



**HAL**  
open science

# Conception d'antennes de communication à travers le corps humain pour le suivi thérapeutique

Fatiha El Hatmi

► **To cite this version:**

Fatiha El Hatmi. Conception d'antennes de communication à travers le corps humain pour le suivi thérapeutique. Autre. Université Paris-Est, 2013. Français. NNT : 2013PEST1009 . tel-00962121

**HAL Id: tel-00962121**

**<https://theses.hal.science/tel-00962121>**

Submitted on 20 Mar 2014

**HAL** is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.



**UNIVERSITÉ PARIS-EST  
ÉCOLE DOCTORALE MSTIC**

**THÈSE**

Pour obtenir le grade de  
**Docteur de l'Université Paris-Est**

**Spécialité : Électronique, optronique et systèmes**

**CONCEPTION D'ANTENNES DE  
COMMUNICATION À TRAVERS LE CORPS  
HUMAIN POUR LE SUIVI THÉRAPEUTIQUE**

Thèse soutenue publiquement le 21/03/2013 par :  
**Fatiha EL HATMI**

Directrice de thèse : **Odile PICON**  
Co-encadrante : **Marjorie Grzeskowiak**

**Rapporteurs:**

Tuami LASRI                      Professeur à l'Université de Lille 1 (IUT A).

Smaïl TEDJINI                    Professeur à Grenoble-INP.

**Examineurs:**

Odile PICON                        Professeur à l'Université Paris-Est Marne-la-Vallée.

Marjorie GRZESKOWIAK        Maître de conférences à l'Université Paris-Est Marne-la-Vallée.

Elodie RICHALOT                Professeur à l'Université Paris-Est Marne-la-Vallée.

**Invités :**

Antoine DIET                      Maître de conférences à l'Université Paris Sud-11.

Michel BOUCHOUCHA          Maître de conférences à l'université Paris V.

## *Dédicaces*

*Dieu merci,*

*Je dédie ce travail à:*

***Dieu « الله » le Tout Puissant,** pour m'avoir accordé la vie, la santé, la force, le courage pour la réalisation de ce travail et pour m'avoir permis d'être ce que je suis devenue aujourd'hui.*

***Mon père,** qui nous a quitté, mais que jamais je n'oublierai!*

*Il restera toujours présent dans mon cœur.*

***Ma mère,** pour tous les sacrifices qu'elle a fait, pour tout l'amour qu'elle m'a témoigné et pour son soutien pendant tous les moments de ma vie, que dieu la garde en bonne santé...*

*Que ce travail soit le fruit de vos sacrifices et le modeste témoignage de mon plus profond respect et mon plus grand amour: **mes parents.***

***Mon mari,** pour son amour, ses sacrifices, son encouragement et aussi pour sa compréhension dans les moments difficiles, et nos **trois filles** pour le bonheur qu'elles nous ont offert.*

***Mes sœurs et frères,** pour leurs aides, leurs encouragements et leurs prières.*

***Ma belle-famille, ma famille, mes oncles, mes tantes et mes amis** pour leurs soutiens.*

*Qu'ils trouvent tous dans mon travail l'expression de ma profonde gratitude.*

# Remerciements

Tout d'abord, je souhaite remercier ma directrice de thèse, Mme Odile PICON, professeur à l'université Paris-Est et directrice du laboratoire ESYCOM, pour m'avoir accueilli dans son laboratoire afin de réaliser mes travaux de recherche, pour m'avoir fait partager son expérience, pour la pertinence et la richesse de ses remarques et pour ses conseils techniques et humains.

J'exprime mes sincères remerciements à Mme Marjorie GRZESKOWIAK, ma co-encadrante de thèse et maître de conférences à l'Université Paris-Est, pour son soutien permanent, pour l'attention constante avec laquelle elle a suivi ces travaux et pour les qualités humaines dont elle a su faire preuve durant cette période de ma vie.

Je remercie Mme Élodie RICHALOT, professeur à l'université Paris-Est, pour avoir accepté d'être président de mon jury de thèse.

Je remercie Monsieur Tuami LASRI, Professeur à l'Université de Lille 1, et Monsieur Smaïl TEDJINI, professeur à Grenoble-INP, pour l'intérêt qu'ils ont porté à ce travail en acceptant d'en être rapporteurs et pour leurs points de vue constructifs.

Je remercie également Monsieur Antoine DIET, maître de conférences à l'Université Paris Sud-11, et Monsieur Michel BOUCHOUCHA, maître de conférences à l'université Paris V, pour leur travail d'examineurs et leurs remarques fructueuses.

Enfin, je ne terminerai pas sans remercier tous les membres de l'ESYCOM, avec qui j'ai passé de bons moments, et toutes les personnes qui ont contribué, à divers titres, au bon déroulement de cette thèse et en particulier Thierry ALVES, David DELCROIX et Shermila MOSTASHEDI.

**Résumé :** Avec le développement rapide des technologies sans fil modernes et la miniaturisation des antennes et des systèmes électriques, l'emploi des antennes à l'intérieur du corps humain pour le suivi thérapeutique est devenu possible. Des batteries permettent d'alimenter ces antennes ; la réduction de la consommation de puissance implique l'augmentation de la durée de vie de circuits ingérables. Le corps humain, qui a une conductivité non nulle, n'est pas un milieu idéal pour la transmission des ondes RF à cause de l'atténuation liée aux propriétés diélectriques des tissus biologiques. Cependant, les tissus humains ne perturbent pas le champ magnétique car celui-ci dépend de la perméabilité du milieu qui est égale à un dans le corps humain (modèle du corps humain). Bien que la puissance du champ magnétique décroisse avec l'exposant six de la distance, la technique utilisant les communications par induction magnétique en champ proche a été adoptée dans cette étude pour concevoir une liaison sans fil à faible portée à travers le corps humain. Durant ces travaux de thèse, après une caractérisation détaillée de la bobine d'émission située à l'intérieur du corps humain et de la bobine de réception localisée à sa surface, nous avons mis en place un bilan de liaison pour contribuer à l'amélioration du transfert de puissance dans ce milieu dissipatif. Un modèle analytique, déterminant les facteurs qui peuvent affecter le bilan de liaison par induction magnétique, a été vérifié à travers des simulations et des mesures. La variation de la position et de l'orientation de l'antenne ingérable ont été pris en compte pour évaluer la réponse de couplage entre la bobine émettrice et la bobine réceptrice. Les résultats obtenus constituent un pas en avant vers de futures recherches sur la conception d'antennes dans les milieux dissipatifs et en particulier le corps humain.

**Mots clés:** Antennes boucles miniatures, bande ISM, bilan de liaison, capsule ingérable sans fil, induction magnétique en champ proche, milieu à pertes.

**Abstract:** With the rapid growth of wireless technology and the miniaturization of modern antennas and electrical systems, the use of antennas inside the human body for therapeutic monitoring became possible. Batteries are used to supply these antennas; reducing the power consumption allows to increase the lifetime of ingestible systems. The human body, which has non-zero conductivity, is not an ideal environment for the transmission of RF waves because of the attenuation due to the dielectric properties of biological tissues. However, the human tissues do not disrupt the magnetic field as it depends on the permeability of the medium which is equal to one in the human body (human body model). Although the magnetic field power decreases with the distance exponent six, the technique using near-field magnetic induction communications was adopted in this study to design a short range wireless link through the human body. In this thesis, after a detailed characterization of the transmitting coil antenna located inside the human body and the receiving coil placed on its surface, we have implemented a link budget to contribute to the improvement of power transfer in the dissipative medium. An analytical model, identifying factors that can affect the magnetic induction link budget, has been verified through simulations and measurements. The variation of the position and the orientation of the ingestible antenna were taken into account to evaluate the coupling response between the transmitting coil and the receiving coil. The results are a step toward future research on the design of antennas in dissipative media, in particular the human body.

**Key words:** Small loop antenna, ISM band, link budget, wireless ingestible capsule, near field magnetic induction, dissipative media.

# Table des matières

<b>1. INTRODUCTION</b>	<b>1</b>
1.1. ANTENNES SANS FIL DANS LES APPLICATIONS BIOMEDICALES :	1
1.2. CANAL DE PROPAGATION:	4
1.3. FREQUENCES DISPONIBLES :	5
1.4. MOTIVATION ET OBJECTIF DE CE TRAVAIL :	5
1.5. PLAN DE LA THESE :	5
<b>2. COMMUNICATIONS SANS FIL A TRAVERS LE CORPS HUMAIN DANS LE DOMAINE MEDICAL: ETAT DE L'ART</b>	<b>7</b>
2.1. ANTENNES A L'INTERIEUR DU CORPS HUMAIN: ETAT DE L'ART ET APPLICATIONS :	7
2.1.1. ANTENNES INGERABLES :	7
2.1.2. IMPLANTS MEDICAUX :	12
2.2. CARACTERISTIQUES DIELECTRIQUES DU CORPS HUMAIN :	15
2.2.1. CALCUL DES CARACTERISTIQUES DIELECTRIQUES DES TISSUS HUMAINS :	15
2.2.2. ATTENUATION DANS LES MILIEUX A PERTES :	18
2.3. CONCLUSION:	19
<b>3. CONCEPTION D'ANTENNES DANS LES MILIEUX BIOLOGIQUES</b>	<b>21</b>
3.1. INTRODUCTION:	21
3.2. ANTENNES RF DANS LES MILIEUX BIOLOGIQUES:	21
3.2.1. COMPORTEMENT DES ANTENNES RF A L'INTERIEUR DU CORPS HUMAIN :	21
3.2.2. SIMULATION DES ANTENNES RF A L'INTERIEUR DU CORPS HUMAIN :	22
3.2.2.1. Simulation d'une antenne spirale PIFA sur HFSS:	22
3.2.2.2. Antenne spirale simple et antenne spirale double :	24
3.2.2.2.1. Simulation de l'antenne spirale simple:	24
3.2.2.2.2. Simulation de l'antenne spirale double:	26
3.2.2.3. Dipôle méandre et antenne méandre conformée sur la gélule :	29
3.2.3. CONCEPTION D'UNE ANTENNE MULTICOUCHE LARGE BANDE A 402 MHZ :	31
3.2.4. CONCLUSION:	33
3.3. BOBINES MAGNETIQUES ET ANTENNES BOUCLES DANS LE CORPS HUMAIN :	33
3.3.1. ÉTAT DE L'ART :	33
3.3.1.1. Communication par induction magnétique en champ proche et bobines magnétiques dans les milieux biologiques :	33
3.3.1.1.1. Communication par induction magnétique en champ proche :	33
3.3.1.1.2. Antennes boucles électriquement petites et couplage magnétique :	35
3.3.1.2. Antennes boucles résonantes dans les milieux biologiques :	36

3.3.2.	CONCEPTION D'ANTENNES BOUCLES A L'INTERIEUR DU CORPS HUMAIN A 315 MHZ ET A 434 MHZ :	36
3.3.2.1.	Adaptation des antennes : alimentation par couplage inductif :	36
3.3.2.2.	Composantes des champs E et H des antennes boucles :	39
3.3.2.2.1.	Antenne boucle opérant à 315 MHz :	40
3.3.2.2.2.	Antenne boucle opérant à 434 MHz :	47
3.3.2.2.3.	Étude comparative à 315 MHz et à 434 MHz entre le comportement en champ proche de l'antenne placée à l'intérieur du corps humain et celui quand l'antenne est en espace libre :	53
3.3.2.3.	Limites des antennes boucles magnétiques à 315 et 434 MHz :	58
<b>3.4.</b>	<b>CONCLUSION :</b>	<b>61</b>

#### **4. BILAN DE LIAISON PAR INDUCTION MAGNETIQUE EN CHAMP PROCHE A TRAVERS LE CORPS HUMAIN ET MODELISATION ANALYTIQUE DU CANAL** **62**

<b>4.1.</b>	<b>INTRODUCTION:</b>	<b>62</b>
<b>4.2.</b>	<b>ÉTUDE THEORIQUE :</b>	<b>62</b>
4.2.1.	LIMITE DES ZONES DU CHAMP PROCHE ET DU CHAMP LOINTAIN :	63
4.2.2.	LOI DE PROPAGATION EN CHAMP PROCHE :	64
4.2.3.	PROPRIETES DU CHAMP MAGNETIQUE :	64
4.2.4.	ÉTUDE THEORIQUE DU BILAN DE LIAISON PAR INDUCTION MAGNETIQUE:	66
4.2.4.1.	Modèle 1 : Modèle Agbinya et Masihpour :	66
4.2.4.2.	Modèle 2 : Modèle Sun et Akyildiz :	68
<b>4.3.</b>	<b>BOBINES MAGNETIQUES ET BILAN DE LIAISON PAR IMCP A TRAVERS LE CORPS HUMAIN :</b>	<b>71</b>
4.3.1.	ÉTUDE D'UN BILAN DE LIAISON PAR IMCP A 40 MHZ :	71
4.3.1.1.	Conception des bobines magnétiques in-body et on-body :	72
4.3.1.2.	Bilan de liaison par couplage magnétique à travers un corps humain homogène:	72
4.3.1.2.1.	Liaison parallèle (HL) directe :	72
4.3.1.2.2.	Variation de l'angle de l'antenne TX dans la liaison HL :	78
4.3.1.2.3.	Variation de l'angle de l'antenne TX dans la liaison VL :	79
4.3.1.2.4.	Variation de l'angle de l'antenne TX dans la HL et la VL :	80
4.3.1.2.5.	Variation de la position de l'antenne TX dans la HL :	82
4.3.1.2.6.	Variation de la position de l'antenne TX dans la VL :	84
4.3.1.2.7.	Variation de la position de l'antenne TX dans la HL et la VL :	84
4.3.1.2.8.	Variation de l'orientation et de la position de l'antenne TX dans la VL et la HL :	85
4.3.1.3.	Bilan de liaison par induction magnétique à travers un corps humain à trois couches :	89
4.3.1.4.	Effet des ferrites :	93
4.3.2.	ÉTUDE COMPARATIVE DE BILANS DE LIAISON A 40 MHZ AVEC DIFFERENTS TYPES DE BOBINES MAGNETIQUES ET EFFET DES BATTERIES :	94
<b>4.4.</b>	<b>CONCLUSION :</b>	<b>98</b>

#### **5. REALISATION DE BOBINES A 40.68 MHZ ET MESURES A L'INTERIEUR DU CORPS HUMAIN: BILAN DE LIAISON PAR IMCP** **99**

<b>5.1.</b>	<b>INTRODUCTION :</b>	<b>99</b>
-------------	-----------------------	-----------



<b>5.2. BANC DE MESURE :</b>	<b>99</b>
5.2.1. LIQUIDE HOMOGENE :	99
5.2.2. ISOLATION DE L'ANTENNE IN-BODY DU LIQUIDE :	100
<b>5.3. CONCEPTION DE BOBINES MAGNETIQUES A L'INTERIEUR ET A L'EXTERIEUR DU CORPS HUMAIN :</b>	<b>100</b>
5.3.1. BOBINE MULTICOUCHE D'EMISSION :	100
5.3.1.1. Facteur de qualité de l'antenne émettrice:	102
5.3.1.2. Adaptation de l'antenne d'émission:	106
5.3.2. BOBINE SPIRALE DE RECEPTION	109
5.3.2.1. Facteur de qualité de l'antenne réceptrice:	110
5.3.2.2. Adaptation de l'antenne réceptrice:	115
5.3.3. PARAMETRES $S_{11}$ DE L'ANTENNE D'EMISSION COMPARES AVEC CEUX DE L'ANTENNE DE RECEPTION LORSQUE LE CANAL DE TRANSMISSION EST LE CORPS HUMAIN ET L'AIR:	116
<b>5.4. CALCUL DE LA PUISSANCE DU BRUIT :</b>	<b>117</b>
<b>5.5. BILAN DE LIAISON :</b>	<b>118</b>
5.5.1. ÉVALUATION DU PARAMETRE $S_{21}$ LORSQUE LA DISTANCE ENTRE LES DEUX BOBINES SELON L'AXE OZ EST FIXE ET EGALE A 5 CM:	118
5.5.2. BILAN DE LIAISON : VARIATION DE LA DISTANCE ENTRE L'ANTENNE D'EMISSION ET L'ANTENNE DE RECEPTION SELON LA DIRECTION Z:	123
5.5.2.1. Dans le corps humain :	123
5.5.2.2. En espace libre :	124
5.5.2.3. Comparaison entre le paramètre $S_{21}$ trouvé dans le corps humain et en espace libre :	126
5.5.3. BILAN DE LIAISON A TRAVERS LE CORPS HUMAIN : CHANGEMENT DE L'ORIENTATION ET DE LA POSITION (DANS LA DIRECTION Y) DE L'ANTENNE IN-BODY :	126
<b>5.6. CONCLUSION :</b>	<b>132</b>
<b><u>6. CONCLUSION ET PERSPECTIVES</u></b>	<b><u>133</u></b>
6.1. CONCLUSION :	133
6.2. PERSPECTIVES :	134
<b><u>7. BIBLIOGRAPHIE</u></b>	<b><u>136</u></b>
<b><u>8. BIBLIOGRAPHIE PERSONNELLE</u></b>	<b><u>143</u></b>
<b><u>9. ANNEXES</u></b>	<b><u>144</u></b>

# Liste de figures

FIGURE 1.1. LES ELEMENTS PRINCIPAUX D'UN SYSTEME SANS FIL DE CONTROLE DE L'ECG [4].....	1
FIGURE 1.2. APPLICATION DU RESEAU BAN EN TELEMEDECINE [5].....	2
FIGURE 1.3. SYSTEME A CAPSULE ENDOSCOPIQUE INGERABLE [6].....	3
FIGURE 1.4. IMPLANTATION DU STIMULATEUR CARDIAQUE DANS LE TORSE HUMAIN [8]. ....	3
FIGURE 1.5. ANTENNES PLACEES DANS LE CORPS HUMAIN: (A) PROTHESE AUDITIVE [6]; (B) PROTHESE RETINIENNE [9].....	4
FIGURE 2.1. ÉLÉMENTS PRINCIPAUX D'UN SYSTEME A CAPSULE ENDOSCOPIQUE: (A) CAPSULE; (B) FAISCEAU DE CAPTEURS; (C) MODULE D'ENREGISTREMENT; (D) LOGICIEL D'APPLICATION [35].....	12
FIGURE 2.2. PERMITTIVITE RELATIVE DU MUSCLE, DE LA GRAISSE ET DE LA PEAU EN FONCTION DE LA FREQUENCE ENTRE 10 MHz ET 1 GHz. ....	16
FIGURE 2.3. CONDUCTIVITE DU MUSCLE, DE LA GRAISSE ET DE LA PEAU EN FONCTION DE LA FREQUENCE ENTRE 10 MHz ET 1 GHz. ....	16
FIGURE 2.4. RESISTANCE DU MUSCLE, DE LA GRAISSE ET DE LA PEAU EN FONCTION DE LA FREQUENCE ENTRE 10 MHz ET 1 GHz. ....	17
FIGURE 2.5. REACTANCE DU MUSCLE, DE LA GRAISSE ET DE LA PEAU EN FONCTION DE LA FREQUENCE ENTRE 10 MHz ET 1 GHz. ....	18
FIGURE 2.6 IMPEDANCE DU MUSCLE, DE LA GRAISSE ET DE LA PEAU EN FONCTION DE LA FREQUENCE ENTRE 10 MHz ET 1 GHz. ....	18
FIGURE 2.7. ATTENUATION DANS LE MUSCLE EN FONCTION DE LA FREQUENCE ENTRE 10 MHz ET 1 GHz. ....	19
FIGURE 2.8. CONSTANCE DE PHASE DANS LE MUSCLE EN FONCTION DE LA FREQUENCE ENTRE 10 MHz ET 1 GHz. ....	19
FIGURE 3.1. (A) CONFIGURATION DE L'ANTENNE SPIRALE PIFA [13]; (B) CONCEPTION DE L'ANTENNE PIFA SUR HFSS.....	22
FIGURE 3.2. MODELE DU CORPS HUMAIN SIMPLIFIE (FANTOME) [13]. ....	23
FIGURE 3.3. COEFFICIENT DE REFLEXION $S_{11}$ DE L'ANTENNE PIFA SIMULEE SUR HFSS. ....	23
FIGURE 3.4. GAIN TOTAL DE L'ANTENNE PIFA SIMULEE SUR HFSS. ....	24
FIGURE 3.5. ANTENNE SPIRALE A 5.25 TOURS [10].....	25
FIGURE 3.6. COEFFICIENT DE REFLEXION $S_{11}$ DE L'ANTENNE SPIRALE SIMPLE SIMULEE SUR HFSS.....	25
FIGURE 3.7. CHAMP TOTAL E NORMALISE DE L'ANTENNE SPIRALE SIMPLE DANS LE PLAN $\phi = 0^\circ$ ET $\phi = 90^\circ$ .....	26
FIGURE 3.8. CHAMP TOTAL E NORMALISE DE L'ANTENNE SPIRALE SIMPLE DANS LE PLAN $\theta = 0^\circ$ ET $\theta = 90^\circ$ . ....	26
FIGURE 3.9. GEOMETRIE DE L'ANTENNE SPIRALE DOUBLE [22]. ....	27
FIGURE 3.10. COEFFICIENT DE REFLEXION $S_{11}$ DE L'ANTENNE SPIRALE DOUBLE SIMULEE SUR HFSS. ....	28
FIGURE 3.11. CHAMP TOTAL E DE L'ANTENNE SPIRALE DOUBLE DANS LES PLANS $\phi = 0^\circ$ ET $\phi = 90^\circ$ .....	28
FIGURE 3.12. CHAMP TOTAL E NORMALISE DE L'ANTENNE SPIRALE DOUBLE DANS LES PLANS $\theta = 0^\circ$ ET $\theta = 90^\circ$ . ....	29
FIGURE 3.13. STRUCTURE DU DIPOLE MEANDRE PLANAIRE AVEC UN ALIGNEMENT DU VECTEUR COURANT MONTRANT UNE ALIMENTATION AU CENTRE DU DIPOLE [2]. ....	29
FIGURE 3.14. STRUCTURE DU DIPOLE MEANDRE PLANAIRE OFFSET AVEC UN ALIGNEMENT DU VECTEUR COURANT MONTRANT UN OFFSET APPLIQUE A L'ALIMENTATION DU DIPOLE [2]. ....	30
FIGURE 3.15. VECTEUR COURANT DU DIPOLE MEANDRE PLANAIRE OFFSET SIMULE SUR HFSS EN ESPACE LIBRE. ....	30
FIGURE 3.16. COEFFICIENT DE REFLEXION DU DIPOLE MEANDRE PLANAIRE OFFSET SIMULE SUR HFSS EN ESPACE LIBRE. ....	30
FIGURE 3.17. STRUCTURE DU DIPOLE MEANDRE CONFORME [2]. ....	31
FIGURE 3.18. STRUCTURE DE L'ANTENNE MULTICOUCHE : (A) VUE DE DESSUS DE LA PREMIERE COUCHE DE L'ANTENNE ; (B) LES 8 COUCHES DE L'ANTENNE RELIEES A L'AIDE DE CONNECTEURS.....	31
FIGURE 3.19. COEFFICIENT DE REFLEXION $S_{11}$ DE L'ANTENNE MULTICOUCHE. ....	32
FIGURE 3.20. CHAMP TOTAL E DE L'ANTENNE SPIRALE SIMPLE DANS LES PLANS $\phi = 0^\circ$ ET $\phi = 90^\circ$ . ....	32
FIGURE 3.21. CHAMP TOTAL E NORMALISE DE L'ANTENNE SPIRALE DOUBLE DANS LES PLANS $\theta = 0^\circ$ ET $\theta = 90^\circ$ . ....	33
FIGURE 3.22. ALIMENTATION DE L'ANTENNE PAR COUPLAGE INDUCTIF : (A) STRUCTURE DE LA BOUCLE ALIMENTEE PAR COUPLAGE INDUCTIF ; (B) CIRCUIT EQUIVALENT [64].....	37
FIGURE 3.23. CONCEPTION DE BOUCLES A 434 MHz ET A 315 MHz A L'INTERIEUR DU CORPS HUMAIN : (A) GELULE A L'INTERIEUR DE LA BOITE REPRESENTANT LE CORPS HUMAIN ; (B) ANTENNE A L'INTERIEUR DE LA GELULE REMPLIE D'AIR A 434 MHz, GEOMETRIE DE L'ANTENNE ET COUPE LONGITUDINALE DE L'ANTENNE ; (C) ANTENNE A L'INTERIEUR DE LA GELULE A 315 MHz, GEOMETRIE DE L'ANTENNE ET COUPE LONGITUDINALE DE L'ANTENNE ;.....	39

