oct 1974.
- [13] A. G. Demeryd, "Microstrip disc antenna covers multiple frequencies", Microwave J., pp. 77-79, May 1978.
- [14] N. Kumprasert and W. Kiranon, "Simple and Accurate Formula for the Resonant Frequency of the Circular Microstrip Disk Antenna", IEEE Transactions on antennas and propagation, vol. 43, no. 11, Nov 1995.

- [15] N. Hamdiken, R. Addaci, T. Fortaki, R. Strungaru and M. Ungureanu, “Fast Accurate Analysis And Modeling Of Multi-Antenna Systems In The [1.75-3.65 Ghz] Frequency Band”, U.P.B. Sci. Bull., Series C, vol. 77, Iss. 4, pp. 305-312, 2015.
- [16] A. Diallo, “Systèmes multi-antennes pour diversité et MIMO”, thèse, Université de Nice Sophia Antipolis, 2007.

Chapitre 1

Les antennes microbandes et les systèmes multi- antennaires

I.1 Introduction

Les réseaux de communications sans fil sont souvent classifiés selon leur taille, leur type de service et leur débit de transmission de données. Le besoin d'améliorer toujours les débits de transmission de données donne un grand intérêt aux systèmes multi-antennaires. L'élément fondamental qui joue le rôle primordial dans ces systèmes est l'antenne. Cette dernière concrétise clairement la tendance d'augmentation de débit, qui peut-être réalisé en augmentant le nombre d'éléments rayonnants impliqués à l'émission et à la réception : on parle alors de technique MIMO, d'où vient l'importance des antennes patchs et sectoriels. Ce qui nous a conduit à parler dans ce chapitre des antennes et des systèmes multi-antennaires. Nous allons présenter dans un premier temps, les principaux paramètres des antennes. Ensuite nous donnerons les différents types d'antennes, en détaillant également les antennes microbandes et l'antenne PIFA qui seront utilisées pendant cette étude puis nous expliquerons les raisons qui justifient leur sélection. Finalement, nous terminerons cette partie par la présentation des techniques d'isolations pour obtenir un système multi-antennaire.

I.2 Rappel sur les antennes

Les antennes sont indispensables pour les systèmes de communication sans fil. Elles sont le seul élément à pouvoir assurer l'émission ou la réception des ondes électromagnétiques : c'est à dire les antennes sont des dispositifs permettant de rayonner ou de capter les ondes électromagnétiques [1], autrement dit une structure de transition entre espace libre et onde guidée [2]. En effet, l'emploi de telles antennes s'est généralisé dans les divers systèmes de télécommunications modernes. Cependant, la diversité des caractéristiques de différentes bandes à couvrir (la forme des diagrammes de rayonnement, le type de polarisation, la largeur de bande nécessaire) a augmenté la difficulté de la conception de ces antennes. C'est pourquoi nous rappelons ci-dessous les divers paramètres et définitions permettant de caractériser une antenne.

I.2.1 Impédance d'entrée et condition d'adaptation

Dans l'interface entre le circuit électronique et le milieu de propagation, l'antenne doit être caractérisée vis-à-vis l'un et de l'autre. En régime d'émission, l'antenne se comporte comme une charge pour le générateur qui l'alimente (**Fig.I.1.a**). Elle peut donc être caractérisée par une simple impédance, appelée impédance d'entrée. En régime de réception, l'antenne placée dans un champ électromagnétique alimente un récepteur. Pour celui-ci, l'antenne se comporte donc comme un générateur équivalent (**Fig.I.1.b**). Grâce au théorème de réciprocité, les éléments du générateur équivalent pourront se déduire des caractéristiques de l'antenne en régime d'émission.

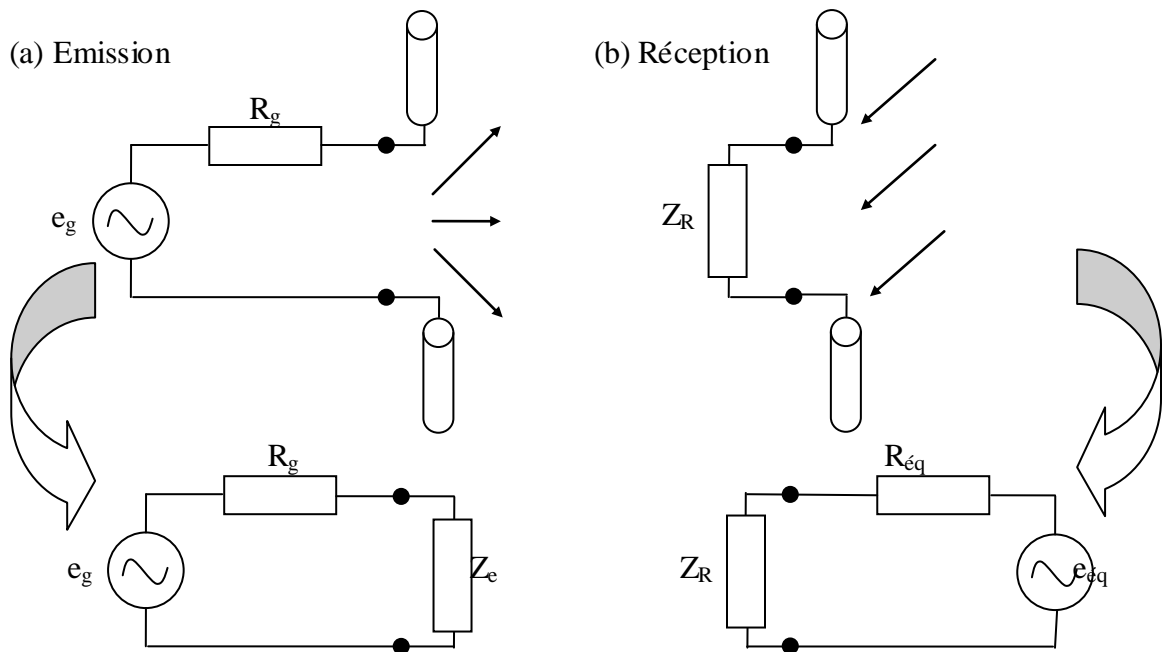


Fig.I.1 (a) l'antenne se comporte comme une impédance. (b) l'antenne se comporte comme un générateur équivalent.

a) Modèle électrique d'une antenne

Dans un système, l'antenne est connectée aux autres éléments par une ligne de transmission, généralement d'impédance (Z_c) égale à 50 ou 75 Ohms. La réponse fréquentielle d'une antenne est caractérisée par l'évolution en fréquence de son impédance d'entrée complexe. Donc une antenne passive peut être modélisée par un circuit équivalent RLC (**Fig.I.2**) et l'impédance Z_{in} vue à l'entrée de l'antenne est donnée par l'équation (I.1).

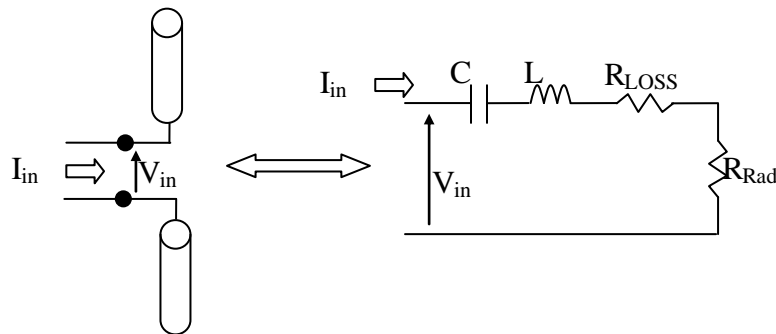


Fig.I.2 Modèle d'impédance complexe d'une antenne.

$$Z_{in} = \frac{V_{in}}{I_{in}} = R_{in} + j \cdot X_{in} \tag{I.1}$$

Où R_{in} est la partie active et X_{in} la partie réactive.

Avec

$$R_{in} = R_{Rad} + R_{LOSS} \tag{I.2}$$

$$X_{in} = iLw + \frac{1}{icw} \tag{I.3}$$

R_{Rad} est la résistance de rayonnement et R_{LOSS} la résistance de pertes.

On donne comme un exemple l'antenne dipôle. L'inductance et la capacité sont liées à la longueur de l'antenne. En basse fréquence, l'inductance est négligeable et l'antenne se contente de stocker des charges. Lorsque la fréquence augmente, l'effet de la capacité diminue alors que celui de l'inductance s'accroît et une partie de l'énergie est stockée sous forme d'énergie magnétique. A une fréquence particulière appelée fréquence de résonance, l'inductance et la capacité sont égales en magnitude et leurs effets s'annulent. L'antenne est alors équivalente à une résistance pure. Si les pertes ohmiques sont négligeables, la puissance fournie à l'antenne est alors entièrement rayonnée. Sa capacité à rayonner est alors liée à la résistance de rayonnement.

b) Résistance 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 en énergie électromagnétique. En effet, la puissance électrique qui lui est fournie est une puissance égale à :

$$P_{Rad} = \frac{1}{2} R_{Rad} I_{in}^2 \quad (I.4)$$

A partir de la connaissance du courant en tout point de l'antenne, il est possible de calculer la puissance rayonnée. Cependant, cette définition suppose que le courant soit constant en tout point de l'antenne. En pratique, on considèrera le point où le courant est maximum.

L'efficacité d'une antenne est reliée au rapport entre la puissance rayonnée et la puissance dissipée totale :

$$\eta = \frac{P_{Rad}}{P_A} = \frac{R_{Rad}}{R_{Rad} + R_{LOSS}} \quad (I.5)$$

c) Adaptation et condition d'adaptation

Le coefficient de réflexion (Γ_{in} ou S_{11}) est une mesure de l'adaptation de l'antenne à l'impédance de la source et éventuellement la ligne de transmission qui les relie [3]. Il est défini par l'expression :

$$P_A = P_S (1 - |S_{11}|^2) \quad (I.6)$$

$$\text{Où } S_{11} = \frac{Z_{in} - Z_C}{Z_{in} + Z_C} \quad (I.7)$$

Donc la condition d'adaptation est que : $S_{11} = 0 \Leftrightarrow Z_{in} = Z_C$.

En pratique, soit on cherchera à concevoir l'antenne de telle manière à ce qu'elle présente une impédance égale à Z_C à la fréquence de travail, soit on disposera en entrée de l'antenne un circuit de transformation d'impédance qui modifiera l'impédance d'entrée de l'antenne vue depuis la source et assurera l'adaptation d'impédance.

Dans les notes d'application d'antennes, l'adaptation de l'antenne est souvent caractérisée par le rapport d'onde stationnaire (ROS) ou Voltage Standing Wave Ratio (VSWR) :

$$VSWR = \frac{1+S_{11}}{1-S_{11}} \quad (I.8)$$

Nous donnons ici un test pratique sur un site 2G utilisant le SITEMASTER. Commençons par le DTF (Distance To Fault) comme premier test (**Fig.I.3**), qui est un outil de vérification de performance et d'analyse des coupures ; elle utilise pour les antennes et les lignes de transmission elle utilise la technique de mesure de Réflectométrie, c'est une méthode de transmission sur la ligne pour analyser les pannes, qui va identifier avec précision la dégradation de circuit pour des lignes de transmission coaxiaux et des guide d'ondes. Et comme deuxième test, c'est le VSWR (**Fig.I.4**).

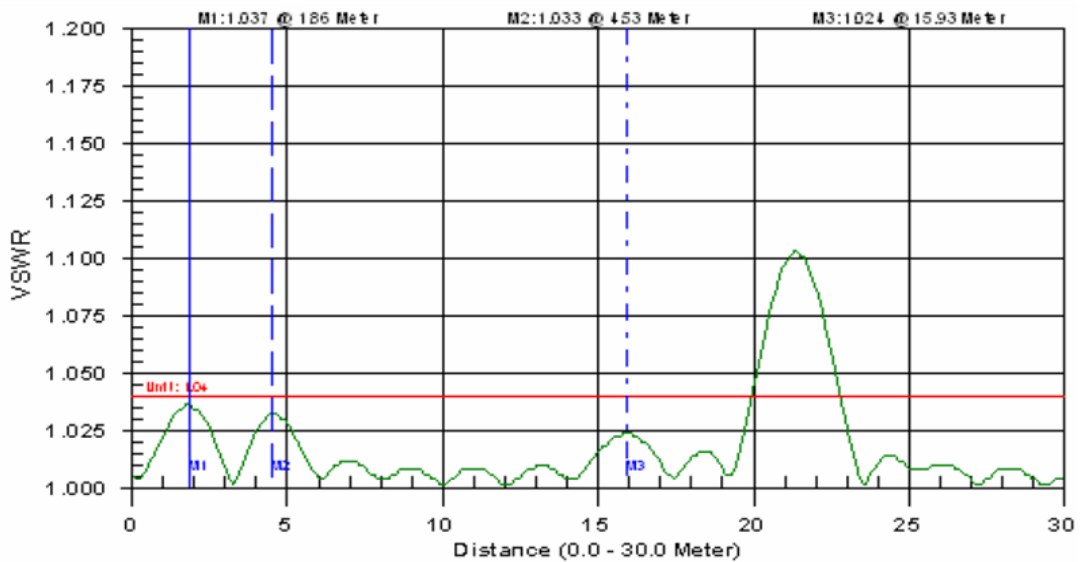


Fig.I.3 Mesure du DTF dans une antenne avec le SITEMASTER.

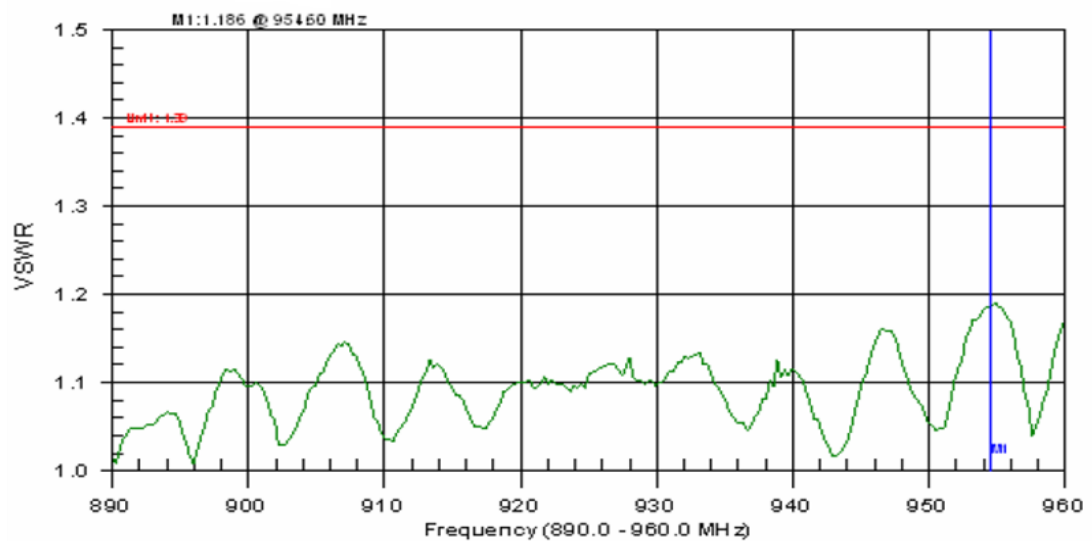


Fig.I.4 Mesure du VSWR dans une antenne avec le SITEMASTER.

I.2.2 Zones de rayonnement

Le champ électromagnétique rayonné ne varie pas de la même façon en tout point extérieur aux antennes. Par analogie avec l'émission laser et d'après les travaux de G. Gobau [4] et H.Kogelnik [5], on peut distinguer trois zones de rayonnement.

La première zone est la zone du champ proche (dite zone de Rayleigh). Cette zone est limitée pour une distance (d), entre l'émetteur et le récepteur, comprise entre 0 et $D^2/2\lambda$.

La définition la plus employée est $0 < d < 0.62\sqrt{\frac{D^3}{\lambda}}$, avec D le diamètre de la surface circulaire équivalente à la surface effective de rayonnement de l'antenne. Dans cette zone la densité de puissance est quasi constante.

La deuxième zone intermédiaire (dite zone de Fresnel), correspond à la zone telle que la distance (d) est comprise dans l'intervalle $\frac{D^2}{2\lambda} < d < \frac{2D^2}{\lambda}$. On remarque qu'il y a une fluctuation de la densité de puissance qui augmente en fonction de la distance.

La troisième zone est la zone de champ lointain (dite zone de Fraunhofer), telle qu'au-delà d'une distance $d > \frac{2D^2}{\lambda}$, la densité de puissance est inversement proportionnelle à la distance au carré. Ce qui implique une forte chute de la puissance rayonnée (**Fig.I.5**).

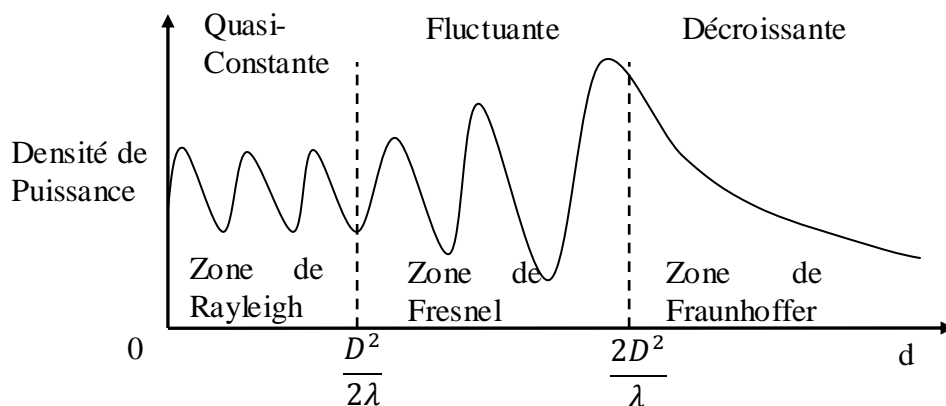


Fig.I.5 Evolution de la densité de puissance en fonction de la distance [6].

I.2.3 Diagramme de rayonnement

Le diagramme de rayonnement est la représentation graphique en 2D ou 3D de la distribution de puissance ou de l'intensité de champ de l'antenne en fonction des coordonnées spatiales [7]. Il change d'une antenne à une autre, il peut être omnidirectionnel comme dans le cas d'une antenne isotrope qui rayonne de façon identique dans toutes les directions (**Fig.I.6.a**) ou directif, comme dans le cas d'une antenne sectoriel, où l'énergie rayonnée est répartie inégalement dans l'espace, certaines directions étant privilégiées : l'antenne présente alors des lobes de rayonnement principales et secondaires (**Fig.I.6.b**).

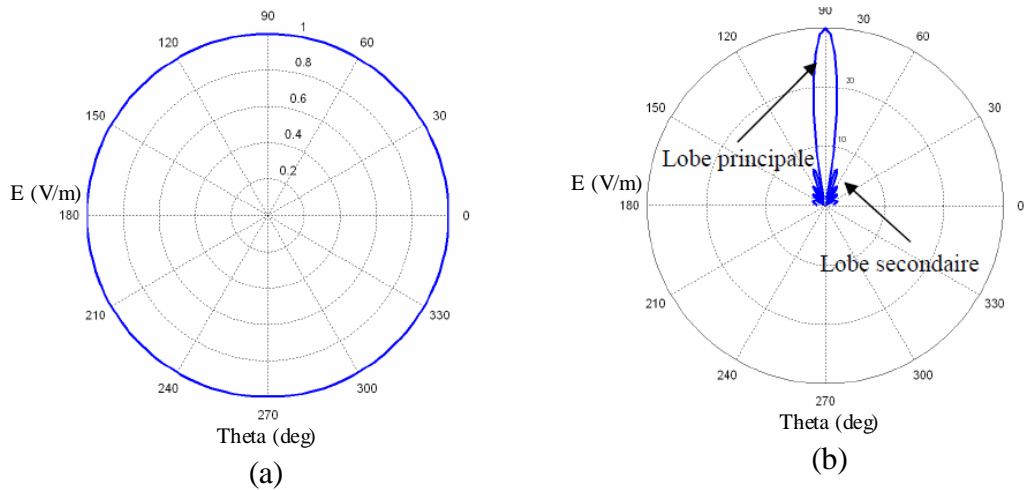


Fig.I.6 Diagramme de rayonnement (a) source isotrope, (b) source directive.

I.2.4 Directivité et gain

Le gain et la directivité permettent de comparer les performances d'une antenne par rapport à l'antenne de référence qu'est l'antenne isotrope [8].

a) La directivité

La directivité est un paramètre pour caractériser l'émission ou réception des ondes dans une direction considérée (θ, φ). Elle peut être calculée par le rapport entre la puissance rayonnée dans une direction donnée et celle d'une antenne isotrope de référence.

$$D(\theta, \varphi) = 4\pi \frac{P_R(\theta, \varphi)}{P_R(\text{isotrope})} \quad (\text{I.9})$$

b) Le Gain

Le gain d'une antenne dans une direction peut être exprimé par le rapport de la puissance rayonnée dans une direction par la puissance absorbée par une antenne isotrope. Dans une antenne, la puissance d'alimentation P_A n'est pas nécessairement rayonnée en totalité, du fait des pertes intrinsèques dans les matériaux constituant l'antenne. Par conséquent, si on remplace P_R par P_A dans la relation (I.9), on obtient une quantité $G(\theta, \varphi)$ appelée gain dans la direction (θ, φ), tel que :

$$G(\theta, \varphi) = 4\pi \frac{P_R(\theta, \varphi)}{P_A} \quad (\text{I.10})$$

Avec $P_R = P_A \cdot \eta$. Généralement le gain est exprimé en dB :

$$G_{dB}(\theta, \varphi) = 10 \log \left(4\pi \frac{P_R(\theta, \varphi)}{P_A} \right) \quad (\text{I.11})$$

I.2.5 La bande passante

La bande passante d'une antenne est définie comme la plage de fréquence dans laquelle l'antenne est adaptée, donc elle peut être définie en fonction du coefficient de réflexion, où il n'y a pas de critères précis pour la limite de ce coefficient. La bande passante

peut donc être déterminée par un critère typique, considérant la bande pour laquelle le coefficient de réflexion de l'antenne est inférieur à -10 dB (**Fig.I.7**).

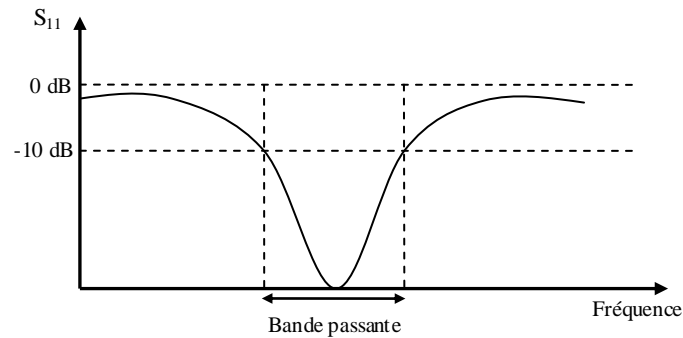


Fig.I.7 Bande passante et coefficient de réflexion.

I.2.6 Polarisation d'antenne

La polarisation d'une antenne correspond à celle du champ électrique E de l'onde électromagnétique qu'elle rayonne ou qu'elle reçoit au travers de son lobe principal. Le type de polarisation peut être linéaire, circulaire ou, dans le cas général, elliptique.

La polarisation linéaire (dite aussi rectiligne). Elle est définie par l'orientation constante du champ électrique E par rapport à un repère, en fonction du temps et de l'espace. Cette polarisation est dite horizontale, si l'orientation du champ électrique E est horizontale par rapport au sol. Elle est dite verticale si l'orientation du champ est perpendiculaire au sol.

La polarisation circulaire, est une polarisation du champ E qui varie en fonction du temps. L'orientation du champ électrique E décrit un cercle. L'intensité du champ est toujours la même. L'orientation décrit une rotation vers la droite ou la gauche, d'où l'appellation de polarisation circulaire droite ou de gauche.

La polarisation elliptique, est une polarisation du champ électrique E qui est variable en fonction de temps. L'orientation et module du champ E décrivent une ellipse. La polarisation circulaire est un cas particuliers de la polarisation elliptique.

I.2.7 débit d'absorption spécifique

Le débit d'absorption spécifique DAS (ou en anglaise SAR pour Specific Absorption Rate) est un indice indiquant la quantité d'énergie véhiculée par les radiofréquences émises vers l'utilisateur par un appareil radioélectrique (ex : téléphone portable), lorsque cet appareil fonctionne à pleine puissance, dans les pires conditions d'utilisation. Elle est exprimée en Watts par kilogramme (w/kg) et définie par la formule [9] :

$$DAS = \frac{\sigma |E|^2}{\rho} \quad (I.12)$$

Où σ est la conductivité du tissu biologique considéré (S/m), E est la valeur efficace du champ électrique dans le tissu (V/m) et ρ est la densité de masse du tissu (kg/m^3).

I.3 Différents types d'antennes

Il existe plusieurs types d'antennes qui diffèrent par leur fonctionnement, leur géométrie, et leur technologie. Il est possible de classer les antennes en trois catégories, antennes filaires (comme le dipôle, le monopôle), les antennes volumiques (comme les paraboles) et antennes patches (antennes à structures planaires).

I.3.1 Antennes Filaires

Par définition, la catégorie des antennes filaires regroupe l'ensemble des antennes formées d'une structure de câble conducteur de diamètre faible où l'on considérera des densités linéiques de courant. Elles sont très simples à réaliser et à faible coût. On va situer ici uniquement les antennes de base, qui sont les dipôles et les monopôles.

I.3.1.1 Antenne dipôle

Le dipôle est une antenne filaire composée de deux brins conducteurs de longueur h inférieur à la longueur d'onde λ ($h < \lambda/10$) écartés en directions opposés. L'alimentation est le plus souvent présentée au centre de la structure ce qui donne un système symétrique. L'intensité du rayonnement dépend de l'intensité du courant circulant dans le dipôle, on donnant un exemple d'une antenne dipôle $\lambda/2$ (**Fig.I.8**). Le maximum de rayonnement se situe dans le plan médian du dipôle où l'intensité du courant est maximale. L'antenne dipôle demi-onde correspond au cas particulier d'une longue antenne filaire linéaire utilisée à sa fréquence de résonance. Cette antenne est utilisée pour un grand nombre d'applications sur les bandes VHF et UHF [10].

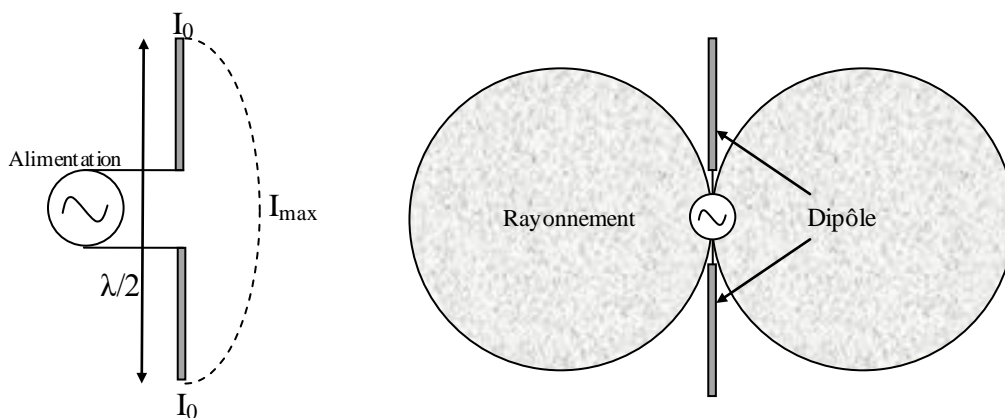


Fig.I.8 La dépendance entre la circulation du courant dans un dipôle et l'intensité de rayonnement.

I.3.1.2 Antenne monopôle

Une antenne monopôle c'est la moitié d'une antenne dipôle, associée à un plan de masse de grande dimension (en théorie de dimension infinie) par rapport à la longueur d'onde (2 à 3 fois λ au minimum), qui se comporte comme l'autre moitié d'une antenne dipôle

(Fig.I.9). Le plan de masse peut être naturel (eau, terre), ou artificiel (plaque métallique ou une grande quantité de fils disposés en étoile). Une antenne d'automobile est un exemple courant d'une antenne monopôle, avec le métal d'automobile forme le plan de masse.

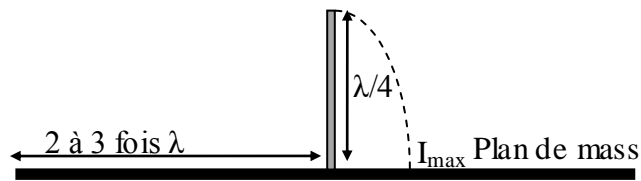


Fig.I.9 Antenne monopôle.

Le plan de masse qui joue un rôle d'un réflecteur, peut être constitué aussi, de brins inclinés à 60° et longs de $\lambda/4$. Cette configuration, mécaniquement très simple à réaliser, permet d'avoir des propriétés intéressantes et notamment une impédance caractéristique nominale de 50 Ohms (**Fig.I.10**).



Fig.I.10 Antenne monopôle avec réflecteur incliné.

I.3.2 Antennes volumiques

Tout élément rayonnant structuré en trois dimensions, peut être classé sous la catégorie des antennes volumiques telles que les antennes cornets ou paraboliques. Les dimensions de ces éléments jouent un rôle très important sur leurs caractéristiques (largeur de bande, gain et directivité). Ces dernières années, plusieurs nouvelles antennes volumiques ont été développées telles que l'antenne bouton [11-12].

I.3.3 Antennes patches

Les dispositifs microbandes qui répondent à plusieurs exigences des circuits planaires sont largement utilisés dans les circuits micro ondes tels que: les lignes de transmission, les filtres, résonateurs,....etc. Dans les lignes à transmission microbandes apparaît un nombre considérable de discontinuités causées par les jonctions imposées entre les différents

systèmes, ces discontinuités étaient traitées dans un premier temps comme source de perte au niveau de l'information transmise par la ligne, à partir de cela l'idée de réaliser l'antenne microbande a été développée [13-15]. La théorie et la technologie des antennes imprimées ont connu une croissance rapide, et les antennes microbandes ont été l'une des technologies les plus innovatrices dans la théorie des antennes et leurs conceptions. Elles ont trouvé rapidement une large application dans les systèmes micro ondes modernes.

Bien que l'idée de l'antenne remonte à 1950 [16-17] mais ce n'était que depuis 1970 qu'une attention sérieuse a été donnée à cet élément, où une structure planaire qui se constitue d'une bande conductrice séparée d'un plan de masse par un substrat diélectrique a été décrite par BAYRON [18]. Peu après, en 1973, MUNSON a mis au point un élément microbande [19] et des résultats concernant les géométries rectangulaires et circulaires ont été présentés par HOWELL et SANFORD qui ont prouvé que l'élément microbande peut être utilisé pour la conception de réseaux d'antenne servant à la communication par satellites [20-22], bien d'autres travaux relatifs aux plaques microbandes ont été publiés par GARVIN en 1975, HOWELL, WEINSHELL, JAMES et WILSON [23-26].

Comme montré dans la figure (**Fig.I.11**), l'antenne planaire ou imprimée est constituée généralement d'un plan de masse, d'une ou plusieurs couches de substrats diélectriques et d'un ou plusieurs motifs conducteurs rayonnants, de formes quelconques. Généralement, les antennes imprimées n'utilisent qu'une seule couche de substrat, et sont très répandues dans le domaine des micro-ondes et des ondes millimétriques. Ces éléments rayonnants présentent différentes formes : rectangulaires, carrées, circulaires, triangulaires, elliptiques ou d'autres formes plus complexes.

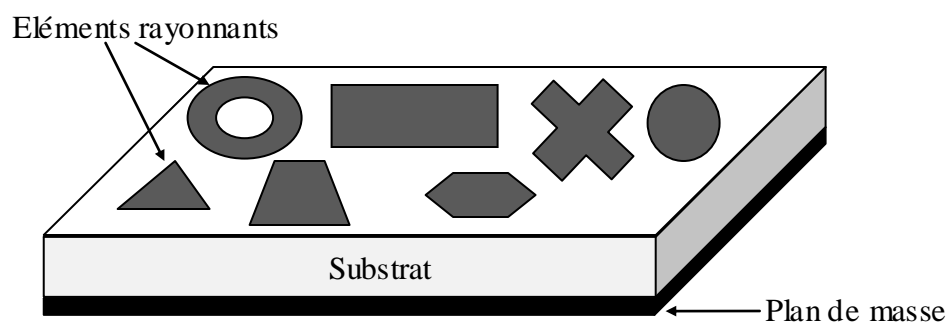


Fig.I.11 Antenne patch à plusieurs formes rayonnantes.

Les antennes microbandes ont suscité beaucoup d'attention ces dernières années ceci à cause de leurs nombreuses propriétés uniques et attrayantes [27], tel que le large domaine de fréquence : 100 Mhz à 10Ghz, faible poids, encombrement réduit, configuration conforme possible, faible coût de fabrication, diversité de polarisation, compatibilité avec les circuits

hybrides et MMIC (Microwave Monolithic Integrated Circuits), ainsi qu'une possibilité de fabrication simultanée du réseau d'alimentation et d'adaptation avec l'antenne.

Toutefois, ce type d'antenne a également des limitations que ne présentent pas les antennes traditionnelles tels que la bande passante étroite, généralement faible gain, pertes de rayonnement par ondes de surfaces, support uniquement de faibles puissances, ainsi que la plupart des antennes rayonnent uniquement dans le demi plan.

Une grande partie du travail du développement dans les antennes microbandes est de réaliser des essais pour surmonter ces problèmes afin de répondre à des exigences de systèmes de plus en plus rigoureux. Cet effort a permis aux antennes microbandes de trouver application dans les deux secteurs militaires et civils.

I.3.3.1 Les Techniques d'Excitation

Les antennes microbandes peuvent être alimentées par une variété de méthodes. Ces méthodes peuvent être classées en deux catégories: avec contact et sans contact. Dans les méthodes avec contact, la puissance de RF est alimentée directement au patch rayonnant en utilisant un élément de connexion telle qu'une ligne microbande. Dans les techniques sans contact, le couplage de champ électromagnétique garantit le transfert de la puissance entre la ligne microbande et le patch rayonnant. Les quatre techniques d'alimentation les plus populaires utilisées sont la ligne microbande, la sonde coaxiale (techniques avec contact), le couplage par ouverture et le couplage par proximité (technique sans contact).

a) *Excitation par ligne microbande*

L'alimentation peut se faire par connexion directe avec 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 car cela permet une meilleure adaptation d'impédance (Fig.I.12).

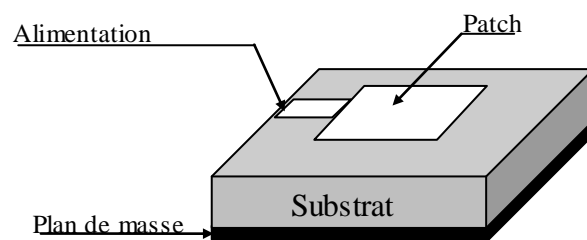


Fig.I.12 Excitation par microbande.

b) *Excitation par câble coaxiale*

L'alimentation coaxiale ou l'alimentation par sonde est une technique très connue utilisée pour alimenter les antennes plaques. Le conducteur intérieur du connecteur coaxial s'étend à travers le diélectrique et il est soudé au patch, alors que le conducteur extérieur est relié au plan de masse (**Fig.I.13**).

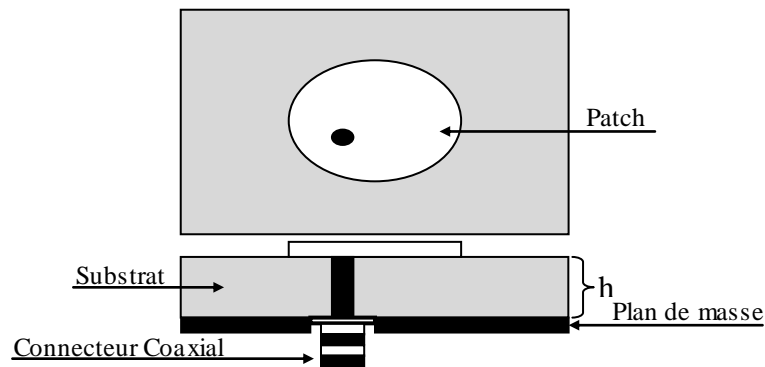


Fig.I.13 Antenne microbande alimentée par sonde.

c) Excitation couplée par ouverture

Dans ce type d'alimentation, le patch rayonnant et la ligne microbande d'alimentation sont séparés par le plan de masse comme représentée dans la (**Fig.I.14**). Le couplage entre le patch et la ligne d'alimentation est assuré par une fente ou une ouverture dans le plan de masse.

