

Université Mohamed Boudiaf - M'sila

FACULTE DE TECHNOLOGIE

DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE



Numéro de série.....

Numéro d'inscription.....

Thèse

Présentée pour l'obtention du diplôme de

DOCTORAT EN SCIENCES

Spécialité : Electronique.

Option : Communication

THEME

ANALYSE RIGOUREUSE DES ANTENNES F INVERSEES

PAR LA METHODE DES ELEMENTS FINIS D'ORDRE

SUPERIEUR

Présentée Par

DJELLID Asma

Soutenue le : 15 avril 2019.

Le jury composé de :

Nom & Prénom	Grade	Etablissement	Qualité
SAIGAA Djamel	Professeur	Université de M'Sila	Président
BOUTTOUT Farid	Professeur	Univ. de Bordj Bou Arreridj	Encadreur.
MEZACHE Amar	Professeur	Université de M'Sila	Examineur
AYAD Mouloud	MCA	Université de Bouira	Examineur
PICHON Lionel	Directeur de Recherche	CNRS. Geeps. paris. France	Invité

Année Universitaire : 2018/2019

Remerciement

Tout d'abord, je souhaite remercier mon directeur de thèse, Mr BOUTTOUT Farid, professeur à l'université de Bordj Bou Arreridj, pour m'avoir fait partager son expérience, pour la pertinence et la richesse de ses remarques et pour ses conseils.

J'exprime mes sincères remerciements à Mr Lionel PICHON, Directeur de recherche au CNRS laboratoire Génie Electrique et Electronique de Paris (Geeps) France pour m'avoir accueilli dans son laboratoire afin de réaliser mes travaux de recherche et pour son soutien permanent, et pour les qualités humaines et ses aides durant la période de mon stage.

Je remercie également Monsieur KOULOURIDIS Stavros, maître de recherche au département de génie électrique et informatique de l'université de Patras en Grèce, pour ses aides et ses remarques et son soutien durant mon stage au Geeps.

Je remercie Mr SAIGAA Djamel, professeur à l'université de M'Sila, pour avoir accepté d'être président de mon jury de thèse.

Je remercie Monsieur MEZACHE Amar, Professeur à l'Université de MSila, et Monsieur AYAD Mouloud, Maitre de conférence class A à l'université de Bouira, pour l'intérêt qu'ils ont porté à ce travail en acceptant d'en être examinateurs dans mon jury de thèse.

Enfin, je ne terminerai pas sans remercier tous les membres de laboratoire Geeps, avec qui j'ai passé de bons moments, et toutes les personnes qui ont contribué, à divers titres, au bon déroulement de mon stage et en particulier SANTANDREA Laurent, Olivier. Amel, Mouhammed, Aladin et Chadi.

Asma

Table des matières

Liste des abréviations	iv
Table des figures	v
Liste des tableaux	ix
Introduction générale	1
Chapitre 1. Généralités sur les antennes et ses applications.	6
I INTRODUCTION	6
II GENERALITES SUR LES ANTENNES	8
i Définition d'une antenne	8
ii Caractéristiques d'une antenne	9
III ANTENNE PLANAIRE F INVERSEE (PLANAR INVERTED F ANTENNA (PIFA))	14
i Etat de l'art	14
ii Structure d'une antenne planaire F inversée (PIFA)	15
IV APPLICATION BIOMEDICALE	16
i Etat de l'art	16
ii Modèle du corps humain	17
iii Les fréquences disponibles	21
V CONCLUSION	22
Chapitre 2. Modélisation des antennes PIFAs par la méthode des éléments finis.	24
I INTRODUCTION	24
II ETAT DE L'ART	25

III	ANTENNE PLANAIRE F INVERSEE MONO BANDE	27
i	Description de la conception	27
ii	Résultats de simulation	27
iii	Etude paramétrique	29
IV	ANTENNE PLANAIRE F INVERSEE BI BANDES	33
i	Description du design.	33
ii	Résultats de simulation	34
iii	Etude paramétrique	36
V	CONCLUSION	40

Chapitre 3. Modélisation de la méthode des éléments finis par l'intelligence artificielle **41**

I	INTRODUCTION	41
II	RESEAUX DE NEURONES ARTIFICIELS	42
i	Etat de l'art	42
ii	Théorie des réseaux de neurones artificiels.	42
III	LOGIQUE FLOUE	44
i	Etat de l'art	44
ii	Système de la logique floue	44
IV	APPLICATION DES RNAs ET LF POUR L'OPTIMISATION DES ANTENNES	46
V	CONCLUSION	55

Chapitre 4. Application biomédicale des antennes PIFA **57**

I	INTRODUCTION	57
II	ANTENNE PIFA BI BANDES DANS LE DOMAINE BIOMEDICAL	58
i	Description du modèle	58
ii	Résultats de simulation	60
III	MINIATURISATION PAR RESEAUX DE NEURONES ARTIFICIELS	66
IV	ANTENNE PIFA TRI BANDES DANS LE DOMAINE BIOMEDICAL.	72
i	Description de la structure	72
ii	Résultats de simulation	73

V	CONCLUSION	81
	Conclusion générale	82
	Bibliographie	84

Liste des abréviations

Abbréviation	Nom complet en anglais	Nom complet en français
ANFIS	Adaptive Neuro Fuzzy Inference System	Système d' Inférence Neuro Floue Adaptatif
AR	Axial Ratio	Rapport Axial
DCS	Digital Communication System	Système de Communication Numérique
ERC	European Research Council	Conseil Européen de la Recherche
ETSI	European Telecommunications Standard Institut	Institut Européen des Normes de Télécommunications
FCC	European Federal Communications Commission	Commission Fédérale des Communications
FET	Field Effect Transistor	Transistor à Effet de Champs
HBT	Heterojunction Bipolar Transistor	Transistor à Bipolaire à Hétérojonction
HFSS	High Frequency Structure Simulator	Simulateur des Structures Haute Fréquence
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers	Institut des Ingénieurs Electriciens et Electroniciens
ISM	Industrial Scientific and Medical band	Bande Industrielle Scientifique et Médicale
GPS	Global Positioning System	Système Mondial de Positionnement
GSM	Global System for Mobile Communications	Système Global pour les Communications Mobiles
LF	Fuzzy System	Logique Floue
LM	Levenberg Marquardt	Levenberg Marquardt
LTE	Long Term Evolution	Evolution à Long Terme
MedRadio	Medical Device Ra- diocommunications service	Service de Radiocommunications de Dispositifs Médicaux
MEF	Finit Element Method	Méthode des Elements Finis
MICS	Medical Implant Communication Service	Service de Communication d' Implants Médicaux

MIMO	M ultiple I ntput M ultiple O utput	Entrées Multiples, Sorties Multiples
MLPNN	M ulti L ayer P erceptron N eural N etwork	R éseau N euronale P erceptron M ulticouches
PCS	P ersonal C ommunication S ystem	S ystème de C ommunication P ersonnel
PIFA	P lanar I nverted F Antenna	Antenne P lanaire F Inversée
RNA	A rtificial N eural N etwork	R éseau de N eurons A rtificiel
TSK	T akagi S ugeno K ang Institut	T akagi S ugeno K ang
UHF	U ltra H igh F requency	U ltra H aute F réquence
UMTS	U niversal M obile T elecommunications S ystem	S ystème de T élécommunications M obiles U niverselles
VHF	V ery H igh F requency	T rès H aute F réquence
WIFI	W Ireless F idelity S tructure Simulator	Fidélité sans fil
WIMAX	W orldwide I nteroperability for M icrowave A ccess	W orldwide I nteropérabilité M ondiale pour l' A ccès H yperfréquence
WLAN	W ireless L ocal A rea N etwork	Réseau local sans fil

Table des figures

1	Système à capsule endoscopique ingérable [6].	3
2	Implantation du stimulateur cardiaque dans le torse humain [7]. .	3
3	Antennes placées dans le corps humain.	4
1.1	Système global de la communication sans fil.	8
1.2	Antenne en mode émetteur.	9
1.3	Bande passante d'une antenne.	11
1.4	Polarisation elliptique d'une antenne.	13
1.5	a. Vue en dessus b. vue à coté de la structure d'une antenne PIFA.	15
1.6	Système de soins de santé à domicile avec un dispositif implantable.	17
1.7	Permittivité diélectrique de peau, muscle, graisse et os en fonction de la fréquence	20
1.8	Conductivité de peau, muscle, graisse et os en fonction de la fréquence	20
2.1	(a). Vue de dessus. (b). Vue de côté d'antenne mono-bande à fente J.	27
2.2	Coefficient de réflexion de l'antenne mono bande à fente J.	28
2.3	Diagramme de rayonnement en : a. 3D, b.2D de l'antenne mono bande à fente J.	28
2.4	Distribution de courant sur (a). Le plan de masse et (b). L'élément rayonnant à la fréquence 405.08 MHz de l'antenne mono bande à fente J.	29
2.5	Variation de la fréquence de résonance et du paramètre S11 de l'antenne PIFA mono bande en fonction de la longueur L_1 de la fente J.	30
2.6	Variation de la fréquence de résonance et du paramètre S11 de l'antenne PIFA mono bande en fonction de la longueur L_2 de la fente J.	31

2.7	Variation de la fréquence de résonance et du paramètre S11 de l'antenne PIFA mono bande en fonction de la longueur w_1 de la fente J	32
2.8	Variation de la fréquence de résonance et du paramètre S11 de l'antenne PIFA mono bande en fonction de l'épaisseur du substrat h	33
2.9	.(a). Vue de dessus. (b). Vue de côté d'antenne PIFA bi-bandes à fente U.	34
2.10	Coefficient de réflexion de l'antenne PIFA bi bandes à fente U.	34
2.11	Gain en 3D, 2D de l'antenne PIFA bi bandes à fente U à la fréquence (a). 430.8 MHz, (b) 939.6MHz	35
2.12	Densité surfacique du courant dans le patch (à gauche) et le plan de masse (à droite) à la fréquence (a). 430.8MHz, (b) 939.6 MHz de l'antenne bi bandes à fente U.	36
2.13	Variation des performances (fréquences de résonance et S11) de l'antenne PIFA bi bandes en fonction de la longueur L_1	37
2.14	Variation des performances (fréquences de résonance et S11) de l'antenne PIFA bi bandes en fonction de la longueur L_2	38
2.15	Variation des performances (fréquences de résonance et S11) de l'antenne PIFA bi bandes en fonction de la largeur w_1	39
2.16	Variation des performances (fréquences de résonance et S11) de l'antenne PIFA bi bandes en fonction de l'épaisseur h du substrat.	40
3.1	Réseau de Neurones Artificiel et LF utilisés pour calculer les fréquences de résonance de l'antenne PIFA mono et bi bandes.	47
3.2	Fréquence de résonance de l'antenne PIFA mono bande et pourcentage d'erreur présentée dans le cas 1	49
3.3	Fréquence de résonance de l'antenne PIFA bi bandes et pourcentage d'erreur présentée dans le cas 1 pour la (a). première. (b). deuxième bande de fréquence.	50
3.4	Fréquence de résonance de l'antenne PIFA mono bande et pourcentage d'erreur présentée dans le cas 2	51
3.5	Fréquence de résonance de l'antenne PIFA bi bandes et pourcentage d'erreur présentée dans le cas 2 pour la (a). première. (b). deuxième bande de fréquence	52

3.6	Fréquence de résonance de l'antenne PIFA mono bande et pourcentage d'erreur présentée dans le cas 3	52
3.7	Fréquence de résonance de l'antenne PIFA bi bande et pourcentage d'erreur présentée dans le cas 3 pour la (a). première. (b). deuxième bande de fréquence	53
3.8	Fréquence de résonance de l'antenne PIFA mono bande et pourcentage d'erreur présentée dans le cas 4.	54
3.9	Fréquence de résonance de l'antenne PIFA bi bande et pourcentage d'erreur présentée dans le cas 4 pour la (a). première. (b). deuxième bande de fréquence.	55
4.1	(a). Vue de dessus. (b). Vue de côté du modèle initial de l'antenne PIFA bi-bande à fente.	59
4.2	(a). Coupe transversale. (b). Coupe longitudinale du modèle de tissu à trois couches avec l'emplacement de l'antenne PIFA proposée.	60
4.3	Coefficient de réflexion S_{11} de l'antenne PIFA bi bandes dans la bande (a). MedRadio, (b) ISM	62
4.4	Le gain en 3D, 2D de l'antenne PIFA bi bandes implantée dans le tissu musculaire dans la bande (a). MedRadio, (b) ISM.	63
4.5	Densité surfacique de courant dans le plan de masse et le patch dans la bande (a).MedRadio et (b) ISM	64
4.6	Impédance d'entrée de l'antenne PIFA bi bandes dans la bande (a). MedRadio, (b) ISM.	65
4.7	Coefficient de réflexion S_{11} de l'antenne PIFA bi bandes avec les paramètres du RNA dans la bande (a). MedRadio, (b) ISM.	68
4.8	Diagramme rayonnement en 3D, 2D de l'antenne PIFA bi bandes optimisée par le RNA et implantée dans le tissu musculaire dans la bande (a). MedRadio, (b) ISM.	69
4.9	Densité surfacique de courant sur le plan de masse et sur le patch de l'antenne PIFA optimisée dans la bande (a).MedRadio et (b) ISM	70
4.10	Impédance d'entrée de l'antenne bi bande PIFA optimisée par le RNA dans la bande (a). MedRadio, (b) ISM	71
4.11	(a). Vue de dessus. (b). Vue de côté d'antenne PIFA tri bandes à fente.	73

4.12	Coefficient de réflexion —S11— de l’antenne PIFA tri bandes dans la bande (a). MedRadio, (b) ISM (915 MHz) et (c). ISM (2.45 GHz)	75
4.13	Diagramme rayonnement en 3D, 2D de l’antenne PIFA tri bandes implantée dans le tissu musculaire dans la bande (a). MedRadio (402 MHz), (b) ISM (915 MHz) et (c).ISM (2.45 GHz)	77
4.14	Densité surfacique de courant dans le plan de masse et le patch de l’antenne IFA tri bandes dans la bande (a).MedRadio (402 MHz) et (b) ISM (915 MHz) et (c) ISM (2.45 GHz).	78
4.15	Impédance d’entrée de l’antenne PIFA tri bande dans la bande (a). MedRadio (402MHz), (b) ISM (915 MHz) et (c). ISM (2.45 GHz).	80

Liste des tableaux

1.1	Modèles d'une famille virtuelle.	18
1.2	Les paramètres $ef(\varepsilon_\infty)$, $\Delta\varepsilon_m$, τ_m et α_m de peau, graisse, muscle et os.	19
1.3	Exemples des dimensions du fantôme et le positionnement d'implant dans la littérature.	21
3.1	Structure RNA et LF utilisée pour calculer les fréquences de résonance de l'antenne PIFA mono et bi bandes.	47
3.2	Structure des RNAs et LFs utilisés pour calculer les fréquences de résonance de l'antenne PIFA mono et bi bandes.	50
4.1	Caractéristiques diélectriques du tissu biologique. [8].	60

Introduction générale.

Dans les systèmes de communication sans fil, l'antenne est l'un des composants les plus importants. L'histoire des antennes remonte à James Clerk Maxwell [1] qui a unifié les théories de l'électricité et du magnétisme, et a représenté leurs relations à travers un ensemble d'équations profondes connues sous le nom d'équations de Maxwell qui les a publiées en 1873 [2]. Il a également montré que la lumière est une onde électromagnétique qui se propage à une vitesse bien déterminée. En 1901, Marconi a pu transmettre des signaux sur de grandes distances où il a effectué, dans la même année, la première transmission transatlantique de Poldhu à Cornwall, en Angleterre, à St. John's, à Newfoundland.

Au début des années 1960, des méthodes numériques (méthode des moments, méthode des différences finies, méthode des éléments finis) ont été introduites et permettent actuellement d'analyser et de concevoir avec exactitude des configurations de systèmes d'antennes complexes considérés auparavant inabordables. Alors que dans le passé, la conception de l'antenne pouvait être considérée comme un problème secondaire dans la conception globale du système, elle joue aujourd'hui un rôle essentiel. En fait, de nombreux succès du système dépendent de la conception et des performances de l'antenne. Alors que dans la première moitié du 20ème siècle, la technologie des antennes utilise la méthode "coupe et essai", il s'agit aujourd'hui d'un art d'ingénierie. Les méthodes d'analyse et de conception sont telles que les performances du système antennaire peuvent être prédites avec une précision remarquable. En fait, de nombreuses conceptions d'antennes passent directement de l'étape de conception au prototype sans essais intermédiaires.

Dans la littérature, il existe plusieurs techniques pour réduire les dimensions des antennes. Beaucoup d'entre elles sont appliquées à différents types de dispositifs microondes. La modification de la structure oblige le courant à circuler le long d'un trajet précis, ce qui influe sur la fréquence de résonance. En 1987 [3], une

technique de miniaturisation de l'antenne est appliquée à l'antenne patch par l'implémentation d'un court-circuit entre le patch et le plan de masse; ce qui influe sur le trajet du courant et par conséquent affecte la fréquence de résonance. Cette antenne a été donnée le nom d'antenne F planaire inversée (PIFA) du fait qu'une coupe transversale sur celle ci forme une lettre F inversée. L'idée de base de la PIFA était l'antenne dipôle quart d'onde. Par la suite, l'antenne PIFA est utilisée dans divers domaine du fait de ses meilleures performances.

Dans le domaine médical, l'implant est un dispositif électronique localisé chirurgicalement à l'intérieur d'un corps humain ou d'un animal. Les implants ont été développés pour traiter un large éventail d'appareils médicaux, y compris les systèmes à capsule endoscopique ingérable tels représentés dans la figure 1, les stimulateurs cardiaques pour les troubles cardiovasculaires tels illustrés dans la figure 2, les implants cochléaires pour les malentendants et les pompes à médicaments implantables automatisées pour aider les patients nécessitant des injections fréquentes de médicaments intraveineux.

La plupart des implants nécessitent un lien de communication avec le monde extérieur afin de surveiller l'état du patient et de faciliter la reprogrammation périodique du dispositif. Une maintenance continue est également requise, telle que la surveillance de l'état de la batterie interne de l'appareil. Une fois implanté, l'appareil n'est plus retiré pour la maintenance ou l'emplacement de la pile [4], sauf en cas nécessité absolue, ce qui oblige le patient à subir une nouvelle intervention chirurgicale.

Les implants nécessitent une liaison de communication sans fil, car les liaisons filaires sont indésirables du point de vue du confort du patient et du risque d'infection [5]. Au paravent, cette liaison utilisait un couplage inductif à basse fréquence entre une bobine à l'intérieur de l'implant et une sonde inductive externe. Actuellement des antennes implantables sont utilisées pour assurer ce lien entre le système de surveillance à l'extérieur du corps humain d'une part et l'implant à l'intérieur du corps, d'autre part (figure 3).

Les travaux de cette thèse sont réalisés dans le cadre de collaboration entre notre département d'électronique de l'université de Msila, d'une part et le laboratoire de Génie Electrique et Electronique de Paris (GeePs) en France et le département de génie électrique et informatique de l'université de Patras en Grèce, d'autre part. Cette thèse porte sur l'analyse de l'antenne PIFA par la Méthode des



FIGURE 1 – Système à capsule endoscopique ingérable [6].

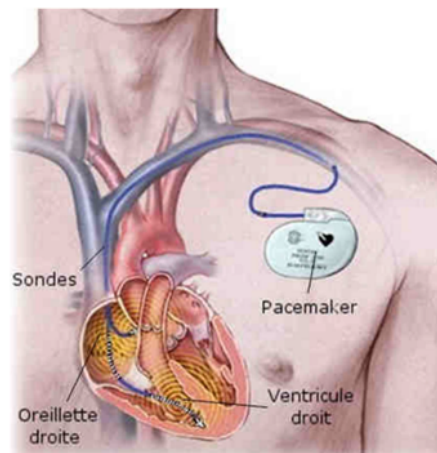


FIGURE 2 – Implantation du stimulateur cardiaque dans le torse humain [7].

Eléments Finis (MEF) en utilisant les deux logiciels commerciaux : Comsol Multiphysics 5.2a et High Frequency Structure Simulator (HFSS 18). Ainsi que son utilisation dans le domaine biomédical. Les antennes opérant à l'intérieur du corps souffrent des fortes atténuations du fait que le tissu biologique est caractérisé par des milieux dissipatifs et dispersifs (paramètres caractéristiques varient en fonction de la fréquence), on présente par ce travail une antenne PIFA tri bandes placée dans le corps humain rayonne dans les trois bandes de fréquences : la télémetrie

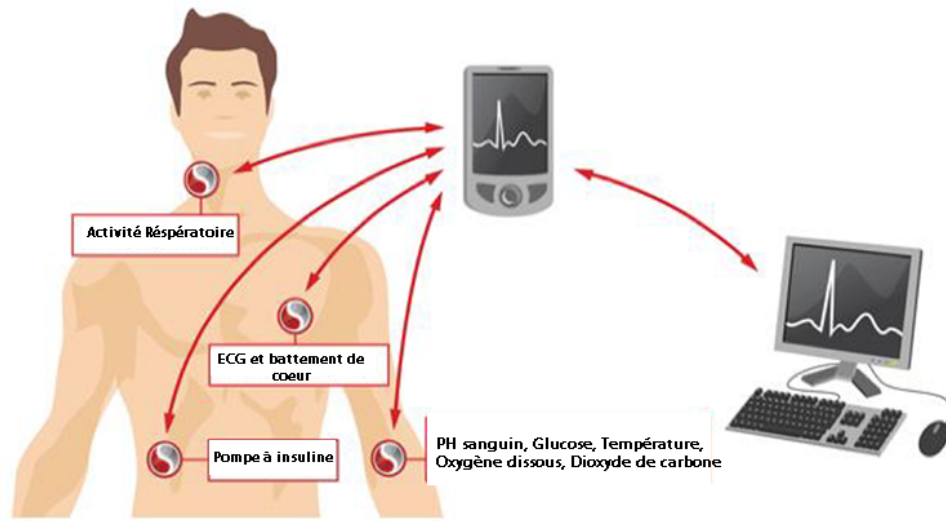


FIGURE 3 – Antennes placées dans le corps humain.

de données sans fil et l'opération de transmission de puissance dans la bande du service de radiocommunications des dispositifs médicaux (MedRadio, 402 – 405 MHz), transmission de puissance (Industrial, Scientific and Medical; ISM) dans les bandes 902.8 – 928 MHz et 2.4 – 2.5 GHz. Le choix de l'antenne PIFA est justifié par ses hautes performances telles que la simplicité de la réalisation, sa taille réduit et sa structure simple.

Le manuscrit après l'introduction générale est organisé comme suit :

Chapitre 1 : est consacré à la théorie des antennes. Nous rappelons des généralités sur les antennes comprenant un ensemble de définitions de base ainsi que les différentes caractéristiques électriques et de rayonnement. Nous nous intéressons par la suite à l'antenne planaire F inversée (PIFA). Un état de l'art de l'antenne PIFA ainsi que son architecture et ses avantages justifiant notre choix sont présentés. A la fin de ce chapitre, nous présentons une application biomédicale des antennes. La connaissance du comportement de l'antenne dans le corps humain est essentielle, par conséquent, nous nous intéressons à la modélisation du corps biologique par l'estimation de ses caractéristiques diélectriques et ses effets sur le rayonnement des antennes.

Chapitre 2 : Nous présentons dans ce chapitre l'analyse d'antennes PIFA par la méthode des éléments finis. Au début, on présente un état de l'art de la méthode des éléments finis (MEF) appliquée aux antennes. Ensuite, deux structures PIFA

mono et bi bandes sont simulées par la MEF utilisant les deux logiciels commerciaux : Comsol Multiphysics 5.2a et HFSS 18. Les performances principales telles que la fréquence de résonance, le diagramme de rayonnement 2D et 3D, la distribution de courant électrique ainsi que l'influence des paramètres dimensionnels des antennes sur leurs performances sont simulées et commentées.

Chapitre 3 : Il porte sur deux méthodes d'optimisation : les réseaux de neurones et la logique floue. Pour chaque méthode, l'algorithme de fonctionnement est exposé dans un premier temps, ensuite, elle est appliquée pour l'optimisation des antennes PIFA mono et bi bandes. Par la suite, les performances des deux antennes PIFA déterminées par les deux méthodes d'optimisation en fonction de leurs paramètres dimensionnels sont validés en comparant avec les résultats réels des logiciels de simulation COMSOL et HFSS.

Chapitre 4 : Il porte sur une application biomédicale de l'antenne PIFA. Nous étudions une antenne PIFA bi bandes en portant une modification sur celle analysée en [8] qui couvre les deux bandes MedRadio (402 MHz) et ISM (915 MHz). Les performances de l'antenne à l'intérieur du corps humain : le coefficient de réflexion, le gain et la distribution de courant dans les deux bandes de fréquences utilisant le logiciel Comsol Multiphysics(5.2 a) sont montrés et commentés. Ensuite, nous présentons la miniaturisation de sa taille utilisant la technique d'optimisation RNA citée dans le chapitre précédent. Une comparaison entre les performances de l'antenne avant et après optimisation est faite afin de vérifier que les mêmes performances ont été maintenues. En fin, une modification de la forme de l'élément rayonnant de l'antenne miniaturisée est introduite afin d'obtenir un fonctionnement tri-bandes ; MedRadio (402MHz), ISM (915 MHz) et (2.45 GHz). Pour chaque bande de fréquence, les performances de l'antenne PIFA tri-bandes à l'intérieur du corps humain sont présentées et commentées.

Enfin, ce manuscrit se termine par une conclusion et des perspectives pour des études futures.

Chapitre 1

Généralités sur les antennes et ses applications.

I INTRODUCTION

L'idée d'un élément rayonnant à microruban a été proposée par Deschamps aux Etats Unis d'Amérique en 1950 [9] et en France par Guttan et Baissimot en 1955 [10]. À cause du manque de bons substrats, la recherche a stagné pour une période de 15 ans. Cependant, le besoin d'une antenne mince pour l'industrie militaire et spatiale a réanimé le développement des antennes imprimées au début des années 1970 par Byron qui décrit une piste rayonnante conductrice gravée sur un substrat diélectrique et repose sur un plan de masse [11].

La révolution technologique impose une nécessité à de nouvelles types d'antennes répondant aux performances demandées telles que l'antenne à ouverture (Slot antenna), l'antenne large bande, antenne reconfigurable, antenne F inversée planaire (PIFA)... etc.

Puisqu'elles permettent de répondre à de nombreuses contraintes imposées par les systèmes de télécommunications, les antennes micro-ruban sont devenues plus connues et utilisées dans divers systèmes de communications. De nos jours, les antennes imprimées avec toutes ses variétés sont très utilisées dans :

Système mobile, de nombreux modèles d'antennes microstrip ont été développés pour les applications WIFI et WLAN 2.4 GHz [12], [13]. Les avantages de ces antennes telles que le profil bas, la facilité de fabrication, et le coût réduit ont les

rendu très populaires. Cependant, l'antenne microruban a un gain faible, l'ajout des couches parasitaires peut améliorer considérablement ce paramètre [14]. Des antennes bi [15], tri et multi bandes [16] ont été développées par la suite.

Système MIMO, qui nécessitent en plus d'un bon gain et un rayonnement stable, un effet de couplage mutuel faible du fait qu'ils utilisent plusieurs antennes en émetteur et en récepteur [17], [18]. La réduction de l'effet de couplage mutuel augmente linéairement la capacité du canal du système. Les antennes reconfigurables sont devenues une solution pour réduire cet effet de couplage mutuel car elles sont capables de changer leurs propriétés de rayonnement [19].

Applications biomédicales, plusieurs chercheurs ont développé de nombreux dispositifs implantables qui sont déployés à l'intérieur du corps humain afin d'améliorer la qualité du traitement, y compris la surveillance et la transmission de données [20]– [22]. Pour ces dispositifs, nécessitant une communication basée sur une alimentation sans fil, l'antenne joue un rôle clé pour assurer la fiabilité globale de la liaison. Divers types d'antennes ont été proposés dans la littérature pour de telles applications, notamment l'antenne à fente [30] et l'antenne PIFA [24], [25].

Afin de rendre ces installations de surveillance continue plus flexible pour les patients, elles doivent être de taille suffisamment petite ce qui nécessite la conception d'une antenne miniature qui couvrira plusieurs bandes en tenant compte également du gain qui est un facteur considérable. Récemment, l'antenne PIFA présente une grande plage d'utilisation pour ces applications médicales du fait qu'elle est de taille réduite [26], [27].

Dans ce chapitre, on a dressé un état de l'art sur les antennes imprimées et leurs applications dans le domaine médical. En premier lieu, on a défini d'une manière générale les différentes caractéristiques des antennes imprimées, ensuite, on s'intéresse en particulier par l'antenne PIFA. En second lieu, commençant par un aperçu historique mettant en évidence le rôle joué par les antennes dans les applications médicales comme étant des dispositifs implantable dans le corps humain. On présente par la suite quelques notions sur la modélisation du corps humain, les caractéristiques du tissu biologiques et aussi les fréquences réservées à cette application.

II GENERALITES SUR LES ANTENNES

i Définition d'une antenne

Selon l'institut d'ingénieurs électriciens et électroniciens (l'Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE)), une antenne est définie comme un système permettant de rayonner ou de recevoir des ondes radio [28]– [30]. En d'autre terme dans un système de communication sans fil, nous pouvons définir une antenne émettrice dans le bloc d'émission et une deuxième antenne réceptrice dans la partie de réception comme illustre la figure 1.1.

Une antenne émettrice reçoit les signaux électromagnétiques d'une ligne de transmission et les diffuse dans l'espace libre. Par contre l'antenne réceptrice capte les ondes électromagnétiques incidentes et les convertit en signaux électriques.

L'antenne a plusieurs rôles dont les principaux sont les suivants :

- Permettre une adaptation correcte entre l'équipement radioélectrique et le milieu de propagation.
- Assurer la transmission ou la réception de l'énergie dans des directions privilégiées.
- Transmettre le plus fidèlement possible une information.

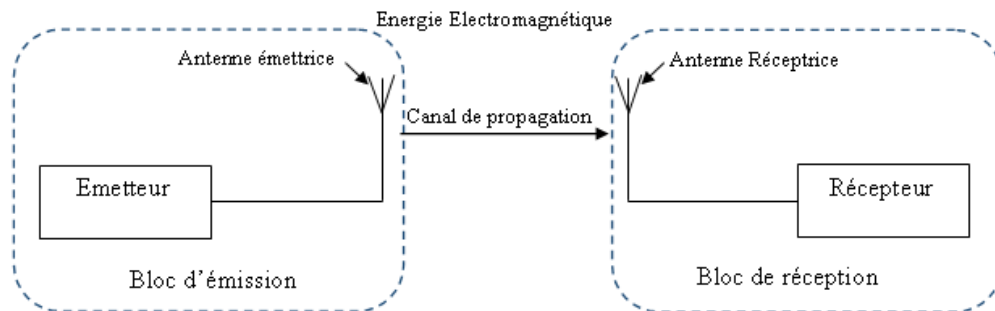


FIGURE 1.1 – Système global de la communication sans fil.

ii Caractéristiques d'une antenne

Des nombreux paramètres sont utilisés pour décrire les caractéristiques et les performances des antennes tels que l'impédance d'entrée, le coefficient de réflexion, la directivité, le gain, l'efficacité ainsi que le diagramme de rayonnement. Ces paramètres sont classés en deux groupes :

- Le premier groupe caractérise l'antenne comme un élément de circuit électrique (Z_{in} et S_{11})
- Le second groupe s'intéresse à ses propriétés de rayonnement, tel que le diagramme de rayonnement, la directivité et le gain.

a. Caractéristiques électriques

Impédance d'entrée : L'impédance d'entrée est définie comme étant l'impédance présentée par une antenne à ses bornes (figure 1.2) ; elle est égale au rapport de la tension V_e sur le courant I_e présentés à l'entrée d'antenne.

$$Z_{in} = \frac{V_e}{I_e} = R + jX \quad (1.1)$$

Où : Z_{in} : l'impédance d'entrée aux bornes a et b.