FIGURE 3.24. COEFFICIENT DE REFLEXION DE L'ANTENNE BOUCLE OPERANT A 315 MHz DANS LES TROIS MILIEUX (CORPS HUMAIN / AIR, CORPS HUMAIN ET AIR).....	40
FIGURE 3.25. COMPOSANTES DU CHAMP E ET CHAMP TOTAL E EN FONCTION DE LA DISTANCE SELON L'AXE OZ QUAND L'ANTENNE OPERANT A 315 MHz EST PLACEE DANS LE CORPS HUMAIN / AIR. ....	41
FIGURE 3.26. COMPOSANTES DU CHAMP H ET CHAMP TOTAL H EN FONCTION DE LA DISTANCE SELON L'AXE OZ QUAND L'ANTENNE OPERANT A 315 MHz EST PLACEE DANS LE CORPS HUMAIN / AIR. ....	42
FIGURE 3.27. COMPARAISON ENTRE LE CHAMP TOTAL E ET H QUAND L'ANTENNE OPERANT A 315 MHz EST PLACEE DANS LE CORPS HUMAIN / AIR. ....	42
FIGURE 3.28. VARIATION DE L'AMPLITUDE DE L'IMPEDANCE $Z (E_{TOTAL} / H_{TOTAL})$ EN FONCTION DE LA DISTANCE SELON L'AXE OZ QUAND L'ANTENNE OPERANT A 315 MHz EST PLACEE DANS LE CORPS HUMAIN / AIR. ....	43
FIGURE 3.29. COMPOSANTES DU CHAMP E ET CHAMP TOTAL E EN FONCTION DE LA DISTANCE SELON L'AXE OZ QUAND L'ANTENNE OPERANT A 315 MHz EST PLACEE DANS LE CORPS HUMAIN. ....	43
FIGURE 3.30. COMPOSANTES DU CHAMP H ET CHAMP TOTAL H EN FONCTION DE LA DISTANCE SELON L'AXE OZ QUAND L'ANTENNE OPERANT A 315 MHz EST PLACEE DANS LE CORPS HUMAIN. ....	44
FIGURE 3.31. COMPARAISON ENTRE LE CHAMP TOTAL E ET H QUAND L'ANTENNE OPERANT A 315 MHz EST PLACEE DANS LE CORPS HUMAIN. ....	44
FIGURE 3.32. VARIATION DE L'AMPLITUDE DE L'IMPEDANCE $Z (E_{TOTAL} / H_{TOTAL})$ EN FONCTION DE LA DISTANCE SELON L'AXE OZ QUAND L'ANTENNE OPERANT A 315 MHz EST PLACEE DANS LE CORPS HUMAIN.....	45
FIGURE 3.33. COMPOSANTES DU CHAMP E ET CHAMP TOTAL E EN FONCTION DE LA DISTANCE SELON L'AXE OZ QUAND L'ANTENNE OPERANT A 315 MHz EST PLACEE DANS L'AIR. ....	45
FIGURE 3.34. COMPOSANTES DU CHAMP H ET CHAMP TOTAL H EN FONCTION DE LA DISTANCE SELON L'AXE OZ QUAND L'ANTENNE OPERANT A 315 MHz EST PLACEE DANS L'AIR. ....	46
FIGURE 3.35. COMPARAISON ENTRE LE CHAMP TOTAL E ET H QUAND L'ANTENNE OPERANT A 315 MHz EST PLACEE DANS L'AIR....	46
FIGURE 3.36. VARIATION DE L'AMPLITUDE DE L'IMPEDANCE $Z (E_{TOTAL} / H_{TOTAL})$ EN FONCTION DE LA DISTANCE SELON L'AXE OZ QUAND L'ANTENNE OPERANT A 315 MHz EST PLACEE DANS L'AIR. ....	47
FIGURE 3.37. COEFFICIENT DE REFLEXION DE L'ANTENNE BOUCLE OPERANT A 434 MHz DANS LES TROIS MILIEUX (CORPS HUMAIN / AIR, CORPS HUMAIN ET AIR).....	47
FIGURE 3.38. COMPOSANTES DU CHAMP E ET CHAMP TOTAL E EN FONCTION DE LA DISTANCE SELON L'AXE OZ QUAND L'ANTENNE OPERANT A 434 MHz EST PLACEE DANS LE CORPS HUMAIN / AIR. ....	48
FIGURE 3.39. COMPOSANTES DU CHAMP H ET CHAMP TOTAL H EN FONCTION DE LA DISTANCE SELON L'AXE OZ QUAND L'ANTENNE OPERANT A 434 MHz EST PLACEE DANS LE CORPS HUMAIN / AIR. ....	48
FIGURE 3.40. COMPARAISON ENTRE LE CHAMP TOTAL E ET H QUAND L'ANTENNE OPERANT A 434 MHz EST PLACEE DANS LE CORPS HUMAIN / AIR. ....	49
FIGURE 3.41. VARIATION DE L'AMPLITUDE DE L'IMPEDANCE $Z (E_{TOTAL} / H_{TOTAL})$ EN FONCTION DE LA DISTANCE SELON L'AXE OZ QUAND L'ANTENNE OPERANT A 434 MHz EST PLACEE DANS LE CORPS HUMAIN / AIR. ....	49
FIGURE 3.42. COMPOSANTES DU CHAMP E ET CHAMP TOTAL E EN FONCTION DE LA DISTANCE SELON L'AXE OZ QUAND L'ANTENNE OPERANT A 434 MHz EST PLACEE DANS LE CORPS HUMAIN. ....	50
FIGURE 3.43. . COMPOSANTES DU CHAMP H ET CHAMP TOTAL H EN FONCTION DE LA DISTANCE SELON L'AXE OZ QUAND L'ANTENNE OPERANT A 434 MHz EST PLACEE DANS LE CORPS HUMAIN. ....	50
FIGURE 3.44. COMPARAISON ENTRE LE CHAMP TOTAL E ET H QUAND L'ANTENNE OPERANT A 434 MHz EST PLACEE DANS LE CORPS HUMAIN. ....	51
FIGURE 3.45. VARIATION DE L'AMPLITUDE DE L'IMPEDANCE $Z (E_{TOTAL} / H_{TOTAL})$ EN FONCTION DE LA DISTANCE SELON L'AXE OZ QUAND L'ANTENNE OPERANT A 434 MHz EST PLACEE DANS LE CORPS HUMAIN.....	51
FIGURE 3.46. COMPOSANTES DU CHAMP E ET CHAMP TOTAL E EN FONCTION DE LA DISTANCE SELON L'AXE OZ QUAND L'ANTENNE OPERANT A 434 MHz EST PLACEE DANS L'AIR. ....	52
FIGURE 3.47. COMPOSANTES DU CHAMP H ET CHAMP TOTAL H EN FONCTION DE LA DISTANCE SELON L'AXE OZ QUAND L'ANTENNE OPERANT A 434 MHz EST PLACEE DANS L'AIR. ....	52
FIGURE 3.48. COMPARAISON ENTRE LE CHAMP TOTAL E ET H QUAND L'ANTENNE OPERANT A 434 MHz EST PLACEE DANS L'AIR....	53

FIGURE 3.49. VARIATION DE L'AMPLITUDE DE L'IMPEDANCE $Z (E_{TOTAL} / H_{TOTAL})$ EN FONCTION DE LA DISTANCE SELON L'AXE OZ QUAND L'ANTENNE OPERANT A 434 MHz EST PLACEE DANS L'AIR. ....	53
FIGURE 3.50. COMPARAISON ENTRE CHAMP TOTAL E DE L'ANTENNE BOUCLE OPERANT A 315 MHz DANS LE CORPS HUMAIN / AIR, CELUI DANS LE CORPS HUMAIN ET CELUI DANS L'AIR. ....	54
FIGURE 3.51. COMPARAISON ENTRE CHAMP TOTAL H DE L'ANTENNE BOUCLE OPERANT A 315 MHz DANS LE CORPS HUMAIN / AIR, CELUI DANS LE CORPS HUMAIN ET CELUI DANS L'AIR. ....	55
FIGURE 3.52. COMPARAISON ENTRE L'IMPEDANCE $Z (E_{TOTAL} / H_{TOTAL})$ DE L'ANTENNE BOUCLE OPERANT A 315 MHz DANS LE CORPS HUMAIN / AIR, CELLE DANS LE CORPS HUMAIN ET CELLE DANS L'AIR. ....	55
FIGURE 3.53. COMPARAISON ENTRE CHAMP TOTAL E DE L'ANTENNE BOUCLE OPERANT A 434 MHz DANS LE CORPS HUMAIN / AIR, CELUI DANS LE CORPS HUMAIN ET CELUI DANS L'AIR. ....	56
FIGURE 3.54. COMPARAISON ENTRE CHAMP TOTAL H DE L'ANTENNE BOUCLE OPERANT A 434 MHz DANS LE CORPS HUMAIN / AIR, CELUI DANS LE CORPS HUMAIN ET CELUI DANS L'AIR. ....	56
FIGURE 3.55. COMPARAISON ENTRE L'IMPEDANCE $Z (E_{TOTAL} / H_{TOTAL})$ DE L'ANTENNE BOUCLE OPERANT A 434 MHz DANS LE CORPS HUMAIN / AIR, CELLE DANS LE CORPS HUMAIN ET CELLE DANS L'AIR. ....	57
FIGURE 3.56. LIGNES DU CHAMP H DANS LE PLAN YOZ QUAND LE CANAL EST LE FANTOME A 317.2 MHz. ....	58
FIGURE 3.57. LIGNES DU CHAMP E DANS LE PLAN YOZ QUAND LE CANAL EST LE FANTOME A 317.2 MHz : (A) VUE DE FACE ; (B) VUE DE DESSUS. ....	59
FIGURE 3.58. LIGNES DU CHAMP E DANS LE PLAN XOY QUAND LE CANAL EST LE FANTOME A 317.2 MHz. ....	60
FIGURE 3.59. LIGNES DU CHAMP H DANS LE PLAN XOY QUAND LE CANAL EST LE FANTOME A 317.2 MHz. ....	60
FIGURE 3.60. LIGNES DU CHAMP H DANS LE PLAN YOZ QUAND LE CANAL EST LE FANTOME A 430.6 MHz. ....	61
FIGURE 4.1. IMPEDANCE D'ONDE D'UN DIPOLE ELECTRIQUE ET D'UN DIPOLE MAGNETIQUE [66]. ....	63
FIGURE 4.2. LIGNES DU CHAMP MAGNETIQUE H AUTOUR D'UNE BOBINE CYLINDRIQUE PARCOURUE PAR UN COURANT I. ....	65
FIGURE 4.3. COUPLAGE ENTRE DEUX BOBINES A TRAVERS UN FLUX MAGNETIQUE [68]. ....	65
FIGURE 4.4. (A) SYSTEME A COUPLAGE INDUCTIF EN CHAMP PROCHE SELON LE MODELE AGBINYA-MASIHPOUR ; (B) CIRCUIT EQUIVALENT DE LA PAIRE D'ANTENNES [56]. ....	67
FIGURE 4.5. SYSTEME A COUPLAGE MAGNETIQUE EN CHAMP PROCHE (MODELE SUN ET AKYILDIZ): (A) STRUCTURE DE L'EMETTEUR-RECEPTEUR; (B) MODELE TRANSFORMATEUR ; (C) CIRCUIT EQUIVALENT [52]. ....	69
FIGURE 4.6. (A) GEOMETRIE DE L'ANTENNE BOBINE SPIRALE TX (ANTENNE 1) ; (B) LIAISON PAR INDUCTION MAGNETIQUE A TRAVERS LE CORPS HUMAIN ; (C) GEOMETRIE DE L'ANTENNE BOBINE CARREE RX (ANTENNE 2). ....	72
FIGURE 4.7. CIRCUIT D'ADAPTATION UTILISE POUR ADAPTER LES DEUX BOBINES TX ET RX (ANNEXE D). ....	73
FIGURE 4.8. COEFFICIENT DE REFLEXION DE L'ANTENNE TX SIMULEE DANS LE CORPS HUMAIN ET DANS L'AIR. ....	74
FIGURE 4.9. SIMULATION DU COEFFICIENT DE REFLEXION DE L'ANTENNE RX QUAND LE CANAL DE TRANSMISSION EST LE CORPS HUMAIN ET L'AIR. ....	74
FIGURE 4.10. SIMULATION DU PARAMETRE DE TRANSMISSION ENTRE LES DEUX BOBINES COUPLEES EN ESPACE LIBRE ET DANS LE CORPS HUMAIN. ....	75
FIGURE 4.11. LIGNES DU CHAMP H A TRAVERS LE CORPS HUMAIN A 40 MHz DANS LA HL DIRECTE. ....	77
FIGURE 4.12. VARIATION DE L'ANGLE DE L'ANTENNE TX DANS LA HL. ....	78
FIGURE 4.13. SIMULATION DU PARAMETRE $S_{21}$ ENTRE L'ANTENNE TX ET RX DANS LA HL EN FONCTION DE LA FREQUENCE QUAND $\theta$ VARIE DE $0^\circ$ A $90^\circ$ . ....	79
FIGURE 4.14. LIAISON VL: (A) ORIENTATION DE L'ANTENNE RX DANS LA VL; (B) VARIATION DE L'ANGLE DE L'ANTENNE TX DANS LA VL. ....	79
FIGURE 4.15. SIMULATION DU PARAMETRE $S_{21}$ ENTRE LES DEUX BOBINES DANS LA VL EN FONCTION DE LA FREQUENCE QUAND $\theta$ VARIE DE $90^\circ$ A $0^\circ$ . ....	80
FIGURE 4.16. SIMULATION DU PARAMETRE DE TRANSMISSION ENTRE LES ANTENNES TX ET RX DANS LA HL ET LA VL EN FONCTION DE L'ANGLE $\theta$ AUTOUR DE 40 MHz. ....	81
FIGURE 4.17. STRUCTURE DE LA LIAISON INDUCTIVE AVEC RESEAU D'ANTENNES RX A TRAVERS LE CORPS HUMAIN. ....	82
FIGURE 4.18. SIMULATION DU PARAMETRE DE TRANSMISSION DANS LA LIAISON AVEC RESEAU D'ANTENNES RX EN FONCTION DE L'ANGLE $\theta$ AUTOUR DE 40 MHz. ....	82

FIGURE 4.19. VARIATION DE LA POSITION DE L'ANTENNE TX SELON L'AXE OY DANS LA HL.....	83
FIGURE 4.20. SIMULATION DU PARAMETRE $S_{21}$ EN FONCTION DE LA FREQUENCE A DIFFERENTES POSITIONS DE LA BOBINE TX DANS LA HL.....	83
FIGURE 4.21. VARIATION DE LA POSITION DE L'ANTENNE TX SELON L'AXE OY DANS LA VL.....	84
FIGURE 4.22. SIMULATION DU PARAMETRE $S_{21}$ EN FONCTION DE LA FREQUENCE A DIFFERENTES POSITIONS DE LA BOBINE TX DANS LA VL.....	84
FIGURE 4.23. SIMULATION DU PARAMETRE DE TRANSMISSION ENTRE L'ANTENNE TX ET RX AUTOUR DE 40 MHz DANS LA HL ET LA VL EN FONCTION DE LA DISTANCE [OY]. .....	85
FIGURE 4.24. SIMULATION DU PARAMETRE DE TRANSMISSION AUTOUR DE 40 MHz DANS LA HL ET LA VL EN FONCTION DE L'ANGLE $\theta$ A DIFFERENTES POSITIONS DE L'ANTENNE TX. ....	86
FIGURE 4.25. LIGNES DU CHAMP H DANS LA HL A 40 MHz TRACEES SUR LE PLAN YOZ QUAND $\theta$ EST EGAL A 90°: (A) LA POSITION DE L'ANTENNE TX SELON LA DIRECTION Y EST EGALE A 0 CM ; (B) LA POSITION SELON LA DIRECTION Y EST EGALE A -2 CM. ....	88
FIGURE 4.26. LIGNES DU CHAMP H DANS LA VL A 40 MHz TRACEES SUR LE PLAN YOZ QUAND $\theta$ EST EGAL A 40°: (A) LA POSITION DE L'ANTENNE TX SELON LA DIRECTION Y EST EGALE A 0 CM ; (B) LA POSITION SELON LA DIRECTION Y EST EGALE A -2 CM. ....	89
FIGURE 4.27. LIAISON PAR INDUCTION MAGNETIQUE A TRAVERS UN CORPS HUMAIN A TROIS COUCHES (MUSCLE/GRAISSE/PEAU). ..	90
FIGURE 4.28. SIMULATION DU PARAMETRE $S_{21}$ EN FONCTION DE LA FREQUENCE DANS LE CORPS HUMAIN A TROIS COUCHES, DANS LE MODELE HOMOGENE ET DANS L'AIR.....	91
FIGURE 4.29. LIAISON INDUCTIVE A TRAVERS UN CORPS HUMAIN A TROIS COUCHES: ETUDE PARAMETRIQUE EN FONCTION DE L'EPaisseur DES TISSUS HUMAINS.....	92
FIGURE 4.30. SIMULATION DU PARAMETRE DE TRANSMISSION AUTOUR DE 40 MHz ENTRE LES BOBINES TX ET RX DANS LE CORPS HUMAIN A TROIS COUCHES EN FONCTION DE $H_{GARS}$ .....	92
FIGURE 4.31. SIMULATION DU PARAMETRE DE TRANSMISSION AUTOUR DE 40 MHz DANS LE CORPS HUMAIN A TROIS COUCHES EN FONCTION DE $H_{PEAU}$ . ....	93
FIGURE 4.32. INSERTION D'UNE COUCHE DE FERRITE DANS LA CAPSULE. ....	94
FIGURE 4.33. INSERTION DU NOYAU DE FERRITE AU CENTRE DE L'ANTENNE DE RECEPTION.....	94
FIGURE 4.34. BOBINE SPIRALE A 5.5 TOURS AVEC BATTERIES : (A) ANTENNE 1 COUCHE (SIMPLE); (B) ANTENNE 2 COUCHES (DOUBLE). ....	96
FIGURE 4.35. BOBINE A 1 TOUR: (A) 1 COUCHE ; (B) 2 COUCHES ; (C) 4 COUCHES ; (D) 8 COUCHES.....	97
FIGURE 4.36. LIGNES DU CHAMP H A 40 MHz POUR UNE BOBINE TX A 1 TOUR ET A 1 COUCHE TRACEES SUR LE PLAN YOZ LORSQUE L'ANTENNE RX EST PLACEE A UNE DISTANCE [OZ] EGALE A 5.2 CM (DIRECT HL). ....	97
FIGURE 4.37. LIGNES DU CHAMP H A 40 MHz POUR UNE BOBINE TX A 1 TOUR ET A 8 COUCHES TRACEES SUR LE PLAN YOZ LORSQUE L'ANTENNE RX EST PLACEE A UNE DISTANCE [OZ] EGALE A 5.2 CM (DIRECT HL). ....	98
FIGURE 5.1. FLUIDE DU TISSU-EQUIVALENT HUMAIN : $\epsilon_r = 64$ ET $\Sigma = 0.78$ S/M A 40.68 MHz.....	100
FIGURE 5.2. TUBE CYLINDRIQUE EN PLEXIGLAS GRADUE PERMETTANT D'ISOLER L'ANTENNE IN-BODY DU LIQUIDE HUMAIN.....	100
FIGURE 5.3. GEOMETRIE DE LA BOBINE D'EMISSION : (A) LES 5 TOURS DE LA BOBINE ; (B) LES 5 SUBSTRATS (COULEUR VERTE) ET LES 4 SUPERSTRATS (COULEUR ORANGE). ....	101
FIGURE 5.4. GRAVURE DE L'ANTENNE D'EMISSION : (A) LES DIFFERENTS PROTOTYPES REALISES ; (B) LES CINQ COUCHES DE L'ANTENNE AVANT MONTAGE CLASSEES DANS L'ORDRE DE GAUCHE A DROITE. ....	101
FIGURE 5.5. BOBINE MULTICOUCHE : (A) VUE DE FACE ; (B) VUE DE DESSUS ; (C) CONNECTEUR D'ALIMENTATION. ....	102
FIGURE 5.6. (A) BOBINE MULTICOUCHE FABRIQUEE SUR SUBSTRAT TMM6 ; (B) BOBINE DETERIOREE.....	102
FIGURE 5.7. (A) BOBINE D'EMISSION RELIEE AU CABLE ; (B) BOBINE PROTEGEE PAR LE TUBE ET INSEREE DANS LE FANTOME. ....	102
FIGURE 5.8. RESISTANCE DE L'ANTENNE D'EMISSION A L'INTERIEUR DU CORPS HUMAIN.....	103
FIGURE 5.9. REACTANCE DE L'ANTENNE D'EMISSION A L'INTERIEUR DU CORPS HUMAIN.....	103
FIGURE 5.10. FACTEUR DE QUALITE DE L'ANTENNE D'EMISSION A L'INTERIEUR DU CORPS HUMAIN.....	104
FIGURE 5.11. RESISTANCE DE L'ANTENNE D'EMISSION EN ESPACE LIBRE.....	105
FIGURE 5.12. REACTANCE DE L'ANTENNE D'EMISSION EN ESPACE LIBRE.....	105
FIGURE 5.13. FACTEUR DE QUALITE DE L'ANTENNE D'EMISSION EN ESPACE LIBRE. ....	106
FIGURE 5.14. CIRCUIT D'ADAPTATION COMPOSE D'UNE CAPACITE SERIE ET D'UNE CAPACITE PARALLELE.....	107

FIGURE 5.15. INTEGRATION DU CIRCUIT D'ADAPTATION SUR LA FACE ARRIERE DU SUBSTRAT DE LA PREMIERE COUCHE DE L'ANTENNE.	107
FIGURE 5.16. COEFFICIENT DE REFLEXION DE LA BOBINE EMETTRICE DANS LE CORPS HUMAIN.	108
FIGURE 5.17. COEFFICIENT DE REFLEXION DE LA BOBINE EMETTRICE DANS L'AIR.	108
FIGURE 5.18. COEFFICIENT DE REFLEXION DE LA BOBINE EMETTRICE MESURE DANS LE CORPS HUMAIN ET DANS L'AIR.	109
FIGURE 5.19. BOBINE SPIRALE DE RECEPTION FABRIQUEE SUR LE SUBSTRAT EPOXY FR4.	109
FIGURE 5.20. BOBINE SPIRALE DE RECEPTION FABRIQUEE SUR LE SUBSTRAT ROGERS TMM6 QUI S'EST CASSE.	110
FIGURE 5.21. FERRITES UTILISES POUR LIMITER LES COURANTS DE FUITE DANS LE CABLE QUI RELIE L'ANTENNE DE RECEPTION A L'ANALYSEUR DE RESEAU.	110
FIGURE 5.22. RESISTANCE DE L'ANTENNE DE RECEPTION EN PRESENCE DU CORPS HUMAIN.	111
FIGURE 5.23. REACTANCE DE L'ANTENNE DE RECEPTION EN PRESENCE DU CORPS HUMAIN.	111
FIGURE 5.24. FACTEUR DE QUALITE DE L'ANTENNE DE RECEPTION EN PRESENCE DU CORPS HUMAIN.	112
FIGURE 5.25. RESISTANCE DE L'ANTENNE DE RECEPTION EN ESPACE LIBRE.	113
FIGURE 5.26. REACTANCE DE L'ANTENNE DE RECEPTION EN ESPACE LIBRE.	113
FIGURE 5.27. FACTEUR DE QUALITE DE L'ANTENNE DE RECEPTION EN ESPACE LIBRE.	114
FIGURE 5.28. COEFFICIENT DE REFLEXION DE LA BOBINE RECEPTRICE EN PRESENCE DU CORPS HUMAIN.	115
FIGURE 5.29. COEFFICIENT DE REFLEXION DE LA BOBINE RECEPTRICE DANS L'AIR.	115
FIGURE 5.30. COEFFICIENT DE REFLEXION DE LA BOBINE RECEPTRICE MESURE QUAND LE CANAL DE TRANSMISSION EST LE CORPS HUMAIN ET L'AIR.	116
FIGURE 5.31. COMPARAISON ENTRE LE COEFFICIENT DE REFLEXION DE LA BOBINE EMETTRICE ( $S_{11}$ ) ET CELUI DE LA BOBINE RECEPTRICE ( $S_{22}$ ) MESURES QUAND LE CANAL DE TRANSMISSION EST L'AIR.	117
FIGURE 5.32. COMPARAISON ENTRE LE COEFFICIENT DE REFLEXION DE LA BOBINE EMETTRICE ( $S_{11}$ ) ET CELUI DE LA BOBINE RECEPTRICE ( $S_{22}$ ) MESURES QUAND LE CANAL DE TRANSMISSION EST LE CORPS HUMAIN.	117
FIGURE 5.33. ÉLÉMENTS UTILISES POUR ETABLIR LE BILAN DE LIAISON PAR INDUCTION MAGNETIQUE : (A) COMPARAISON ENTRE LA BOBINE MULTICOUCHE D'ÉMISSION ET LA BOBINE SPIRALE DE RECEPTION; (B) TUBE EN PLEXIGLAS, ANTENNES D'ÉMISSION ET DE RECEPTION REALISEES; (C) LES DEUX BOBINES RELIEES A DEUX PORTS DE L'ANALYSEUR DE RESEAU.	119
FIGURE 5.34. REPRESENTATION SCHEMATIQUE DU BILAN DE LIAISON INDUCTIVE: (A) VUE DE FACE ; (B) VUE DE DE DESSOUS.	119
FIGURE 5.35. MISE EN PLACE DE LA LIAISON INDUCTIVE: (A) CONTENEUR EN PLASTIQUE REMPLI DU FLUIDE DU TISSU-EQUIVALENT HUMAIN PLACE AU-DESSUS D'UN SUPPORT EN BOIS POUR PERMETTRE DE MONTER L'ANTENNE DE RECEPTION; (B) ANTENNE DE RECEPTION POSITIONNEE AU-DESSOUS DU FANTOME.	120
FIGURE 5.36. REPONSE DE COUPLAGE $S_{21}$ ENTRE LA BOBINE EMETTRICE ET LA BOBINE RECEPTRICE SEPREES D'UNE DISTANCE DE 5 CM DANS LE CORPS HUMAIN.	121
FIGURE 5.37. REPONSE DE COUPLAGE $S_{21}$ ENTRE LA BOBINE EMETTRICE ET LA BOBINE RECEPTRICE SEPREES D'UNE DISTANCE DE 5 CM DANS L'AIR.	121
FIGURE 5.38. REPONSE DE COUPLAGE $S_{21}$ ENTRE LA BOBINE EMETTRICE ET LA BOBINE RECEPTRICE, SEPREES D'UNE DISTANCE DE 5 CM, MESUREE QUAND LE CANAL DE TRANSMISSION EST LE CORPS HUMAIN ET L'AIR.	122
FIGURE 5.39. REPONSE DE COUPLAGE $S_{21}$ EN FONCTION DE LA FREQUENCE, MESUREE DANS LE CORPS HUMAIN, LORSQUE LA DISTANCE ENTRE LA BOBINE EMETTRICE ET LA BOBINE RECEPTRICE SELON LA DIRECTION Z VARIE ENTRE 0.5 CM ET 8.5 CM.	123
FIGURE 5.40. REPONSE DE COUPLAGE $S_{21}$ EN FONCTION DE LA DISTANCE [OZ] AUTOUR DE 40.68 MHZ MESUREE DANS LE CORPS HUMAIN.	124
FIGURE 5.41. REPONSE DE COUPLAGE $S_{21}$ EN FONCTION DE LA FREQUENCE MESUREE DANS L'AIR LORSQUE LA DISTANCE ENTRE LA BOBINE EMETTRICE ET LA BOBINE RECEPTRICE SELON LA DIRECTION Z VARIE ENTRE 0.5 CM ET 8.5 CM.	125
FIGURE 5.42. REPONSE DE COUPLAGE $S_{21}$ EN FONCTION DE LA DISTANCE [OZ] AUTOUR DE 40.68 MHZ DANS L'AIR.	125
FIGURE 5.43. REPONSE DE COUPLAGE $S_{21}$ EN FONCTION DE LA DISTANCE [OZ] AUTOUR DE 40.68 MHZ MESUREE DANS LE CORPS HUMAIN ET DANS L'AIR.	126
FIGURE 5.44. REPRESENTATION SCHEMATIQUE DE LA LIAISON INDUCTIVE DANS LE FLUIDE DU TISSU-EQUIVALENT HUMAIN QUAND LA POSITION ET L'ORIENTATION DE L'ANTENNE IN-BODY VARIENT.	127

FIGURE 5.45. MISE EN PLACE DE LA LIAISON INDUCTIVE EN TENANT COMPTE DU CHANGEMENT DE LA POSITION ET DE L'ORIENTATION DE L'ANTENNE IN-BODY : (A) L'ANTENNE D'EMISSION EST FIXEE PAR UN SYSTEME PERMETTANT DE CHANGER SON ORIENTATION D'UNE FAÇON PRECISE; (B) L'ANGLE MAXIMUM QU'ON PEUT ATTEINDRE EST DE 80° (170° - 90° = 80°).....	127
FIGURE 5.46. REPONSE DE COUPLAGE $S_{21}$ EN FONCTION DE LA FREQUENCE, MESUREE DANS LE CORPS HUMAIN LORSQUE $y = 0$ CM ET L'ANGLE $\theta$ DE LA BOBINE EMETTRICE VARIE ENTRE 0° ET 80° .....	128
FIGURE 5.47. REPONSE DE COUPLAGE $S_{21}$ EN FONCTION DE LA FREQUENCE, MESUREE DANS LE CORPS HUMAIN LORSQUE $y = 1$ CM ET L'ANGLE $\theta$ DE LA BOBINE EMETTRICE VARIE ENTRE 0° ET 80° .....	129
FIGURE 5.48. REPONSE DE COUPLAGE $S_{21}$ EN FONCTION DE LA FREQUENCE, MESUREE DANS LE CORPS HUMAIN LORSQUE $y = 2$ CM ET L'ANGLE $\theta$ DE LA BOBINE EMETTRICE VARIE ENTRE 0° ET 80° .....	129
FIGURE 5.49. REPONSE DE COUPLAGE $S_{21}$ EN FONCTION DE LA FREQUENCE, MESUREE DANS LE CORPS HUMAIN LORSQUE $y = 3$ CM ET L'ANGLE $\theta$ DE LA BOBINE EMETTRICE VARIE ENTRE 0° ET 80° .....	130
FIGURE 5.50. REPONSE DE COUPLAGE $S_{21}$ , MESUREE DANS LE CORPS HUMAIN AUTOUR DE 40.68 MHz, EN FONCTION DE L'ANGLE DE LA BOBINE EMETTRICE A DIFFERENTES POSITIONS SELON L'AXE OY. ....	130
FIGURE 5.51. REPONSE DE COUPLAGE $S_{21}$ , SIMULEE DANS LE CORPS HUMAIN AUTOUR DE 40.68 MHz, EN FONCTION DE L'ANGLE DE LA BOBINE EMETTRICE A DIFFERENTES POSITIONS SELON L'AXE OY. ....	131
FIGURE 5.52. VALEUR MAXIMALE DU PARAMETRE $S_{21}$ , SIMULE ET MESURE AUTOUR DE 40.68 MHz, EN FONCTION DE L'ANGLE DE LA BOBINE EMETTRICE PRISE LORSQUE $y = 0$ CM DANS LE CORPS HUMAIN.....	132

## Chapitre 1 :

### 1. Introduction

#### 1.1. Antennes sans fil dans les applications biomédicales :

La technologie sans fil moderne et la miniaturisation des antennes et des composants électroniques jouent un rôle très important pour rendre la télémédecine possible. Les systèmes de transmission sans fil sont de plus en plus employés dans les applications biomédicales à l'intérieur et à l'extérieur du corps humain dans les diagnostics médicaux et les suivis thérapeutiques pour des applications diverses. Parmi ces systèmes, on trouve le pacemaker, le défibrillateur implantable [1] et la capsule endoscopique [2] qui fonctionnent à l'intérieur du corps humain. Les moniteurs du rythme cardiaque, de la pression artérielle, de la saturation de l'oxygène dans le sang, de la respiration et de l'électrocardiogramme (ECG) sont des circuits médicaux portables permettant de fournir plus d'indications réalistes sur l'état de santé du patient en temps réel [3]. Les liaisons sans fil à faible portée permettent de connecter ces circuits médicaux non invasifs avec les équipements de surveillance et de contrôle, ce qui permet d'améliorer le confort et la mobilité du patient et de limiter les frais d'hospitalisation. La Figure 1.1 montre un exemple d'un système de contrôle de l'ECG : les données issues du moniteur de l'ECG seront transmises à un système portable personnel (PDA) qui va être automatiquement connecté à un réseau mobile GPRS pour transmettre les signaux vitaux à un serveur lié au réseau internet, cela va permettre au médecin de contrôler et de diagnostiquer ces données [4].