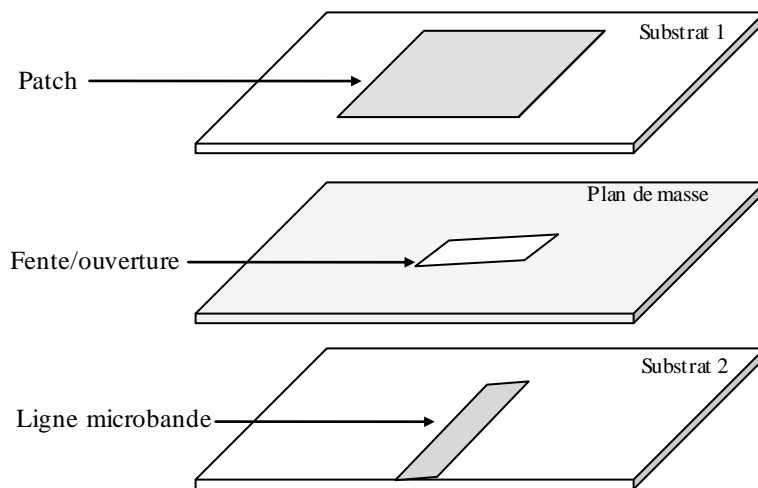


Fig.I.14 Excitation couplée par ouverture.

d) Excitation couplée par proximité

L'alimentation de proximité, montrée dans la (**Fig.I.15**), emploie un substrat de deux couches avec une ligne microbande sur le substrat inférieur se terminant dans un stub ouvert au-dessous du patch, ce qui est imprimé sur le substrat supérieur. L'accouplement de proximité est désigné souvent sous le nom du "couplage électromagnétique" mais c'est une description excessivement large. Le patch couplé par proximité a au moins deux degrés de liberté : la longueur du stub d'alimentation et le rapport entre la largeur du patch et celle de la ligne.

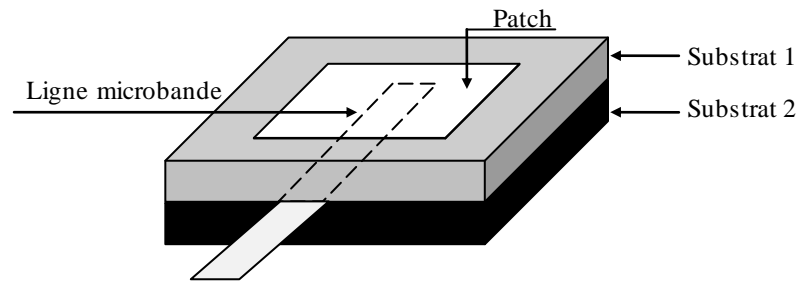


Fig.I.15 Excitation couplée par proximité.

I.3.3.2 Les méthodes d'analyse

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

a) *Méthode des équations intégrales*

Dans cette méthode, le champ électrique (ou dans certains cas le champ magnétique) est exprimé à l'aide d'une équation intégrale portant sur le courant induit à l'intérieur et/ou à l'extérieur de la structure. L'intégrale contient également la fonction de Green associée au problème, toutes les conditions aux limites doivent être automatiquement incluses.

b) *Méthode TLM (transmission line matrix- méthode)*

Cette méthode peut être considérée, d'un certain point de vue, comme une simulation du principe de HUYGENS appliquée au phénomène de propagation guidée. Elle est destinée à augmenter la précision, à diminuer le temps de calcul et à simplifier sa mise en œuvre de façon à pouvoir utiliser de manière plus efficace les moyens informatiques disponibles [28].

c) *La méthode des différences finies :(FD- TD)*

Cette technique a acquis un intérêt nouveau avec l'augmentation de puissance des ordinateurs qui permet une plus grande capacité de mémorisation sans pénaliser le temps de calcul. Elle offre l'avantage de modéliser les phénomènes transitoires [29].

d) *Méthode des éléments finis (FEM)*

C'est une méthode numérique très utilisée. Dans cette méthode, la région de propagation est divisée en un nombre fini, généralement grand, de sous-domaines de formes triangulaires et le champ électromagnétique est représenté par un polynôme. On impose à toutes les interfaces entre les différents éléments, les relations de continuité, en employant une formulation variationnelle du champ électromagnétique par minimisation de celle-ci en différents points appelés points nodaux. On aboutit à la résolution d'un système d'équations aux valeurs propres qui sont celles du champ électromagnétique. Le problème des valeurs propres est résolu par des techniques standard de l'analyse numérique.

e) *Méthode de Wheeler*

Le principe de cette méthode repose sur le remplacement de la structure réelle par un diélectrique homogène de permittivité effective (ϵ_{eff}) et le remplacement de la largeur du ruban par une largeur effective (W_{eff}) qui est fonction de l'épaisseur du ruban [30].

f) *L'approche quasi- statique*

L'approche quasi- statique, qui réduit le champ électromagnétique et la densité de courant au mode zéro, permet de résoudre les problèmes électromagnétiques par des méthodes propres à l'électrostatique, c'est à dire aux méthodes de résolution de poisson. Ceci a donné une tendance à formaliser la fonction de Green et à la technique de la transformée conforme. Cette approche a été utilisée comme un moyen de calcul rapide dans une certaine mesure, mais elle ne peut donner lieu qu'à des résultats qualitatifs [29].

1.3.3.3 Avantages et inconvénients des antennes microbandes

Les antennes microbandes sont de plus en plus utilisées dans des applications sans fil, ceci est dû à leur structure miniaturisée. Donc elles sont extrêmement compatibles pour les incorporer dans les dispositifs sans fil portatifs tels que les téléphones cellulaires ... etc. Pour l'utilisation des antennes microbandes dans la télémétrie et sur les missiles, elles doivent être très minces et conformes. Un autre secteur où elles ont été employées avec succès est la communication par satellite. Certains de leurs principaux avantages discutés par Balanis [31] et Kumar et Ray [32] sont indiqués ci-dessous:

- Poids léger et petit volume.
- Configuration planaire miniaturisée qui peut être facilement rendue conforme pour n'importe quelle surface.
- Le faible coût de fabrication, par conséquent elles peuvent être fabriquées en grande quantité.
- Supportent la polarisation linéaire aussi bien que la polarisation circulaire.
- Peuvent être facilement intégrées avec les circuits intégrés micro-ondes (MICs).
- Capables d'opérer en mode bi-fréquence.
- Mécaniquement robustes une fois montées sur des surfaces rigides.

Les antennes microbandes souffrent d'un certain nombre d'inconvénients par rapport aux antennes conventionnelles:

- Largeur de bande étroite.
- Faible rendement.
- Faible Gain.
- Rayonnement parasite des alimentations et des jonctions.
- Excitation d'ondes de surface.

Les antennes microbandes ont un facteur de qualité (Q) très élevé. Q représente les pertes liées à l'antenne et un grand Q mène à une largeur de bande étroite et un faible rendement. Q peut être réduit en augmentant l'épaisseur du substrat diélectrique. Mais au fur et à mesure que l'épaisseur augmente, une fraction croissante de la puissance totale délivrée par la source sera consommée par les ondes de surface. Cette contribution d'ondes de surface peut être considérée comme perte de puissance puisqu'elle est finalement dispersée au niveau du substrat diélectrique et cause la dégradation des caractéristiques de l'antenne. Cependant, les ondes de surfaces peuvent être minimisées par l'utilisation des structures photoniques comme discuté par Qian et autres [33]. D'autres problèmes tels que le faible gain et la faible puissance peuvent être surmontés en employant un réseau d'antenne.

1.3.3.4 L'antenne PIFA

Ces dernières années plusieurs formes d'antennes imprimées ont été développées dans différentes applications telles que les antennes PIFA qui répondent à l'exigence des fabricants de téléphone mobile dans le sens d'antenne intégrée

Les antennes PIFA (Planar Inverted-F Antenna) sont des structures potentielles pour les systèmes multi-antennaires. Elles sont très plébiscitées dans l'industrie des terminaux portables, comme les systèmes GPS (1,575 GHz), ou la téléphonie mobile équipée de la technologie 3G (2,11 – 2,17 GHz). La Figure (**Fig.I.16**) illustre la représentation schématique.

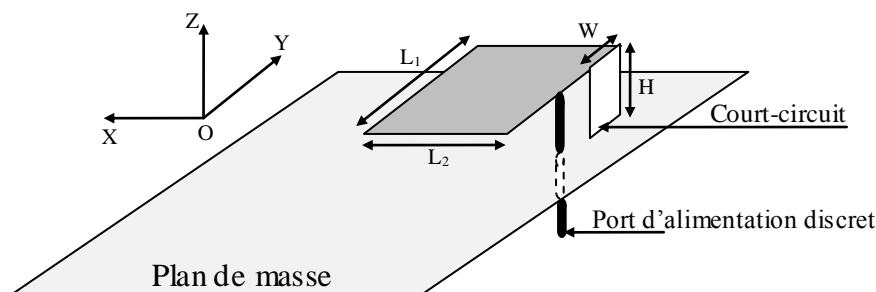


Fig.I.16 Géométrie d'une antenne PIFA.

Dans [34], les auteurs montrent la distribution de courant, la fréquence de résonance, et la bande passante en fonction de géométrie d'une PIFA montée sur un plan de masse infini, réduire la largeur du court-circuit (W) influence la longueur des lignes de courants surfaciques et leur direction sur l'élément rectangulaire. Ceci a pour effet d'augmenter la longueur électrique effective de l'antenne et donc de diminuer la fréquence de résonance. Nous pouvons ainsi, en réduisant W , opérer une réduction supplémentaire des dimensions. Le rapport L_1/L_2 joue aussi sur la longueur électrique effective de l'antenne. Suivant ces deux paramètres (W et L_1/L_2), les lignes de courant peuvent passer d'une direction X à une direction Y , ce qui conduit à des polarisations d'ondes orthogonales, en passant par des états où la composante croisée est importante. Il est à noter qu'en réduisant W ou L_1/L_2 , la bande passante diminue.

Un compromis est donc à trouver entre la réduction de dimensions et la largeur de bande passante.

Les avantages de l'antenne PIFA sont nombreux tels que, l'utilisation de volume sous l'antenne par d'autres composants, leur facilité d'intégration, et leur faible coût de fabrication [35]. Leur performance en termes de coefficient de réflexion et d'adaptation est très sensible à la longueur du patch microbande, à l'épaisseur de la couche d'air entre le patch et le plan de masse ainsi qu'à la position des broches de court-circuit [36-37]. De même que, il manque de règle de conception ou dimensionnement pour l'aspect multi-bande.

Une étude, qui sera présentée dans le 3^{ème} et le 4^{ème} chapitre, sur l'antenne microbande circulaire et la PIFA justifie le détail particulier de ce type d'antenne.

I.4 Diversité et MIMO

I.4.1 Diversité

La technique de diversité, qui est une technique efficace contre l'évanouissement, est utilisée pour la réalisation des systèmes multi-antennaires. La transmission de plusieurs répliques de la même information sur plusieurs canaux ayant des puissances comparables et des évanouissements indépendants, est le principe de base de la diversité. Alors, il est fort probable qu'au moins un des signaux reçus ne soit pas atténué à un moment donné. La Figure (Fig.I.17) montre deux signaux à évanouissements indépendants et le signal combiné en sortie du combineur. Nous remarquons que ce signal a un rapport signal sur bruit (SNR) moyen supérieur comparé à celui reçu par chaque antenne.

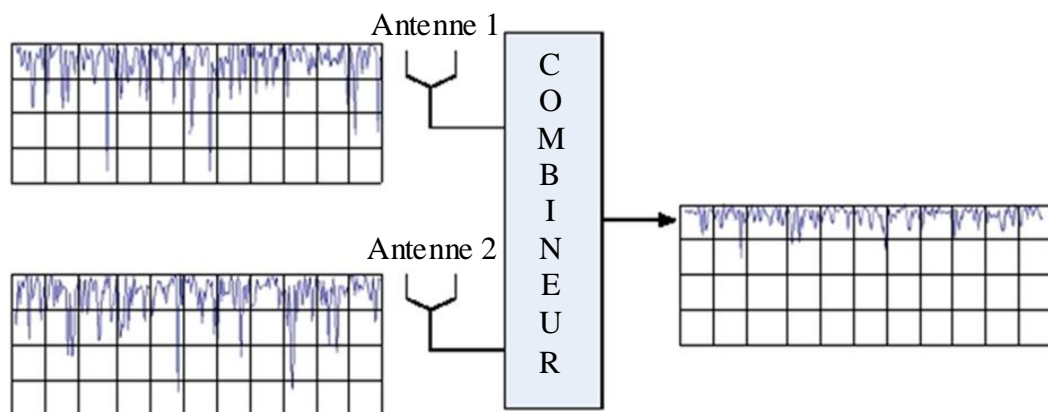


Fig.I.17 Principe de diversité.

I.4.2 Techniques de diversité des antennes

Pour l'obtention d'une bonne diversité, on doit respecter les critères suivants : on doit assurer une faible corrélation des signaux reçus sur chaque antenne car, si la corrélation est élevée, les évanouissements risquent d'arriver au même moment. De plus, la puissance moyenne sur chaque antenne doit être la même. Si les antennes ont une faible corrélation et

les puissances moyennes reçues sur les antennes sont différentes, l'antenne ayant reçue la puissance moyenne la plus faible ne sera pas utile parce qu'elle ne participe pas efficacement à l'amélioration globale. On distingue plusieurs techniques de diversité des antennes.

I.4.2.1 Diversité spatiale

La diversité spatiale est la technique la plus connue et probablement la plus simple pour réaliser une diversité [38]. En utilisant deux antennes ayant des diagrammes de rayonnement identiques mais suffisamment espacées, la différence de phase fait que les signaux arrivant sur les antennes réceptrices ont peu de chance de s'évanouir en même temps. L'inconvénient majeur de la diversité spatiale est l'encombrement car en théorie les antennes doivent être espacées d'au moins $0,5\lambda$ pour que les signaux puissent être indépendants l'un de l'autre. Ce fait pose un problème dans le cas de la téléphonie mobile où l'encombrement est limité par la taille du plan de masse. Cependant, lorsque l'espacement entre les antennes est trop petit, d'autres mécanismes de diversité peuvent intervenir.

I.4.2.2 Diversité de diagramme

Cette diversité est utilisée lorsqu'il y a une différence de diagrammes des deux antennes. Avec l'utilisation de deux antennes ayant des diagrammes de rayonnement différents, les signaux parvenant aux antennes seront de directions différentes, alors probablement indépendants [39-40]. Cette technique de diversité n'est jamais appliquée seule, elle est généralement combinée avec la diversité spatiale [39].

I.4.2.3 Diversité de polarisation

Ce type de diversité est très pratique dans le cas d'antennes de petites tailles qui sont souvent très faible. Avec cette technique, la transmission d'un signal avec une certaine polarisation peut s'effectuer grâce à une dépolarisation par le moyen de propagation en deux polarisations orthogonales avec des variations d'évanouissements indépendants [38].

I.4.2.4 Diversité angulaire

Pour que les signaux reçus proviennent de directions différentes, on peut faire une rotation du diagramme de rayonnement de deux antennes similaires du système [38]. Dans le cas des terminaux mobiles, la diversité angulaire peut être réalisée en utilisant deux antennes omnidirectionnelles jouant le rôle des éléments parasites à angles différents l'une par rapport à l'autre.

I.4.2.5 Diversité fréquentielle

Cette technique de diversité est basée sur la transmission du même signal à deux fréquences porteuses différentes pour obtenir deux versions à évanouissements indépendants du même signal [41]. C'est un mécanisme délicat à mettre en œuvre parce qu'il est difficile

de générer plusieurs signaux à émettre et aussi de combiner les signaux reçus à différentes fréquences simultanément.

I.4.3 les méthodes de post-traitement

On distingue plusieurs méthodes pour traiter et recombinaer les signaux en diversité :

I.4.3.1 La sélection

Après la comparaison des rapports signal sur bruit de chaque voie, le meilleur signal est orienté vers le démodulateur grâce à un élément de commutation.

I.4.3.2 Combinaison par rapport maximal (MRC)

Le principe du MRC (Maximum Ratio Combining) est de maximiser le rapport signal sur bruit, en affectant à chaque branche une pondération proportionnelle à son rapport signal sur bruit instantané. Les branches sont également remises en phase pour qu'on puisse les sommer. Le signal issu de cette sommation est utilisé pour la démodulation.

I.4.3.3 Combinaison par gain égal (EGC)

L'EGC (Equal Gain Combining) peut être vu comme un cas particulier du MRC. Quand, le poids alloué aux branches est égal pour chaque voie. Le gain de pondération utilisé n'est donc pas proportionnel au rapport signal sur bruit instantané. Il y a uniquement une remise en phase des différents signaux afin de pouvoir les sommer. Cette partie est commune à la technique MRC.

I.4.4 MIMO

Dans les anciens systèmes de communications, il n'y a qu'une antenne à l'émission et une autre à la réception (SISO). Bien que les services modernes de communications mobiles sans fils demandent plus de transmissions de données (augmentation de la capacité de transmission). Alors pour augmenter cette capacité des systèmes SISO et satisfaire ces demandes, on a largement augmenté les puissances à transmettre et les bandes passantes de ces systèmes. Cependant les derniers développements ont montré que l'utilisation de plusieurs antennes à l'émission et à la réception augmente le débit de transmission des données et cela sans augmenter ni la puissance du signal à l'émission, ni la bande passante de l'antenne réceptrice du système SISO. Cette technique de transmission s'appelle MIMO (Multiple Input, Multiple Output) (**Fig. I.18**). Le système MIMO profite de l'environnement multi-trajets en utilisant les différents canaux de propagation créés par réflexion et/ou par diffraction des ondes pour augmenter la capacité de transmission. Donc l'avantage aussi d'obtenir des signaux indépendants sur les antennes.

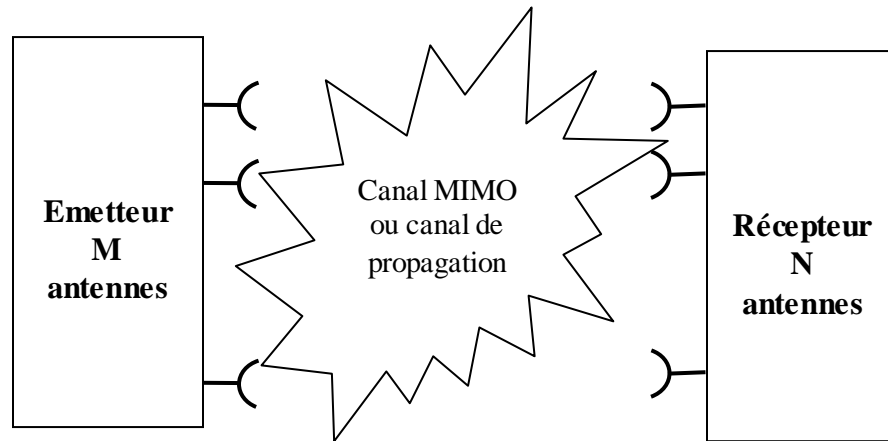


Fig.I.18 Principe du MIMO.

I.4.5 Effet du couplage mutuel

Dans les systèmes multi-antennaires deux antennes sont près l'une de l'autre, et que l'une ou les deux sont excitées, une partie de l'énergie a tendance à se dissiper dans l'autre antenne et plus particulièrement dans son impédance de charge. Cet échange d'énergie est une conséquence du couplage mutuel. Il dépend des caractéristiques de rayonnement des antennes, de la distance entre les antennes, de leur orientation et de leur nature. Il joue un rôle très important sur les performances des systèmes d'antennes car il est inclus dans le calcul de l'efficacité totale, de l'enveloppe de corrélation et donc dans le calcul des performances en diversité du système.

I.4.6 Les techniques d'isolation

Afin de réduire l'effet de couplage mutuel, nous allons montrer les quatre techniques les plus souvent utilisées pour l'obtention d'une bonne isolation entre les éléments rayonnant. Ces techniques incluent entre la modification de la structure du plan de masse, l'utilisation d'une structure EBG (Electromagnetic Band-Gap) et Utilisation de résonateurs parasites.

La quatrième technique sera développée dans le chapitre IV.

I.4.6.1 Modification de la structure du plan de masse

Le principe de cette méthode, nommée DGS (Defected Ground Structure) est basé sur l'introduction des modifications au niveau de la structure du plan de masse pour modifier la distribution de courant sur ce plan. La méthode DGS peut fournir des caractéristique aussi bien d'onde lente que de filtre coupe bande [42-43]. En conception d'antenne, cette méthode a été utilisée pour supprimer les harmoniques et la polarisation croisée d'une antenne patch [44-45]. Elle a été aussi utilisée pour améliorer l'isolation d'une antenne patch à double polarisation [46]. Dans les systèmes multi-antennaires, l'effet du filtre coupe bande est employé pour réduire le couplage mutuel entre éléments antennaires. Une utilisation courante de la méthode DGS consiste à insérer des fentes sur le plan de masse (**Fig.I.19**) [47-52].

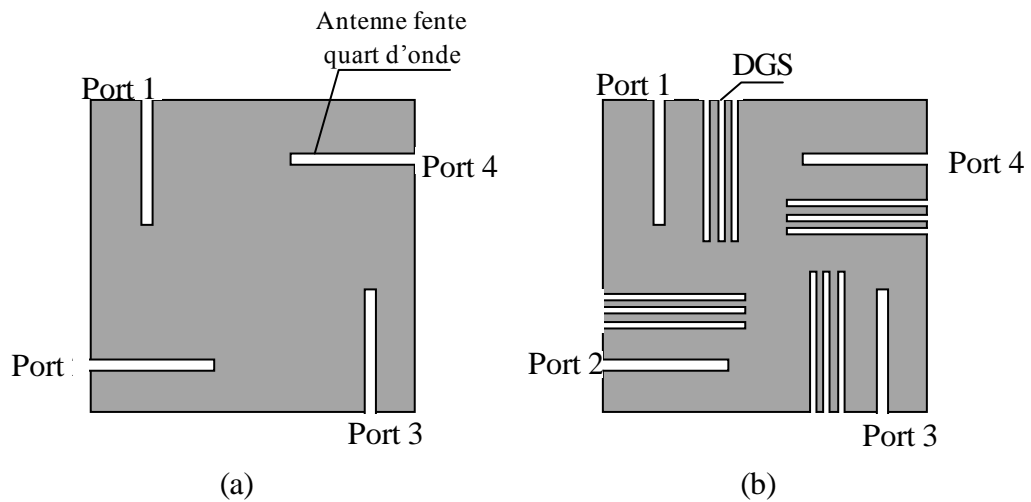


Fig.I.19 Géométries d'un système multi-antennaire à polarisation orthogonale avec quatre fentes (a) sans DGS (b) avec DGS [53].

L'efficacité de la méthode de découplage DGS rend cette dernière appliquée à différentes sortes d'antennes. L'application de la structure DGS à différents systèmes multi-antennaires n'a pas besoin de beaucoup de modification, car son fonctionnement dépend de la fréquence de résonance plutôt que des types d'antennes. Donc il est très facile de mettre en œuvre une telle structure sur le plan de masse. Mais, en pratique les fentes sur le plan de masse qui détruit son intégrité, ce qui n'est pas permis dans de nombreux cas en raison des besoins d'intégration de circuit, est l'inconvénient majeur de cette géométrie, principalement dans les téléphones mobiles.

I.4.6.2 Utilisation d'une structure EBG (Electromagnetic Band-Gap)

La structure EBG se comporte comme un filtre coupe bande [54-56] dans le découplage des antennes. Il est construit en arrangeant les cellules périodiquement comme montré sur la figure (**Fig.I.20**). Une cellule EBG typique a une structure de champignon, consistant en un patch et un via connecté à la masse. La structure EBG peut opérer comme un mur magnétique par lequel la phase du coefficient de réflexion devient zéro pour une onde incidente : ainsi la propagation de l'onde de surface est supprimée. La structure EBG peut fournir une large bande de coupure avec une grande atténuation. Cependant, limitée par la condition de réflexion de Bragg, une structure EBG requiert un large espace, particulièrement pour les fréquences basses [48]. En raison de sa complexité et de sa grande taille, elle n'est pas généralement utilisée en pratique.

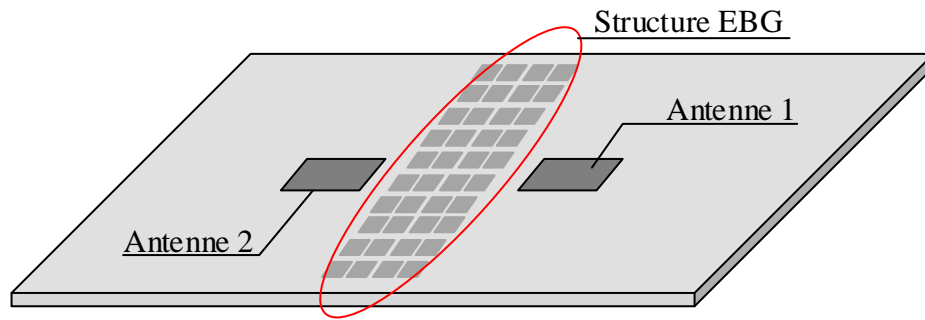


Fig.I.20 Géométrie de la structure EBG pour découplage dans un système multi-antennaire.

I.4.6.3 Utilisation de résonateurs parasites

Dans les systèmes à une antenne, les résonateurs parasites sont souvent utilisés pour être multi-résonant pour fonctionner sur une bande passante [57]. Dans les systèmes multi-antennaires, le résonateur parasite est ajouté au milieu de deux éléments rayonnants comme un réflecteur pour réduire le couplage mutuel entre eux [58-61].

I.5 Conclusion

Dans la première partie de ce chapitre, nous avons commencé par un rappel sur les antennes, qui nous a conduit à présenter les types de ces dernières précisément les antennes patches et PIFA. Ensuite, on a entamé une description générale sur les antennes microbande, ainsi leurs techniques d'alimentation et les méthodes d'analyse utilisées pour traiter ce genre d'antenne. Les avantages et les inconvénients des antennes patches ont été brièvement donnés.

Durant la deuxième partie, on a trouvé que pour éviter les évanouissements que peut subir un signal dans un environnement multi-trajets et pour augmenter la capacité de transmission, il est préférable d'utiliser des techniques de diversité ou MIMO, puis on a expliqué les différentes techniques de diversité et les méthodes de poste de traitement actuellement appliquées. Finalement, nous avons cité les technique d'isolation pour démunie l'effet de couplage mutuel.

Dans le chapitre suivant (chapitre 2), les réseaux de neurones seront présentés afin d'améliorer le temps de calcul et la méthode de modélisation.

Références bibliographiques

- [1] IEEE Standard Definitions of Terms for Antennas, IEEE Std 145-1993. IEEE Press, pp. 1-32, 1993.
- [2] C.A. Balanis, "Modern Antenna Handbook", John Wiley and Sons, 2008.
- [3] Y. Li, "Contribution à l'optimisation des performances d'antennes de téléphones mobiles à l'aide de techniques d'adaptation", Thèse de doctorat, Université Cergy Pontoise, 2009.
- [4] G. Gobau, F. Schwering, "On the guide propagation of electromagnetic wave beams", IRE transactions on antennas and propagation, vol. 9, Issue. 3, pp. 248-256, May 1961.
- [5] H. Kogelnik and T. Li, "Laser Beams and Resonators", Applied Optics, vol. 5, no.10, Oct 1966.
- [6] Hafedh Ben IBRAHIMI GAHA, "Analyse et conception des antennes Fractales application aux télécommunications Large Bande", Thèse de l'institut national polytechnique de Toulouse et l'Ecole Nationale d'Ingénieur de Tunis, 18 Jui 2007.
- [7] C. A. Balanis, "Antenna theory: analysis and design", 3rd Edition. Hoboken, NJ: Wiley Interscience, 2005.
- [8] C. A. Balanis, "Antenna theory: analysis and design", John Wiley & Sons, 2nd Edition. Arizona state university, copyright 1989,
- [9] Z. Zhang, "Antenna design for mobile devices", Singapore: Wiley [u.a.], 2011.
- [10] C. A. Balanis, "Antenna theory analysis and design", John Wiley & Sons, 3rd Edition, Inc., New York, 1997.
- [11] J. M. Floch'h, F. Queudet, E. Fourn, "Radio-electric characterizations of jeans buttons Antennas and Propagation", EuCAP 2007, The Second European Conference, pp. 1-4, 11-16 Nov 2007.
- [12] B. Sanz-Izquierdo, F Hunag and J. C. Batchelor, "Covert dual-band wearable button antenna", Electronics Letters, vol. 42, Issue. 12, pp. 668 – 670, 8 Jun 2006.
- [13] N. H. Zhu, E.Y.B.Pun and P. S . Chung, "Field Distribution In Supported Coplanar Line Using Conformal Mapping Technique", IEEE, MTT, vol. 44, n. 8, 1996.
- [14] Aguilit, "Modélisation Des Composants SHF Par La Méthode De Circuit Equivalent Généralisés", Thèse d'état, ENIT, Mai 2000.
- [15] R. Sorrentino and T. Itho, "Transverse Resonance Analysis of Finline", IEEE, MTT, vol. 32, no. 12, pp. 1633-1638, 1984.
- [16] G. A. Deschamps, "Microstrip Microwave Antennas", presented at the Third USAF Symp on Antennas, 1953.
- [17] H. Gutton and G. Baissinot, "Flat Aerial For Ultra High Frequencies", French Patent. No. 703 113, 1955.

- [18] E. V. Byron, "A New Flush-Mounted Antenna Element For Phased Array Application", in Proc. Phased-Array Antenna Symp, pp. 187-192, 1970.
- [19] R. E. Munson, "Single Slot Cavity Antennas Assembly", U.S. Patent. No. 3713 162, 1973.
- [20] J. Q. Howell, "Microstrip Antennas", in Dig. Int. Symp. Antennas Propagat. SOC, Williamsburg, VA, pp. 177-180, 1972.
- [21] H. D. Weinschel, "Progress Report On Development Of Microstrip Cylindrical Arrays For Sounding Rockets", Physic and Sci. Lab, New Mexico State Univ, Las Cruces, 1973.
- [22] G. G. Sanford, "Conformal Microstrip Phased Array For Aircraft Tests With Ats-6", in Proc. Nat. Electronics Conf, vol. 29, 1978.
- [23] G. W. Garvin, R. E. Munson, L. T. Ostwald and K. G. Schroeder, "Low Profile Electrically Small Missile Base Mounted Microstrip Antennas", in Dig. Znt. Symp. Antennas Propagat SOC, Urbana. IL, pp. 244-247, Jun 1975.
- [24] J. Q. Howell, "Microstrip Antennas", IEEE Trans. Antennas Propagat. vol. AP-23, no. 1, pp. 90-93, Jan 1975.
- [25] H. D. Weinschel. "A Cylindrical Array Of Circularly Polarized Microstrip Antennas", in Dig. Znt. Symp. Antennas Propagat. SOC, Urbana. IL, pp. 177-180, Jun 1975.
- [26] J. R. James and G. J. Wilson, "New Design Techniques For Microstrip Antenna Arrays", in Proc. 5th European Micro. Conf, Hamburg, pp. 102-106, Sep 1975.
- [27] D. M. Pozar, "Microstrip Antennas", IEEE Proc., vol. 80, pp. 79-91, Jan 1992.
- [28] M. Helier and C. Pichot "Structure de guidage pour circuits micro-ondes et millimétrique", Techniques De L'Ingénieur Traite Electronique.
- [29] Dr. Zerroub Sidi Ali Mebarek, "Support de transmission et composants micro-ondes", OPU, 1995.
- [30] M. Benhabiles and M. Riabi, "La modélisation des circuits intégrées monolithique micro-ondes", Article De Synthèses.
- [31] C. A. Balanis, "Antenna theory—analysis and design", John Wiley & Sons, 2nd edition, Inc, 1997.
- [32] G. Kumar and K.P. Ray, "Broadband microstrip antennas", Artech House, Inc, 2003.
- [33] Y. Qian, "A microstrip patch antenna using novel photonic band gap structures", Microwave J, vol. 42, pp. 66-76, Jan 1999.
- [34] T. Taga, "Analysis of planar inverted-F antennas and antenna design for portable radio equipment", Artech House, Ch. 5, pp. 161-180, 1992.

- [35] K. Do-Gu and Y. Sung, "Compact Hexaband PIFA Antenna for Mobile Handset Applications", *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 9, pp. 1127-1130, 2010.
- [36] Z.N.C.a.M.Y.W Chia, "Broadband Planar Antennas", John Wiley & Sons, 2006.
- [37] K.L Wong, "Compact and Broadband Microruban Antennas", John Wiley & Sons, 2002.
- [38] Brown W.C.T., "Antenna Diversity for Mobile Terminal", PhD dissertation, University of Surrey 2002, <http://kom.aau.dk/~tbr/thesis.pdf>.
- [39] Sulonen K., "Evaluation of Handset Antenna Configurations", Dept. of Electrical and Communications Engineering, Helsinki University of Technology, Mar 1999, <http://lib.tkk.fi/Diss/2004/isbn9512271648/isbn9512271648.pdf>.
- [40] Plicanic V., "Antenna Diversity Studies and Evaluation" Master of science Thesis, Lund University Sweden May 2004, <http://www.es.lth.se/teorel/Publications/TEAT-5000-series/TEAT-5064.pdf>.
- [41] Schwartz M., Bennet W.R., Stein S., "Communication Systems and techniques", vol. 4, McGraw-Hill Book Company, US 1966.
- [42] D. Ahn, J.-S. Park, C.-S. Kim, J. Kim, Y. Qian, et T. Itoh, "A design of the low-pass filter using the novel microstrip defected ground structure", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 49, no. 1, p. 86-93, 2001.
- [43] C.-S. Kim, J.-S. Lim, S. Nam, K.-Y. Kang, et D. Ahn, "Equivalent circuit modelling of spiral defected ground structure for microstrip line", *Electronics Letters*, vol. 38, no. 19, p. 1109-1110, 2002.
- [44] D. Guha, M. Biswas, et Y. M. M. Antar, "Microstrip patch antenna with defected ground structure for cross polarization suppression", *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 4, no. 1, p. 455-458, 2005.
- [45] Y. J. Sung, M. Kim, et Y.-S. Kim, "Harmonics reduction with defected ground structure for a microstrip patch antenna", *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 2, no. 1, p. 111-113, 2003.
- [46] Y. Chung, S.-S. Jeon, D. Ahn, J.-I. Choi, et T. Itoh, "High isolation dualpolarized patch antenna using integrated defected ground structure", *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 14, no. 1, p. 4-6, 2004.
- [47] C.-Y. Chiu, C.-H. Cheng, R. D. Murch, et C. R. Rowell, "Reduction of Mutual Coupling Between Closely-Packed Antenna Elements", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 55, no. 6, p. 1732-1738, 2007.
- [48] S. Y. Huang et Y.-H. Lee, "A Compact E-Shaped Patterned Ground Structure and Its Applications to Tunable Bandstop Resonator", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 57, no. 3, p. 657-666, 2009.
- [49] T. Kokkinos, E. Liakou, et A. P. Feresidis, "Decoupling antenna elements of PIFA arrays on handheld devices", *Electronics Letters*, vol. 44, no. 25, p. 1442, 2008.

- [50] H. Li, J. Xiong, et S. He, "A Compact Planar MIMO Antenna System of Four Elements With Similar Radiation Characteristics and Isolation Structure", *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 8, p. 1107- 1110, 2009.
- [51] H. Li, J. Xiong, Z. Ying, et S. He, "High isolation compact four-port MIMO antenna systems with built-in filters as isolation structure", in *2010 Proceedings of the Fourth European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, p. 1-4, 2010.
- [52] F. Zhu, J. Xu, et Q. Xu, "Reduction of mutual coupling between closelypacked antenna elements using defected ground structure", in *2009 3rd IEEE International Symposium on Microwave, Antenna, Propagation and EMC Technologies for Wireless Communications*, p. 1-4, 2009.
- [53] H. Li, "Decoupling and Evaluation of Multiple Antenna Systems in Compact MIMO Terminals", *Doctoral thesis, KTH Royal Institute of Technology*, 2012.
- [54] L. Inclan-Sanchez, J.-L. Vazquez-Roy, et E. Rajo-Iglesias, "High Isolation Proximity Coupled Multilayer Patch Antenna for Dual-Frequency Operation", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 56, no. 4, p. 1180- 1183, 2008.
- [55] J. Itoh, N. Michishita, et H. Morishita, "A study on mutual coupling reduction between two inverted-F antennas using mushroom-type EBG structures", in *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, 2008. AP-S 2008, p. 1-4, 2008.
- [56] F. Yang et Y. Rahmat-Samii, "Microstrip antennas integrated with electromagnetic band-gap (EBG) structures: a low mutual coupling design for array applications", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 51, no. 10, p. 2936-2946, 2003.
- [57] K. Q. da Costa, V. Dmitriev, D. C. Nascimento, et J. C. S. Lacava, "Broadband L-Probe Fed Patch Antenna Combined With Passive Loop Elements", *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 6, p. 100- 102, 2007.
- [58] B. K. Lau et J. B. Andersen, "Unleashing multiple antenna systems in compact terminal devices", in *IEEE International Workshop on Antenna Technology*, 2009. iWAT 2009, p. 1-4, 2009.
- [59] A. C. K. Mak, C. R. Rowell, et R. D. Murch, "Isolation Enhancement Between Two Closely Packed Antennas", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 56, no. 11, p. 3411-3419, 2008.
- [60] L. Minz et R. Garg, "Reduction of mutual coupling between closely spaced PIFAs", *Electronics Letters*, vol. 46, no. 6, p. 392, 2010.
- [61] K.-S. Min, D.-J. Kim, et Y.-M. Moon, "Improved MIMO antenna by mutual coupling suppression between Elements", in *The European Conference on Wireless Technology*, 2005, p. 125-128, 2005.