R : la résistance de l'antenne aux bornes a et b.

X : la réactance de l'antenne aux bornes a et b.

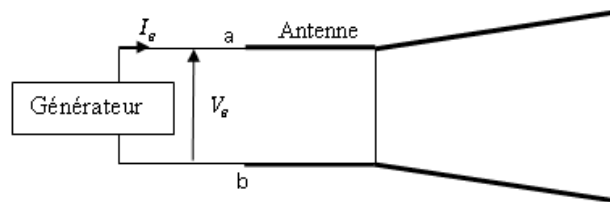


FIGURE 1.2 – Antenne en mode émetteur.

Coefficient de réflexion : Le coefficient de réflexion est un paramètre qui permet de quantifier la quantité du signal réfléchi par rapport au signal incident. Généralement ce coefficient Γ est lié à l'impédance d'entrée de l'antenne et l'impédance caractéristique de la ligne d'alimentation par :

$$\Gamma = \frac{Z_{in} - Z_c}{Z_{in} + Z_c} \quad (1.2)$$

Où : Z_{in} : l'impédance d'entrée de l'antenne.

Z_c : l'impédance caractéristique de la ligne d'alimentation.

Bande passante : La bande passante d'une antenne est la gamme de fréquences dans laquelle elle peut émettre et recevoir des ondes électromagnétiques (figure 1.3). On peut la définir :

— En pourcentage autour de la fréquence centrale f_c .

$$Bp(\%) = 100 \frac{f_h - f_l}{f_c} \quad (1.3)$$

— En différence entre les limites de la bande passante.

$$Bp[Hz] = f_h - f_l \quad (1.4)$$

Où : f_h : la fréquence la plus élevée de la bande,

f_l : la fréquence la plus basse de la bande,

$f_c = \frac{f_l + f_h}{2}$: la fréquence centrale de la bande

Pour une antenne, il est considéré qu'il y a une bonne adaptation de son impédance, si le coefficient de réflexion S_{11} est inférieure à -10 dB.

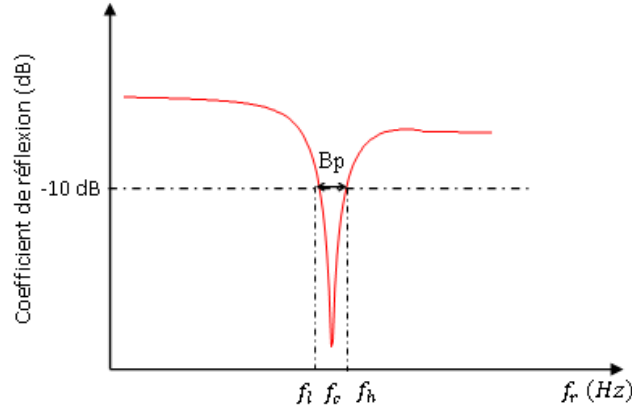


FIGURE 1.3 – Bande passante d’une antenne.

b. Caractéristiques de rayonnement

Gain et directivité : Le gain (G) d’une antenne est une quantité descriptive de performance d’une antenne. Le gain d’une antenne dans une direction donnée est le rapport de l’intensité de rayonnement de l’antenne dans la direction (θ, ϕ) et celle d’une antenne isotrope. Il devient alors :

$$G(\theta, \phi) = 2\pi \frac{U(\theta, \phi)}{U_0} \quad (1.5)$$

Où : $U(\theta, \phi)$: l’intensité de rayonnement d’une antenne dans la direction (θ, ϕ) .

U_0 : l’intensité de rayonnement d’une source isotropique sans perte

La directivité de l’antenne (D) est la densité de puissance dans une certaine direction. Le rapport entre le gain maximal et la directivité est l’efficacité de rayonnement δ

$$G_{max} = \delta D \quad (1.6)$$

Diagramme de rayonnement : Le diagramme de rayonnement d’une antenne présente les variations de la puissance rayonnée par unité d’angle solide dans les différentes directions de l’espace. Il y a généralement une direction de rayonnement maximale autour de laquelle se trouve concentrée une grande partie de la puissance rayonnée et des directions secondaires autour desquelles se répartit

le reste de la puissance.

La fonction caractéristique de rayonnement $F(\theta, \phi)$ de l'antenne permet d'avoir une vision globale du rayonnement. Elle est définie comme étant le rapport de la puissance transmise dans une direction donnée $P(\theta, \phi)$ à la puissance de la direction où le rayonnement est maximal $P(\theta_0, \phi_0)$ [31].

$$F(\theta, \phi) = \frac{P(\theta, \phi)}{P(\theta_0, \phi_0)} \quad (1.7)$$

En général on s'intéresse à trois coupes perpendiculaires dans les plans privilégiés, l'un appelé plan E contenant le vecteur champ électrique E (typiquement $\phi = 0$) et l'autre appelé plan H contenant le vecteur champ magnétique H (typiquement $\phi = \pi/2$) et le plan horizontal ($\theta = \pi/2$).

Polarisation d'une antenne : Une antenne rayonne une onde qui en champ lointain présente localement les propriétés d'une onde plane. La polarisation de cette onde est par définition, caractérisée par la projection dans le plan orthogonal à la direction de propagation, de la courbe décrite dans le temps par l'extrémité du vecteur champ électrique de l'onde rayonnée en zone lointaine. Dans la base (e_r, e_θ, e_ϕ) des coordonnées sphériques (r, θ, ϕ) , le champ électrique lointain peut s'écrire comme :

$$E(t) = E_\theta(t)e_\theta + E_\phi(t)e_\phi \quad (1.8)$$

$$E_\theta(t) = E_{\theta m} \cos(\omega t + \alpha_\theta) \quad (1.9)$$

$$E_\phi(t) = E_{\phi m} \cos(\omega t + \alpha_\phi) \quad (1.10)$$

De ces définitions, il est possible de remonter à la différence de phase entre les composantes $\alpha = \alpha_\theta - \alpha_\phi$ et de montrer que E_θ et E_ϕ vérifient l'équation :

$$\frac{E_\theta(t)^2}{E_{\theta m}^2} + \frac{E_\phi(t)^2}{E_{\phi m}^2} - 2 \cos \alpha \frac{E_\theta(t)E_\phi(t)}{E_{\theta m}E_{\phi m}} - \sin^2 \alpha = 0 \quad (1.11)$$

Cette équation définit la polarisation du champ rayonné. Dans le cas général, la polarisation d'une antenne est une ellipse contenue dans un plan perpendiculaire à la direction de rayonnement considérée.

Pour caractériser une polarisation, le rapport axial (Axial Ratio ; AR) définit par : (figure 1.4)

$$AR = \frac{A\acute{A}}{B\acute{B}} \quad (1.12)$$

est utilisé

Donc l'antenne possède une

- Polarisation rectiligne ou linéaire ($AR \rightarrow \infty$ ou $AR = 0$), obtenue quand le champ reste parallèle à une direction au cours du temps : l'ellipse devient un segment de droite.
- Polarisation circulaire ($AR = 1$), lorsque les deux champs sont équiampplitudes ($E_{\theta m} = E_{\phi m}$) et vibrent en quadrature de phase : l'ellipse devient alors un cercle.

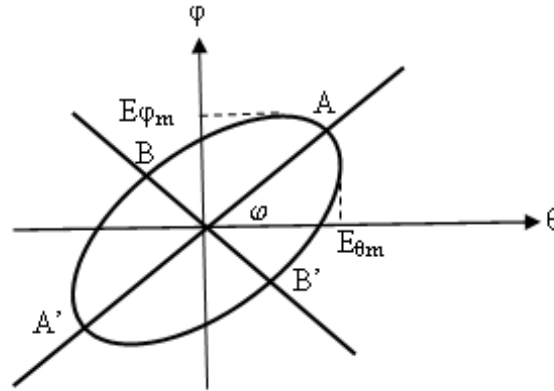


FIGURE 1.4 – Polarisation elliptique d'une antenne.

III ANTENNE PLANAIRE F INVERSEE (PLANAR INVERTED F ANTENNA (PIFA))

i Etat de l'art

L'antenne PIFA est apparue pour la première fois dans la littérature de l'IEEE en 1987 [3]. Le nom PIFA provient des antennes planaires F inversées qui étaient des structures en fil conducteur au-dessus d'un plan de masse, formant une forme de F [32]. On peut dire aussi que l'antenne PIFA est une modification de l'antenne patch en introduisant un pin de court-circuit entre le patch et le plan de masse à divers endroits. Le pin de court-circuit fournit une inductance parallèle à l'impédance de l'antenne [33].

A cause des performances de ce type d'antenne, la PIFA est utilisée dans divers domaines, par exemple dans le domaine de télécommunication mobile, une antenne PIFA avec une très large bande commençant à 690 MHz et se termine à 12.91 GHz est présentée dans [34]. Avec cette très large bande, la PIFA proposée peut fonctionner correctement dans de nombreuses bandes importantes telles que LTE 700, GSM 800, GSM 900, DCS, PCS, AWS, Wifi, Bluetooth et pour les services Ultra-large bande.

Le travail de [35] est dédié au développement d'antenne PIFA avec une couverture diélectrique pour différentes bandes de fréquence. Une antenne PIFA sur un substrat diélectrique FR-4 avec une épaisseur $h = 2$ mm a été simulée, fabriquée et testée pour être utilisée dans les applications GSM 900/1800 MHz. Aussi une PIFA bi-bandes est utilisée dans les applications sans fil [36]. L'antenne proposée comprend les bandes GPS et GSM. La PIFA est aussi utilisée dans les mobiles 5G [37]. et aussi couvre les bandes DCS ((1710-1880) MHz), UMTS (1920-2170 MHz), Bluetooth / WLAN ((2400-2480) MHz), GPS ((1227-1575) MHz), WIMAX ((2500-2690) MHz) [38].

De nombreux groupes de recherche ont largement utilisé des antennes PIFA pour concevoir des antennes implantables en raison de leur structure simple et de leur taille compacte. Dans [26], les caractéristiques de résonance des antennes PIFA implantées et leurs performances de rayonnement à l'extérieur du corps humain ont été étudiées pour fournir des informations de base utiles pour l'hyperthermie et la biotélémétrie. Une PIFA compacte constituée de deux bandes avec une technique d'amélioration de la bande passante est proposée pour la biotélémétrie

implantable dans la bande MICS dans [39]. Une conception d'antenne PIFA qui couvre effectivement trois bandes : la bande MICS 433 MHz et les bandes ISM 915 MHz et 2.45 GHz a été décrite dans [27].

ii Structure d'une antenne planaire F inversée (PIFA)

L'antenne PIFA dans sa structure de base est constituée d'un élément rayonnant placé au-dessus d'un plan de masse en plaçant un court-circuit entre les deux à l'endroit précis comme le montre la figure 1.5. Le court-circuit ajoute une inductance parallèle, sa valeur dépend de leur dimensions ce qui permet de s'affranchir d'une moitié du résonateur et d'avoir une résonance de $\lambda/4$. La PIFA présente une distribution de courant maximale près du pin court-circuit et diminue en s'éloignant de celui-ci [33].

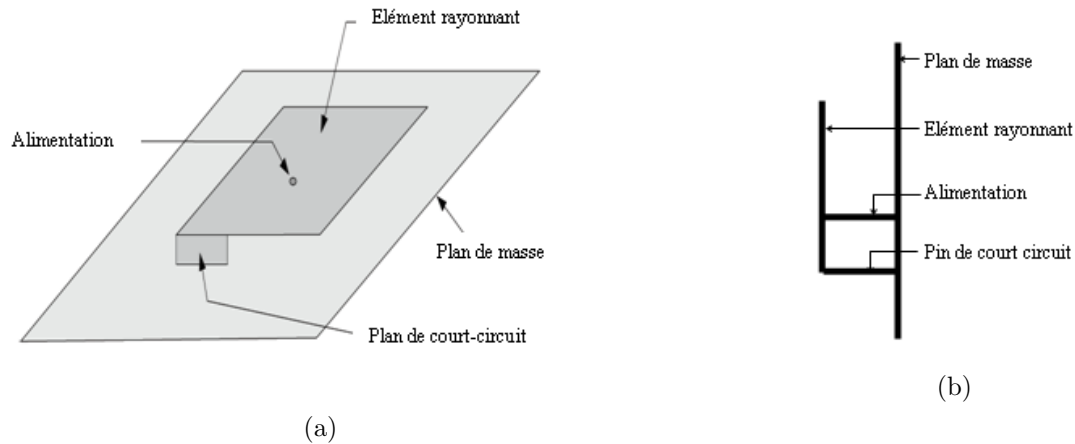


FIGURE 1.5 – a. Vue en dessus b. vue à coté de la structure d'une antenne PIFA.

Les antennes PIFA sont choisies pour leur structure simple et compacte. Ils peuvent être facilement installés dans les appareils cellulaires. Les principaux avantages de la PIFA sont :

- La facilité de réalisation due aux progrès de la technologie des circuits imprimés.
- La taille de l'antenne PIFA est de l'ordre du quart d'onde permet de créer des applications dans les bandes UHF et VHF.

IV APPLICATION BIOMEDICALE

i Etat de l'art

Depuis les premières expériences médicales aux rayons X à la fin du 19^{ème} siècle, l'électromagnétisme n'a cessé d'augmenter sa présence en médecine. Aujourd'hui, les applications radiofréquences et micro-ondes offrent des contributions majeures à la prévention, au diagnostic et au traitement des maladies [40], [41]. En particulier, les capacités sans fil sont extrêmement utiles en médecine moderne afin d'améliorer le confort et les soins du patient, par exemple en réduisant l'invasivité des instruments médicaux électromagnétiques.

L'introduction de stimulateurs cardiaques au début des années 1960s [42] et les premières pilules à avaler avec des capacités de détection ont montré la grande importance des dispositifs implantables permettant la surveillance et le traitement dans le corps humain. De tels dispositifs nécessitent l'utilisation de la communication sans fil pour contrôler le fonctionnement du système et signaler l'état du patient. Aujourd'hui, la surveillance du glucose, les pompes à insuline, la stimulation cérébrale profonde et l'endoscopie sont quelques exemples d'applications médicales qui pourraient tirer parti de la surveillance et du contrôle à distance d'une unité implantable [43], [44].

En plus des avantages évidents pour le système de soins de santé fournis par les dispositifs implantables sans fil, les aspects économiques sont également pertinents. Les systèmes de surveillance à distance facilitent la prévention des maladies et favorisent l'hôpital à la maison. Les deux aspects diminuent les coûts en réduisant la période d'hospitalisation en gardant le patient à la maison. Un exemple de système de surveillance des soins à domicile est illustré dans la figure 1.6.

La difficulté d'obtenir des performances des systèmes sans fil pour les dispositifs implantables reflète les difficultés de la conception des antennes implantables. En effet, malgré le fait que l'utilisation d'antennes à l'intérieur d'un corps vivant remonte à cinq décennies [45], [46], le sujet reste ouvert et présente un grand intérêt pour la recherche compte tenu des nouvelles applications. Parmi tous les composants nécessaires aux applications de télémétrie implantées, l'antenne joue un rôle clé pour obtenir des liens de communication robustes et de miniaturiser l'ensemble du dispositif.

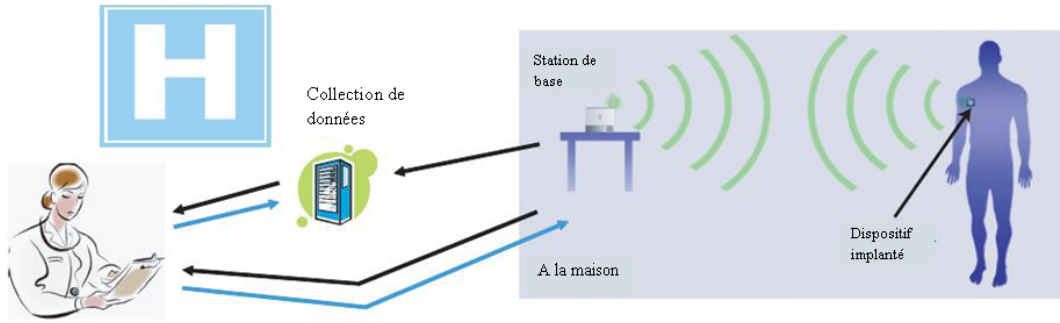


FIGURE 1.6 – Système de soins de santé à domicile avec un dispositif implantable.

ii Modèle du corps humain

Un grand nombre de modèles permettant de prédire les effets du corps humain sur les caractéristiques des antennes implantées sont disponibles dans la littérature.

Depuis les premiers travaux axés sur le rayonnement électromagnétique dans les tissus biologiques [47]– [49], une sélection extrêmement large de fantômes a été proposée et étudiée. Les fantômes décrivent le corps humain avec des précisions différentes en termes de géométrie, et du nombre des couches tissulaires. Une attention particulière est portée au fait que le corps humain est constitué de matériaux hautement dissipatifs dans le cas de la propagation RF.

Afin de mieux apprécier les grandes différences entre les modèles du corps humain disponibles pour l'analyse numérique, il est utile de les classer en fonction de : la géométrie (forme), la composition (matériaux constitutifs) ; la dimension et l'emplacement de l'implant. Chacune de ces trois classes comprend plusieurs variations.

a. Géométrie

Géométries canoniques : sont souvent utilisées lors de la conception d'antenne implantée. Par exemple, les fantômes rectangulaires (box) sont considérés dans [50], tandis que la géométrie cylindrique, modélisée dans [51], [52], est recommandée comme norme par l'institut européen des normes de télécommunication (ETSI) [53]. De manière tout à fait intéressante, un cylindre avec pertes a également été utilisé dans les premières validations expérimentales des études théoriques

sur la propagation des ondes EM à travers un milieu avec pertes dans [54]. Des géométries sphériques ont également été utilisées pour modéliser l'ensemble du corps [49], mais on trouve leur application principale dans des fantômes de tête équivalents [26], [55], [56]. L'utilisation de telles géométries simplifiées est très courante car elles permettent de réduire le temps de simulation et d'utiliser des formules analytiques.

Famille virtuelle : composée d'une famille complète de quatre personnes décrivant la géométrie du corps humain et aussi pour les enquêtes de la constitution du corps différentes selon l'âge et le sexe comme illustrée dans le tableau 1.1. [57].

TABLE 1.1 – Modèles d'une famille virtuelle.

Famille virtuelle
Ella : Une femme adulte de 26 ans
Duke : Un adulte de 34 ans
Billie : Une fillette de 11 ans
Thelonius : Un garçon de 6 ans

b. Composition (matériaux constitutifs)

Les géométries présentées sont considérées comme homogènes ou constituées de plusieurs tissus biologiques. Par exemple, les fantômes homogènes et multicouches sont généralement constitués de trois matériaux, à savoir, la peau, muscle et os comme dans [?]. Chaque couche possède ses propres caractéristiques qui dépendent de la fréquence. Généralement, la perméabilité (μ), la permittivité (ε) et la conductivité (σ) d'un milieu linéaire, homogène et isotrope sont [58] :

- **Perméabilité magnétique** : $\mu = \mu_0(\mu'_r - j\mu''_r)$, ou $\mu_0 = 4\pi 10^{-7} \text{Am}^{-1}$ est la perméabilité du vide et le terme imaginaire explique les pertes dues à l'amortissement des moments dipolaires vibratoires magnétiques. Pour le corps humain, il n'a pas de propriétés magnétiques particulières $\mu'_r = 1$ et $\mu''_r = 0$
- **Permittivité diélectrique et conductivité** : selon le modèle basé sur la sommation 4 cole-cole, la permittivité et la conductivité électrique sont

données par la relation :

$$\varepsilon = \varepsilon_0(\varepsilon_r' - j\varepsilon_r'') = \varepsilon(\infty) + \frac{\sigma_j}{j\omega\varepsilon_0} + \sum_{m=1}^4 \frac{\Delta\varepsilon_m}{1 + (j\omega\tau_m)^{(1-\alpha_m)}} \quad (1.13)$$

$$\varepsilon = ef + \sum_{m=1}^4 \frac{\Delta\varepsilon_m}{1 + (j\omega\tau_m)^{(1-\alpha_m)}} \quad (1.14)$$

Les paramètres $ef(\varepsilon_\infty)$, $\Delta\varepsilon_m$, τ_m et α_m de peau, graisse, muscle et os sont donnés dans le tableau 1.2 [58].

TABLE 1.2 – Les paramètres $ef(\varepsilon_\infty)$, $\Delta\varepsilon_m$, τ_m et α_m de peau, graisse, muscle et os.

	Peau	Gras	Muscle	Os
ef	4.000	2.500	4.000	2.5
$\Delta\varepsilon_1$	32.00	9.00	50.00	10
$\Delta\varepsilon_2$	1100	35	7000	180
$\Delta\varepsilon_3$	0.00E+0	3.30E+4	1.20E+6	5E+3
$\Delta\varepsilon_4$	0.00E+0	1.00E+7	2.50E+7	1E+5
$\tau_4(ps)$	7.234	7.958	7.234	13.26
$\tau_2(ns)$	32.481	15.915	353.678	79.58
$\tau_3(us)$	159.155	159.155	318.310	159.2
$\tau_4(ms)$	15.915	15.915	2.274	15.92
α_1	0.000	0.200	0.100	0.2
α_2	0.200	0.100	0.100	0.2
α_3	0.200	0.050	0.100	0.2
α_4	0.200	0.010	0.000	0.00

ε_r est donnée par la partie réelle de ε et la conductivité σ par la partie imaginaire multipliée par $-\omega\varepsilon_0$. La variation des paramètres ε_r et σ de peau, gras, muscle et os en fonction de la fréquence est illustrée dans les figures 1.7 et 1.8.

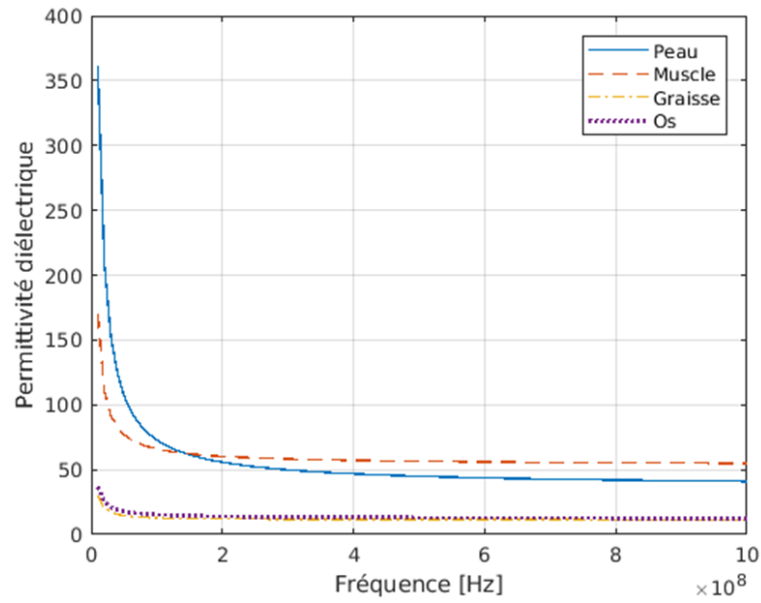


FIGURE 1.7 – Permittivité diélectrique de peau, muscle, graisse et os en fonction de la fréquence

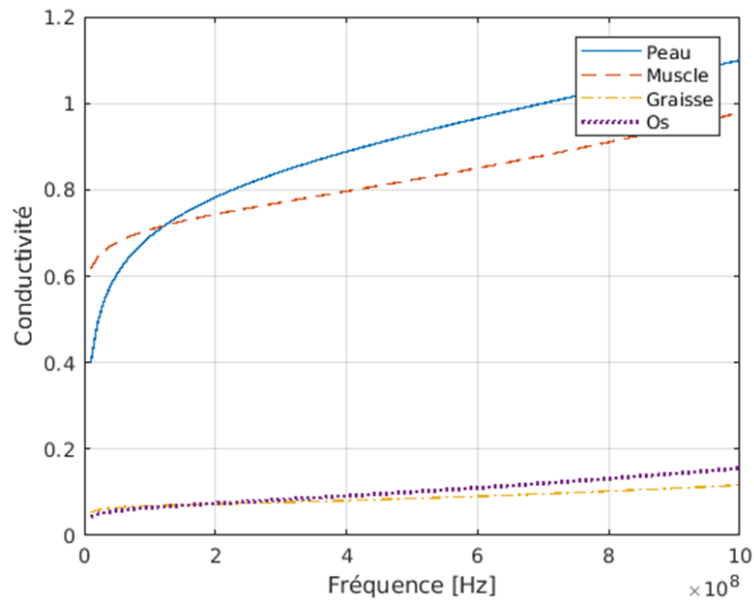


FIGURE 1.8 – Conductivité de peau, muscle, graisse et os en fonction de la fréquence

c. Dimension et positionnement de l'implant

En plus de la géométrie et de la composition des fantômes, la dimension du modèle de corps sélectionné est une variable très importante. Par exemple, les modèles les plus détaillés (famille virtuelle) diffèrent dans les hauteurs, la constitution physique et la masse, comme discuté dans [59]. En outre, des méthodes pour développer des fantômes dépendants du patient sont récemment disponibles [60]. Le tableau 1.3 illustre une simple comparaison des dimensions du fantôme et le positionnement d'implant.

TABLE 1.3 – Exemples des dimensions du fantôme et le positionnement d'implant dans la littérature.

Dimension du fantôme (mm)	Implant (profondeur (mm))	Application	Référence
$50 \times 40 \times 20$	7	MedRadio	[61]
$60 \times 50 \times 20$	7	MedRadio	[62]
$103 \times 103 \times 8.5$	3	MedRadio	[21]
100×300	10	MedRadio et ISM	[8]
$350 \times 350 \times 200$		MedRadio	[63]
$50 \times 50 \times 50$	25	2.45 GHz	[64]
$70 \times 70 \times 300$	4	2.45 GHz	[65]
$152 \times 152 \times 20$	8	2.45 GHz	[66]
30×40	10	3.5 – 4.5 GHz	[52]

iii Les fréquences disponibles

Pour le domaine biomédical, les antennes implantées peuvent opérer dans la bande de fréquence

- **MedRadio** (Medical Device Radiocommunications Service). Le service de radiocommunications pour dispositifs médicaux (MedRadio) est régularisé

par la FCC (Federal Communication Commission) et l'ERC (European Radiocommunication Committee) dans les bandes (401–406, 413–419, 426–432, 438–444 et 451–457) MHz [67]. Le spectre MedRadio est utilisé à des fins diagnostiques et thérapeutiques dans les dispositifs médicaux implantés ainsi que dans les dispositifs portés sur le corps. Par exemple, les appareils MedRadio comprennent des stimulateurs cardiaques et des défibrillateurs implantés ainsi que des stimulateurs neuromusculaires qui aident à restaurer la sensation, la mobilité et d'autres fonctions des membres et des organes.

- **MICS** (Medical Implant Communications Service) qui est de (402–405) MHz. Le MICS est un service radio ultra basse puissance pour la transmission des données qui a pour but de faciliter le diagnostic et les fonctions thérapeutiques [67].
- **ISM** (Industrial, Scientific and Medical bands) à licence libre sont aussi attribuées aux circuits biomédicaux. Les fréquences allouées aux antennes radiofréquence (RF) dans ces bandes sont 434 MHz, 868 MHz et 2.4 GHz en europe et 315 MHz, 915 MHz et 2.4 GHz aux U.S [68]. Récemment, les bande de fréquence 1.2 GHz [69], 1.4 GHz [63] sont incluses dans cette bande.

V CONCLUSION

Dans ce chapitre, on a commencé par la définition générale d'une antenne comme un organe de liaison très important que ce soit en émission ou en réception tout en mettant en évidence ses paramètres caractéristiques. Par la suite on s'est penché vers une présentation de l'antenne PIFA qui est l'antenne de notre choix en précisant sa structure et notant quelques avantages pour ce type d'antenne. Un des paramètres primordiaux d'une antenne est sa taille qui doit être miniaturisée à fin de faciliter son implantation. L'antenne PIFA est l'une des antennes qui répondent à cette nécessité de miniaturisation. Elle est devenue l'un des centres d'intérêt des antennistes et spécifiquement pour l'application biomédicale.

Dans ce chapitre, on a présenté aussi un état d'art illustrant l'historique de l'application des antennes dans le domaine biomédical utilisant le corps humain comme un milieu de propagation qui par sa modélisation et ses caractéristiques diélectriques, influ énormément sur la propagation des ondes électromagnétiques.

Dans le prochain chapitre, on revient aux antennes PIFA. Deux modèles d'an-

tennes PIFA sont présentés et simulés sous les deux logiciels de simulation : Comsol Multiphysics et HFSS basés sur la méthode des éléments finis. Les résultats de ces simulations sont présentés et commentés.

Chapitre 2

Modélisation des antennes PIFA par la méthode des éléments finis.

I INTRODUCTION

Les technologies d'antennes ont suscité un intérêt accru en raison de leur importance dans la communication sans fil, la télédétection, l'exploration spatiale, la défense... etc. L'analyse de l'antenne est essentielle à sa conception et à son optimisation en particulier les antennes complexes, son objectif est de déterminer le champ rayonné et l'impédance d'entrée. Dans le cas d'antennes multiples, telles que les réseaux d'antennes, il est également important de quantifier le couplage mutuel entre antennes, qui peut être caractérisé soit par une matrice d'impédance mutuelle, soit par une matrice de dispersion. Le calcul des champs rayonnés, des impédances d'entrée et des matrices de dispersion nécessite la résolution des équations de Maxwell soumises à certaines conditions aux limites déterminées par la configuration de l'antenne. Cependant, les équations de Maxwell ne peuvent être résolues analytiquement que pour un très petit nombre de géométries d'antennes idéalisées. Par exemple, lorsqu'une antenne linéaire peut être approchée en tant qu'élément de courant infiniment petit ou en tant qu'un fil fini avec une distribution de courant connue, son champ rayonné peut être calculé analytiquement. L'analyse rigoureuse et complète des antennes complexes, ne peut être réalisée que par une méthode numérique qui résout numériquement les équations de Maxwell. Dans notre travail, on s'intéresse à la méthode des éléments finis.

Dans ce chapitre, on présente en premier lieu un état de l'art de la méthode

des éléments finis qui est la méthode numérique la plus efficace permettant une analyse rigoureuse des antennes. En second lieu, on donne les différents résultats de simulation de deux types d'antennes PIFA mono et bi-bandes par la méthode des éléments finis en utilisant les logiciels Ansoft HFSS et Comsol Multiphysics. Les résultats présentés et commentés concernant les coefficients de réflexion et les diagrammes de rayonnement. Enfin, on termine ce chapitre par une étude paramétrique des deux antennes.

II ETAT DE L'ART

Depuis que Silvester a introduit la méthode des éléments finis dans le domaine de l'ingénierie des micro-ondes et de l'électromagnétisme en 1969 [70], de nombreuses recherches ont été menées pour développer la méthode d'analyse des problèmes électrostatiques, magnétostatiques et électrodynamiques. La plupart des premières applications traitaient de problèmes dans une région limitée, tels que les problèmes de guide d'ondes. En 1974, Mei a développé une technique combinant la méthode des éléments finis avec une extension de la fonction d'onde pour traiter les problèmes électromagnétiques de la région ouverte tels que l'analyse de l'antenne et de la diffusion [71]. En 1982, Marin a développé une méthode alternative pour traiter les problèmes de diffusion en région ouverte, qui combinait la méthode des éléments finis avec une équation intégrale de frontière [72]. Ce travail a été considéré comme une extension des premières formulations [73], [74] pour les champs statiques. Ces développements ont permis l'application de la méthode des éléments finis aux problèmes électromagnétiques à région ouverte ; typiquement les problèmes des antennes.