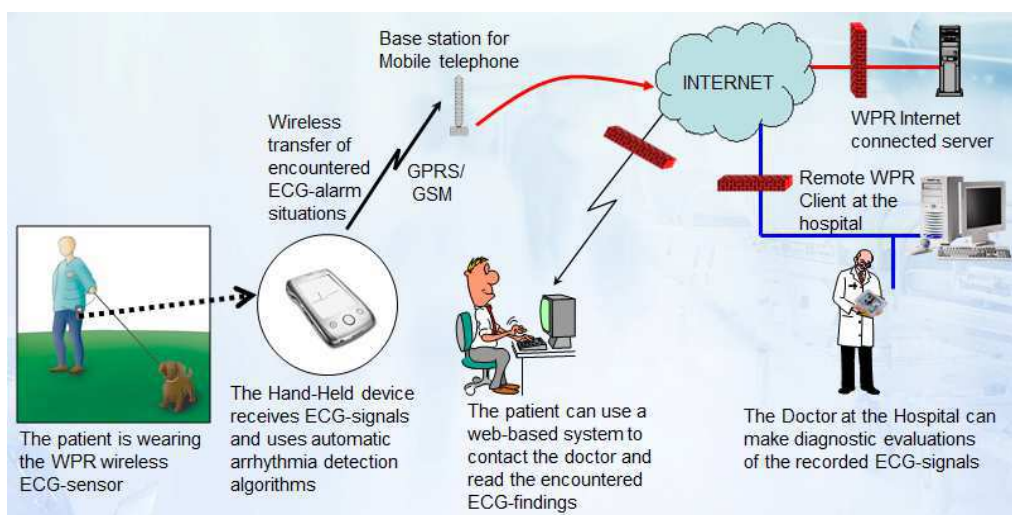


Figure 1.1. Les éléments principaux d'un système sans fil de contrôle de l'ECG [4].



Les réseaux BAN (Body Area Network) sont aussi employés en télémédecine pour transférer des données vitales issues de biocapteurs, installés à l'intérieur et/ou à l'extérieur du corps humain, à des centres de surveillance à travers le réseau GPRS, ce qui permet de contrôler en permanence l'état du patient (Figure 1.2).

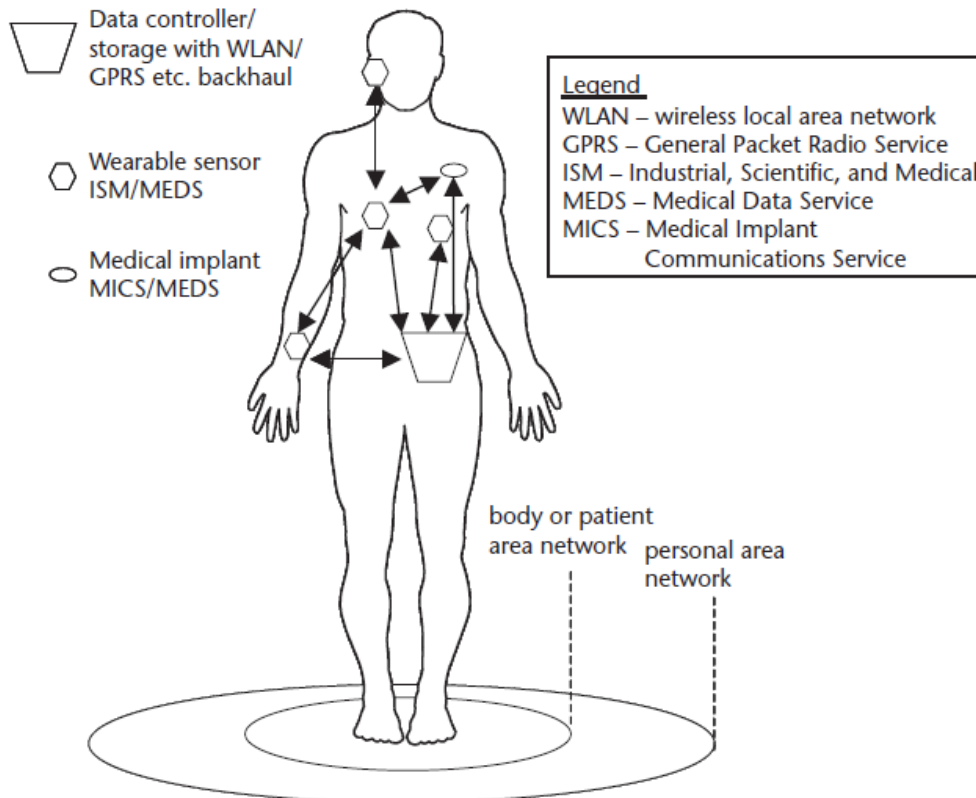


Figure 1.2. Application du réseau BAN en télémédecine [5].

La Figure 1.3 montre un système à capsule endoscopique sans fil ingérable [6] qui permet d'effectuer le diagnostic et le contrôle de l'intégralité du système gastro-intestinal GI à travers des images envoyées en temps réel. Ce système peut remplacer l'endoscopie classique qui est moins confortable pour le patient et incapable d'examiner la majeure partie de l'intestin grêle [7].

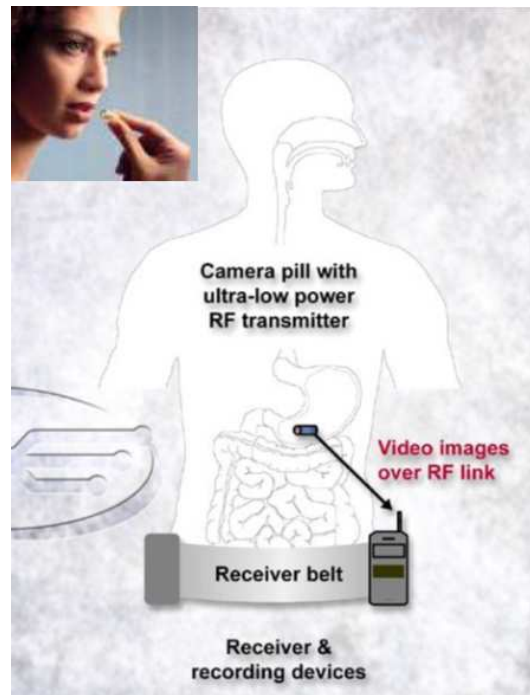


Figure 1.3. Système à capsule endoscopique ingérable [6].

La stimulation électrique d'un nerf provoque la contraction du muscle relié à ce nerf, ainsi la technologie sans fil a été exploitée pour réaliser des stimulateurs cardiaques implantés permettant de stimuler un cœur trop lent grâce à des sondes reliées à celui-ci sauvant ainsi chaque année des milliers de vies [8].

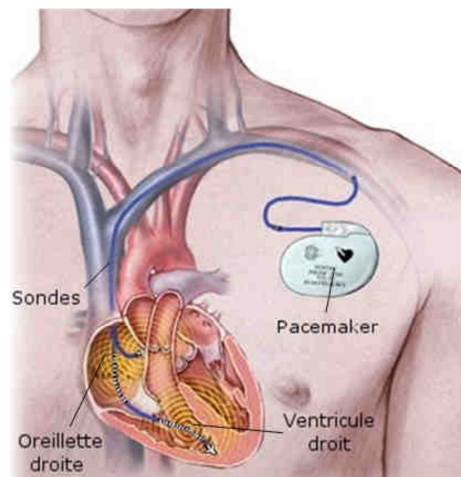


Figure 1.4. Implantation du stimulateur cardiaque dans le torse humain [8].

Parmi les circuits médicaux sans fil, on peut citer aussi la prothèse auditive (Figure 1.5 (a)), insérée dans l'oreille pour améliorer l'audition [6], et la prothèse rétinienne (Figure 1.5 (b)) qui est un système implanté dans l'œil permettant au patient de restaurer la vue [9].

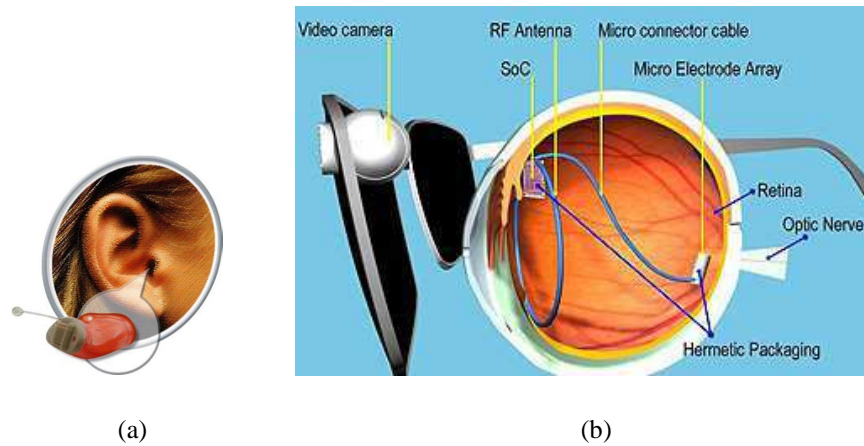


Figure 1.5. Antennes placées dans le corps humain: (a) Prothèse auditive [6]; (b) Prothèse rétinienne [9].

## 1.2. Canal de propagation:

Pour établir les liaisons de communications nécessaires pour les circuits biomédicaux, des antennes qui sont placées à l'intérieur ou à l'extérieur du corps humain doivent être caractérisées à travers des techniques numériques et expérimentales. Les problèmes rencontrés dans les antennes appliquées en médecine, en particulier les antennes fonctionnant à l'intérieur du corps humain, sont différents de ceux des antennes utilisant l'espace libre comme canal de transmission. Le corps humain n'est pas un moyen idéal pour la transmission des ondes radiofréquences. Il s'agit d'un milieu partiellement conducteur constitué de matériaux de caractéristiques différentes telles que la constante diélectrique, la conductivité, l'épaisseur et l'impédance caractéristique. Les tissus biologiques ont d'habitude des permittivités élevées, cela va changer la fréquence de résonance des antennes couplées avec eux. Selon la fréquence de travail de l'antenne, le corps humain peut générer de grandes pertes causées par l'absorption de puissance, ce qui va réduire les performances de l'antenne (changement de la fréquence centrale, destruction du diagramme et de l'efficacité de rayonnement, etc.) [10]. Les systèmes radiofréquences sans fil intégrés dans le corps humain sont généralement alimentés par des batteries, la destruction de l'efficacité de rayonnement de l'antenne va augmenter la consommation de puissance de l'antenne et réduire ainsi la durée de vie des batteries. Les antennes à basses fréquences, telles que les boucles magnétiques, ont des bandes passantes faibles par rapport aux antennes radiofréquences, en plus, la puissance du champ magnétique s'atténue plus rapidement avec la distance par rapport à la puissance d'une onde électromagnétique. Néanmoins, le champ magnétique est indépendant des propriétés diélectriques du corps humain et ne dépend que de la perméabilité du milieu. L'utilisation du couplage magnétique en champ proche permet ainsi de diminuer les pertes de transmission causées par les tissus humains et par conséquent, d'augmenter la durée de vie des batteries [11]. Ainsi, les antennes opérant à l'intérieur du corps humain doivent être conçues et mesurées dans un milieu qui peut représenter les tissus humains pour évaluer correctement les performances d'une liaison sans fil à travers ce milieu dissipatif.

### 1.3. Fréquences disponibles :

Pour les communications sans fil dans le domaine médical, les antennes implantées peuvent opérer dans la bande de fréquence MICS (Medical Implant Communications Service) qui est de 402-405 MHz. L'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. La bande de fréquence MICS, qui correspond à  $\lambda_{\text{air}} = 74$  cm et  $\lambda_{\text{body}} = 9$  cm, est régularisée par le FCC (Federal Communication Commission) et l'ERC (European Radio-communication Commitee). D'après l'ETSI (European Telecommunications Standards Institute), la puissance rayonnée maximale dans cette bande de fréquence est de 25  $\mu$ W ERP. Cette limite permet au niveau de puissance implantée d'être amplifiée pour compenser les pertes causées par les tissus humains [12], [13]. Les bandes 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 [7]. Récemment, les bandes de fréquence 1.2 GHz [14], 1.4 GHz [2] ainsi que la bande MedRadio (Medical Device Radiocommunication Service), qui va de 401 à 406 MHz [15], sont utilisées pour les applications médicales. Des fréquences plus basses (13.56 MHz et 40.68 MHz) sont allouées par la bande ISM pour permettre de réaliser des liaisons par induction magnétique en champ proche en utilisant des bobines magnétiques électriquement petites.

### 1.4. Motivation et objectif de ce travail :

Les travaux de cette thèse portent sur les antennes ingérables (capsules) qui sont sélectionnées parmi les antennes opérant à l'intérieur du corps humain pour les applications biomédicales. Sachant que les systèmes sans fil utilisant les ondes RF dans le domaine médical souffrent des fortes atténuations causées par le corps humain, le but de cette thèse est essentiellement de limiter ces pertes. Pour cela, il est nécessaire de caractériser le corps humain: calcul des caractéristiques diélectriques des tissus humains et de l'atténuation dans ces milieux dissipatifs en fonction de la fréquence. Cette étude va permettre de sélectionner les fréquences du travail et le type de communication : les fréquences 315 MHz et 434 MHz, puis les fréquences 40 MHz et 40.68 MHz sont choisies pour concevoir des bobines magnétiques électriquement petites et pour effectuer des liaisons par induction magnétique en champ proche à travers le corps humain. La réalisation de l'antenne d'émission ingérable et de la bobine de réception positionnée à la surface du corps humain va permettre par la suite de mesurer la puissance reçue pour caractériser le bilan de liaison.

### 1.5. Plan de la thèse :

Après l'introduction, le contenu de la thèse est divisé en quatre chapitres :

- **Chapitre 2 - Communications sans fil à travers le corps humain dans le domaine médical: état de l'art** - Ce chapitre propose dans une première partie un état de l'art des antennes ingérables ainsi que les antennes implantées dans le corps humain en citant quelques exemples. La deuxième partie de ce chapitre concerne l'étude des

caractéristiques diélectriques du corps humain qui sera suivie du calcul de l'atténuation et d'autres paramètres dans les tissus biologiques.

- **Chapitre 3 - Conception d'antennes dans les milieux biologiques** - Ce chapitre est divisé en deux parties: la première s'intéresse à la simulation des antennes RF à l'intérieur du corps humain. Dans la seconde partie, on présente d'abord un état de l'art sur les communications par induction magnétique en champ proche et sur les antennes boucles dans les milieux biologiques. Ensuite, on décrit la conception de deux antennes boucles magnétiques électriquement petites (à 315 MHz et à 434 MHz) à l'intérieur du corps humain pour les capsules endoscopiques en présentant leurs limites.
- **Chapitre 4 - Bilan de liaison par induction magnétique en champ proche à travers le corps humain et modélisation analytique du canal** - Au début, ce chapitre propose une étude analytique du bilan de liaison par induction magnétique en présentant deux modèles différents. Après, on décrit la conception de bobines magnétiques à 40 MHz et le bilan de liaison par induction magnétique à travers le corps humain. Finalement, on compare plusieurs bilans utilisant différents types de bobines magnétiques afin de choisir les antennes les mieux adaptées qui permettent d'obtenir le maximum de puissance au niveau du récepteur.
- **Chapitre 5 - Réalisation de bobines à 40.68 MHz et mesures à l'intérieur du corps humain: bilan de liaison par induction magnétique en champ proche** - Ce chapitre décrit la conception et la réalisation des bobines magnétiques ainsi que le banc de mesure (liquide homogène représentant le corps humain, tube isolateur, etc.) utilisé pour caractériser les antennes et pour mettre en place un bilan de liaison par induction magnétique expérimental. Nous proposons aussi un autre banc de mesure avec un système qui permet de modifier l'orientation de la bobine émettrice afin d'évaluer l'impact du changement de la position et de l'orientation de l'antenne ingérable sur le bilan de liaison.

## **Chapitre 2 :**

### **2. Communications sans fil à travers le corps humain dans le domaine médical: état de l'art**

#### **2.1. Antennes à l'intérieur du corps humain: état de l'art et applications :**

Pour établir une liaison sans fil efficace à travers le corps humain, il est nécessaire de faire attention au niveau de la conception de l'antenne qui doit être de petite taille. L'antenne est une partie intégrée du circuit médical, la forme du circuit va décrire la forme de l'antenne qui va être utilisée. Les organes du corps ou la place d'usage vont décrire la forme du circuit implanté. Pour le suivi thérapeutique des pathologies du système GI, le circuit ingérable est sous forme d'une gélule.

##### **2.1.1. Antennes ingérables :**

Les systèmes à capsules ingérables ont suscité un grand intérêt dans les applications médicales et ont été largement utilisés dans les diagnostics et les traitements médicaux des pathologies du système GI tels que le cancer du côlon et de l'estomac [16]. L'introduction des capsules ingérables non-invasives en télémédecine permet d'offrir des tests importants en termes de temps et des données fournies [7] et de réduire ainsi les douleurs du patient en augmentant son confort [17], [18]. Les capsules électroniques ingérables, qui intègrent des capteurs, des batteries, un circuit de transmission, des antennes..., sont utilisées pour la surveillance des paramètres physiologiques du système GI tels que la température, le PH, la concentration de l'oxygène [7], [19]. Ensuite, elles sont employées pour les systèmes de délivrance de médicaments [20] et pour les vidéo capsules qui envoient des images internes du système GI [2], [7].

Les capsules ingérables et indolores permettent une facilité d'accès au système digestif contrairement aux examens endoscopiques conventionnels qui sont inconfortables et laissent le 2/3 de l'intestin non examiné. Ces systèmes doivent être non-invasifs afin d'assurer au maximum le confort du patient. L'information fournie par les capsules vidéo est insuffisante pour donner toutes les données physiologiques nécessaires sur le système GI tel que la température, la pression et le pH..., cela nécessite des batteries de durée de vie supérieure à 72 heures. Les capsules existantes, de durées de vie réduites, laissent des portions significatives du système GI non examinées, en plus, les dimensions des batteries sont limitées par les contraintes du confort du patient. En effet, la consommation de puissance doit être limitée pour améliorer la durée de vie des capsules. L'efficacité d'une antenne augmente avec la fréquence, mais l'augmentation de la fréquence provoque une atténuation due aux tissus du corps. Les structures de transmission utilisant l'induction magnétique en champ

proche appliquées en RFID (Radio Frequency IDentification) ont connu un grand succès. Ces techniques de communication à basse fréquence ne sont pas très publiées. L'implémentation d'une structure télémétrique VHF, utilisant le couplage magnétique en champ proche, est décrite dans [7]. Les performances mesurées in-situ de ces structures sont comparées avec ceux des capsules qui emploient des structures télémétriques UHF conventionnelles. Pour cela, une étude détaillée sur les performances d'une structure de transmission VHF à champ proche couplée magnétiquement, qui demande uniquement le 1/8 du volume et le 1/4 de la consommation de puissance de solutions existantes UHF à 868 MHz, est faite. Les structures de transmission sans fil, utilisant la bande de fréquence 30-40 MHz et 868 MHz, pour des capsules injectées dans la carcasse d'un porc sont caractérisées in-situ. La différence principale entre les deux capsules est la taille physique et la fréquence de travail du système télémétrique. La durée de vie d'une batterie est de 50 heures à 32 MHz et de 12.5 heures à 868 MHz. Le champ magnétique proche dans les structures de transmission à basse fréquence est relativement indépendant des tissus et des fluides dans la carcasse tandis que le champ lointain à hautes fréquences est fortement absorbé. Les capsules à basse fréquence ont l'avantage d'éviter les pertes de données par « channel fading » et présentent un meilleur rapport signal sur bruit et par conséquent une haute qualité de signal avec le 1/4 de consommation de puissance par rapport aux capsules à hautes fréquences.

Les propriétés diélectriques des tissus des animaux in vivo sont différentes de celles des tissus des animaux immédiatement après leur mort. Il a été démontré dans [21] que la conductivité et la permittivité des tissus humains peuvent diminuer respectivement de 10 % et de 4 % dans les 4 heures qui suivent la mort de l'être vivant. Il est aussi rapporté que la variation des propriétés diélectriques de quelques tissus avec l'âge est importante et que les propriétés diélectriques des tissus des adultes et des enfants sont différentes. Par contre, la comparaison entre l'influence du corps de l'animal sur les IWD (Ingestible Wireless Devices) avant et après la mort n'a pas été rapportée. Cette étude [21] a décrit des expériences sur le porc qui permettent de mesurer la différence entre les caractéristiques de rayonnement des IWD mis à l'intérieur du porc dans une transition entre la vie et la mort. Le porc est l'animal choisi pour l'étude expérimentale du système digestif car la physiologie digestive du porc est comparable à celle de l'être humain. En plus, le porc tolère bien l'anesthésie. Les tissus des animaux ont une grande influence sur les caractéristiques de rayonnement de l'antenne spécialement pour les circuits médicaux sans fil ingérés. Quand le micro circuit sans fil est avalé par l'animal, la fréquence correspondante va diminuer par rapport à celle dans l'espace libre et la fréquence varie à différentes positions de l'intestin de l'animal. La fréquence centrale d'une antenne en position basse de l'intestin augmente par rapport à celle en positions hautes, ces variations dépendent des caractéristiques des antennes; cela est dû à la différence entre les tissus entourant les deux niveaux. Ainsi, quand l'IWD est mis en haut de l'intestin, les os à côté de l'IWD agissent largement sur les caractéristiques de rayonnement. La fréquence centrale augmente après la mort du porc car les propriétés diélectriques des tissus entourant l'antenne diminuent immédiatement après la mort. À ce moment, le corps du porc absorbe moins d'énergie de rayonnement que celle absorbée par le corps vivant. Ainsi, les variations de fréquence sont grandes et ces phénomènes doivent être pris en compte lors

de la conception des IWD pour améliorer les performances des antennes. Par conséquent, la bande passante de l'antenne doit être grande pour assurer une communication efficace quand l'IWD est en mouvement dans le système gastro-intestinal. Le diagramme de rayonnement, l'efficacité de rayonnement et la distribution du champ électrique autour de la surface du corps de l'animal doivent être investigués et l'influence du changement de la position et de l'orientation du circuit sans fil ingéré doit être aussi considérée.

Pour un système à capsules endoscopiques, une antenne de petites dimensions est nécessaire. En plus, l'antenne proposée a besoin d'avoir un diagramme de rayonnement omnidirectionnel (isotrope) qui est détectable facilement, quelle que soit la position de la gélule et son orientation. Après, pour transmettre le diagnostic des données de l'image en temps réel, à haute résolution et à haute vitesse, une antenne large bande appropriée pour les systèmes large bande est nécessaire. Les antennes à bande étroite présentent une mauvaise résolution des données de l'image médicale. Dans cette contribution, une antenne spirale de faibles dimensions, pour les systèmes de capsules endoscopiques large bande, a été proposée [10]. Les antennes utilisées dans les systèmes à capsules endoscopiques fonctionnent à l'intérieur du corps humain; la conception de l'antenne proposée est basée sur l'étude des matériaux du corps et des caractéristiques de propagation à l'intérieur du corps. Les caractéristiques du corps humain multilayer peuvent être simplifiées dans une seule couche équivalente. D'après le document FCC (Federal Communication Commission), les moyennes des paramètres diélectriques des tissus du corps à 450 MHz sont 56 pour la constante diélectrique et 0.8 pour la conductivité.

Une antenne de faibles dimensions, pour les systèmes à capsules endoscopiques, a une faible résistance de rayonnement et une fréquence de résonance élevée. Pour dépasser ces problèmes liés à la miniaturisation, des antennes hélicoïdales et des antennes spirales sont utilisés dans ces systèmes; ces antennes présentent des bandes passantes limitées. En utilisant une antenne spirale duelle, une bande passante plus large que celle d'une seule antenne spirale simple est obtenue. Une étude qui a permis d'introduire une antenne spirale duelle pour un système de capsule endoscopique large bande a été proposée dans [22]. Cette structure résonante duelle est composée de deux éléments spiraux de tailles différentes, un seul fil d'alimentation connecte ces éléments. Chaque antenne spirale est modélisée comme des boucles de différentes dimensions. La bande de fréquence recommandée est la bande MICS, cette bande de fréquence possède de faibles pertes pour transmettre des ondes électromagnétiques dans le corps humain par rapport à des fréquences plus hautes. Par conséquent, la bande 300-400 MHz est sélectionnée comme fréquence opératoire dans cette contribution. Les deux spirales ont des longueurs totales différentes, ce qui a permis d'augmenter la bande passante de l'antenne qui possède un diagramme de rayonnement omnidirectionnel.

Dans plusieurs cas, une antenne boucle de faibles dimensions est vue comme un dipôle magnétique qui possède un diagramme de rayonnement omnidirectionnel. Une autre étude concernant une antenne spirale Archimède à fente, fabriquée sur un substrat diélectrique très mince avec un plan de masse au fond, a été faite [23]. Les deux bras des spirales sont excités



en opposition de phase. Cette antenne présente des caractéristiques de rayonnement large bande. L'antenne spirale conventionnelle est essentiellement court-circuitée et ne peut pas rayonner quand elle est construite sur un substrat mince avec un plan de masse au-dessous. Il a été démontré que les performances des antennes spirales construites sur des substrats très minces sont améliorées quand la largeur de la fente devient comparable à l'épaisseur du substrat. Ainsi, un rayonnement large bande efficace est obtenu uniquement si la largeur de la fente est égale ou inférieure à l'épaisseur du substrat. L'utilisation des charges le long des bras et au centre d'une spirale Archimède permet de minimiser les réflexions à la fin des bras de l'antenne alimentée à l'extérieur par une alimentation coplanaire à l'aide de deux sources [24]. Les charges extérieures sont utilisées pour diminuer le courant sur les tours extrêmes, ainsi le courant circule seulement sur les bras intérieurs de l'antenne. Les charges intérieures permettent de réduire le courant dans le centre ce qui permet d'améliorer le coefficient de réflexion. Cependant, l'utilisation des charges dégrade l'efficacité de l'antenne à cause des pertes. Aux basses fréquences, le courant atteint le centre de l'antenne, ce qui provoque une dégradation de l'efficacité. L'antenne spirale présente aussi une bonne efficacité par rapport aux autres antennes planaires. Théoriquement, une antenne spirale, avec un nombre de tours infini et un espacement optimum entre les bras, a une efficacité et une bande passante infinie. Les tournures de la spirale ne peuvent pas être assez fermées par rapport aux autres sans influencer le gain.