Chapitre 2

Les réseaux de neurones artificiels (ANN)

II.1 Introduction

Les neurologues McCulloch et Walter Pitts menèrent les premiers travaux sur les réseaux de neurones en 1943 [1], qui montrent qu'un réseau de neurones discret, sans contrainte de topologie, peut représenter n'importe quelle fonction booléenne au même titre qu'un ordinateur. En 1969, un coup grave fut porté à la communauté scientifique gravitant autour des réseaux de neurones: Minsky et Papert publièrent un ouvrage mettant en exergue quelques limitations théoriques du « Perceptron » [2], dans lequel ils utilisent une solide argumentation mathématique pour démontrer les limitations des réseaux de neurones à une seule couche. Cet ouvrage aura une influence telle que la plupart des chercheurs délaissent le champ de recherche sur les réseaux de neurones. En 1982, John Joseph Hopfield, physicien reconnu, donna un nouveau souffle au neuronal en publiant un article introduisant un nouveau modèle de réseau de neurones associatif [3] et l'intérêt pour les réseaux de neurones renaît chez les scientifiques. Une révolution survient alors dans le domaine des réseaux de neurones artificiels: une nouvelle génération de réseaux de neurones, capables de traiter avec succès des phénomènes non linéaires. En 1986, Rumelhart et McClelland publient l'algorithme de « rétropropagation de l'erreur » qui permet d'optimiser les paramètres d'un réseau de neurones à plusieurs couches [4]. Les réseaux de neurones ont par la suite connu un essor considérable, et aujourd'hui, on retrouve les réseaux de neurones solidement implantés dans diverses industries: dans les milieux financiers, en pharmaceutique, dans le domaine bancaire, en aéronautique, ...etc.

L'objectif de ce chapitre est multiple : il s'agit tout d'abord de rappeler les définitions fondamentales relatives aux réseaux de neurones ainsi que leurs propriétés mathématiques. Nous décrivons ensuite les principaux types des réseaux de neurones. Finalement nous nous attacherons à détailler le type de réseau de neurones utilisé dans notre thèse (MLP), et plus particulièrement ses propriétés et sa mise en œuvre. Tout au long de ce chapitre nous allons chercher à éclaircir les concepts généraux des réseaux de neurones et détailler davantage les notions auxquelles nous avons fait appel pour élaborer ce travail.

II.2 Pourquoi les réseaux de neurones artificiels ?

Plusieurs avancées ont été faites pour développer les systèmes intelligents, certaines inspirées par les réseaux de neurones biologiques. Ainsi des chercheurs de beaucoup de disciplines scientifiques conçoivent les réseaux de neurones artificiels (ANN) pour résoudre une variété de problèmes tels que : l'identification de modèle, la prévision (prédiction), l'optimisation, la mémoire associative et le contrôle [5].

Des approches conventionnelles ont été proposées pour résoudre ces problèmes. Bien qu'elles puissent être appliquées avec succès pour certaines applications, aucune d'elles n'est

assez flexible pour être exécutée avec réussite en dehors de son application. Les réseaux de neurones artificiels fournissent des solutions de rechange passionnantes, beaucoup d'applications pourraient tirer bénéfice en les employant [6-8].

Les calculateurs numériques modernes surpassent les humains dans le domaine du calcul numérique et la manipulation relative de symbole. Cependant, les humains peuvent facilement résoudre des problèmes perceptuels complexes (identifier un homme dans une foule d'un seul aperçu de son visage) à une telle vitesse et ampleur que l'ordinateur le plus rapide du monde ne peut le faire. Pourquoi y a-t-il une différence si remarquable dans leur exécution? L'architecture neuronale biologique de système est complètement différente de l'architecture de Von Neumann. Cette différence affecte de manière significative le type de fonctions que chaque modèle informatique peut mieux exécuter. Les efforts nombreux effectués pour développer des programmes "intelligents" basés sur l'architecture centralisée de Von Neumann n'ont pas eu comme conséquence des programmes intelligents d'usage universel. Inspirés par les réseaux de neurones biologiques, les réseaux de neurones artificiels se composent d'un nombre extrêmement important de processeurs simples avec beaucoup d'interconnexions, de même que les modèles correspondants essayent d'employer quelques principes organisationnels employés chez l'humain. Une étude complète des réseaux de neurones artificiels exige la connaissance de la neurophysiologie, de la physique, de la théorie de commande, de l'informatique, de l'intelligence artificielle, des statistiques, des mathématiques. Les nouveaux développements dans ces disciplines nourrissent continuellement le champ des réseaux de neurones. D'autre part, les réseaux de neurones fournissent également une impulsion à ces disciplines sous forme de nouveaux outils et de représentations. Cette symbiose est nécessaire pour la vitalité de la recherche de réseaux neuronaux.

II.3 Le neurone biologique et le neurone artificiel

Les réseaux de neurones formels sont, à l'origine, une tentative de modélisation mathématique du cerveau humain. Les travaux de Mac Culloch et Pitts présentent un modèle assez simple pour les neurones et explorent les possibilités de ce modèle. L'idée principale des réseaux de neurones artificiels est de donner une unité simple, un neurone, qui est capable de réaliser quelques calculs élémentaires. On relie ensuite un nombre important de ces unités et on essaye de déterminer la puissance de calcul du réseau ainsi obtenu [9].

II.3.1 les neurones biologiques

Le neurone est une cellule composée d'un corps cellulaire et d'un noyau. Le corps cellulaire se ramifie pour former ce que l'on nomme les dendrites. Celles-ci sont parfois si nombreuses que l'on parle alors de chevelure dendritique ou d'arborisation dendritique. C'est

par les dendrites que l'information est acheminée de l'extérieur vers le soma, corps du neurone.

L'information traitée par le neurone est acheminée ensuite le long de l'axone (unique) pour être transmise aux autres neurones. La transmission entre deux neurones n'est pas directe. En fait, il existe un espace intercellulaire de quelques dizaines d'Angströms (10^{-9} m) entre l'axone du neurone afférent et les dendrites du neurone afférent. La jonction entre deux neurones est appelée la synapse (**Fig.II.1**). En fait, suivant le type de la synapse, l'activité d'un neurone peut renforcer ou diminuer l'activité de ses voisins. On parle ainsi de synapse excitatrice ou inhibitrice [9].

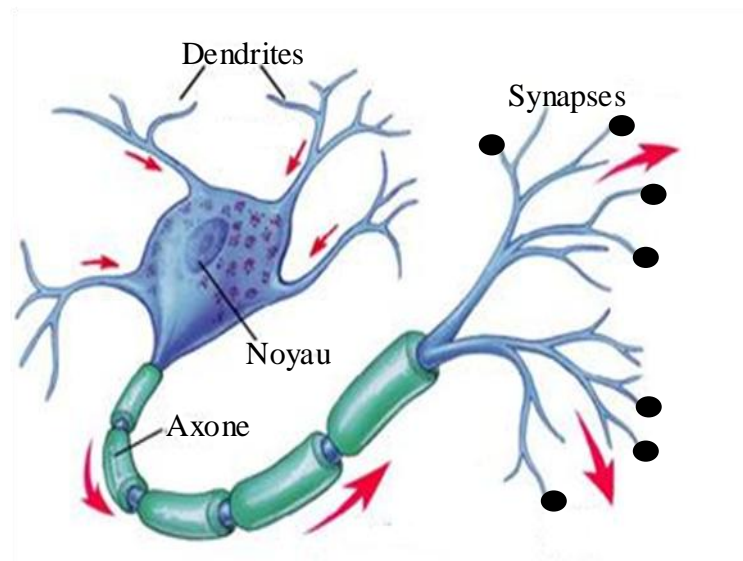


Fig.II.1 Le neurone biologique.

II.3.2 Le neurone formel

II.3.2.1 Le modèle mathématique

La (**Fig.II.2**), montre la structure d'un neurone artificiel. Chaque neurone artificiel est un processeur élémentaire. Il reçoit un nombre variable d'entrées en provenance de neurones amont. A chacune de ces entrées est associée un poids " W_i " abréviation de weight (poids en anglais) représentatif de la force de la connexion, le seuil " W_0 " peut être envisagé comme le coefficient de pondération de l'entrée X_0 , dont la valeur est fixée à 1. Chaque processeur élémentaire est doté d'une fonction de transfert (fonction d'activation) qui donne une sortie unique " Y ", qui se ramifie ensuite pour alimenter un nombre variable de neurones aval. A chaque connexion est associé un poids.

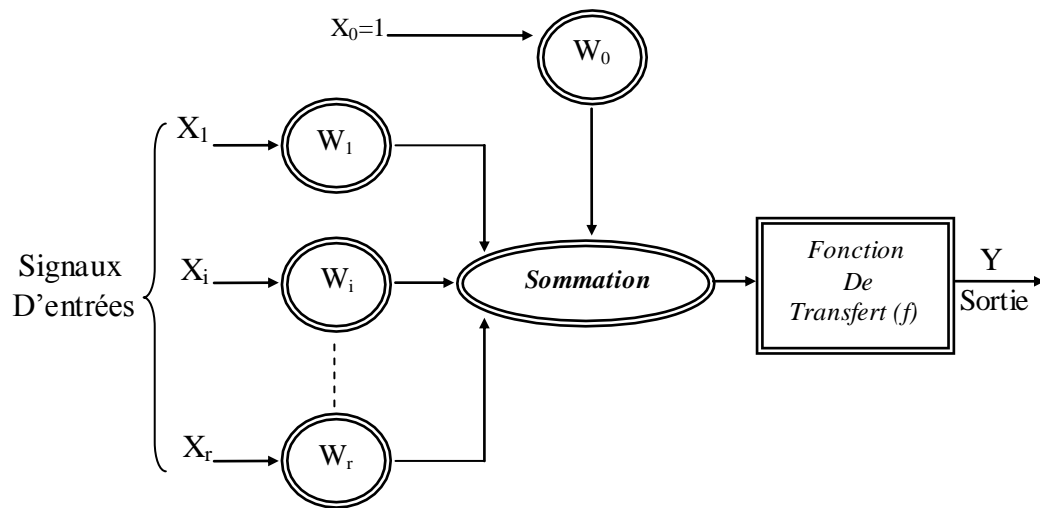


Fig.II.2 Le neurone formel.

Dans le comportement de ces neurones, on distingue deux phases : la première est le calcul de la somme pondérée des entrées " X_i ", 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, et ce, selon l'expression suivante :

$$Y = f\left(W_0 + \sum_{i=1}^r W_i X_i\right) \quad (\text{II.1})$$

Ou bien :

$$Y = f\left(\sum_{i=0}^r W_i X_i\right) \quad (\text{II.2})$$

C'est cette valeur qui sera transmise aux neurones aval. Il existe de nombreuses formes possibles pour la fonction de transfert.

II.3.2.2 Fonction de transfert

Les fonctions mathématiques les plus souvent utilisées sont :

a) Fonction à seuil binaire (hard limiter) ou fonction signe (Signum function)

(**FigII.3**).

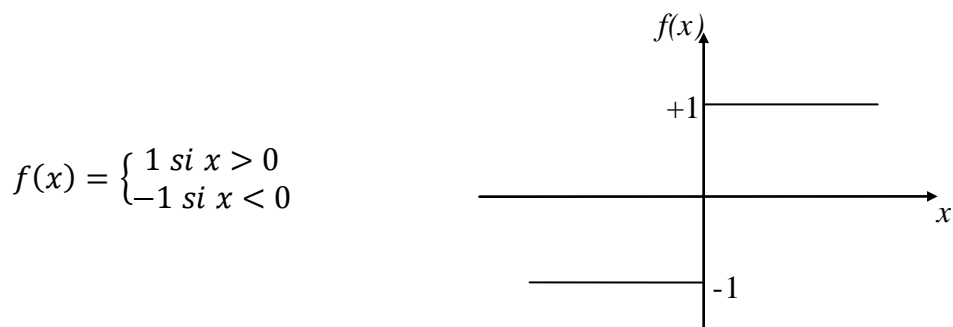


Fig.II.3 Fonction Signe.

De cette fonction on peut définir la fonction d'Heaviside (Comparator) $h(x)$, telle que :

$$h(x) = \frac{f(x)+1}{2} \quad (\text{II.3})$$

b) Fonction linéaire à seuil $f(x)$ (**Fig.II.4.a**) ou multi-seuils $f(x)$ (**Fig.II.4.b**) :

$$f(x) = \begin{cases} 1 & \text{si } x > a \\ -1 & \text{si } x < -a \\ x & \text{si } x \in [-a, a] \end{cases} \quad \text{Où } a \text{ est un nombre positif.}$$

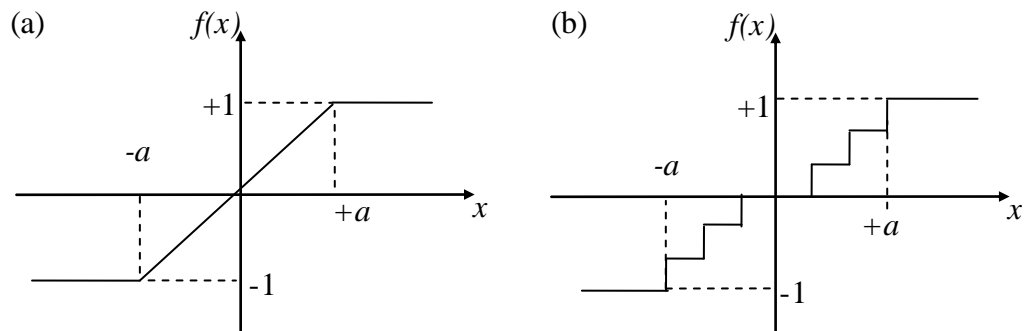


Fig.II.4 Fonction linéaire à seuil.

c) Fonction sigmoïde (sigmoid limiter), (**Fig.II.5**).

$$f(x) = \tanh\left(\frac{\alpha x}{2}\right) = \frac{1-e^{-\alpha x}}{1+e^{-\alpha x}} \quad (\alpha \gg 0) \quad (\text{II.4})$$

Où α est le gain de la fonction sigmoïde et il caractérise la forme sigmoïde de la fonction.

Cette fonction sigmoïde est souvent utilisée sous forme simplifiée :

$$f(x) = \frac{1 + f(x)}{2} \Big|_{\alpha=1} = \frac{1}{1 + e^{-x}}$$

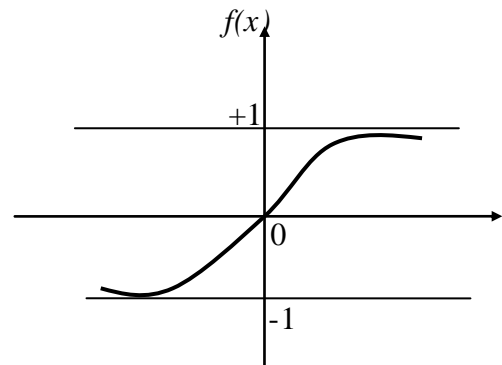


Fig.II.5 Fonction sigmoïde.

II.4 Architecture des réseaux de neurones

Un neurone élémentaire est limité dans ses applications. En effet, un neurone réalise une simple fonction non linéaire, paramétrée, de ses variables d'entrée. L'intérêt des neurones réside dans la propriété qui résulte de leur association dans une structure, par une certaine logique d'interconnexion, cette structure est appelée : le réseau de neurone ou bien par l'abréviation ANN (Artificiel Neural Network). Le comportement collectif ainsi obtenu permet de réaliser des fonctions d'ordre supérieur par rapport à la fonction élémentaire

réalisée par un neurone [10]. Dans un tel réseau, les entrées d'un neurone sont, soient les entrées du réseau globale, soient les sorties d'autres neurones. Les valeurs des poids du réseau sont, en général, déterminées par une opération dite: l'apprentissage.

Suivant la logique d'interconnexion choisie, les réseaux de neurones se distinguent en deux grandes familles : les réseaux non bouclés (statiques) et les réseaux bouclés (dynamiques) (**Fig.II.6**), [5].

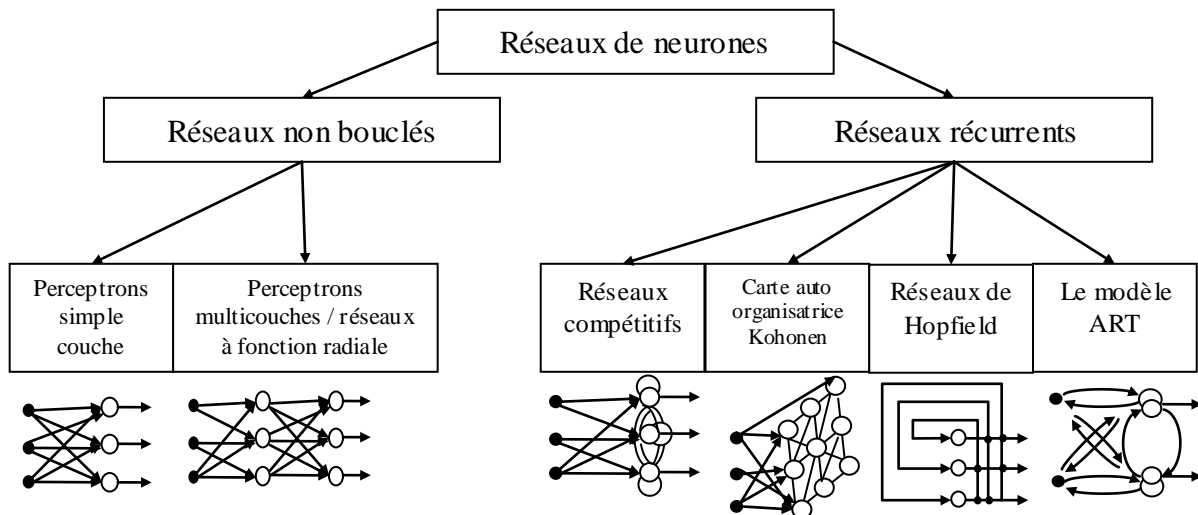


Fig.II.6 La taxonomie d'architecture de réseau.

II.4.1 Les réseaux de neurones bouclés (Dynamiques)

C'est l'architecture la plus générale pour un réseau de neurone, dont le graphe des connexions est *cyclique*: dans ce type de réseaux 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 [10]. A chaque connexion d'un neurone bouclé est attaché un retard multiple entier de l'unité de temps choisie. Les réseaux bouclés ont moins de mémoire dans le sens que leur réponse, à une entrée, est indépendante de l'état précédent du réseau. En d'autre terme, les réseaux récurrents ou à rétroaction sont des systèmes dynamiques (**Fig.II.6**).

II.4.2 Les réseaux de neurones non bouclés (Statiques)

Un réseau de neurones non bouclé réalise une ou plusieurs fonctions algébriques de ses entrées par composition des fonctions réalisées par chacun de ses neurones. Ce réseau est représenté graphiquement par un ensemble de neurones connectés entre eux. Dans un tel réseau, le flux de l'information circule des entrées vers les sorties sans "retour en arrière": si on se déplace dans le réseau, à partir d'un neurone quelconque, en suivant les connexions, on ne peut pas revenir au neurone de départ [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 (**Fig.II.6**). 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. La majorité des applications des réseaux de neurones mettent en jeu des réseaux à couches. La classe la plus populaire des réseaux non bouclés à couches est appelée les perceptrons multicouches ou bien MLP (l'abréviation de: Multi layer Perceptron) dans lesquels les couches cachées utilisent une fonction d'activation à seuil ou sigmoïde [2]. Un exemple d'un MLP est montré sur la figure (**Fig.II.6**).

Cette architecture (MLP) est particulièrement utilisée dans notre travail car elle possède des propriétés mathématiques intéressantes, qui seront présentées par la suite. Les différentes architectures de réseau exigent des algorithmes appropriés d'étude. La prochaine section fournit une vue d'ensemble de l'apprentissage.

II.5 L'apprentissage des réseaux de neurones

L'apprentissage est vraisemblablement la propriété la plus intéressante des réseaux neuronaux. Il 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. Dans le cas des réseaux de neurones artificiels, on ajoute souvent à la description du modèle, l'algorithme d'apprentissage. Dans la majorité des algorithmes actuels, les variables modifiées, pendant l'apprentissage, sont les poids des connexions, afin d'obtenir des valeurs optimales appropriées à ces poids. A la fin de cette opération, on converge vers un fonctionnement de réseau, le plus possible adapté au problème qu'on désire résoudre, tout en fournissant des exemples d'apprentissage. Ces derniers doivent être suffisamment représentatifs, autrement dit : il faudra qu'ils couvrent aussi complètement que possible le domaine de fonctionnement désiré pour le réseau. Au niveau des algorithmes d'apprentissage, il a été défini deux grandes classes selon que l'apprentissage est dit supervisé ou non supervisé. Cette distinction repose sur la forme des exemples d'apprentissage.

II.5.1 L'apprentissage non supervisé

Les réseaux doivent détecter des points communs aux exemples présentés, par la modification des poids, afin de fournir la même sortie pour des entrées aux caractéristiques proches. L'apprentissage non supervisé 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.

II.5.2 L'apprentissage supervisé

Nous avons vu précédemment, qu'un réseau de neurone non bouclé réalise une fonction algébrique entre ses entrées et ses sorties. Donc on peut affecter à un tel réseau la tâche qui consiste à réaliser une fonction algébrique non linéaire, et ceci en fournissant à ce réseau un couple (entrée, sortie) et en modifiant les poids en fonction de l'erreur entre la sortie désirée et la sortie du réseau. On peut diviser la fonction algébrique réalisée par ce réseau en deux parties : fonction connue analytiquement, où le réseau réalise la tâche d'approximation, et une fonction inconnue analytiquement, mais pour laquelle on dispose de valeurs, en nombres finis. Si ces valeurs résultent des mesures effectuées sur un processus physique, chimique ou autre, on dit que le réseau, dans ce cas, réalise une modélisation statique ou une régression [10].

II.6 Le perceptron multicouche MLP

Les perceptrons multicouches sont des réseaux de neurones non bouclés, avec une ou plusieurs couches de neurones entre ces neurones d'entrées et la couche de sortie. Un perceptron de trois couches; avec deux couches cachées, N valeur d'entrée, M valeur de sortie est montré dans la figure (**Fig.II.6**). Les perceptrons multicouches surmontent plusieurs limitations du perceptron simple couche, mais ils n'ont pas été, généralement, employés dans le passé parce que les algorithmes efficaces de formation (apprentissage) n'étaient pas disponibles. Ceci a récemment changé avec le développement des nouveaux algorithmes de formation qui sont avérés réussis pour beaucoup de problèmes intéressants [11]. Les propriétés intéressantes des perceptrons multicouches proviennent des non linéarités des fonctions d'activation des couches cachées. Si les fonctions d'activation étaient des fonctions linéaires, alors un réseau à une seule couche avec des poids convenablement choisis pourrait exactement reproduire les calculs exécutés par n'importe quel réseau multicouche. C'est le développement de l'algorithme de rétropropagation [4], pour déterminer les poids dans un perceptron multicouche, qui a fait de ses réseaux soient les plus populaires chez les chercheurs et les utilisateurs des réseaux neurologiques.

II.6.1 Mise en œuvre du réseau de neurones MLP

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

neurones par couche, ainsi que le bon choix des valeurs initiales des poids de connexions du réseau.

- *Initialisation du MLP*

La nature de la fonction sigmoïde et le manque d'informations nécessaires sur le choix du point de départ du MLP, nous obligent à initialiser les différents paramètres du réseau par des petites valeurs générées aléatoirement et distribuées uniformément dans un intervalle bien défini. Cette initialisation empêche d'une part les neurones cachés d'avoir des poids identiques pendant l'apprentissage et d'autre part la saturation du réseau. Car si les poids de connexions du réseau initial étaient très élevés, les différents neurones du réseau se saturent après quelques itérations d'apprentissage et le réseau subira un blocage dans un minimum local ou dans une région aplatie de la surface d'erreur très proche du point de départ du réseau.

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

II.6.2 L'apprentissage des réseaux MLP

L'apprentissage est supervisé : on associe une configuration d'entrée à une configuration de sortie. L'apprentissage d'un réseau de neurones est défini comme un problème d'optimisation qui consiste à trouver les coefficients du réseau minimisant une fonction d'erreur globale (fonction de coût). La définition de cette fonction de coût est primordiale, car celle-ci sert à mesurer l'écart entre les sorties désirées du modèle (d) et les sorties du réseau observées (y). La fonction la plus communément utilisée, et dont nous nous sommes servi lors de notre travail, est la fonction dite fonction d'erreur quadratique. L'apprentissage du MLP est attaché à l'algorithme de la rétropropagation des erreurs dont on va voir tout de suite le principe.

II.6.3 Les algorithmes d'apprentissage

Comme dans cette thèse nous avons seulement utilisé le réseau neuronal multicouche de type Feedforward, alors nous abordons dans cette partie uniquement les algorithmes d'apprentissage qui peuvent être utilisés pour ce type de modèle neuronal.

II.6.3.1 Algorithme de la rétro-propagation du gradient non améliorée (GBP : Gradient Backpropagation)

Soit un réseau neuronal multicouche de type Feedforward, formé de p neurones en entrée, q neurones en sortie, r couches cachées et h_n neurones dans la couche cachée numéro n . Les différentes étapes de l'algorithme sont les suivantes :

- 1) Initialiser tous les poids de connexions w_{ij} et les seuils $\theta_{i,j}$ aléatoirement par des petites valeurs distribuées uniformément dans un intervalle bien défini. L'indice j représente un neurone appartenant à une couche amont et l'indice i un neurone appartenant à une couche aval.
- 2) $k = 1$ (Numéro d'exemple dans la base d'apprentissage).
- 3) Présenter un vecteur d'entrée $X^k = (x_1^k, x_2^k, \dots, x_p^k)$ aux neurones de la couche d'entrée et un vecteur de sortie $S^k = (s_1^k, s_2^k, \dots, s_q^k)$ sur les neurones de la couche de sortie de manière à calculer l'erreur commise par le réseau.
- 4) Calculer les sorties de neurones de toutes les couches (couches cachées et couche de sortie) du réseau.

La sortie d'un neurone i est donnée par:

$$o_i = f_i(\sum_{j=1}^m w_{ij} o_j + \theta_i) \quad (\text{II.5})$$

Avec

$$\left\{ \begin{array}{l} - \text{si le neurone } i \text{ est en couche } CC_1, \text{ alors : } m = p \text{ et } 1 \leq i \leq h_1. \\ - \text{si le neurone } i \text{ est en couche } CC_n, \text{ alors : } m = h_{n-1} \text{ et } 1 \leq i \leq h_n. \\ - \text{si le neurone } i \text{ est en couche de sortie, alors : } m = h_r \text{ et } 1 \leq i \leq q. \\ \quad - \text{si le neurone est en couche d'entrée : } o_i = x_i^k. \\ \quad - \text{si le neurone est en couche de sortie : } o_i = y_i^k. \end{array} \right.$$

Notons que la fonction de transfert f_i est une fonction sigmoïde simplifiée $f(X) = \frac{1}{1+e^{-X}}$.

- 5) Modifier les poids de connexions w_{ij} et les seuils $\theta_{i,j}$:

$$\Delta w_{ij}(k) = w_{ij}(k+1) - w_{ij}(k) = -\eta \frac{\partial E_k}{\partial w_{ij}} = \eta \delta_i o_j \quad (\text{II.6})$$

$$\theta_i(k+1) = \theta_i(k) + \eta \delta_i \quad (\text{II.7})$$

Où :

- η est le coefficient d'apprentissage ou le gain d'adaptation.
- δ_i est l'erreur locale (gradient).

Si le neurone i appartient à la couche de sortie : $\delta_i = (s_i^k - y_i^k) f'(A_i)$.

Si la fonction f_i est une fonction sigmoïde simplifiée alors : $\delta_i = (s_i^k - y_i^k) y_i^k (1 - y_i^k)$

$\delta_i = f'_i(A_i) \sum_l w_{li} \delta_l$, si le neurone i étant un neurone caché. l représente les neurones de la couche aval auxquels le neurone i est connecté.

$$A_i = \sum_j w_{ij} o_j + \theta_i \quad (\text{II.8})$$

Où :

θ_i est le seuil du neurone i .

o_j est la sortie du neurone j .

- 6) Calculer l'erreur quadratique :

$$E_k = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^q (y_i^k - S_i^k)^2 \quad (\text{II.9})$$

7) $k = k+1$, si $k \leq N$ revenir en (3). N étant le nombre d'exemples dans la base d'apprentissage.

8) Calculer l'erreur totale moyenne :

$$MSE = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^N E_i \quad (\text{II.10})$$

Si $MSE \leq \varepsilon$ arrêter alors l'apprentissage et sinon revenir en (2) jusqu'à stabilisation du réseau (avec $\varepsilon > 0$ donné).

Les algorithmes de la rétro- propagation peuvent procéder l'un de deux modes présentés ci dessous :

a) Gradient stochastique (Pattern Mode)

Dans ce mode, les paramètres du réseau sont modifiés après la présentation de chaque exemple (X_i, Y_i) de la base d'apprentissage. La convergence de cet algorithme est très difficile, mais elle devient beaucoup plus rapide lorsqu'il y a des redondances dans la base d'apprentissage, car les paramètres du réseau sont mis à jour bien plus souvent.

Dans ce mode, la règle d'apprentissage de GBP non améliorée peut s'écrire :

$$w_{ij}(k+1) = w_{ij}(k) - \eta \frac{\partial E_k}{\partial w_{ij}} \quad (\text{II.11})$$

Où k joue ici le rôle d'une itération (une itération est l'unité d'apprentissage où un seul exemple de la base d'apprentissage est présenté au réseau neuronal).

b) Gradient total (Batch Mode)

Dans ce mode, les paramètres du réseau sont modifiés après la présentation de tous les exemples (X_i, Y_i) , qui constitue une époque. Les gradients d'erreur obtenus après la présentation de chaque exemple de la base d'apprentissage, sont mémorisés progressivement et leur somme totale sera utilisée pour modifier les paramètres. Alors, cet algorithme a des fortes chances de converger vers un minimum local, mais sa vitesse de convergence est faible.

La règle d'apprentissage de GBP non améliorée peut s'écrire :

$$w_{ij}(k+1) = w_{ij}(k) - \eta \sum_{l=1}^N \left(\frac{\partial E_k}{\partial w_{ij}} \right)_l \quad (\text{II.12})$$

Où k joue le rôle d'une époque et N étant le nombre total d'exemples dans la base d'apprentissage.

II.6.3.2 La rétro- propagation du gradient avec momentum

Dans la rétro- propagation non améliorée (GBP), le coefficient d'apprentissage η détermine la vitesse de convergence de l'algorithme. Avec un coefficient η trop petit, le réseau de neurones apprend très lentement, au contraire avec un coefficient d'apprentissage trop grand, on a un apprentissage très rapide mais au prix de la création d'oscillations dans l'erreur totale moyenne qui empêchent l'algorithme de converger vers le minimum désiré. Le réseau devient instable. Dans la plupart des cas, si la fonction d'erreur possède plusieurs

minima locaux le réseau subira un blocage dans l'un d'eux ou dans une région où la surface d'erreur est aplatie. Pour cela, les chercheurs ont introduit un terme momentum α dans la règle d'apprentissage de GBP, la règle devient :

$$\Delta w_{ij}(k) = w_{ij}(k+1) - w_{ij}(k) = \eta \delta_i o_j + \alpha (w_{ij}(k) - w_{ij}(k-1)) \quad (\text{II.13})$$

$$0.5 \leq \alpha \leq 1 \text{ et } 0 \leq \eta \leq 0.5$$

Le terme momentum permet l'introduction de l'ancienne valeur de chaque paramètre du réseau dans le calcul de sa nouvelle valeur, ce qui représente un outil important pour accélérer les algorithmes de gradient.

II.6.3.3 Algorithme de la rétro-propagation du gradient à convergence accélérée par l'adaptation du coefficient d'apprentissage

Dans la partie précédente, nous avons vu l'importance du coefficient d'apprentissage qui détermine la vitesse de convergence de l'algorithme d'apprentissage GBP. La vitesse de convergence peut être améliorée en associant à chaque poids du réseau (à chaque connexion) un coefficient d'apprentissage différent et en modifiant ce coefficient pendant l'apprentissage. Cette technique s'appelle la rétro-propagation du gradient à convergence accélérée par l'adaptation du coefficient d'apprentissage [12].

II.6.3.4 Algorithme du gradient conjugué CG

Cet algorithme [13], joue le rôle d'un intermédiaire entre le GBP classique et la méthode de Newton. Dans cet algorithme, à chaque itération d'apprentissage on modifie le coefficient d'apprentissage et le momentum. Cette méthode est très intéressante, d'une part parce qu'elle nécessite le stockage de très peu d'information, et d'autre part par sa vitesse de convergence très supérieure à celle des algorithmes de gradient classiques.

II.6.3.5 Algorithme du gradient conjugué modifié MCG

L'algorithme du gradient conjugué modifié se déduit de l'algorithme précédent en forçant $\alpha_k = 0$ si l'erreur quadratique moyenne MSE calculée à l'itération k est plus grande que celle évaluée à l'itération $k-1$, $MSE_k \geq kMSE_{k-1}$ où $k > 1$ ($k=1.04$). Sinon α_k sera calculé par la formule de Fletcher-Reeves. Cette formule produit une forte accélération de la convergence de l'algorithme vers le minimum désiré. Le coefficient d'apprentissage η est fixe. Le mode d'apprentissage utilisé dans cet algorithme est le mode d'apprentissage off-line (Batch Mode).

II.6.4 Choix du nombre d'unités cachées (Optimisation de l'architecture)

Le nombre d'unités cachées (n_h) joue un rôle crucial dans le contrôle de la capacité du réseau de neurones. Si la valeur de (n_h) est trop petite, alors le réseau possède trop peu de paramètres et ne peut capter toutes les dépendances qui servent à modéliser et prédire les valeurs du processus observé. A l'inverse, si l'on choisit une valeur trop grande pour (n_h),

alors le nombre de paramètres du modèle augmente et il devient possible, pendant la phase d'optimisation des paramètres, de modéliser certaines relations qui ne sont que le fruit de fluctuations statistiques propres à l'ensemble d'entraînement utilisé plutôt que des relations fondamentales de dépendance entre les variables. Il faut comprendre que les réseaux de neurones sont des approximateurs universels, c'est-à-dire qu'ils peuvent modéliser n'importe quelle fonction si le nombre d'unités cachées est suffisant. Autrement dit, un réseau de neurones peut apprendre par coeur un ensemble d'entraînement. Afin de s'assurer que le réseau de neurones s'en tient aux relations fondamentales de dépendance, on utilise, en plus de l'ensemble d'entraînement, un second ensemble appelé *ensemble de validation* : à la fin de chaque époque d'entraînement, on mesure non seulement l'*erreur d'entraînement* mais aussi l'*erreur de validation*, c'est à dire l'erreur totale commise sur tous les exemples de l'ensemble de validation. Cette erreur de validation est calculée une fois que la phase d'optimisation des paramètres est terminée.

Après avoir entraîné quelques modèles, chacun avec un nombre différent d'unités cachées, on peut comparer les *erreurs d'entraînement* et de *validation*. On obtient généralement le résultat suivant:

- L'erreur d'entraînement diminue au fur et à mesure que le nombre d'unités cachées augmente.
- L'erreur de validation, quant à elle, est élevée lorsque le nombre d'unités cachées est faible, décroît avec l'augmentation du nombre d'unités cachées, atteint un minimum pour un certain nombre optimal d'unités cachées, puis croît lorsque le nombre d'unités devient trop grand. C'est donc l'utilisation d'un ensemble de validation, distinct de l'ensemble d'entraînement, qui nous permet de choisir le nombre optimal d'unités cachées ou neurones.

II.8 Conclusion

Les réseaux de neurones sont de puissants outils de modélisation et de prédiction. Ils ont été adoptés dans divers champs d'application plus ou moins variés. La caractéristique essentielle des réseaux de neurones est qu'ils peuvent capter les dépendances non linéaires de haut niveau entre les variables explicatives, ce qui est possible grâce à la présence d'une transformation, elle-même non linéaire, dans le calcul de la valeur prédite.

Dans ce chapitre nous avons présenté les idées de base sur l'optimisation par réseaux de neurones. Nous avons décrit:

- Le neurone biologique ou artificiel.
- Les deux grandes catégories de réseaux de neurones artificiels (non bouclés "Statiques", bouclés "Dynamiques").

- Les réseaux neuronaux multicouches de type non bouclés (Statiques) et en particulier, le perceptron multicouche MLP, car ce type de réseaux est adopté dans notre travail.
- Les différentes méthodes d'apprentissage qui peuvent être utilisées pour les réseaux neuronaux multicouches de type MLP. Les principaux algorithmes d'apprentissage qui peuvent être utilisés pour les réseaux neuronaux multicouches et en particulier: L'algorithme de rétropropagation.

La validité de ce modèle sera supportée par les différents cas de simulation dans les chapitres qui suit.