Un développement important dans l'analyse par éléments finis des problèmes de champs électromagnétiques vectoriels s'est produit dans les années 1980 avec le développement d'éléments vectoriels à arrêtes [75]– [77]. Ces nouveaux éléments modélisent avec précision la nature des champs électriques et magnétiques et éliminent de nombreux défis associés aux éléments scalaires traditionnels à base de nœuds qui ont été utilisés dans les premières formulations d'éléments finis. Depuis le développement des éléments vectoriels, la méthode des éléments finis est devenue une technique numérique très puissante pour l'analyse des champs électromagnétiques tridimensionnels.

L'application de la méthode des éléments finis pour l'analyse et la conception de diverses antennes remonte aux années 1970, lorsque Mei a développé la première approche précise qui a permis à la méthode des éléments finis de traiter des problèmes de région ouverte illimitées [71]. Pendant de nombreuses années, la méthode des éléments finis s'est limitée aux modèles d'antennes simplifiés bidimensionnels et axisymétriques [78], [79] en raison de la difficulté d'utiliser les éléments nodaux pour modéliser les champs électromagnétiques vectoriels. La première analyse par éléments finis tridimensionnelle d'antennes réalistes est apparue au début des années 1990 [80], où la méthode des éléments finis était couplée à une équation intégrale de frontière pour simuler des antennes microrubans sur un plan de masse. Un modèle d'alimentation de sonde simple a été développé pour exciter les antennes, les diagrammes de rayonnement et les impédances d'entrée ont été calculés et comparés aux données mesurées. Par la suite, diverses techniques numériques basées sur des éléments finis ont été développées pour l'analyse et la simulation de diverses antennes et réseaux d'antennes.

L'excellente capacité de modélisation des matériaux par la méthode des éléments finis a permis l'analyse d'antennes résidentes sur des matériaux complexes, tels que ceux conçus avec des substrats en ferrite [81]– [83].

La plupart des analyses discutées ont été réalisées dans le domaine fréquentiel. Récemment, la méthode des éléments finis a été développée pour l'analyse d'antenne directement dans le domaine temporel [73]. Une telle analyse temporelle est très efficace pour la caractérisation des réponses à large bande et est capable de modéliser des matériaux et des dispositifs non linéaires. Dans ces travaux, le domaine de calcul a été fait en combinaison avec la méthode du domaine temporel à différences finies [74], [76], [77]. Des modèles d'alimentation précis ont été développés pour fournir une excitation aux antennes et extraire les impédances d'entrée ou les paramètres S [78].

Dans ce travail, on applique la méthode des éléments finis pour l'analyse des antennes F inversées utilisant deux logiciels de simulation Comsol Multiphysics et HFSS basés sur la méthode des éléments finis.

III ANTENNE PLANAIRE F INVERSEE MONO BANDE

i Description de la conception

L'antenne proposée est illustrée sur la figure 2.1. Elle est constituée d'un substrat de Roger RO3003 ($\varepsilon_r = 3$ et $\tan(\delta) = 0.0013$) d'épaisseur $h = 1.52 \text{ mm}$ reposant sur un plan de masse de surface $36.5 \times 31.2 \text{ cm}^2$ et d'un élément rayonnant de dimension $23.72 \times 20.16 \text{ cm}^2$ gravé sur la face supérieur du substrat. Une fente en forme de J est découpée à partir de la surface du patch. La fente a une largeur uniforme de 0.5 cm et une longueur totale de 18 cm ($l_1 = 15 \text{ cm}$ et $l_2 = 3 \text{ cm}$). L'antenne est alimentée par un câble coaxial en position $x = 0, y = 3.92 \text{ cm}$. Le pin court circuit est localisé au centre de l'antenne.

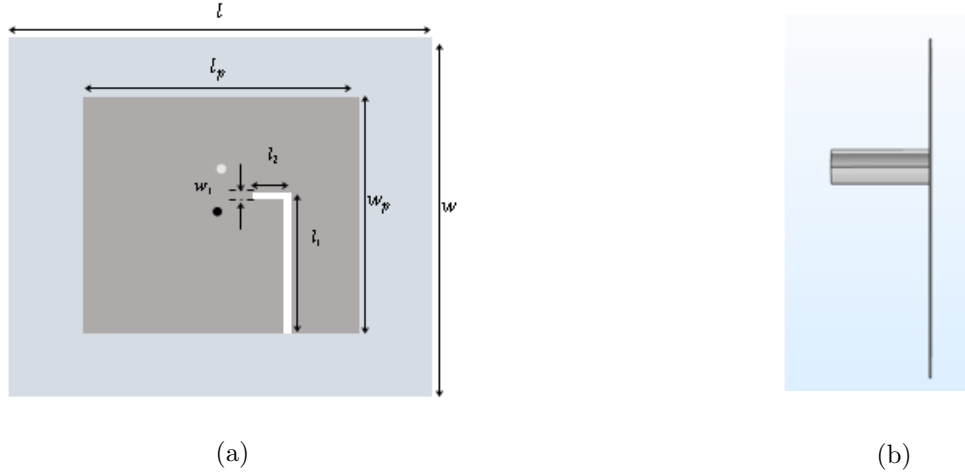


FIGURE 2.1 – (a). Vue de dessus. (b). Vue de côté d'antenne mono-bande à fente J.

L'analyse de cette structure d'antenne est effectuée en utilisant le simulateur Comsol Multiphysics 5.2a afin de calculer ses caractéristiques électromagnétiques en termes de coefficient de réflexion (S_{11}), diagramme de rayonnement et la distribution de courant.

ii Résultats de simulation

a. Coefficient de réflexion. La figure 2.2 illustre la variation du coefficient de réflexion $|S_{11}|$ de l'antenne mono bande à fente J en fonction de la fréquence . La fréquence de résonance est de 408 MHz avec ($|S_{11}| = -14 \text{ dB}$) et une bande passante de 4 MHz (de 406 MHz à 410 MHz).

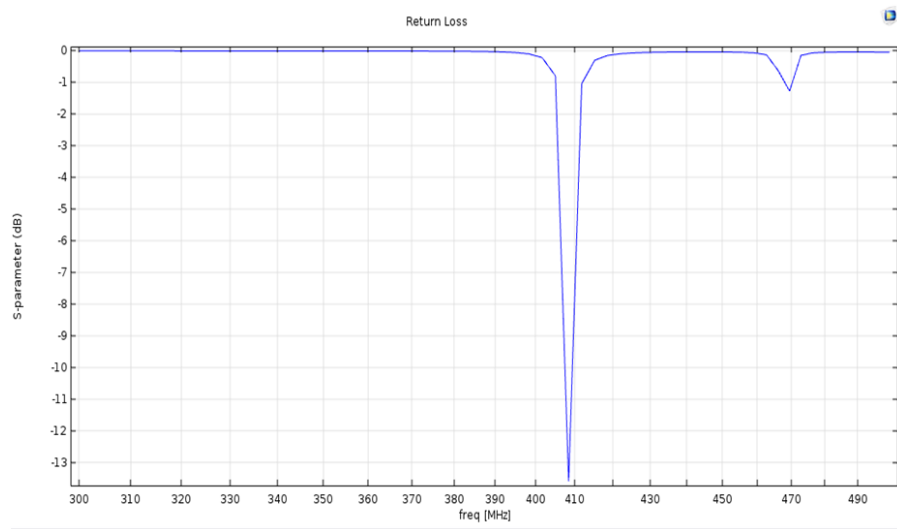
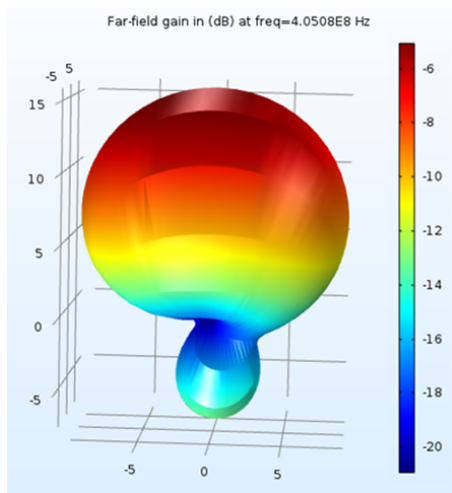


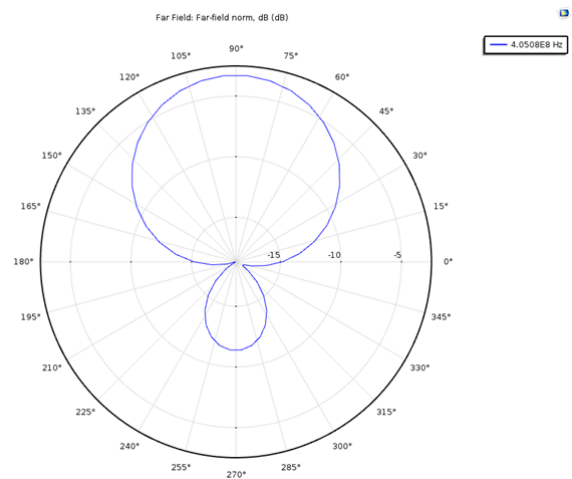
FIGURE 2.2 – Coefficient de réflexion de l'antenne mono bande à fente J.

b. Diagramme de rayonnement.

La figure 2.3 représente le diagramme de rayonnement en 2D et 3D de l'antenne PIFA mono bande à fente J. Elle montre que l'antenne présente un diagramme de rayonnement unidirectionnel avec un gain maximal de -6 dB.



(a)



(b)

FIGURE 2.3 – Diagramme de rayonnement en : a. 3D, b.2D de l'antenne mono bande à fente J.

c. Distribution de courant.

Selon la figure 2.4 (a et b) qui représente la distribution de courant dans le plan de masse et le patch respectivement, on remarque que l'amplitude du courant maximale sur le patch s'est produite aux deux extrémités haute et basse du patch et qu'il est de sens inverse que celle sur le plan de masse. On peut dire que ces deux courants sont antiphases.

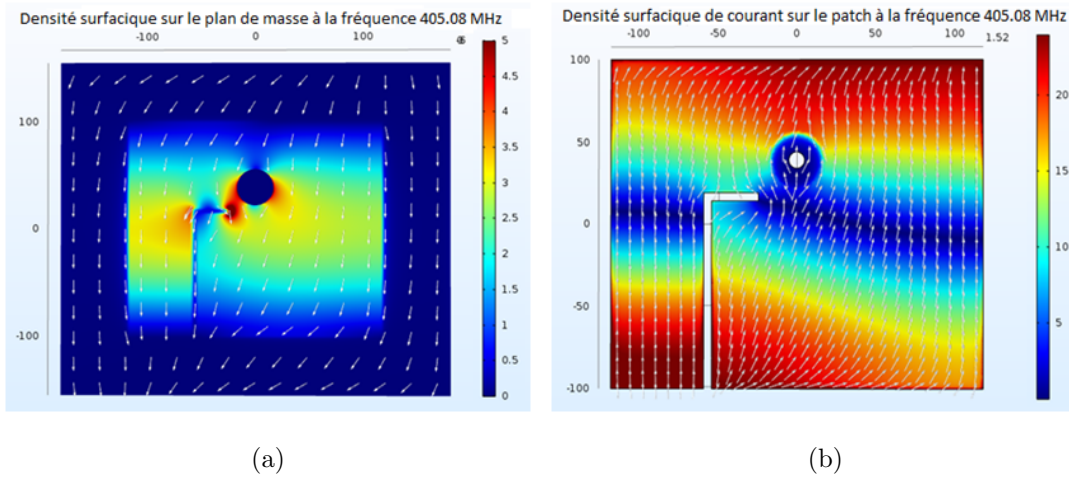


FIGURE 2.4 – Distribution de courant sur (a). Le plan de masse et (b). L'élément rayonnant à la fréquence 405.08 MHz de l'antenne mono bande à fente J.

iii Etude paramétrique

On présente ici l'influence des différents paramètres géométriques sur la fréquence de résonance et le coefficient de réflexion de l'antenne PIFA mono bande. Pour cela certains paramètres géométriques sont modifiés, afin de voir leurs influences sur les performances de l'antenne.

a. Effet de la longueur L_1 .

Dans cette partie, on étudie l'influence de la longueur de la première fente (L_1) sur les caractéristiques de l'antenne et en particulier sur le coefficient de réflexion. La figure 2.5 représente le coefficient de réflexion pour les différentes valeurs de L_1 .

Lorsqu'on augmente la longueur L_1 , on constate que, le coefficient de réflexion est quasiment inchangeable (de 410 MHz à 407 MHz) pour les L_1 inférieures à

10 cm, alors que pour des L_1 de 10 cm à 12 cm, on observe une diminution remarquable de la fréquence de résonance (de 407 MHz pour $L_1 = 10$ cm à 381 MHz pour $L_1 = 12$ cm), ensuite la fréquence de résonance augmente légèrement avec la variation de L_1 (de 408 MHz pour $L_1 = 15$ cm à 415 MHz pour $L_1 = 20$ cm).

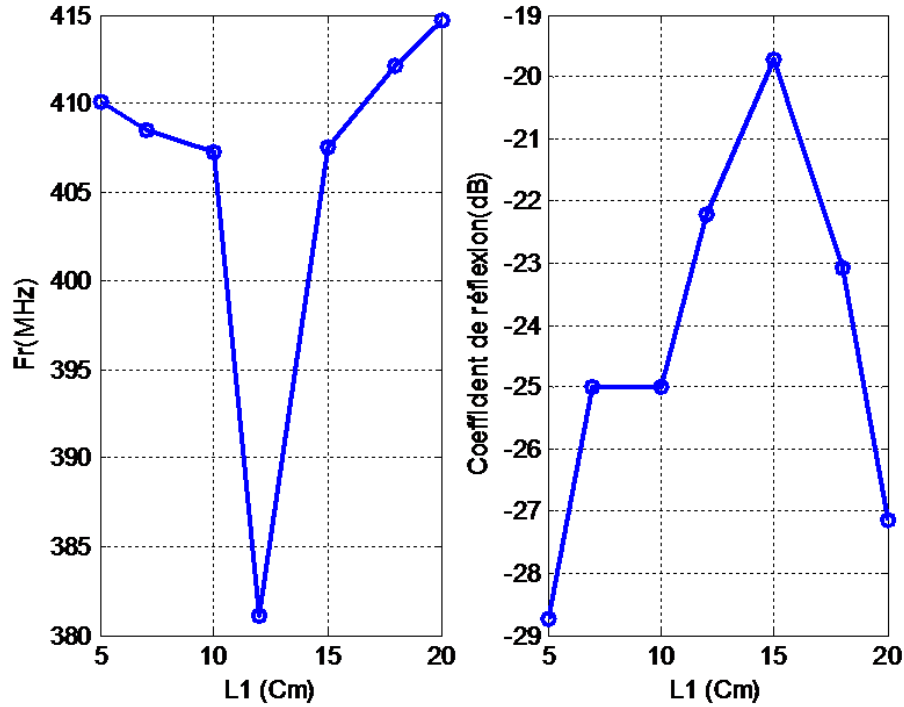


FIGURE 2.5 – Variation de la fréquence de résonance et du paramètre S11 de l'antenne PIFA mono bande en fonction de la longueur L_1 de la fente J.

b. Effet de la longueur L_2 .

On va voir maintenant l'effet de la variation de la longueur L_2 sur la fréquence de résonance de l'antenne. Dans un premier temps on fixe tous les paramètres aux valeurs du modèle initial ensuite on fait varier la longueur L_2 et on note à chaque fois la fréquence de résonance (F_r) et le coefficient de réflexion correspondant. La figure 2.6 résume ces résultats, on remarque qu'en faisant augmenter la valeur de L_2 , la fréquence de résonance diminue tandis que pour les valeurs de L_2 allant de 1.5 cm à 2 cm, la fréquence augmente de 390 MHz à 412 MHz.

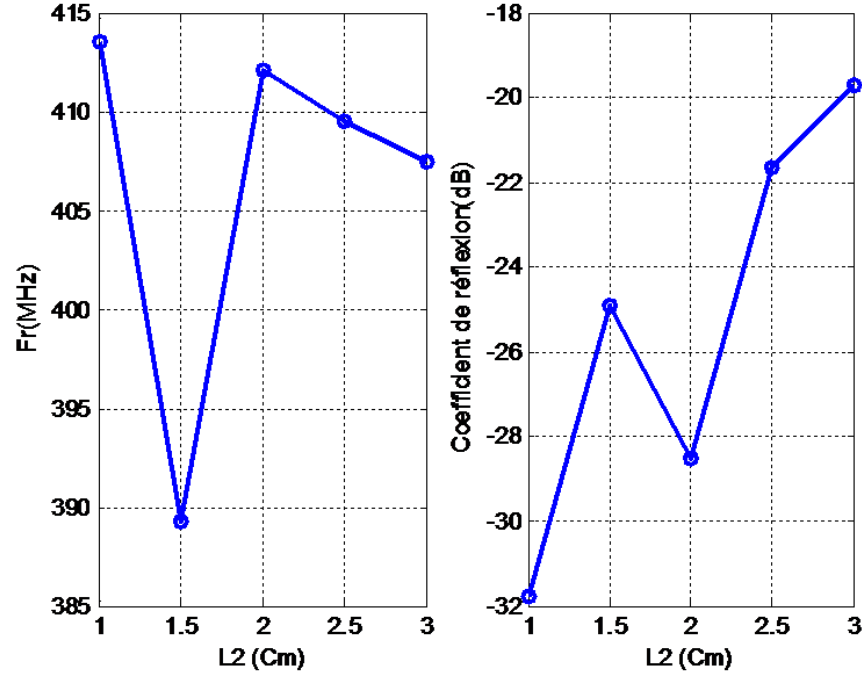


FIGURE 2.6 – Variation de la fréquence de résonance et du paramètre S11 de l'antenne PIFA mono bande en fonction de la longueur L_2 de la fente J.

c. Effet de la longueur w_1 .

Pour étudier l'influence du paramètre w_1 , on commence par fixer les valeurs des paramètres de l'antenne aux valeurs initiales citées dans le paragraphe (i) ensuite on donne des différentes valeurs à w_1 . La figure 2.7 récapitule l'ensemble des résultats obtenus concernant (Fr) et (S_{11}). D'après cette figure, on constate que l'augmentation de la largeur de la fente w_1 entraîne une diminution de la fréquence de résonance de (410 MHz pour $w_1=0.1$ cm à 350 MHz pour $w_1=1$ cm) puis une augmentation à 370 MHz pour $w_1=1.25$ cm.

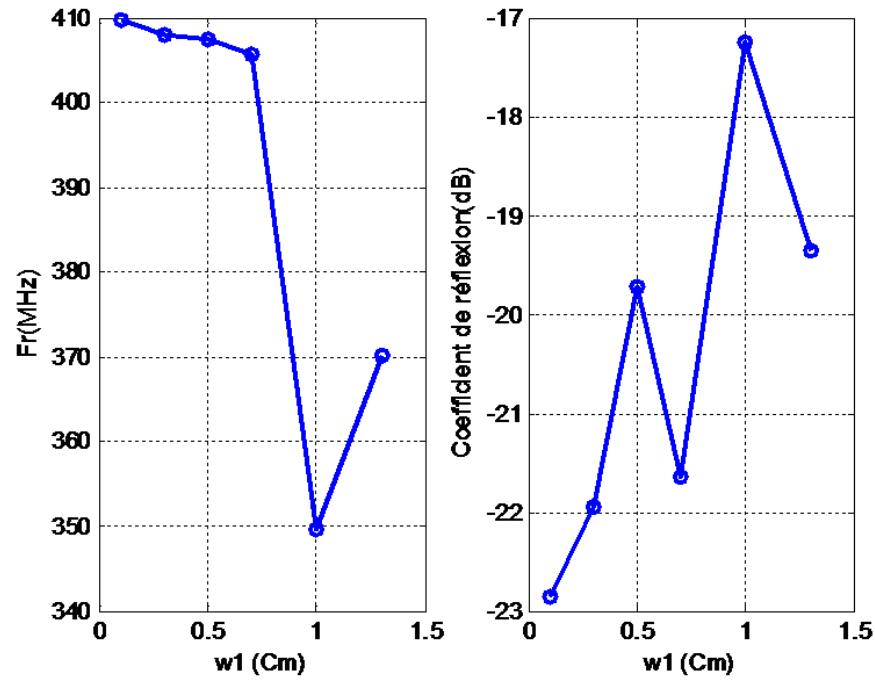


FIGURE 2.7 – Variation de la fréquence de résonance et du paramètre S11 de l'antenne PIFA mono bande en fonction de la longueur w_1 de la fente J .

d. Effet de l'épaisseur du substrat h .

En fin, faisant varier l'épaisseur du substrat h afin de mettre en évidence son effet sur les performances de l'antenne. Les résultats obtenus concernant la fréquence de résonance (Fr) et le coefficient de réflexion (S11)) sont illustrés dans la figure 2.8. Selon cette dernière, on peut conclure que la fréquence de résonance croît avec l'augmentation de h .

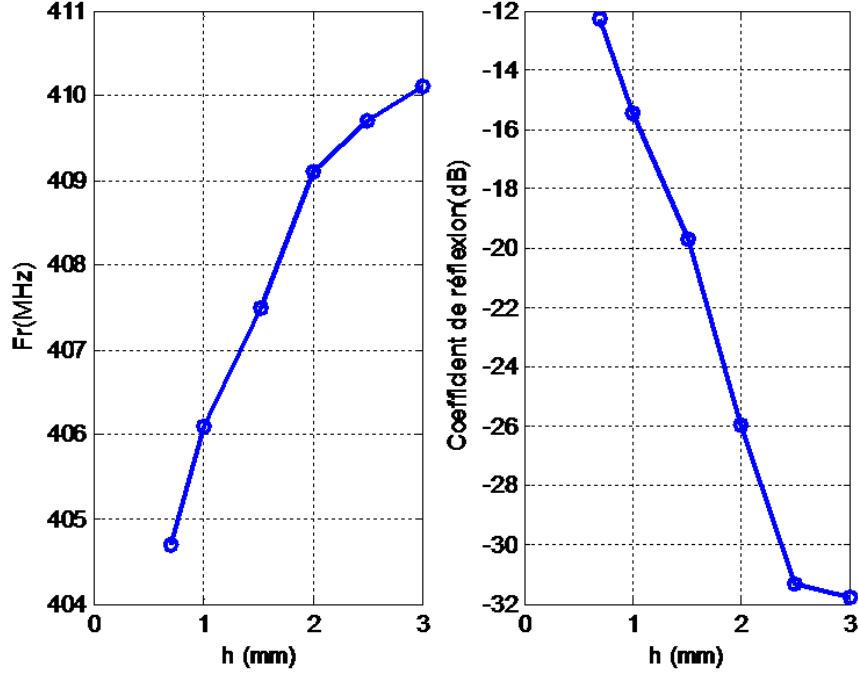


FIGURE 2.8 – Variation de la fréquence de résonance et du paramètre S11 de l'antenne PIFA mono bande en fonction de l'épaisseur du substrat h .

IV ANTENNE PLANAIRE F INVERSEE BI BANDES

i Description du design.

La configuration géométrique de l'antenne PIFA bi bandes est illustrée dans la figure 2.9. L'antenne est constituée d'un plan de masse de $19.7 \times 16.8 \text{ cm}^2$ de surface, imprimé sur la face inférieure d'un substrat Roger RO3010 ($\epsilon_r = 10.2$ et $\tan(\delta) = 0.003$) d'épaisseur 0.635 mm. Sur sa face supérieure, un patch de $12.48 \times 10.58 \text{ cm}^2$ de dimensions est gravé. Ce dernier est menu d'une fente uniforme en forme de U de longueur totale 14.16 cm ($l_1=5 \text{ cm}$ et $l_2=4.16 \text{ cm}$) et de largeur 0.3 cm. L'antenne est alimentée par un câble coaxial à la position (0,2.06) cm. Un pin de court circuit est implanté au centre de l'antenne.

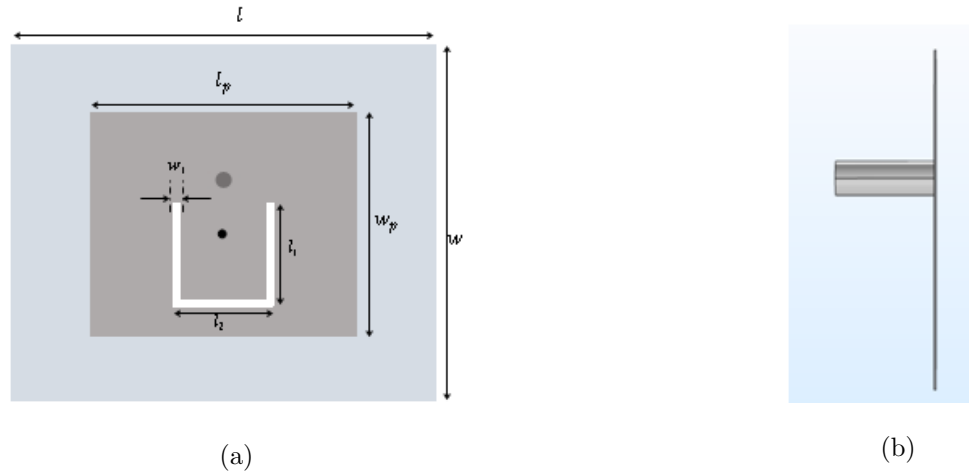


FIGURE 2.9 – (a). Vue de dessus. (b). Vue de côté d'antenne PIFA bi-bandes à fente U.

ii Résultats de simulation

a. Coefficient de réflexion.

Le résultat de simulation de l'antenne PIFA bi bandes à fente U sous HFSS, concernant la variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence est donné par la figure 2.10. Cette dernière montre que ce modèle de la PIFA a deux fréquences de résonance (430.8 et 939.8) MHz avec deux bandes de fréquences de 4 et 5 MHz respectivement.

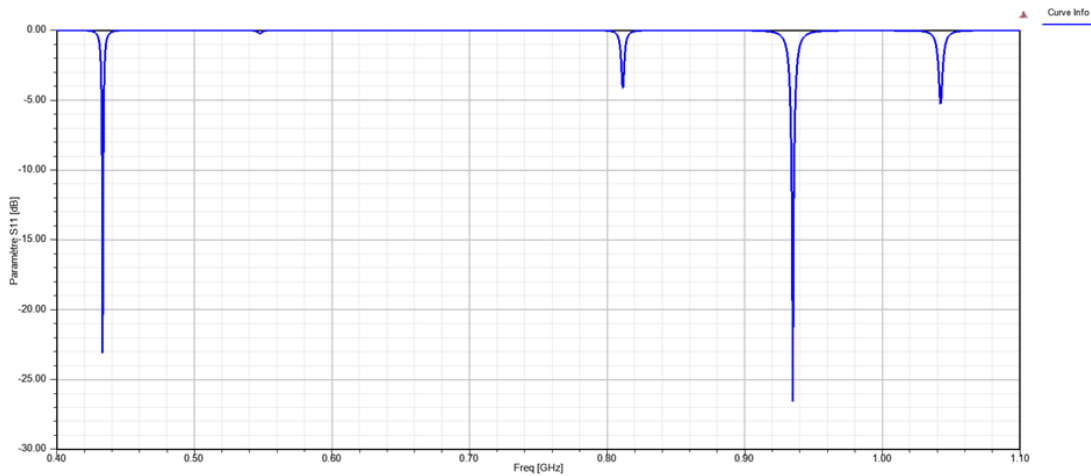


FIGURE 2.10 – Coefficient de réflexion de l'antenne PIFA bi bandes à fente U.

b. Diagramme de rayonnement.

Le gain en champ lointain en 3D et en 2D de l'antenne PIFA bi bandes à fente U à la fréquence 430.8 et 939.6 MHz est présenté dans les figures 2.11 (a et b) respectivement. On constate que le diagramme de rayonnement de cette antenne présente des valeurs maximales de -12.5 dB et -5 dB aux fréquences 430.8 et 939.6 MHz respectivement.

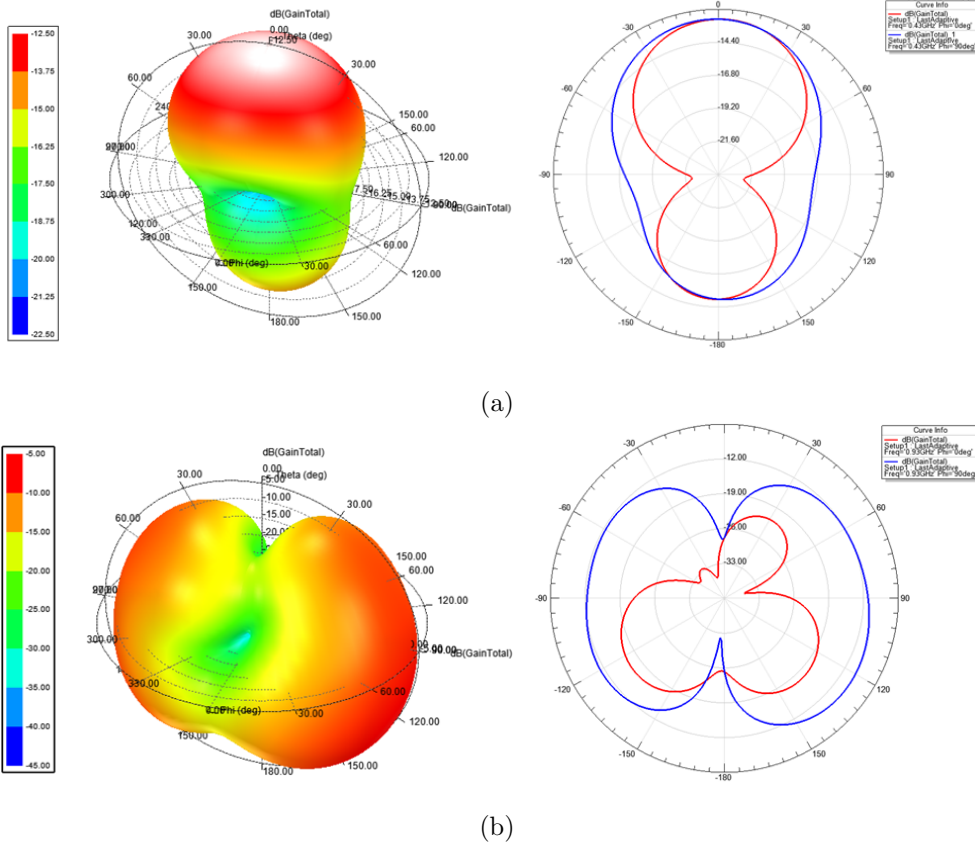


FIGURE 2.11 – Gain en 3D, 2D de l'antenne PIFA bi bandes à fente U à la fréquence (a). 430.8 MHz, (b) 939.6MHz

c. Distribution de courant.

Les résultats de simulation concernant les distributions de courant sur le patch et le plan de masse sont également présentés dans la figure 2.12. La figure 2.12 (a et b) illustre la distribution de courant aux deux fréquences de résonance (430.8 et 939.6) MHz respectivement. Le courant sur le patch a une amplitude maximale près du câble coaxiale d'alimentation pour la première fréquence de résonance tandis que pour la deuxième valeur maximale de courant est située sur les quatre

noeuds du patch. Notant aussi que pour les deux fréquences les courants sur le patch et le plan de masse sont anti-phase.