Généralement, n'importe quel type d'antenne peut-être combiné avec différents types de réseaux pour améliorer les performances au-delà de celle d'une seule antenne. Le parallélisme couplé électriquement est une solution qui permet d'étendre la bande passante. Ainsi, en combinant deux antennes spirales de rayons différents, le SWR (Standing Wave Ratio) peut être gardé faible pour une large bande passante, ce qui permet d'améliorer les performances de l'antenne spirale pour des applications UWB [25]. L'antenne utilisée dans cette étude est une antenne spirale monofilaire alimentée par un fil au centre de la spirale. Un plan de masse est utilisé pour protéger les composants de rayonnement de l'antenne. La fréquence de rayonnement de l'antenne spirale est déterminée par la circonférence de la zone de rayonnement qui doit être supérieure à  $2\lambda$ . L'impédance d'entrée dépend de la largeur de la ligne et de la distance par rapport au plan de masse, car l'impédance caractéristique du bras de la spirale dépend de la largeur de la ligne comme dans le cas d'une ligne micro ruban. La partie réelle de l'impédance d'entrée peut être contrôlée par la largeur de la ligne, mais la partie imaginaire est plus difficile à contrôler. À travers cette étude, il a été démontré que si la distance entre les tours de la spirale diminue, le gain de l'antenne spirale diminue. Un grand nombre de tours améliore le gain de la spirale, mais la densité de tours ne doit pas être grande. En plus, le gain augmente quand l'épaisseur entre l'antenne et le plan de masse augmente. Les meilleurs résultats sont obtenus avec des substrats sans pertes. Il a été démontré aussi qu'un espacement plus grand entre les tours permet d'obtenir une efficacité plus grande. En plus l'utilisation d'une couche d'air entre le substrat et le plan de masse permet aussi d'augmenter les performances de l'antenne spirale.

Les antennes spirales sont conventionnellement alimentées au centre de la spirale, elles ont donc besoin de l'espace en troisième dimension qui est due à la structure d'alimentation; celle-ci est normalement un balun. Pour l'intégration planaire de l'antenne spirale, cette structure d'alimentation n'est pas possible. La possibilité d'alimenter une antenne spirale Archimède avec deux lignes de transmission, connectées au rayon extérieur de la spirale, en opposition de phase a été investiguée [26]. Cette structure a montré une bande passante et des caractéristiques de rayonnement correspondant à celles de la spirale alimentée au centre.

Les antennes boucles peuvent aussi être utilisées pour les applications larges bandes. En introduisant un petit gap dans le fil d'une boucle rectangulaire, la largeur de la bande d'impédance de l'antenne devient plus grande [27]. La bande passante de l'antenne hélicoïdale peut être améliorée en connectant le bord de l'antenne à la masse [28]; l'antenne peut être utilisée pour les systèmes à capsules endoscopiques.

Ainsi, plusieurs antennes spirales larges bandes, utilisées dans les systèmes à capsules endoscopiques, ont été proposées dans la littérature tel que l'antenne spirale conique [29], l'antenne spirale duelle ultra large bande [30], l'antenne spirale épaisse [18] et l'antenne spirale qui est testée expérimentalement dans un porc anesthésié [31].

Dans [32], les techniques de miniaturisation des antennes pour les capsules endoscopiques sont expliquées. Parmi ces techniques, la structure spirale, utilisant le « shorting-pin » et construite sur un substrat de haute permittivité, est utilisée pour la conception d'une antenne à l'intérieur du corps humain à 2.45 GHz.

Dans l'étude des antennes ingérables, il est important aussi de se focaliser sur les caractéristiques de rayonnement de l'antenne [33], [34]. L'énergie rayonnée par une antenne ingérable et l'atténuation du champ E dans le corps humain sont investiguées en fonction de la fréquence (430 MHz, 800 MHz and 1200 MHz), l'orientation de l'antenne et la position de la capsule dans l'intestin grêle [14]. Il est connu que l'énergie rayonnée est plus absorbée par le corps humain quand la fréquence augmente. Dans cette étude, il a été démontré que l'énergie rayonnée dépend aussi de l'orientation et de la position de la capsule dans le système GI.

Le système de vidéo endoscopie est une technique non-invasive, facile à utiliser, qui permet de visualiser le tractus gastro-intestinal du patient et de localiser les observations. Ce système comprend 4 éléments principaux (Figure 2.1): la capsule, le faisceau de capteurs, le module d'enregistrement ou data recorder et le logiciel d'application [35].

- **La capsule :** La capsule (Image source Given) se présente sous forme d'une gélule de dimensions égales à 11 mm x 30 mm. Elle comprend 8 modules (Figure 2.1(a)):
  - **1 2 3 :** Système de caméra et d'optique.
  - **4 :** Éclairage miniaturisé (White LED).
  - **5 :** Puce électronique capable de capturer des images couleurs.

- **6** : Deux batteries disposant d'une autonomie de 8 heures environ.
- **7** : Système d'intégration d'un émetteur vidéo de petite taille.
- **8** : Antenne (la fréquence utilisée est de 410 MHz).

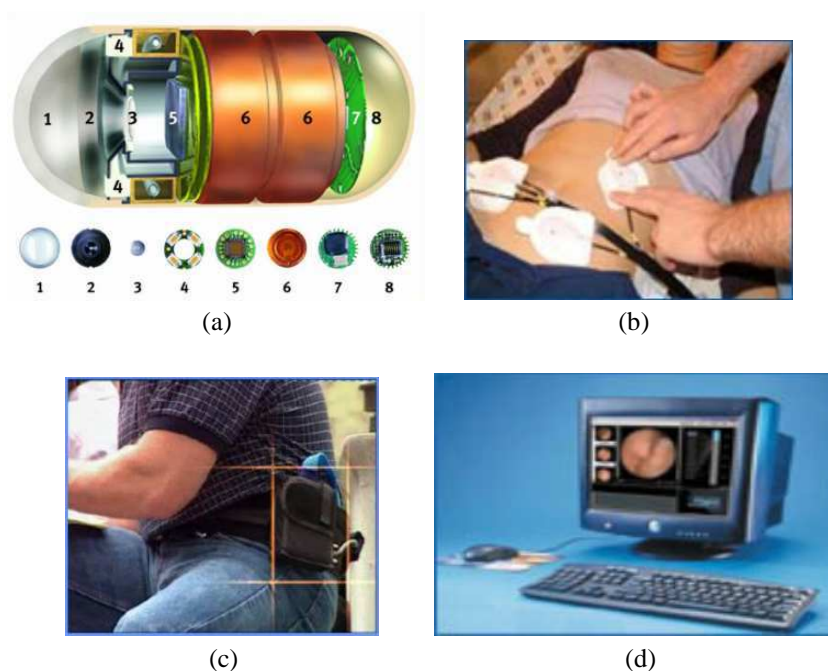


Figure 2.1. Éléments principaux d'un système à capsule endoscopique: (a) capsule; (b) faisceau de capteurs; (c) module d'enregistrement; (d) logiciel d'application [35].

- **Le faisceau de capteurs** : Le faisceau de capteur reçoit les données de la capsule et les transmet au module d'enregistrement. Il comporte plusieurs capteurs identiques, chaque capteur est connecté au module d'enregistrement par un câble souple et se fixe sous la peau par des tampons adhésifs jetables à usage médical (Figure 2.1 (b)).
- **Le module d'enregistrement** : Il s'agit d'un enregistreur sans fil, porté sur une ceinture à la taille, qui peut capter les signaux transmis par la capsule via l'ensemble d'antennes placé sur l'abdomen. Cette ceinture, de port ambulatoire et confortable, autorise l'utilisateur à vaquer à ses occupations pendant la durée de l'exploration gastro-intestinale (Figure 2.1 (c)).
- **Le logiciel d'application et la station de travail** : Le logiciel d'application est un programme conçu pour traiter toutes les étapes d'un examen endoscopique par capsule. Il permet de télécharger les données depuis l'unité de réception et de visionner la vidéo afin de produire un rapport d'endoscopie (Figure 2.1 (d)).

### 2.1.2. Implants médicaux :

La conception d'antennes implantées tient compte à la fois des données théoriques, de l'encapsulation et des contraintes technologiques. Comprendre comment transmettre les informations de l'intérieur du corps humain vers le monde extérieur est une approche multidisciplinaire; électromagnétique, électronique et biologique. L'analyse des antennes

intégrées dans les systèmes implantables, dédiés à la transmission de données sans fil, est basée sur la théorie des antennes dans les milieux à pertes, les radiateurs électriquement petits et la modélisation du corps humain. L'unité de contrôle pour les capteurs corporels (implant médical) est composée essentiellement de l'antenne, du module électronique nécessaire, de biocapteurs et des batteries [36]. Les couches biocompatibles entourant l'antenne permettent d'augmenter l'efficacité de rayonnement de l'antenne. Ainsi, une antenne spirale multicouche bi-bande conçue avec différents modèles du corps humain, est trouvée convenable pour une unité de contrôle des implants médicaux. Les deux bandes de fréquence de cette antenne sont la bande MedRadio (401-406 MHz) et la bande ISM (2.4-2.5 GHz) [15], [36].

Dans [37], une connexion sans fil entre un circuit implanté dans le cerveau humain et des centrales de contrôle externes, utilisant des antennes boucles dans la bande MICS, est proposée. Ainsi, l'information obtenue à travers les capteurs implantés dans le cerveau, pour les patients paralysés, sera examinée par un ordinateur extérieur permettant ainsi au patient de bouger le curseur d'un écran et de transmettre des messages simples à un ordinateur. La plupart des études concernant les implants médicaux utilisent le principe de propagation des ondes électromagnétiques et s'orientent vers la miniaturisation des antennes et l'augmentation de la bande passante. Une étude sur les antennes micro ruban dans [38] a montré que la structure spirale aide à la miniaturisation des antennes par rapport aux antennes patch et que l'utilisation de substrats et de superstrats biocompatibles épais de permittivités élevées et de conductivités faibles aide à optimiser l'antenne implantée.

Dans [39], il a été démontré que l'antenne PIFA (Planar Inverted F Antenna) possède une bande passante plus large, des dimensions plus petites et une efficacité de rayonnement meilleure que l'antenne micro ruban. Le calcul du SAR (Specific Absorption Ratio) des deux antennes indique que la couche diélectrique, placée au-dessus de l'antenne permet de protéger les tissus de la peau en contact avec l'antenne. L'antenne PIFA proposée dans [40] dispose d'une bande passante très large (120 MHz dans la bande MICS) mais les dimensions de l'antenne restent un peu grandes pour pouvoir l'implanter dans le corps humain. Des structures empilées (multicouche) ont permis aussi d'augmenter la bande passante tout en réduisant la taille des antennes implantées utilisées en bio-téléométrie. Dans [41], la conception d'une antenne PIFA circulaire empilée construite sur un substrat de permittivité élevée (10.2) a permis de diminuer la taille et d'augmenter la bande passante des antennes implantées afin de réduire l'effet du décalage de fréquence produit par les tissus humains. Le diagramme de rayonnement de cette antenne est omnidirectionnel et l'efficacité de rayonnement est de 0.31 %. Les structures PIFA empilées miniaturisées large bande disposant d'un diagramme de rayonnement qui ressemble à celui d'un monopole ont permis aussi d'augmenter l'efficacité de rayonnement d'un facteur de 2 par rapport aux structures classiques; l'efficacité de rayonnement est de 0.55 % dans [42] et de 0.61 % dans [43].

Les caractéristiques de l'antenne (pertes de propagation, adaptation d'impédance) varient selon les variations des propriétés des tissus. L'utilisation d'un substrat et d'un superstrat ( $\epsilon_r$  entre 3 et 10) permet d'améliorer l'adaptation de l'impédance. En plus, l'emploi d'un superstrat en silicone rend l'antenne biocompatible. Le chargement des antennes par des

diélectriques convenables peut assurer une adaptation large bande à travers une gamme des propriétés des milieux dissipatifs. L'épaisseur et les propriétés électromagnétiques du superstrat affectent l'adaptation de l'impédance aussi bien que la miniaturisation de l'antenne. Les performances des antennes, basées sur le principe du dipôle électrique, peuvent sévèrement être affectées par la présence du matériau (tissu humain). Cela s'explique par le fait que les dipôles planaires UWB ont des courants de bord très forts à proximité du gap d'alimentation. Tout près, les tissus distribuent ces courants et les champs électriques proches, ce qui change significativement les caractéristiques des antennes. Au contraire, les antennes UWB, basées sur le principe de dipôles magnétiques, sont moins perturbées par les objets champ proche. Ainsi, le comportement des dipôles isolés a été investigué pour déterminer la permittivité la plus appropriée d'une antenne UWB chargée d'un diélectrique convenable pour les applications biomédicales implantées [44]. Le problème a été localisé en investiguant le comportement du coefficient de réflexion au niveau de l'interface tissu-diélectrique basée sur des expressions analytiques. En appliquant la théorie qui dit que : l'antenne peut être représentée par une collection de dipôles infinitésimaux, basée sur les connaissances acquises dans les analyses des réflexions, une antenne fente UWB, sous forme de capsule miniature a été proposée [44]. Cette antenne est chargée par un matériau diélectrique convenable afin d'atteindre une adaptation d'impédance large bande à l'intérieur d'un milieu fortement dissipatif. Pour augmenter la bande passante d'une antenne, il faut minimiser les ondes réfléchies observées au niveau du point d'alimentation. L'application de couches résistives aux bords des dipôles est l'une des méthodes qui permet de réduire les réflexions internes de l'antenne produites par les bords. Cette méthode n'est pas applicable pour les antennes implantées car elle réduit significativement son efficacité. Pour les antennes utilisées dans un milieu dissipatif, les réflexions au niveau de la surface située entre le milieu dissipatif et le diélectrique de l'antenne sont aussi importantes. La réduction de ces réflexions ainsi que d'autre artefact des ondes réfléchies permet une meilleure adaptation d'impédance large bande. Il est donc intéressant d'investiguer le comportement du coefficient de réflexion dans cette surface. Le minimum de réflexion est lorsque la permittivité du diélectrique qui charge l'antenne est égale à celle du tissu et lorsque les conductivités des deux matériaux soient nulles. Si  $D$  est le paramètre représentant les dimensions électriques de la sphère diélectrique qui est en fonction de la fréquence, de la permittivité et du rayon  $R$  du diélectrique qui charge l'antenne, il peut accroître en augmentant l'un de ces paramètres. Cette augmentation se manifeste par l'augmentation de la distance électrique entre l'élément dipôle et la surface entre le diélectrique et le tissu. Dans les applications biomédicales,  $R$  est limitée par les dimensions du circuit implanté. Ainsi, pour maximiser  $D$  afin de minimiser le coefficient de réflexion, il faut sélectionner une permittivité du diélectrique la plus élevée possible. En pratique, cette sélection est gouvernée par les propriétés des tissus humains entourant l'implant (car la permittivité du diélectrique doit être égale à celle du tissu pour minimiser le coefficient de réflexion) et la disponibilité du matériau diélectrique avec la permittivité convenable. Pour les sphères de petites dimensions, des faibles coefficients de réflexion sont possibles seulement en hautes fréquences. Par contre, cela demande l'amélioration de la sensibilité du récepteur par rapport aux pertes des tissus qui sont importantes en hautes fréquences. En résumé, les conditions suivantes doivent être respectées lorsqu'on va

sélectionner le matériau diélectrique : la constante diélectrique doit être égale ou proche de celle du milieu dissipatif et D doit être maximisé de sorte que les coefficients de réflexion soient moins sensibles aux propriétés variables du milieu dissipatif. La glycérine, de permittivité relative égale à 50, peut être utilisée comme charge diélectrique de l'antenne [44].

Dans les applications médicales, en particulier pour les implants cardiaques, il est connu que l'impédance d'entrée de l'antenne miniature est fortement affectée par les tissus humains dissipatifs, ce qui induit des pertes de puissance réduisant l'efficacité énergétique des têtes radiofréquences dans les applications RF. En effet, une unité de calibration automatique de l'impédance de l'antenne à très faible consommation, capable d'adapter toute variation de l'impédance d'entrée de l'antenne à l'impédance de la source radiofréquence, a été proposée [8].

## 2.2. Caractéristiques diélectriques du corps humain :

Le corps humain est un milieu multicouche, constitué de différents organes tels que les muscles, les os, le sang, les cellules, la peau, l'estomac, etc. Chaque couche possède ses propres caractéristiques diélectriques qui dépendent aussi de la fréquence [10]. Pour concevoir un circuit sans fil ingérable ou implanté, il est nécessaire d'investiguer les propriétés électromagnétiques du corps humain. Le champ électromagnétique traversant le corps humain dépend de l'épaisseur et de la composition exacte des tissus biologiques. La fréquence de résonance d'une antenne conçue dans l'air va être changée à cause d'une augmentation de la permittivité effective dans l'entourage de l'antenne lorsqu'elle est mise dans le corps humain. Ainsi, si une antenne est conçue pour une fréquence de résonance donnée dans l'espace libre, la fréquence de résonance va diminuer quand l'antenne sera placée dans un tissu humain.

### 2.2.1. Calcul des caractéristiques diélectriques des tissus humains :

Étant donné que les propriétés diélectriques des tissus humains varient significativement avec la fréquence, un modèle basé sur la sommation de l'expression 4 Cole-Cole est utilisé pour calculer les caractéristiques diélectriques de chaque tissu en fonction de la fréquence [45]. Ainsi, les équations (2.1) et (2.2) donnent l'expression de la permittivité complexe d'un tissu en fonction de la fréquence.

$$\bar{\epsilon}(\omega) = \epsilon_{\infty} + \sum_{m=1}^4 \frac{\Delta\epsilon_m}{1 + (j\omega\tau_m)^{(1-\alpha_m)}} + \frac{\sigma_j}{j\omega\epsilon_0} \quad (2.1)$$

$$\bar{\epsilon}(\omega) = ef + \frac{del1}{1 + (j\omega\tauau1)^{(1-alf1)}} + \frac{del2}{1 + (j\omega\tauau2)^{(1-alf2)}} + \frac{del3}{1 + (j\omega\tauau3)^{(1-alf3)}} + \frac{del4}{1 + (j\omega\tauau4)^{(1-alf4)}} + \frac{\sigma}{j\omega\epsilon_0} \quad (2.2)$$

Les paramètres  $\epsilon_f$  ( $\epsilon_\infty$ ),  $\Delta\epsilon$ ,  $\tau$  et  $\alpha$  dépendent seulement du type de tissu. Ces paramètres, relatives au muscle, à la graisse et à la peau, sont donnés par la table de l'annexe A.

La permittivité relative complexe d'un milieu à pertes est donnée par l'expression :

$$\bar{\epsilon}_r = \epsilon_r - j \frac{\sigma}{\omega \epsilon_0} \quad (2.3)$$

Ainsi,  $\epsilon_r$  est donnée par la partie réelle de l'équation (2.2) et  $\sigma$  par la partie imaginaire de la même équation multipliée par le terme «  $-\omega \epsilon_0$  ». À l'aide d'un code simple sur Matlab, nous avons calculé les courbes donnant la permittivité et la conductivité du muscle, de la graisse et de la peau en fonction de la fréquence (Figure 2.2 et Figure 2.3).

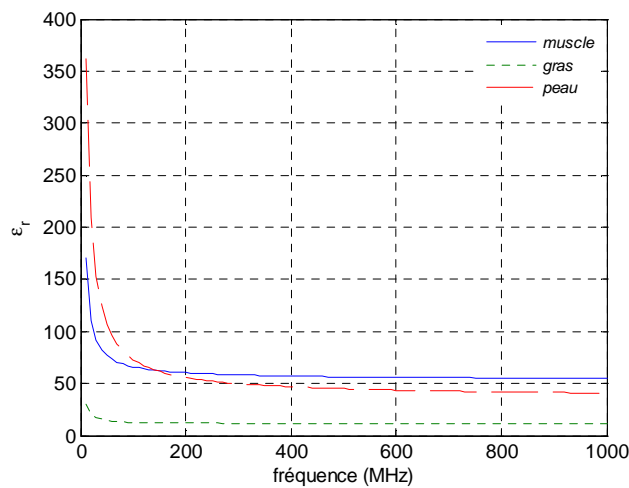


Figure 2.2. Permittivité relative du muscle, de la graisse et de la peau en fonction de la fréquence entre 10 MHz et 1 GHz.

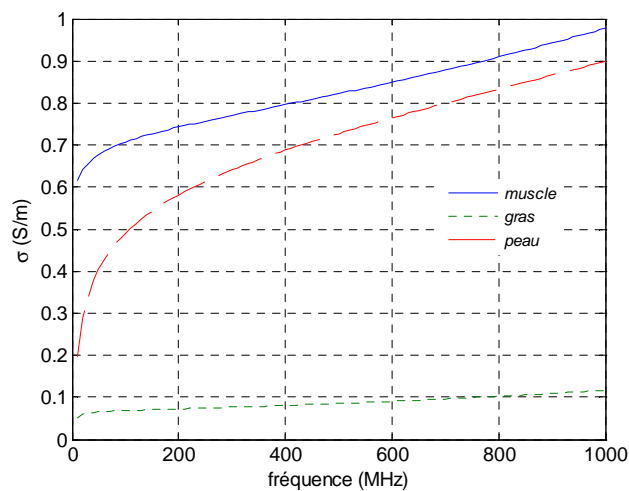


Figure 2.3. Conductivité du muscle, de la graisse et de la peau en fonction de la fréquence entre 10 MHz et 1 GHz.

On peut déduire à partir de la Figure 2.2 que la permittivité relative de la graisse est inférieure à celle du muscle alors que celle de la peau est proche de la permittivité du muscle. La Figure 2.3 montre que la conductivité du muscle est légèrement supérieure à celle de la peau alors qu'elle est très élevée par rapport à la conductivité de la graisse.

L'impédance  $Z$  dans un milieu à pertes est donnée aussi par l'expression :

$$Z = R + jX = \frac{Z_0}{\sqrt{\epsilon_r}} = \sqrt{\frac{j\omega\mu}{\sigma + j\omega\epsilon_0\epsilon_r}} \quad (\Omega) \quad (2.4)$$

où  $Z_0 = \sqrt{\mu_0/\epsilon_0} = 120\pi \quad (\Omega)$

En calculant les valeurs de  $\epsilon_r$  et  $\sigma$ , la résistance  $R$  et la réactance  $X$  peuvent être déduites à partir de l'équation (2.4). Ainsi, à l'aide d'un code simple sur Matlab, nous avons calculé les courbes donnant la résistance, la réactance ainsi que l'impédance du muscle, de la graisse et de la peau en fonction de la fréquence (Figure 2.4, Figure 2.5, Figure 2.6).

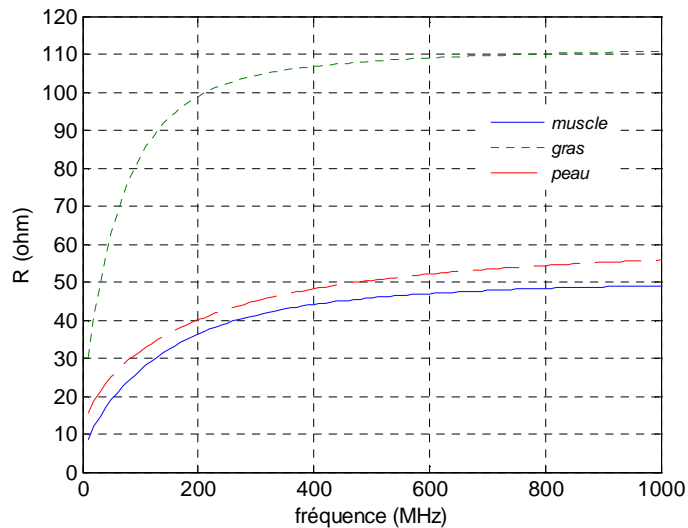


Figure 2.4. Résistance du muscle, de la graisse et de la peau en fonction de la fréquence entre 10 MHz et 1 GHz.



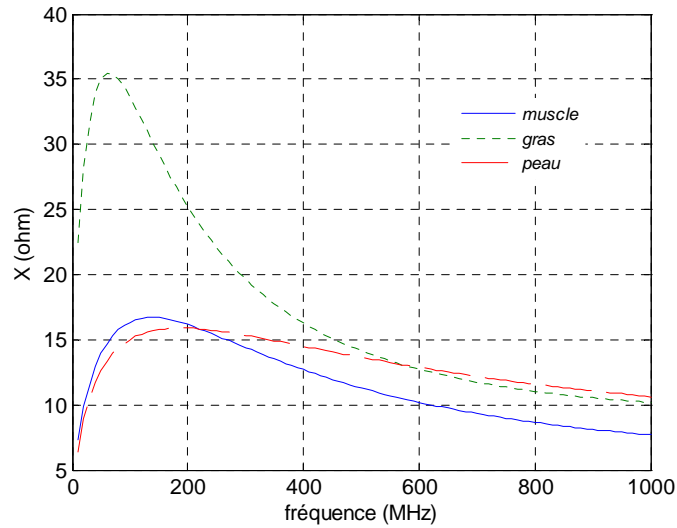


Figure 2.5. Réactance du muscle, de la graisse et de la peau en fonction de la fréquence entre 10 MHz et 1 GHz.

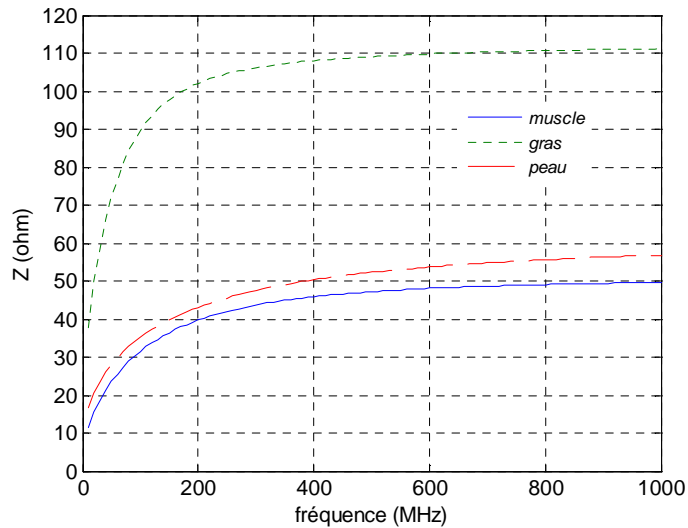


Figure 2.6 Impédance du muscle, de la graisse et de la peau en fonction de la fréquence entre 10 MHz et 1 GHz.

### 2.2.2. Atténuation dans les milieux à pertes :

L'expression de la constante de propagation  $\gamma$  dans un milieu à pertes est donnée par relation suivante [46]:

$$\gamma = \alpha + j\beta = j\omega\sqrt{\mu\epsilon_0\epsilon_r} \sqrt{1 - j\frac{\sigma}{\omega\epsilon_0\epsilon_r}} \quad (2.5)$$

La partie réelle de la constante de propagation  $\alpha$  ( $\text{Re}(\gamma)$ ) représente l'atténuation exprimée en Nepers par mètre (Np/m) et la partie imaginaire  $\beta$  ( $\text{Im}(\gamma)$ ) est la constante de phase exprimée en radians par mètre (Rad/m). Dans le corps humain, la perméabilité  $\mu$  est égale à  $\mu_0$  ( $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} \text{ kg.m.A}^{-2}.\text{s}^{-2}$ ). Le calcul des valeurs de  $\epsilon_r$  et  $\sigma$  par la méthode 4 Cole-

Cole, définie dans le paragraphe précédent, permet de déduire les valeurs de  $\alpha$  et  $\beta$  en appliquant un code simple sur Matlab (Figure 2.7 et Figure 2.8). Dans la Figure 2.7, l'atténuation est donnée en dB/cm sachant que  $1\text{Np/m} = 8.686\text{ dB/m}$ .