Références bibliographiques

- [1] W.S. McCulloch and W. Pitts, "A logical calculus of ideas immanent in nervous activity", Bull. Mathematical Bio-physics, vol. 5, pp. 115-133, 1943.
- [2] M. Minsky and S. Papert, "Perceptrons: An introduction to computational geometry", MIT Press, Cambridge. Mass, 1969.
- [3] J.J. Hopfield, "Neural networks and physical systems with emergent collective computational abilities", in Roc. Nat'l Academy of Sciences, USA 79, pp. 2554-2558, 1982.
- [4] D.E. Rumelhart and J.L. McClelland, "Parallel distributed processing: Exploration in the microstructure of cognition", MIT Press, Cambridge. Mass, 1986.
- [5] Anil K. Jain, Jian chang Mao and K.M. Mohiuddin, "Artificial Neural Networks: A Tutorial", IEEE Mar 1996.
- [6] DARPA Neural Network Study, AFCEA Int'l Press, Fairfax, Va., 1988.
- [7] J. Hertz, A. Krogh, and R.G. Palmer, "Introduction To The "Theory Of Neural Computation", Addison-Wesley, Reading, Mass., 1991.
- [8] S. Haykin, "Neural Networks: A Comprehensive Foundation", Mac Millan College Publishing Co., New York, 1994.
- [9] K. Hornik, M. Stinchcomb, H. White and P. Aver, "Degree Of Approximation Results For Feedforward Networks Approximating Unknown Mapping And Their Derivatives", neural computation, vol. 6, pp. 1262-1275, 1994.
- [10] D.E. Rumelhart, "Learning Representation By Back-Propagation Errors", The MIT Press, Cambridge, vol. 1, 1986.
- [11] D.E. Rumelhart, G.E. Hinton and R.J. Williams, "Learning Internal Representations By Error Propagation", in D.E. Rumelhart & J.L. McClelland (Eds.), Parallel Distributed Processing: Explorations in The Microstructure of Cognition, Foundations. MIT Press, vol. 1, 1986.
- [12] Simon Haykin, "Neural network: A comprehensive foundation", New York: Macmillan College Publishing Company, 1994.
- [13] A. Nelder and R. Mead, "A simplex method for function optimization", Computation Journal, vol. 7, pp. 308-313, 1965.

Chapitre 3

*Modèle neurospectral pour un
disque microbande circulaire*

III.1 Introduction

Les antennes microbandes ont été intensivement étudiées expérimentalement, analytiquement et numériquement pendant des décennies. Beaucoup de méthodes numériques avaient servi les ingénieurs et les chercheurs dans l'analyse et la conception de ces antennes pendant plusieurs années. Ces méthodes, aux différents niveaux de complexité, exigent parfois des efforts informatiques énormes, et peuvent généralement être divisées en deux groupes: méthodes analytiques simples et méthodes numériques rigoureuses. Les méthodes analytiques simples peuvent donner une bonne explication intuitive des propriétés de rayonnement de l'antenne. Les formulations mathématiques exactes impliquent des procédures numériques étendues. Elles sont également longues et pas facilement incluses dans un système de conception assisté par ordinateur (CAO).

Dans certaines applications, l'antenne microbande circulaire offre des performances meilleures que celles de l'antenne rectangulaire [1], ce qui nous a conduit, dans ce chapitre, à calculer la fréquence d'opération et d'autres paramètres d'une antenne microbande de forme circulaire constituée d'un substrat monocouche avec l'élément rayonnant (patch) imprimé sur une surface et le plan de masse sur l'autre. Le problème de la fréquence de résonance complexe est formulé en termes d'une équation intégrale. Cette dernière est formulée à l'aide de plusieurs formalismes mathématiques : les transformées vectorielles de Hankel et la fonction de Green. La procédure de Galerkin est utilisée pour résoudre l'équation intégrale.

D'autre part, la complexité des problèmes électromagnétiques exige parfois des concepts d'optimisation sophistiqués et des outils d'analyses sensibles, ce qui peut être réalisé par le biais des réseaux de neurones.

Une approche pour l'étude d'une antenne microbande circulaire est appliquée dans ce travail, cette approche est basée sur la méthode neurospectrale. Dans cette technique, les réseaux de neurones sont employés conjointement avec la technique spectrale afin de réduire les complexités informatiques, manipuler les singularités surgissant dans l'approche spectrale et diminuer, de ce fait, considérablement le temps de calcul.

Afin de valider l'approche proposée, les résultats obtenus par cette approche sont comparés à ceux de l'approche spectrale (SDA) et à d'autres résultats théoriques et expérimentaux de la littérature.

Par la suite, une étude paramétrique sera menée en étudiant spécialement l'effet de la permittivité " ϵ_r " et l'épaisseur " d " du diélectrique, ainsi que le rayon " a " de l'élément rayonnant sur la fréquence de résonance complexe et la bande passante, où cette dernière et le facteur de qualité sont déduits à partir de la fréquence de résonance complexe [2-6] comme suit:

$$Q = \frac{f_r}{2f_i}, \quad BP = \frac{1}{Q}.$$

Où f_r est la partie réelle de la fréquence de résonance complexe et f_i est la partie imaginaire qui représente les pertes par rayonnement [3].

En matière de résultats numériques présentés dans ce chapitre, nous retrouvons des résultats obtenus par notre méthode neurospectrale (NS), la méthode spectrale (SDA) et le polynôme de Chew.

La figure III.1 montre la géométrie d'un patch circulaire de rayon " a " imprimée sur un substrat diélectrique d'épaisseur " d " caractérisé par la perméabilité du vide μ_0 et une permittivité relative ϵ_r .

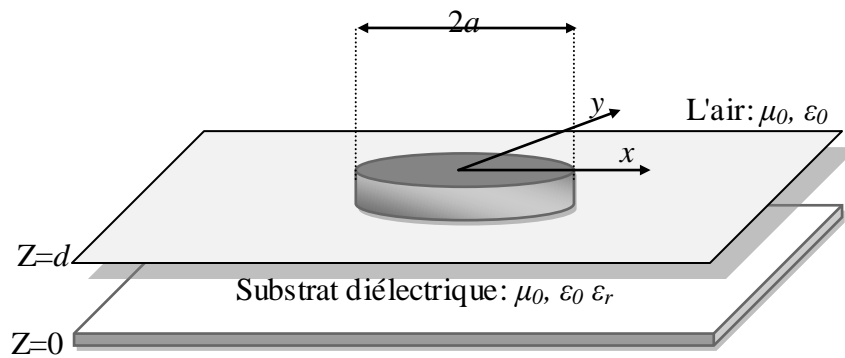


Fig. III.1 Géométrie d'une antenne microbande circulaire.

III.2 Mise en équation du problème dans le domaine spectral

Dans l'approche spectrale, la fonction dyadique de Green qui lie les courants avec les champs électromagnétiques tangentiels dans les différents plans partiellement métallisés, doit être déterminée. Plusieurs techniques ont été proposées pour évaluer la fonction spectrale de Green [7-9]. Dans ce chapitre la fonction de Green est déterminée dans le domaine spectral. Contrairement aux travaux publiés dans la littérature, le passage de la transformée usuelle de Hankel vers la transformée vectorielle de Hankel est démontré.

Considérons que tous les champs et les courants sont en régime harmonique avec la dépendance temporelle $e^{j\omega t}$ supprimée.

III.2.1 Introduction des transformées usuelles et vectorielles de Hankel

En régime harmonique, les deux premières équations de Maxwell s'écrivent de la manière suivante :

$$\bar{\nabla} \times \bar{E} = -\frac{\partial \bar{B}}{\partial t} = -\mu \frac{\partial \bar{H}}{\partial t} = -i \omega \mu \bar{H} \quad (\text{III.1})$$

$$\bar{\nabla} \times \bar{H} = -\frac{\partial \bar{D}}{\partial t} = \epsilon \frac{\partial \bar{E}}{\partial t} = i \omega \epsilon \bar{E} \quad (\text{III.2})$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{1}{\rho} \frac{\partial E_z}{\partial \phi} - \frac{\partial E_\phi}{\partial z} = -i \omega \mu H_\rho \end{array} \right. \quad (\text{III.3.a})$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{\partial E_\rho}{\partial z} - \frac{\partial E_z}{\partial \rho} = -i \omega \mu H_\phi \end{array} \right. \quad (\text{III.3.b})$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{1}{\rho} \frac{\partial}{\partial \rho} \rho E_\phi - \frac{1}{\rho} \frac{\partial E_\rho}{\partial z} = -i \omega \mu H_z \end{array} \right. \quad (\text{III.3.c})$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{1}{\rho} \frac{\partial H_z}{\partial \phi} - \frac{\partial H_\phi}{\partial z} = i \omega \varepsilon E_\rho \end{array} \right. \quad (\text{III.4.a})$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{\partial H_\rho}{\partial z} - \frac{\partial H_z}{\partial \rho} = i \omega \varepsilon E_\phi \end{array} \right. \quad (\text{III.4.b})$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{1}{\rho} \frac{\partial}{\partial \rho} \rho H_\phi - \frac{1}{\rho} \frac{\partial H_\rho}{\partial z} = i \omega \varepsilon E_z \end{array} \right. \quad (\text{III.4.c})$$

A partir des équations (III.3) et (III.4), on peut déterminer les composantes transversales en fonction des composantes longitudinales E_z et H_z comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} \left(\frac{\partial^2}{\partial z^2} + k^2 \right) E_\rho = \frac{\partial^2}{\partial z \partial \rho} E_z - i \omega \mu \frac{1}{\rho} \frac{\partial}{\partial \phi} H_z \end{array} \right. \quad (\text{III.5.a})$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \left(\frac{\partial^2}{\partial z^2} + k^2 \right) E_\phi = \frac{1}{\rho} \frac{\partial^2}{\partial z \partial \phi} E_z + i \omega \mu \frac{\partial}{\partial \rho} H_z \end{array} \right. \quad (\text{III.5.b})$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \left(\frac{\partial^2}{\partial z^2} + k^2 \right) H_\rho = i \omega \varepsilon \frac{1}{\rho} \frac{\partial}{\partial \phi} E_z + \frac{\partial^2}{\partial z \partial \rho} H_z \end{array} \right. \quad (\text{III.6.a})$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \left(\frac{\partial^2}{\partial z^2} + k^2 \right) H_\phi = \frac{1}{\rho} \frac{\partial^2}{\partial z \partial \phi} H_z - i \omega \varepsilon \frac{\partial}{\partial \rho} E_z \end{array} \right. \quad (\text{III.6.b})$$

A partir des équations (III.1) et (III.2), on peut déterminer l'équation de propagation pour la composante longitudinale du champ électrique :

$$\Delta E_z + k^2 E_z = 0$$

Dans l'équation précédente, Δ étant le Laplacien. Tenant compte de la symétrie autour de l'axe z , on peut écrire

$$E_z = \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} e^{in\phi} E_{nz}(\rho, z) \quad (\text{III.7.a})$$

$$H_z(\rho, \phi, z) = \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} e^{in\phi} H_{nz}(\rho, z) \quad (\text{III.7.b})$$

Notons que les équations (III.7.a) et (III.7.b) peuvent être obtenues par le biais d'un développement en série de Fourier de E_z et H_z par rapport à l'argument ϕ . La périodicité est 2π . Maintenant, on va introduire le formalisme des transformées usuelles de Hankel, afin d'aboutir en fin de compte au formalisme des transformées vectorielles de Hankel. Les

équations (III.5.a), (III.5.b), (III.6.a) et (III.6.b) permettent d'obtenir les équations (III.8.a), (III.8.b), (III.9.a) et (III.9.b), respectivement :

$$E_\rho = \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} e^{in\phi} \left[\int_0^\infty k_\rho dk_\rho j_n(\rho k_\rho) \frac{1}{k_\rho} \frac{\partial}{\partial z} \tilde{E}_{nz}(k_\rho, z) - i\omega\mu \frac{\partial}{\partial \phi} \int_0^\infty k_\rho dk_\rho \frac{-in}{\rho k_\rho} J_n(\rho k_\rho) \frac{i\omega\mu}{k_\rho} \tilde{H}_{nz} \right] \quad (\text{III.8.a})$$

$$E_\phi = \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} e^{in\phi} \left[\int_0^\infty k_\rho dk_\rho \frac{in}{\rho k_\rho} J_n(\rho k_\rho) \frac{1}{k_\rho} \frac{\partial}{\partial z} \tilde{E}_{nz}(k_\rho, z) + \int_0^\infty k_\rho dk_\rho \frac{-in}{\rho k_\rho} j_n(\rho k_\rho) \frac{i\omega\mu}{k_\rho} \tilde{H}_{nz}(k_\rho, z) \right] \quad (\text{III.8.b})$$

$$H_\phi = \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} e^{in\phi} \left[\int_0^\infty k_\rho dk_\rho j_n(\rho k_\rho) \frac{-i\omega\varepsilon}{k_\rho} \tilde{E}_{nz}(k_\rho, z) + \int_0^\infty k_\rho dk_\rho \frac{-in}{\rho k_\rho} J_n(\rho k_\rho) \frac{-1}{k_\rho} \frac{\partial}{\partial z} \tilde{H}_{nz} \right] \quad (\text{III.9.a})$$

$$-H_\rho = \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} e^{in\phi} \left[\int_0^\infty k_\rho dk_\rho \frac{in}{\rho k_\rho} J_n(\rho k_\rho) \frac{-i\omega\varepsilon}{k_\rho} \tilde{E}_{nz}(k_\rho, z) + i\omega\mu \frac{\partial}{\partial \phi} \int_0^\infty k_\rho dk_\rho j_n(\rho k_\rho) \frac{-1}{k_\rho} \tilde{H}_{nz} \right] \quad (\text{III.9.b})$$

Dans les équations (III.8.a), (III.8.b), (III.9.a), (III.9.b), $j_n(k_\rho)$ est la fonction de Bessel du premier espèce et d'ordre n . A partir des équations (III.8.a), (III.8.b), (III.9.a) et (III.9.b) on peut écrire:

$$\bar{E}(\rho, \phi, z) = \begin{bmatrix} E_\rho(\rho, \phi, z) \\ E_\phi(\rho, \phi, z) \end{bmatrix} = \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} e^{in\phi} \int_0^\infty k_\rho dk_\rho \bar{\bar{H}}_n(\rho k_\rho) \begin{bmatrix} E_n^{TM} \\ E_n^{TE} \end{bmatrix} \quad (\text{III.10})$$

$$\bar{H}(\rho, \phi, z) = \begin{bmatrix} H_\phi(\rho, \phi, z) \\ -H_\rho(\rho, \phi, z) \end{bmatrix} = \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} e^{in\phi} \int_0^\infty k_\rho dk_\rho \bar{\bar{H}}_n(\rho k_\rho) \begin{bmatrix} H_n^{TM} \\ H_n^{TE} \end{bmatrix} \quad (\text{III.11})$$

Avec $\bar{\bar{H}}_n(\rho k_\rho)$ est le noyau des transformées vectorielles de Hankel (VHT) [10], il est donné par l'expression suivante :

$$\bar{\bar{H}}_n(\rho k_\rho) = \begin{bmatrix} j_n(\rho k_\rho) & \frac{-in}{\rho k_\rho} J_n(\rho k_\rho) \\ \frac{in}{\rho k_\rho} J_n(\rho k_\rho) & j_n(\rho k_\rho) \end{bmatrix} \quad (\text{III.12})$$

$$\begin{bmatrix} E_n^{TM} \\ E_n^{TE} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{k_\rho} \frac{\partial}{\partial z} \tilde{E}_{nz}(k_\rho, z) \\ \frac{i\omega\mu}{k_\rho} \tilde{H}_{nz}(k_\rho, z) \end{bmatrix} \quad (\text{III.13})$$

$$\begin{bmatrix} H_n^{TM} \\ H_n^{TE} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-i\omega\varepsilon}{k_\rho} \tilde{E}_{nz}(k_\rho, z) \\ \frac{-1}{k_\rho} \frac{\partial}{\partial z} \tilde{H}_{nz}(k_\rho, z) \end{bmatrix} \quad (\text{III.14})$$

La résolution de l'équation de propagation permet de déterminer les formes d'ondes de $\tilde{E}_{nz}(k_\rho, z)$ et $\tilde{H}_{nz}(k_\rho, z)$:

$$\tilde{E}_{nz}(k_\rho, z) = A_{n1} e^{ik_z z} + b_{n1} e^{-ik_z z}$$

$$\tilde{H}_{nz}(k_\rho, z) = A_{n2} e^{ik_z z} + b_{n2} e^{-ik_z z}$$

En remplaçant l'expression de $\tilde{E}_{nz}(k_\rho, z)$ et $\tilde{H}_{nz}(k_\rho, z)$ dans les équations (III.13) et (III.14), on obtient

$$E_n^{TM}(k_\rho, z) = e_{n1} \left[e^{ik_z z} + R_{n1} e^{-ik_z z} \right] \quad (\text{III.15})$$

$$H_n^{TM}(k_\rho, z) = \frac{-\omega \mathcal{E}}{k_z} e_{n1} \left[e^{ik_z z} - R_{n1} e^{-ik_z z} \right] \quad (\text{III.16})$$

$$E_n^{TE}(k_\rho, z) = e_{n2} \left[e^{ik_z z} + R_{n2} e^{-ik_z z} \right] \quad (\text{III.17})$$

$$H_n^{TE}(k_\rho, z) = \frac{-k_z}{\omega \mu} e_{n2} \left[e^{ik_z z} - R_{n2} e^{-ik_z z} \right] \quad (\text{III.18})$$

Avec: $e_{n1} = \frac{ik_z A_{n1}}{k_\rho}$, $R_{n1} = -\frac{b_{n1}}{A_{n1}}$, $e_{n2} = \frac{i \omega \mu A_{n2}}{k_\rho}$ et $R_{n2} = -\frac{b_{n2}}{A_{n2}}$

Tenant compte des quatre dernières équations, on peut écrire

$$(\text{III.15}) \text{ et } (\text{III.17}) \Rightarrow \begin{bmatrix} E_n^{TM} \\ E_n^{TE} \end{bmatrix} = \bar{\bar{e}}_n \begin{bmatrix} e^{ik_z z} + R_{n1} e^{-ik_z z} \\ e^{ik_z z} + R_{n2} e^{-ik_z z} \end{bmatrix} \quad (\text{III.19})$$

$$(\text{III.16}) \text{ et } (\text{III.18}) \Rightarrow \begin{bmatrix} H_n^{TM} \\ H_n^{TE} \end{bmatrix} = \bar{\bar{g}}_n \bar{\bar{e}}_n \begin{bmatrix} e^{ik_z z} - R_{n1} e^{-ik_z z} \\ e^{ik_z z} - R_{n2} e^{-ik_z z} \end{bmatrix} \quad (\text{III.20})$$

$$\text{Avec } \bar{\bar{e}}_n = \begin{bmatrix} e_{n1} & 0 \\ 0 & e_{n2} \end{bmatrix} \text{ et } \bar{\bar{g}}_n = \begin{bmatrix} \frac{-\omega \mathcal{E}}{k_z} & 0 \\ 0 & \frac{-k_z}{\omega \mu} \end{bmatrix} \quad (\text{III.21})$$

$$k_z^2 = k^2 - k_\rho^2 \quad (\text{III.22})$$

Considérant maintenant le cas d'une couche j limitée entre les deux plans Z_j et Z_{j+1} comme indiqué sur la figure III.2. L'écriture des équations (III.19) et (III.20) dans les plans Z_j et Z_{j+1} donne

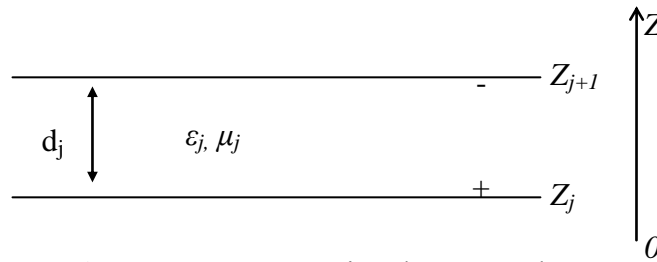


Fig. III.2 Représentation d'une couche j .

$$\bar{E}_{nj}^{TM, TE}(k_\rho, z_j^+) = \bar{\bar{e}}_{nj}(k_\rho) \begin{bmatrix} e^{ik_z z_j^+} + R_{n1j} e^{-ik_z z_j^+} \\ e^{ik_z z_j^+} + R_{n2j} e^{-ik_z z_j^+} \end{bmatrix} \quad (\text{III.23})$$

$$\bar{H}_{nj}^{TM, TE}(k_\rho, z_j^+) = \bar{\bar{g}}_j(k_\rho) \bar{\bar{e}}_{nj}(k_\rho) \begin{bmatrix} e^{ik_z z_j^+} - R_{n1j} e^{-ik_z z_j^+} \\ e^{ik_z z_j^+} - R_{n2j} e^{-ik_z z_j^+} \end{bmatrix} \quad (\text{III.24})$$

$$\bar{E}_{nj}^{TM,TE}(k_\rho, z_{j+1}^-) = \bar{e}_{nj}(k_\rho) \begin{bmatrix} e^{ik_z z_{j+1}^-} + R_{n1j} e^{-ik_z z_{j+1}^-} \\ e^{ik_z z_{j+1}^-} + R_{n2j} e^{-ik_z z_{j+1}^-} \end{bmatrix} \quad (\text{III.25})$$

$$\bar{H}_{nj}^{TM,TE}(k_\rho, z_{j+1}^-) = \bar{g}_j(k_\rho) \bar{e}_{nj}(k_\rho) \begin{bmatrix} e^{ik_z z_{j+1}^-} - R_{n1j} e^{-ik_z z_{j+1}^-} \\ e^{ik_z z_{j+1}^-} - R_{n2j} e^{-ik_z z_{j+1}^-} \end{bmatrix} \quad (\text{III.26})$$

En combinant les équations (III.23), (III.24), (III.25) et (III.26), on obtient la relation matricielle suivante :

$$\bar{F}_{nj}^{TM,TE}(k_\rho, z_{j+1}^-) = \bar{T}_j(k_\rho, d_j) \cdot \bar{F}_{nj}(k_\rho, z_j^+) \quad (\text{III.27})$$

$$\text{Avec } \bar{F}_{nj}(k_\rho, z) = \begin{bmatrix} \bar{E}_{nj}^{TM,TE}(k_\rho, z) \\ \bar{H}_{nj}^{TM,TE}(k_\rho, z) \end{bmatrix} \quad (\text{III.28})$$

$$\bar{T}_j(k_\rho, d_j) = \begin{bmatrix} \bar{I} \cos \theta_j & i\bar{g}^{-1}(k_\rho) \sin \theta_j \\ i\bar{g}(k_\rho) \sin \theta_j & \bar{I} \cos \theta_j \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{I} \cos \theta_j & \bar{D}_j(k_\rho) \\ \bar{\Lambda}_j(k_\rho) & \bar{I} \cos \theta_j \end{bmatrix} \quad (\text{III.29})$$

$\bar{T}_j(k_\rho, d_j)$ est la matrice de transfert de la couche j . Elle permet de combiner les composantes transversales du champ électromagnétique sur les deux côtés de la couche comme quantités d'entrée/sortie. Notons que cette expression est exprimée dans la représentation (TM, TE) au lieu des coordonnées cartésiennes. Les paramètres restants dans l'équation (III.29) sont définis comme suit :

$$\bar{I} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad \theta_j = k_{zj} d_j \quad (\text{III.30})$$

$$\bar{D}_j(k_\rho) = \begin{bmatrix} \frac{-i}{\omega \varepsilon_j d_j} \theta_j \sin \theta_j & 0 \\ 0 & -\omega \mu_j d_j \operatorname{sinc}(\theta_j) \end{bmatrix} \quad (\text{III.31})$$

$$\bar{\Lambda}_j(k_\rho) = i \begin{bmatrix} -\omega \varepsilon_j d_j \operatorname{sinc}(\theta_j) & 0 \\ 0 & \frac{-1}{\omega \mu_j d_j} \theta_j \operatorname{sinc}(\theta_j) \end{bmatrix} \quad (\text{III.32})$$

Si l'interface $Z=Z_{j+1}$ est dépourvue de courants électriques (absence d'un patch rayonnant), alors (III.27) s'écrit:

$$\bar{F}_{nj}^{TM,TE}(k_\rho, z_{j+1}^-) = \bar{T}_j(k_\rho, d_j) \cdot \bar{F}_{nj}(k_\rho, z_j^+) \quad (\text{III.33})$$

Si par contre $Z=Z_{j+1}$ contient des courants électriques (présence d'un patch), nous devons tenir compte de la discontinuité du champ magnétique transversale :

$$\begin{cases} \tilde{J}_x(k_s, Z_{j+1}) = \tilde{H}_y(k_s, Z_{j+1}^-) - \tilde{H}_y(k_s, Z_{j+1}^+) \end{cases} \quad (\text{III.34})$$

$$\begin{cases} \tilde{J}_y(k_s, Z_{j+1}) = \tilde{H}_x(k_s, Z_{j+1}^+) - \tilde{H}_x(k_s, Z_{j+1}^-) \end{cases} \quad (\text{III.35})$$

Le courant dans les coordonnées polaires s'écrit:

$$\bar{J}(\rho, \phi, z) = J_\rho(\rho, \phi, z)\hat{\rho} + J_\phi(\rho, \phi, z)\hat{\phi}$$

En remplaçant les vecteurs unitaires $\hat{\rho}$ et $\hat{\phi}$ par leurs composantes correspondantes, on obtient l'équation suivante

$$\bar{J}(\rho, \phi, z) = J_\rho(\cos\phi\hat{i} + \sin\phi\hat{j}) + J_\phi(-\sin\phi\hat{i} + \cos\phi\hat{j})$$

$$\bar{J}(\rho, \phi, z) = (J_\rho \cos\phi - J_\phi \sin\phi)\hat{i} + (J_\rho \sin\phi + J_\phi \cos\phi)\hat{j}$$

Par comparaison, on déduit que

$$\Rightarrow \begin{cases} J_x = J_\rho \cos\phi - J_\phi \sin\phi \\ J_y = J_\rho \sin\phi + J_\phi \cos\phi \end{cases} \quad (\text{III.36})$$

A partir de l'équation (III.36), on peut montrer que

$$\Rightarrow \begin{cases} J_\rho = J_x \cos\phi + J_y \sin\phi \\ J_\phi = -J_x \sin\phi + J_y \cos\phi \end{cases} \quad (\text{III.37})$$

En substituant l'équation (III.34) et (III.35) dans l'équation (III.37), et après quelques manipulations algébriques directes, on trouve

$$J_\rho = \tilde{H}_\phi(Z_{j+1}^-) + \tilde{H}_\phi(Z_{j+1}^+) \quad (\text{III.38})$$

$$J_\phi = \tilde{H}_\rho(Z_{j+1}^+) + \tilde{H}_\rho(Z_{j+1}^-) \quad (\text{III.39})$$

$$\bar{J}(\rho, \phi, z_{j+1}) = \begin{bmatrix} J_\rho(\rho, \phi, z_{j+1}) \\ J_\phi(\rho, \phi, z_{j+1}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H_\phi(\rho, \phi, z_{j+1}^-) \\ -H_\rho(\rho, \phi, z_{j+1}^-) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} H_\phi(\rho, \phi, z_{j+1}^+) \\ -H_\rho(\rho, \phi, z_{j+1}^+) \end{bmatrix}$$

Tenant compte de l'équation (III.11), on peut écrire que :

$$\begin{aligned} \stackrel{(\text{III.11})}{\Rightarrow} \bar{J}(\rho, \phi, z_{j+1}) &= \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} e^{in\phi} \int_0^\infty k_\rho dk_\rho \bar{\bar{H}}_n(\rho k_\rho) \begin{bmatrix} H_n^{TM}(k_\rho, z_{j+1}^-) - H_n^{TM}(k_\rho, z_{j+1}^+) \\ H_n^{TE}(k_\rho, z_{j+1}^-) - H_n^{TE}(k_\rho, z_{j+1}^+) \end{bmatrix} \\ \bar{J}(\rho, \phi, z_{j+1}) &= \begin{bmatrix} J_\rho(\rho, \phi, z_{j+1}) \\ J_\phi(\rho, \phi, z_{j+1}) \end{bmatrix} = \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} e^{in\phi} \int_0^\infty k_\rho dk_\rho \bar{\bar{H}}_n(\rho k_\rho) \begin{bmatrix} J_n^{TM}(k_\rho, z_{j+1}) \\ J_n^{TE}(k_\rho, z_{j+1}) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (\text{III.40})$$

Donc la discontinuité du champ magnétique transversale dans la représentation (TM, TE) s'écrit de la manière suivante :

$$-\begin{bmatrix} J_n^{TM}(k_\rho, z_{j+1}) \\ J_n^{TE}(k_\rho, z_{j+1}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H_n^{TM}(k_\rho, z_{j+1}^-) - H_n^{TM}(k_\rho, z_{j+1}^+) \\ H_n^{TE}(k_\rho, z_{j+1}^-) - H_n^{TE}(k_\rho, z_{j+1}^+) \end{bmatrix} \quad (\text{III.41})$$

Donc à partir de l'équation (III.27), on peut écrire :

$$\bar{F}_{nj}^{TM, TE}(k_\rho, z_{j+1}^-) = \bar{T}_j(k_\rho, d_j) \bar{F}_{nj}(k_\rho, z_j^+) + \bar{R}_n^{TM, TE}(k_\rho, z_{j+1}) \quad (\text{III.42})$$

Avec

$$\bar{R}_n^{TM,TE}(k_\rho, z_{j+1}) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -J_n^{TM}(k_\rho, z) & -J_n^{TE}(k_\rho, z) \end{bmatrix}^T \quad (\text{III.43})$$

$$\bar{J}_n^{TM,TE}(k_\rho, z) = \begin{bmatrix} J_n^{TM}(k_\rho, z) & J_n^{TE}(k_\rho, z) \end{bmatrix}^T \quad (\text{III.44})$$

$\bar{J}_n^{TM,TE}(k_\rho, z)$ est la transformée vectorielle de Hankel du courant $\bar{J}_n(\rho, z)$ sur la plaque circulaire parfaitement conductrice. Tenant compte de la discontinuité du champ magnétique transversal à l'interface z_{j+1} (voir équation (III.41)), la représentation matricielle donnée par l'équation (III.33) devient

$$\begin{bmatrix} E_n^{TM,TE}(k_\rho, z_{j+1}^+) \\ H_n^{TM,TE}(k_\rho, z_{j+1}^+) \end{bmatrix} = \bar{T}_j \cdot \begin{bmatrix} E_n^{TM,TE}(k_\rho, z_j^+) \\ H_n^{TM,TE}(k_\rho, z_j^+) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 \\ \bar{J}(k_\rho, z_{j+1}) \end{bmatrix} \quad (\text{III.45})$$

Dans le cas où le milieu correspondant à $z > z_{j+1}$ est une couche illimitée (milieu ayant une permittivité ε_0 et une perméabilité μ_0), on garde uniquement les termes en $e^{-ik_z z}$ dans les expressions de $\tilde{E}_{nz}(k_\rho, z)$ et $\tilde{H}_{nz}(k_\rho, z)$, puisque les termes en $e^{+ik_z z}$ correspondent à des ondes réfléchies. Donc on peut montrer que :

$$H_{n(j+1)}^{TM,TE}(k_\rho, z) \Big|_{z > z_{j+1}} = \bar{g}_{j+1}(k_\rho) \cdot E_{n(j+1)}^{TM,TE}(k_\rho, z) \Big|_{z > z_{j+1}} \quad (\text{III.46})$$

Avec

$$\bar{g}_{j+1}(k_\rho) = \text{diag} \left[\frac{\omega \varepsilon}{k_{z_{j+1}}}, \frac{k_{z_{j+1}}}{\omega \mu} \right]$$

Où diag désigne une matrice diagonale dont les éléments de la diagonale sont indiqués entre crochet. Dans le cas où le milieu $z = z_j$ est un matériau parfaitement conducteur, l'annulation du champ électrique tangentielle sur le conducteur parfaite conduit à

$$\bar{E}_{nj}^{TM,TE}(k_\rho, z_j^+) = 0 \quad (\text{III.47})$$

III.2.2 Application des résultats de la sous-section II.2.1 pour l'évaluation de la Dyade de Green

La fonction dyadique (tensorielle) de Green détermine une relation entre une valeur source (élément de courant de surface) et le champ électrique créé par celui-ci. En l'absence d'excitation, on est en présence d'un problème aux valeurs propres, qui permet la détermination des modes et des fréquences de résonance de l'antenne. La détermination de la fonction dyadique de Green constitue une étape primordiale dans l'approche spectrale. Plusieurs techniques ont été utilisées dans la littérature pour l'évaluation de cette fonction. La plus simple est l'approche de l'immittance qui s'articule autour de trois points essentiels. 1) A écrire la composante transversale du champ électromagnétique dans un système d'axes orthonormé direct, dans lequel les composantes TE et TM de champ électromagnétique sont découplées. 2) A ramener les admittances des lignes au point de la source. 3) A écrire le

tenseur de Green en inversant celui des admittances, puis exprimer la matrice correspondante dans les systèmes d'axes initiaux. Cependant, cette approche devient plus compliquée lorsque le nombre de couches augmente. Le but de cette sous-section est l'évaluation de la fonction de Green de la structure de la Fig. III.3 en utilisant les concepts développés dans la sous-section II.2.1. La structure est constituée d'un disque circulaire imprimé sur un substrat diélectrique d'épaisseur d_I et de permittivité relative ε_1 et de perméabilité μ_0 . A partir des équations (III.45)-(III.47), On peut écrire

$$\bar{E}_1^{TM, TE}(k_\rho, z_0^+) = \bar{0} \quad (III.48)$$

$$\begin{bmatrix} \bar{E}_2^{TM, TE}(k_\rho, z_1^+) \\ \bar{H}_2^{TM, TE}(k_\rho, z_1^+) \end{bmatrix} = \bar{T}_1 \cdot \begin{bmatrix} \bar{E}_1^{TM, TE}(k_\rho, z_0^+) \\ \bar{H}_1^{TM, TE}(k_\rho, z_0^+) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 \\ \bar{J}(z_1) \end{bmatrix} \quad (III.49)$$

$$\bar{H}_2^{TM, TE}(k_\rho, z_1^+) = \bar{g}_2(k_\rho) \cdot \bar{E}_2^{TM, TE}(k_\rho, z_1^+) \quad (III.50)$$

Par manipulation directe des équations (III.48)- (III.50), nous obtenons la relation suivante qui relie le courant sur la plaque conductrice avec le champ électrique dans l'interface correspondant (Annexe A):

$$\bar{E}_2^{TM, TE}(k_\rho, z_1^+) = \bar{Q} \cdot \bar{J}(k_\rho, z_1) \quad (III.51)$$

Où $\bar{G}(k_\rho)$ est la fonction dyadique de Green dans le domaine des transformées vectorielles de Hankel [11].

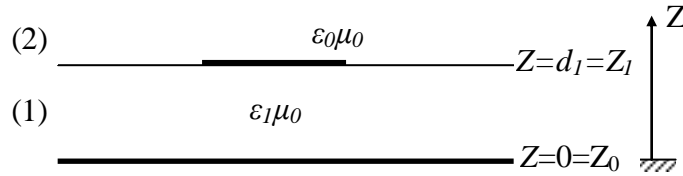


Fig. III.3 Représentation simplifiée de la structure étudiée.

III.2.3 Formulation de l'équation intégrale et discrétisation

Après avoir déterminé la fonction tensorielle de Green dans la représentation (TM, TE), on va s'intéresser à la formulation de l'équation intégrale par l'application des conditions aux limites au niveau du patch et en dehors de celui-ci. Les conditions aux frontières impliquent que les composantes transverses du champ électrique s'annulent sur le disque parfaitement conducteur et le courant s'annule au-delà du disque, pour donner l'ensemble suivant des équations intégrales vectorielles duales [12] :

$$E_n(\rho, z_M) = \int_0^{+\infty} dk_\rho k_\rho \bar{H}_n(k_\rho \rho) G(k_\rho) J_n(k_\rho) = 0, \quad \rho < a \quad (III.52)$$

$$J_n(\rho) = \int_0^{+\infty} dk_\rho k_\rho \bar{H}_n(k_\rho \rho) J_n(k_\rho) = 0, \quad \rho > a \quad (III.53)$$

L'inconnu de l'équation (III.52) est la distribution du courant surfacique sur le disque circulaire. La méthode des moments est utilisée pour la résolution de l'équation intégrale. Cette méthode consiste à développer l'inconnu qui est le courant en une somme finie de fonctions de base connues avec des coefficients inconnus. Ici, nous avons opté pour des fonctions de base et de teste identiques (procédure de Galerkin) :

$$J_n(\rho) = \sum_{p=1}^P a_{np} \Psi_{np}(\rho) + \sum_{q=1}^Q b_{nq} \Phi_{nq}(\rho) \quad (\text{III.54})$$

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

$$J_n(k_\rho) = \sum_{p=1}^P a_{np} \psi_{np}(k_\rho) + \sum_{q=1}^Q b_{nq} \varphi_{nq}(k_\rho) \quad (\text{III.55})$$

En substituant le développement du courant de l'équation (III.55) dans l'équation (III.52). Puis, en multipliant l'équation résultante par $\rho \Psi_{nk}^+(\rho)$ ($k=1,2,\dots,P$) et $\rho \Phi_{nl}^+(\rho)$ ($l=1,2,\dots,Q$) et en intégrant de 0 à a , et en utilisant le théorème de Parseval pour les transformées vectorielles de Hankel [10], nous obtenons un système de $P+Q$ équations algébriques linéaires pour chaque mode n qui peut être écrit sous la forme matricielle:

$$\overline{Z}_n \mathbf{c}_n = 0 \quad (\text{III.56})$$

Où

$$\overline{Z}_n = \begin{bmatrix} \left(\overline{Z}_n^{\psi\psi} \right)_{P \times P} & \left(\overline{Z}_n^{\psi\varphi} \right)_{P \times Q} \\ \left(\overline{Z}_n^{\varphi\psi} \right)_{Q \times P} & \left(\overline{Z}_n^{\varphi\varphi} \right)_{Q \times Q} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{c}_n = \begin{bmatrix} (a_n)_{P \times 1} \\ (b_n)_{Q \times 1} \end{bmatrix} \quad (\text{III.57})$$

Chaque élément des sous matrices de \overline{Z}_n est donné par:

$$\overline{Z}_n^{vw}(i,j) = \int_0^{+\infty} dk_\rho k_\rho \psi_{ni}^+(k_\rho) \overline{G}(k_\rho) \mathcal{W}_{nj}(k_\rho) \quad (\text{III.58})$$

Où v et w représentent ψ ou φ . Pour chaque valeur de l'entier n , le système d'équations linéaire (III.56) possède des solutions non triviales lorsque:

$$\det \left[\overline{Z}_n(\omega) \right] = 0 \quad (\text{III.59})$$

III.2.4 Détermination des caractéristiques de l'antenne

Les caractéristiques de l'antenne peuvent être déterminées par la résolution de l'équation (III.56). La résolution de cette équation par la méthode de Muller ou Brent mène à une solution complexe ($f=f_r+if_i$) en raison des pertes par rayonnement de la structure. La

partie réelle correspond à la fréquence de résonance de l'antenne. En ce qui concerne le rayonnement en zone lointaine, il peut être estimé par le biais du théorème de la phase stationnaire.