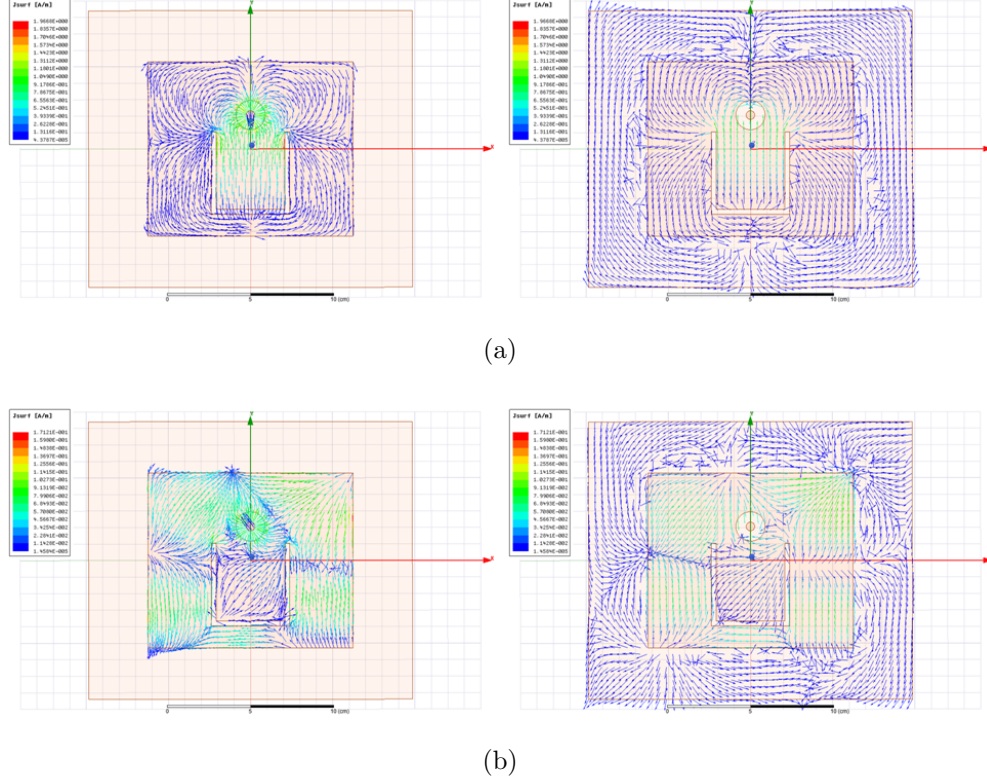


FIGURE 2.12 – Densité surfacique du courant dans le patch (à gauche) et le plan de masse (à droite) à la fréquence (a). 430.8MHz, (b) 939.6 MHz de l'antenne bi bandes à fente U.

iii Etude paramétrique

On s'intéresse ici à l'étude de l'influence des différents paramètres géométriques sur les performances de l'antenne PIFA bi bandes à fente U (la fréquence de résonance et le coefficient de réflexion) dans les deux bandes de résonance.

a. Effet de la longueur L_1 .

Afin de mettre en évidence l'influence de la longueur L_1 sur les performances de l'antenne PIFA bi bandes, on a procédé à une variation du paramètre L_1 de 3 à 7 cm. Les résultats de simulation des structures modifiées de l'antenne sous le logiciel HFSS 18 concernant les fréquences de résonance et les coefficients de réflexion en fonction de L_1 sont présentés dans la figure 2.13. Selon cette dernière on constate que :

- Lorsqu'on augmente la longueur L_1 (pour les L_1 inférieures à 5 cm), la première fréquence de résonance (F_{r1}) diminue avec l'augmentation de L_1 (489 MHz pour $L_1=3$ cm à 430 MHz pour $L_1=5$ cm) alors que pour des L_1 de 5 cm à 7 cm, on remarque une augmentation de la première fréquence de résonance (de 430 MHz pour $L_1=5$ cm à 783 MHz pour $L_1=7$ cm).
- Une diminution de la deuxième fréquence de résonance (F_{r2}) avec l'augmentation de la longueur L_1 (943 MHz pour $L_1=3$ cm à 907 MHz pour $L_1=7$ cm)

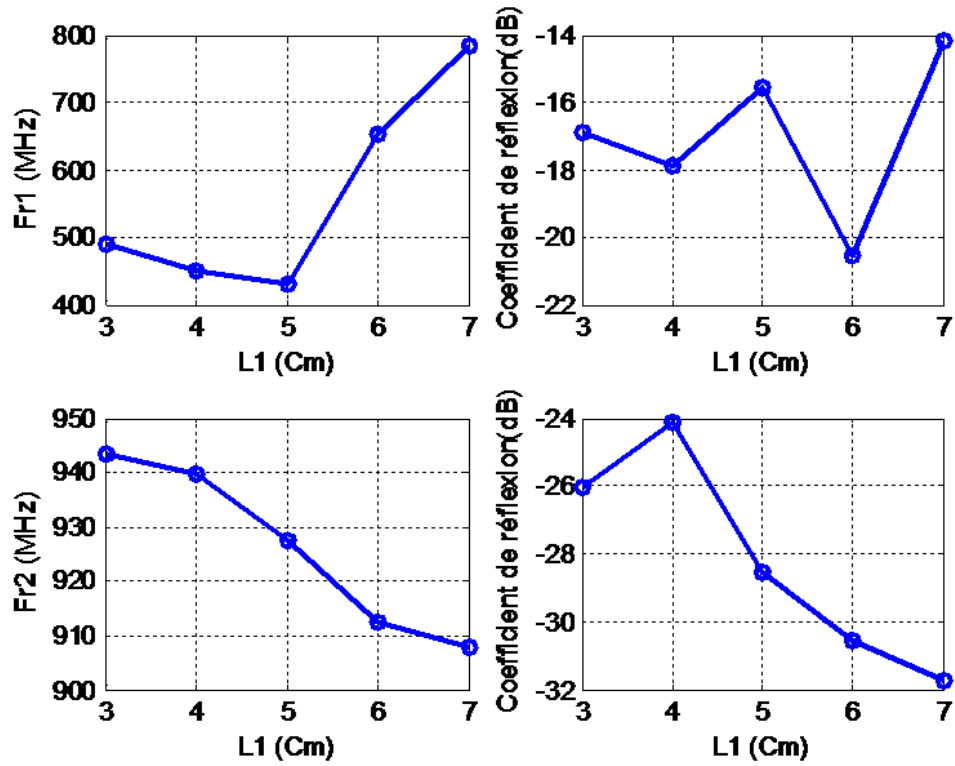


FIGURE 2.13 – Variation des performances (fréquences de résonance et S11) de l'antenne PIFA bi bandes en fonction de la longueur L_1 .

b. Effet de la longueur L_2 .

On étudie maintenant l'effet de la variation de la longueur L_2 sur les deux fréquences de résonance et les coefficients de réflexion de l'antenne bi bandes. La figure 2.14 présente les résultats de simulation de l'antenne bi bandes avec cinq valeurs de L_2 de (2 à 5) cm. On remarque que l'augmentation de la valeur de L_2

donne une diminution des deux fréquences de résonance (F_{r1} de 474 à 414 MHz) et (F_{r2} de 940 à 890 MHz).

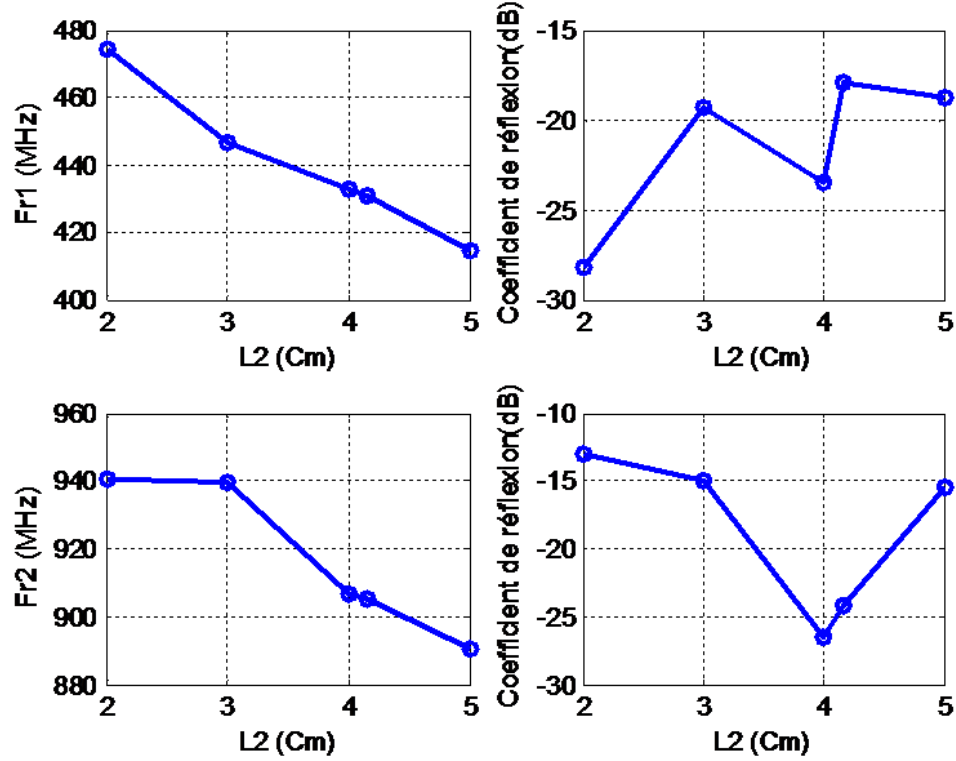


FIGURE 2.14 – Variation des performances (fréquences de résonance et S11) de l'antenne PIFA bi bandes en fonction de la longueur L_2 .

c. Effet de la longueur w_1 .

La figure 2.15 récapitule l'ensemble des résultats (F_r , S11) de l'antenne bi bandes obtenus pour six valeurs de w_1 de 0 à 1 cm. A partir de ces résultats on constate que les deux fréquences de résonance diminuent (de 436 au 406 MHz et de 940 au 876 MHz pour F_{r1} et F_{r2} respectivement) avec l'augmentation de w_1

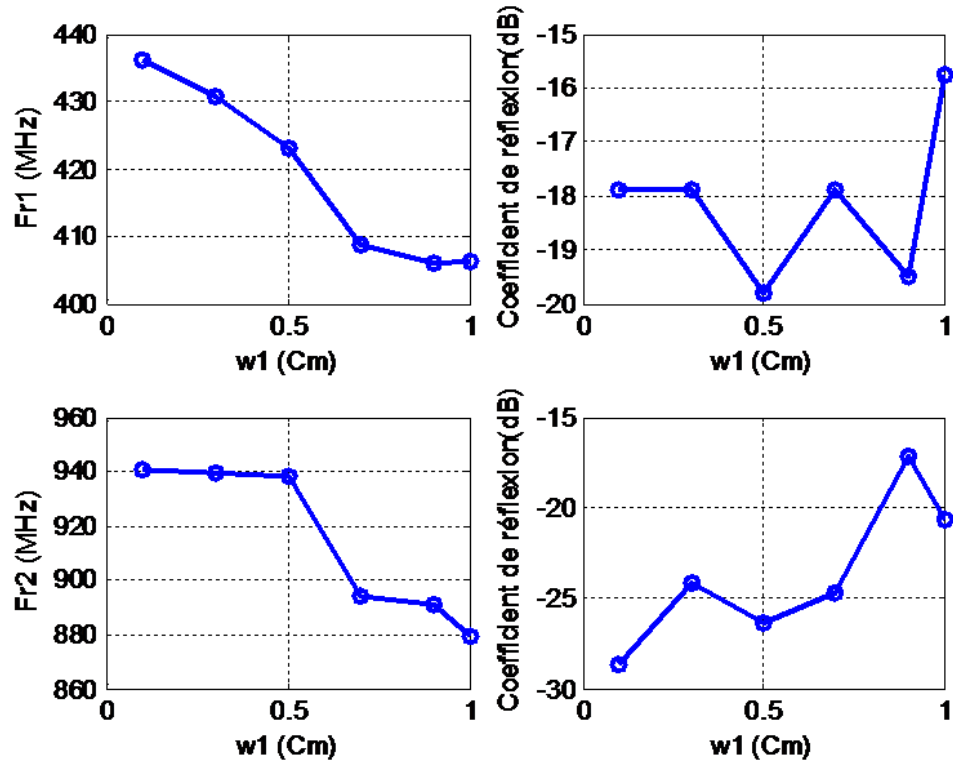


FIGURE 2.15 – Variation des performances (fréquences de résonance et S_{11}) de l'antenne PIFA bi bandes en fonction de la largeur w_1 .

d. Effet de l'épaisseur du substrat h .

On termine cette étude paramétrique par l'étude de l'effet de l'épaisseur du substrat sur les performances de l'antenne bi bandes (F_r et S_{11}). La figure 2.16 résume la variation des performances de l'antenne vis à vis la variation de l'épaisseur du substrat diélectrique. On remarque que les deux fréquences de résonance diminuent avec l'augmentation de h inférieur à 1mm.

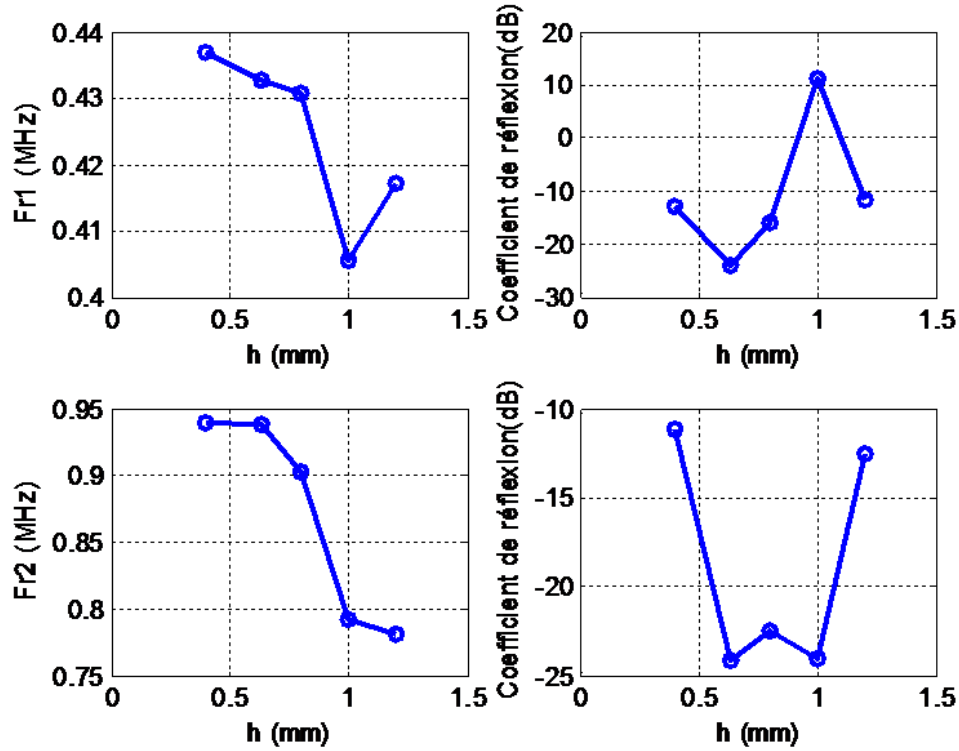


FIGURE 2.16 – Variation des performances (fréquences de résonance et S11) de l'antenne PIFA bi bandes en fonction de l'épaisseur h du substrat.

V CONCLUSION

Dans ce chapitre, on a présenté en premier lieu un état de l'art sur la méthode des éléments finis. En second lieu, On a utilisé les deux logiciels de simulation Comsol Multiphysics 52.a et HFSS 18 qui sont basés sur la méthode des éléments finis pour l'analyse de deux antennes PIFA mono et bi bandes. En fin une étude paramétrique des deux antennes PIFA est faite afin de mettre en évidence les effets des variations des différents paramètres dimensionnels sur le comportement des deux modèles d'antennes.

Chapitre 3

Modélisation de la méthode des éléments finis par l'intelligence artificielle

I INTRODUCTION

Dans ce chapitre, les modèles de l'antenne PIFA mono et bi bandes sont analysés avec les réseaux de neurones artificiels (RNA) et la logique floue (LF). Tout d'abord les données de l'apprentissage pour le RNA et le système flou sont dérivées par des simulations des deux modèles d'antennes utilisant le logiciel Comsol Multiphysics et HFSS. Une fois que les données d'apprentissage sont générées, RNA et LF sont prêts pour l'apprentissage. L'algorithme d'apprentissage de Levenberg–Marquardt est sélectionnée pour les RNAs, tandis que la méthode Takagi–Sugeno–Kang (TSK) est choisie pour l'apprentissage de propagation arrière de la LF. Les méthodes LM et TSK sont sélectionnées en raison de leur convergence garantie. Ensuite, le RNA et la LF après apprentissage sont utilisés pour prédire les performances d'antennes pour un nouvel ensemble de données qui n'a pas été utilisé pendant la phase de l'apprentissage.

II RESEAUX DE NEURONES ARTIFICIELS

i Etat de l'art

Les réseaux de neurones artificiels (RNAs) sont des systèmes de traitement de l'information dont la conception s'inspire des études sur la capacité du cerveau humain à apprendre des observations et à généraliser par abstraction. Ils peuvent être amenés à apprendre des relations entrée-sortie non linéaires arbitraires à partir des données correspondantes. Suntives et al. ont utilisé des RNAs pour modéliser des éléments RF linéaires ainsi que des sous-circuits non linéaires tels que des amplificateurs et des mélangeurs [84]. Basé sur le perceptrons network multicouche, une méthode généralisée pour la détermination précise des fréquences de résonance des antennes microrubans de géométries régulières est présentée dans [85]. Dans [86], Guney et Sarikaya ont calculé l'impédance d'entrée des antennes microrubans circulaires en utilisant l'approche neuronale. Les RNAs sont proposés dans [87] pour la conception d'antennes microruban à couplage d'ouverture. Pascual Garcia et al. ont présenté une technique basée sur les RNAs pour la conception des filtres hyperfréquences en technologie imprimée blindée [88].

Pour affiner et améliorer les caractéristiques de l'antenne, la méthode RNA a été largement utilisée dans plusieurs travaux. Les RNAs sont présentés dans [89] pour prédire la taille de la fente sur le patch rayonnant et l'entrefer inséré pour améliorer les performances des antennes à microruban rectangulaires. La technique RNA a été utilisée dans [90] pour analyser et concevoir une antenne fractale circulaire et pour optimiser une antenne à double anneau dans [91].

ii Théorie des réseaux de neurones artificiels.

Les réseaux neuronaux constituent une approche très puissante pour établir une relation entrée-sortie complexe et non linéaire. La structure d'un RNA est organisée en couches formées d'unités simples (neurones artificiels). Chaque connexion entrant dans un neurone est associée d'un poids ; la somme pondérée des entrées constitue l'activation des neurones. Le signal d'activation passe par une fonction de transfert pour produire la sortie d'un neurone. Lors de l'apprentissage, les connexions sont optimisées jusqu'à ce qu'une prédiction d'erreur minimum détermine le niveau de précision du réseau. Lorsque l'apprentissage est terminée, le réseau est testé en affectant des nouvelles valeurs aux entrées. Il existe de nom-

breux types de réseaux neuronaux pour diverses applications. La structure des Réseaux de Neurones Perceptron Multicouche (Multi-Layer Perceptron Neural Network (MLPNN)) est utilisée dans ce travail pour déterminer les fréquences de résonance des antennes PIFA mono et bi bandes. Un MLPNN est composé de trois types de couches : une couche d'entrée, une couche de sortie et une ou plusieurs couches cachées. Les neurones de la couche d'entrée ne servent que de tampons pour distribuer les signaux d'entrée x_i aux neurones de la couche cachée. Chaque neurone j de la couche cachée récapitule ses signaux d'entrée après les avoir pondérés avec les poids des connexions respectives de la couche d'entrée et calcule y_j comme une fonction d'une somme

$$y_j = f\left(\sum_{i=1}^n a_{ij}x_i\right) \quad (3.1)$$

La fonction de transfert f peut être une simple fonction de seuil, une fonction sigmoïde ou hyperbolique tangent. L'apprentissage d'un réseau consiste à ajuster les poids du réseau en utilisant les différents algorithmes d'apprentissage. L'algorithme d'apprentissage donne le changement dans le poids $w_{ij}(k)$ d'une connexion entre les neurones i et j . L'algorithme d'apprentissage utilisé dans cette étude est Levenberg – Marquardt, car il fournit une très forte performance en tant qu'algorithme le plus rapide et le plus précis. En utilisant l'algorithme de Levenberg – Marquardt, un nouveau vecteur poids w_{k+1} peut être obtenu à partir du vecteur poids précédent w_k comme suit : [92]

$$w_{k+1} = w_k - (J_k^T sse(a_k))(J_k^T J_k + \lambda I)^{-1} \quad (3.2)$$

et

$$sse = \frac{1}{2} \sum_j (y_{dj} - y_j)^2 \quad (3.3)$$

où y_{dj} et y_j sont la sortie désirée et réelle du neurone j , respectivement. J_k est le jacobien de $sse(w_k)$. λ est le paramètre de Marquardt réglé à 0.01 et I est la matrice d'identité [93].

III LOGIQUE FLOUE

i Etat de l'art

Il est prouvé que les systèmes flous sont capables d'approximer toute fonction continue sur un ensemble compact avec une précision arbitraire. Dans [94], une méthode basée sur les LF a été présentée pour calculer la fréquence de résonance d'une antenne microstrip rectangulaire minces et épais. Dans [95], Guney et Sarikay ont présenté une méthode de calcul de la résistance d'entrée de l'antenne microstrip circulaire, basée sur l'ANFIS (Adaptive Neuro Fuzzy Inference System). Cette méthode est utilisée pour la synthèse des antennes microruban rectangulaires avec différents substrats [96]. Gaoua et al. mis au point des techniques à base de neurones et de neurones flous pour la modélisation de transistors à effet de champ (FET) et de transistors bipolaires à hétérojonction (HBT) [97]. Dans [98] un système de contrôle de la position de l'azimut de l'antenne est contrôlé à l'aide d'un contrôleur de logique floue. Dans le travail de [99], l'auteur a contrôlé le diagramme de rayonnement du réseau d'antennes alimenté par une amplitude est la sortie du système flou.

ii Système de la logique floue

La partie principale des systèmes flous est une base de connaissances composée de règles IF-THEN floues. Au début de la conception des systèmes flous, nous devrions collecter des règles IF-THEN floues à partir de la connaissance du domaine expert humain [100]. Les modèles flous sont classés en trois modèles : le modèle de Mamdani, le modèle TSK et le modèle flou simplifié. Le modèle de Mamdani et le modèle flou simplifié sont équivalents les uns aux autres [101]. De plus, en termes de calcul, le TSK est plus efficace car le processus de défuzzification complexe du Mamdani LF est remplacé par une moyenne pondérée de la valeur réelle. Dans cette étude, nous nous concentrons sur le second type de modèle TSK proposé par les variables réelles et résultats caractérisés par la règle générique suivante :

$R_i :$

- IF x_1 est A_i AND. . AND x_j est A_i
- THEN $y_j^i(k) = f_j^i(x(k))$

où i, j et k sont des indices sur les règles, les variables d'entrée et le nombre d'échantillons par variable d'entrée, respectivement. En utilisant le modèle TSK, les paramètres de sortie (F_r) des antennes PIFA mono et bi bandes sont exprimés comme suit :

$$y_j^i = f_j^i(x) = a_{j0}^i + a_{j1}^i x_1 + a_{j2}^i x_2 + \dots + a_{jn}^i x_n \quad (3.4)$$

où n est l'ordre du système flou et a_{jn}^i les valeurs réelles des paramètres. Nous utilisons le modèle flou TSK d'ordre $n = 0$ (modèle de singleton) pour la modélisation de systèmes non linéaires. La valeur numérique du résultat est donnée par

$$y = f(x, y) = \frac{\sum_{l=1}^M \omega_l b_l}{\sum_{l=1}^M \omega_l} = \frac{\sum_{l=1}^M b_l [\prod_{i=1}^n \exp(-(\frac{x_i - c_i^l}{\sigma_i^l})^2)]}{\sum_{l=1}^M [\prod_{i=1}^n \exp(-(\frac{x_i - c_i^l}{\sigma_i^l})^2)]} \quad (3.5)$$

où $\omega_l = \mu_{A_1^i} \wedge \dots \wedge \omega_l = \mu_{A_1^i}$ est le degré de vérité de la troisième règle et $\mu_{A_j^i}(x_j)$ est le degré d'appartenance x_j à l'ensemble flou A_j^i . Comme on le voit à partir de l'équation (3.4), la fonction membre-navire gaussien caractérisée par le terme exponentiel est choisie. L'erreur entre la sortie souhaitée et la sortie réelle du modèle fuzzy mod est définie par $e = \frac{1}{2}(d - f(y))^2$

Maintenant, nous présentons la formation en rétro-propagation des systèmes flous. Les équations de mise à jour des paramètres, la partie résultante b^l , la moyenne de la partie antécédente c_i^l et le sigma de la valeur antécédente σ_i^l sont :

$$b^l(k+1) = b^l(k) + \alpha_b \frac{e}{B} \omega_l \quad (3.6)$$

$$c_i^l(k+1) = c_i^l(k) + \alpha_c \frac{d - f}{B} \frac{x_i - c_i^l}{\sigma_i^{l^2}} \omega_l (b^l - f)^2 \quad (3.7)$$

$$\sigma_i^l(k+1) = \sigma_i^l(k) + \alpha_\sigma \frac{e}{B} (b^l - f)^2 \frac{x_i - c_i^l}{\sigma_i^{l^2}} \omega_l \quad (3.8)$$

Les algorithmes d'apprentissage (3.6), (3.7) et (3.8) effectuent une propagation arrière de la procédure. Pour ajuster les paramètres b^l , l'erreur normalisée e/B est renvoyée en arrière sur la couche b^l à la suite de sa mise à jour (3.6) où ω_l est l'entrée de b^l . Pour ajuster les paramètres c_i^l et σ_i^l , l'erreur normalisée ajuste $B^l - f$ ensuite ω_l est renvoyé en retour à l'unité de traitement de la couche l , sa sortie est ω_l ; après c_i^l et σ_i^l sont été mis à jour par (3.7) et (3.8) [102]. Les systèmes flous ont été mis en œuvre en écrivant nos propres scripts M conformément à une technique de programmation modulaire intégrée au progiciel Matlab® R14.

IV APPLICATION DES RNAs ET LF POUR L'OPTIMISATION DES ANTENNES

Nous vérifions maintenant que les réseaux de neurones et les systèmes flous après l'apprentissage sont capables de prédire les résultats désirés pour les valeurs données à l'entrée qui ne sont pas utilisées dans l'apprentissage. Deux système (flou et neuronal) sont créés pour déterminer les fréquences de résonance de l'antennes PIFA mono et bi bandes. Selon la figure 3.1, les entrées des systèmes neuronal et flou sont les paramètres dimensionnels de l'antenne PIFA et la sortie est les fréquences de résonance d'antenne mono et bi bandes. Nous devrions toujours comparer la sortie réelle des réseaux neuronal et flous avec la sortie donnée par les deux logiciels COMSOL Multiphysics et HFSS. Les RNAs et LFs sont testés par un autre ensemble de données générées par les logiciels de simulation. Les intervalles de variation des données d'apprentissage pour PIFA mono et bi bandes sont les suivantes :

- **PIFA mono bande** : la longueur L_1 : $5\text{ cm} \leq L_1 \leq 20\text{ cm}$, la longueur L_2 : $1\text{ cm} \leq L_2 \leq 3\text{ cm}$, la largeur w_1 : $0.1\text{ cm} \leq w_1 \leq 1.5\text{ cm}$, l'épaisseur du substrat : $0.6\text{ mm} \leq h \leq 3\text{ mm}$.
- **PIFA bi bandes** : la longueur L_1 : $3\text{ cm} \leq L_1 \leq 7\text{ cm}$, la longueur L_2 : $2\text{ cm} \leq L_2 \leq 5\text{ cm}$, la largeur w_1 : $0.1\text{ cm} \leq w_1 \leq 1\text{ cm}$, l'épaisseur du substrat : $0.4\text{ mm} \leq h \leq 1.2\text{ mm}$.

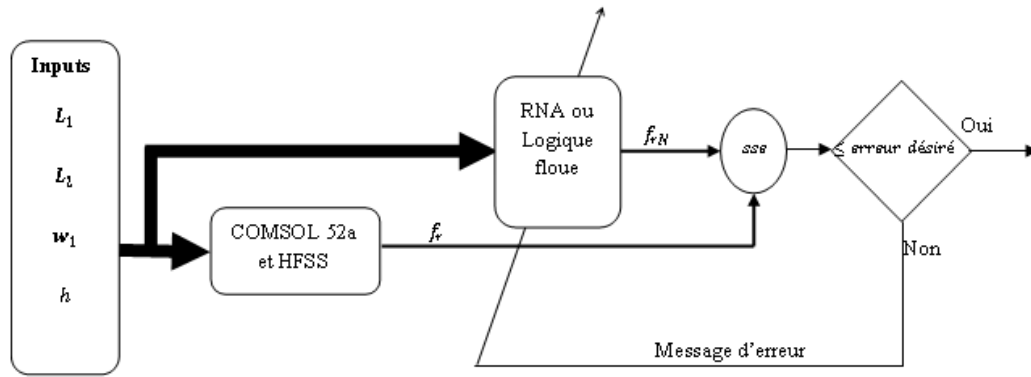


FIGURE 3.1 – Réseau de Neurones Artificiel et LF utilisés pour calculer les fréquences de résonance de l’antenne PIFA mono et bi bandes.

Après plusieurs essais, les configurations structurales du réseau neuronal et floue sont optimisées comme suit :

TABLE 3.1 – Structure RNA et LF utilisée pour calculer les fréquences de résonance de l’antenne PIFA mono et bi bandes.

Modèle		PIFA mono bande	PIFA bi bandes
RNA	No des couches cachées	01	01
	No des variables d’entrées	04	04
	Neurones cachés	35	42
	Fonction d’activation	sigmoide	sigmoide
LF	No des règles	10	15
	No des variables d’entrées	04	04
	Consequent part	0.1	0.5
	The premise part	0.1	0.1
	Sigma of antecedent part	1	1

RNA et LF permettent de calculer les fréquences de résonance des antennes PIFA mono et bi-bandes. Les modèles sont appris pour obtenir de meilleures performances et une convergence plus rapide avec une structure plus simple. Afin de montrer la validation des modèles neuronaux et flous présentés, quatre comparaisons entre les résultats de COMSOL et HFSS, et ceux des RNA et LF ont été effectuées et discutées.

Cas 1. L_2 , w_2 et h sont constants et L_1 varie.

— L'antenne PIFA mono bande à fente J de la structure présentée dans le chapitre précédent est fabriquée sur le substrat RO3003 d'épaisseur $h=1.52$ mm. La fente J a une largeur uniforme de 0.5 cm et une longueur $L_2=3$ cm et L_1 varie de 5 à 20 cm. la fréquence de résonance et le pourcentage d'erreur entre la sortie désirée calculée par le logiciel COMSOL Multiphysics et la sortie des systèmes neuronal et flou sont présentés dans la figure 3.2. la valeur absolue de pourcentage d'erreur est inférieur à 1% pour les RNA et à 2% pour le système flou.

— L'antenne PIFA bi bandes à fente U présentée dans le chapitre précédent est fabriquée sur le substrat RO3010 d'épaisseur $h=0.635$ mm. La fente U a une largeur uniforme de 0.3 cm et une longueur $L_2=4.16$ cm et L_1 varie de 3 à 7 cm. la première fréquence de résonance et le pourcentage d'erreur entre la sortie désirée calculée par le logiciel HFSS et la sortie des RNAs et LF sont présentés dans la figure 3.3 (a). la valeur absolue de pourcentage d'erreur est inférieur à 2% pour les RNA et à 2.5% pour le système flou. tandis que pour la deuxième fréquence de résonance l'erreur pour le système neuronal est inférieur à 1.2% et à 1.8% pour le système flou (figure 3.3 (b)).