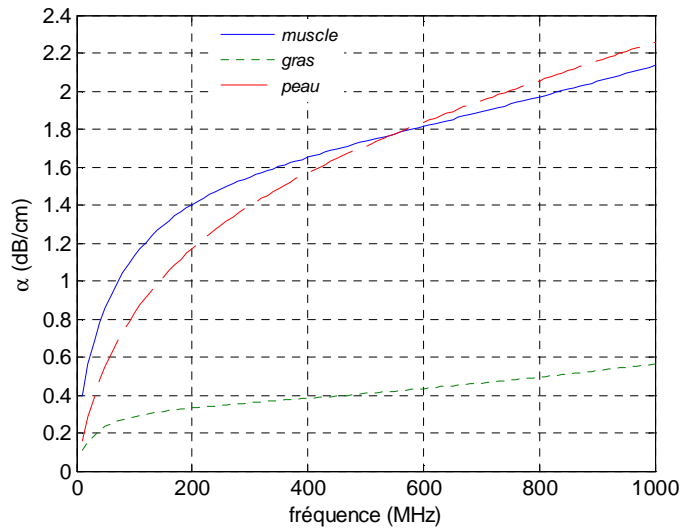


Figure 2.7. Atténuation dans le muscle en fonction de la fréquence entre 10 MHz et 1 GHz.

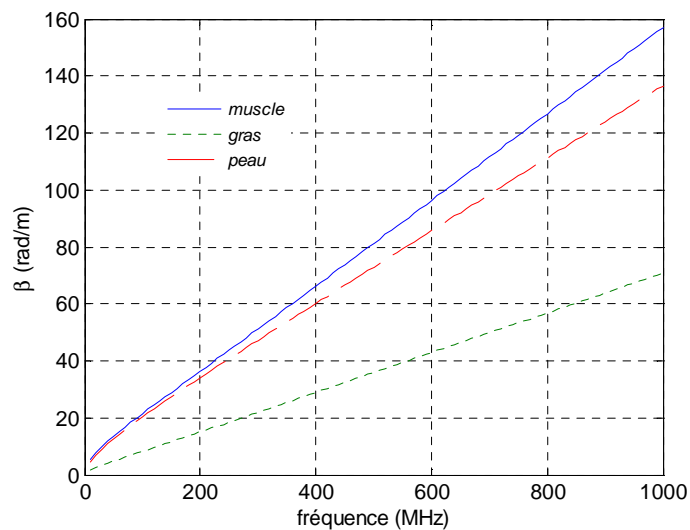


Figure 2.8. Constante de phase dans le muscle en fonction de la fréquence entre 10 MHz et 1 GHz.

### 2.3. Conclusion:

L'absorption, due à la présence des tissus humains pose un grand problème au niveau de la conception d'antennes placées à l'intérieur du corps humain. Le type de l'antenne est l'un des facteurs les plus importants pour atteindre des meilleures performances avec les circuits médicaux. La forme de l'antenne doit aider à intégrer l'antenne facilement dans le circuit médical : la forme spirale semble être un bon choix dans le cas de capsules ingérables. La plupart des publications introduisent des antennes RF larges bandes. Les antennes RF

(spirale, PIFA, etc.), bien qu'elles présentent des bandes passantes importantes, elles ont aussi des inconvénients qui se manifestent principalement dans l'efficacité de rayonnement qui est très limitée à cause du milieu qui entoure l'antenne.

Les dipôles magnétiques, qui offrent un champ magnétique indépendant des propriétés diélectriques des tissus humains, peuvent résoudre ce problème, mais cela est au détriment de la bande passante. Une antenne large bande n'est souvent pas nécessaire ou/et moins sollicitée, l'amélioration de certaines caractéristiques des antennes (efficacité, etc) est plus réclamée. Dans le cas des capsules endoscopiques, un débit de 2 Mbit/s est suffisant pour envoyer des images.

## **Chapitre 3:**

### **3. Conception d'antennes dans les milieux biologiques**

#### **3.1. Introduction:**

Comme on l'a vu dans le chapitre précédent, le corps humain n'est pas un milieu idéal pour la propagation d'ondes RF, surtout à hautes fréquences. Ce milieu dissipatif va réduire fortement les performances des antennes RF surtout en termes de diagramme et d'efficacité de rayonnement; une majeure partie de la puissance va être absorbée par les tissus humains. Dans ce chapitre, nous avons simulé des antennes RF employées à l'intérieur du corps humain, citées dans la littérature et une que nous avons proposé, et nous avons vérifié leurs caractéristiques de rayonnement. Ensuite, nous avons étudié le comportement en champ proche de deux antennes boucles magnétiques électriquement petites (à 315 MHz et à 434 MHz) employées à l'intérieur du corps humain pour les capsules endoscopiques en présentant leurs limites.

#### **3.2. Antennes RF dans les milieux biologiques:**

Différents types d'antennes RF, employées à l'intérieur du corps humain, sont proposées dans la littérature. Parmi lesquelles, nous pouvons citer: la PIFA, la spirale, les dipôles méandres, etc.

##### **3.2.1. Comportement des antennes RF à l'intérieur du corps humain :**

Pour les antennes RF, la communication se fait par propagation d'ondes radiofréquences selon la formule de Friis et l'onde RF s'atténue de  $1/r$  en champ lointain, où  $r$  représente la distance entre la source (plan de l'antenne) et le point d'observation (où on fait la mesure). L'augmentation de la fréquence permet l'amélioration du gain, l'augmentation de la bande passante et la miniaturisation des antennes, mais pour les antennes fonctionnant dans le corps humain, les antennes à hautes fréquences sont plus sensibles aux caractéristiques des milieux. Ainsi, les antennes RF opérant dans les milieux dissipatifs souffrent d'une très grande absorption de puissance, ce qui mène à une faible efficacité de rayonnement. L'efficacité de rayonnement d'une antenne ingérable conformée dans une capsule, localisée dans l'intestin grêle, est égale à 0.1 % à 1.4 GHz [47]. Pour une antenne spirale PIFA implantée, l'efficacité de rayonnement est égale à 0.3 % [13], elle est inférieure à 0.1 % à 404.5 MHz pour une antenne spirale multicouche implantée avec un modèle de fantôme cylindrique 3-couches et peut atteindre 0.9 % à 2.387 GHz pour la même antenne [15].

### 3.2.2. Simulation des antennes RF à l'intérieur du corps humain :

#### 3.2.2.1. Simulation d'une antenne spirale PIFA sur HFSS:

Des antennes planaires compactes ont été conçues, construites et mesurées en utilisant des simulations basées sur la FDTD (Finite Difference Time Domain) et des installations de mesure pour les circuits médicaux implantables actifs dans la bande de fréquence MICS, 402-405 MHz [13]. Ainsi, une antenne spirale PIFA miniature est proposée. Pour simplifier la conception des antennes implantables, les antennes planaires sont localisées à l'intérieur d'un modèle du corps simplifié (fantôme) au lieu d'un modèle du corps complet anatomique. Vu que les circuits médicaux implantés sont positionnés sous les tissus de la peau, les effets électriques des tissus de la peau sur les antennes implantables sont énormes. Le fantôme utilisé représente seulement un seul tissu de la peau ( $\epsilon_r = 46.7$ ,  $\sigma = 0.69$  S/m à 402 MHz). L'efficacité de rayonnement de cette antenne est trouvée égale à 0.34 % dans le fantôme.

On a repris la même antenne PIFA (Figure 3.1) citée dans cette étude pour la simuler sur HFSS, qui est un simulateur commercial des structures électromagnétiques basé sur la méthode des éléments finis (FEM). L'élément rayonnant de largeur uniforme est placé entre deux couches diélectriques (substrats) de même épaisseur (1.25 mm) et de même constante diélectrique ( $\epsilon_r = 10.2$ ), l'espace entre les pistes métalliques de largeur 3.8 mm est de 1.2 mm. La longueur totale de la PIFA est de 2.4 cm et sa largeur est de 2 cm. L'antenne planaire est positionnée au centre d'un fantôme ( $\epsilon_r = 46.7$ ,  $\sigma = 0.69$  S/m à 402 MHz), de dimensions 10 cm x 10 cm x 5 cm, à une distance de 1cm par rapport au fond (Figure 3.2).

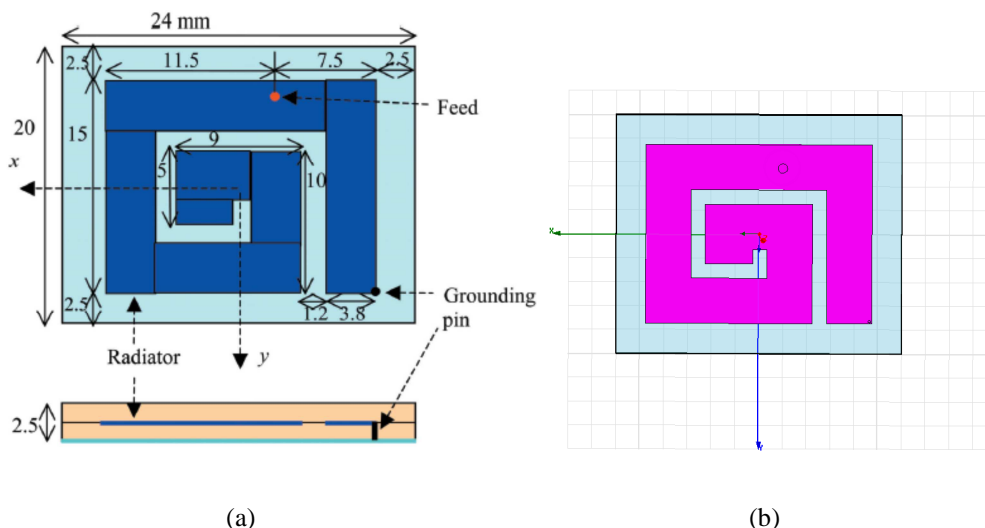


Figure 3.1. (a) Configuration de l'antenne spirale PIFA [13]; (b) Conception de l'antenne PIFA sur HFSS.

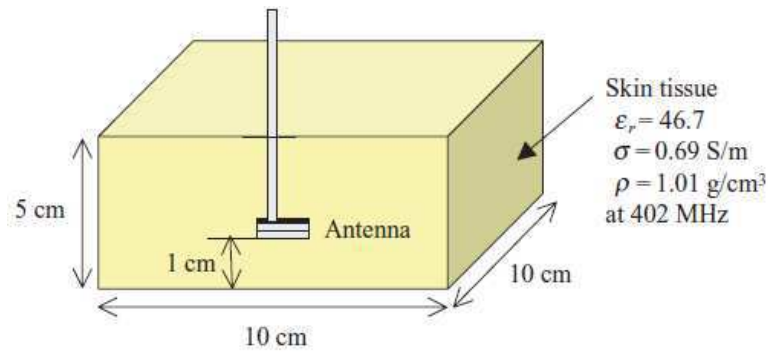


Figure 3.2. Modèle du corps humain simplifié (fantôme) [13].

Le coefficient de réflexion de l'antenne PIFA, que nous avons simulé sur HFSS, est donné par la Figure 3.3. Cette figure montre que la bande passante de la PIFA est de 8.5 % (34 MHz) avec une résonance autour de 396 MHz, ce qui correspond à ce qui est trouvé dans l'étude faite par la FDTD [13]. Par contre, l'efficacité de rayonnement donnée par HFSS n'est pas précise (6 %) en comparant avec l'efficacité trouvée par la méthode FDTD qui est de 0.34 %. Le gain total maximum de l'antenne PIFA est de -24 dB tel que le montre la Figure 3.4.

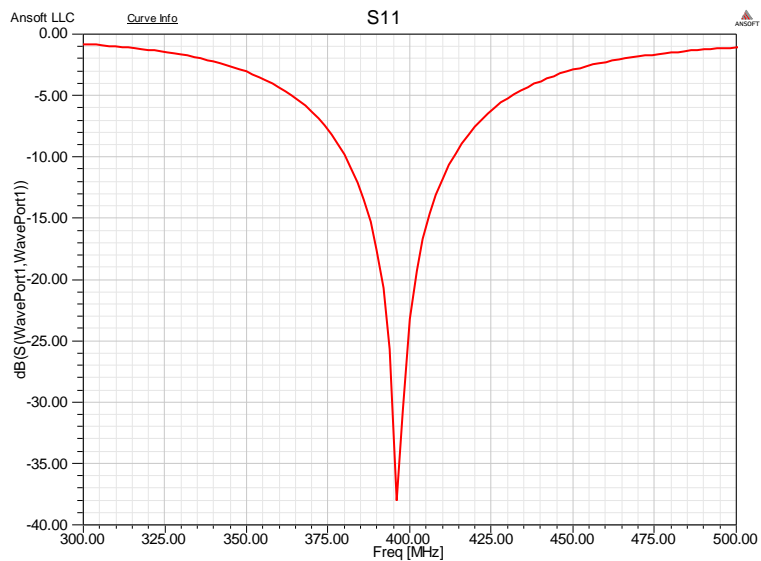


Figure 3.3. Coefficient de réflexion  $S_{11}$  de l'antenne PIFA simulée sur HFSS.

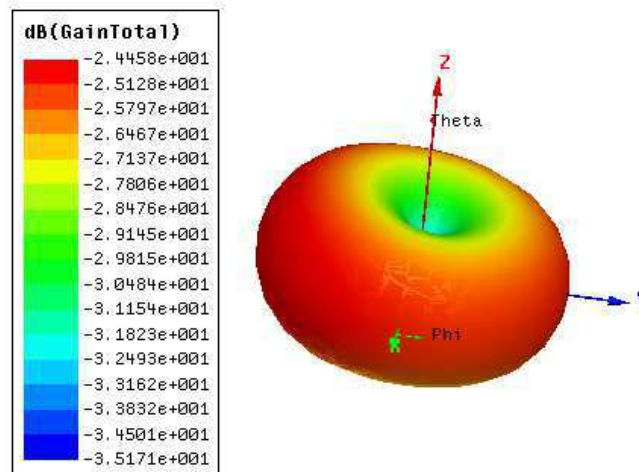


Figure 3.4. Gain total de l'antenne PIFA simulée sur HFSS.

### 3.2.2.2. Antenne spirale simple et antenne spirale double :

#### 3.2.2.2.1. Simulation de l'antenne spirale simple:

Une antenne spirale miniature, de diamètre égal à 10.1 mm et de hauteur égale à 3 mm, fonctionnant à 450 MHz pour les systèmes à capsules endoscopiques large bande, a été proposée [10]. L'antenne étudiée a une bande passante de 430 à 500 MHz (15 %) pour un  $VSWR < 2$ , son diagramme de rayonnement est omnidirectionnel. Le substrat diélectrique utilisé pour fabriquer l'antenne spirale est le RF 35-A, de constante diélectrique égale à 3.5 et d'épaisseur égale à 1.524 mm. L'antenne est placée entre deux substrats de même épaisseur et de même constante diélectrique, l'épaisseur de la partie métallique est de 0.0173 mm. Le nombre de tours de l'antenne proposée est égal à 5.25, la largeur des pistes est égale à 0.5 mm (Figure 3.5). L'antenne est alimentée au centre de la spirale à l'aide d'un câble coaxial, le diamètre du cœur est égal à 0.6 mm. L'antenne spirale a été conçue à l'aide du logiciel CST à l'intérieur d'un modèle simple (fantôme) qui représente l'entourage de l'antenne, de constante diélectrique égale à 56 et de conductivité égale à 0.83 S/m. En simulant la même antenne sur HFSS, nous avons obtenu le coefficient de réflexion illustré par la Figure 3.6, la bande passante que nous avons calculée à -10 dB est de 50 MHz.

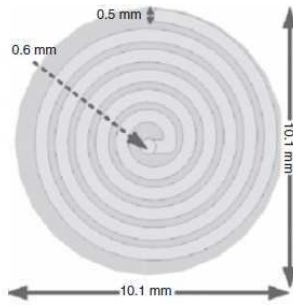


Figure 3.5. Antenne spirale à 5.25 tours [10].

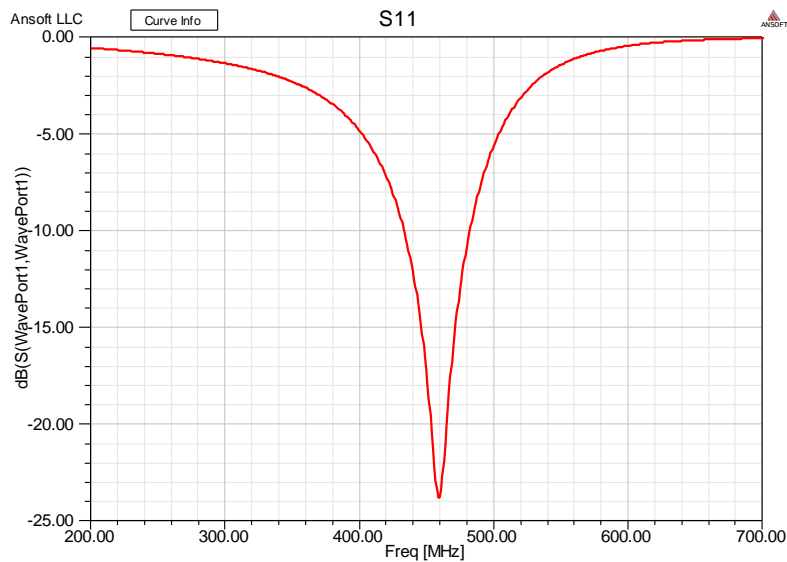


Figure 3.6. Coefficient de réflexion  $S_{11}$  de l'antenne spirale simple simulée sur HFSS.

Les simulations HFSS montrent que le diagramme de rayonnement de cette antenne est omnidirectionnel, ce que illustrent la Figure 3.7, donnant le champ total  $E$  normalisé dans les plans  $\varphi = 0^\circ$ ,  $\varphi = 90^\circ$ , et la Figure 3.8 qui montre le champ total  $E$  normalisé dans les plans  $\theta = 0^\circ$ , et  $\theta = 90^\circ$ .



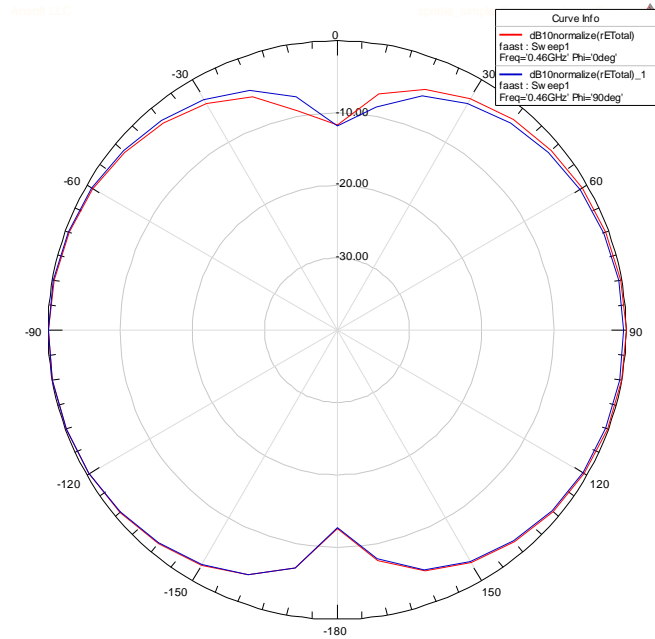


Figure 3.7. Champ total E normalisé de l'antenne spirale simple dans le plan  $\varphi = 0^\circ$  et  $\varphi = 90^\circ$ .

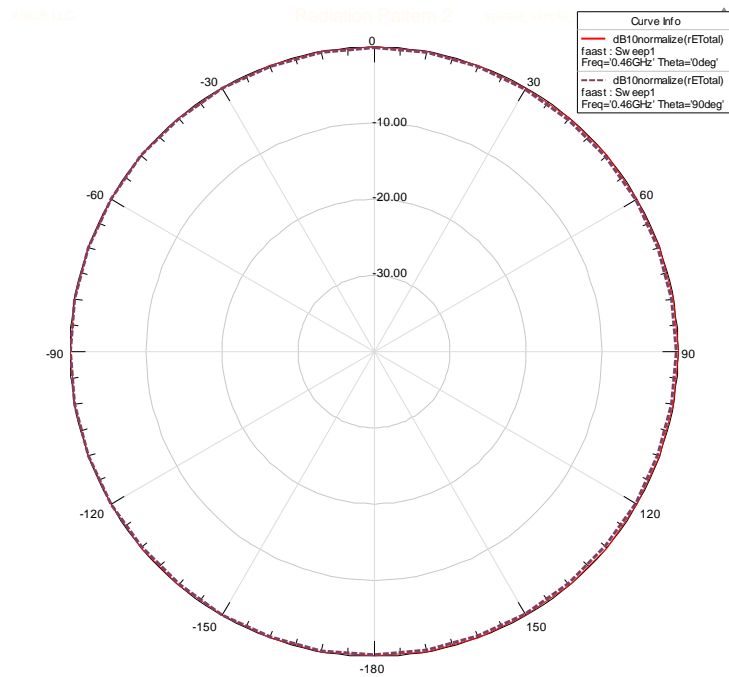


Figure 3.8. Champ total E normalisé de l'antenne spirale simple dans le plan  $\theta = 0^\circ$  et  $\theta = 90^\circ$ .

### 3.2.2.2.2. Simulation de l'antenne spirale double:

Une bande passante plus large que celle d'une seule antenne spirale est obtenue en utilisant une antenne spirale double. Cette étude consiste à introduire une antenne spirale double pour un système à capsule endoscopique large bande en utilisant la même antenne

spirale définie précédemment [22]. Cette structure résonnante double est composée de deux éléments spiraux différents, un seul fil d'alimentation connecte ces éléments. La bande de fréquence 300-400 MHz est sélectionnée comme fréquence de fonctionnement dans cette contribution. Les deux spirales ont des longueurs totales différentes, la spirale positionnée en haut possède 5 tours et celle positionnée en bas a une longueur plus grande qui est de 5.25 tours (Figure 3.9). La structure spirale la plus longue a la plus basse fréquence de résonance à cause de sa longueur électrique. L'antenne proposée a une bande d'impédance de largeur 98 MHz (25 %) et elle possède un diagramme de rayonnement omnidirectionnel. En simulant la même structure sur HFSS, nous obtenons le coefficient de réflexion donné par la Figure 3.10; la bande passante calculée à -10 dB est de 90 MHz.

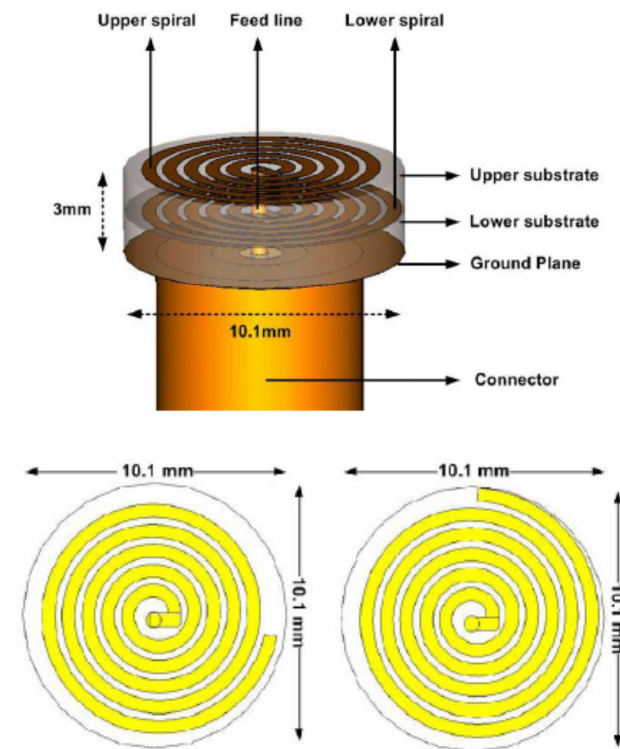


Figure 3.9. Géométrie de l'antenne spirale double [22].

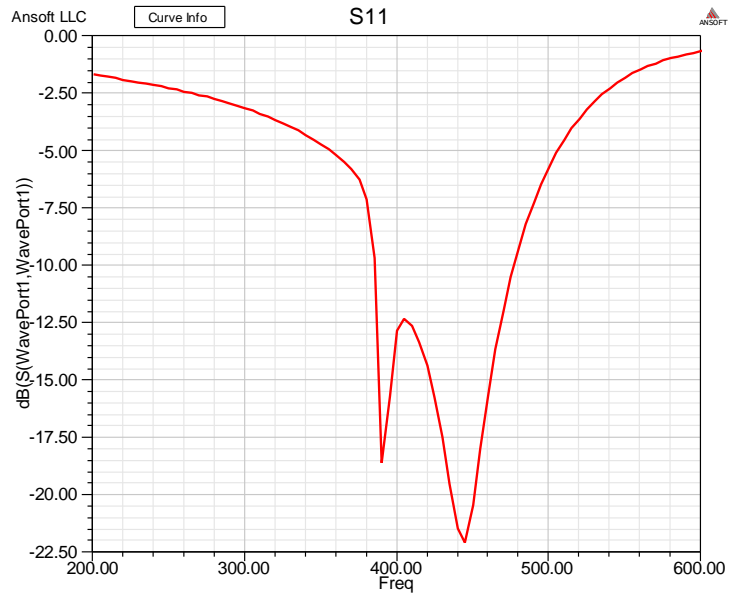


Figure 3.10. Coefficient de réflexion  $S_{11}$  de l'antenne spirale double simulée sur HFSS.

Les courbes de la Figure 3.11 (champ total E de l'antenne spirale double dans les plans  $\varphi = 0^\circ$  et  $\varphi = 90^\circ$ ) et la Figure 3.12 (champ total E normalisé de l'antenne spirale double dans les plans  $\theta = 0^\circ$  et  $\theta = 90^\circ$ ) montrent que le diagramme de rayonnement de cette antenne simulée sur HFSS est omnidirectionnel.

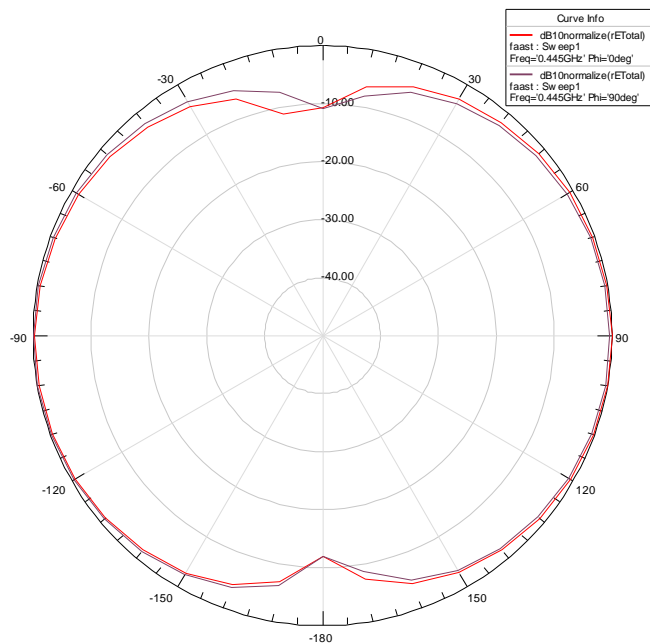


Figure 3.11. Champ total E de l'antenne spirale double dans les plans  $\varphi = 0^\circ$  et  $\varphi = 90^\circ$ .

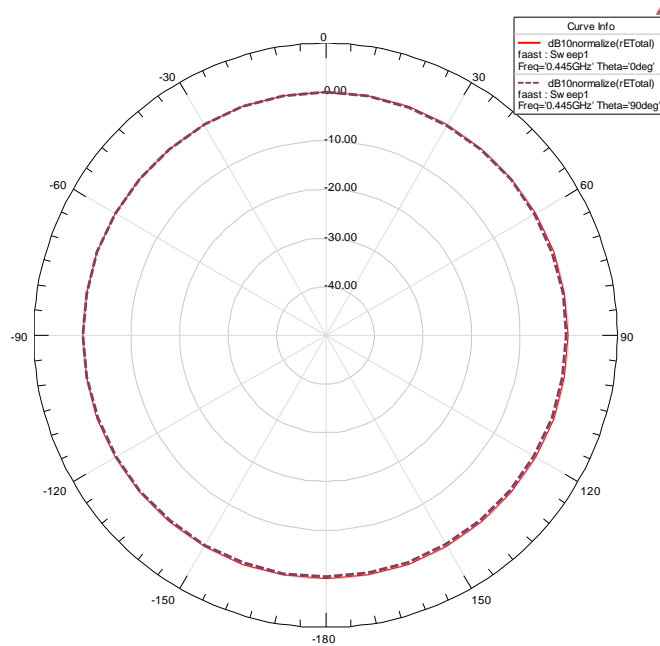


Figure 3.12. Champ total E normalisé de l'antenne spirale double dans les plans  $\theta = 0^\circ$  et  $\theta = 90^\circ$ .