III.3 Modèle neurospectral

Après avoir donné les éléments essentiels en ce qui concerne l'approche spectrale, nous allons à présent s'intéresser au développement d'un modèle neuronal permettant l'estimation de la fréquence de résonance de l'antenne, quand les valeurs de: a , d , et ε_r sont indiquées. Le modèle du réseau utilisé pour le calcul de la fréquence de résonance est illustré sur la figure (Fig. III.4).

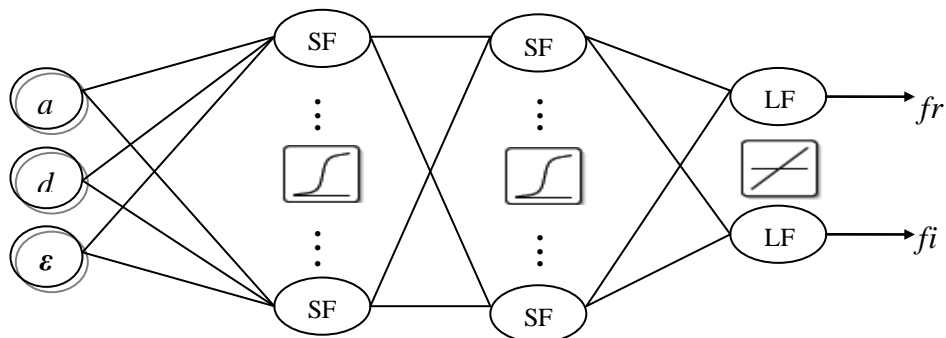


Fig. III.4 Amortisseurs et fonctions de transfert de chaque couche.

Dans cette figure, LF et SF représentent respectivement la fonction de transfert linéaire et la fonction de sigmoïde utilisées dans la structure du perceptron multicouche MLP. Le modèle développé nécessite les étapes suivantes:

III.3.1 Choix de la base de données (Apprentissage et Validation)

Comme l'apprentissage est supervisé, la base de données doit contenir à la fois l'entrée du réseau et la sortie souhaitée. D'une manière générale, cette base doit subir une phase de prétraitement (Preprocessing) comme indiqué sur la **Fig. III.5**. Le but de ce prétraitement est l'élimination des discontinuités artificielles dans l'espace de fonction d'entrée et de ramener les entrées de problème à un ensemble d'informations appropriées [13]. Ensuite il faut effectuer une normalisation appropriée qui tient compte de l'amplitude des valeurs acceptées par le réseau.

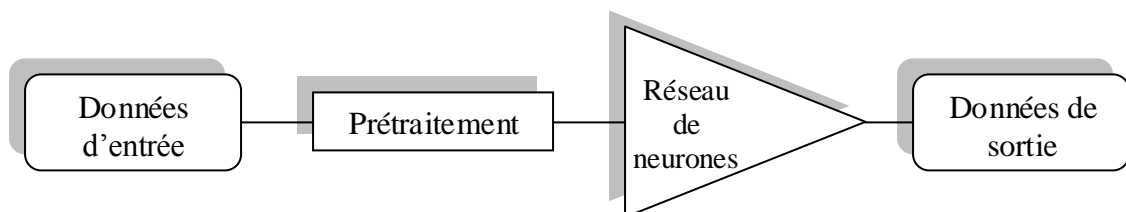


Fig. III.5 Phase de prétraitement de la base de données.

Dans notre cas la base de données composée de 931 exemples (a , d , ε_r , f_r et f_i), est conçue à partir des résultats de la méthode spectrale. Cette base de données est subdivisée par

la suite entre un ensemble d'apprentissage et un autre de test. La base d'apprentissage est composée de 810 exemples, la base de test quant à elle est formée de 121 éléments qui sont réservés à la mesure finale de la performance. Autrement dit, elle sert à vérifier si le réseau de neurones a une bonne performance concernant les exemples qu'il n'a pas appris, ceci afin de vérifier un phénomène très essentiel qui est le sur-apprentissage.

III.3.2 Phase d'apprentissage

Une fois que les deux bases sont générées (apprentissage et test), on passe à la définition de l'architecture du réseau de neurones (MLP). Le nombre de neurones dans la couche de sortie est de deux, le premier pour la partie réelle et l'autre pour la partie imaginaire de la fréquence de résonance complexe. Quant aux couches cachées, et après plusieurs épreuves, on a constaté que le réseau de deux couches a réalisé la tâche avec l'exactitude la plus élevée. La meilleure configuration de notre réseau est composée de : cinq neurones pour la première couche cachée et sept pour la deuxième, cette architecture a été choisie par un processus d'optimisation qui sera détaillé dans la phase suivante.

L'apprentissage du réseau consiste dans l'ajustement de ces poids par l'utilisation de l'algorithme de rétro-propagation. Dans notre travail, on a utilisé l'algorithme de rétro-propagation de *Bayesian regularization* qui est le plus rapide parmi d'autres algorithmes.

III.3.3 phase d'optimisation de l'architecture

La phase qui va suivre est une phase primordiale dans la conception des ANN. Il s'agit de trouver le nombre optimal des couches cachées et le nombre de neurones dans chaque couche afin que le modèle ANN puisse exprimer fidèlement la variation de la sortie (fréquence de résonance dans notre cas). Cette détermination est faite en testant notre réseau avec un nombre compris entre 1 et 10 neurones pour chaque couche. Le choix de l'architecture est basé également sur quelques paramètres autres que SSE (Sum Square Error), ce dernier étant fixé à 1×10^{-3} . Quant au nombre d'itérations maximum, il est fixé à 2000 itérations. Les autres paramètres permettant le choix de l'architecture sont :

- Erreur commise sur l'ensemble d'apprentissage (ERT) pour les deux parties de la fréquence de résonance :
$$ERT = \sum abs(f(ANN) - f(apprentissage))$$
- Le nombre effectif des paramètres utilisés (%).

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

III.3.4 Le Modèle finale

Après avoir détaillé les étapes nécessaires à la modélisation par les ANN, et après avoir effectué les optimisations nécessaires, on peut donc dire qu'on a abouti à notre modèle

final, qui est ainsi représenté sur le tableau (**Tab. III.1**) avec ses paramètres optimisés. C'est à partir des résultats trouvés par ce modèle qu'on va étudier les différentes caractéristiques de l'antenne (fréquence de résonance complexe et bande passante) en fonction de ses paramètres physiques et géométriques (a , d et ϵ_r) par la suite.

Tab. III.1 Paramètres optimisés pour le modèle final.

Paramètre	Valeur optimisée			
Architecture / Règle d'apprentissage	Feed-forward MLP/ Rétro propagation des erreurs			
Nombre de neurones	Couche d'entrée / Couche de Sortie		3	2
	1 ^{ère} couche cachée		5	
	2 ^{ème} couche cachée		7	
La fonction de transfert	1 ^{ère} couche cachée		Sigmoïde	
	2 ^{ème} couche cachée		Sigmoïde	
	Couche de sortie		Linéaire	
Définition des entrées		d (cm)	a (cm)	ϵ_r
	Max	1.2	5	10
	Min	0.02	0.5	1
Le seuil de SSE	$< 1 \times 10^{-3}$			
Base de données (Apprentissage / Test)	810		121	

III.3.5 Validation du modèle neuronal

Afin de valider le modèle neuronal proposé, nous comparons nos résultats avec ceux de la littérature. Un ensemble de six structures a été considéré. La comparaison est résumée dans le tableau III.2. Les résultats désignés par $f(Ho)$ [14], $f(Ch)$ [15], $f(Wo)$ [16], $f(De)$ [17], $f(Ni)$ [18] et $f(NS)$, représentent respectivement les résultats de la littérature: Howell, Chew, Wolff, Demeryd, Nirun Kumprasert alors que la dernière est calculée par notre méthode.

Tab.III.2 Comparaison de nos résultats avec les résultats d'autres méthodes.

N° d'exemple	a (cm)	d (cm)	ϵ_r	$f(Ho)$	$f(ch)$	$f(Wo)$	$f(De)$	$f(Ni)$	$f(NS)$
				GHz [14]	GHz [15]	GHz [16]	GHz [17]	GHz [18]	GHz [19]
01	3.493	0.1588	2.50	1.580	1.557	1.569	1.537	1.555	1.554
02	1.270	0.0794	2.59	4.290	4.183	4.267	4.159	4.175	4.185
03	3.493	0.3175	2.50	1.580	1.527	1.526	1.478	1.522	1.521
04	2.990	0.2350	4.55	1.379	1.35	1.384	1.332	1.358	1.355
05	2.000	0.2350	4.55	2.061	2.010	2.067	1.965	2.009	2.013
06	1.040	0.2350	4.55	3.963	3.733	3.950	3.661	3.744	3.734

Pour une meilleure lecture des résultats du tableau précédant, nous comparons dans la figure ci-dessous (**Fig. III.6**), l'erreur relative calculée entre nos résultats et ceux de la

littérature. Il est clair que notre réseau donne des résultats meilleurs que ceux obtenus avec d'autres méthodes. En effet, la comparaison montre une erreur relative inférieure à 0.5%.

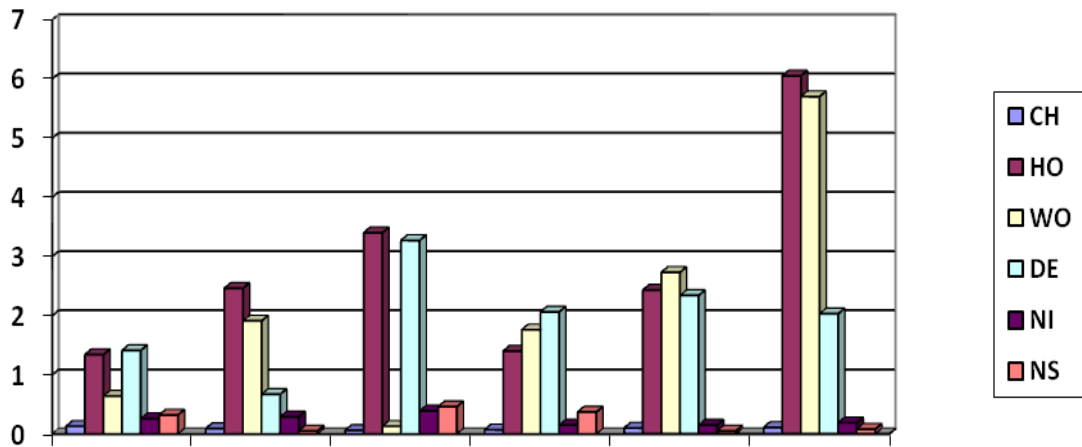


Fig. III.6 Comparaison de l'erreur relative (%)

III.4 Etude paramétriques

Dans cette partie, nous déterminons l'influence de l'épaisseur et de la permittivité du substrat diélectrique sur la fréquence de résonance et de la bande passante de notre antenne circulaire.

III.4.1 Effet des deux paramètres du substrat sur la fréquence de résonance et les pertes par rayonnement de la structure

III.4.1.1 Fréquence de résonance

Les figures ci-dessous (**Fig. III.7, 8 et 9**) montrent la variation de la fréquence de résonance en fonction de l'épaisseur du substrat, et ceci pour différentes valeurs de la permittivité (ϵ_r). A partir des résultats des figures **III.7, 8 et 9**, il est bien clair que l'augmentation de l'épaisseur du substrat a pour effet de diminuer la fréquence de résonance de l'antenne. Ces trois figures montrent également la correspondance existante entre nos résultats et les résultats obtenus par la méthode spectrale (SDA) et le polynôme de Chew, ce qui valide de nouveau nos résultats obtenus.

Dans la **Fig. III.10**, nous étudions l'influence de la permittivité relative sur la fréquence de résonance de l'antenne circulaire. Trois valeurs de la permittivité relative sont prises comme indiqué sur la **Fig. III.10**. A partir des résultats obtenus, on remarque que l'augmentation de la permittivité du substrat a le même effet que celui de l'épaisseur ; c'est à dire une diminution de la fréquence de résonance de l'antenne. En effet, au fur et à mesure que la permittivité relative (ϵ_r) augmente de "1.4" à "9.7", la fréquence correspondante diminue de "7Ghz à 2Ghz", et ceci pour une valeur fixe du paramètre « $a=1cm$ ».

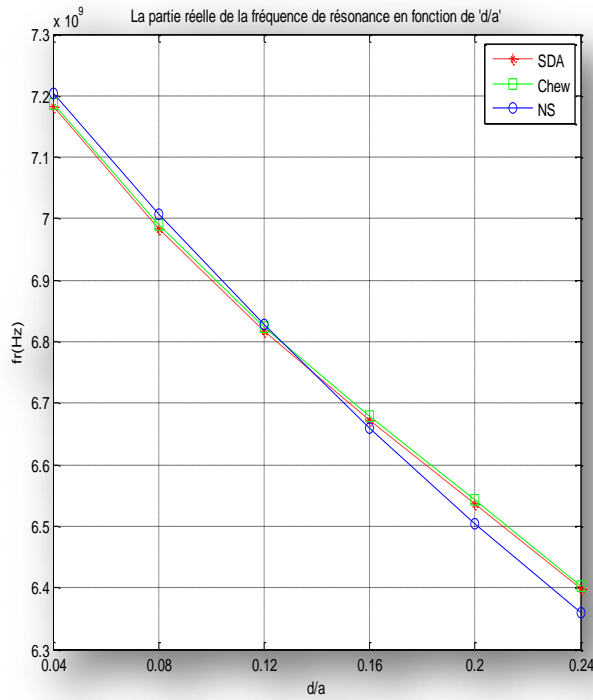


Fig. III.7 Fréquence de résonance en fonction de (d/a): $\epsilon_r=1.4$

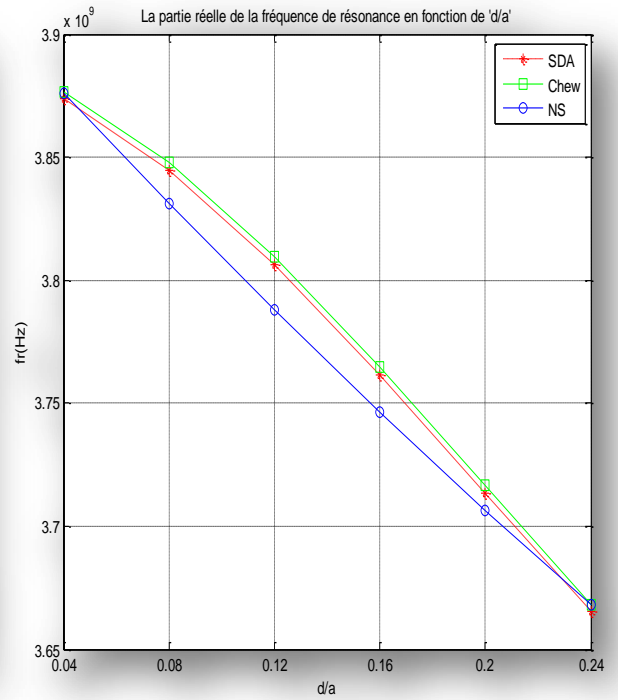


Fig. III.8 Fréquence de résonance en fonction de (d/a): $\epsilon_r=5.1$

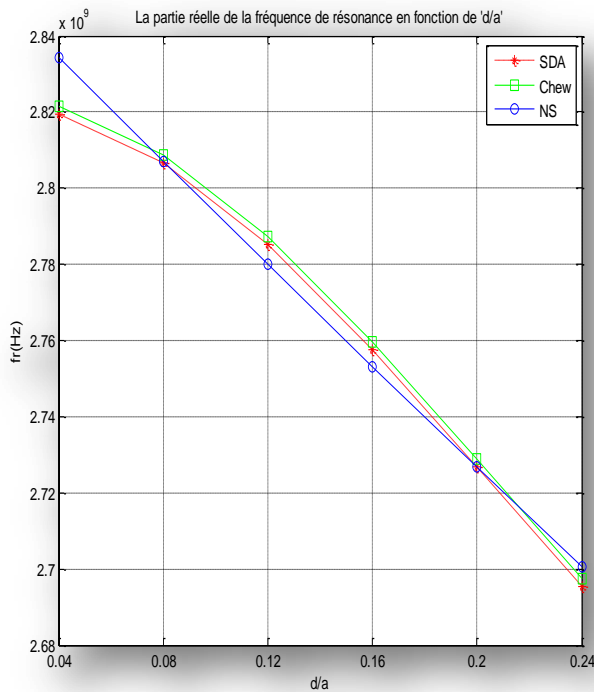


Fig. III.9 Fréquence de résonance en fonction de (d/a): $\epsilon_r=9.7$

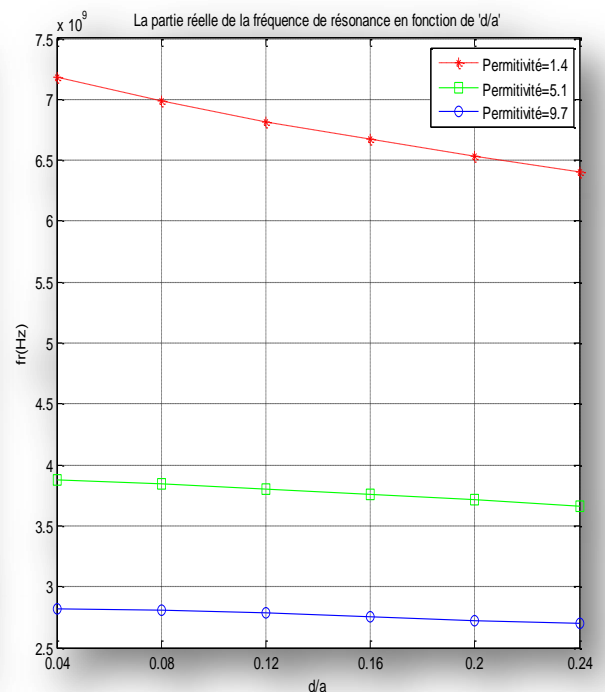


Fig. III.10 Fréquence de résonance en fonction de (d/a): $\epsilon_r=1.4; \epsilon_r=5.1; \epsilon_r=9.7$

III.4.1.2 Partie imaginaire de la fréquence de résonance complexe

L'importance de la partie imaginaire de la fréquence de résonance complexe réside dans le fait que cette dernière indique les pertes par rayonnement de la structure. Dans cette

section, nous exposons la dépendance de la partie imaginaire de la fréquence de résonance complexe en fonction des deux paramètres du substrat ; à savoir l'épaisseur et la permittivité relative du matériau diélectrique.

Les figures III.11, 12 et 13 mettent en évidence la variation de la partie imaginaire de la fréquence en fonction de l'épaisseur du substrat diélectrique. Chaque figure correspond à une permittivité relative bien définie. Ces trois figures montrent clairement que la partie imaginaire obtenue par notre modèle neurospectral coïncide avec celles de la littérature.

Contrairement au comportement de la fréquence de résonance en fonction de l'épaisseur du substrat, la partie imaginaire de la fréquence varie proportionnellement avec ce paramètre, c'est à dire, une augmentation de l'épaisseur entraîne une augmentation de la fréquence imaginaire. Tandis que la permittivité relative (ϵ_r) a le même effet sur la fréquence imaginaire que celui qu'elle a sur la partie réelle, c'est à dire l'augmentation de ϵ_r a pour effet de diminuer la fréquence imaginaire f_i ce qui est montré en clair sur la figure .III.14.

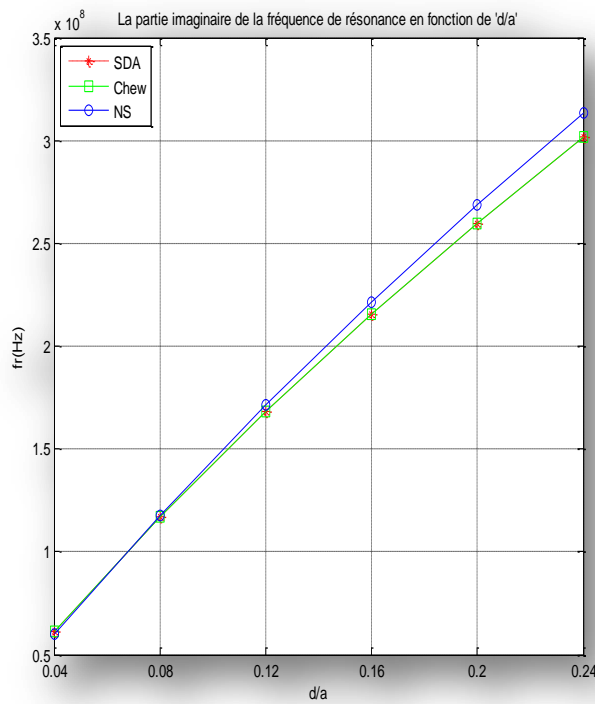


Fig.III.11 La partie imaginaire de la fréquence de résonance en fonction de (d/a): $\epsilon_r=1.4$

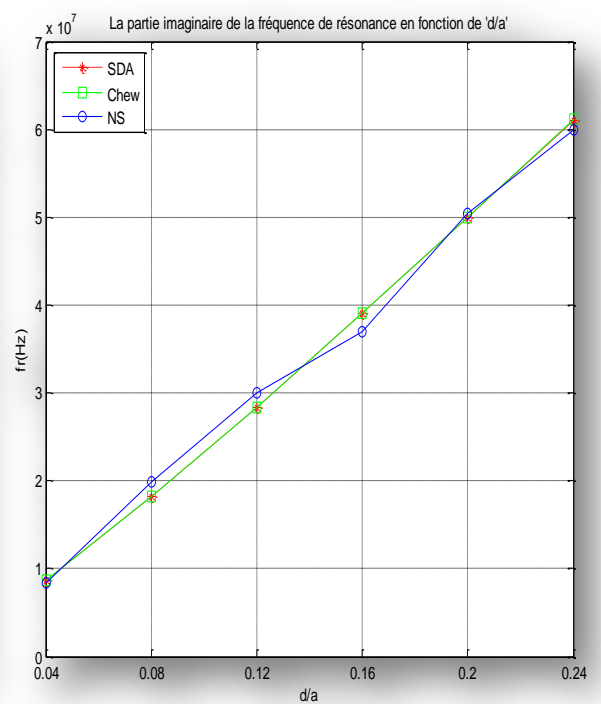


Fig.III.12 La partie imaginaire de la fréquence de résonance en fonction de (d/a): $\epsilon_r=5.1$

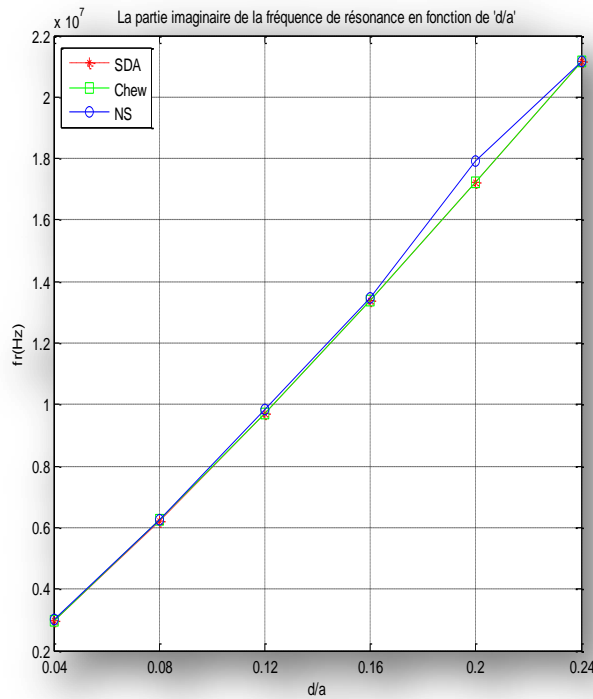


Fig.III.13 La partie imaginaire de la fréquence de résonance en fonction de (d/a): $\epsilon_r=9.7$

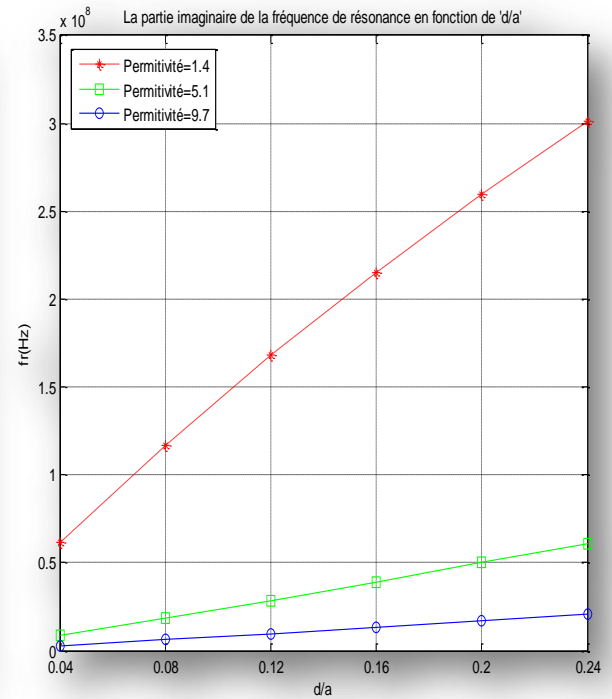


Fig.III.14 La partie imaginaire de la fréquence de résonance en fonction de (d/a): $\epsilon_r=1.4$; $\epsilon_r=5.1$; $\epsilon_r=9.7$

III.4.2 Effet des deux paramètres du substrat sur la bande passante

Nous étudions à présent dans les figures III.15, 16 et 17 l'influence de l'épaisseur (d) du substrat utilisé et de sa permittivité relative (ϵ_r) sur la bande passante de l'antenne circulaire. En outre des résultats obtenus par notre modèle (NS), les résultats de Chew et ceux obtenus via l'approche SDA sont également indiqués sur les figures III.15, 16 et 17. La comparaison entre les trois résultats permet de valider notre modèle proposé. En ce qui concerne les écarts enregistrés, on peut les attribuer aux raisons suivantes:

- Erreur dans la fonction à modéliser, causée par la tolérance du réseau qui est de l'ordre de 10^{-3} .
- La normalisation des valeurs des entrées et des sorties de notre modèle neuronal par rapport à des grands nombres, rendant ainsi la majorité de ces valeurs très petites.
- Les erreurs inhérentes des ordinateurs faisant face à des nombres très petits avec une virgule flottante très grande.

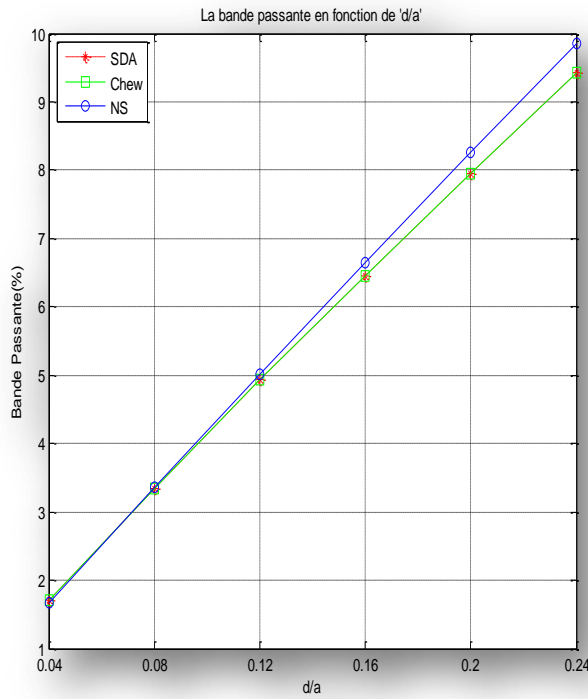


Fig.III.15 La bande passante en fonction de (d/a) : $\epsilon_r=1.4$

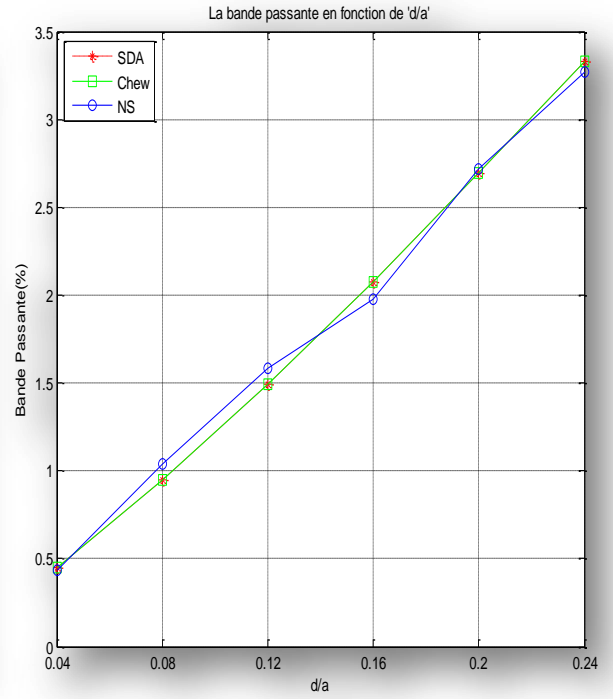


Fig.III.16 La bande passante en fonction de (d/a) : $\epsilon_r=5.1$

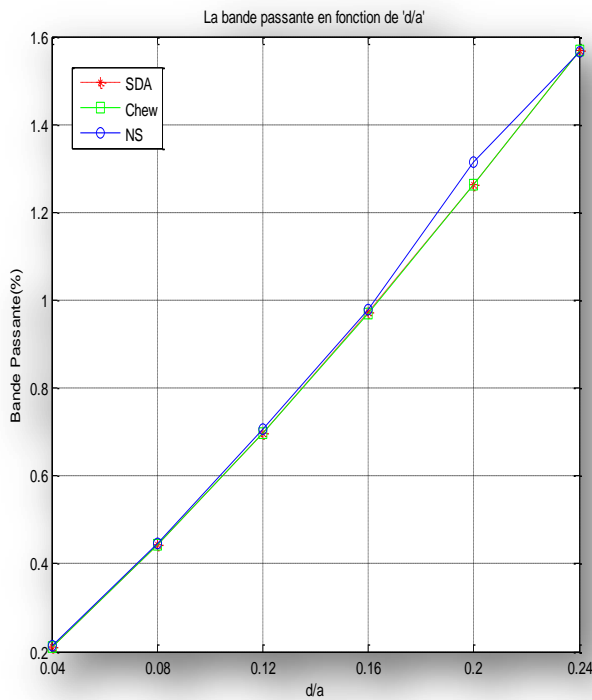


Fig.III.17 La bande passante en fonction de (d/a) : $\epsilon_r=9.7$

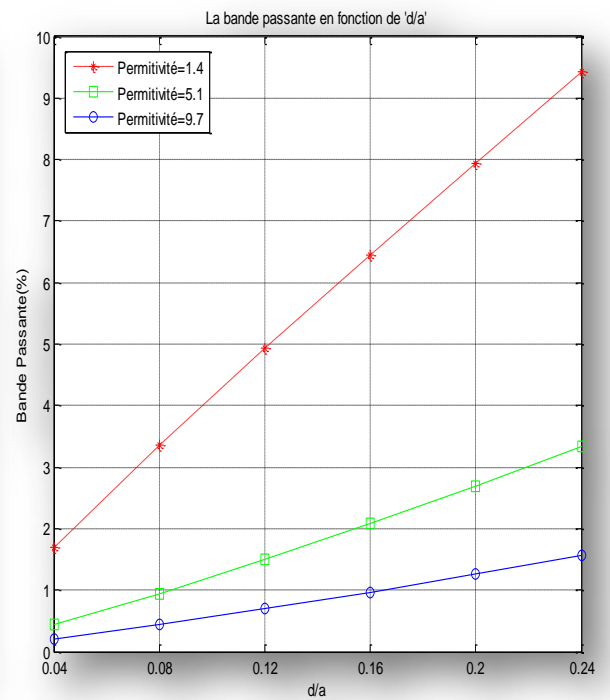


Fig.III.18 La bande passante en fonction de (d/a)
 $\epsilon_r=1.4$; $\epsilon_r=5.1$; $\epsilon_r=9.7$

Les résultats numériques présentés dans les figures III.15, 16 et 17 indiquent clairement que la bande passante s'élargit au fur et à mesure que l'épaisseur du substrat augmente. Alors, que l'effet inverse est obtenu pour le cas de la permittivité relative du substrat comme indique sur la figure III.18. Bien que le travail avec des antennes à épaisseur

élevés offrent une bande passante large, cependant les deux inconvénients majeurs pour ces types d'antennes sont le problème des ondes de surface et le couplage. En effet le mode TM_{01} de ces ondes possède une fréquence de coupure nulle ce qui le rend toujours propagatif, même pour les substrats minces. Lorsque l'épaisseur augmente, en outre du mode TM_{01} de ces ondes, d'autres modes peuvent exister. Par conséquent l'énergie, couplée entre ces modes sera d'autant plus grande et l'excitation supplémentaire due aux ondes de surface qui naissent aura les inconvénients suivants :

- l'efficacité du rayonnement de l'antenne micro-ruban peut être dégradée à des niveaux inacceptables.
- Le rayonnement dû aux ondes de surface peut engendrer de sérieuses perturbations sur le rayonnement de l'antenne.
- possibilité d'un couplage d'énergie indésirable dans le cas de réseau.

Lors de la conception des antennes microbandes, et dans le but d'élargir la bande passante, on peut utiliser des substrats diélectriques épais, mais tout en essayant d'avoir un compromis entre cette amélioration et l'effet des ondes de surfaces.

On note aussi que la méthode de Chew est valable uniquement pour une gamme de substrat dans l'intervalle $0 < d/a < 0.24$ **Fig. III.19**, par contre notre méthode est valide pour gamme de substrat plus large.

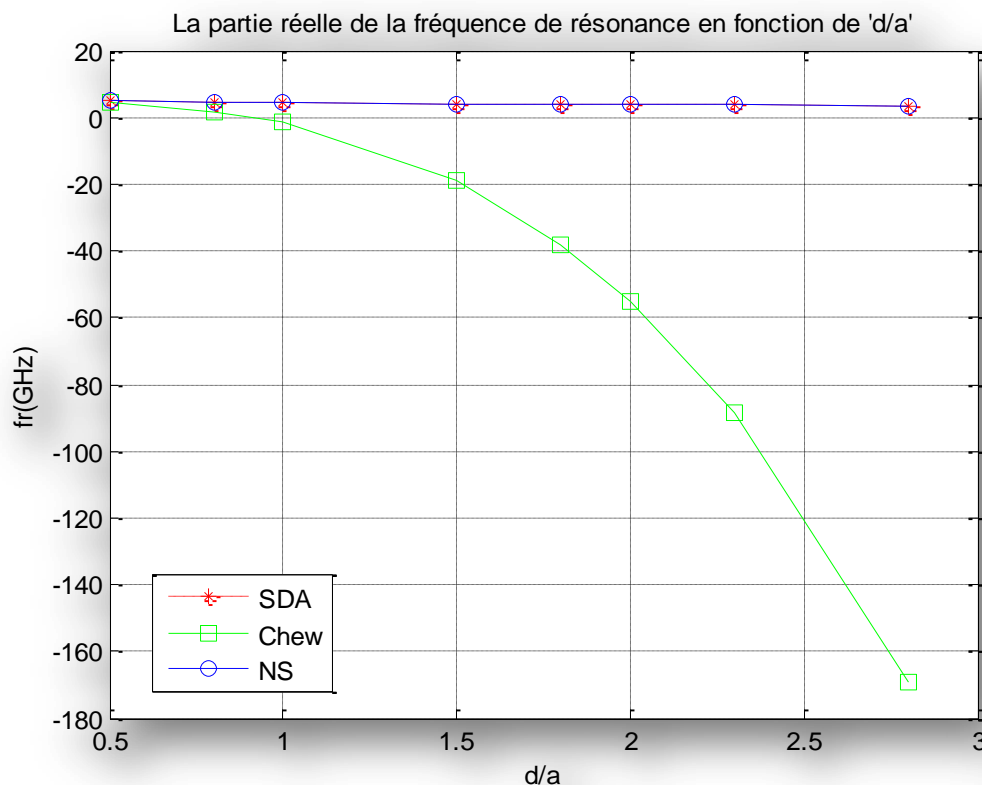


Fig. III.19 Fréquence de résonance en fonction de (d/a) : $\epsilon_r=2.2$

III.5 Conclusion

A la différence des circuits intégrés micro-ondes aux basses fréquences, il est extrêmement difficile, voire même impossible, d'ajuster les caractéristiques des antennes microbandes une fois elles sont réalisées. Par conséquent, la CAO est un outil indispensable dans la réalisation de ces antennes. Le véritable challenge dans la CAO se situe au niveau des méthodes numériques fiables qui allient à la fois précision et vitesse de calcul. C'est dans cette optique que nous avons présenté dans ce chapitre une méthode neurospectrale capable d'estimer avec exactitude la fréquence de résonance et la bande passante des antennes microbandes de forme circulaire. Le temps nécessaire pour produire une fréquence de résonance complexe est de quelques microsecondes sur un ordinateur individuel moderne.