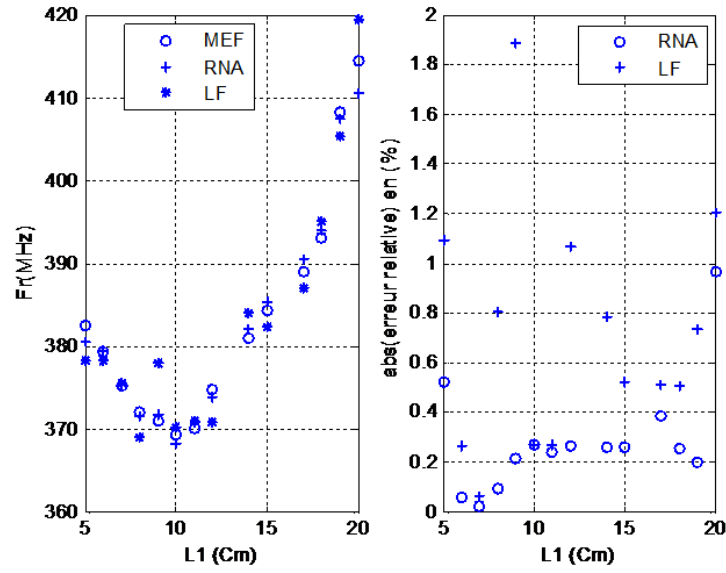
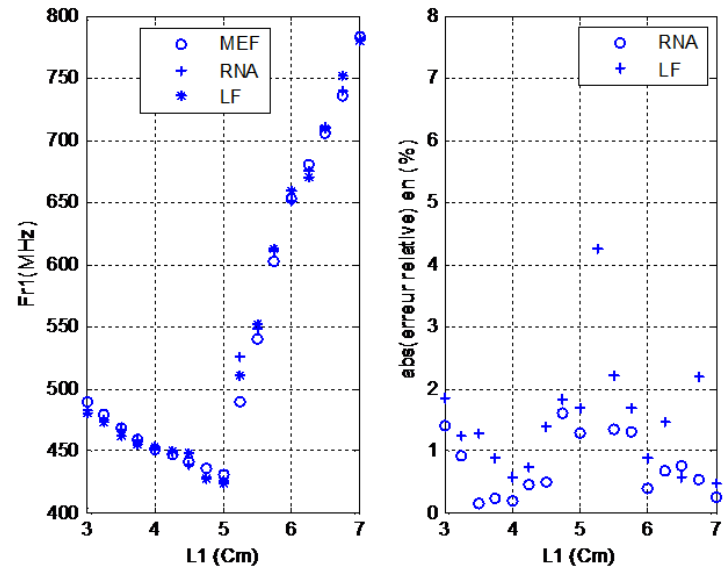


FIGURE 3.2 – Fréquence de résonance de l'antenne PIFA mono bande et pourcentage d'erreur présentée dans le cas 1



(a)

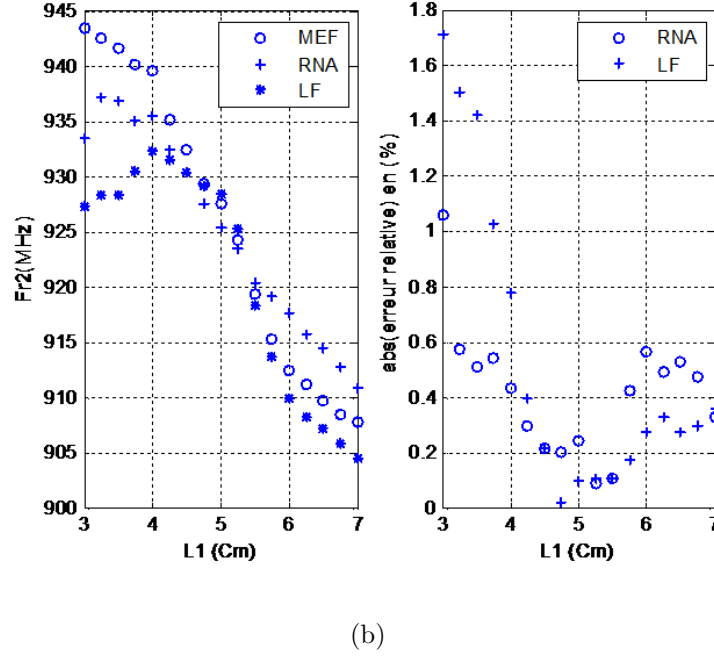


FIGURE 3.3 – Fréquence de résonance de l'antenne PIFA bi bandes et pourcentage d'erreur présentée dans le cas 1 pour la (a). première. (b). deuxième bande de fréquence.

Maintenant, les résultats pour les cas 2 à 4 sont résumés dans le tableaux suivant.

TABLE 3.2 – Structure des RNAs et LF's utilisés pour calculer les fréquences de résonance de l'antenne PIFA mono et bi bandes.

		PIFA mono bande	PIFA bi bandes
Cas 2	Paramètres	$L_1=15$ cm, $w_1=0.5$ cm et $h=1.52$ mm	$L_1=5$ cm, $w_1=0.3$ cm et $h=0.635$ mm
	Erreur max pour les RNA	0.6%	1.5% (F_{r1}) et 0.5% (F_{r2})
	Erreur max pour les LF	2%	3% (F_{r1}) et 1% (F_{r2})
Cas 3	Paramètres	$L_1=15$ cm, $L_2=3$ cm et $h=0.635$ mm	$L_1=5$ cm, $L_2=4.16$ cm et $h=10$ cm
	Erreur max pour les RNA	1.2%	11% (F_{r1}) et 0.6% (F_{r2})
	Erreur max pour les LF	1.4%	10% (F_{r1}) et 3% (F_{r2})
Cas 4	Paramètres	$L_1=15$ cm, $L_2=3$ cm et $w_1=0.5$ cm	$L_1=5$ cm, $L_2=4.16$ cm et $w_1=0.3$ cm
	Erreur pour les RNA	0.6%	0.6% (F_{r1}) et 1% (F_{r2})
	Erreur max pour les LF	1.2%	1.4% (F_{r1}) et 3% (F_{r2})

Cas 2 : L_1 , w_2 et h sont constants et L_2 varie

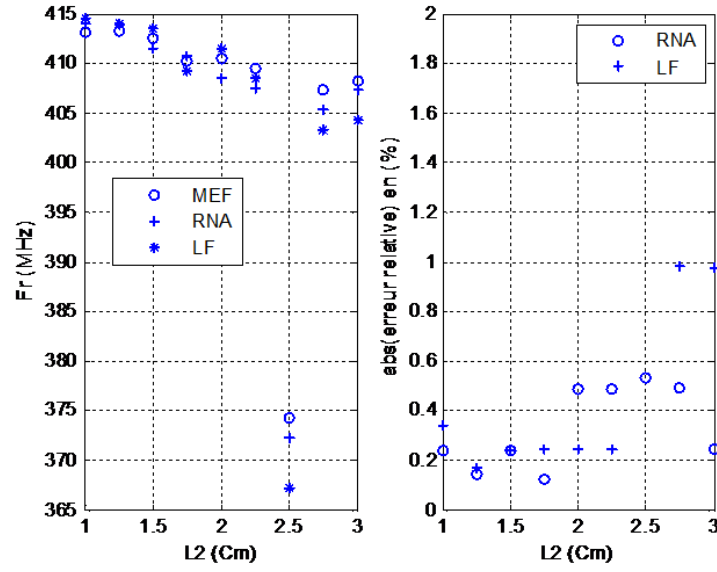
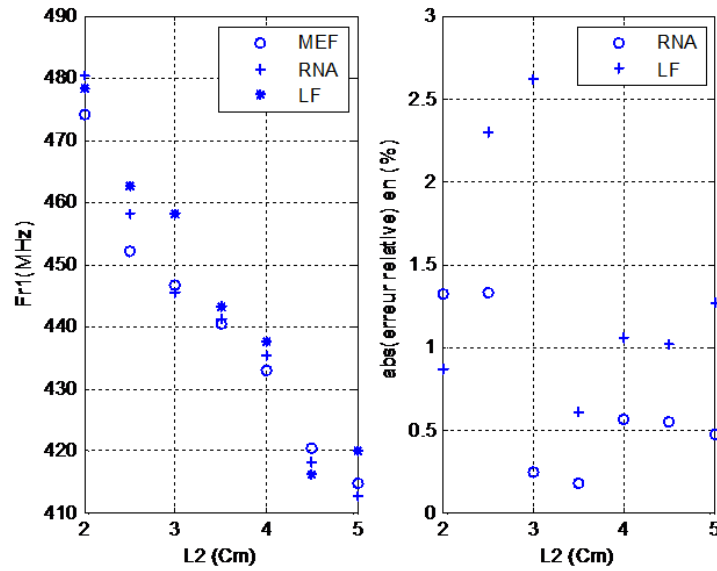


FIGURE 3.4 – Fréquence de résonance de l'antenne PIFA mono bande et pourcentage d'erreur présentée dans le cas 2



(a)

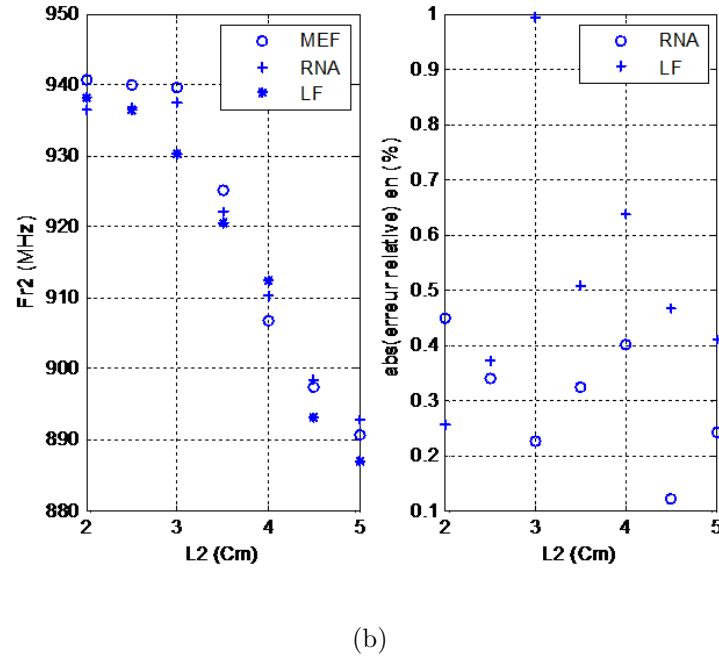


FIGURE 3.5 – Fréquence de résonance de l'antenne PIFA bi bandes et pourcentage d'erreur présentée dans le cas 2 pour la (a). première. (b). deuxième bande de fréquence

Cas 3 : L_1 , L_2 et h sont constants et w_2 varie

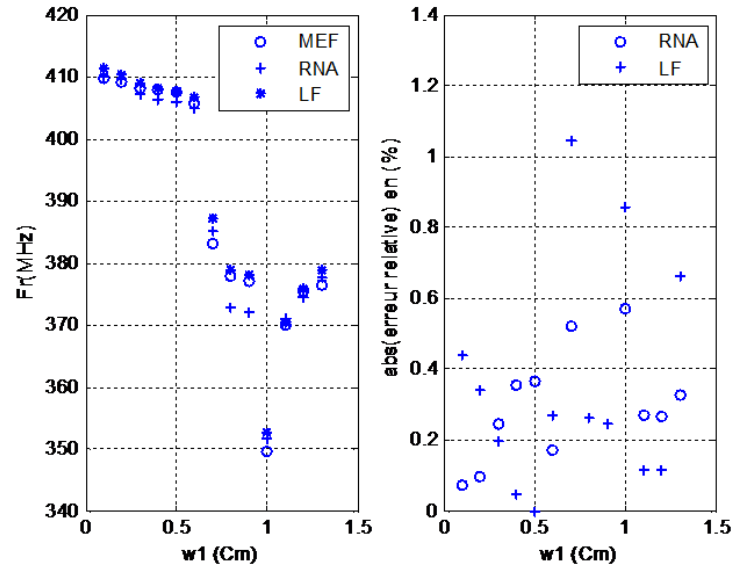
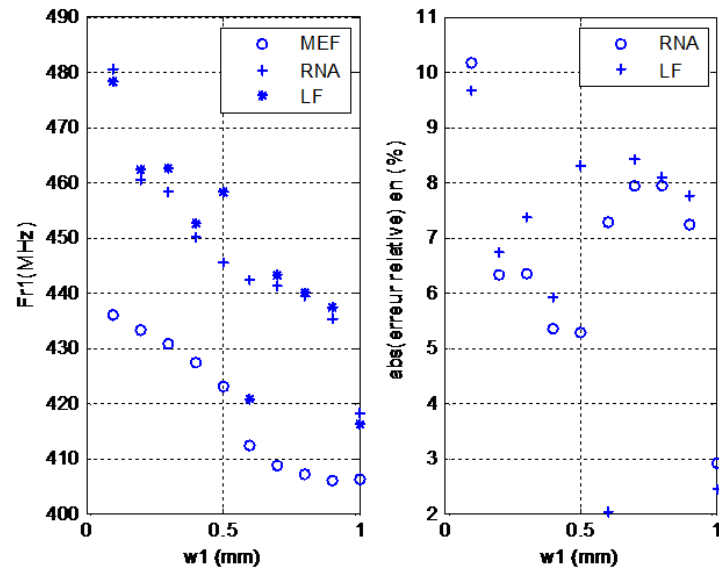
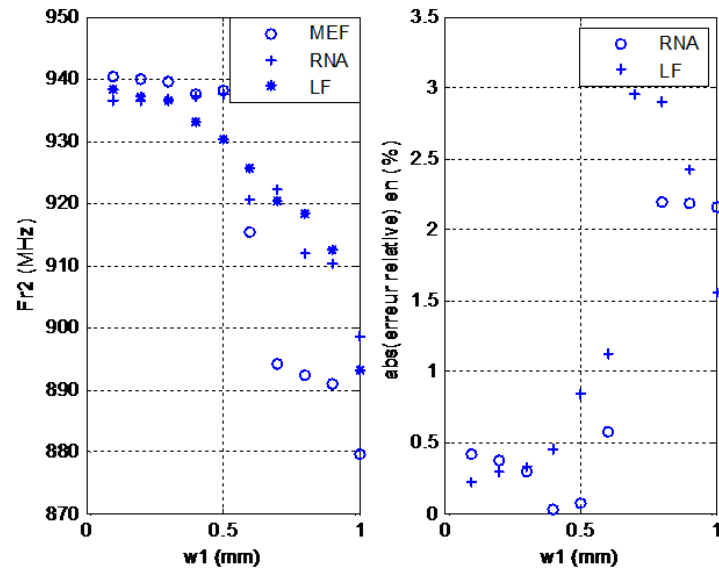


FIGURE 3.6 – Fréquence de résonance de l'antenne PIFA mono bande et pourcentage d'erreur présentée dans le cas 3



(a)



(b)

FIGURE 3.7 – Fréquence de résonance de l'antenne PIFA bi bande et pourcentage d'erreur présentée dans le cas 3 pour la (a). première. (b). deuxième bande de fréquence

Cas 4 : L_1 , L_2 et w_2 sont constants et h varie

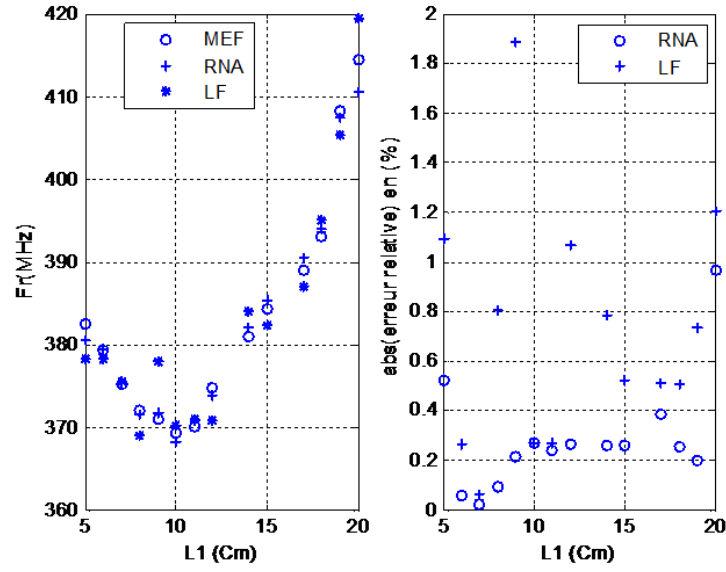
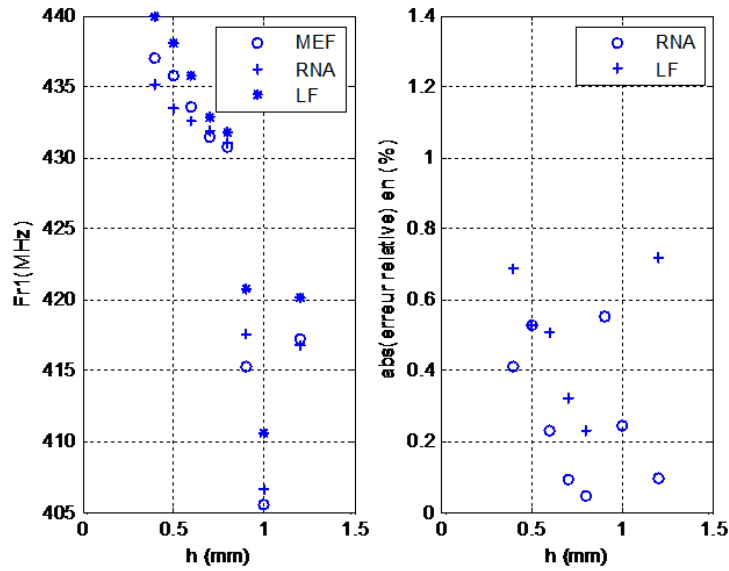


FIGURE 3.8 – Fréquence de résonance de l'antenne PIFA mono bande et pourcentage d'erreur présentée dans le cas 4.



(a)

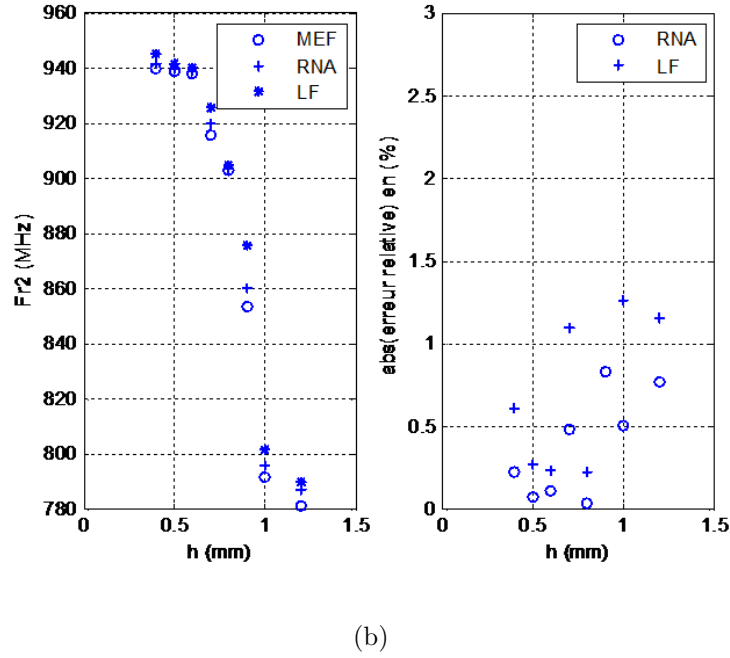


FIGURE 3.9 – Fréquence de résonance de l'antenne PIFA bi bande et pourcentage d'erreur présentée dans le cas 4 pour la (a). première. (b). deuxième bande de fréquence.

V CONCLUSION

Dans ce chapitre, l'antenne PIFA mono et bi bandes ont été étudiées afin de déterminer les fréquences de résonance. Premièrement, les données de simulation par la méthode des éléments finis (MEF) sont obtenues à l'aide des logiciels COMSOL et HFSS. Deuxièmement, les systèmes RNA et LF sont mises en œuvre et formées pour modéliser les performances (fréquence de résonance) de l'antenne PIFA mono et bi bandes, en utilisant les algorithmes d'apprentissage LM et TSK ; la MEF étant le modèle de référence. En utilisant un code efficace sous Matlab® R14, le nombre total d'entrées dans les réseaux RNA et LF peut être porté à 04, ensuite les structures obtenues peuvent être facilement examinées à l'aide de la méthode proposée. Troisièmement, plusieurs exemples d'antennes PIFA ont été étudiés et les résultats obtenus en utilisant MEF, RNA et LF ont été comparés. Dans tous les cas, on

obtient un très bon accord entre les trois méthodes. Enfin, il convient de souligner que les méthodes présentées peuvent facilement être appliquées à d'autres problèmes de micro-ondes. Des RNA et des LF précis, rapides et fiables peuvent être développés à partir de données micro-ondes mesurées / simulées. Une fois développés, ces modèles peuvent être utilisés à la place de modèles numériques intensifs en calcul pour accélérer l'analyse et la conception en hyperfréquences.

Chapitre 4

Application biomédicale des antennes PIFA

I INTRODUCTION

Les antennes jouent un rôle majeur dans les systèmes implantables puisqu'elles assurent la communication sans fil avec l'équipement externe. Des nombreux groupes de recherche ont largement utilisé les antennes dans les systèmes implantables. Une antenne implantable double bandes de petite taille fonctionnant dans le service MIC a été décrite dans [103]. Can Li et al ont conçu le lien sans fil d'une nouvelle antenne vasculaire [104]. Dans [105], S. Bakogianni et S. Koulouridis ont proposé une antenne dipôle planaire implantable pour le fonctionnement dans les services de radiocommunications à dispositif médical.

En raison de sa structure simple et de sa taille compacte, les antennes F inversées planaires (PIFA) sont largement utilisées pour concevoir des antennes implantables. Dans [106], deux antennes de formes différentes basées sur une configuration PIFA sont conçues et installées sur un dispositif médical implantable dans un modèle de simulation de tissu biologique. Les auteurs présentent dans [107] un prototype d'un système d'antenne PIFA complet comprenant l'alimentation et la communication de données, conçu pour un capteur de glucose implanté. Une antenne PIFA bi bandes avec la technique d'amélioration de bande passante est proposée dans [39] pour la bio télémétrie implantable dans la bande MICS. Dans [108], une conception d'antenne miniaturisée basée sur le PIFA est proposée pour la bande ISM 2,4 GHz.

La miniaturisation des antennes et la technologie sans fil jouent un rôle très important pour rendre la télémédecine possible. Dans la section III, la miniaturisation des antennes à l'aide du RNA est décrite. Les conceptions d'antenne initiales et optimisées et leurs performances telles que : le coefficient de réflexion, le champ lointain et l'impédance d'entrée sont montrées et commentées.

Puis dans la section IV, nous développons une nouvelle antenne miniaturisée tri bandes qui est pour les trois domaines biomédicaux : la télémétrie de données sans fil et l'opération de transmission de puissance dans la bande du service de radiocommunications des dispositifs médicaux (MedRadio, 402 – 405 MHz), transmission de puissance (Industrial, Scientific and Medical bands (ISM, 902,8 – 928 MHz) et l'alimentation sans fil (ISM, 2,4 – 2.5 GHz). Le détail de l'antenne et ses performances sont discutés. les résultats de la miniaturisation de l'antenne PIFA présentée dans ce chapitre sont publiés dans [109]

II ANTENNE PIFA BI BANDES DANS LE DOMAINE BIOMEDICAL

i Description du modèle

La structure originale de cette partie est celle de S. Bakogianni et S. Koulouridis [8]. L'antenne originale est modifiée en remplaçant l'alimentation coaxiale utilisée dans [8] par une excitation de la ligne de transmission, puis le pin de court-circuit est modifiée de la forme cylindrique à la forme cubique et il est déplacé à l'extrême du substrat pour éviter l'utilisation de trous dans la couche diélectrique qui peuvent affecter les performances de l'antenne. Et rendre la réalisation plus facile. Ensuite, les dimensions des fentes, la position de pin de court-circuit dans l'axe (z)(z_{pin}) et la position du port d'excitation dans l'axe (x)(x_{port}) sont modifiées pour avoir les mêmes performances que la structure originale.

Les vues de dessus et de côté du modèle modifié de l'antenne PIFA bi-bandes à ouverture sont présentées respectivement sur la figure 4.1 (a) et (b). L'élément rayonnant est imprimé sur un substrat diélectrique Rogers RO 3210 ($\epsilon_r = 10.2$ et $\tan \delta = 0.003$) de 0,635 mm d'épaisseur et est recouvert par une couche superstrat identique. La couche de superstrat est utilisée pour protéger l'antenne du contact direct avec le tissu humain. De plus, le superstrat agit comme un tampon entre

le radiateur métallique et le tissu biologique en réduisant la puissance RF aux emplacements des tissus avec perte. Les surfaces du patch et du plan de masse sont respectivement $13,8\text{mm} \times 15,8\text{mm}$ et $14\text{mm} \times 16\text{mm}$. Une fente de largeur (w_1) de 0,9 mm et de longueur (l_1) de 10,2 mm est retirée du patch rectangulaire pour réduire la taille de l'antenne sur la bande MedRadio. Une fente en forme de (L) est également découpée à partir de la surface du patch pour obtenir un fonctionnement supplémentaire de l'antenne à 915 MHz. La fente (L) a une largeur non uniforme de 1,3 mm (w_2) et de 1,1 mm (w_3), et une longueur totale de 14,6 mm ($l_2 = 12,9$ mm et $l_3 = 1,7$ mm). La ligne microruban d'alimentation est modélisée en introduisant les deux ouvertures identiques S_4 et S_5 et afin d'avoir une impédance caractéristique de 50Ω pour les deux fréquences données, la largeur de la ligne est réglée sur $w_4=0,58$ mm et sa longueur $L_4= 5,4$ mm et la largeur du port est de 0,58 mm. Un pin est également utilisé pour aider à une miniaturisation d'antenne, il est formé de forme de bloc de volume $0,3 \times 0,1 \times 0,625[\text{mm}]^3$.

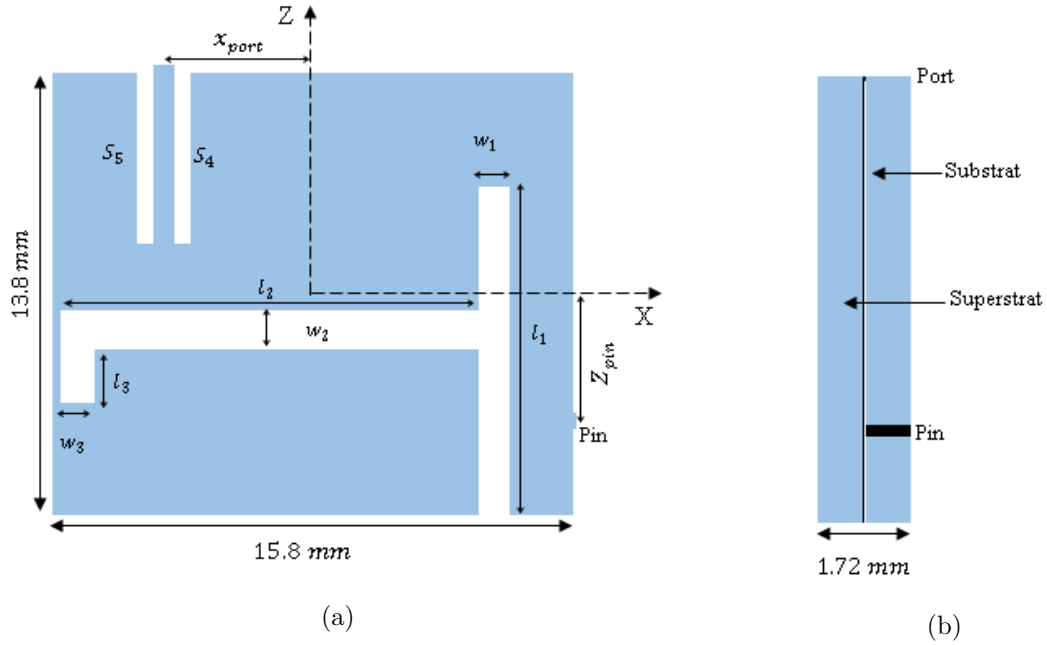


FIGURE 4.1 – (a). Vue de dessus. (b). Vue de côté du modèle initial de l'antenne PIFA bi-bande à fente.

Comme illustré sur la figure 4.2, l'antenne PIFA est placée à l'intérieur du modèle de tissu biologique à une profondeur de 10mm. Le tissu humain est modélisé par un cylindre constitué de trois couches : peau (épaisseur 2.5mm), muscle

(épaisseur 25mm) et os (épaisseur 22.5mm). Les propriétés des 3 couches de tissu sont données dans le tableau 4.1.

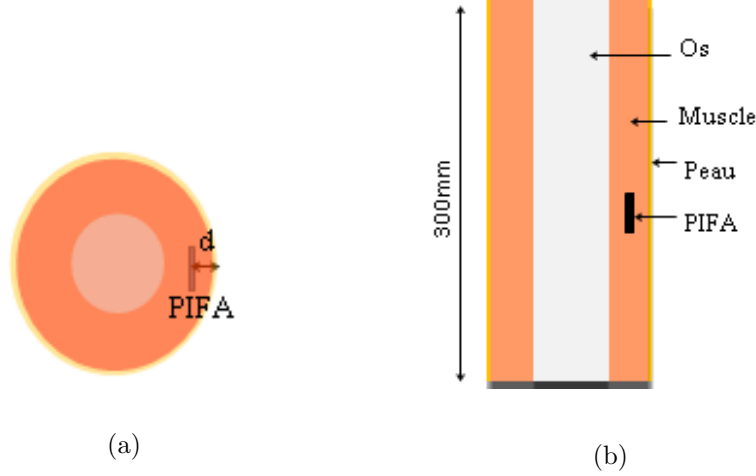


FIGURE 4.2 – (a). Coupe transversale. (b). Coupe longitudinale du modèle de tissu à trois couches avec l'emplacement de l'antenne PIFA proposée.

TABLE 4.1 – Caractéristiques diélectriques du tissu biologique. [8].