### 3.2.2.3. Dipôle méandre et antenne méandre conformée sur la gélule :

Des antennes conçues à 1.4 GHz, pour un système à gélule bio-téléométrique, ont été proposées [2]. Le dipôle méandre est choisi grâce à l'alignement de son vecteur courant, qui aide à la miniaturisation, tel que l'illustre les lignes du vecteur courant de la Figure 3.13. L'antenne est conçue sur un substrat de permittivité relative égale à 2.2 et d'épaisseur égale à 0.127 mm. La longueur du dipôle méandre est égale à 29.2 mm, sa largeur est de 5 mm, la largeur des pistes est égale à 0.3 mm et l'espace entre ces dernières est de 0.5 mm. Le dipôle méandre planaire miniature présente une très faible adaptation d'impédance à cause de la faible résistance de rayonnement [2]; l'application d'un offset à l'alimentation du dipôle peut résoudre ce problème. La Figure 3.14 présente le dipôle méandre planaire offset proposé; l'alimentation n'est plus appliquée dans le centre du dipôle, mais elle est décalée d'une certaine distance ( $\lambda/4$ ). Nous avons simulé la même structure sur HFSS en espace libre, le vecteur courant est représenté par la Figure 3.15 et les résultats de simulation du coefficient de réflexion sont donnés par la Figure 3.16. À partir de cette dernière courbe, on peut interpréter que cette antenne possède deux résonances: la deuxième résonance montre une meilleure adaptation de l'antenne autour de 1.4 GHz par rapport au dipôle méandre équilibré (alimentation au centre).

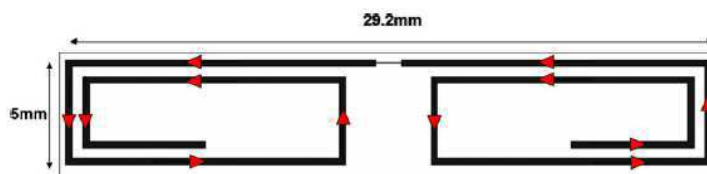


Figure 3.13. Structure du dipôle méandre planaire avec un alignement du vecteur courant montrant une alimentation au centre du dipôle [2].

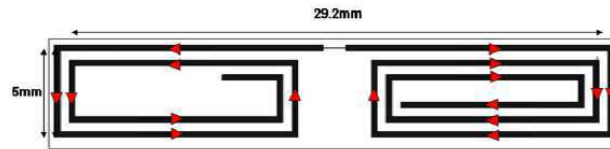


Figure 3.14. Structure du dipôle méandre planaire offset avec un alignement du vecteur courant montrant un offset appliqué à l'alimentation du dipôle [2].

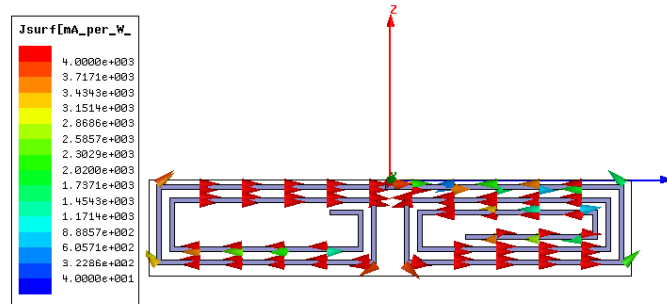


Figure 3.15. Vecteur courant du dipôle méandre planaire offset simulé sur HFSS en espace libre.

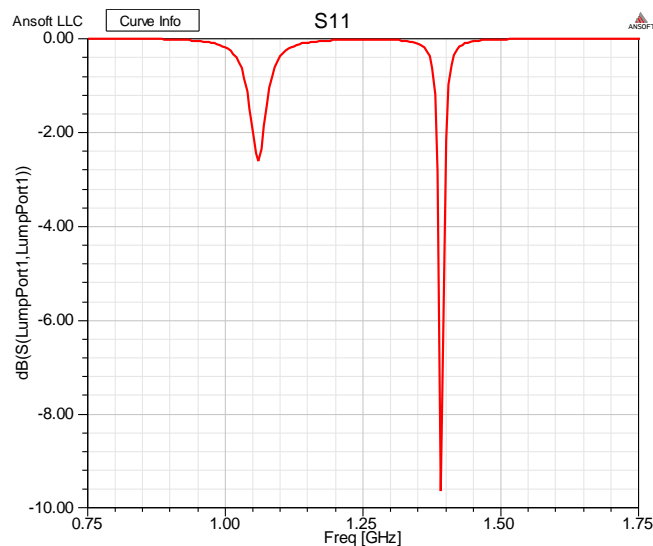


Figure 3.16. Coefficient de réflexion du dipôle méandre planaire offset simulé sur HFSS en espace libre.

Malgré cette amélioration au niveau de la taille de l'antenne et de son adaptation, le dipôle méandre offset présente une difficulté au niveau de son insertion dans la capsule avec les autres composants (due aux dimensions de l'antenne), en plus il ne dispose pas d'une diversité de polarisation. En effet, un dipôle méandre conformé sur la gélule est proposé (Figure 3.17), ce qui permet de gagner de l'espace à l'intérieur de la capsule pour installer les autres composants [2]. Cette antenne dispose aussi d'une diversité de polarisation et d'un diagramme de rayonnement omnidirectionnel, ce qui permet à la capsule de transmettre plus efficacement quelle que soit son orientation. Les résultats donnés dans cette étude [2] montrent que le gain de l'antenne à l'intérieur du corps est de -26 dB contre -7 dB en espace libre et l'efficacité de rayonnement est estimée à 0.05 % dans le corps contre 11 % dans l'air.

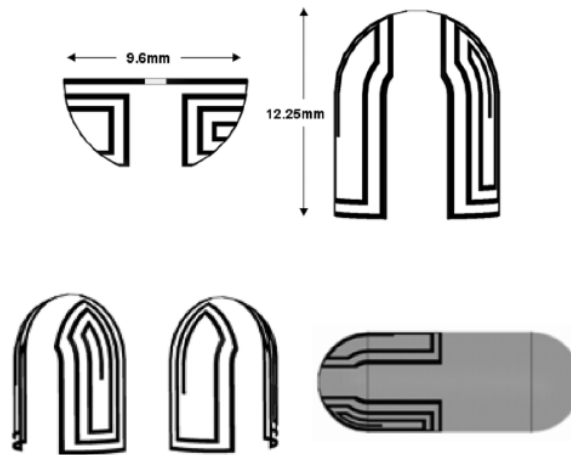


Figure 3.17. Structure du dipôle méandre conformé [2].

### 3.2.3. Conception d'une antenne multicouche large bande à 402 MHz :

Dans le cadre de la miniaturisation et de l'augmentation de la bande passante des antennes ingérables, nous avons conçu une antenne multicouche sur HFFS dans la bande de fréquence MICS, 402-405 MHz. L'antenne est construite sur le substrat Roger RT/Duroid 6010 de constante diélectrique  $\epsilon_r = 10.2$ , de tangente de pertes égale à 0.0023, de hauteur égale à 1.5 mm, d'épaisseur de cuivre égale à  $17.5 \mu\text{m}$  et de diamètre égal à 10.1 mm. Cette antenne est constituée de 8 couches identiques (Figure 3.18(b)) reliées entre elles par des connecteurs de diamètre égal à 0.7 mm; la hauteur totale de l'antenne est de 12 mm. Le diamètre intérieur total de l'antenne est de 7.6 mm (sans pistes), la largeur des pistes est de 0.2 mm et l'écart entre deux pistes adjacentes est de 0.28 mm (Figure 3.18(a)). L'antenne est insérée dans un cylindre représentant la gélule rempli d'air, de hauteur égale à 2 cm, localisé dans le centre d'une boîte cubique de dimensions 32 cm x 32 cm x 32 cm, modélisant le corps humain à 402 MHz ( $\epsilon_r = 57$  et  $\sigma = 0.8 \text{ S/m}$ ).

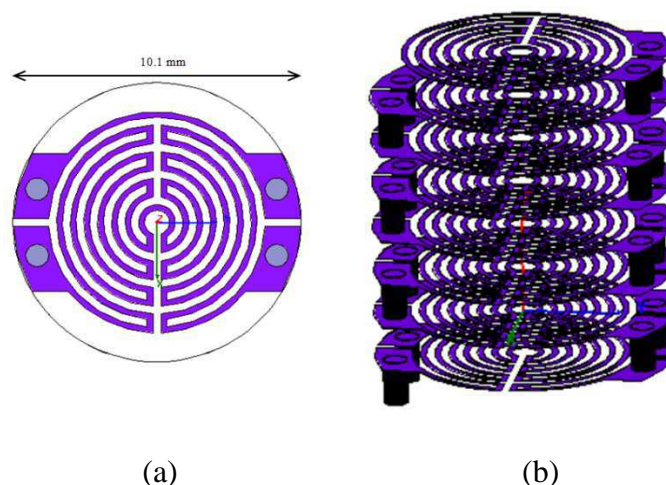


Figure 3.18. Structure de l'antenne multicouche : (a) Vue de dessus de la première couche de l'antenne ; (b) Les 8 couches de l'antenne reliées à l'aide de connecteurs.

La courbe de la Figure 3.19, donnant le coefficient de réflexion de l'antenne en fonction de la fréquence, montre que sa bande passante est de 70 MHz (entre 371 MHz et 443 MHz), soit 17 %. L'inconvénient majeur de cette antenne est sa grande hauteur, il faut donc diminuer la hauteur du substrat pour pouvoir réduire l'épaisseur de l'antenne qui sera intégrée dans la capsule avec d'autres composants, notamment les batteries qui occupent beaucoup de place dans le système. Les courbes de la Figure 3.20 et la Figure 3.21 montrent que le diagramme de rayonnement de cette antenne est omnidirectionnel.

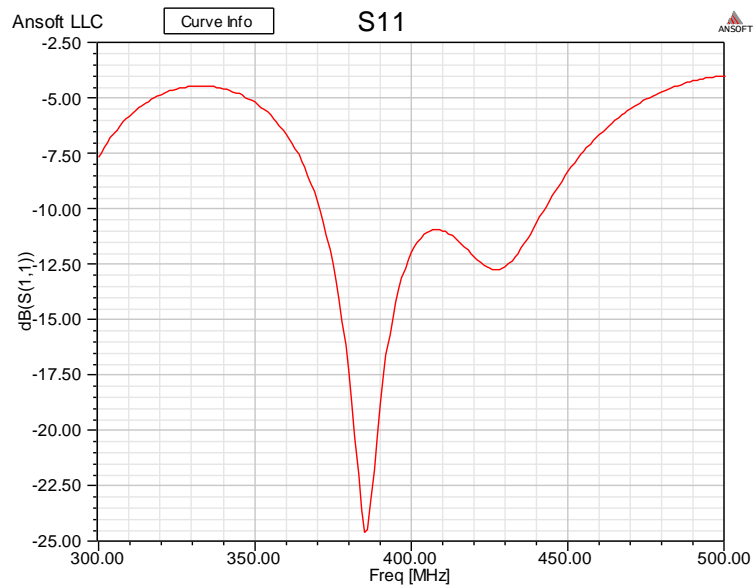


Figure 3.19. Coefficient de réflexion  $S_{11}$  de l'antenne multicouche.

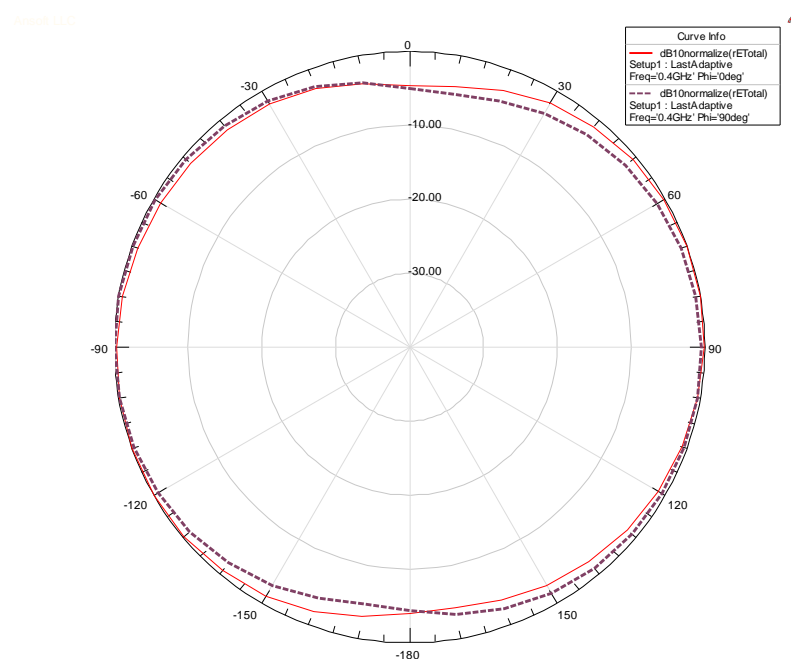


Figure 3.20. Champ total E de l'antenne spirale simple dans les plans  $\phi = 0^\circ$  et  $\phi = 90^\circ$ .

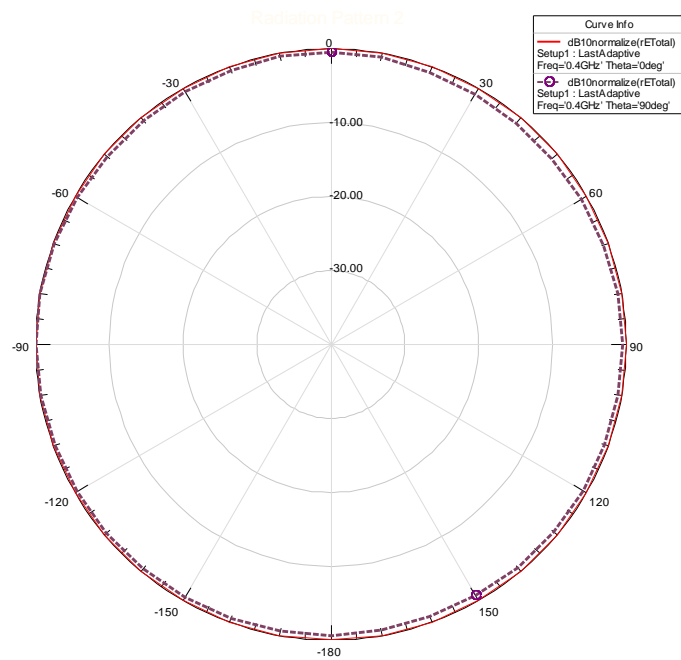


Figure 3.21. Champ total E normalisé de l'antenne spirale double dans les plans  $\theta = 0^\circ$  et  $\theta = 90^\circ$ .

### 3.2.4. Conclusion:

Dans cette première partie, nous avons étudié des antennes RF qui ont pour avantage majeur la large bande passante. Néanmoins, les ondes RF sont très atténuées lorsqu'elles se propagent dans les tissus humains dissipatifs. Ainsi, nous nous sommes orientés vers les antennes boucles magnétiques.

## 3.3. Bobines magnétiques et antennes boucles dans le corps humain :

Dans la première partie de ce chapitre, on a montré des résultats de simulation de quelques exemples d'antennes RF, implantées ou ingérées dans le corps humain, trouvés dans la littérature. Après un état de l'art, la deuxième partie sera consacrée à l'étude d'antennes boucles magnétique ingérables que nous avons conçu.

### 3.3.1. État de l'art :

#### 3.3.1.1. Communication par induction magnétique en champ proche et bobines magnétiques dans les milieux biologiques :

##### 3.3.1.1.1. Communication par induction magnétique en champ proche :

Les systèmes radiofréquences ont pour avantage d'utiliser des fréquences microondes ce qui leur permet d'avoir des larges bandes passantes et un plus haut débit de données. Mais, plusieurs applications ne demandent pas des larges bandes de fréquence et peuvent utiliser des fréquences plus basses [49]. L'Induction Magnétique en Champ Proche (IMCP) est une sorte de communications sans fil à courte portée qui utilise le couplage du champ magnétique pour transporter l'information au lieu de la propagation de l'onde électromagnétique en champ lointain. Cette technique a été utilisée dans plusieurs domaines parmi lesquels : les systèmes



de contrôle biomédicaux, la RFID (Radio Frequency Identification), les réseaux personnels tel que le BAN, les cartes à puces de paiement, les systèmes de communication souterrains, etc [50]- [51]- [52]. Le champ magnétique est créé par une antenne boucle électriquement petite appelée aussi dipôle magnétique. Dans la zone du champ proche, le champ magnétique s'atténue rapidement avec la distance, avec un facteur de  $1/r^3$ , contrairement à l'onde RF en champ lointain qui s'atténue seulement de  $1/r$ . Dans les communications à faible portée (1 à 2 m), cette dégradation rapide du champ magnétique a été exploitée pour créer à chaque utilisateur son propre « bubble » ce qui permet d'éviter les interférences entre plusieurs utilisateurs, d'où la possibilité de réutilisation des fréquences [53]. Les phénomènes de fading et de multi trajet connus pour les ondes RF ne concernent pas les systèmes à IMCP, puisque le champ magnétique décroît rapidement avec la distance, ce qui les rend plus sécurisés, plus robustes et fiables en termes de qualité de service. En plus, puisque la portée est limitée à 2 m au maximum, les circuits utilisant le principe d'IMCP requièrent une faible puissance ce qui entraîne des circuits plus petits et moins chers ainsi qu'une longue durée de vie des batteries. En comparant avec le Bluetooth, l'IMCP utilise seulement le 1/6 de batterie [53]- [54]. Les systèmes à induction magnétique (IM) ne sont pas influencés par les conditions environnementales dans les milieux non-magnétiques, ce qui leur permet d'être utilisés dans les communications souterraines et sous-marines ainsi que les systèmes biomédicaux implantés à l'intérieur du corps humain et les applications BAN [54]. Mais, l'inconvénient majeur de ce type de communication réside dans les pertes élevées dans le canal dues à la dégradation rapide du champ magnétique avec la distance. La conception de l'antenne et le choix des impédances peuvent impacter les performances des systèmes à IMCP [55]. Ainsi, le choix des valeurs optimums de facteurs de qualité, des efficacités et des rayons de boucles ainsi que les perméabilités des noyaux de ferrite des bobines peut optimiser la puissance reçue et par conséquent la portée de communication [56].

Dans les environnements souterrains, le milieu de propagation n'est plus l'air, il s'agit d'un milieu hétérogène composé du sol, des roches, de l'eau, etc. Ainsi, les techniques de communication sans fil traditionnelles utilisant les ondes EM souffrent essentiellement de 3 problèmes [57]:

- Importantes pertes dans le canal : les grandes atténuations qui causent des pertes dans le canal sont dues à l'absorption causée par le sol, les roches et l'eau puisque la propagation de l'onde EM dépend des propriétés électriques de ces derniers.
- Des conditions du canal dynamique : les propriétés diélectriques des milieux souterrains changent en fonction de leur localisation et du temps.
- Des antennes de larges dimensions : les pertes dans le canal peuvent être réduites si des plus faibles fréquences sont utilisées, ainsi des antennes de grandes dimensions sont nécessaires.

À travers l'utilisation des communications par IM, les problèmes liés au canal dynamique (localisation et temps) sont résolus car le champ magnétique ne dépend que de la perméabilité du milieu qui est égale à celle de l'air dans les environnements souterrains. Ainsi, les conditions du canal restent constantes avec le changement du temps et de la

localisation. En plus, en IM, des bobines filaires de petites tailles peuvent remplacer les antennes de grandes tailles utilisées dans les systèmes souterrains. Par contre, les pertes dans le canal restent importantes car le champ magnétique chute plus rapidement ( $1/r^3$ ) avec la distance par rapport à l'onde EM ( $1/r$ ). Pour y remédier, une technique appelée guide d'onde en IM, qui consiste à étaler un réseau de bobines de relais entre l'émetteur et le récepteur afin d'augmenter la portée de communication, a été développée [54], [57].

### 3.3.1.1.2. Antennes boucles électriquement petites et couplage magnétique :

Un dipôle magnétique (bobine), a été employé comme émetteur compact à 32 MHz dans une capsule ingérable afin de prendre des mesures à l'intérieur de l'intestin, dans le cadre de l'étude de systèmes de communication sans fil à faible portée et à faible consommation [11]. Les résultats obtenus à travers cette étude suggèrent que ce choix de basses fréquences, pour réaliser une communication par couplage magnétique en champ proche à travers le corps humain, a permis de minimiser l'atténuation du signal.

La plupart des systèmes RFID utilisent efficacement le principe du couplage inductif en champ proche, suivant ce succès, l'utilisation de structures de transmission en champ proche en télémédecine semble être un avantage. Les performances de deux types de capsules ingérables, l'une fonctionnant à des bandes VHF (40 MHz) et utilisant le principe du couplage magnétique en champ proche, et l'autre opérant à des bandes UHF (868 MHz) selon le principe de propagation d'ondes électromagnétiques, ont été comparées [7]. À partir des mesures in-situ (dans la carcasse d'un porc abattu), il a été démontré que les bobines couplées en champ proche sont plus performantes que les structures de transmission RF conventionnelles dont les ondes s'atténuent rapidement à cause de l'absorption due aux tissus humains. Dans un premier temps, cette étude a prouvé que l'atténuation due aux tissus humains des structures VHF est beaucoup plus faible que celle des capsules UHF qui présentent un canal fading important dans la direction dorsale: cela se traduit par la destruction du signal dans le coté postérieur du diagramme de rayonnement qui est due à l'arrangement des organes dans la carcasse tels que les os, la graisse, le sang, etc. Les capsules utilisant le principe du couplage magnétique ne présentent pas un canal fading ce qui est très important car la capsule doit-être constamment en mouvement partout dans le système Gastro-Intestinal. Dans un second temps, il a été démontré que les bobines présentent un meilleur rapport  $S/B$  que les capsules RF (entre 11 et 16 dB pour les capsules HF et 19 dB pour les capsules LF). Dans un dernier temps, l'étude a illustré que les capsules utilisant le principe de l'IMCP consomment moins de puissance et occupent moins de volume que les capsules à 868 MHz ce qui va permettre d'une part l'augmentation de la durée de vie des batteries et d'autre part une miniaturisation des futures capsules ingérables et par conséquent l'amélioration du confort du patient. Cependant, les capsules fonctionnant dans les bandes VHF présentent généralement des bandes passantes plus faibles que celles des structures UHF.

Le principe du couplage par IMCP est utilisé aussi pour l'alimentation sans fil des capsules ingérables [17], [58] et des implants médicaux tel que les micro-valves [59], afin de

réduire les dimensions et d'augmenter la durée de vie des circuits fonctionnant à l'intérieur du corps humain.

### **3.3.1.2. Antennes boucles résonantes dans les milieux biologiques :**

Les antennes boucles électriquement petites, contrairement aux dipôles électriques, offrent une faible impédance d'onde en champ proche. L'impédance du corps ( $45 \Omega$  à 434 MHz) est faible par rapport à celle de l'air, ce qui permet de faciliter l'implantation des boucles magnétiques dans le corps. Par contre, la boucle résonante, de circonférence égale à une longueur d'onde, qui est traversée par un courant sinusoïdal se comporte d'une autre manière. Le comportement en champ proche d'une boucle résonante opérant à 434 MHz pour les applications médicales a été examiné [60]. Ainsi, il a été démontré que les seules positions qui présentent une faible impédance d'onde sont celle qui est confondue avec le rayon de la boucle, plus précisément dans son point d'alimentation, et la position opposée.

Une liaison sans fil, entre deux boucles résonantes dans la bande de fréquence 402-405 MHz, l'une implantée dans le cerveau et l'autre placée à proximité de la tête, a été établie [61]. Il a été démontré que le signal est fortement atténué quand il traverse les tissus humains (le paramètre de transmission est égal à -36 dB).

### **3.3.2. Conception d'antennes boucles à l'intérieur du corps humain à 315 MHz et à 434 MHz :**

#### **3.3.2.1. Adaptation des antennes : alimentation par couplage inductif :**

Pour faciliter l'étude des antennes à l'intérieur du corps humain, les différentes couches du corps peuvent être simplifiées en une seule couche homogène qui est le muscle [10]. L'antenne boucle magnétique, qui présente une amplitude du champ magnétique  $H$  en champ proche comparativement plus grande que celle d'un dipôle électrique, a été sélectionnée dans cette étude. L'impédance, donnée par le rapport entre le champ électrique et le champ magnétique, va ainsi diminuer. L'impédance du corps humain, qui est inversement proportionnelle à la racine carrée de la permittivité relative complexe du milieu, est plus faible que celle de l'air dans les bandes 315 MHz et 434 MHz, ce qui va favoriser le couplage de l'énergie magnétique à l'intérieur du corps humain. Dans [62], il a été démontré que la limite classique du champ proche ( $r < \lambda/2\pi$ ) n'est pas précise et que cette limite peut s'étendre jusqu'à  $1.6\lambda$  pour des dipôles de dimensions  $\lambda/10$ . Dans les systèmes à capsules endoscopiques, les dimensions de l'antenne sont très petites car elles ne doivent pas dépasser le diamètre de la gélule qui est de 10.1 mm [10]. La longueur d'onde d'une antenne opérant à l'intérieur du corps humain diminue grâce à la permittivité élevée des tissus biologiques, ce qui a permis de réduire énormément les dimensions des antennes.

Dans la deuxième partie de ce chapitre, les comportements de deux antennes boucles électriquement petites appliquées aux capsules endoscopiques, l'une fonctionnant à la fréquence de 315 MHz et l'autre à la fréquence 434 MHz respectivement dans la bande ISM (Industrial, Scientific and Medical band) des U.S et dans la bande européenne ISM, sont

étudiés en champ proche. Les amplitudes des champs électrique et magnétique ainsi que l'impédance sont évaluées en fonction de la distance à l'intérieur et à proximité du corps humain ainsi qu'en espace libre. Les caractéristiques diélectriques du corps humain, qui dépendent de la fréquence, sont prises en compte.

D'une manière générale, lorsque les dimensions d'une antenne diminuent, son efficacité et sa bande passante diminuent ainsi que sa résistance d'entrée ce qui rend l'adaptation de l'antenne avec le reste du système difficile: l'alimentation des antennes miniatures par couplage magnétique peut résoudre ce problème en adaptant l'impédance d'entrée de l'antenne avec l'impédance l'environnant [63]. En effet, on a choisi d'alimenter les antennes par couplage inductif afin d'augmenter la valeur de l'impédance d'entrée, qui est très faible (ne dépasse pas quelques ohms) à ces fréquences à cause de la réduction des dimensions des boucles. Les antennes sont ainsi constituées de deux éléments : l'élément rayonnant et l'élément d'alimentation situés sur la même face du substrat (Figure 3.22. (a)). L'impédance d'entrée de l'antenne dépend des dimensions de la boucle d'alimentation et de la distance entre les deux éléments [63]. Une structure d'alimentation par couplage inductif a été démontrée dans [64] en proposant un modèle théorique du circuit équivalent. On peut observer à partir de la Figure 3.22. (a) la structure d'une boucle alimentée par couplage inductif et dans la Figure 3.22. (b) le circuit équivalent proposé dans [64]. Le couplage inductif est modélisé par un transformateur et l'impédance d'entrée  $Z_e$  de l'antenne est donnée par la relation (3.1), où  $Z_a$  et  $Z_r$  représentent respectivement l'impédance de la boucle d'alimentation et celle de la boucle rayonnante.

$$Z_e = R_e + jX_e = Z_a + \frac{(2\pi fM)^2}{Z_r} \quad (3.1)$$

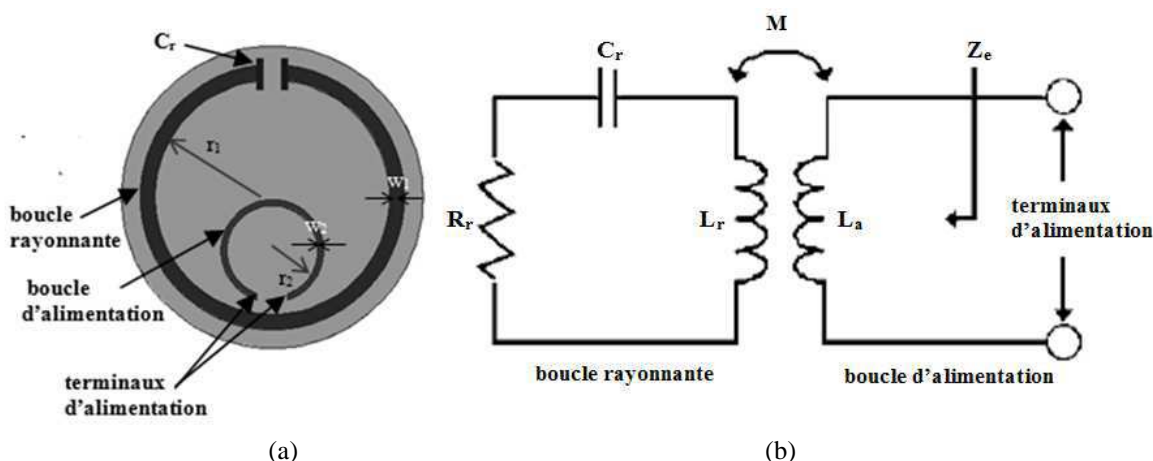


Figure 3.22. Alimentation de l'antenne par couplage inductif : (a) Structure de la boucle alimentée par couplage inductif ; (b) Circuit équivalent [64].