Bien que le temps d'apprentissage de notre réseau nécessite un temps relativement important, cela ne constitue pas un handicap pour notre modèle, puisque après l'opération de l'apprentissage le temps de calcul baisse au niveau des microsecondes. Ainsi, après apprentissage, le modèle neuronal allie à la fois précision et vitesse de calcul.

Des résultats numériques concernant la fréquence de résonance complexe et la bande passante de l'antenne circulaire ont été présentés en fonction des différents paramètres physiques et géométriques de l'antenne. Ces résultats ont été générés à partir de notre modèle neurospectral. Ce dernier a été validé par comparaison de nos résultats avec ceux obtenus par la méthode SDA ou le polynôme de Chew. Finalement, une interprétation physique des résultats obtenus est également donnée.

Références bibliographiques

- [1] R. C. Booton, "Computational methods for electromagnetic and microwaves", A Wiley-Interscience publication, New York, Wiley, 1994.
- [2] K. F. Lee and J.S. Dahele, "Mode characteristics of annular-ring and circular-disc microstrip antenna with and without air gaps", IEEE Trans. Antennas and Propagation Society International Symposium Digest, pp. 55-58, 1983.
- [3] D. Khadrouche, "Etude d'une structure piégée d'une antenne microbande rectangulaire", Thèse de Magister, Université de Constantine, 1999.
- [4] W. C. Chew and Q. Liu, "Resonance frequency of a rectangular microstrip patch", IEEE Trans. Antennas. Propagat, vol. 36, pp. 1045-1056, Aug 1988.
- [5] M. D. Deshpande and M. C. Bailey, "Input impedance of microstrip antennas", IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. AP-30, pp. 645-650, Jul 1980.
- [6] W. C. Chew and J. A. Kong, "Resonance of the axial-symmetric modes in microstrip disk resonators", J. Math. Phys, vol. 21, no. 3, pp. 582-591, 1980.
- [7] F. L. Mesa, R. Marqués and M. Horno, "A general algorithm for computing the bidimensional spectral green's dyadic in multiyered complex bianisotropic media : the equivalent boundary method", IEEE transactions Microwave Theory Tech, vol. 39, pp. 1940-1669, 1991.
- [8] A. Dreher, "A new approach dyadic green's function in spectral domain", IEEE Trans. Antennas Propagat, vol. 43, pp. 1297-1302, Nov 1995.
- [9] L. Vegni, R. Ciccetti and P. Capece, "Spectral dyadic Green's function formulation for planar integrated structures", IEEE Trans. Antennas Propagat, vol. 36, pp. 1057-1065, Aug 1988.
- [10] W. C. Chew and T. M. Habashy, "The use of vector transforms in solving some electromagnetic scattering problems", IEEE Trans. Antennas Propagation, vol. AP-34, pp. 871-879, Jul 1986.
- [11] T. Fortaki, D. Khedrouche, F. Bouttout and A. Benghalia, "Vector Hankel transform analysis of a tunable circular microstrip patch", Commun. Numer. Meth. Engng, 21:219-231, 2005.
- [12] T. Fortaki and A. Benghalia, "Resonance of an air gap tuned circular disc microstrip antenna", in Proc. 3rd Maghrebien Conference on Electrical Engineering, pp. 1-3, University of Constantine, Algeria, 12-13 Apr 2004.
- [13] R. K. Mishra and A. Patnaik, "Neurospectral computation for complex resonant frequency of microstrip resonators", IEEE Microwave and guided wave letters, vol. 9, no. 9, Sep 1999.
- [14] J. Q. Howell, "Microstrip antennas", IEEE Trans. Antennas Propagat, vol. AP-23, no. 1, pp. 90-93, Jan 1975.

-
- [15] W. C. Chew and Q. Liu, "Curve-fitting formulas for fast determination of accurate resonant frequency of circular microstrip patches", IEE Proceedings, Pt. H, vol. 135, no. 5, Oct 1988.
- [16] I. Wolff and N. Knoppik, "Rectangular and circular microstrip disk capacitors and resonators", IEEE Trans. Microwave Theory Tech, vol. Mb-22, no. 10, pp. 857-864, Oct 1974.
- [17] A. G. Demeryd, "Microstrip disc antenna covers multiple frequencies", Microwave J., pp. 77-79, May 1978.
- [18] N. Kumprasert and W. Kiranon, "Simple and Accurate Formula for the Resonant Frequency of the Circular Microstrip Disk Antenna", IEEE Transactions on antennas and propagation, vol. 43, no. 11, Nov 1995.
- [19] N. Hamdiken, R. Addaci and T. Fortaki, "Fast and Accurate Analysis Method of a Circular Patch Antennas using Neurospectral Method", IEEE International Conference on Microelectronics (ICM), Algeria, pp. 1-3, 17-19 Dec 2012.

Chapitre 4

*Analyse et modélisation d'un
système multi-antennaire
dans la bande de fréquence
[1,75 - 3,65 GHz]*

IV.1 Introduction

Dans les systèmes MIMO, plus d'une antenne est mise en œuvre sur un petit terminal mobile. Avoir de multiples antennes sur un petit terminal mobile tout en maintenant leurs performances reste un défi. Comme décrites précédemment, les caractéristiques suivantes, sont exigées : une bonne adaptation d'impédance dans la bande passante, des diagrammes de rayonnement omnidirectionnels, petite taille, structure compacte, faible poids. Cependant, pour des antennes multiples sur un petit terminal mobile les effets de couplages mutuels, leur isolation et les performances de diversité sont essentielles.

IV.2 Problématiques

La conception de plusieurs antennes sur un petit terminal mobile est plus délicate comparée à celle d'un terminal à antenne simple. Le fait qu'elles soient très proches, entraîne un problème de cohabitation qui risque de dégrader leurs efficacités totales dans le cas d'antennes multistandards, alors que dans les systèmes MIMO et/ou de diversité, cette apparition du couplage mutuel va en plus entraîner une augmentation de l'enveloppe de corrélation provoquant ainsi la dégradation du gain en diversité du système ainsi que la capacité du canal. Chercher à augmenter l'isolation des éléments rayonnants n'est pas chose facile en particulier aux fréquences où les courants qui circulent sur le PCB contribuent au mécanisme de rayonnement de la structure [1-2].

Le couplage mutuel dépend de la séparation entre les éléments antennaires. Il augmente quand les éléments antennaires sont plus proches l'un de l'autre. Il a été montré, dans la littérature, que pour un minimum de couplage mutuel (ou sans couplage mutuel), la séparation entre dipôle doit être au moins de $\lambda/2$ [3-4]. Cette condition est très difficile à réaliser dans des petits dispositifs de communication. Ce qui a conduit les chercheurs à focaliser leurs efforts en vue de résoudre ce problème.

IV.3 Isolation des éléments rayonnant d'un système multi-antennaire

Un bon système antennaire MIMO possède des éléments rayonnants avec une forte efficacité totale, recevant des signaux ayant une faible corrélation ce qui implique nécessairement des antennes à forte isolation [5-6]. Différentes méthodes d'isolation d'antennes basées sur des mécanismes variables ont été proposées pour améliorer l'isolation entre éléments rayonnants telles que la modification du plan de masse [7-9], l'utilisation de matériaux EBG (Electromagnetic Band Gap) [10-11], le positionnement d'un élément parasite entre ces éléments rayonnants [12] ou l'insertion d'une ligne de neutralisation [13-17].

Cependant, toutes ces techniques souffrent d'un problème majeur. Effectivement, le fait de vouloir changer la fréquence de fonctionnement, la bande passante ou la dimension du plan de masse pour une autre application par exemple, ceci nécessite des études paramétriques

pour ré-optimisé le système pour la nouvelle application ce qui engendre une perte de temps considérable et peut être très significative dans la vie d'un projet avec des dates limites à respecter par exemple.

L'objectif donc de ce chapitre est de développer un modèle neuronal qui permet de faire l'analyse et le design d'un système multi-antennaires de façon rapide et exacte.

Pour valider notre approche, nous allons développer notre model neuronal sur un système multi-antennes constitué de deux antennes PIFA reliées par une ligne de neutralisation montée sur un plan de masse (PCB) de téléphone mobile.

Pour une meilleure compréhension, il est nécessaire de donner un aperçu sur la technique de neutralisation développée par Aliou DIALLO [18]. Cette technique de neutralisation est prise ici comme exemple de validation de notre modèle neuronal, elle va être présentée dans la partie suivante de ce chapitre.

IV.3.1 Technique de la ligne de neutralisation : introduction

La technique de la ligne de neutralisation est fréquemment utilisée pour découpler deux antennes PIFA, **Fig. IV.1** [13-17]. L'idée de départ a été de compenser le couplage électromagnétique complexe existant entre deux antennes proches, par un effet de couplage opposé. Celui-ci est introduit par une simple ligne métallique suspendue, intégrée entre les alimentations ou les courts circuits des antennes PIFAs.

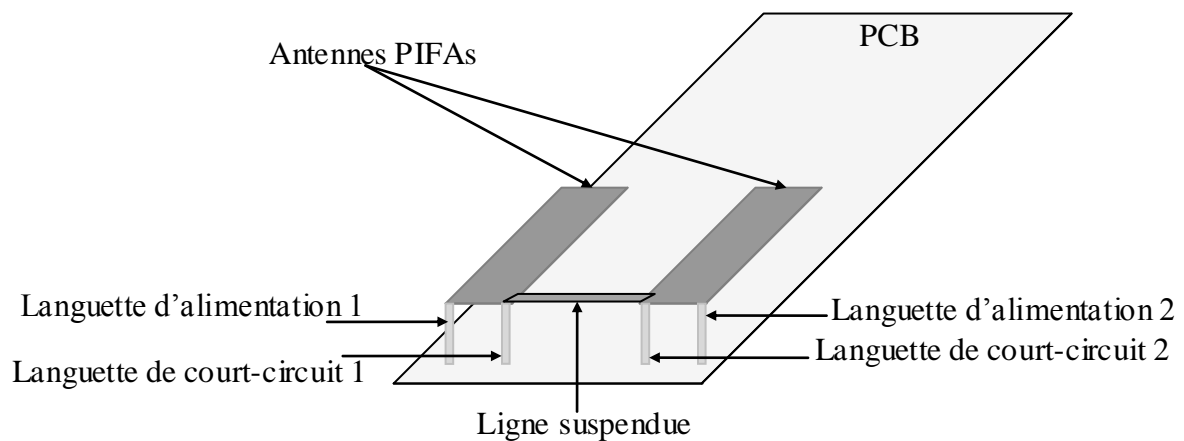


Fig.IV.1 Deux antennes PIFAs sur le même PCB avec les languettes de court-circuit face à face et reliées par une ligne suspendue [18].

L'idée de base de la technique de neutralisation est de considérer que le couplage électromagnétique entre deux PIFA positionnée sur les coins supérieurs de la PCB est principalement capacitive puisque les deux plaques métalliques sont placées face à face, et donc, une insertion judicieux d'une inductance entre les deux plaques de métal permet d'obtenir un comportement de filtre coupe-bande pour le paramètre $|S_{21}|$ caractérisant le couplage entre les deux ports d'alimentation du système multi-antennaire.

La ligne de neutralisation peut être vue comme une réalisation spécifique de réseaux de découplage, remplaçant les éléments regroupés avec des lignes de transmission distribuées. Son principe de fonctionnement peut être compris par les aspects suivants :

- Le système multi-antennaire entier avec deux PIFA peut être considéré comme une structure antennaire dual port.
- En plus du couplage OTA (Over The Air) et du couplage du courant de plan de masse, la ligne de neutralisation crée un nouveau chemin de découplage entre les deux PIFA, offrant un grand degré de liberté pour le découplage. En variant les dimensions de la ligne de neutralisation, les couplages de tous les chemins s'annulent d'un port à l'autre port du PIFA. Ainsi une forte isolation des ports est réalisée. Le principal avantage de la technique de la ligne de neutralisation est sa simplicité et sa compacité.

IV.3.2 Technique de la ligne de neutralisation : limites

La position du zéro de ce filtre coupe-bande peut être accordée à la fréquence désirée en changeant la largeur et/ou la longueur de la ligne de neutralisation insérée. Cependant, en cas de changement de bande de fréquence souhaitée, en modifiant par exemple la longueur et/ou les largeurs de la PIFA, ou si la distance entre les deux PIFAs ou leur position relative par rapport au bord du plan de masse (PCB) doivent être modifiées pour répondre à un nouveau cahier de charge, ou si l'environnement à proximité du système change, une nouvelle étude paramétrique doit être effectuée de nouveau pour optimiser le nouveau système avec la bonne ligne de neutralisation ce qui génère une importante perte de temps.

Donc, cette étape de ré-optimisation des dimensions de la ligne de neutralisation, très gourmande en termes de temps, est nécessaire pour chaque nouveau design, ce qui représente l'un des inconvénients majeur de cette technique.

L'autre limite qui n'est pas liée seulement à la technique de neutralisation mais qui est imposé par les simulateurs EM tels que HFSS [19], CST [20] ou autre, est que l'utilisateur ne peut pas avoir directement les bon dimensions de l'élément permettant d'isoler les antennes, ligne de neutralisation dans notre cas, en donnant au niveau du simulateur les performances souhaitées en termes d'isolation, bande passante, niveau d'adaptation...etc.

L'objectif majeur de notre modèle neuronal est donc de dépassé ces deux limites :

- ✓ Gain de temps dans le sens : analyse
- ✓ Offrir une nouvelle possibilité, inexistante, dans le sens : design.

IV.4 Application des réseaux de neurones sur un système multi-antennaire isolé par ligne de neutralisation

IV.4.1 Outils de simulation

De nos jours, les logiciels commerciaux dédiés à la simulation électromagnétique occupent une place de plus en plus importante dans la CAO des structures microondes. Le choix du logiciel de simulation dépend du problème à résoudre. Nous citons à titre d'exemple, le type du matériau de la structure, la taille et la complexité de la géométrie etc. Ces logiciels utilisent une variété de méthodes numériques. Parmi les plus célèbres, nous citons CST Microwave Studio [20], Empire [21] et HFSS [19]. Ce dernier est le standard de simulation 3D pleine onde de champs électromagnétiques. Sa précision inégalée, ses solveurs avancés combinés aux technologies de calcul haute-performance en font de lui l'outil indispensable pour la conception de composants haute-fréquence et haut-débit. ANSYS HFSS propose plusieurs techniques de résolution (basées sur la méthode des éléments finis, des équations intégrales ou sur des méthodes hybrides avancées) pour résoudre un large éventail d'applications micro-ondes, radiofréquence ou haut-débit. En outre, les solveurs ANSYS HFSS utilisent tous un processus de maillage automatisé où il suffit de fournir en entrée la géométrie, les propriétés des matériaux et la sortie souhaitée. À partir de là, ANSYS HFSS génère automatiquement un maillage précis, adapté à la résolution du problème avec la technologie choisie. Avec ANSYS HFSS, c'est la physique qui définit le maillage et non l'inverse.

Dans ce travail, le processus de simulation est élaboré par le biais du logiciel HFSS. Il est facile de concevoir ou d'importer directement dans ce logiciel un modèle d'un système rayonnant complexe en tenant compte des matériaux constituant les téléphones, avec la présence des dispositifs électroniques, diélectriques et métalliques, avec la présence de fantôme etc. Ils permettent d'avoir une idée assez précise du comportement du système rayonnant et de réduire éventuellement les temps de développement.

Conjointement avec le logiciel HFSS, nous avons utilisé le logiciel MATLAB qui est un logiciel interactif permettant d'effectuer des calculs numériques complexes particulièrement utiles dans le domaine de l'ingénierie [22]. Ce logiciel fournit un langage et des outils de développement de haut niveau, nous permettant de développer et d'analyser rapidement nos algorithmes et nos applications. Il permet l'apprentissage et une visualisation de l'erreur commise du réseau de neurones. Les possibilités offertes par ce logiciel (Matlab) sur les méthodes d'apprentissage sont assez étendues.

IV.4.2 Géométries des systèmes multi-antennaire étudiées

Pour surmonter les limites citées dans la sous-section IV.3.2, nous présentons dans ce chapitre une nouvelle méthode de modélisation basée sur les réseaux de neurones artificiels (ANN), dédiée à l'analyse et la conception d'un système multi-antennes. La validité de cette solution est testée et démontrée sur un système multi-antennaire à base de deux PIFAs isolées par ligne de neutralisation, mais la solution développée peut être étendue à d'autres géométries multi-antennaires.

Les PIFAs ont été sélectionnées en raison de leur compacité, faible coût et leur haute efficacité. Ces éléments PIFAs sont placés sur un plan de masse (PCB) ayant une largeur de $W_g = 40$ mm, tandis que leur hauteur par rapport à ce PCB est de 8 mm. Les deux PIFAs sont reliées par une ligne microruban mince appelé : ligne de neutralisation.

IV.4.2.1 Configuration 1

Dans la première configuration prise en compte dans notre étude et pour simplifier le problème nous avons fixé les deux paramètres $W_z=0.5$ mm et $L_g=100$ mm (dimension standard d'un téléphone mobile) qui représentent respectivement la largeur de la ligne de neutralisation et la longueur du plan de masse, cela nous mène à un système comprenant cinq paramètres à l'entrée du réseau et 6 paramètres à sa sortie, **Fig. IV.2**.

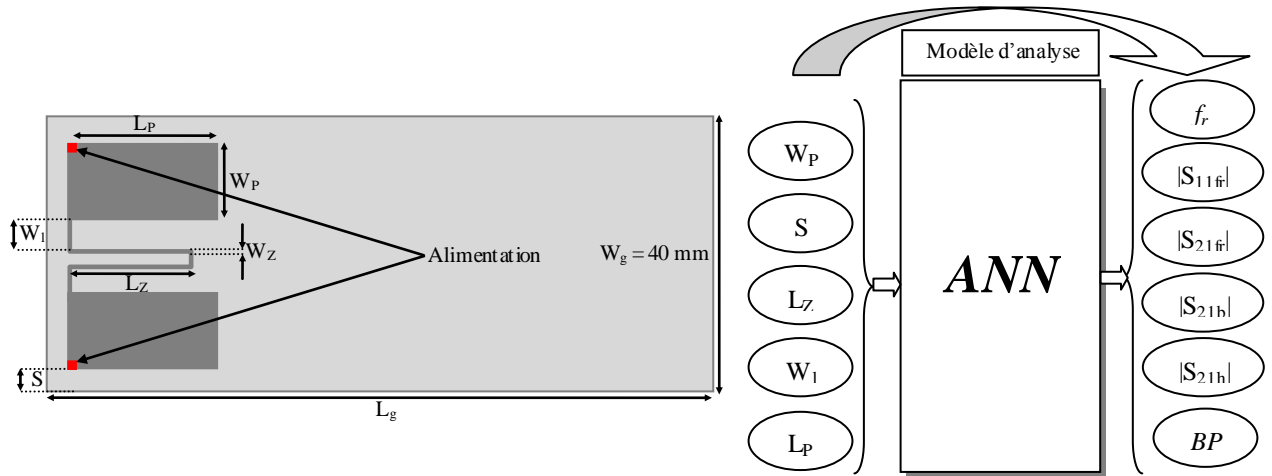


Fig. IV.2 Configuration 1_Analyse : Système multi-antennaire isolé par ligne de neutralisation avec longueur du PCB et largeur de ligne de neutralisation fixe.

IV.4.2.2 Configuration 2

Dans cette configuration les deux paramètres W_z et L_g sont aussi pris en compte et deviennent variables ce qui va rendre le problème plus difficile à résoudre. Mais cette complication à un intérêt majeur ; la largeur de la ligne de neutralisation permet d'avoir un autre degré de liberté pour atteindre les performances souhaitées, tandis que le fait de considéré que la longueur du plan de masse est variable ceci permet de répondre à des besoins

en termes d'application plus large. Pour cette configuration le problème comprend 7 paramètres à l'entrée du réseau et 6 paramètres à sa sortie, **Fig. IV.3**.

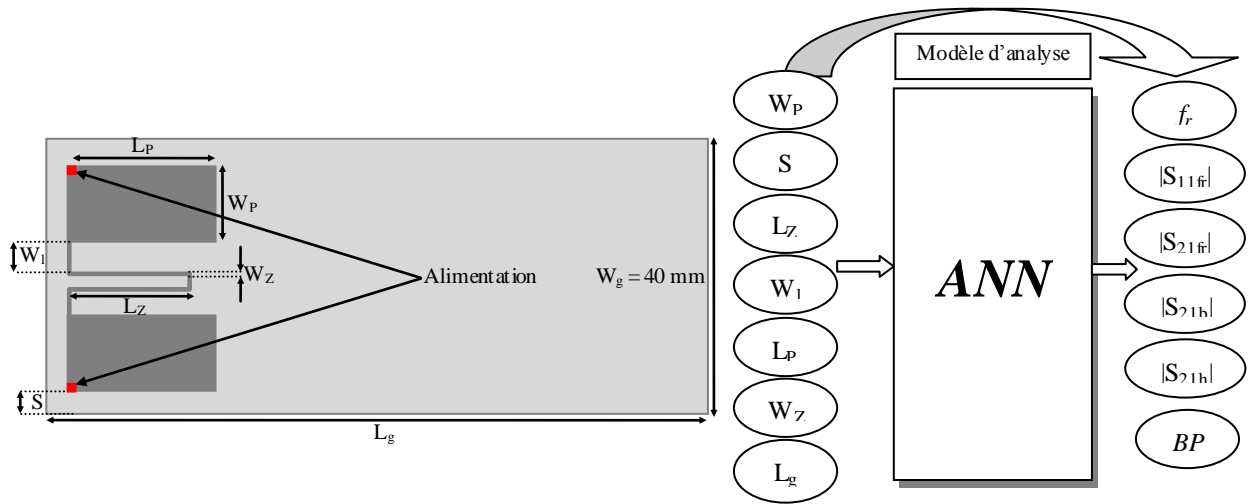


Fig. IV.3 Configuration 2_Analyse : Système multi-antennaire isolé par ligne de neutralisation avec longueur du PCB et largeur de ligne de neutralisation variables.

Le grand nombre de paramètres physiques dans le système multi-antennaire étudié (**Fig. IV.2** et **Fig. IV.3**), et les difficultés pour obtenir leurs valeurs optimales associées donnant les meilleures performances pour l'application désirée en termes de dimensions, de bande passante et du niveau d'isolation, rend le la conception du système multi-antennaire très difficile pour l'ingénieur. Afin de surmonter ce problème, une nouvelle technique, basée sur les réseaux de neurones artificiels, est proposée dans ce chapitre.

IV.4.3 Implémentation du modèle neuronal

Les techniques basées sur les réseaux de neurones artificielles ont apporté une contribution remarquable à l'avancement de divers domaines d'ingénierie micro-ondes, et dévoile un grand nombre d'applications prometteuses dans plusieurs domaines. En effet, ces techniques possèdent, entre autres, d'algorithme d'apprentissage statistique qui a été mis en œuvre avec succès comme un outil puissant pour l'accomplissement de tâches de modélisation et de prévision.

Cette mise en œuvre nécessite la sélection de la meilleure architecture possible (en termes de nombre de couches cachées et de neurones pour chaque couche) et la détermination des poids optimaux du réseau pour faire en sorte que les sorties du modèle ANN approches le plus près possible des résultats souhaités.

Afin de pouvoir faire l'apprentissage du réseau, il est nécessaire de créer une base de données. Cette dernière doit contenir à la fois les entrées du réseau et les sorties désirées.

Une fois la base de données générée, l'apprentissage du réseau se fait en utilisant MATLAB ou un logiciel équivalent. Les possibilités, offertes par ce logiciel, sur les méthodes

d'apprentissage sont très étendues. Dans ce travail, la méthode utilisée est l'algorithme de rétro-propagation de Bayesian regularization.

Considéré comme un outil efficace pour les approximations non-linéaires, la technique ANN est utilisée dans ce travail pour identifier la relation entre les paramètres physiques du système multi-antenne (W_P , L_P , S , W_Z , L_Z , W_1 et L_G) et ses performances en termes de : fréquence de résonance " f_r ", niveau d'adaptation $|S_{11f_r}|$ et d'isolation $|S_{21f_r}|$ à la résonance, bande passante " $BP @ -6dB$ " et le niveau d'isolation aux limites inférieure $|S_{21b}|$ et supérieure $|S_{21h}|$ de la bande passante obtenue.

Cette relation est obtenue par la construction d'une cartographie d'entrée-sortie, ce qui permet une approche optimale pour les résultats souhaités, qui sont dans notre cas, la performance d'antenne pour le **modèle d'analyse**, ou les paramètres physiques pour le **modèle de conception**, (Fig. IV.2, 3 et 7).

Après l'apprentissage et l'optimisation, les modèles ANN développés peuvent être généralisés pour prédire les sorties, pour un model analyse ou design, correspondant à des entrées non rencontrées au cours de l'apprentissage.

IV.5 Modèles ANN optimisés, Discussion et interprétation des résultats

IV.5.1 Model d'analyse

Un effort important a été fourni pour la simulation du système multi-antennaire sous le logiciel HFSS. Notant qu'une simulation sous HFSS d'une seule configuration (W_P , L_P , S , W_Z , L_Z , W_1 et L_G fixes) prend en moyenne quelques minutes ajouté à cela le temps qu'il faut pour traiter et analyser les résultats obtenues pour cette configuration.

En cherchant les performances souhaitées, en termes de fréquence de résonance, niveau d'adaptation et d'isolation à la résonance, bande passante et le niveau d'isolation aux limites inférieure et supérieure de la bande passante, des études paramétriques (en faisant varier les paramètres physiques du design dans des plages précises) sont généralement lancées sur le design en question, ce qui est extrêmement fatiguant et gourmand en temps. Ajoutant à cela le temps et l'effort qu'il faut déployer pour analyser les résultats obtenus pour chacune des configurations de l'étude paramétrique.

Afin de rendre plus facile et plus rapide l'analyse du système multi-antennaire de la **Fig. IV.2**, considéré ici comme un exemple pour la validation de la technique ANN proposée, un **modèle ANN d'analyse** est développé. Dans ce modèle, les différents paramètres physiques du système antennaire (W_P , L_P , S , W_Z , L_Z , W_1 et L_g) sont considérés comme des entrées du réseau ANN et ses performances sont considérées comme des sorties (**Fig. IV.2** et **Fig. IV.3**).

IV.5.1.1 Configuration 1

Sans revenir sur les étapes de conception du modèle neuronal décrite dans le chapitre 2 et mis en œuvre dans le chapitre 3, le modèle optimisé pour la configuration 1 (**Fig. IV.2**), a deux couches cachées de 5 et 7 neurones, respectivement. Cette configuration donne le meilleur rendement tout en conservant un temps de calcul rapide.

Ce modèle neuronal est vérifié pour une gamme bien définie de paramètres physiques du système multi-antennaire W_p , L_p , S , L_z et W_1 (voir **Tab. IV.1**). Pour cette configuration, la base de données contient 2200 exemples obtenus par simulation à partir du logiciel électromagnétique HFSS.

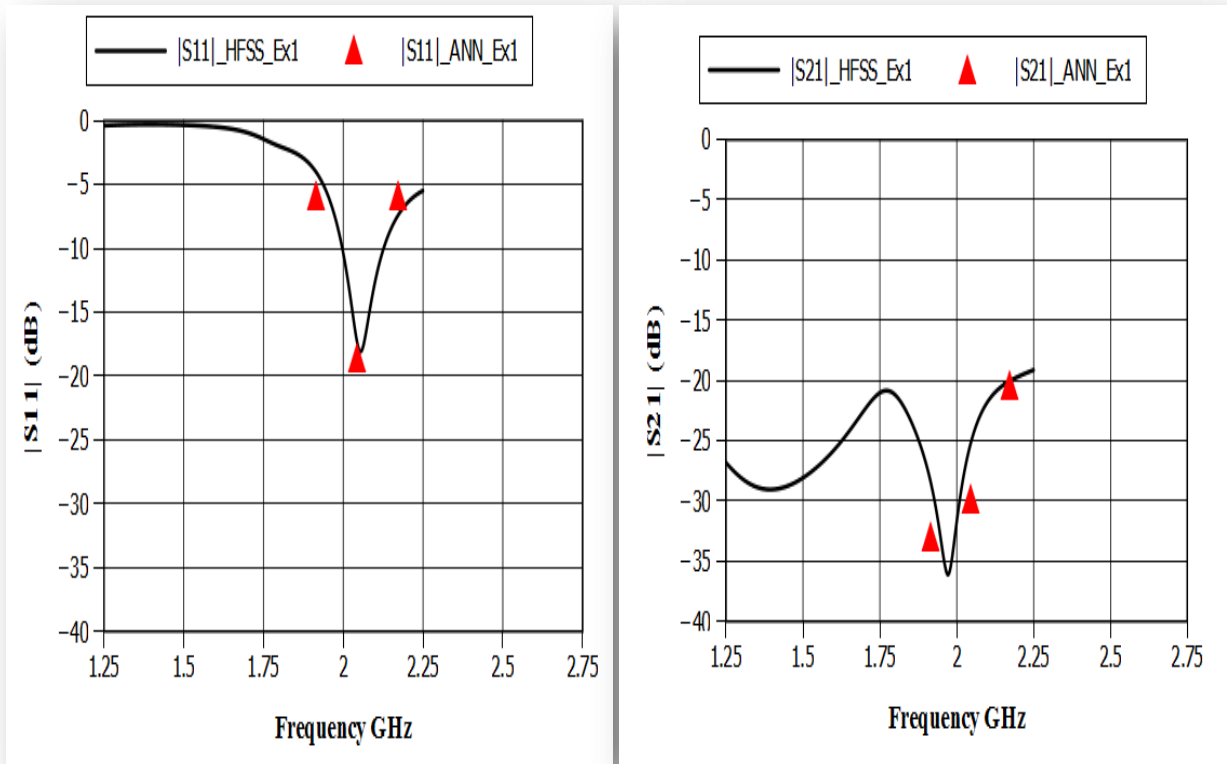
Tab. IV.1 Configuration 1_analyse : plage de variation des paramètres d'entrées utilisés dans l'apprentissage pour le modèle d'analyse.

Architecture ANN	Entrées					5
	Sorties					6
	Couches cachées					2
Configuration 1		W_p (mm)	S (mm)	L_z (mm)	W_1 (mm)	L_p (mm)
	Min	10	1	1	1	15
	Max	15	6	26	7	30

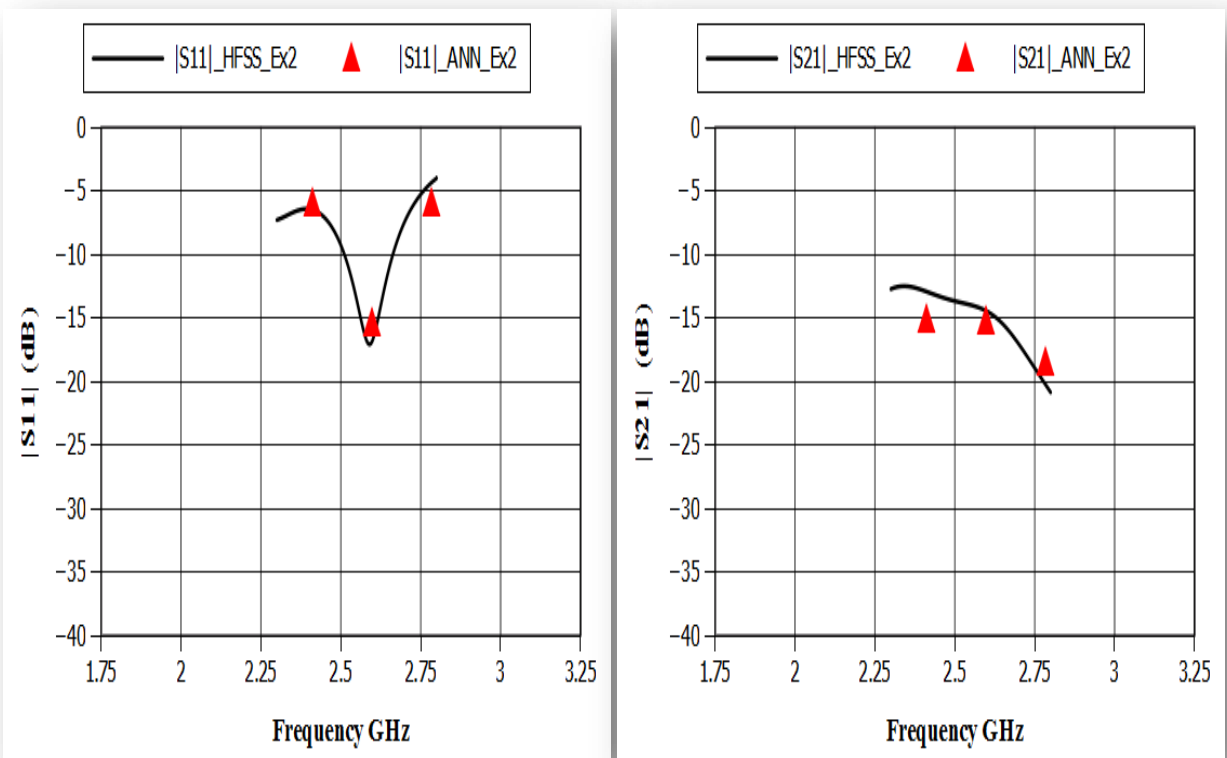
Afin de montrer les performances du modèle neuronale optimisé (analyse), une comparaison entre les résultats obtenus par ce modèle et ceux obtenus par HFSS pour certaines configurations choisies au hasard semble donc être nécessaire, **Tab. IV.2**. La comparaison est faite sur les paramètres de sorties du réseau. Pour tous les exemples, choisis aléatoirement, les résultats simulés par HFSS coïncident avec ceux obtenus par le biais de notre modèle neuronal, **Fig. IV.4**.

Tab. IV.2 Configuration 1_analyse : les valeurs des paramètres physiques pour des exemples de validation; Exemple 1 et Exemple 2.

Model	S (mm)	W_p (mm)	L_p (mm)	W_1 (mm)	L_z (mm)
Exemple 1	1	11	24.5	7	15
Exemple 2	1	15	18.5	3	20



(a)



(b)

Fig. IV.4 Configuration 1_analyse: comparaison des résultats du modèle ANN vs ceux du logiciel HFSS

(a) Exemple 1, (b) Exemple 2.

Pour bien valider le modèle d'analyse développé d'autres exemples, dont les paramètres physiques sont regroupés dans le tableau **Tab. IV.3**, ont été également étudiés. La comparaison porte sur les résultats en termes de fréquence de résonance, bande passante @ -6dB, $|S_{11}|$ (dB) et $|S_{21}|$ (dB) à la résonance, et $|S_{21}|$ (dB) à la limite basse et haute de la bande passante. Il est clair à partir de la **Fig. IV.5** que les résultats du modèle neuronal sont en très bon accord avec ceux simulés par le logiciel HFSS, ce qui valide le modèle d'analyse développé.

Tab. IV.3 Configuration 1_analyse : valeurs des paramètres physiques du système multi-antennaire pour des exemples de validation; Exemple 3, Exemple 4 et Exemple 5.