	402 MHz		915 MHz		2.45 GHz	
	ε_r	σ	ε_r	σ	ε_r	σ
Peau	46.741	0.6889	41.329	0.8716	38	1.46
Muscle	57.112	0.7960	54.997	0.9480	52.72	1.73
Os	13.143	0.0910	12.440	0.1450	18.54	0.8

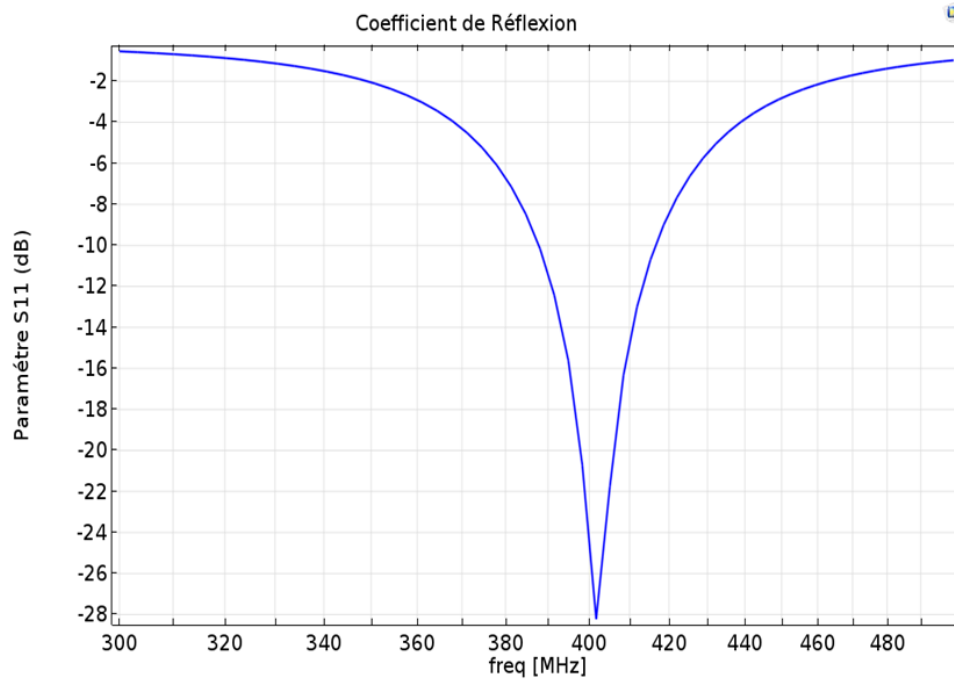
Le modèle d'antenne PIFA implantée dans le tissu biologique a été simulé en utilisant le logiciel Comsol Multiphysiques 5.2a.

ii Résultats de simulation

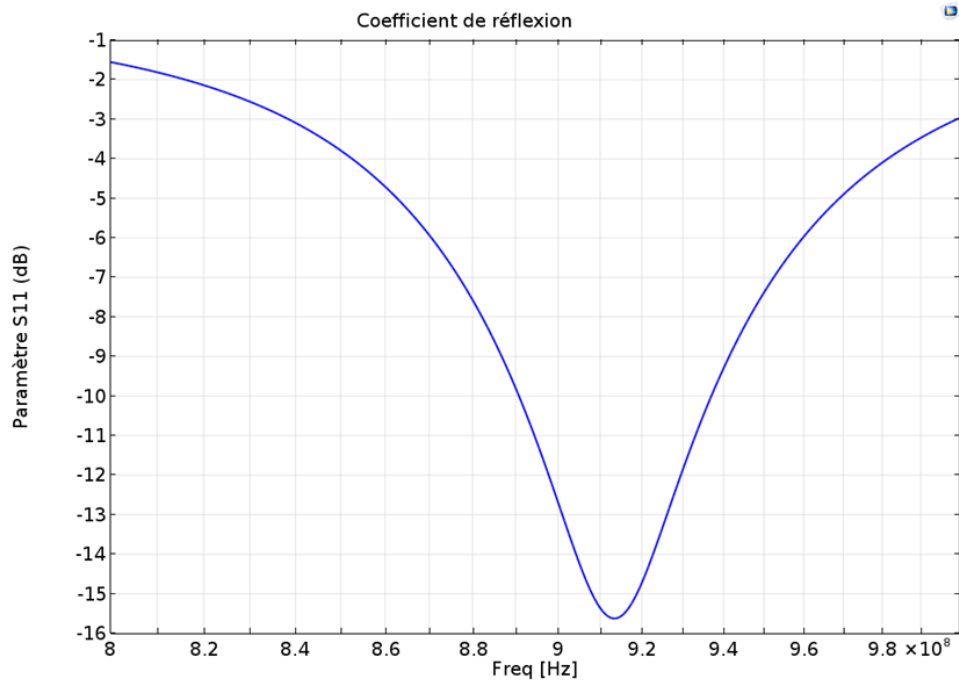
a. Coefficient de réflexion

Le coefficient de réflexion de l'antenne PIFA bi bandes est donné par la figure 4.3 (a et b). La figure 4.3(a) illustre le $|S_{11}|$ simulé de l'antenne PIFA implantable dans le tissu musculaire dans la bande MedRadio. La fréquence de résonance est de 401,65 MHz pour un fonctionnement de télémétrie de données sans fil avec

$|S_{11}| = -28$ dB et présente une bande passante de 30 MHz (de 388 MHz à 418 MHz) couvrant la bande MedRadio (de 401 MHz à 406 MHz). Sur la figure 4.3 (b), la deuxième résonance de l'antenne correspond à la fréquence 914,5 MHz qui est dans la bande de transmission d'énergie sans fil avec une bande passante -10 dB de 48 MHz (890 MHz à 938 MHz) couvrant la bande ISM (de 902 MHz à 928 MHz).



(a)



(b)

FIGURE 4.3 – Coefficient de réflexion S_{11} de l’antenne PIFA bi bandes dans la bande (a). MedRadio, (b) ISM

b. Diagramme de rayonnement

Le gain en champ lointain en 3D et en 2D de l’antenne PIFA implantée dans le tissu musculaire a également présenté dans les figures 4.4 (a et b) pour la bande MedRadio et la bande ISM respectivement. En raison de la petite taille de PIFA et de la perte tissulaire élevée, l’antenne rayonne dans les deux fréquences de façon presque omnidirectionnelle avec des valeurs maximales de -32 dB pour la bande MedRadio et de -21 dB pour la bande ISM.

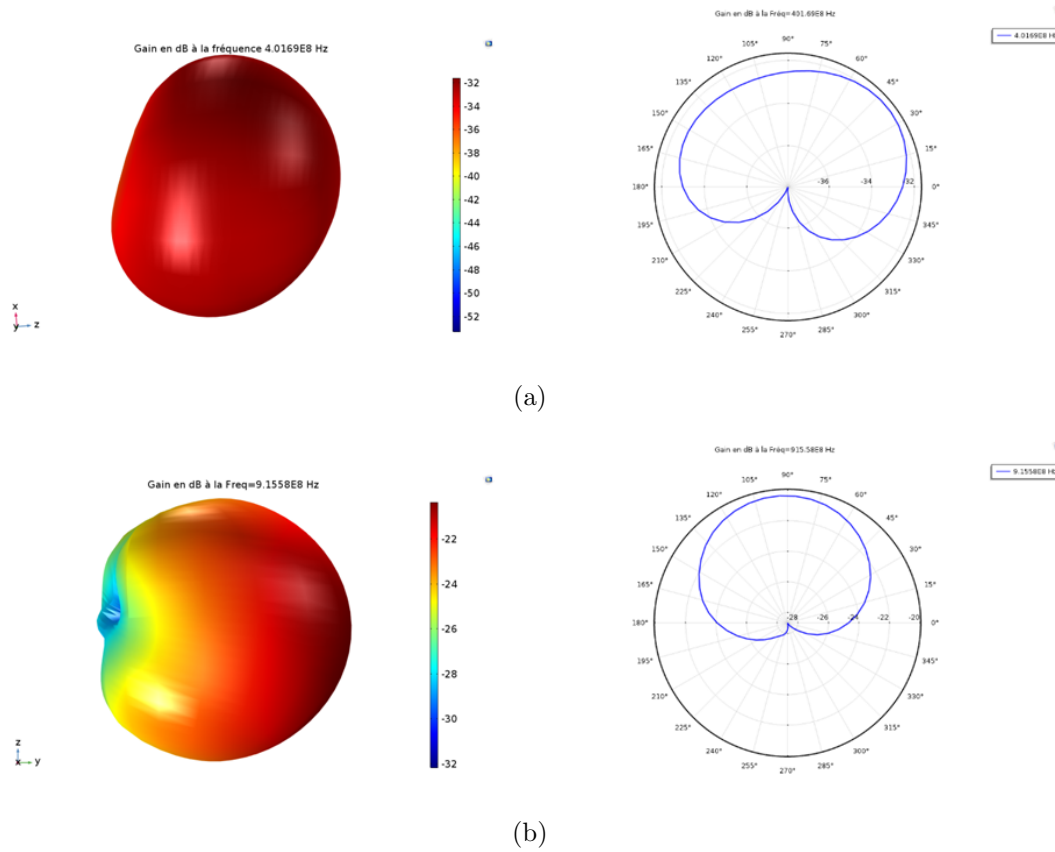


FIGURE 4.4 – Le gain en 3D, 2D de l’antenne PIFA bi bandes implantée dans le tissu musculaire dans la bande (a). MedRadio, (b) ISM.

c. Distribution de courant

Pour étudier les caractéristiques de l’antenne proposée, les distributions de courant sur le patch et le plan de masse sont également simulées. La figure 4.5 (a et b) illustre la distribution de courant dans les deux bandes MedRadio et ISM respectivement. L’amplitude de courant maximale sur le patch s’est produite près du pin de court-circuit et de la troisième fente dans les deux fréquences de résonance. On remarque que dans les deux fréquences, le courant sur le patch induit des courants inverses sur le plan de masse, de sorte que les courants sur le patch et le plan de masse sont anti-phase.

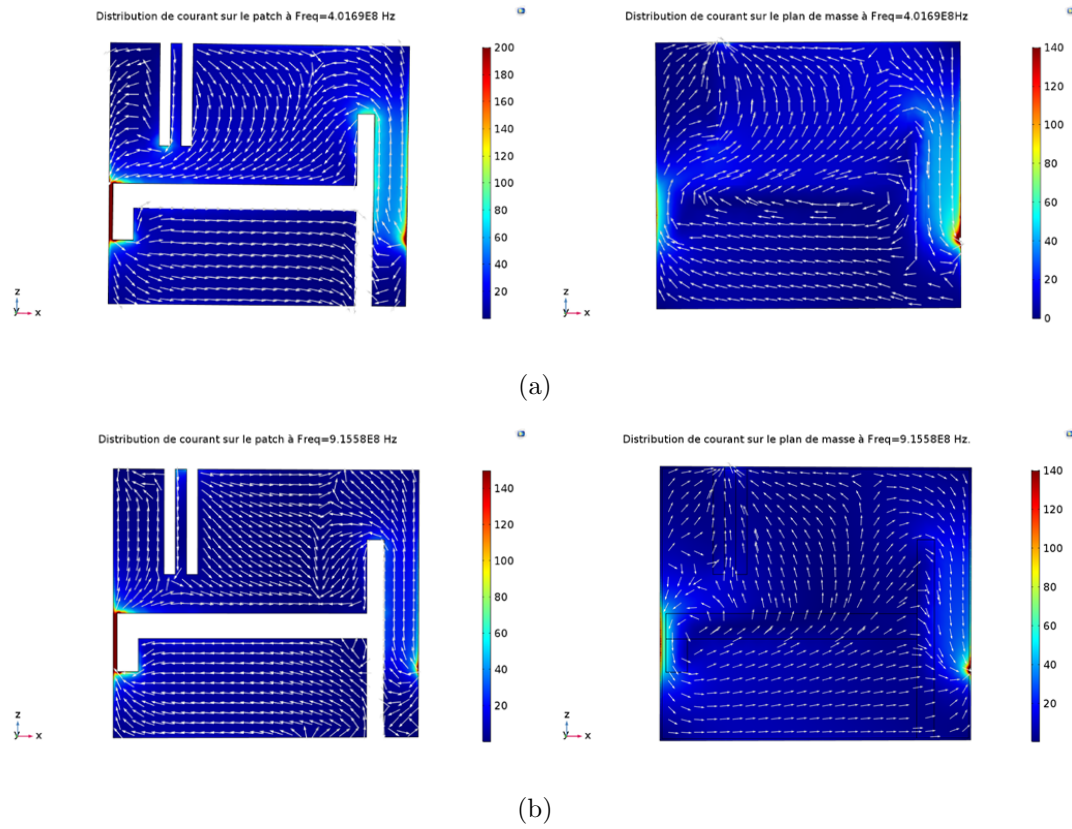
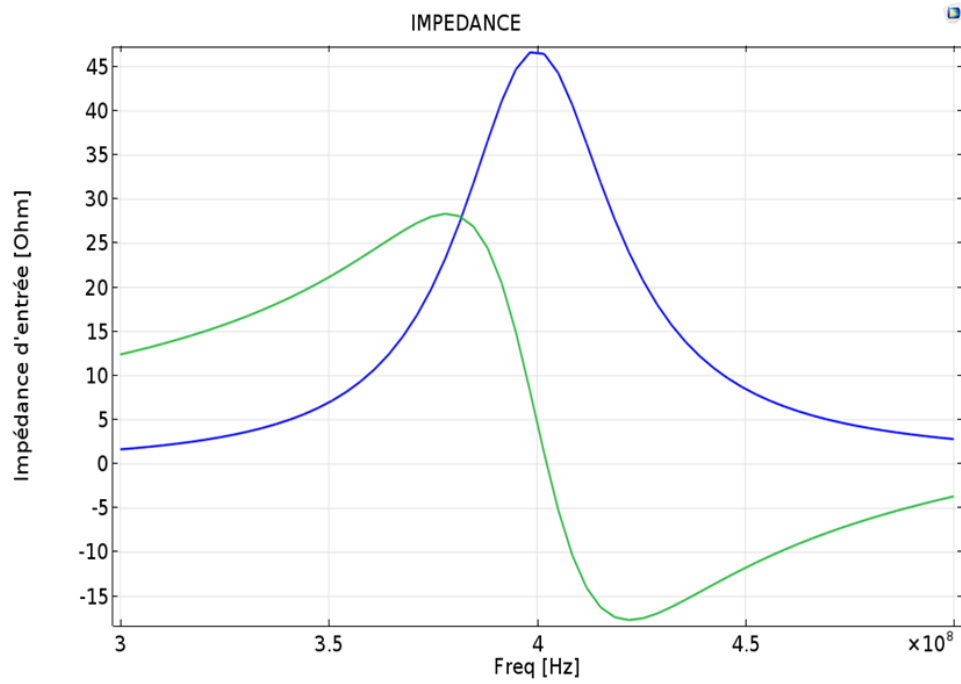


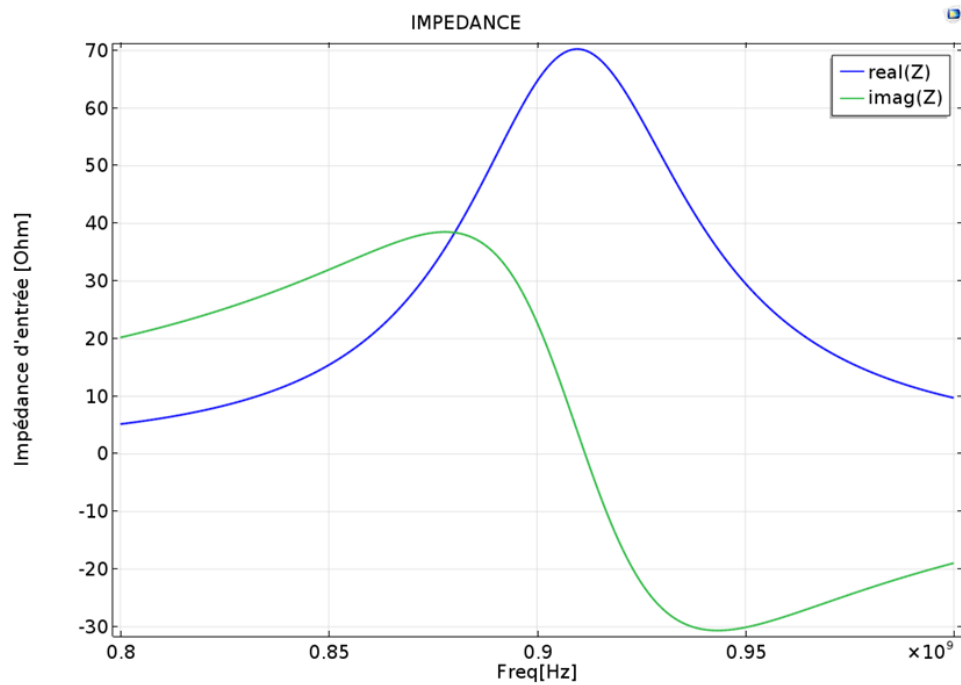
FIGURE 4.5 – Densité surfacique de courant dans le plan de masse et le patch dans la bande (a).MedRadio et (b) ISM

d. Impédance d'entrée

La figure 4.6 (a et b) présente la partie réelle et imaginaire de l'impédance d'entrée simulée de l'antenne PIFA à fente bi bandes dans les deux bandes (MedRadio et ISM) respectivement. Nous pouvons observer à partir des courbes que pour les deux fréquences de résonance (402 MHz (bande MedRadio) et 915 MHz (bande ISM)), l'impédance d'entrée est $((46+3j)\text{ohm})$ et $((70+2j)\text{ohm})$ respectivement, donc on a une bonne adaptation d'impédance.



(a)



(b)

FIGURE 4.6 – Impédance d'entrée de l'antenne PIFA bi bandes dans la bande (a). MedRadio, (b) ISM.

III MINIATURISATION PAR RESEAUX DE NEURONES ARTIFICIELS

Dans cette partie, on présente la miniaturisation de l'antenne PIFA bi bandes initiale utilisant les réseaux de neurone artificiel. Les entrées des réseaux de neurones artificiels sont les deux fréquences de résonance dans les deux bandes (MedRadio et ISM) et la sortie sont les paramètres dimensionnels de l'antenne PIFA. Trois étapes sont nécessaires :

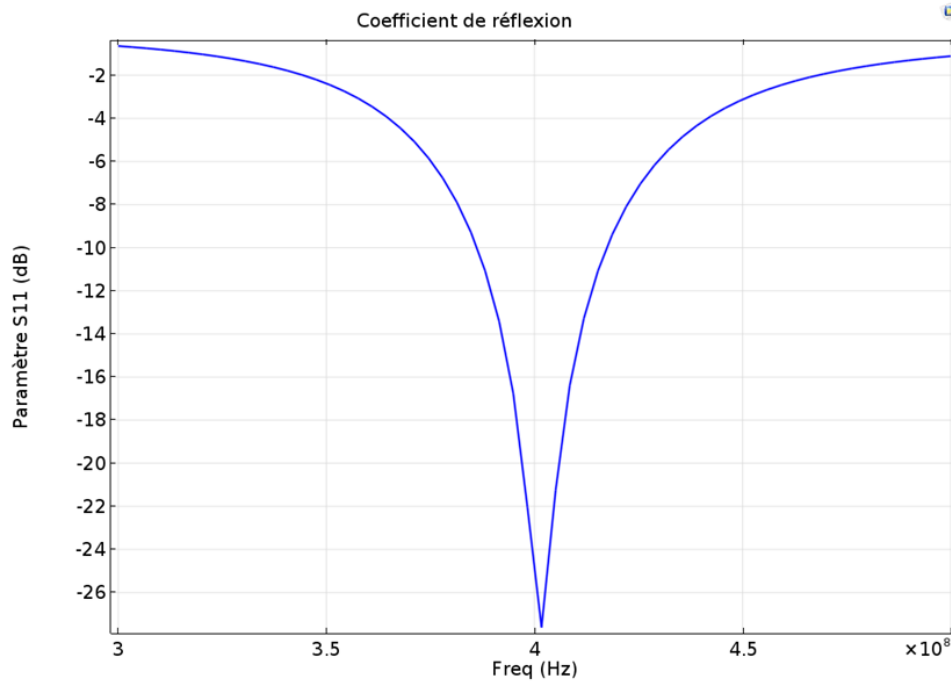
- **Les échantillons d'apprentissage** sont générés dans notre cas par des combinaisons des paramètres de l'antenne PIFA (taille de l'antenne, taille des fentes, position du pin et position du port d'alimentation) et de leurs fréquences de résonance dans les bandes MedRadio et ISM via Comsol Multiphysics. Les intervalles de variation des ensembles de données d'apprentissage sont les suivants :
 - Largeur du patch : $9.8mm \leq W \leq 13.8mm$.
 - Taille des fentes : $6mm \leq l_1 \leq 10.5mm$, $0.1mm \leq w_1 \leq 0.7mm$, $10mm \leq l_2 \leq 12.9mm$, $0.1mm \leq w_2 \leq 3mm$, $0.5mm \leq l_3 \leq 3mm$, $0.2mm \leq w_3 \leq 3mm$.
 - $5mm \leq \text{Position du Pin } (z_{pin}) \leq +5mm$
 - $-7mm \leq \text{Position du port } (x_{port}) \leq 4mm$
- **Apprentissage** : Après plusieurs essais, la configuration structurelle du réseau neuronal est optimisée en 2–35–6 pour la meilleure performance. Cela signifie qu'il y a 2 neurones dans la couche d'entrée, 35 neurones dans la couche cachée et 6 neurones dans la couche de sortie. Les poids et biais sont optimisés grâce à l'algorithme d'apprentissage de Levenberg Marcard, une fois que l'apprentissage est terminé, le réseau est capable de généraliser le modèle pour des entrées hors de la matrice d'apprentissage.
- **Validation** : La validation vérifie que le système de réseaux de neurones après apprentissage est capable de prédire la sortie désirée pour les valeurs données à l'entrée qui ne sont pas utilisées dans l'apprentissage.

Les sorties du RNA sont : pour une antenne PIFA à fente de taille $16 \times 11 \times 1.27 \text{ mm}^3$, les paramètres de l'antenne sont : $l_1 = 9 \text{ mm}$, $w_1 = 0.9 \text{ mm}$, $l_2 = 12.9 \text{ mm}$, $w_2 = 1.7 \text{ mm}$, $l_3 = 3 \text{ mm}$ et $w_3 = 0.2 \text{ mm}$, Position du pin $z_{pin} = -5 \text{ mm}$, Position du port $x_{port} = 5 \text{ mm}$

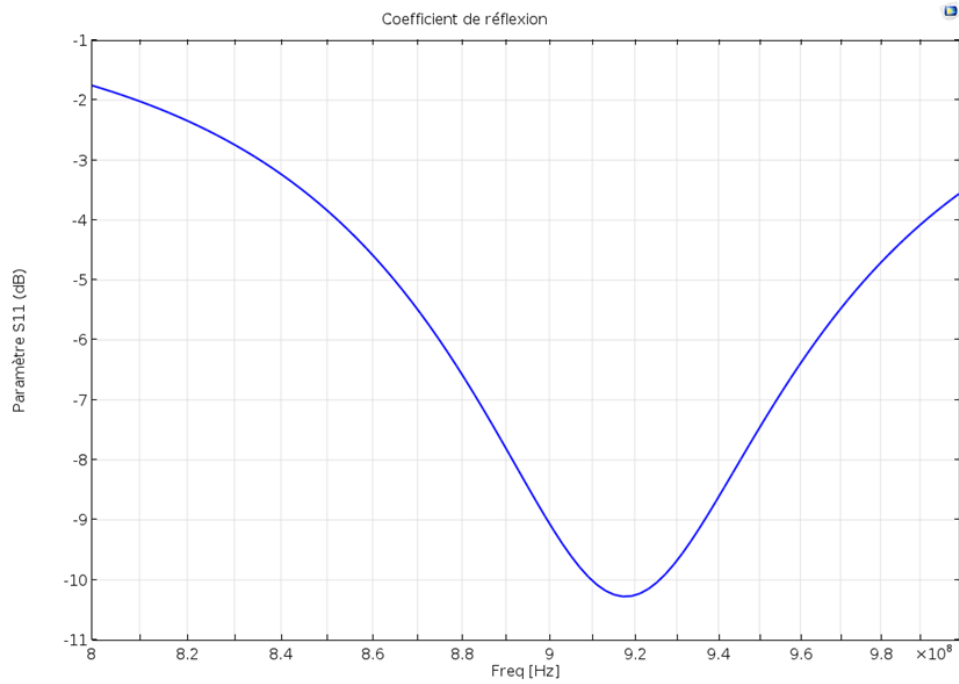
Afin de vérifier la sortie du réseau neuronal, l'antenne avec les paramètres donnés par RNA est simulée en utilisant COMSOL Multiphysics 52a. Ses réponses sont présentées et comparées aux entrées du système neuronal.

a. Coefficient de réflexion

La figure 4.7 (a et b) présente la réponse en fréquence du coefficient de réflexion simulé de l'antenne PIFA avec les paramètres donnés par le modèle RNA à l'intérieur du tissu musculaire dans les bandes MedRadio et ISM respectivement. A partir des résultats, l'antenne résonne aux bandes de fréquence désirées (401 MHz et 915 MHz) avec ($S_{11} = -21 \text{ dB}$, -10.5 dB) pour MedRadio, bande ISM respectivement. L'antenne présente une bande passante de 32 MHz (387 MHz – 419 MHz), 28 MHz (900 MHz – 928 MHz) dans la bande MedRadio, ISM respectivement.



(a)



(b)

FIGURE 4.7 – Coefficient de réflexion S_{11} de l'antenne PIFA bi bandes avec les paramètres du RNA dans la bande (a). MedRadio, (b) ISM.

b. Diagramme de rayonnement

La figure 4.8 (a et b) présente le gain de champ lointain en 2D et 3D simulé de l'antenne PIFA optimisée implantée dans le tissu musculaire. Le gain atteint des valeurs maximales de -33 dB et de -22 dB respectivement dans la bande MedRadio et ISM.

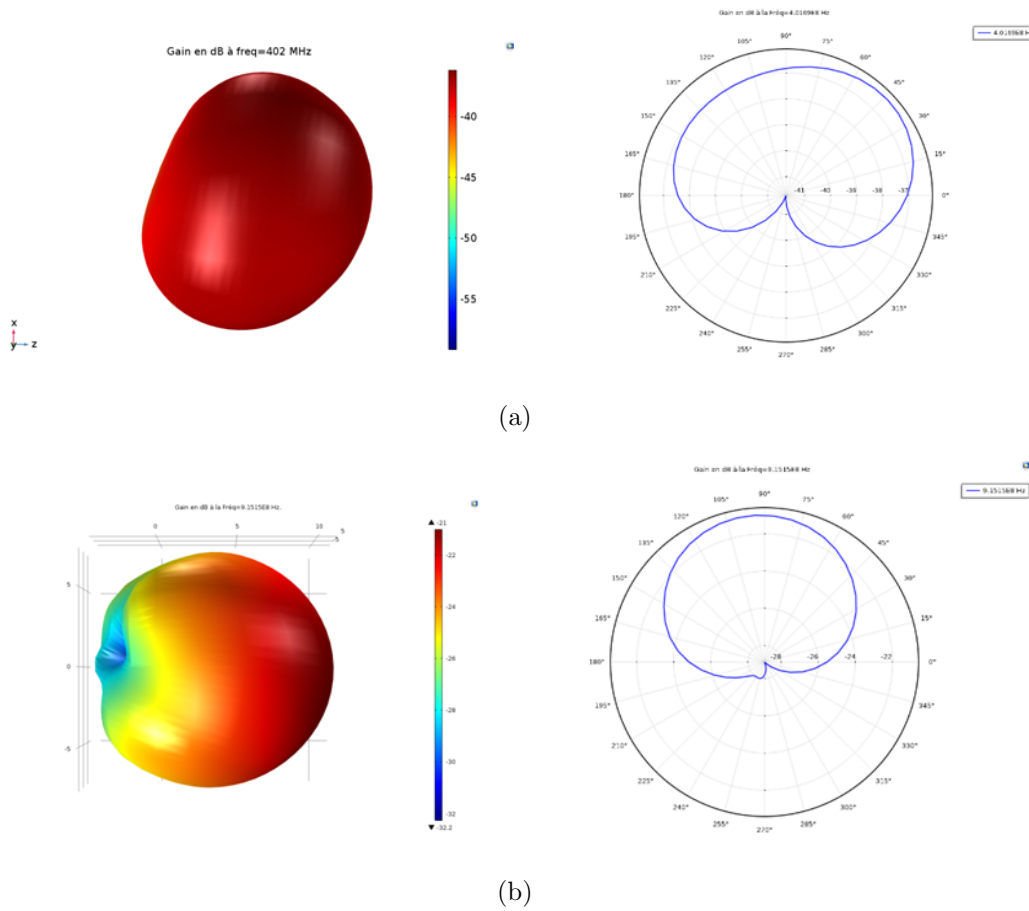


FIGURE 4.8 – Diagramme rayonnement en 3D, 2D de l'antenne PIFA bi bandes optimisée par le RNA et implantée dans le tissu musculaire dans la bande (a). MedRadio, (b) ISM.

c. Distribution des courants

La distribution du courant de surface sur l'élément rayonnant et le plan de masse de l'antenne à fente optimisée dans les deux fréquences sont présentées sur la figure 4.9 (a et b). La distribution de courant de l'antenne optimisée est similaire à celui de l'antenne originale. L'amplitude de courant maximale sur le plan de patch s'est produite près de pin de court-circuit et de la troisième fente dans les deux fréquences de résonance et aussi le courant sur le patch est en opposition de phase avec le courant sur le plan de masse.

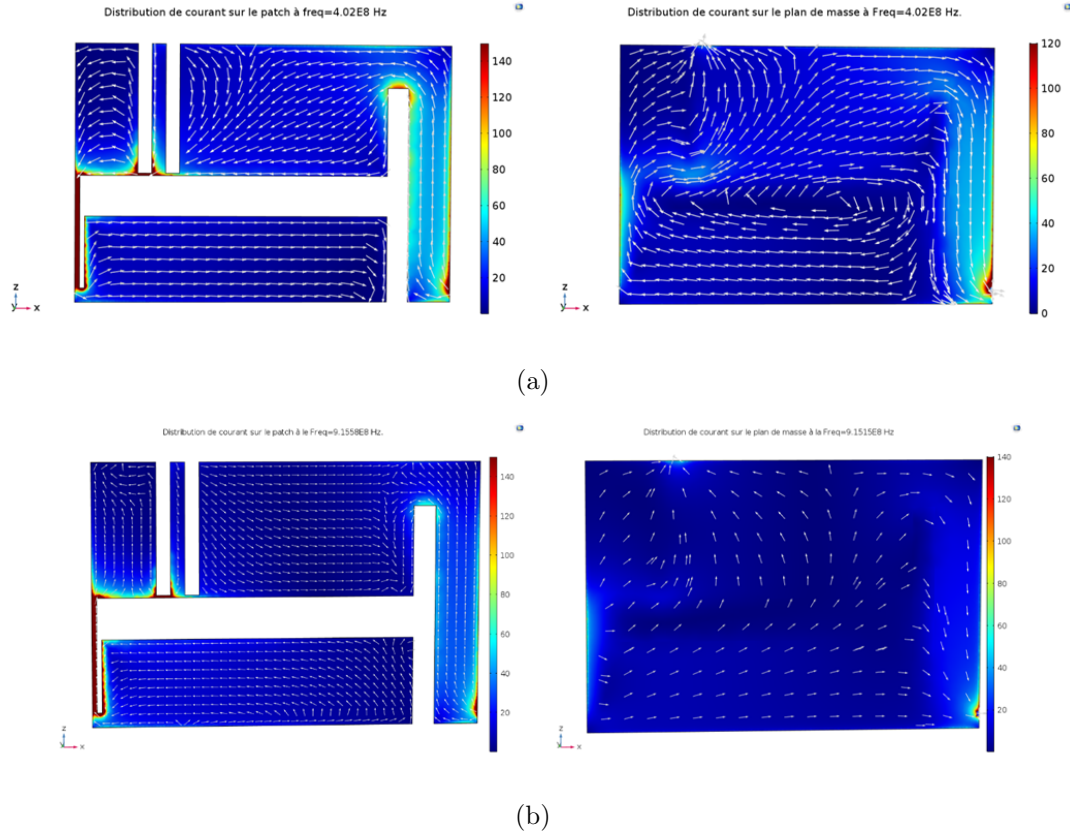


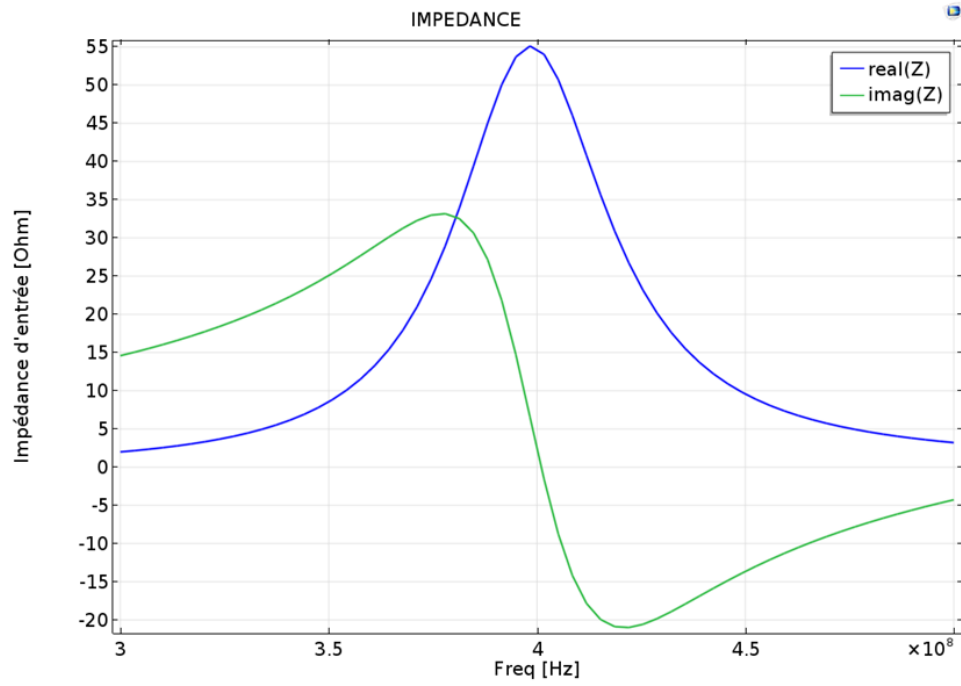
FIGURE 4.9 – Densité surfacique de courant sur le plan de masse et sur le patch de l’antenne PIFA optimisée dans la bande (a).MedRadio et (b) ISM

d. Impédance d’entrée

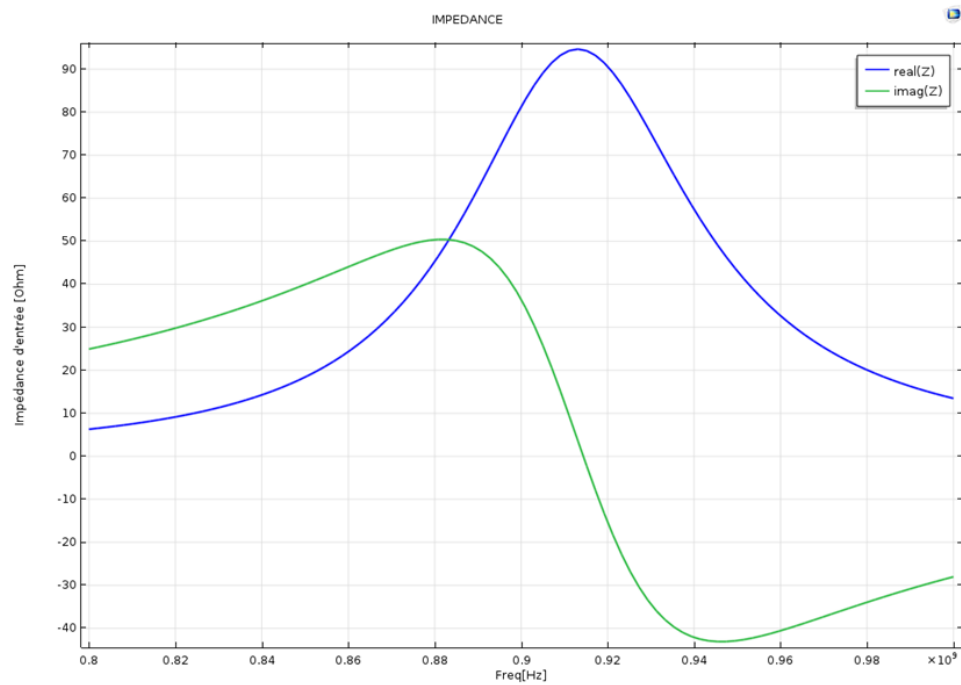
La figure 4.10 (a et b) présente la partie réelle et la partie imaginaire de l’impédance d’entrée simulée de l’antenne PIFA optimisée dans les deux bandes (MedRadio en ISM) respectivement. Nous pouvons observer à partir des courbes que pour la fréquence de résonance l’impédance d’entrée est de 52.35 ohms (52-6j) et 91.02 ohms (91-2j) dans la bande MedRadio et ISM respectivement.