Nous rappelons que la constante diélectrique complexe du muscle (3.2) dépend de la fréquence, elle est calculée par la méthode 4 côles-côles [45]. La permittivité relative (partie réelle de l'équation (3.2)) ainsi que la conductivité (proportionnelle à la partie imaginaire de l'équation (3.2)) sont ainsi déduites.

$$\bar{\epsilon}_r = \epsilon_r - j \frac{\sigma}{\omega \epsilon_0} \quad (3.2)$$

L'atténuation d'une onde électromagnétique et son impédance  $Z$  dans le muscle peuvent être aussi déduites respectivement à partir des équations (2.5) et (2.4) données dans le chapitre 2. La Table 3.1 donne les valeurs de  $\epsilon_r$ ,  $\sigma$ ,  $\alpha$  et  $Z$  calculées pour les deux fréquences 315 MHz 434 MHz dans le muscle.

Table 3.1. Valeurs de  $\epsilon_r$ ,  $\sigma$ ,  $\alpha$  et  $Z$  calculées à 315 MHz et à 434 MHz dans le muscle.

	$\epsilon_r$	$\sigma$ (S/m)	$\alpha$ (dB/cm)	$Z$	
				$\Omega$	dB $\Omega$
315 MHz	58	0.77	1.56	44.15	32.9
434 MHz	56	0.8	1.7	46.4	33.3

Les antennes boucles circulaires sont conçues et simulées séparément avec HFSS ; elles sont placées à l'origine du plan XOY à l'intérieur d'un cylindre qui représente la gélule, de hauteur égale à 2 cm et de diamètre égal à 1 cm rempli d'air, positionné au centre d'une boîte de forme cubique qui représente le muscle (Figure 3.23. (a)). Elles sont conçues sur le substrat Roger RT/duroid 5880, de permittivité relative  $\epsilon_r$  égale à 2.2, de tangente de pertes égale à 0.0009, d'épaisseur égale à 0.508 mm, d'épaisseur du métal égale à 17,5  $\mu\text{m}$  et de diamètre égal à 1 cm. À 434 MHz, le rayon de la boucle rayonnante  $r_1$  est de 3.662 mm et sa largeur  $w_1$  est de 0.5 mm tandis que le rayon de la boucle d'alimentation  $r_2$  est de 1.5 mm et sa largeur  $w_2$  est égale à 0.2 mm (Figure 3.23. (b)). Une capacité de valeur 8 pF sert à adapter l'antenne à la fréquence 434 MHz. Concernant l'antenne opérant à 315 MHz (Figure 3.23. (c)), la boucle rayonnante est constituée de deux boucles concentriques de même largeur ( $w_1$ ) égale à 0.25 mm espacées d'une distance égale à 0.25 mm. Le rayon de la boucle extérieure ( $r_2$ ) est de 4.47 mm tandis que celui de la boucle intérieure est de 3.97 mm ( $r_1$ ). Une capacité de 7.9 pF est utilisée pour chaque boucle afin d'adapter l'antenne à la fréquence de 315 MHz. Le rayon de la boucle d'alimentation ( $r_3$ ) est de 1.9 mm et sa largeur ( $w_2$ ) est de 0.2 mm. La distance entre les deux éléments de l'antenne (boucle rayonnante et boucle d'alimentation) est ajustée pour permettre d'adapter l'impédance d'entrée de l'antenne à un câble d'impédance 50  $\Omega$  à 315 MHz.

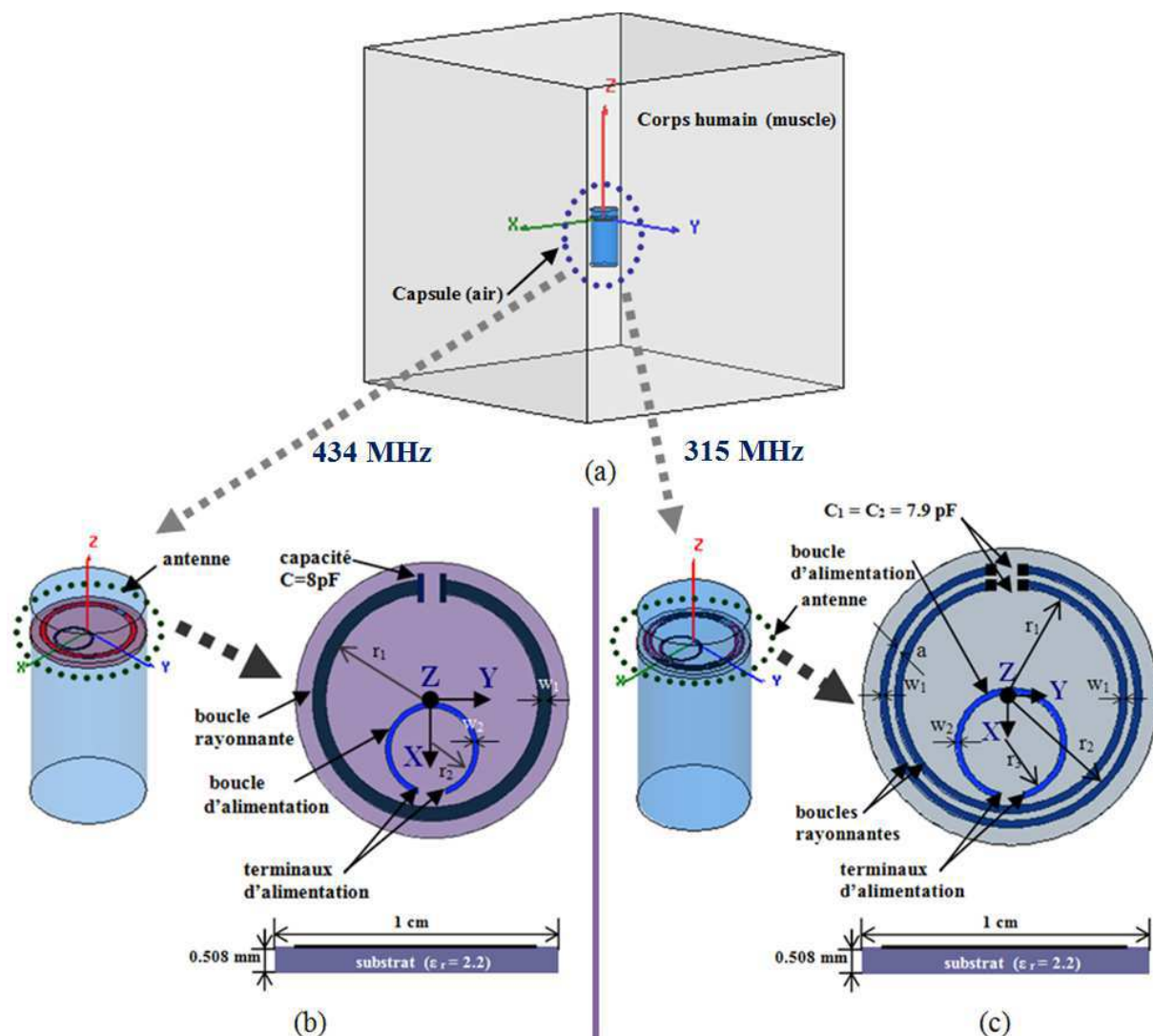


Figure 3.23. Conception de boucles à 434 MHz et à 315 MHz à l'intérieur du corps humain : (a) Gélule à l'intérieur de la boîte représentant le corps humain ; (b) Antenne à l'intérieur de la gélule remplie d'air à 434 MHz, géométrie de l'antenne et coupe longitudinale de l'antenne ; (c) Antenne à l'intérieur de la gélule à 315 MHz, géométrie de l'antenne et coupe longitudinale de l'antenne ;

### 3.3.2.2. Composantes des champs E et H des antennes boucles :

Pour comparer l'atténuation des champs électrique et magnétique de la boucle magnétique en espace libre et dans le corps humain, l'antenne placée dans la gélule est simulée dans trois conditions environnementales différentes. La première (premier cas) consiste à insérer l'antenne boucle au centre d'une boîte de dimensions 32 cm x 32 cm x 32 cm, qui modélise le corps humain homogène, entourée d'une boîte d'air de dimensions 64 cm x 64 cm x 64 cm ; ce canal est appelé corps humain / air. Dans le second cas, l'antenne est positionnée dans le centre d'une boîte plus grande, représentant toujours le muscle, de dimensions 50 cm x 50 cm x 50 cm, sans mettre une boîte d'air autour ; ce canal est noté corps humain. La troisième condition (troisième cas) consiste à simuler l'antenne directement en espace libre ; on note ce canal par air. Les dimensions de la boîte d'air dans ce cas sont de 64 cm x 64 cm x 64 cm. La condition qu'il faut respecter sur HFSS pour le choix des dimensions

des boites est bien respectée; les dimensions sont largement supérieures à  $\lambda/4$  ( $\lambda$  dans le muscle est égale à 12.5 cm à 315 MHz et à 9.3 cm à 434 MHz). Nous nous sommes aussi limités sur ce choix afin de réduire le temps de calcul sur HFSS.

Les différentes composantes des champs E et H, les variations du champ total E et du champ total H ainsi que l'impédance, donnée par le rapport entre le champ total E et le champ total H et qui est différente de l'impédance d'onde d'une onde transverse électromagnétique, sont calculées pour chacune des deux boucles magnétiques (315 MHz et 434 MHz) en fonction de la distance prise sur l'axe OZ qui est perpendiculaire aux plans des antennes. Ces valeurs sont calculées pour chaque milieu (corps humain / air, corps humain et air), à la fréquence correspondant au  $S_{11}$  minimal.

### 3.3.2.2.1. Antenne boucle opérant à 315 MHz :

#### ❖ Coefficient de réflexion de l'antenne :

Les coefficients de réflexion simulés dans les trois cas définis dans le paragraphe précédent sont donnés par les courbes de la Figure 3.24. Quand le milieu est le corps humain / air, l'antenne boucle est adaptée à un câble de 50  $\Omega$  autour de 315.3 MHz, la bande passante calculée à -10 dB est égale à 2 MHz. Dans le deuxième cas (corps humain), la fréquence de résonance de l'antenne devient autour de 317.2 MHz. Quand l'antenne est placée dans l'air, la fréquence de résonance augmente seulement de 1.5 MHz par rapport au premier cas; cela est dû au fait que l'antenne est insérée dans une capsule remplie d'air avant d'être en contact avec le corps humain. En espace libre, la fréquence de résonance de l'antenne est autour de 316.7 MHz, avec un niveau de  $S_{11}$  minimum égal à -10 dB.

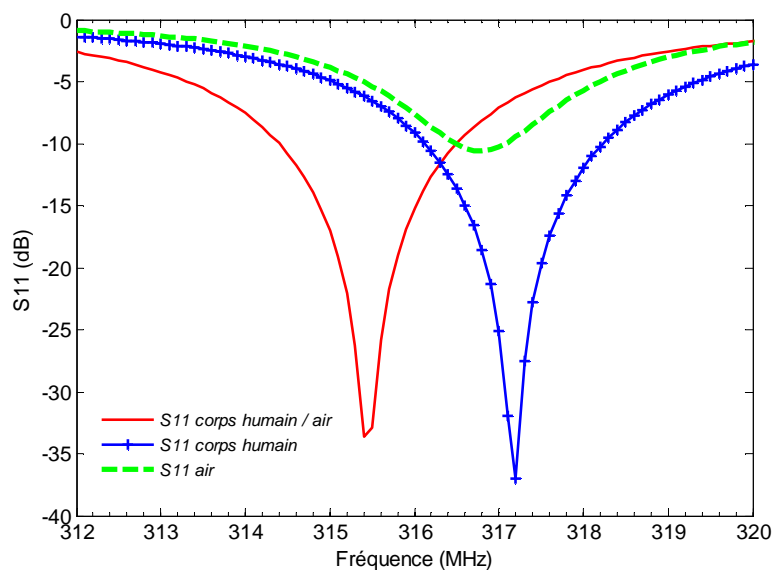


Figure 3.24. Coefficient de réflexion de l'antenne boucle opérant à 315 MHz dans les trois milieux (corps humain / air, corps humain et air).

Notons ici que nous avons gardé les mêmes capacités dans les trois cas c'est-à-dire que l'antenne n'a pas été réadaptée en fonction du milieu. Cela n'influe pas sur le comportement de l'antenne en champ proche.

❖ **Comportement en champ proche de l'antenne boucle opérant à 315 MHz quand le canal est le corps humain/air :**

La Figure 3.25 correspond aux composantes du champ E ainsi que le champ  $E_{total}$ , quand le milieu est le corps humain / air, en fonction de la distance selon l'axe OZ perpendiculaire à la boucle. On peut déduire à partir de ces courbes que la composante y du champ E est dominante ; le champ total E suit globalement l'allure de cette composante transversale.

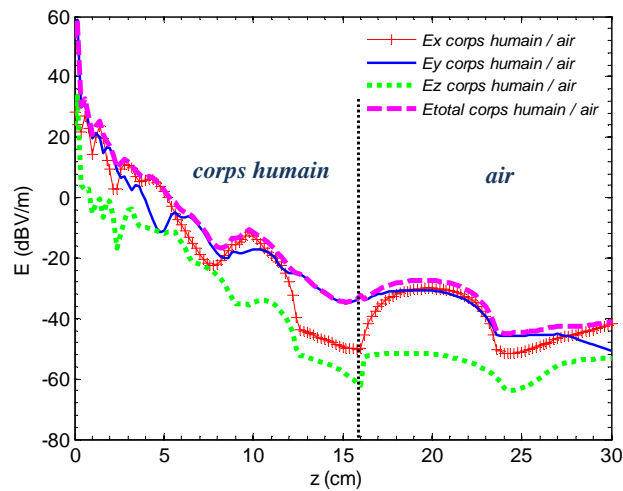


Figure 3.25. Composantes du champ E et champ total E en fonction de la distance selon l'axe OZ quand l'antenne opérant à 315 MHz est placée dans le corps humain / air.

En ce qui concerne le champ magnétique, il est clair à partir des courbes de la Figure 3.26 que la composante z est dominante; le champ total H suit l'allure de cette composante longitudinale.



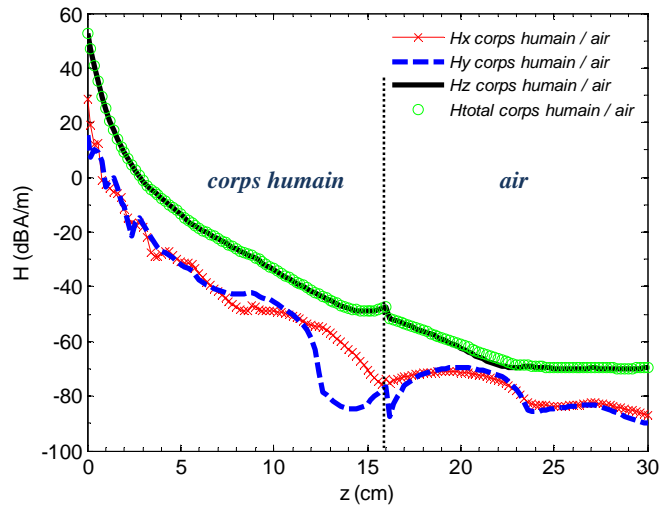


Figure 3.26. Composantes du champ H et champ total H en fonction de la distance selon l'axe OZ quand l'antenne opérant à 315 MHz est placée dans le corps humain / air.

La Figure 3.27 présente une comparaison entre les champs  $E_{total}$  et  $H_{total}$ ; le champ  $E_{total}$  diminue dans le corps humain quand la distance  $z$  augmente jusqu'à 16 cm, au-delà de cette limite (dans l'air), le champ  $E_{total}$  diminue avec une pente plus faible alors que le champ  $H_{total}$  continue à chuter de la même façon dans l'air jusqu'à  $z = 24$  cm. Ainsi, la différence entre le champ électrique et le champ magnétique augmente à des distances supérieures à 16 cm, c'est-à-dire dans l'air. En effet, l'impédance dans l'air est supérieure à celle dans le corps humain comme l'illustre la Figure 3.28 qui montre que l'impédance ( $E_{total} / H_{total}$ ) augmente de 20 dBΩ dans le corps humain à 35 dBΩ dans l'air. À l'origine de la boucle, l'impédance diminue de 12 dBΩ jusqu'à -10 dBΩ autour de  $z = 0.5$  cm, cela peut être dû au faible volume d'air qui entoure l'antenne insérée dans la gélule. Ensuite, l'impédance augmente doucement dans la région du corps humain, jusqu'à 20 dBΩ à peu près à  $z = 16$  cm (Figure 3.28).

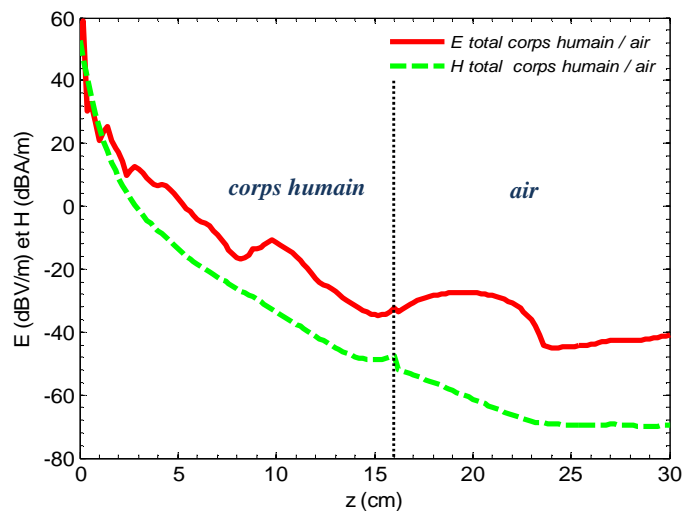


Figure 3.27. Comparaison entre le champ total E et H quand l'antenne opérant à 315 MHz est placée dans le corps humain / air.

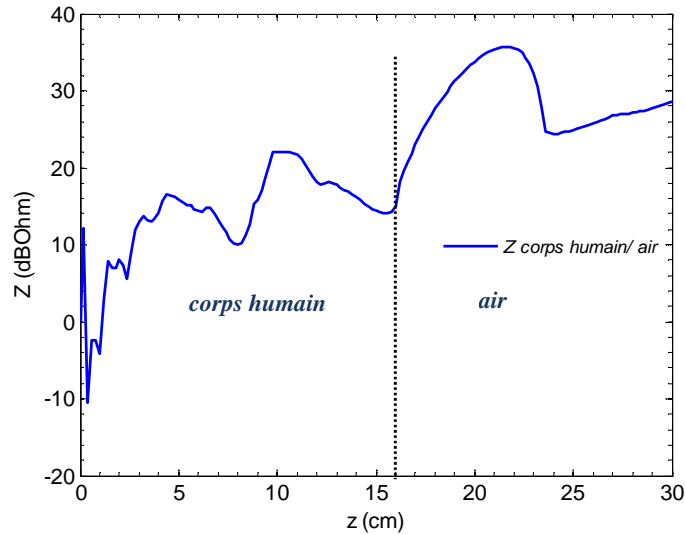


Figure 3.28. Variation de l'amplitude de l'impédance  $Z$  ( $E_{\text{total}} / H_{\text{total}}$ ) en fonction de la distance selon l'axe OZ quand l'antenne opérant à 315 MHz est placée dans le corps humain / air.

❖ **Comportement en champ proche de l'antenne boucle opérant à 315 MHz quand le canal est le corps humain :**

Quand l'antenne boucle est placée dans une boîte plus grande représentant le corps humain homogène (deuxième cas), on note aussi que la composante  $E_y$  est dominante (Figure 3.29) et que le champ  $H_{\text{total}}$  suit l'allure de la composante longitudinale  $H_z$  (Figure 3.30). À partir de ces deux figures, on peut déduire que les composantes du champ  $E$  sont plus perturbées que celles du champ  $H$ .

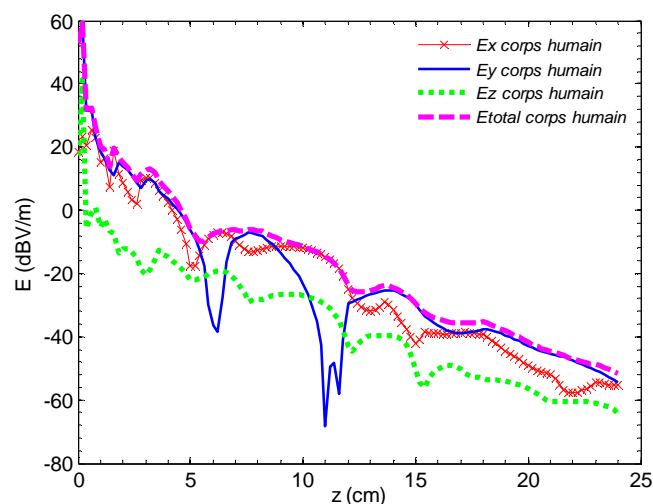


Figure 3.29. Composantes du champ  $E$  et champ total  $E$  en fonction de la distance selon l'axe OZ quand l'antenne opérant à 315 MHz est placée dans le corps humain.

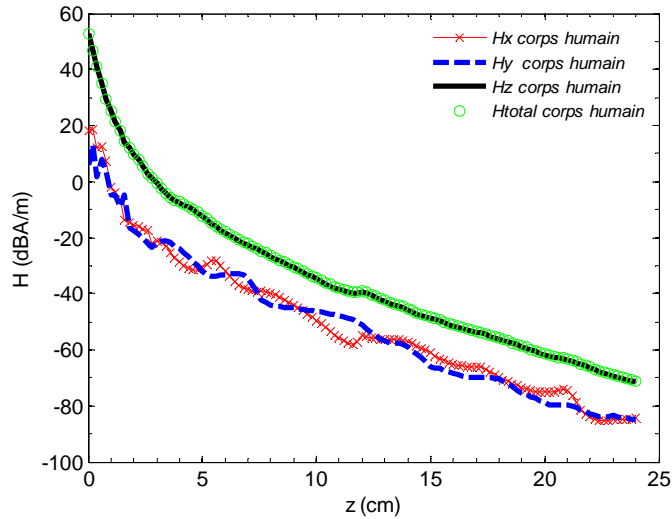


Figure 3.30. Composantes du champ H et champ total H en fonction de la distance selon l'axe OZ quand l'antenne opérant à 315 MHz est placée dans le corps humain.

Les deux courbes de la Figure 3.31 montrent que la variation des champs  $E_{total}$  et  $H_{total}$  en fonction de la distance est fixe au-delà de 7 cm : la différence entre ces deux composantes reste stable dans cette zone. Une approximation de l'impédance est ainsi tracée dans la Figure 3.32 et montre que  $Z$  augmente jusqu'à une distance  $z = 10$  cm à peu près, ensuite elle présente moins de variations et devient plus ou moins stable (autour de 20 dB $\Omega$ ). La valeur de l'impédance d'onde  $Z$  donnée dans la Table 3.1 à 315 MHz est de 32.9 dB $\Omega$ .

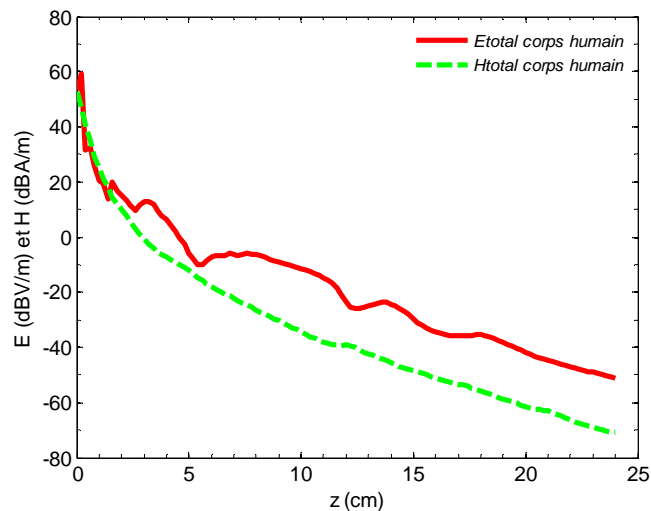


Figure 3.31. Comparaison entre le champ total E et H quand l'antenne opérant à 315 MHz est placée dans le corps humain.

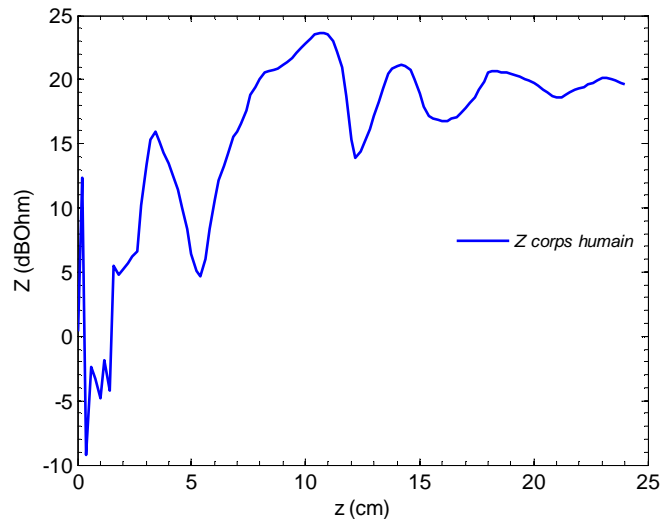


Figure 3.32. Variation de l'amplitude de l'impédance  $Z$  ( $E_{\text{total}} / H_{\text{total}}$ ) en fonction de la distance selon l'axe OZ quand l'antenne opérant à 315 MHz est placée dans le corps humain.

❖ **Comportement en champ proche de l'antenne boucle opérant à 315 MHz quand le canal est l'air :**

En espace libre, le champ électrique semble être moins perturbé d'après les courbes de la Figure 3.33 qui montrent aussi que : en-dessous de  $z = 8$  cm, la composante transversale  $E_y$  est dominante et au-delà de cette distance, c'est la composante transversale du champ  $E_x$  qui devient prédominante. Concernant le champ magnétique, il est toujours selon la composante longitudinale du champ  $H$  (Figure 3.34).