Model	S (mm)	W _p (mm)	L _p (mm)	W ₁ (mm)	L _z (mm)
Exemple 3	1	13	24.5	5	22
Exemple 4	3	10.25	21.15	2	17
Exemple 5	1.95	14.35	28.75	3.35	11.75

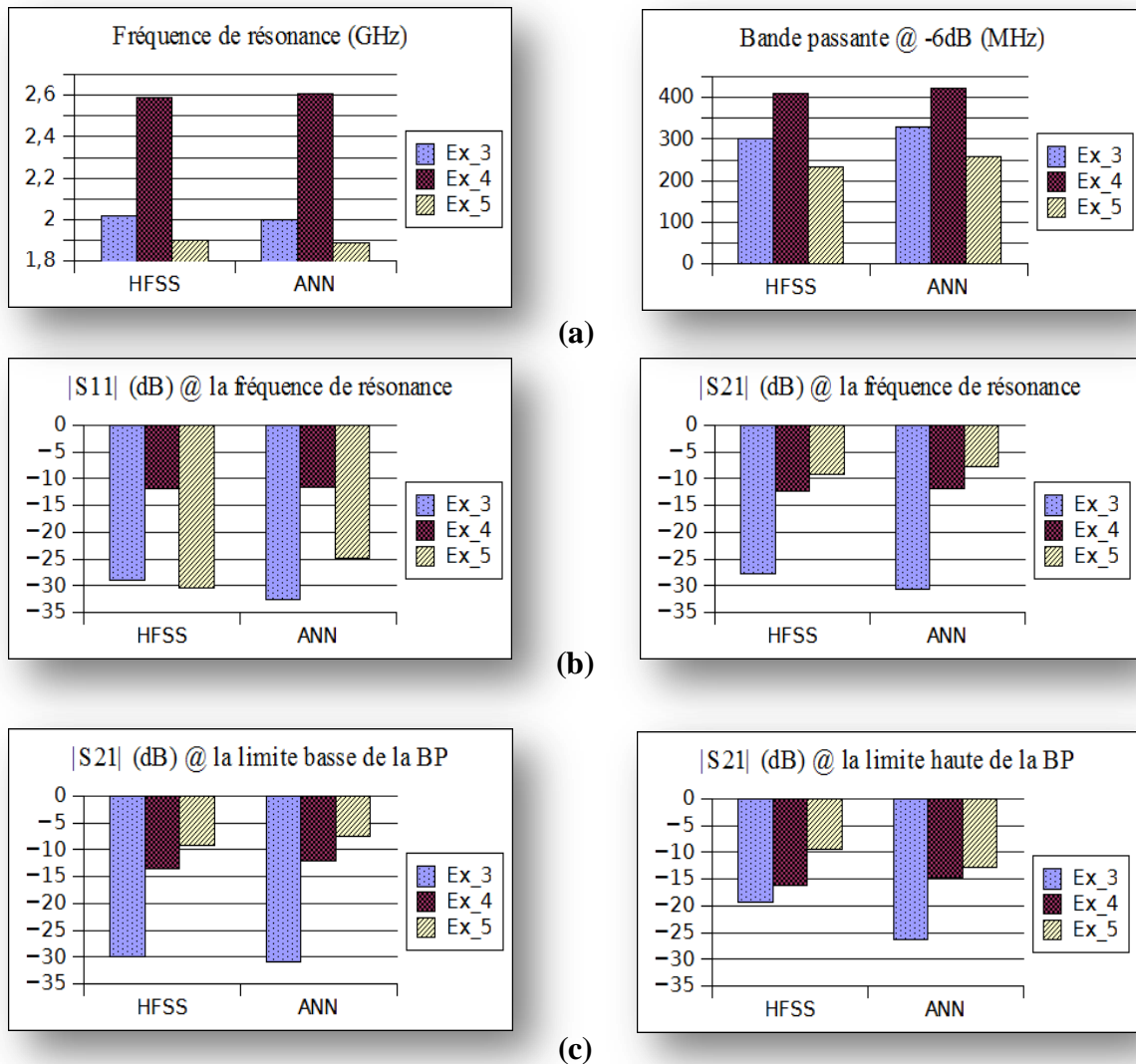


Fig. IV.5 Configuration 1_analyse: comparaison des résultats du modèle ANN vs ceux du logiciel HFSS.

(a) Exemple 3, (b) Exemple 4, (c) Exemple 5.

IV.5.1.2 Configuration 2

Pour cette configuration, la base de données contient 2002 exemples obtenus à partir du logiciel électromagnétique HFSS. Par comparaison avec la base de données qui a servi pour la configuration 1, on voit bien que le nombre d'exemples dans la base de données de la configuration 2 a quasiment doublé en ajoutant comme variable la longueur du plan de masse et la largeur de la ligne de neutralisation. Ceci est expliqué par la complexité de la relation existante entre les entrées (paramètres physiques) et les sorties (performances) du système multi-antennaire et donc une cartographie plus difficile à décrire et à prédire par le réseau ANN. La base de données qui a servi à l'apprentissage dans ce cas est décrite en détails dans le **Tab. IV.4**.

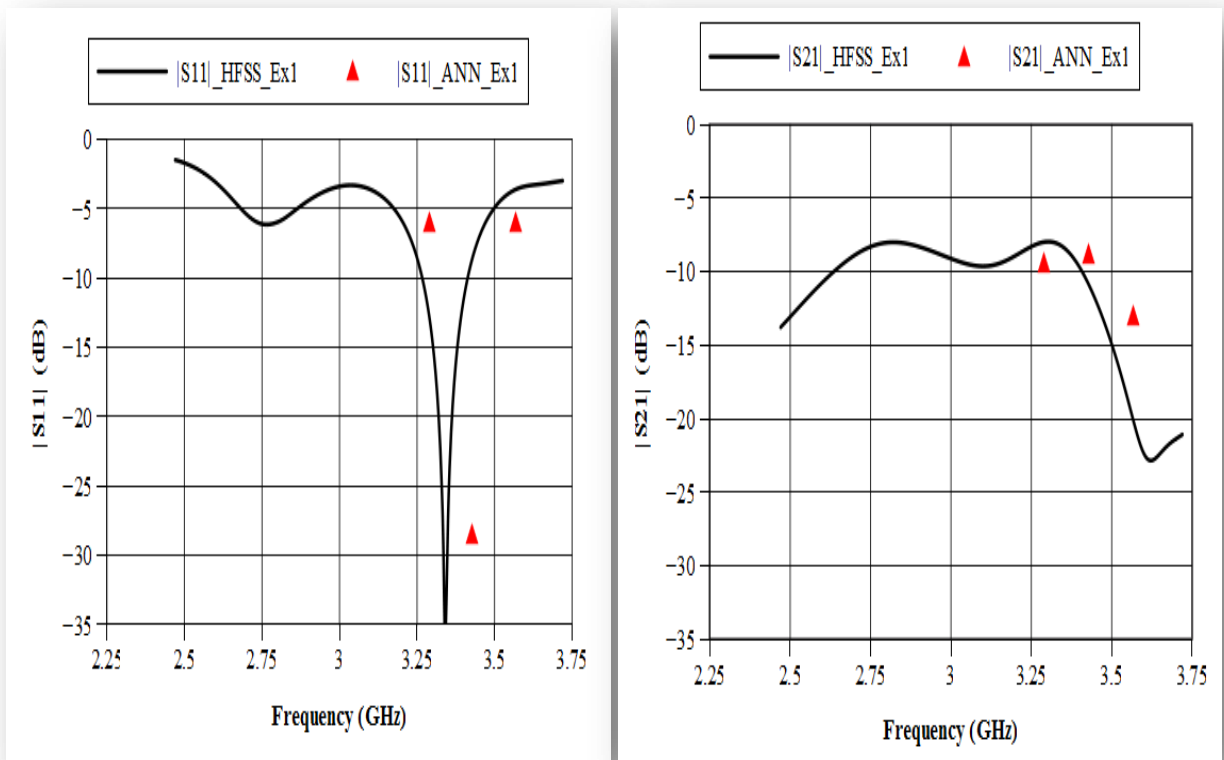
Tab. IV.4 Configuration 2_analyse : plage de variation des paramètres d'entrées utilisés dans l'apprentissage pour le modèle d'analyse.

Architecture ANN	Entrées								7
	Sorties								6
	Couches cachées								2
Configuration 2		W_p (mm)	S (mm)	L_z (mm)	W_1 (mm)	L_p (mm)	W_z (mm)	L_g (mm)	
	Min	10	1	3	0.5	14.75	0.25	60	
	Max	15	7.5	32.5	5.85	31.25	1.4	140	

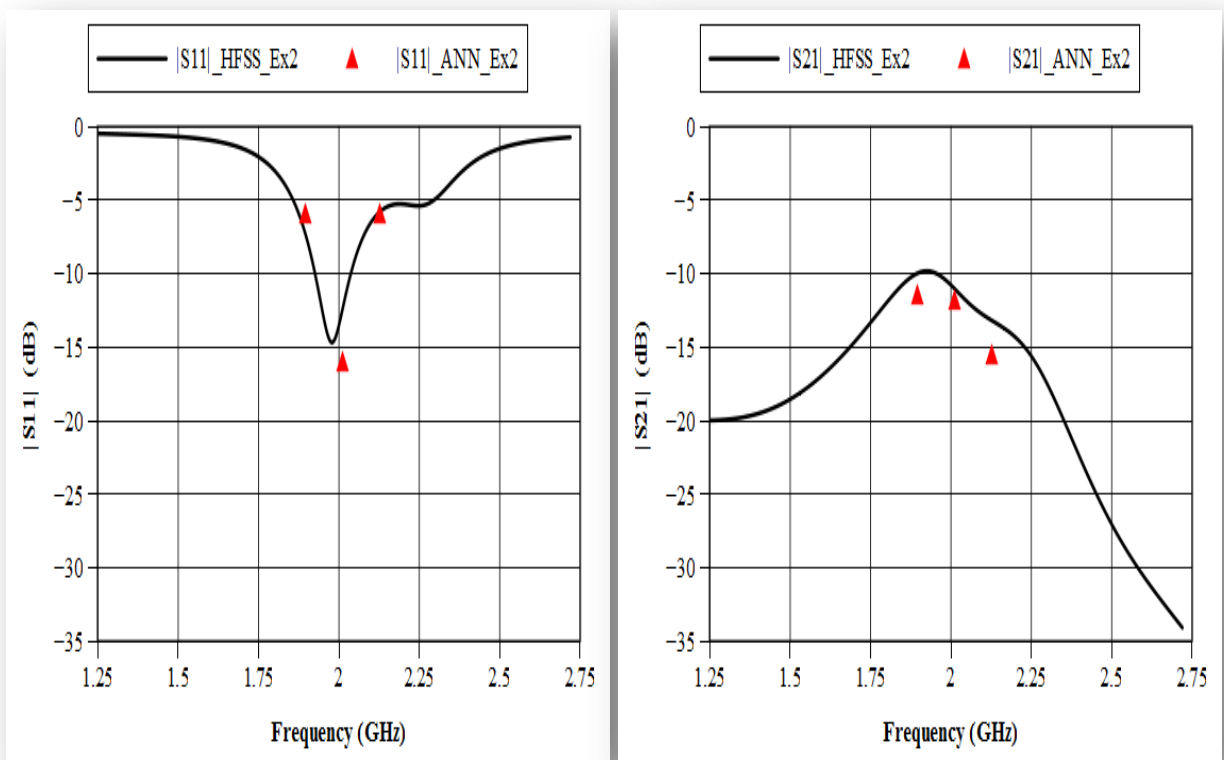
Deux exemples, choisis aléatoirement, vont servir à la validation de notre modèle d'analyse (voir **Tab. IV.5**). Ces entrées sont injectées dans le modèle ANN d'analyse, les résultats correspondants sont collectés instantanément sur les sorties. Pour vérifier l'authenticité des résultats, le même jeu d'exemples est simulé en utilisant le simulateur HFSS qui est, en absence de mesures expérimentales, considéré comme la référence dans cette étude. Comme le montre la **Fig. IV.6**, les résultats de notre modèle neuronal d'analyse sont en bon accord avec ceux obtenus en utilisant HFSS.

Tab. IV.5 Configuration 2_analyse : valeurs des paramètres physiques pour des exemples de validation; Exemple 1 et Exemple 2.

	W_p (mm)	W_1 (mm)	W_z (mm)	L_z (mm)	S (mm)	L_p (mm)	L_g (mm)
Exemple 1	10.5	5.25	0.5	14.15	1.15	15	75
Exemple 2	11.75	1.25	1	7	2	27	100



(a)



(b)

Fig. IV.6 Configuration 2_analyse: comparaison des résultats du modèle ANN vs ceux du logiciel HFSS

(a) Exemple 1, (b) Exemple 2.

L'avantage du modèle neuronal présenté dans ce chapitre est la réduction spectaculaire dans le temps de calcul relativement aux logiciels électromagnétiques existants, tels que HFSS considéré comme référence dans cette étude. En effet, sur un ordinateur personnel ayant un processeur avec une vitesse de fonctionnement de 2,13 GHz et de 8 Go de RAM, le logiciel HFSS prend un temps moyen de 4 minutes pour simuler une configuration donnée, tandis que sur le même ordinateur le modèle neuronal optimisé donne les résultats instantanément.

IV.5.2 Le code design

Dans la section précédente, un modèle d'analyse efficace pour le système multi-antennaire neutralisé est présenté. Ce modèle offre un gain de temps très important, en donnant simultanément les performances en termes de fréquence de résonance, niveau d'adaptation ($|S_{11}|$) à cette fréquence, bande passante à -6 dB et le niveau du paramètre d'isolation ($|S_{21}|$) à la fréquence de résonance et sur les extrémités inférieure et supérieure de la bande passante.

Bien que ce notre modèle neuronal donne de bons résultats comparables aux résultats de simulation EM en matière d'exactitude et supérieurs en matière de temps CPU, et permet donc de rendre facile et rapide l'analyse du système multi-antennaire étudié, sa limite reste la difficulté à obtenir les dimensions appropriées du système (entrées du modèle neuronal d'analyse) donnant les performances désirées (sorties de ce modèle). Effectivement, plusieurs essais sont donc nécessaires pour obtenir les paramètres physiques optimisés qui donnent les performances souhaitées.

Afin de donner plus de facilités pour le concepteur, il serait intéressant dans la deuxième étape de ce chapitre, de développer un modèle de conception permettant de donner les paramètres physiques du système multi-antennaire pour des performances bien définies. Cette idée de conception d'un système multi-antennaire complexe à partir des performances désirées n'existe sur aucuns des simulateurs EM actuels, ce qui va représenter, après validation, son avantage majeur auprès des concepteurs d'antennes.

IV.5.2.1 Procédure

Pour développer le modèle de conception, les entrées du modèle précédent deviennent les sorties et vice versa (**Fig. IV.7**). En faisant l'apprentissage inverse et en optimisant l'architecture et les poids du réseau, on obtient le modèle de conception optimisé.

En développant ce nouveau modèle, nous avons constaté que ce dernier ne prend pas en compte les limites physiques de la faisabilité, et peut produire certaines configurations qui sont irréalisables sur le plan de masse considéré. Ce modèle de conception n'est donc pas utilisable directement tel que le modèle d'analyse. Effectivement, nous avons aucun contrôle

sur les sorties prédites par le réseau, le modèle de conception peut fournir donc pour certaines configurations d'entrée (qui sont les performances pour ce modèle) une configuration de sortie présentant par exemple un chevauchement entre les antennes PIFAs, des éléments rayonnants dépassant la largeur du plan de masse ou d'autres configurations disproportionnées. Ce modèle de conception de cette manière n'est pas donc possible.

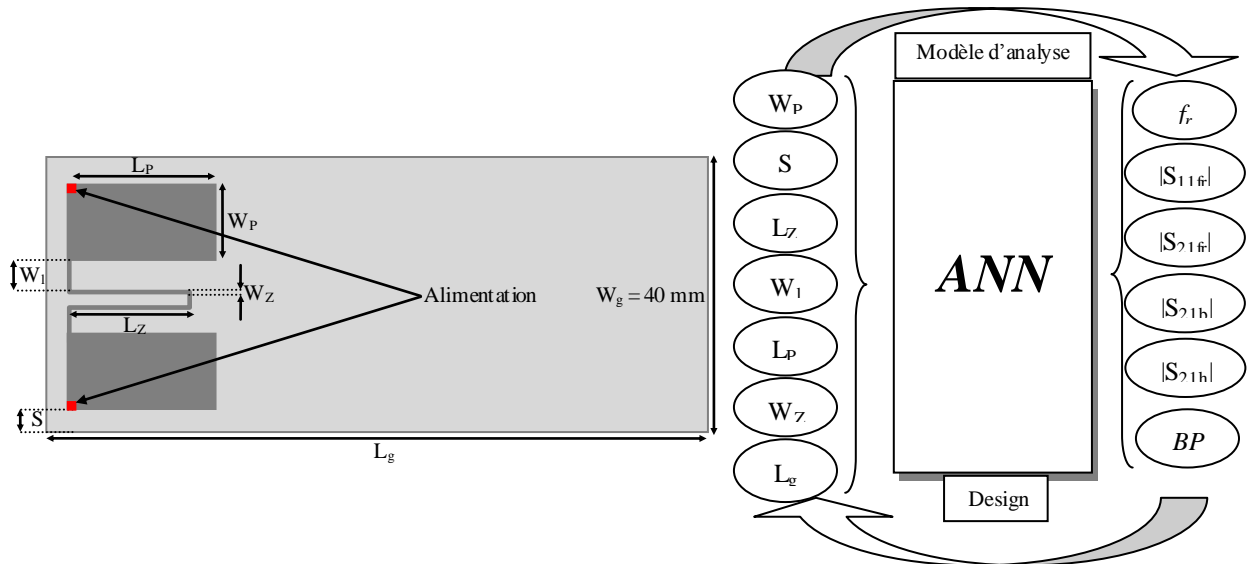


Fig. IV.7 Configuration 2_Design : Système multi-antennaire isolé par ligne de neutralisation avec longueur du PCB et largeur de ligne de neutralisation variable.

Ainsi, pour surmonter ces limites, tout en restant dans l'esprit de développer une technique de conception rapide, nous avons développé un code à l'aide du logiciel MATLAB. Ce code, utilisé en parallèle avec le modèle d'analyse développé précédemment, permet d'effectuer des boucles d'itération sur les paramètres physiques du système multi-antennaire qui sont les entrées du modèle d'analyse.

Dans ce code les utilisateurs ont la possibilité de régler à la fois la plage de variation ainsi que le pas de variation des paramètres d'entrée du modèle d'analyse. Ce code permet également de donner les performances souhaitées en termes de fréquence de résonance, de bande passante, du niveau d'adaptation et d'isolation à la fréquence de résonance et le niveau d'isolation pour les extrémités inférieure et supérieure de la bande passante. Et pour éviter des configurations disproportionnées, des conditions sont imposées au début du code pour assurer la faisabilité du système.

Le code effectue une étude paramétrique et affiche les valeurs des paramètres physiques du système donnant les performances souhaitées uniquement pour des configurations réalisables. Cette solution permet ainsi d'éliminer le problème rencontré précédemment dans le modèle neuronal de conception, et offre en particulier un gain de temps

important au cours de la conception du système multi-antennaire ; notamment lors des études paramétriques.

En fixant les limites inférieures des performances désirées en termes de $|S_{11fr}|$, $|S_{21fr}|$, BP, $|S_{21b}|$, $|S_{21h}|$, et une bande de fréquence de plusieurs mégahertz autour de la fréquence centrale souhaitée, ce code offre plusieurs configurations pour un même ensemble de performances. L'autre avantage est que nous pouvons fixer au préalable dans le code quelques paramètres physiques tels que la taille du plan de masse, la distance entre les PIFAs ou autres, si requise par l'application.

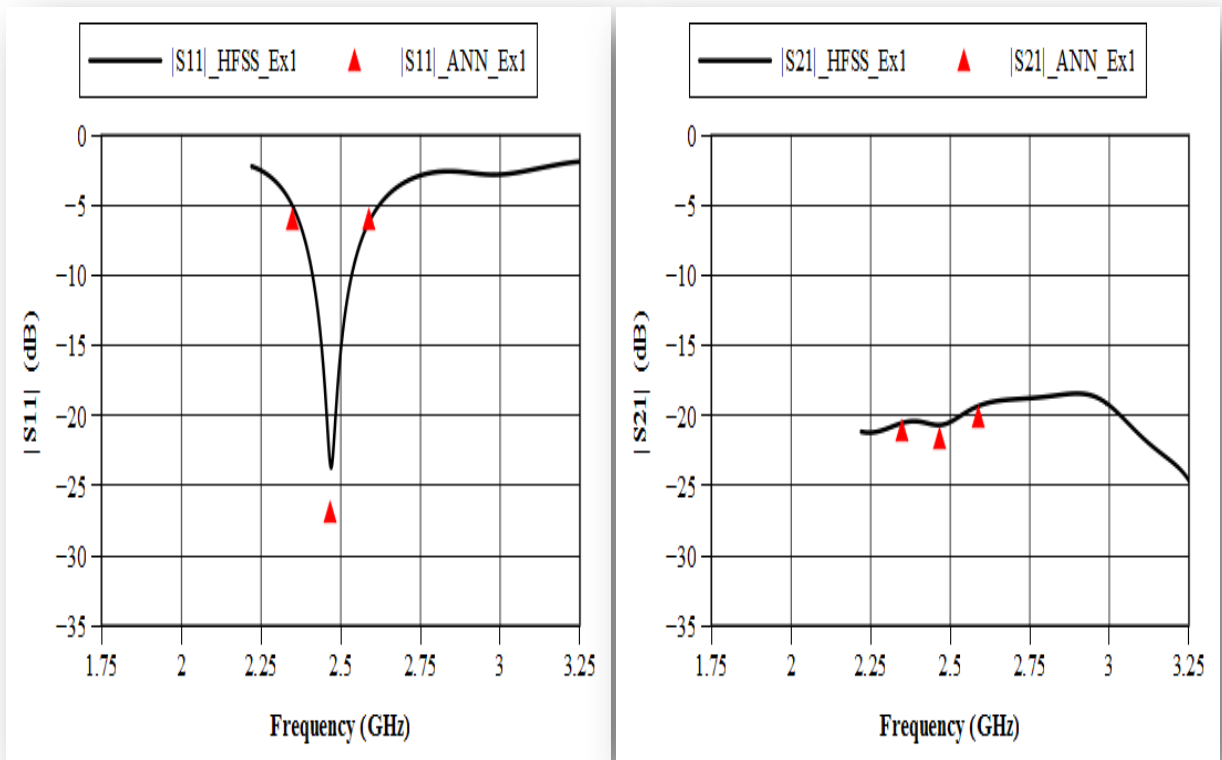
Afin de démontrer la validité de la solution de conception proposée, nous avons fixé les performances souhaitées pour deux exemples dans le code. Ces deux exemples sont détaillés dans le **Tab. IV.6**.

Tab. IV.6 Configuration 2_design : valeurs des performances souhaitées pour des exemples de validation; Exemple 1 et Exemple 2.

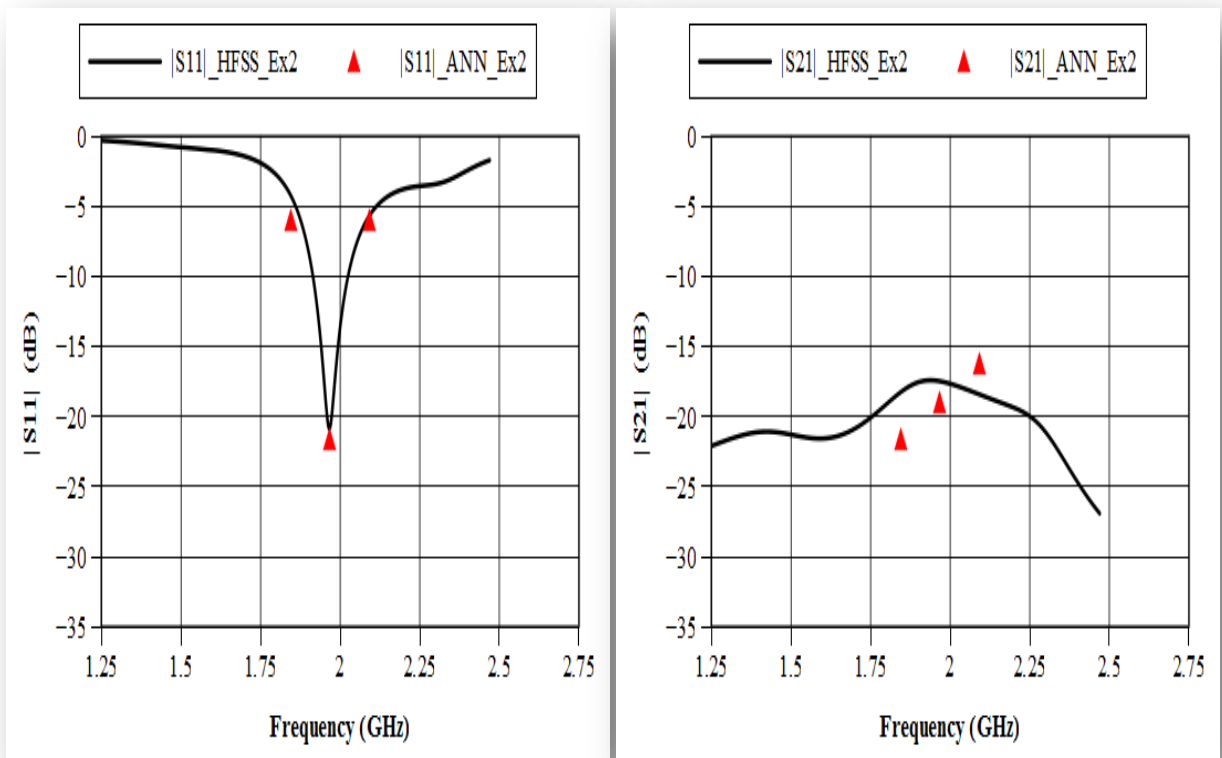
Performance	f_r (GHz)	$ S_{11fr} $ (dB)	BP (MHz)	$ S_{21fr} $ (dB)	$ S_{21b} $ (dB)	$ S_{21h} $ (dB)
Exemple_1	[2.43-2.47]	≤ -15	≥ 150	≤ -15	≤ -15	≤ -15
Exemple_2	[1.98-2.03]	≤ -12.5	≥ 250	≤ -15	≤ -15	≤ -15

En procédant à l'exécution du code de conception développé, plusieurs combinaisons de paramètres physiques du système multi-antennaire atteignant ces performances sont obtenues. Par la suite, ces combinaisons sont simulées à l'aide du logiciel HFSS, et les résultats en termes de " f_r ", $|S_{11fr}|$, $|S_{21fr}|$, BP, $|S_{21b}|$, $|S_{21h}|$ sont comparés à ceux obtenus en utilisant le modèle ANN d'analyse et le code design.

Fig. IV.8 montre une comparaison entre les résultats obtenus en utilisant le logiciel HFSS et ceux obtenus en utilisant le modèle ANN de conception. Un bon accord est observé entre les deux résultats, et ce, pour les deux exemples considérés.



(a)



(b)

Fig. IV.8 Configuration 2_design: comparaison des résultats du modèle ANN vs ceux du logiciel HFSS.

(a) Exemple 1, (b) Exemple 2.

En plus des propriétés mentionnées ci-dessus, le principal avantage de l'approche proposée, une fois pleinement développée, est de simplifier l'analyse et la conception des systèmes multi-antennaires tout en gardant une grande précision dans les résultats et sans aucune utilisation répétitive d'un processus itératif complexe, ce qui rend cette technique très rapide. Cependant, un simulateur électromagnétique classique est toujours nécessaire au début de l'étude pour générer la base de données initiale.

Sans tenir compte de ce temps de traitement nécessaire avec les simulateurs EM, le **Tab. IV.7** montre la comparaison, entre HFSS et le modèle proposé, en terme du temps nécessaire pour effectuer un nombre bien défini d'études paramétriques sur le système considéré. La différence dans le temps de calcul est simplement impressionnante, ce qui montre le grand intérêt des modèles développés dans notre travail.

Tab. IV.7 Comparaison du temps de simulation entre le modèle HFSS et ANN.

		Nombre d'études paramétriques		
		156	33852	203112
Temps nécessaire	HFSS	624 min	94 jours	564 jours
	Code_ANN	6 sec	9 min	32 min

En raison des considérations prises en compte lors de la création de la base de données de l'apprentissage du réseau, la validité du modèle dans le sens du design, reste valable pour tout système dont la fréquence de résonance est comprise dans la bande [1.75-3.65GHz].

IV.7 Conclusion

Dans ce chapitre, une nouvelle approche dédiée à l'analyse et la conception de systèmes multi-antennaires est présentée. La technique proposée permet de prédire le comportement d'un système multi-antennaire ou de fournir rapidement et avec précision les paramètres physiques du système pour des performances requises, avec un gain de temps considérable par rapport à d'autres simulateurs électromagnétiques (EM).

A l'exception du temps nécessaire à la génération de la base de données d'apprentissage à l'aide d'un simulateur EM et l'optimisation du modèle ANN, une fois pleinement développé, le modèle d'analyse présenté donne les résultats instantanément, sans avoir besoin de répéter un processus itératif complexe engendrant un temps de calcul important.

En termes de design, le travail proposé dans cette thèse est encore plus intéressant; effectivement, aucun des simulateurs EM existant n'est apte à octroyer les dimensions physiques d'un système multi-antennaire, aussi complexe que soit sa structure, satisfaisant les performances dictées dans le cahier des charges. Le modèle ANN présenté peut donc compléter avantageusement les simulateurs EM disponible dans le commerce.

Les outils d'analyse et de conception développés peuvent être utilisés pour des applications dans la bande de fréquence [1.75-3.65GHz], limitation infligée par la base de données d'apprentissage du modèle ANN. Démontrée sur un système multi-antennaire à base de deux PIFAs neutralisées, nous estimons que l'approche proposée servira de projet pilote qui peut être généralisé et élargi dans l'avenir pour porter sur autres types de systèmes multi-antennaires.

Références bibliographiques

- [1] M. A. Jensen and J. W. Wallace, "A review of antennas and propagation for MIMO wireless communications", *IEEE Trans. On Antennas and Propagation*, vol. 52, no. 11, pp. 2810-2824, Nov 2004.
- [2] Z. Tang and A. S. Mohan, "Characterize the indoor multipath propagation for MIMO communications", *Microwave Conference Proceedings, Asia-Pacific Conference Proceedings*, pp. 4, 4-7 Dec 2005.
- [3] W. L. Stutzman and G. A. Thiele, "Antenna theory and design", New York: J. Wiley, 1998.
- [4] D. Pozar, "Input Impedance and Mutual Coupling of Rectangular Microstrip Antennas", *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 30, no. 6, pp.1191-1196, Nov 1982.
- [5] M. K. Ozdemir, H. Arslan and E. Arvas, "Mutual Coupling Effect in Multiantenna Wireless Communication System", *IEEE Global Telecommunications Conference GLOBECOM, San Francisco, USA*, vol.2, pp. 829-833, 1- 5 Dec 2003.
- [6] S. Zhang, J. Xiong and S. He, "MIMO antenna system of two closely positioned PIFAs with high isolation", *Electronics Letters*, vol. 45, no. 15, pp. 771-773, 16th Jul 2009.
- [7] K. J. Kim, W. G. Lim and J. W. Yu, "High Isolation Internal Dual-Band Planar Inverted-F Antenna Diversity System with Band-Notched Slots for MIMO Terminals", *36th European Microwave Conference, Manchester*, pp. 1414-1417, 10-15 Sep 2006.
- [8] K. J. Kim and K. H. Park, "The high isolation dual-band inverted F antenna diversity system with the small N-section resonators on the ground plane", *Asia-Pacific microwave conference, Yokohama*, pp. 195-198, 12-15 Dec 2006.
- [9] F. Zhu, J. D. Xu and Q. Xu, "Reduction of Mutual Coupling Between Closely-Packed Antenna Element Using Defected Ground Structure", *3rd IEEE International Symposium on Microwave Antenna Propagation and EMC Technologies for Wireless Communications, Beijing*, pp. 1-4, 27-29 Oct 2009.
- [10] R. Makinen, V. Pynttari, J. Heikkinen and M. Kivikoski, "Improvement of Antenna Isolation in Hand-Held Devices Using Miniaturized Electromagnetic Band-Gap Structures", *Mic. & Opt. Tech. Lett.*, vol. 49, no. 10, pp. 2508-2513, Oct 2007.
- [11] C. C. Hsu, K. H. Lin, H. L. Su, H. H. Lin and C. Y. Wu, "Design of MIMO Antennas with Strong Isolation for Portable Applications", *IEEE Antennas & Prop. Int. Symp, Charleston*, pp. 1-4, 1-5 Jun 2009.
- [12] S. C. Chen, Y. S. Wang and S. J. Chung, "A decoupling technique for increasing the port isolation between two strongly coupled antennas", *IEEE Trans. ant. & Prop.*, vol. 56, no. 12, pp. 3650-3658, Dec 2008.
- [13] A. Diallo, C. Luxey, P. Le Thuc, R. Staraj and G. Kossiavas, "Study and Reduction of the Mutual Coupling Between Two Mobile Phone PIFAs Operating in the DCS1800 and UMTS Bands", *IEEE Ant. & Prop.*, vol. 54, no. 11, pp. 3063-3074, Nov 2006.

- [14] A. Diallo, C. Luxey, P. Le Thuc, R. Staraj and G. Kossiavas, "An efficient two-port antenna-system for GSM/DCS/UMTS multi-mode mobile phones", *Elect. Lett*, vol. 43, no. 7, pp. 369-370, 29th Mar 2007.
- [15] R. Addaci, A. Chebihi, A. Diallo, P. Le Thuc, C. Luxey and R. Staraj, "Multi-antenna systems for clamshell mobile phones", *Proceedings of the Fourth European Conference on Antenna and Propagation (EuCAP)*, Barcelona, pp. 1-4, 12-16 Apr 2010.
- [16] J. Byun, J. H. Jo, B. Lee, "Compact dual-band diversity antenna for mobile handset applications", *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 50, no. 10, pp. 2600-2604, Oct 2008.
- [17] K. Chung , J. H. Yoon, "Integrated MIMO antenna with high isolation characteristic", *Electronics Letters*, vol. 43, no. 4, pp. 199-201, 15th Feb 2007.
- [18] A. Diallo, "Systèmes multi-antennes pour diversité et MIMO", thèse, Université de Nice Sophia Antipolis, 2007.
- [19] <http://www.ansys.com>.
- [20] <http://www.cst.com>.
- [21] <http://www.empire.com>.
- [22] <http://fr.mathworks.com/products/matlab/>.

Conclusion générale

Conclusion générale

A la différence des circuits intégrés micro-ondes aux basses fréquences, il est extrêmement difficile, voire même impossible, d'ajuster les caractéristiques des antennes microbandes une fois elles sont réalisées. Par conséquent, la CAO est un outil indispensable dans la réalisation de ces antennes. Le véritable challenge dans la CAO se situe au niveau des méthodes numériques fiables qui allient à la fois précision et vitesse de calcul.

C'est dans cette optique que nous avons fixé le premier objectif de cette thèse. Nos efforts se sont orientés vers le développement d'un modèle neurospectral permettant l'estimation des caractéristiques de résonance d'une antenne microbande de forme circulaire. Nous avons débuté la formulation mathématique par la détermination de la fonction spectrale dyadique de Green. Contrairement aux travaux disponibles dans la littérature le passage des transformées usuelles de Hankel vers les transformées vectorielles de Hankel a été démontré. Une manipulation des grandeurs électromagnétiques dans le plan (TM, TE) nous a permis de diagonaliser le tenseur de Green, ce qui constitue un grand avantage pour la simplification de l'analyse de la structure à étudier. Dans la continuité de cette approche spectrale, nous avons formulé l'équation intégrale du champ électrique en se basant sur les problèmes aux limites des grandeurs électromagnétiques de la structure. La méthode des Moment/procédure de Galerkin nous a permis par la suite de résoudre l'équation intégrale pour aboutir enfin de compte à un système d'équation homogène.

La complexité de la formulation théorique par l'approche spectrale, notamment la présence des pôles le long de l'axe d'intégration et l'annulation du déterminant de la matrice impédance qui est une fonction non analytique et à variable complexe, rendent l'effort pénible et le temps de calcul numérique très important, ce qui représente un handicap majeur de cette approche. Pour contourner ces limites, les réseaux de neurones artificiels ont été introduits dans l'analyse de l'antenne microbande circulaire. Etant des approximateurs universels, hautement non linéaires et interconnectés, les réseaux de neurones sont capables d'approximer n'importe quelle fonction aussi complexe soit-elle. Cette nouvelle approche, baptisée approche neurospectrale, est capable d'estimer avec exactitude la fréquence de résonance d'une antenne microbande circulaire de façon quasi-instantanée.

Les systèmes multiantennaires ont démontré leur potentiel d'assurer la robustesse des liaisons de radiocommunication et d'augmenter la capacité des liaisons sans fil dans un environnement multi-trajets [1]-[4]. De plus, avec l'émergence de nouveaux standards, un système multi-antennes à plusieurs accès dans lequel chaque antenne travaille dans une bande de fréquence différente, permet de répondre à ces besoins en termes de bandes [5], [6].

L'implémentation de plusieurs antennes sur les terminaux mobiles doit prendre en compte et résoudre les problèmes liés à leur miniaturisation et à leur intégration. Effectivement, avoir de multiples antennes sur un petit terminal mobile et maintenir leurs performances "classiques" : adaptation, rayonnement omnidirectionnel, petite taille, structure compacte, faible poids et robustesse, est donc un vrai challenge, d'autant plus si l'on tient compte de nouvelles considérations telles que la réduction de la bande passante, les difficultés liées à la conservation des polarisations propres, leur faible directivité, l'effet de l'isolation et les performances en diversité du système. Par conséquent, la conception de plusieurs antennes sur un petit terminal mobile est plus délicate comparée à celle d'un terminal à antenne simple.

Les systèmes multiantennaires présentent donc de nouvelles contraintes basées sur le couplage mutuel qui engendre une corrélation entre les signaux reçus par chaque antenne et qui doivent être prises en considération lors de la conception. L'ampleur du couplage mutuel dépend des diagrammes de rayonnement des antennes, de leurs géométries, leurs orientations et de leurs emplacements l'une par rapport à l'autre, ainsi que de la direction d'arrivée (DOA) du champ incident. Réduire ce couplage mutuel n'est pas chose facile en particulier aux fréquences où les courants qui circulent sur le PCB contribuent au mécanisme de rayonnement de la structure. Plusieurs méthodes ont été développées pour étudier le problème du couplage mutuel [7]-[9] et de nombreuses solutions ont été également fournies [10], [11].