En comparant les performances de l’antenne PIFA initiale et de l’antenne minimisée, il est clair que l’antenne minimisée a les mêmes performances que la conception initiale. Ainsi, en utilisant le RNA, nous avons minimisé la taille de l’antenne PIFA avec 21,48% (de $16 \times 14 \times 1.27[mm]^3$ à $16 \times 11 \times 1.27[mm]^3$).

Dans le paragraphe prochain, on propose une antenne miniaturisée qui rayonne dans les trois fréquences MedRadio (402 MHz) et ISM (915MHz et 2.45 GHz).



(a)



(b)

FIGURE 4.10 – Impédance d'entrée de l'antenne bi bande PIFA optimisée par le RNA dans la bande (a). MedRadio, (b) ISM

IV ANTENNE PIFA TRI BANDES DANS LE DOMAINE BIOMEDICAL.

i Description de la structure

La configuration géométrique de l'antenne PIFA tri bandes à fente proposée est présentée sur la figure 4.11. L'antenne est d'une taille de $16 \times 11 \times 1.27 \text{ mm}^3$, il est de la même structure que l'antenne bi bandes. L'élément rayonnant est imprimé sur un substrat diélectrique Rogers RO 3210 ($\epsilon_r = 10.2$ et $\tan \delta = 0.003$) de 0,635 mm d'épaisseur et est recouvert par une couche superstrat identique. Le patch a une surface de $15,8 \times 10,8 \text{ mm}^2$ et contient huit fentes : une fente rectangulaire (S_1) de longueur $l_1 = 10.2 \text{ mm}$ et largeur $w_1 = 0.9 \text{ mm}$ est découpée pour réduire la taille de l'antenne dans la bande MedRadio, une deuxième fente de forme (L) (S_2, S_3) est retirée pour créer un rayonnement dans la bande ISM (915 MHz), elle est de longueur ($l_2 = 12.9 \text{ mm}$, $l_3 = 1.9 \text{ mm}$) et largeur non uniforme ($w_2 = 1.3 \text{ mm}$, $w_3 = 0.8 \text{ mm}$), la fente spirale composée de quatre fentes rectangulaire (S_7, S_8, S_9 et S_{10}) de longueur totale de 10.7 mm ($l_7 = 8 \text{ mm}$, $l_8 = 1.3 \text{ mm}$, $l_9 = 0.9 \text{ mm}$ et $l_{10} = 0.5 \text{ mm}$) et de largeur irrégulière ($w_7 = 0.35 \text{ mm}$, $w_8 = 0.5 \text{ mm}$, $w_9 = 0.19 \text{ mm}$, $w_{10} = 0.2 \text{ mm}$) est découpée pour créer une troisième résonance à la fréquence (2 GHz), la fente S_6 avec une longueur $l_6 = 5 \text{ mm}$ et une largeur $w_6 = 0.9 \text{ mm}$ est découpée pour régler la troisième résonance à la bande ISM (2.45 GHz). Les deux ouvertures identiques S_4 et S_5 sont enlevées pour introduire l'alimentation par la ligne de transmission, la largeur de la ligne est $w_4 = 0,58 \text{ mm}$ et sa longueur $L_4 = 5,4 \text{ mm}$.

L'antenne est placée à 10 mm de profondeur dans un modèle tissulaire de trois couches (peau, Muscle, Os). La simulation de l'antenne est faite par le logiciel COMSOL 52a. On présente dans ce qui suit les performances de l'antenne PIFA tri bandes.

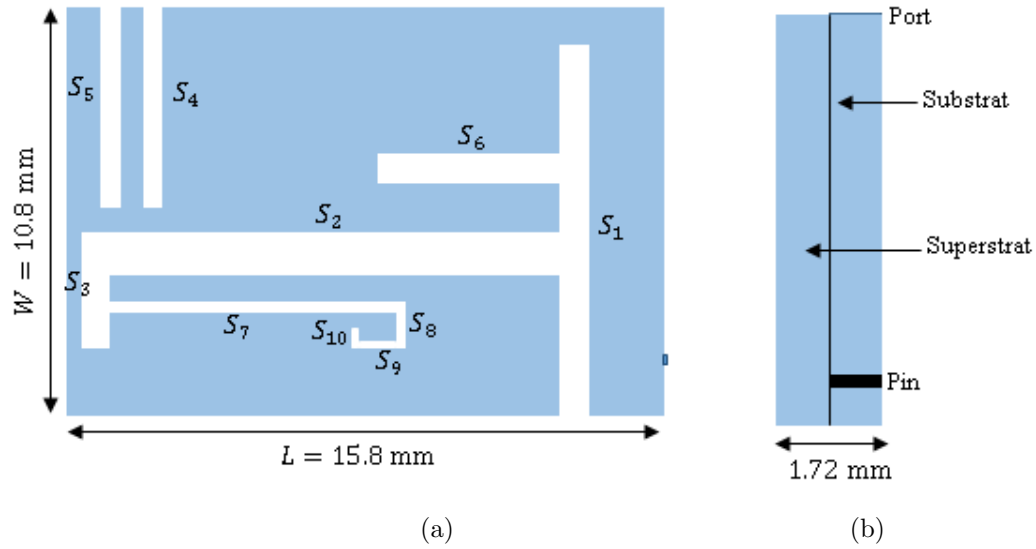
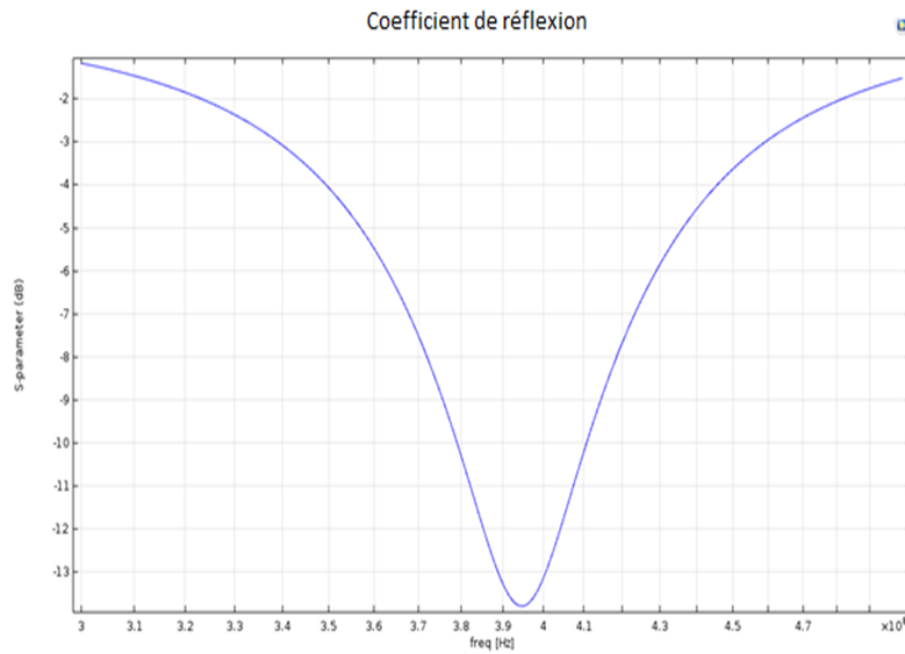


FIGURE 4.11 – (a). Vue de dessus. (b). Vue de côté d'antenne PIFA tri bandes à fente.

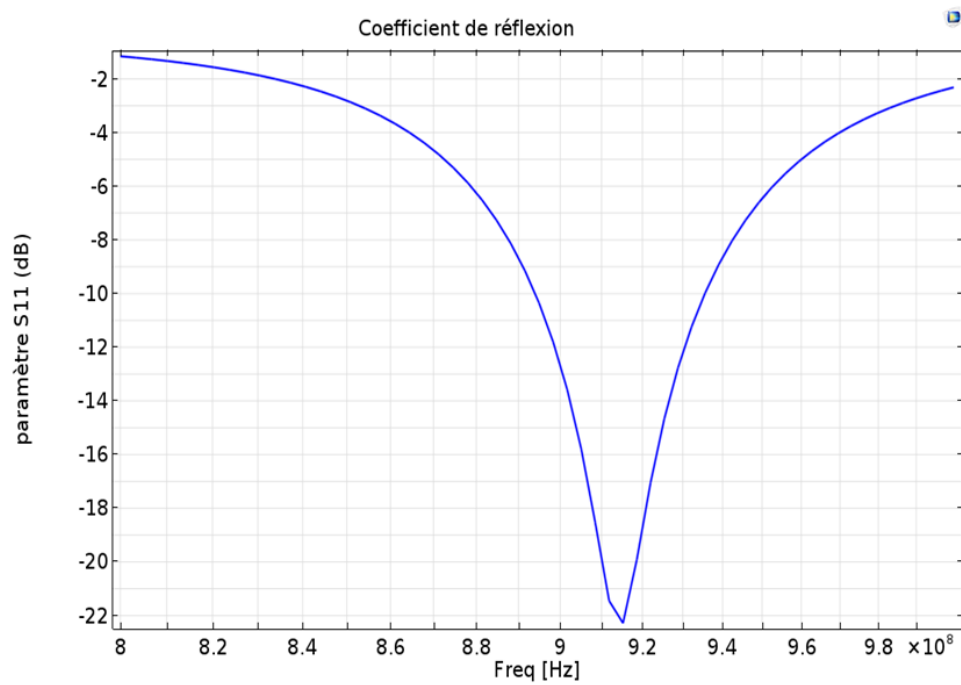
ii Résultats de simulation

a. Coefficient de réflexion

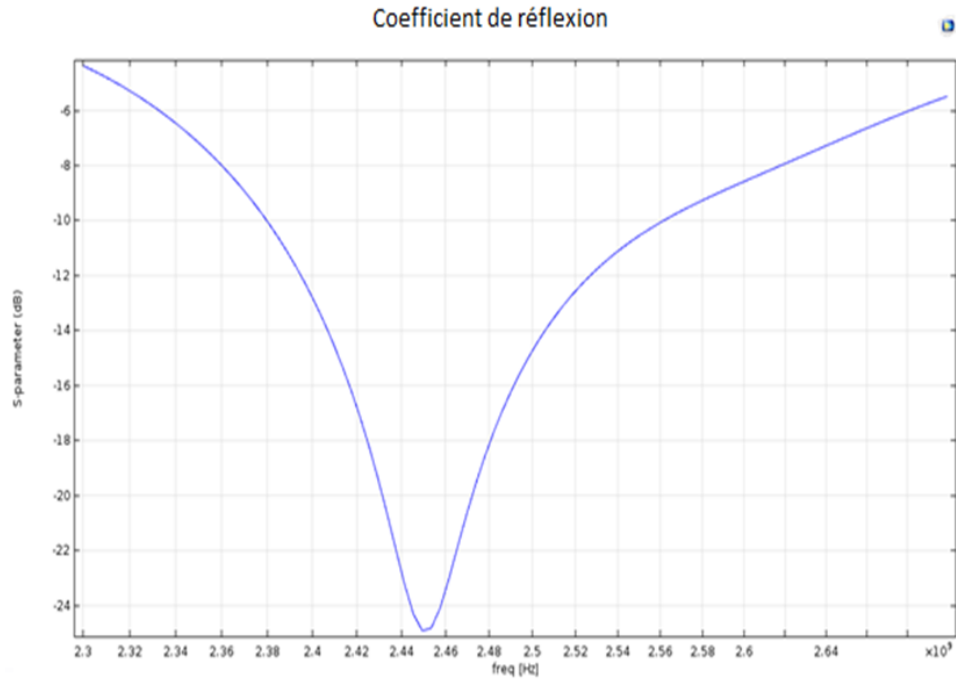
La figure 4.12 montre le coefficient de réflexion simulé de l'antenne PIFA à fente tri-bandes implantée dans le tissu musculaire. On voit que l'antenne PIFA résonne à 403,3 MHz pour la bande MedRadio et à 915,58 MHz pour la bande ISM (915 MHz) et 2.455 GHz pour la bande ISM (2.45 GHz). La bande passante de réflexion de -10 dB est d'environ 30 MHz (7.46%), 40 MHz (9.95%) et 180 MHz (7.34%) pour la bande MedRadio, ISM (915 MHz) et ISM (2.45 GHz) respectivement.



(a)



(b)

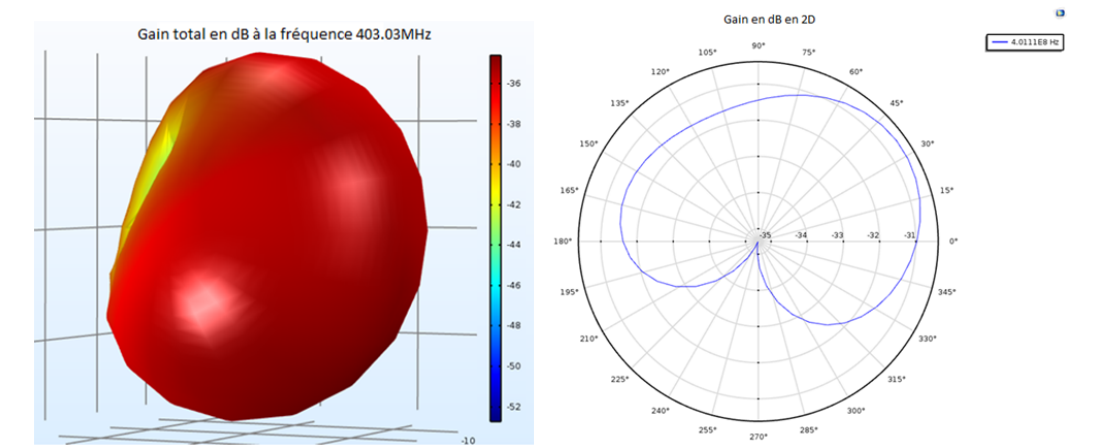


(c)

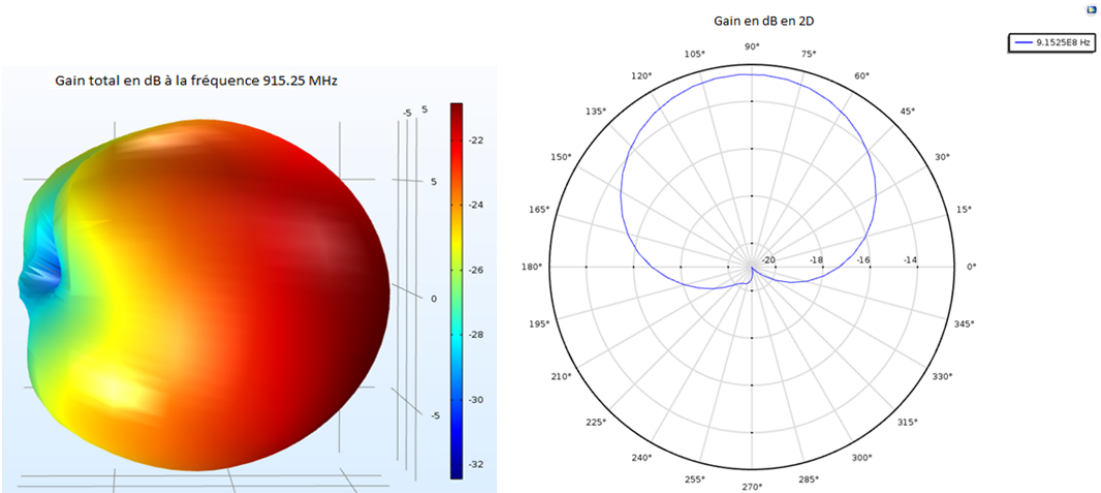
FIGURE 4.12 – Coefficient de réflexion —S11— de l’antenne PIFA tri bandes dans la bande (a). MedRadio, (b) ISM (915 MHz) et (c). ISM (2.45 GHz)

b. Diagramme de rayonnement

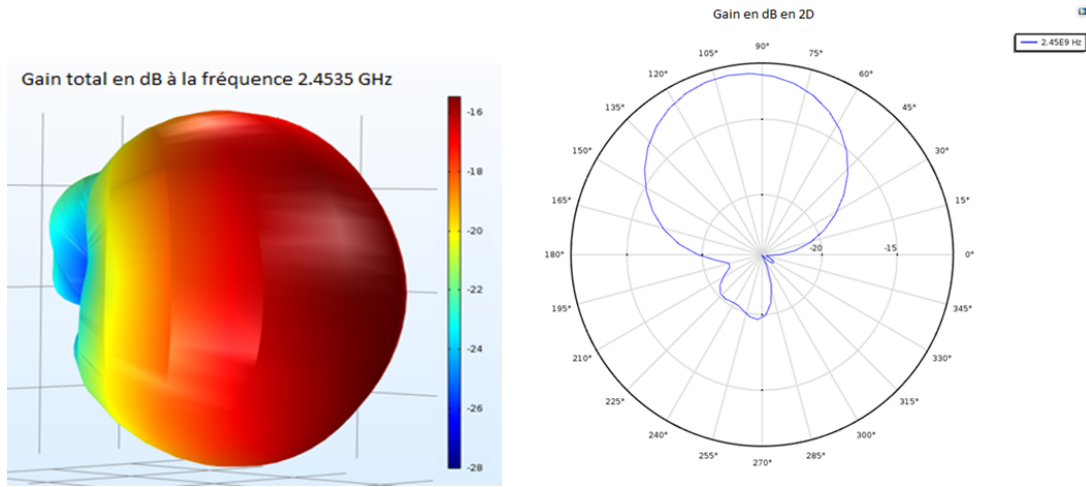
Le gain de champ lointain simulé en 2D et 3D lorsque l’antenne est implantée dans le tissu musculaire est présenté sur la figure 4.13 (a) pour la bande MedRadio (402 MHz), (b) pour ISM (915 MHz) et (c) pour ISM (2.45 GHz). Le diagramme de rayonnement dans les trois bandes est presque omnidirectionnel. Le gain maximal est de -35 dB dans la bande MedRadio, -21 dB et -15 dB pour les bande ISM (915 MHz et 2.45 GHz) respectivement.



(a)



(b)

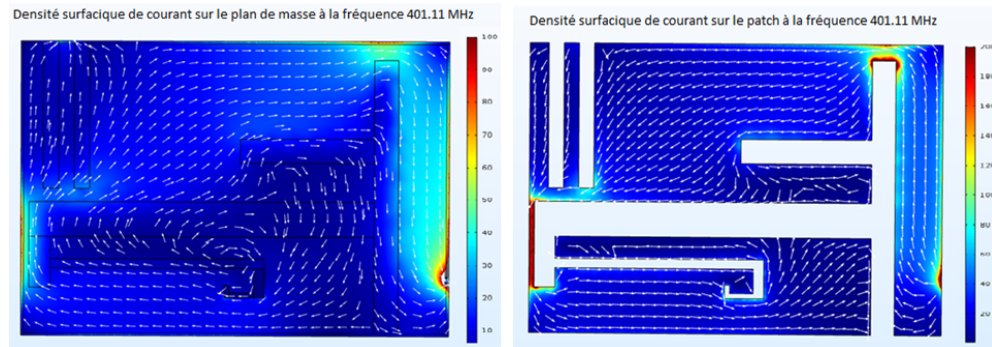


(c)

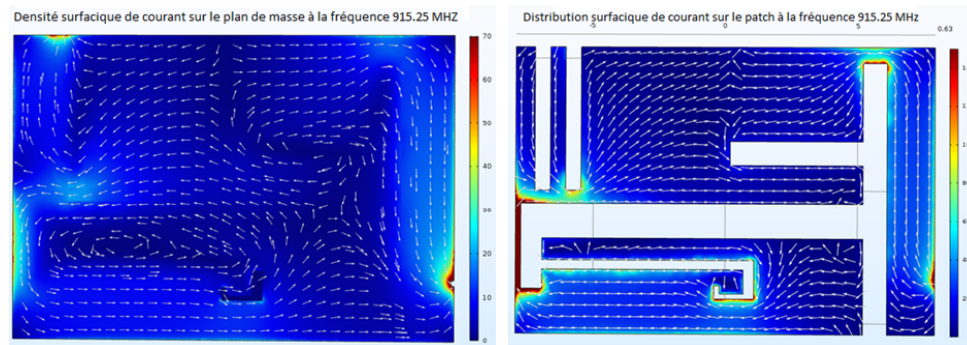
FIGURE 4.13 – Diagramme rayonnement en 3D, 2D de l’antenne PIFA tri bandes implantée dans le tissu musculaire dans la bande (a). MedRadio (402 MHz), (b) ISM (915 MHz) et (c).ISM (2.45 GHz)

c. Distribution de courant

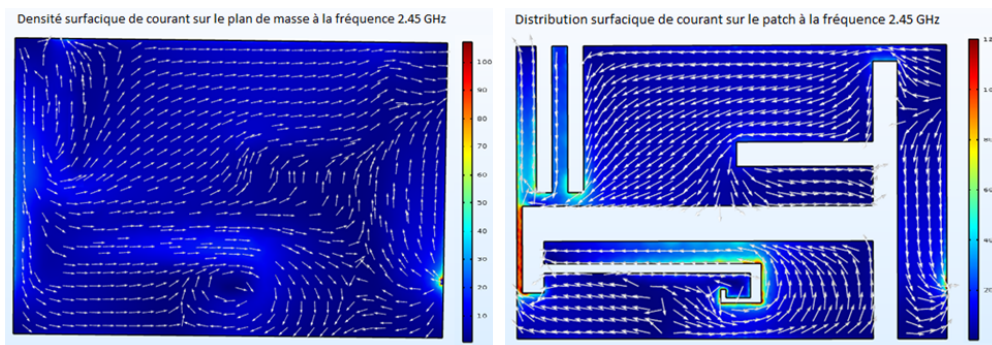
Pour mieux comprendre le fonctionnement de l’antenne tri bandes, on a présenté la distribution de courant sur l’élément rayonnant et le plan de masse dans les trois bandes de fréquence. L’amplitude de courant maximale sur le patch dans la bande MedRadio se produit près du pin et de la première et la troisième fente selon la figure 4.14 (a), par contre la figure 4.14 (b) montre que plus que le courant dans la bande MedRadio, l’antenne présente dans la bande ISM (915MHz) une autre distribution maximale du courant autour de la fente spirale. Selon la figure 4.14 (c), le courant maximal sur le patch dans la bande ISM (2.45 GHz) est près du pin et de deux fentes : la troisième et spirale. On remarque aussi que dans les trois bandes de résonance le courant sur le patch et celui sur le plan de masse sont anti-phase.



(a)



(b)

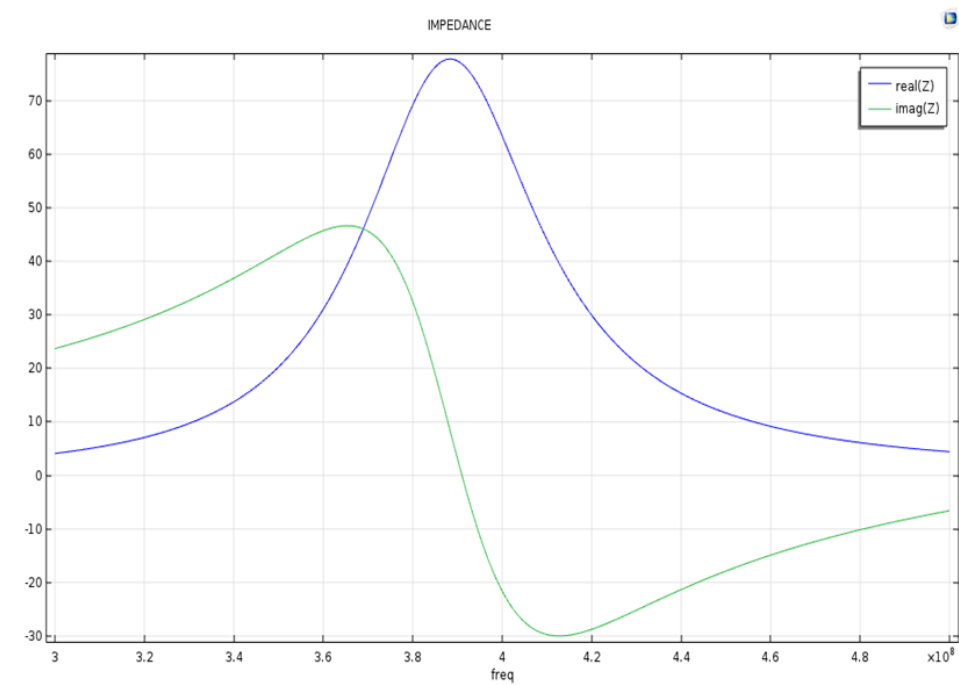


(c)

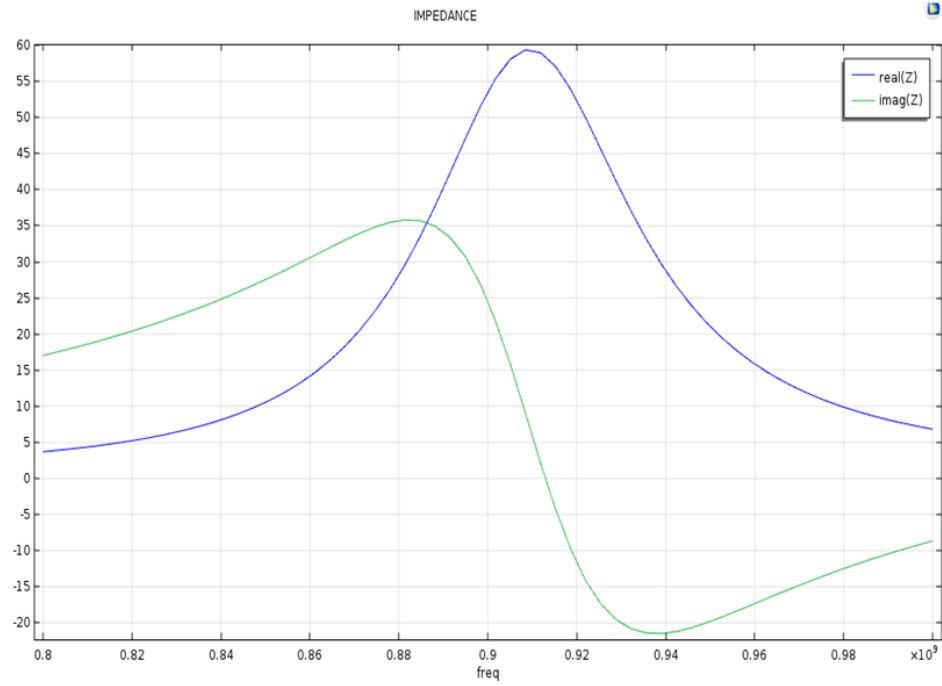
FIGURE 4.14 – Densité surfacique de courant dans le plan de masse et le patch de l'antenne IFA tri bandes dans la bande (a).MedRadio (402 MHz) et (b) ISM (915 MHz) et (c) ISM (2.45 GHz).

d. Impédance d'entrée

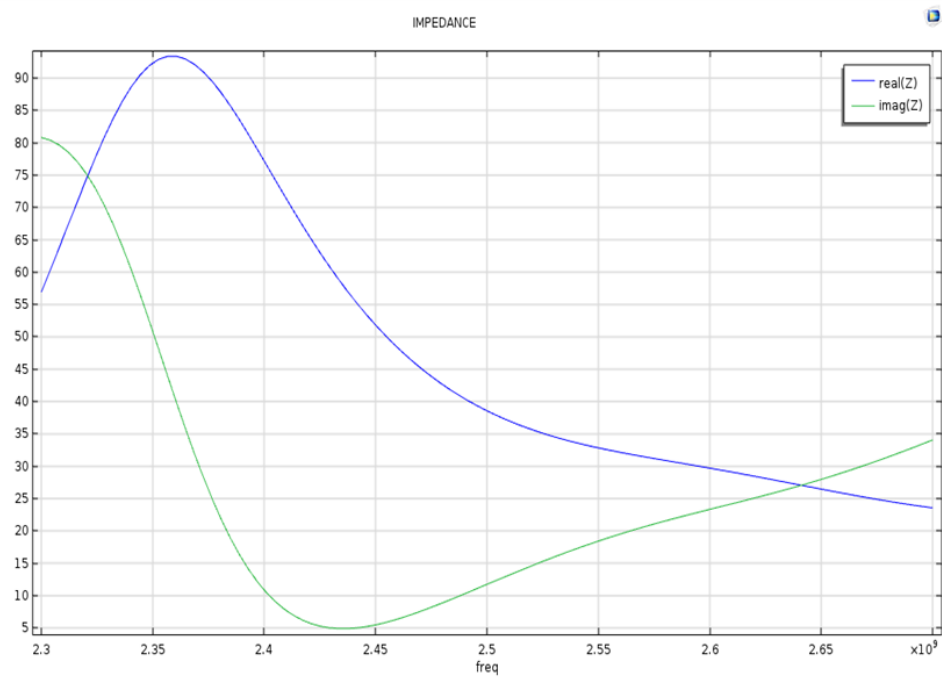
La figure 4.15 illustre l'impédance d'entrée de l'antenne PIFA tri bandes proposée, on remarque, que la valeur de la partie réelle de l'impédance d'entrée pour la fréquence de résonance est égale à (72.17, 57.03, 50.35) Ohms, ce qui correspond à une partie imaginaire égale à (-5, -2, +6) Ohms pour les bandes MedRadio, ISM (915 MHz, 2.45 GHz) respectivement.



(a)



(b)



(c)

FIGURE 4.15 – Impédance d'entrée de l'antenne PIFA tri bande dans la bande (a). MedRadio (402MHz), (b) ISM (915 MHz) et (c). ISM (2.45 GHz).

V CONCLUSION

Le but de ce chapitre est de présenter une antenne modifiée de celle de [8]. Une petite antenne implantée dans le tissu musculaire d'un modèle de bras à trois couches ayant les propriétés des tissus biologiques. Le PIFA implantée présente une double fréquences de résonance pour la télémétrie de données sans fil (402 MHz) et la transmission de puissance (915 MHz). Ensuite, des réseaux de neurones artificiels ont été introduits pour optimiser l'antenne en minimisant la taille totale et en conservant les mêmes fréquences de résonance que la première conception. Une réduction de 21.48% de la taille initiale a été obtenue, ce qui représente une amélioration significative pour l'antenne initiale. Dans la troisième partie, on propose une antenne miniaturisée implantable qui rayonne dans les trois bandes : la bande MedRadio (402 MHz) avec une bande passante de 30 MHz (7.46%), et une bande passante de 40 MHz (9.95%) pour la bande ISM (915 MHz) et 180 MHz (9.95%) pour la bande ISM (2.45 GHz).

Conclusion générale

Les objectifs de cette thèse étaient d'étudier, de développer la méthode des éléments finis et de l'utiliser pour la simulation des antennes avec des structures complexes par l'utilisation des logiciels de simulation COMSOL Multiphysics 5.2.a et HFSS 18. Ces antennes sont destinées à être utilisées dans des applications médicales.

La méthode des éléments finis semble naturellement plus adaptée et plus maniable. Parmi les avantages de cette méthode qui nous ont poussé à nous intéresser particulièrement à celle-ci, outre sa souplesse d'utilisation dans le cadre d'un domaine de calcul à géométrie complexe via l'utilisation d'une discrétisation de ce domaine par un maillage non-nécessairement structuré, il faut souligner que son utilisation nous permet une résolution des équations dans des espaces de discrétisation inclus dans les espaces continus dans lesquels vivent leur solution. Cette notion de conformité est d'une importance toute particulière dans le cadre de la propagation d'ondes électromagnétiques décrite par les équations de Maxwell. L'application de cette méthode est faite à l'aide des deux logiciels COMSOL Multiphysics 5.2a et HFSS18 pour la simulation et l'analyse des deux structures antennaires PIFA mono et bi bandes. Ces structures antennaires sont destinées par la suite aux applications médicales.

L'intérêt de l'applications médicale s'est considérablement accru, principalement en raison de ses applications bénéfiques. Les applications impliquent une endoscopie par capsule, des soins cardiaques et des paramètres de santé (surveillance de la fréquence cardiaque, du glucose, de la température), qui sont facilités par différents dispositifs portables et implantables. En comparaison avec les dispositifs portables, le dispositif implantable fournit un outil unique pour accéder à certains signaux vitaux à l'intérieur du corps humain à des moments critiques. Cependant, la conception de dispositifs implantables est très difficile et comprend

l'intégration de nombreux composants de petite taille. Bien que la plupart des sous-composants de l'implant puissent être efficaces pour les petites tailles, il n'en va pas de même pour l'antenne implantable. Pour cela, nous nous sommes orientés vers les antennes PIFA, qui ont une résonance à $\frac{\lambda}{4}$.

D'abord, nous avons conçu une antenne PIFA petites implantée dans le corps humain, fonctionnant à 402 MHz et à 915 MHz, dans le but de voir son fonctionnement dans ce nouvel milieu de propagation due à la présence du corps humain. Après la validation de nos résultats comparant par les résultats de la littérature. Nous nous intéressons par la réduction de sa taille. Normalement, la réduction de taille provoque une dégradation des performances de l'antenne. Une nouvelle antenne PIFA miniaturisée est proposée et simulée afin d'assurer le bon fonctionnement dans les deux fréquences de travail 402 MHz et 915 MHz Et à la fin de ce travail, nous nous intéressons par le nombre des bandes de travail de notre petite antenne. Par la modification de la forme de l'élément rayonnant nous ont proposé une nouvelle antenne PIFA implantée dans le tissu biologique qui assure la résonance dans les trois bandes de fréquence MedRadio à 402 MHz, MIC à 915 MHz et la bande ISM à 2.45 GHz.

Dans cette thèse, plusieurs aspects liés aux antennes implantables ont été adressés. Cependant, les perspectives de recherche liées à ce travail sont nombreuses :

- Il serait intéressant de réaliser le prototype d'antenne tri bandes et de faire les mesures expérimentaux afin de valider les résultats de la simulation.
- Il serait intéressant de compléter le prototype implantable par une antenne réceptrice hors du corps humain et d'étudier la transmission de l'information entre les deux antennes dans les deux directions.
- L'utilisation des autres matériaux (ferrite et métamatériaux) pour les deux antennes (émettrice et réceptrice) permet d'améliorer la puissance transmise entre les deux, il serait donc intéressant de prendre cela en compte au niveau de la proposition des autres structures d'antennes implantables.
- L'un des grands problèmes des antennes implantables est l'alimentation car l'implant une fois implanté, il n'est plus retiré pour maintenance ou remplacement de la pile, donc il serait intéressant de proposer une technique d'alimentation sans besoin d'une pile extérieur.

Bibliographie

- [1] J.R. James et P.S. Hall . *Handbook of microstrip Antennas*. Vol. 1, Electromagnetic waves series, 1989.
- [2] K. Carver et J. Mink. *Microstrip antenna technology*. IEEE Trans. Antennas Propagat, Vol. 29, pp. 2–24, 1981.
- [3] K. Tsunekawa T. Taga. Performance analysis of a built-in planar inverted f antenna. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Vol. 5 :pp. 921–929, 1987.
- [4] H. Higgins. Body implant communication - is it a reality ?,. *Seminaire Antennas and Propagation for Body-Centric Wireless Communications, London. UK*, 2007.
- [5] N. Myo J Khan W Liu M. Yuce, S. Ng. Wireless body sensor network using medical implant band. *Journal of Medical Systems*, Vol. 31 :pp. 467–474, 2007.
- [6] Peter Bradley. Rf integrated circuits for medical implants online. http://www.zarlink.com/zarlink/medicalimplants_ulp_cp_july06.pdf.
- [7] F. Chan et Wai Po. Conception d’une tête radiofréquence auto adaptative au milieu de propagation pour les applications médicales. *Thèse de doctorat, Université Bordeaux 1*, 2010.
- [8] et S. Koulouridis S. Bakogianni. Design of a novel miniature implantable rectenna for in-body medical devices power support. *Antennas and Propagation European Conference (EuCAP) on Davos, Switzerland*, 2016.
- [9] I. J. Bahl et P. E. Bhartia. *Microstrip antenna*. 1980.
- [10] A. Behloul. Contribution à l’étude des antennes microstrip supraconducteur de forme triangulaire. *Mémoire de Magistère en Micro-Ondes, Université Mentouri. Constantine*, 2010.

- [11] F. Bouttout. Analyse rigoureuse de l'antenne microbande circulaire multicouche application à la structure annulaire. *Thèse de doctorat d'état, Département d'électronique, Université de Sétif*, 2001.
- [12] C. Malarvizhi et G. Uma S. Suganthi, S. Raghavan. Design and simulation of planar fractal antennas for wifi application. *National Conferences on Innovations in Emerging Technology*, 2011.
- [13] T. Ahmad Riza et Y. Wahyu M. Hasbi Azis. Design and realization of a triple biquad microstrip antenna with flat reflector for acces point on site wlan 2.4 ghz. *Asia Pasific Conferences on Wireless and Mobile*, 2016.
- [14] Y. Wahyu Sumartono et H. Wijanto A. Santiko, K. Paramayudha. Design and realization multilayer parasitic for gain enhancement of microstrip patch antenna. *International seminar on intellegent technology and its application*, 2016.
- [15] S. Ahmed et W. Menzel. A novel planar four-quad antenna. *European conference on antenna and propagation, Prague, République Tchèque*, 2012.
- [16] L. Murmu et P. Sarkar K. Mandal. Investigation on compactness, bandwidth and gain of circular microstrip patch antenna. *Conference on Devices for Integrated Circuit (DevIC), Kalyani, India*, 2017.
- [17] S. Sudha et N. Sasirekah. Design of smart antenna array 2x2 mimo for 4g lte. *IEEE WISPNET conference*, 2016.
- [18] K. Markam S. Pandey. Design and analysis of circular shape microstrip patch antenna for c-band application. *International Journal of Advanced Research in Computer Science and Technology (IJARCST)*, Vol. 4 :pp. 169–171, 2016.
- [19] P. Soh et M. Jamlos S. Padmanathan, A. Al-Hadi. Reconfigurable antennas form mimo applications : An overview. *IEEE Student Conference on Research and Development (SCOReD), Perlis, Malaysia*, 2015.
- [20] R. Sami et J. Kim. Implanted antennas in medical wireless communications. *Morgan and Claypool Publishers*, 2006.
- [21] A. Hood T. Karacolak and E. Topsakal. Design of a dual-band implantable antenna and development of skin mimicking gel for continuous glucose monitoring. *IEEE Trans. Microw. Theory Tech*, 2008.
- [22] W. Greatbatch et C. F. Homes. History of implantable devices. *IEEE Eng. Med. Biology Mag*, Vol. 10 :pp. 38–41, 1991.

- [23] S. Kumar et T. Shanmuganantham. Design of clover slot antenna for biomedical applications. *Alexandria Engineering Journal*, Vol. 56 :pp. 313–317, 2017.
- [24] S. Koulouridis et K.S. Nikita A. Kiourti, M. Christopoulou. Design of a novel miniaturized implantable pifa for biomedical telemetry. *Wireless Mobile Communication and Healthcare : Second International ICST Conference, MobiHealth, Cyprus*, 2010.
- [25] Y. X. Guo C. Liu and S. Xiao. Compact dual-band antenna for implantable devices. *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett*, Vol. 11 :pp. 1508–1511, 2012.
- [26] J. Kim et Y. Rahmat-Samii. Implanted antennas inside a human body : simulations, designs, and characterizations. *IEEE Trans. Microw. Theory Techn*, Vol. 52, 2004.
- [27] C. Chang L. Chen T. Yo et C. Luo F. Huang, C. Lee. Rectenna application of miniaturized implantable antenna design for triple-band biotelemetry communication. *IEEE Trans. Antennas Propag*, 2011.
- [28] L. Babour. Etude et conception d’antennes ultra large bande miniaturisées en impulsionnel. *thèse de doctorat, L’Institut Polytechnique de Grenoble*, 2009.
- [29] A. Kamil Conception d’une antenne patch ultra-large bande (3.1 GHz-10.6 GHz). *Mémoire présenté pour l’obtention du grade du Maitre des sciences (M.Sc), Université du Québec*, 2011.
- [30] C. Requin. Antennes quasi-auto-complémentaires pour terminaux mobiles multistandards. *Thèse de doctorat, Université de Nice-Sophia Antipolis*, 2013.
- [31] C. Balanis. Antenna theory : Analysis and design. *3rd Edition, Wiley-Interscience*, 2005.
- [32] J. Ray et S. Chaudhuri. A review of pifa technology. *Indian Antenna Week (IAW) Conference*, 2011.
- [33] N. Kumar et S. Singh S. Saini. A review of various planar inverted f- antenna (pifa) structures for wireless applications. *Journal of Electrical and Electronics Eng*, Vol. 2 :pp. 63–65, 2015.
- [34] H. Aguilar R. Villanueva, R. Miranda. Compact ultra-wideband pifa antenna for high performance mobile devices. *14th International Conference on Electrical Engineering, Computing Science and Automatic Control (CCE), Mexico City, Mexico*, 2017.

- [35] V. Lapshanov V. Chechetkin, A. Korotkov. Enhanced bandwidth pifa antennas for 900/1800 mhz and wifi 2400 mhz band with a dielectric cover. *25th Telecommunication Forum (TELFOR), Belgrade, Serbia*, 2017.
- [36] A. Gharsallah A. Bousselmi, B. Jmai. A dual band pifa antenna for gsm and gps applications. *International Conference on Green Energy Conversion Systems (GECS), Hammamet, Tunisia*, 2017.
- [37] W. Khan W. Ahmad. Small form factor dual band (28/38 ghz) pifa antenna for 5g applications. *International conference on microwaves for intelligent mobility (ICMIM), Nagoya, Japan*, 2017.
- [38] A. Chauhan A. Verma. Compact slotted meandered pifa versus conventional pifa antenna for dcs, gps, bluetooth/wlan, 4 g lte, wimax, umts, glonass applications. *International conference on computing for sustainable global development (INDIACom), New Delhi, India*, 2016.
- [39] F. Huang C. Lee, T. Yo and C. Luo. Bandwidth enhancement of planar inverted-f antenna for implantable biotelemetry. *Microwave and Optical Technology Letters*, 2009.
- [40] et A. Vorst A. Rosen, M. Stuchly. Applications of rf/microwaves in medicine. *IEEE Trans. Microw. Theory Tech*, Vol. 50 :pp. 963–974, 2002.
- [41] Rosen et H. Rosen. The role of engineering principles in the medical utilization of electromagnetic energies from khz to visible light - examples. *International Journal of Infrared and Millimeter waves*, Vol. 30 :pp. 1374–1386, 2009.
- [42] F. Merli. Implantable antennas for biomedical applications. *Thèse doctorat. Ecole polytechnique fédérale de lausanne*, 2011.
- [43] D. Panescu. Wireless communication systems for implantable medical devices. *IEEE Eng. Med. Biol. Mag*, Vol. 27 :pp. 96–101, 2008.
- [44] R. Bashirullah. Wireless implants. *IEEE Microw. Mag*, Vol. 11, 2010.
- [45] R. Mackay. Radio telemetering from within the body : inside information is revealed by tiny transmitters that can be swallowed or implanted in man or animal. *Science*, Vol. 134 :pp. 1196–1202, 1961.
- [46] P. Pick et G. Frey W. Steinberg, F. Mina. Heidelberg capsule in vitro evaluation of a new instrument for measuring intragastric ph. *J. Pharm. Sci*, Vol. 54 :pp. 772–776, 1965.

- [47] H. Schwan. Interaction of microwave and radio frequency radiation with biological. *systems,*” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech*, Vol. 19 :pp. 146–152, 1971.
- [48] A. Guy. Analyses of electromagnetic fields induced in biological tissues by thermographic. studies on equivalent phantom models. *IEEE Trans. Microw. Theory Tech*, Vol. 19 :pp. 205–214, 1971.
- [49] et C. Johnson J. Lin, A. Guy. Power deposition in a spherical model of man exposed to 1-20 mhz electromagnetic fields. *IEEE Trans. Microw. Theory Tech*, Vol. 21 :pp. 791–797, 1973.
- [50] M. Takahashi et K. Ito W. Xia, K. Saito. Performances of an implanted cavity slot antenna embedded in the human arm. *IEEE Trans. Antennas Propag*, Vol. 57 :pp. 894–899, 2009.
- [51] K. Ogawa et K. Ito Y. Koyanagi, H. Kawai. Consideration of the local sar and radiation characteristics of a helical antenna using a cylindroid whole body phantom at 150 mhz. *Electronics and communications in Japan (Part I : Communications)*, Vol. 87 :pp. 48–60, 2004.
- [52] et M. Yuce T. Dissanayake, K. Esselle. Dielectric loaded impedance matching for wideband implanted antennas. *IEEE Trans. Microw. Theory Tech*, Vol. 57 :pp. 2480–2487, 2009.
- [53] Electromagnetic compatibility and Radio spectrum Matters (ERM) ; Ultra Low Power Active Medical Implants (ULP-AMI) operating in the 401 MHz to 402 MHz and 405 MHz to 406 MHz bands. *System Reference Document, European Telecommunications Standards Institute ETSI Std. TR 102 343*, 2004,
- [54] W. Blair. Experimental verification of dipole radiation in a conducting half-space. *IEEE Trans. Antennas Propag*, Vol. 11 :pp. 269–275, 1963.
- [55] C. Rappaport et F. Morgenthaler. Optimal source distribution for hyperthermia at the center of a sphere of muscle tissue. *IEEE Trans. Microw. Theory Tech*, Vol. 35 :pp. 1322–1327, 1987.
- [56] N. Uzunoglu et A. Karafotias K. Nikita, G. Stamatakos. Analysis of the interaction between a layered spherical human head model and a finite-length dipole. *IEEE Trans. Microw. Theory Tech*, Vol. 48 :pp. 2003–2013, 2000.

- [57] E. Hahn K. Honegger M. Zefferer E. Neufeld W. Rascher R. Janka W. Bautz J. Chen B. Kiefer P. Schmitt H.-P. Hollenbach J. Shen M. Oberle D. Szczerba A. Kam J. W. Guag A. Christ, W. Kainz and N. Kuster. The virtual family development of surface based anatomical models of two adults and two children for dosimetric simulations. *Phys. Med. Biol*, Vol. 55 :pp. 23–38, 2010.
- [58] F. Elhatmi. Conception d’antennes de communication à travers le corps humain pour le suivi thérapeutique. *Thèse de doctorat, Université paris-est*, 2013.
- [59] et Y. Hao A. Sani, A. Alomainy. Numerical characterization and link budget evaluation of wireless implants considering different digital human phantoms. *IEEE Trans. Microw. Theory Tech*, Vol. 57 :pp. 2605–2613, 2009.
- [60] M. Wayson B. Juneja C. Lee et W. Bolch P. Johnson, S. Whalen. Hybrid patient- dependent phantoms covering statistical distributions of body morphometry in the u.s. adult and pediatric population. *Proc. IEEE*, Vol. 97 :pp. 2065–2075, 2009.
- [61] C. Furse P. Soontornpipit and Y. C. Chung. Design of implantable microstrip antenna for communication with medical implants. *IEEE Trans. Microw. Theory Tech*, Vol. 52 :pp. 1944–1951, 2004.
- [62] et Y. Chung P. Soontornpipit, C. Furse. Miniaturized biocompatible microstrip antenna using genetic algorithm. *IEEE Trans. Antennas Propag*, Vol. 53 :pp. 1939–1945, 2005.
- [63] et Y. Rahmat-Samii P. Izdebski, H. Rajagopalan. Conformal ingestible capsule antenna : a novel chandelier meandered design. *IEEE Trans. Antennas Propag*, Vol. 57 :pp. 900–909, 2009.
- [64] C. Luxey P. Le Thuc et R. Staraj G. Collin, A. Chami. Small electrical antenna for saw sensor biotelemetry. *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 51 :pp. 2286–2293, 2009.
- [65] et K. Ito H. Usui, M. Takahashi. Radiation characteristics of an implanted cavity slot antenna into the human body. in *Proc. IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, 2006.
- [66] U. Kawoos R. Warty, M. R. Tofghi and A. Rosen. Characterization of implantable antennas for intracranial pressure monitoring : Reflection by and

- transmission through a scalp phantom. *IEEE Trans. Microw. Theory Tech*, 2008.
- [67] <http://www.erodocdb.dk/docs/doc98/official/pdf/ERCRep025.pdf>, consulté le 16 mars 2017.
- [68] et D. Cumming L. Wang, T. Drysdale. In situ characterization of two wireless transmission schemes for ingestible capsules. *Biomedical Engineering, IEEE Transactions*, 2007.
- [69] Y. Wang Y. Yao et M. Meng L. Xu, C. Feng. Variation of exterior telemetry links of capsule antenna ingested in human body. *Intelligent Control and Automation*, 2010.
- [70] P. Silvester. Finite element solution of homogeneous waveguide problems. *Alta Freq*, Vol. 38 :pp. 313–317, 1969.
- [71] K. Mei. Unimoment method of solving antenna and scattering problems. *IEEE Trans. Antennas Propagat*, Vol. 22 :pp. 760–766, 1974.
- [72] S. Marin. Computing scattering amplitudes for arbitrary cylinders under incident plane waves. *IEEE Trans. Antennas Propagat*, Vol. 30 :pp. 1045–1049, 1982.
- [73] P. Silvester et M. S. Hsieh. Finite-element solution of 2-dimensional exterior field problems. *IEE Proc. H*, Vol. 118 :pp. 1743–1747, 1971.
- [74] B. McDonald et A. Wexler. Finite-element solution of unbounded field problems. *IEEE Trans. Microwave Theory Tech*, Vol. 20 :pp. 841–847, 1972.
- [75] C. Nedelec. Mixed finite elements in R3. *Numer. Math*, Vol. 35 :pp. 315–341, 1980
- [76] A. Bossavit et J. Verite. A mixed FEM–BIEM method to solve 3-D eddy current problems. *IEEE Trans. Magn*, Vol. 18 :pp. 431–435, 1982.
- [77] M. Barton et Z. Cendes. Newvector finite elements for three-dimensional magnetic field computation. *J. Appl. Phys*, Vol. 61 :pp. 3919–3921, 1987.
- [78] T. Orikasa, S. Washisu, T. Honma, et I. Fukai. Finite element method for unbounded field problems and application to two-dimensional taper. *Int. J. Numer. Methods Eng*, Vol. 19 :pp. 157–168, 1983

- [79] J. D'Angelo, M. Povinelli, et M. Palmo. Hybrid finite element/boundary element analysis of a strip line notch array. *IEEE AP-S Int. Symp. Dig* , Vol. 3 :pp. 1126–1129, 1988
- [80] J. Jin et J. Volakis. A hybrid finite element method for scattering and radiation by microstrip patch antennas and arrays residing in a cavity. *IEEE Trans. Antennas Propagat* , Vol. 39 :pp. 1598–1604, 1991
- [81] A. Polycarpou et C. A. Balanis. Finite-element investigation of scan performance characteristics of probe-fed phased arrays on magnetized ferrite substrates. *IEEE AP-S Int. Symp. Dig* , Vol. 1 :pp. 666–669, 1999
- [82] M. Vouvakis, C. Balanis, C. Birtcher, et A. Polycarpou. Ferrite-loaded cavity-backed antennas including nonuniform and nonlinear magnetization effects. *IEEE Trans. Antennas Propagat* , Vol. 51 :pp. 1000–1010, 2003.
- [83] F. Bilotti, A. Toscano, et L. Vegni. FEM-BEM formulation for the analysis of cavitybacked patch antennas on chiral substrates. *IEEE Trans. Antennas Propagat* , Vol. 51 :pp. 306–311, 2003
- [84] A. Suntives, M. Hossain, J. Ma, R. Mittra et V. Veremey. Application of artificial neural network models to linear and nonlinear RF circuit modeling. *International journal of RF and microwave computer-aided engineering* , Vol. 11 :pp. 213–247, 2001.
- [85] K. Guney,S. Sagiroglu,M. Erler. Generalized neural method to determine resonant frequencies of various microstrip antennas. *International journal of RF and microwave computer-aided engineering* , Vol. 12 :pp. 131–139, 2002
- [86] K. Guneyand, N. Sarikaya. Artificial neural networks for calculating the input resistance of circular microstrip antennas. *Microwave and optical technology letters* , Vol. 37 :pp. 107–111, 2003.
- [87] T. Bose, et N. Gupta. Design of an aperture-coupled microstrip antenna using a hybrid neural network. *IET Microw Antennas Propag* , Vol. 6 :pp. 470–474, 2012.
- [88] J. Garcia, F. Pereira, D. Rebenague, J. Diaz, A. Melcon. A new neural network technique for the design of multilayered microwave shielded band-pass filters. *International journal of RF and microwave computer-aided engineering* , Vol. 19 :pp. 405–415, 2009.

- [89] T. Khan, A. De, et M. Uddin. Prediction of slot-size and inserted air-gap for improving the performance of rectangular microstrip antennas using artificial neural networks. *IEEE Antennas Wirel Prop* , Vol. 12 :pp. 1367–1371, 2013.
- [90] J. Sivia, A. Pharwaha, et T. Kamal. Analysis and design of circular fractal antenna using artificial neural networks. *Prog Electromagn Res* , Vol. 56 :pp. 251–267, 2013.
- [91] L. Manh, F. Grimaccia, M. Mussetta, et R. Zich. Optimization of a dual ring antenna by means of artificial neural network. *Prog Electromagn Res* , Vol. 58 :pp. 59–69, 2014.
- [92] C. Christodoulou, et M. Georgiopoulos. Applications of Neural Networks in Electromagnetics. *Artech House, Inc. Norwood, MA, , USA*, 2000.
- [93] A. Aouiche, A. Djellid, et F. Bouttout. Fuzzy neuroconformal analysis of multilayer elliptical, cylindrical and asymmetrical coplanar striplines. *AEU - International Journal of Electronics and Communications* , Vol. 69, No. 9, 1151–1166, 2015.
- [94] S. Ozer, K. Guney et A. Kaplan. Computation of the resonant frequency of electrically thin and thick rectangular microstrip antennas with the use of Fuzzy Inference Systems. *International journal of RF and microwave computer-aided engineering* , Vol. 10, N 2, pp.108–119, 2000.
- [95] K. Guney and N. Sarikaya. Adaptive-Network-Based Fuzzy Inference System Models for Input Resistance Computation of Circular Microstrip Antennas. *Microwave and Optical Technology Letters* , Vol. 50, N. 5, pp. 1253–1261, 2008.
- [96] K ; Guney et N.Sarikaya. Multiple Adaptive-Network-Based Fuzzy Inference System for the Synthesis of Rectangular Microstrip Antennas with Thin and Thick Substrates. *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering* , Vol. 18, N. 4, pp.359–375 , 2008
- [97] S. Gaoua,L Ji,Z. Cheng,F. A. Mohammadi et M. C. E. Yagoub. Fuzzy Neural-Based Approaches for Efficient RF/Microwave Transistor Modeling. *AEU - International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering* , Vol. 19, No. 1, pp.128–139, 2009.

- [98] H. Okumus, E. Sahin et O. Akyazi. Antenna Azimuth Position Control with Classical PID and Fuzzy Logic Controllers. *AEU - International Symposium on Innovations in Intelligent Systems and Applications*, 2012.
- [99] H. Mistri et B. Maji. Antenna array synthesis by implementing non-uniform amplitude using Fuzzy logic. *International conference on communications, devices and intelligent systems (CODIS)*, 2012.
- [100] L. Wang. A Course in Fuzzy Systems and Control. Prentice Hall, Upper Saddle River. , New Jersey , 1997.
- [101] M. Mizumoto. Product–sum–gravity method fuzzy singleton-type reasoning method simplified fuzzy reasoning method. *IEEE International Conference on Fuzzy Systems* , pp. 2098–102, 1996.
- [102] L. Wang et J. Mendel. "Back-Propagation Fuzzy System as Nonlinear Dynamic System Identifiers. *IEEE International Conference on Fuzzy Systems* , pp. 1409–1418, 1992.
- [103] R. Karacolak, et E. Topsakal. Electrical properties of rat skin and design of implantable antennas for medical wireless telemetry. *IEEE Trans on Antennas and Propagation* , Vol. 57, No 9, pp. 2806 – 2812, 2009.
- [104] C. Li, P. Zhao, J. Du, C. Jiang, et Y. Ren. Wireless Link Analysis of Cardiovascular Stent as Antenna for Biotelemetry. *Signal and Information Processing (GlobalSIP), IEEE Global Conference* , USA, 2015.
- [105] S. Bakogianni, et S. Koulouridis. An Implantable Planar Dipole Antenna for Wireless MedRadio-Band Biotelemetry Devices. *IEEE Antennas Wirel Propag Lett* , Vol. 15, pp.234 – 237, 2015.
- [106] J. Kim, et Y. Rahmat Samii. Planar inverted-F antennas on implantable medical devices : Meandered type versus spiral type. *Microw Opt Technol Lett* , Vol. 48, No. 3, 567 – 572, 2006.
- [107] F. Merli, L. Bolomey, E. Meurville, et A.K. Skrivervik. Implanted Antenna for Biomedical Applications. *Antennas and Propagation Society International Symposium Conference* , San Diego, USA, 2008.
- [108] W. Liao, T. M. Liu, S. Y. Ho. *Miniaturized PIFA Antenna for 2.4 GHz ISM Band Applications*. 6th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP), Czech Republic, 2012.

- [109] A. Djellid, L. Pichon, S. Koulouridis, et F. Bouttout. *Miniaturization of a PIFA Antenna for Biomedical Applications Using Artificial Neural Networks*. Progress In Electromagnetics Research M, Vol.70, pp. 1–10, 2017.

Résumé

Dans plusieurs applications récentes en Télécom et en médecine, les antennes microruban (dites plaquées ou microstrips) et les antennes réseaux microrubans (microstrip antenna arrays) ne possèdent plus des formes régulières telles que la forme rectangulaires, circulaire, elliptique.... mais plutôt des formes assez complexes comme l'antenne IFA (Inverted F Antennas). Ces antennes sont légères et faciles à intégrer dans les équipements des communications personnelles. Il existe trois types d'IFA: les IFAs filaires, les IFAs planaires (PIFA) et les IFAs intégrées (IIFAs). Les modèles mathématiques d'analyse de ces antennes manquent énormément. Dans cette étude nous suggérons une méthode numérique full wave qui est la méthode des éléments finis pour caractériser ces antennes en terme de résonance et de rayonnement.

Mots clés: antenne PIFA, Méthode full wave, Méthode des éléments finis, application médicale.

Abstract

In several recent applications in the field of telecommunications and medicine, microstrip antennas (microstrips) and microstrip antenna arrays have no regular shapes such as the rectangular, circular, elliptical shape, but rather complex shapes such as the IFA antenna (Inverted F Antennas). These antennas are lightweight and easy to integrate into personal communications equipment. There are three types of IFAs: Wireline IFAs, Planar IFAs (PIFA) and Integrated IFAs (IIFAs). The mathematical models of analysis of these antennas miss a lot. In this study we suggest a full wave digital method which is the finite element method to characterize these antennas in terms of resonance and radiation.

Keywords: PIFA antenna, full wave method, finite element method, medical application

ملخص

في العديد من التطبيقات الحديثة في مجال الاتصالات والطب ، لم يعد للهوائيات (microstrips) ومصفوفة هوائي microstrip صفات منتظمة مثل الشكل المستطيل ، الدائري ، الإهليلجي ، بل بالأحرى أشكال معقدة نوعاً ما مثل هوائي IFA (هوائيات F مقلوبة). هذه الهوائيات خفيفة الوزن وسهلة الاندماج في معدات الاتصالات الشخصية. هناك ثلاثة أنواع من IFAs: IFAs (PIFA, IFA و IIFA). تفشل النماذج الرياضية لتحليل هذه الهوائيات كثيراً. في هذه الدراسة نقترح طريقة الموجة الرقمية الكاملة وهي طريقة العناصر المحددة لوصف هذه الهوائيات من حيث الرنين والإشعاع. الكلمات المفتاحية: هوائي PIFA ، طريقة الموجة الكاملة ، طريقة العناصر المحدودة ، التطبيق الطبي.