Le deuxième objectif de cette thèse est le développement d'une nouvelle approche dédiée à l'analyse et la conception de systèmes multi-antennaires. A l'exception du temps nécessaire à la génération de la base de données d'apprentissage à l'aide d'un simulateur EM et l'optimisation du modèle ANN, une fois pleinement développé, le modèle d'analyse présenté donne les résultats instantanément, sans avoir besoin de répéter un processus itératif complexe engendrant un temps de calcul important.

En termes de design, le travail proposé dans cette thèse est encore plus intéressant; effectivement, aucun des simulateurs EM existant n'est apte à octroyer les dimensions physiques d'un système multi-antennaire, aussi complexe que soit sa structure, satisfaisant les performances dictées dans le cahier des charges. Le modèle ANN présenté peut donc compléter avantageusement les simulateurs EM disponible dans le commerce [12].

Démontrée sur un système multi-antennaire à base de deux PIFAs neutralisées, nous estimons que l'approche proposée servira de projet pilote qui peut être généralisé et élargi dans l'avenir pour porter sur autres types de systèmes multi-antennaires.

Références bibliographiques

- [1] J. Winters, "On the capacity of radio communication systems with diversity in a rayleigh fading environment", *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 5, pp. 871-878, 1987.
- [2] G. Foschini and M. Gans, "On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas", *Wireless Personal Multimedia Communications*, pp. 311-335, 1998.
- [3] T. Marzetta and M. Gans, "Capacity of a mobile multiple-antenna communication link in a rayleigh at fading", *IEEE Trans, on Information Theory*, vol. 46, pp. 139-157, 1999.
- [4] G. Rayleigh and J. Cio, "Spatio-temporal coding for wireless communication", *IEEE Trans, on Communications*, vol. 46, pp. 357-366, 1998.
- [5] P. Alinikula, "Multiradio Yields Challenges for Mobile Phones", *Microwave Journal*, vol. 48, no. 7, 2005.
- [6] C. Rowell, "A Brief Survey of Internal Antennas in GSM Phones: 1998 to 2004", *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, 2005.
- [7] D. Pozar, "Input Impedance and Mutual Coupling of Rectangular Microstrip Antennas", *IEEE Trans, Antennas Propag*, vol. 30, no. 6, pp. 1191-1196, 1982.
- [8] Y-W. Kang, D. Pozar, "Correction of error in reduced side-lobe synthesis due to mutual coupling", *IEEE Trans, Antennas Propag*, vol. 33, no. 9, pp. 1025-1028, 1985.
- [9] D. Pozar, D. Schaubert, "Analysis of array and mutual coupling", *Microstrip Antenna, The Analysis and Design of Microstrip Antennas and Arrays*, pp. 309-367, 1995.
- [10] F. Yang, Y. Rahmat-Samii, "Mutual Coupling Reduction of Microstrip Antennas Using Electromagnetic Band-Gap Structure", *IEEE Antenna and Propagation Society International Symposium*, vol. 2, pp. 478-481, 2001.
- [11] M.K. Ozdemir, H. Arslan, E. Arvas, "Mutual Coupling Effect in Multiantenna Wireless Communication System"; *IEEE Global Telecommunications Conference GLOBECOM*, vol. 2, pp. 829-833, 2003.
- [12] N. Hamdiken, R. Addaci, T. Fortaki, R. Strungaru and M. Ungureanu, "Fast Accurate Analysis And Modeling Of Multi-Antenna Systems In The [1.75-3.65 Ghz] Frequency Band", *U.P.B. Sci. Bull., Series C*, vol. 77, Iss. 4, pp. 305-312, 2015.

Annexe

Annexe A

Détermination du tenseur spectral de Green $\overline{\overline{\mathbf{Q}}}$:

$$\overline{E}_1^{TM, TE}(k_\rho, z_0^+) = \overline{0} \quad (\text{a.1})$$

$$\begin{bmatrix} \overline{E}_2^{TM, TE}(k_\rho, z_1^+) \\ \overline{H}_2^{TM, TE}(k_\rho, z_1^+) \end{bmatrix} = \overline{\overline{\mathbf{T}}}_1 \cdot \begin{bmatrix} \overline{E}_1^{TM, TE}(k_\rho, z_0^+) \\ \overline{H}_1^{TM, TE}(k_\rho, z_0^+) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 \\ \overline{\mathbf{J}}(z_1) \end{bmatrix} \quad (\text{a.2})$$

$$\overline{H}_2^{TM, TE}(k_\rho, z_1^+) = \overline{\overline{\mathbf{g}}}_2(k_\rho) \cdot \overline{E}_2^{TM, TE}(k_\rho, z_1^+) \quad (\text{a.3})$$

On peut simplifier les équations (a.1), (a.2) et (a.3) par les équations suivantes:

$$\overline{\mathbf{e}}_1 = \overline{0} \quad (\text{a.4})$$

$$\begin{bmatrix} \overline{\mathbf{e}}_2 \\ \overline{\mathbf{h}}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \overline{\overline{\mathbf{T}}}_1^{11} & \overline{\overline{\mathbf{T}}}_1^{12} \\ \overline{\overline{\mathbf{T}}}_1^{21} & \overline{\overline{\mathbf{T}}}_1^{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \overline{\mathbf{e}}_1 \\ \overline{\mathbf{h}}_1 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \overline{0} \\ \overline{\mathbf{J}} \end{bmatrix} \quad (\text{a.5})$$

$$\overline{\mathbf{h}}_2 = \overline{\overline{\mathbf{g}}}_0 \cdot \overline{\mathbf{e}}_2 \quad (\text{a.6})$$

Dans la représentation [TM, TE] le tenseur spectral de Green $\overline{\overline{\mathbf{Q}}}$ relie le champ électrique tangentiel $\overline{\mathbf{e}}_2$ avec le courant $\overline{\mathbf{j}}$ dans le plan du patch.

$$\overline{\mathbf{e}}_2 = \overline{\overline{\mathbf{Q}}} \cdot \overline{\mathbf{J}} \quad (\text{a.7})$$

En remplaçant (a-4) dans (a-5) nous obtenons: -

$$\overline{\mathbf{e}}_2 = \overline{\overline{\mathbf{T}}}_1^{12} \cdot \overline{\mathbf{h}}_1 \quad (\text{a.8})$$

$$\overline{\mathbf{h}}_2 = \overline{\overline{\mathbf{T}}}_1^{22} \cdot \overline{\mathbf{h}}_1 - \overline{\mathbf{J}} \quad (\text{a.9})$$

$$(b.8) \Rightarrow \overline{\mathbf{h}}_1 = \left(\overline{\overline{\mathbf{T}}}_1^{12} \right)^{-1} \cdot \overline{\mathbf{e}}_2 \quad (\text{a.10})$$

En remplaçant (a-6) et (a-10) dans (a-9) on aura:

$$\begin{aligned} \overline{\overline{\mathbf{g}}}_0 \cdot \overline{\mathbf{e}}_2 = \overline{\overline{\mathbf{T}}}_1^{22} \cdot \left(\overline{\overline{\mathbf{T}}}_1^{12} \right)^{-1} \cdot \overline{\mathbf{e}}_2 - \overline{\mathbf{J}} &\Rightarrow \left[\overline{\overline{\mathbf{T}}}_1^{22} \left(\overline{\overline{\mathbf{T}}}_1^{12} \right)^{-1} - \overline{\overline{\mathbf{g}}}_0 \right] \cdot \overline{\mathbf{e}}_2 = \overline{\mathbf{J}} \Rightarrow \overline{\mathbf{e}}_2 = \left[\overline{\overline{\mathbf{T}}}_1^{22} \left(\overline{\overline{\mathbf{T}}}_1^{12} \right)^{-1} - \overline{\overline{\mathbf{g}}}_0 \right]^{-1} \cdot \overline{\mathbf{J}} \\ \Rightarrow \overline{\overline{\mathbf{Q}}} = \left[\overline{\overline{\mathbf{T}}}_1^{22} \left(\overline{\overline{\mathbf{T}}}_1^{12} \right)^{-1} - \overline{\overline{\mathbf{g}}}_0 \right]^{-1} &\quad (\text{a.11}) \end{aligned}$$

Avec $\theta_1 = k_{z1} d_1$:

$$\overline{\overline{\mathbf{T}}}_1^{22} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_1) & 0 \\ 0 & \cos(\theta_1) \end{bmatrix}, \quad \overline{\overline{\mathbf{T}}}_1^{12} = \begin{bmatrix} -i \frac{k_{z1}}{\omega \varepsilon_1} \sin(\theta_1) & 0 \\ 0 & -i \frac{\omega \mu_0}{k_{z1}} \sin(\theta_1) \end{bmatrix}$$

$$\left(\overline{\overline{\mathbf{T}}}_1^{12} \right)^{-1} = \begin{bmatrix} \frac{i \omega \varepsilon_1}{k_{z1} \sin(\theta_1)} & 0 \\ 0 & \frac{i k_{z1}}{\omega \mu_0 \sin(\theta_1)} \end{bmatrix}, \quad \overline{\overline{\mathbf{T}}}_1^{22} \left(\overline{\overline{\mathbf{T}}}_1^{12} \right)^{-1} = \begin{bmatrix} \frac{i \omega \varepsilon_1 \cos(\theta_1)}{k_{z1} \sin(\theta_1)} & 0 \\ 0 & \frac{i k_{z1} \cos(\theta_1)}{\omega \mu_0 \sin(\theta_1)} \end{bmatrix}$$

$$\underline{\underline{g}}_0 = \begin{bmatrix} -\frac{\omega \varepsilon_0}{k_{z0}} & 0 \\ 0 & -\frac{k_{z0}}{\omega \mu_0} \end{bmatrix}$$

$$\underline{\underline{T}}_1^{22} \left(\underline{\underline{T}}_1^{12} \right)^{-1} - \underline{\underline{g}}_0 = \begin{bmatrix} \frac{i \omega \varepsilon_1 \cos(k_{z1} d_1)}{k_{z1} \sin(k_{z1} d_1)} + \frac{\omega \varepsilon_0}{k_{z0}} & 0 \\ 0 & \frac{ik_{z1} \cos(k_{z1} d_1)}{\omega \mu_0 \sin(k_{z1} d_1)} + \frac{k_{z0}}{\omega \mu_0} \end{bmatrix}$$

$$\underline{\underline{Q}} = \begin{bmatrix} \frac{i \omega \varepsilon_1 \cos(k_{z1} d_1)}{k_{z1} \sin(k_{z1} d_1)} + \frac{\omega \varepsilon_0}{k_{z0}} & 0 \\ 0 & \frac{ik_{z1} \cos(k_{z1} d_1)}{\omega \mu_0 \sin(k_{z1} d_1)} + \frac{k_{z0}}{\omega \mu_0} \end{bmatrix}^{-1}$$

On pose $\underline{\underline{Q}} = \begin{bmatrix} Q^e & 0 \\ 0 & Q^h \end{bmatrix}$

$$\left(Q^e \right)^{-1} = \frac{1}{Q^e} = \frac{i \omega \varepsilon_1 \cos(k_{z1} d_1)}{k_{z1} \sin(k_{z1} d_1)} + \frac{\omega \varepsilon_0}{k_{z0}}$$

avec : $\varepsilon_1 = \varepsilon_0 \varepsilon_{r1}$

$$\begin{aligned} \left(Q^e \right)^{-1} &= i \omega \varepsilon_0 \left\{ \frac{\varepsilon_{r1} \cos(k_{z1} d_1)}{k_{z1} \sin(k_{z1} d_1)} - i \frac{1}{k_{z0}} \right\} \\ &= i \omega \varepsilon_0 \left\{ \frac{\varepsilon_{r1} k_{z0} \cos(k_{z1} d_1) - ik_{z1} \sin(k_{z1} d_1)}{k_{z0} k_{z1} \sin(k_{z1} d_1)} \right\} \end{aligned}$$

$$Q^e = \frac{-i}{\omega \varepsilon_0} \times \frac{k_{z0} k_{z1} \sin(k_{z1} d_1)}{\varepsilon_{r1} k_{z0} \cos(k_{z1} d_1) - ik_{z1} \sin(k_{z1} d_1)} \quad (\text{a.12})$$

$$\begin{aligned} \left(Q^h \right)^{-1} &= \frac{1}{Q^h} = \frac{ik_{z1} \cos(k_{z1} d_1)}{\omega \mu_0 \sin(k_{z1} d_1)} + \frac{k_{z0}}{\omega \mu_0} \\ &= \frac{i}{\omega \mu_0} \left\{ \frac{ik_{z1} \cos(k_{z1} d_1)}{\sin(k_{z1} d_1)} - ik_{z0} \right\} \\ &= \frac{i}{\omega \mu_0} \left\{ \frac{ik_{z1} \cos(k_{z1} d_1) - ik_{z0} \sin(k_{z1} d_1)}{\sin(k_{z1} d_1)} \right\} \end{aligned}$$

$$\Rightarrow Q^h = \frac{-i}{\omega \varepsilon_0} \times \frac{k_{z0}^2 \sin(k_{z1} d_1)}{k_{z1} \cos(k_{z1} d_1) - ik_{z0} \sin(k_{z1} d_1)} \quad (\text{a.13})$$

Les équations (a.12) et (a.13) donnent le tenseur spectral de Green $\underline{\underline{Q}}$ dans la représentation [TM, TE].

*Publication au
cours de cette thèse.*

FAST ACCURATE ANALYSIS AND MODELING OF MULTI-ANTENNA SYSTEMS IN THE [1.75-3.65 GHZ] FREQUENCY BAND

Nazih HAMDIKEN¹, Rafik ADDACI², Tarek FORTAKI³, Rodica STRUNGARU⁴, Mihaela UNGUREANU⁵

In this paper, a model allowing to analyze multi-antenna systems based on two planar inverted F antennas (PIFA) on a limited printed circuit board (PCB) is proposed. It uses the neutralization line as isolation technique and artificial neural network (ANN) as modeling method. This model allows us to obtain the desired performance in terms of resonant frequency, bandwidth and isolation level with an important time gain compared to other software simulation.

Keywords: Antenna modeling, multi-antenna systems, Planar Inverted F Antenna (PIFA), Artificial Neural Network (ANN).

1. Introduction

Multi-antenna systems have attracted considerable interest of researchers [1-2]. These systems enable to improve performance and robustness of the wireless communication by taking advantage of the multipath phenomenon considered initially as a major drawback. Therefore they require a good port-to-port isolation between the feeds. This condition is particularly difficult to satisfy while the volume, dedicated to the antennas and wireless communication devices, is still decreasing which implies closer and closer radiating elements.

The multi-antenna system, Planar Inverted-F antenna (PIFA), has been widely used in wireless communications. It is desirable for many applications such as CDMA, GSM and Bluetooth due to its simple structure, wideband, good radiations patterns and diversity. Furthermore, planar inverted-F antennas are suitable for small-size mobile device due to its low profile, light weight and conformal structure [3]. As antennas should work when signals are obstructed, the diversity is convenient to deal with this situation.

¹ PhD Student, Laboratory LEA, University of Batna, Avenue Chahid Bouhkelouf, 05000 Batna, Algeria, hamdikenazih@yahoo.fr

² PhD Student, IFSTTAR-LEOST, 20 Rue Elisée Reclus, 59650, Villeneuve d'Ascq, France, rafik.addaci@ifsttar.fr

³ Prof., Laboratory LEA, University of Batna, Avenue Chahid Bouhkelouf, 05000 Batna, Algeria, t.fortaki@yahoo.fr

⁴ Prof., Dept. of Applied Electronics and Information Technology, University POLITEHNICA of Bucharest, Romania, e-mail: strungar@elmed.pub.ro

⁵ Prof., Dept. of Applied Electronics and Information Technology, University POLITEHNICA of Bucharest, Romania, e-mail: mickyungureanu@yahoo.de

The current paper proposes a model for analyzing multi-antenna systems based on two planar inverted-F antennas (PIFA). This model uses the neutralization line as a technique of isolation and artificial neural network (ANN) as modeling method. It allows us to obtain good performance in terms of resonant frequency, bandwidth and isolation level with an important time gain. Compared to other simulation software, this model gives also instantly and accurately results.

2. Neutralization line technique and limits

Among the several techniques developed to improve the isolation between the feeding ports of the multiple antennas placed very close one to the other, we can mention the neutralization line technique [4-6]. Within this solution, two Planar Inverted F Antennas (PIFAs) are connected by a thin metallic line positioned at the same level than the radiating plates of the PIFAs (Fig. 1). This thin and short line has naturally very high characteristic impedance and can be considered as an inductance. When this neutralization line is placed between the two PIFAs, a notch filter behavior is obtained for the $|S_{21}|$ parameter characterizing the coupling between the two inputs, with a tunable zero deep by changing the width and/or the length of this line. By optimizing these parameters, good results are then obtained with this technique in terms of isolation. However, if the length and/or the width of the PIFA, the distance between them or the relative position compared to the edge of the printed circuit board (PCB) have to be modified to answer to a new application, the performance especially in terms of isolation in the considered band are lost and all the parametric studies should be carried out again to optimize the new system, resulting in a significant time losses.

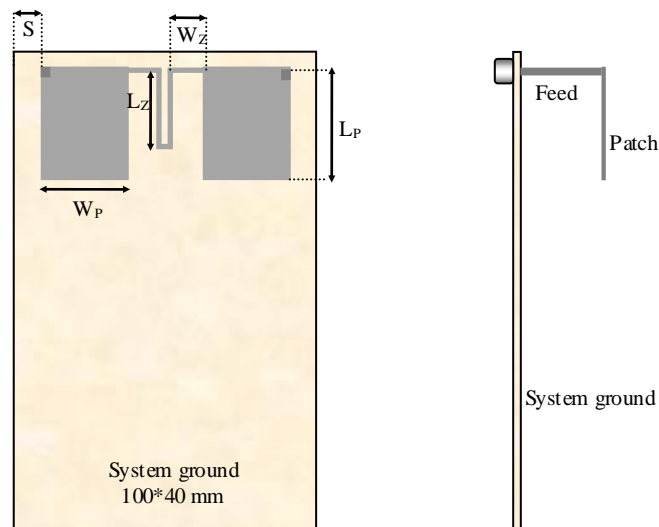


Fig. 1. Studied multi-antenna system

3. Artificial neural network (ANN)

Artificial neural networks (ANN) play an important role in optimization techniques. The Multilayer Perceptron (MLP) is the most artificial neural network used in electromagnetic structures [7-8]. It consists of multiple layers of nodes where each layer is fully connected to the next one. Each node, except the input, represents a processing element (neuron) with a nonlinear activation function. The MLP has been adapted for the calculation of the complex resonance frequency.

In this work, the standard algorithm backpropagation was used for MLP training (Fig. 2). This algorithm is based on the minimization of the quadratic error. Its name arises from the fact that the calculated output error is transmitted in opposite direction. It consists in:

Step1: Perform the forward propagation and calculate the error.

$$E_p = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^m \delta_{p,k}^2 = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^m (O_{p,k} - X_{p,l,k})^2, \quad (1)$$

$$\delta_{p,k} = O_{p,k} - x_{p,l,k}, \quad (2)$$

where:

$O_p = (O_{p,1}, O_{p,2}, \dots, O_{p,m})$ is the desired vector.

Step2: Update the weights

Compute the gradient:

$$\nabla E_p = \delta_{p,k} x_{p,l,k} (1 - x_{p,l,k}) x_{p,l-1,j}, \quad (3)$$

2) Change the weights

For the output layer:

$$W_{l,k,j}(t+1) = W_{l,k,j}(t) + \Delta_p W_{l,k,j}(t), \quad (4)$$

where:

$$\Delta_p W_{l,k,j}(t) = \mu (O_{p,k} - x_{p,l,k}) f'(y_{p,l,k}) x_{p,l-1,j}, \quad (5)$$

$$0 < \mu < 1, \quad (6)$$

For the hidden layers:

$$W_{l-1,j,i}(t+1) = W_{l-1,j,i}(t) + \mu e_{p,l-1,j} x_{p,l-2,i}, \quad (7)$$

where:

$$\Delta_p W_{l,k,j} = \mu f'(y_{p,l-1,j}) X_{p,l-2,i} \sum_{k=1}^m (O_{p,k} - X_{p,l,k}) f'(y_{p,l,k}) W_{l,k,j}, \quad (8)$$

Step3: Go to step1 until the outputs match the desired vector.

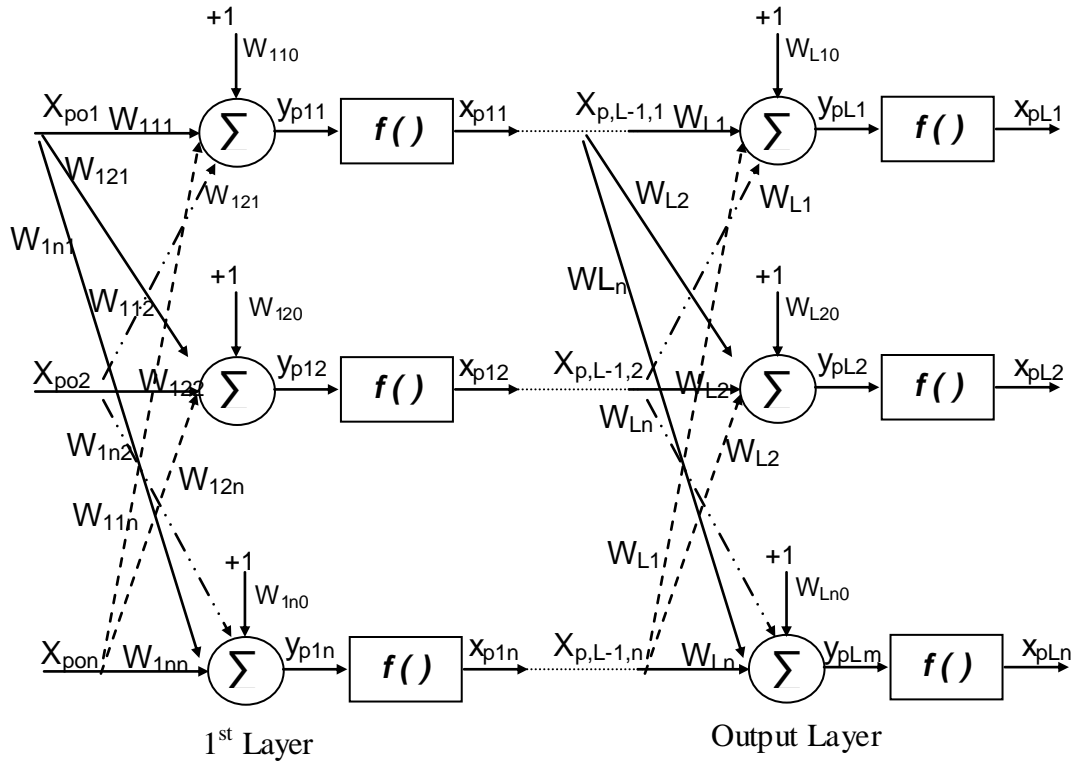


Fig. 2. Structure of a multilayer neural network

4. Antenna modeling

A database of 2200 input/output data was generated with the electromagnetic simulation software HFSS in order to train and test the multi layer perceptron MLP. 2000 from the database were used in the training phase and 200 in the validation phase. The input data contains five parameters: LP/WP the length/width of the PIFAs, LZ/WZ the length/width of the neutralization line, and S the distance of the PIFA to the edge of the PCB (Fig. 1).

The output data contains the resonant frequency, the level of the adaptation parameter ($|S_{11}|$) at this frequency, the -6 dB bandwidth and the level of the isolation parameter ($|S_{21}|$) at the resonant frequency and at the edge of the obtained bandwidth. The length/width of the PCB, the width of the feed, the width of the short circuit strips, and the height of the PIFAs are fixed to 100mm/40mm, 0.5mm, 0.5mm and 8mm respectively which is the common sizes of the small mobile devices. The input parameters were chosen between the [Min, Max] bands

shown in (Table 1) in order to take into account the effect of the neutralization line and the variation of the resonant frequency between [1.75GHz, 3.65GHz].

Table 1

The input parameters for which the ANN model is valid

Parameters (mm)	L _P	W _P	L _Z	W _Z	S
Min	15	10	1	1	1
Max	30	15	26	7	6

Phase1:

The aim of this phase is to choose the best configuration of ANN to modulate the antenna. Only the resonance frequency was used as output in this step. Several architectures were designed by changing the number of the hidden layers and the number of neurons in each layer (Table 2). All architectures were trained using the back-propagation algorithm of Bayesian regularization. In the validation phase, the errors ER_{ret} (the error in the real part of the resonance frequency on the training set), ER_{iet} (the error in the imaginary part of the resonance frequency on the training set), ER_{rvt} (the error in the real part of the resonance frequency on the validation set) and ER_{ivt} (the error in the imaginary part of the resonance frequency on the validation set) were computed in order to determine the effective number of parameters. The architecture number twelve in the table was chosen as a model for antenna modeling due to its higher effective number of parameters. It consists in two hidden layers of 5 and 7 neurons.

Where:

$$ER_{ret} = \sum abs(f_r(ANN) - f_r(apprentissage)) \quad (9)$$

$$ER_{iet} = \sum abs(f_i(ANN) - f_i(apprentissage)) \quad (10)$$

$$ER_{rvt} = \sum abs(f_r(ANN) - f_r(apprentissage)) \quad (11)$$

$$ER_{ivt} = \sum abs(f_i(ANN) - f_i(apprentissage)) \quad (12)$$

Phase2:

In this phase, the two planar inverted F antenna (PIFA) was modeled by artificial neural network using the selected architecture in the phase1 (Fig. 3).

The results of this model (f_r , $|S_{11}(f_r)|$, $|S_{21}(f_r)|$, $|S_{21b}|$, $|S_{21h}|$, bandwidth) were compared to those of HFSS for UMTS (1.92-2.17GHz) and LTE (2.5-2.7 GHz) (Fig. 4). For the UMTS/ LTE configuration the desired performance [$|S_{11}(f_r)|$, $|S_{21}(f_r)|$, $|S_{21b}|$, $|S_{21h}|$, BP] fixed in the

program are $[-15\text{dB}, -25\text{dB}, -20\text{dB}, -20\text{dB}, \geq 250\text{MHz}] / [-15\text{dB}, -15\text{dB}, -15\text{dB}, -15\text{dB}, \geq 200\text{MHz}]$ respectively.

Table 2

Scenarios of architectures to achieve the ANN model required

Architectures		ERret	ERiet	ERrvt	ERivt	effective nbr of parameters %	SSE $<10^{-3}$ Learning
Nbr	Config	(GHz)	(GHz)	(GHz)	(GHz)		
1	3-3-2	50.954	1.5044	10.290	0.2157	87.50	Failed
2	3-4-2	25.645	0.8414	4.0286	0.1572	84.86	Failed
3	3-5-2	10.812	0.6636	2.7513	0.1687	89.54	Failed
4	3-6-2	6.0900	0.4959	1.3855	0.1440	92.04	Failed
5	4-4-2	7.7620	0.4670	1.5418	0.1116	89.34	Failed
6	4-5-2	4.6853	0.3584	1.0643	0.0731	93.22	Reached
7	4-6-2	5.6836	0.3165	1.5047	0.0814	92.30	Reached
8	4-7-2	5.0895	0.3453	1.2246	0.0693	94.62	Reached
9	5-2-2	14.456	0.6195	2.8748	0.1157	87.89	Failed
10	5-5-2	5.8080	0.3694	1.5051	0.0863	92.25	Reached
11	5-6-2	5.7226	0.3410	1.3910	0.0713	94.00	Reached
12	5-7-2	4.4287	0.3845	1.0257	0.0696	96.66	Reached
13	6-5-2	5.6089	0.3572	1.4117	0.0842	95.07	Reached
14	6-6-2	5.6043	0.3378	1.3670	0.0742	92.12	Reached
15	7-6-2	5.0278	0.3698	1.0805	0.0654	92.33	Reached

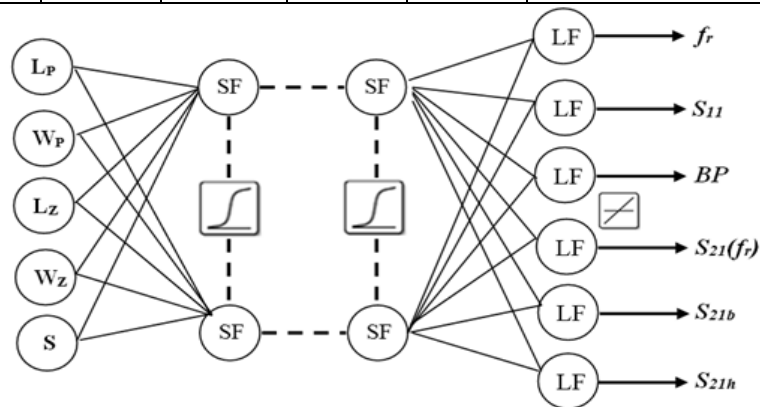


Fig. 3. Proposed ANN model: SF (sigmoid function), LF (linear function)

The optimized ANN model is able to estimate the outputs performance with a very good accuracy. The major advantage of the neural network model presented in this paper is the important time gain offered by this technique compared to other simulation tools like HFSS. Besides the time needed to create the database which is used for the training of the neural network and the time required to optimize the final model, the results are obtained very fast and quasi-instantaneous with the optimized ANN model. Knowing that HFSS takes 4 to 5 minutes for a single parametric study (one configuration), the difference between the time required using the ANN model is enormously important compared to the required HFSS time for the same number of studies.

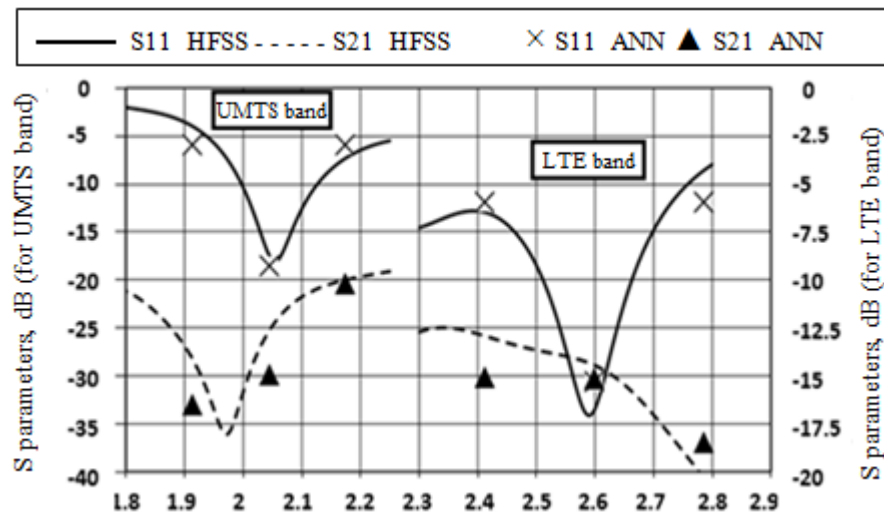


Fig. 4. Comparison of HFSS and ANN results

6. Conclusions

In this paper, a model dedicated to the analysis and modeling of multi-antenna systems based on two PIFA antennas connected by a neutralization line is presented. This model based on the artificial neural networks (ANN), offers a very significant time gain compared to other electromagnetic simulation software, with very accurate results compared with those obtained by these software. Conventional software are however always useful to generate the initial network training database.

REFERENCES

- [1] *M.A. Jensen and J.W. Wallace*, A review of antennas and propagation for MIMO wireless communications, *IEEE Ant. & Prop.*, **vol. 52**, no. 11, Nov. 2004, pp. 2810-2824.
- [2] *C.C. Chiau, X. Chen and C.G. Parini*, A Compact Four-Element Diversity-Antenna Array for PDA Terminals in a MIMO System, *Microwave and Optical Technology Letters*, **vol. 44**, no. 5, 5th March 2005, pp. 408-412.
- [3] *S.K. Oh, H.S. Yoon, and S.O. Park*, A PIFA-Type Varactor-Tunable Slim Antenna With a PIL Patch Feed for Multiband Applications, *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, **Vol.6**, 2007, pp. 103 - 105.
- [4] *A. Diallo, C. Luxey, P. Le Thuc, R. Staraj and G. Kossiavas*, Study and Reduction of the Mutual Coupling Between Two Mobile Phone PIFAs Operating in the DCS1800 and UMTS Bands, *IEEE Ant. & Prop.*, **vol. 54**, no. 11, Nov. 2006, pp. 3063-3074.
- [5] *A. Diallo, C. Luxey, P. Le Thuc, R. Staraj and G. Kossiavas*, An efficient two-port antenna-system for GSM/DCS/UMTS multi-mode mobile phones, *Elect. Lett.*, **vol. 43**, no. 7, 29th March 2007, pp. 369-370.
- [6] *R. Addaci, A. Chebihi, A. Diallo, P. Le Thuc, C. Luxey and R. Staraj*, Multi-antenna systems for clamshell mobile phones, *Proceedings of the Fourth European Conference on Antenna and Propagation (EuCAP)*, Barcelona, Spain, 12-16 April 2010, pp. 1-4.
- [7] *R.E. Uhrig*, Introduction to artificial neural networks, *Proceedings of the 21st international conference on industrial electronics, control, and instrumentation*, **vol. 1**, 6-10 Nov 1995, pp. 33-37.
- [8] *G. Antonini and A. Orlandi*, Gradient evaluation for neural-networks-based electromagnetic optimization procedures, *IEEE Transactions on microwave theory and techniques*, **vol. 48**, no. 5, May. 2000, pp. 874-876.

ملخص

تلعب الشبكات العصبية الاصطناعية (ANN) دورا متميزا في تقنيات التحسين لمجموعة واسعة من الهياكل الكهرومغناطيسية. في هذا السياق، يبين هذا العمل في الجزء الأول طريقة سريعة و دقيقة للتحليل تم استخدامها لحساب الجزء الحقيقي والوهمي لتواتر الرنين لهوائي مصفح. ويستند هذا الأسلوب على الشبكة العصبية الاصطناعية (ANN)، التي تمنحنا وقت صغير جدا بالمقارنة مع الطرق الأخرى المستخدمة لنمذجة هذا الهوائي مثل Chew, Howell, Wolff, Demeryd, Nirun Kumprasert. نتائج الجزء الحقيقي والوهمي من تواتر الرنين التي نحصل عليها بطريقة ANN لهوائي دائري تتوافق جيدا مع النتائج التجريبية المتاحة في الجانب النظري. في الجزء الثاني من هذا العمل، قمنا بانجاز نموذج عصبي يعتمد على شبكة عصبية اصطناعية (ANN) لنمذجة تقنية عزل شريط تحييد. تسمح هذه الطريقة بتحليل أسرع وتصور للأنظمة متعددة الهوائيات التي تعتمد على هوائي من نوع PIFAs مركبة على اللوحة المطبوعة للهاتف المحمول (PCB) مع وقت سريع جدا ونتائج دقيقة مقارنة مع غيرها من الأدوات محاكاة الكهرومغناطيسية سواء في التحليل أو في التصميم.

Résumé

Les réseaux de neurones artificiels (ANN) jouent un rôle primordial dans les techniques d'optimisation pour plusieurs structures électromagnétiques. Dans ce contexte, et dans la première partie de ce travail, une solution d'analyse rapide et précise du calcul de la partie réelle et imaginaire de la fréquence de résonance d'une antenne patch circulaire a été développée. Cette solution, basée sur le réseau de neurones artificiels (ANN), offre un court temps de calcul, quasi-instantané, par rapport aux autres techniques utilisées pour modéliser ce type d'antenne telle que Chew, Howell, Wolff, Demeryd, Nirun Kumprasert. En termes de précision, les résultats obtenus par la méthode ANN pour notre antenne circulaire sont en très bon accord avec les résultats expérimentaux disponibles dans la littérature. Dans la deuxième partie de ce travail, un modèle neuronal a été développé pour la modélisation et l'optimisation de la technique d'isolation par ligne de neutralisation, mais aussi pour la conception d'un système multi-antennaire basé dans l'exemple pris ici sur deux PIFAs montés sur un plan de masse (PCB) d'un téléphone mobile. Cette solution permet une analyse plus rapide avec un gain de temps très important et des résultats en très bon accord par rapport aux autres outils de simulation électromagnétique, mais aussi et surtout une possibilité de conception de système multi-antennaire à partir de performances exigées par l'utilisateur.

Abstract

Artificial neural networks (ANNs) are playing an increasing role in the optimization techniques of a wide set of electromagnetic structures. In this context, the present work shows in first part a fast and an accurate analysis method that is used to calculate the real and imaginary part of the circular patch antenna's resonant frequency. This method is based on artificial neural network (ANN), that is offered a very small computation time compared with other methods used to model this antenna such as Chew, Howell, Wolff, Demeryd, Nirun Kumprasert. The results of the real and imaginary part of the resonant frequency obtained by the ANN method for the circular antenna are in very good agreement with the experimental results available in the literature. In second part, a neuronal model based on artificial neural network (ANN) is developed to model the so called neutralization line isolation technique. This approach allows a faster analysis and design of multi-antenna systems based on two PIFAs mounted on a mobile phone type printed circuit board (PCB) with very significant time gain and accurate results compared to other electromagnetic simulation tools in analysis, but the most important advantage is the possibility of design of multi-antenna systems from performance required by the user.