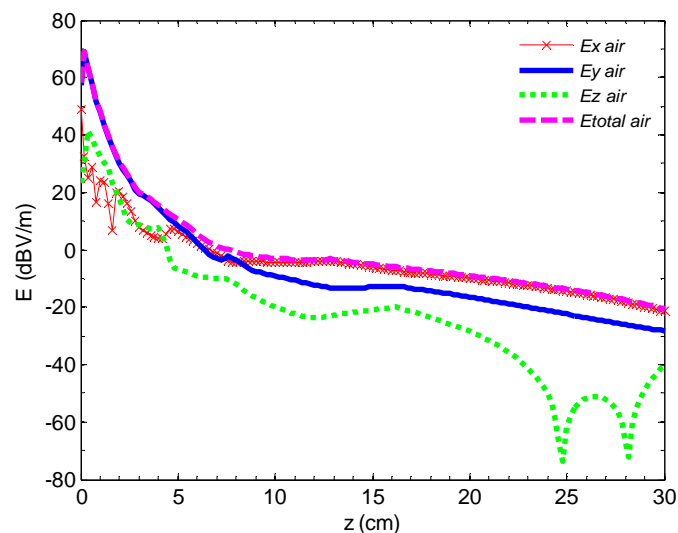


Figure 3.33. Composantes du champ E et champ total E en fonction de la distance selon l'axe OZ quand l'antenne opérant à 315 MHz est placée dans l'air.

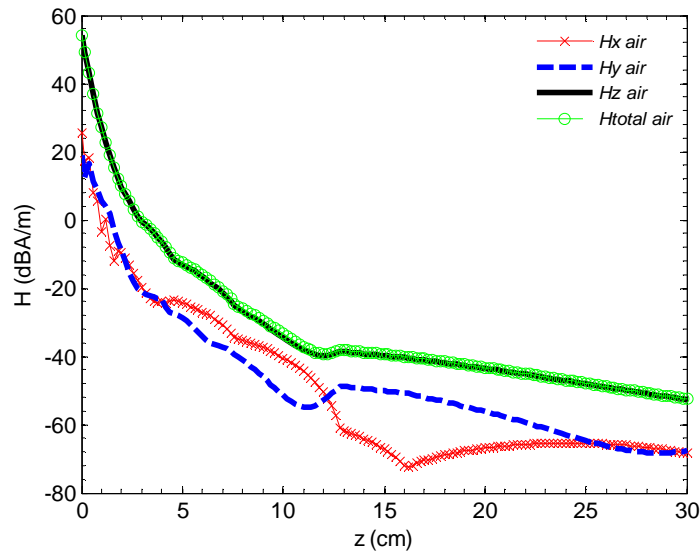


Figure 3.34. Composantes du champ H et champ total H en fonction de la distance selon l'axe OZ quand l'antenne opérant à 315 MHz est placée dans l'air.

On note sur les courbes de la Figure 3.35 que les champs  $E_{total}$  et  $H_{total}$  diminuent rapidement jusqu'à des distances égales à 8 cm et 11 cm respectivement et qu'ils continuent après  $z = 11$  cm à chuter, mais d'une manière fixe et avec des pentes moins importantes. En plus, la différence entre ces deux composantes devient plus stable au-delà de 11 cm et supérieure à celle trouvée dans le corps humain (Figure 3.31). En effet, l'impédance augmente dans l'air jusqu'à  $z = 11$  cm ( $0.11 * \lambda_0$ ), distance maximale qu'on peut considérer comme limite du champ proche, puis Z devient plus stable et autour de  $34 \text{ dB}\Omega$  (Figure 3.36).

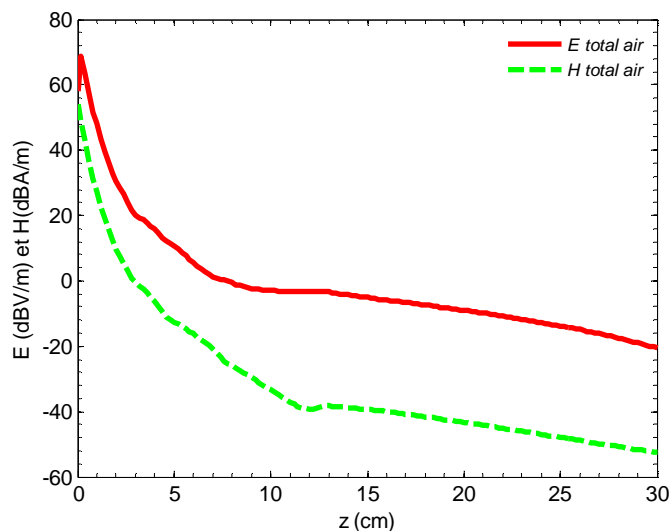


Figure 3.35. Comparaison entre le champ total E et H quand l'antenne opérant à 315 MHz est placée dans l'air.

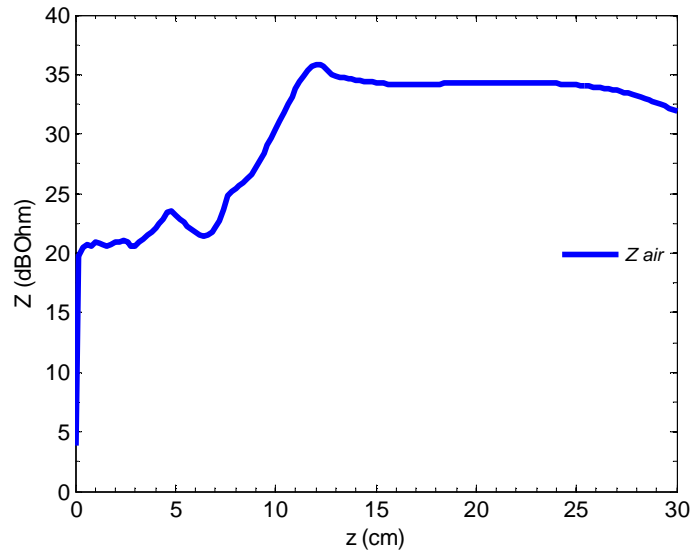


Figure 3.36. Variation de l'amplitude de l'impédance  $Z$  ( $E_{total} / H_{total}$ ) en fonction de la distance selon l'axe OZ quand l'antenne opérant à 315 MHz est placée dans l'air.

### 3.3.2.2.2. Antenne boucle opérant à 434 MHz :

#### ❖ Coefficient de réflexion de l'antenne :

L'antenne boucle circulaire est adaptée à un câble d'alimentation de  $50 \Omega$  à 434 MHz quand le milieu de transmission est le corps humain / air, sa bande passante calculée à -10 dB est de 3 MHz. En augmentant les dimensions de la boîte représentant le muscle (deuxième cas), l'antenne devient adaptée à une fréquence plus basse, autour de 430.6 MHz. Si l'antenne est placée en espace libre, le  $S_{11}$  minimum est de -8 dB autour de 433 MHz (Figure 3.37). Notons ici que nous avons gardé les mêmes capacités dans les trois cas.

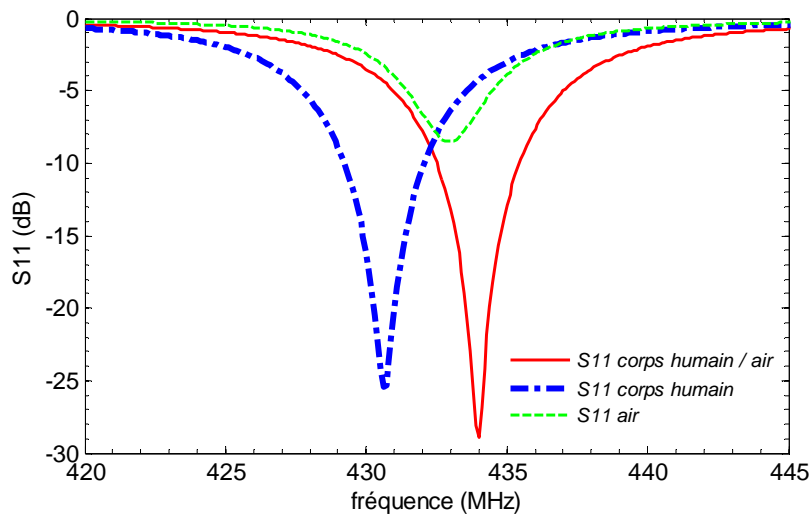


Figure 3.37. Coefficient de réflexion de l'antenne boucle opérant à 434 MHz dans les trois milieux (corps humain / air, corps humain et air).

❖ **Comportement en champ proche de l'antenne boucle opérant à 434 MHz quand le canal est le corps humain/air :**

Les courbes de la Figure 3.38 correspondent aux composantes du champ E ainsi que le champ  $E_{total}$ , quand le milieu est le corps humain / air et montrent que la composante transversale  $E_y$  est dominante. Le champ  $H_{total}$  est selon la composante longitudinale  $H_z$  (Figure 3.39).

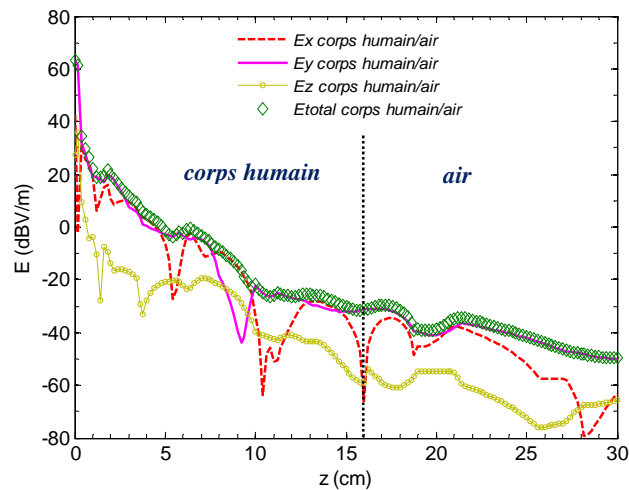


Figure 3.38. Composantes du champ E et champ total E en fonction de la distance selon l'axe OZ quand l'antenne opérant à 434 MHz est placée dans le corps humain / air.

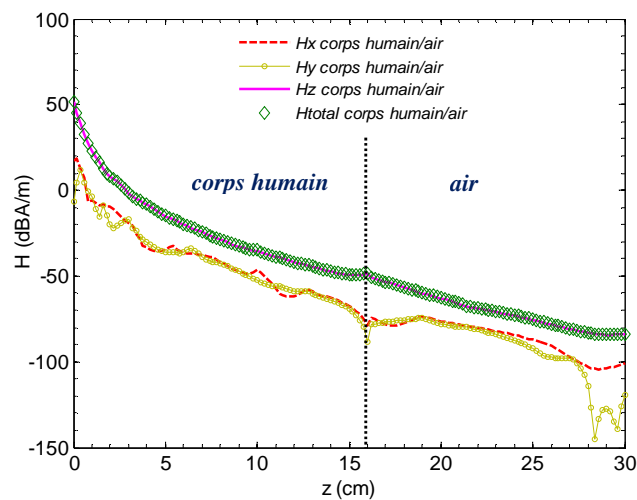


Figure 3.39. Composantes du champ H et champ total H en fonction de la distance selon l'axe OZ quand l'antenne opérant à 434 MHz est placée dans le corps humain / air.

Le champ magnétique chute d'une façon fixe au-delà d'une distance égale à 6 cm alors que le champ électrique diminue de moins en moins lorsque la distance augmente particulièrement à partir de  $z = 10$  cm à peu près (Figure 3.40). En plus, on note que l'écart entre le champ électrique et le champ magnétique augmente, il devient plus stable à des

distances supérieures à 22 cm (dans l'air). Par conséquent, l'impédance qui augmente de façon discontinue jusqu'à  $z = 22$  cm devient plus stable au-delà de cette distance et atteint  $35 \text{ dB}\Omega$  à 30 cm: elle passe progressivement de  $20 \text{ dB}\Omega$  à  $35 \text{ dB}\Omega$  dans l'air (Figure 3.41).

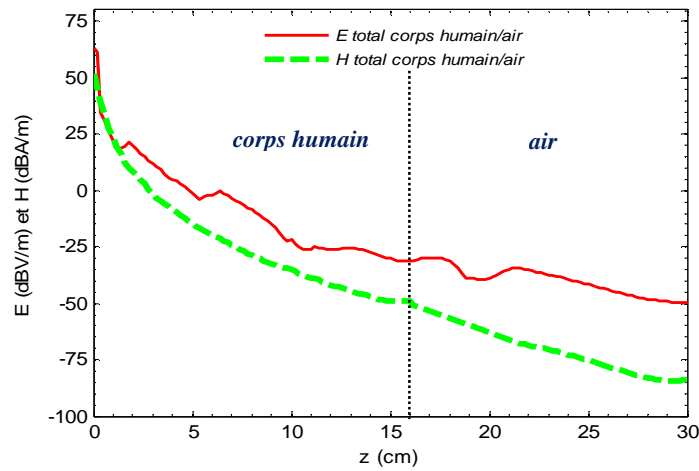


Figure 3.40. Comparaison entre le champ total E et H quand l'antenne opérant à 434 MHz est placée dans le corps humain / air.

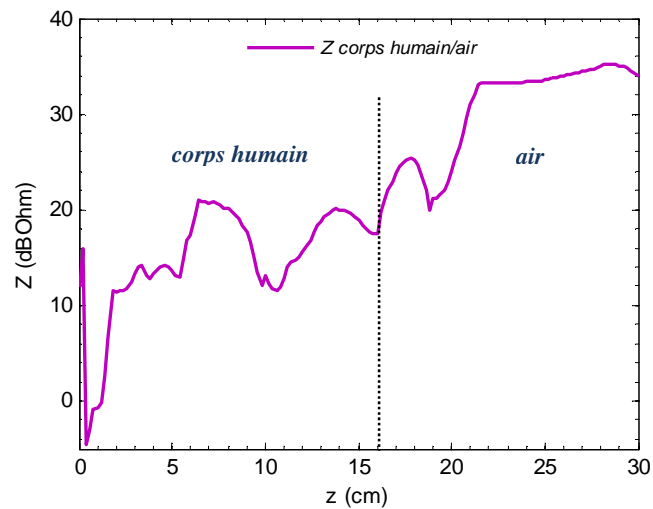


Figure 3.41. Variation de l'amplitude de l'impédance  $Z$  ( $E_{\text{total}} / H_{\text{total}}$ ) en fonction de la distance selon l'axe OZ quand l'antenne opérant à 434 MHz est placée dans le corps humain / air.

❖ **Comportement en champ proche de l'antenne boucle opérant à 434 MHz quand le canal est le corps humain :**

Dans le corps humain, la composante  $E_y$  est souvent dominante (Figure 3.42) et le champ  $E_{\text{total}}$  est transversal alors que le champ  $H_{\text{total}}$  suit l'allure de la composante longitudinale  $H_z$  (Figure 3.43).



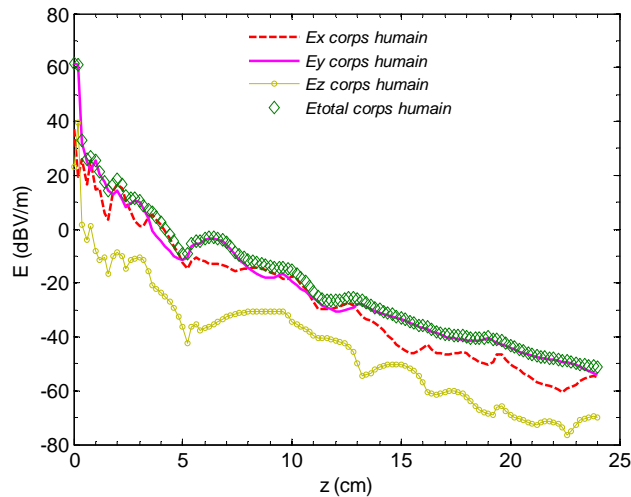


Figure 3.42. Composantes du champ E et champ total E en fonction de la distance selon l'axe OZ quand l'antenne opérant à 434 MHz est placée dans le corps humain.

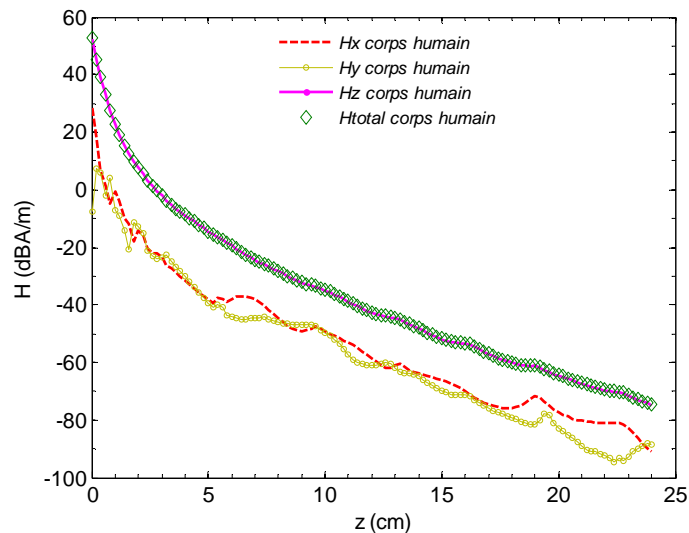


Figure 3.43. . Composantes du champ H et champ total H en fonction de la distance selon l'axe OZ quand l'antenne opérant à 434 MHz est placée dans le corps humain.

Les deux courbes de la Figure 3.44 montrent que au-delà de  $z = 5$  cm, le champ  $H_{total}$  diminue de la même façon alors que le champ  $E_{total}$  continue à chuter, mais d'une façon moins importante; l'écart entre le champ  $E_{total}$  et  $H_{total}$  augmente progressivement avec la distance. En effet, l'impédance augmente brusquement à des faibles distances et atteint  $19 \text{ dB}\Omega$  à 10 cm, puis elle continue à augmenter plus lentement (Figure 3.45). À 24 cm, la valeur de l'impédance est de  $23 \text{ dB}\Omega$ ; elle reste toujours inférieure à l'impédance d'une onde électromagnétique dans le muscle qui est égale à  $33.3 \text{ dB}\Omega$  à 434 MHz.

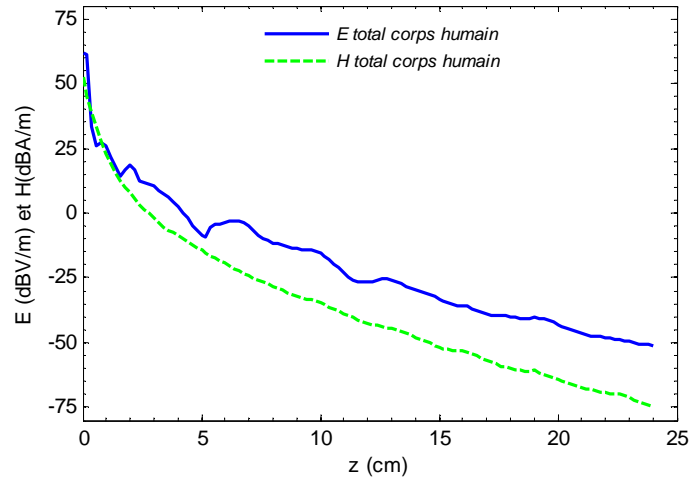


Figure 3.44. Comparaison entre le champ total E et H quand l'antenne opérant à 434 MHz est placée dans le corps humain.

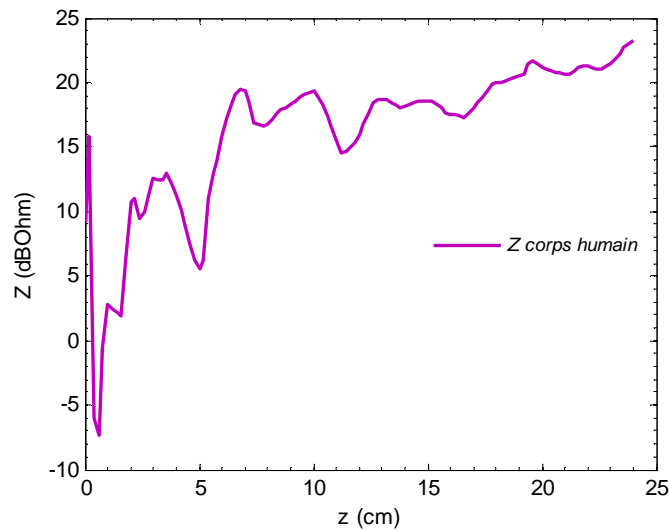


Figure 3.45. Variation de l'amplitude de l'impédance  $Z$  ( $E_{total} / H_{total}$ ) en fonction de la distance selon l'axe OZ quand l'antenne opérant à 434 MHz est placée dans le corps humain.

❖ **Comportement en champ proche de l'antenne boucle opérant à 434 MHz quand le canal est l'air :**

Dans l'air, bien que le champ électrique  $E_{total}$  est souvent selon la composante transversale  $E_y$  (Figure 3.46), le champ magnétique  $H_{total}$  est exactement selon la composante longitudinale  $H_z$  du champ (Figure 3.47).

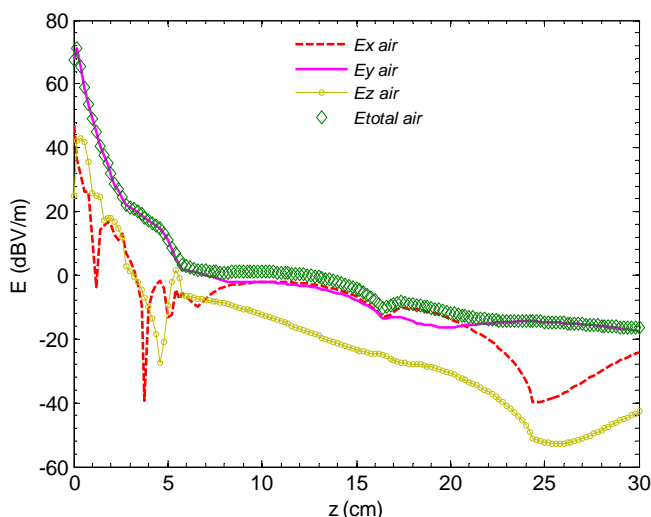


Figure 3.46. Composantes du champ E et champ total E en fonction de la distance selon l'axe OZ quand l'antenne opérant à 434 MHz est placée dans l'air.

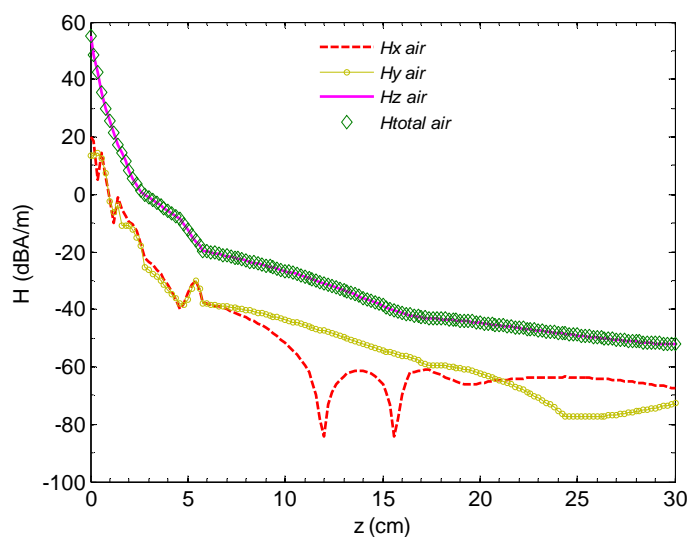


Figure 3.47. Composantes du champ H et champ total H en fonction de la distance selon l'axe OZ quand l'antenne opérant à 434 MHz est placée dans l'air.

Au-delà de 5 cm, le champ  $E_{\text{total}}$  chute moins rapidement (Figure 3.48), alors que le champ  $H_{\text{total}}$  présente trois zones : la première est de 0 à 6 cm, la seconde de 6 à 16 cm et la troisième est de 16 à 30 cm. La pente de la courbe diminue en passant d'une zone à l'autre, ce qui explique pourquoi l'impédance  $Z$  augmente progressivement à partir de 16 cm alors qu'elle augmentait rapidement dans la deuxième zone (Figure 3.49). Ainsi, l'impédance dans l'air passe de 12 dB $\Omega$  au centre de la boucle à 34 dB $\Omega$  à  $z = 16$  cm, puis elle continue à croître lentement jusqu'à 36 dB $\Omega$  à 30 cm ( $\lambda_0/2$ ). À cette distance, la valeur de l'impédance est inférieure l'impédance d'une onde électromagnétique dans le vide qui vaut 51.5 dB $\Omega$  (377  $\Omega$ ).

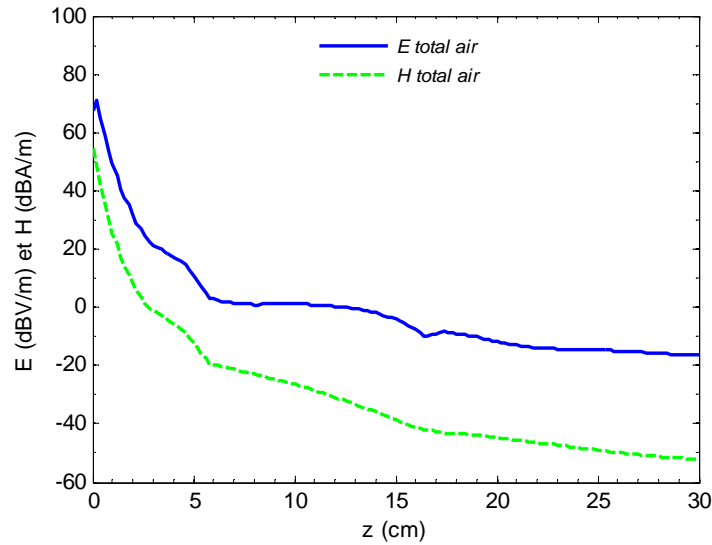


Figure 3.48. Comparaison entre le champ total E et H quand l'antenne opérant à 434 MHz est placée dans l'air.

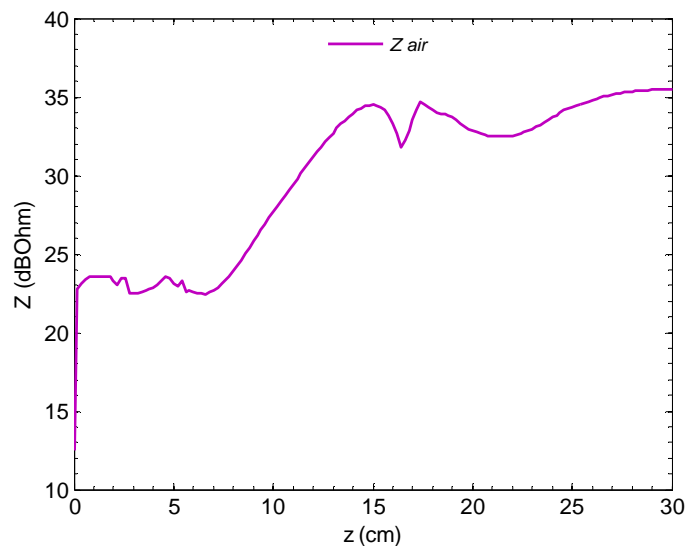


Figure 3.49. Variation de l'amplitude de l'impédance  $Z$  ( $E_{total} / H_{total}$ ) en fonction de la distance selon l'axe OZ quand l'antenne opérant à 434 MHz est placée dans l'air.

### 3.3.2.2.3. Étude comparative à 315 MHz et à 434 MHz entre le comportement en champ proche de l'antenne placée à l'intérieur du corps humain et celui quand l'antenne est en espace libre :

Pour montrer l'influence d'un milieu dissipatif, tel que le corps humain, sur le comportement des champs E et H d'une antenne boucle magnétique, une étude comparative est établie. Dans la suite, on note atténuation du champ E en dB la différence entre le champ  $E_{total}$  en dBV/m dans l'air et le champ  $E_{total}$  en dBV/m dans le corps humain :

$$att_E \text{ (dB)} = E_{total \text{ air}} \text{ (dBV/m)} - E_{total \text{ corps}} \text{ (dBV/m)}$$

De même, l'atténuation du champ H en dB est égale à la différence entre le champ  $H_{\text{total}}$  en dBA/m dans l'air et le champ  $H_{\text{total}}$  en dBA/m dans le corps humain :

$$\text{att}_H \text{ (dB)} = H_{\text{total air}} \text{ (dBA/m)} - H_{\text{total corps}} \text{ (dBA/m)}$$

❖ *Étude comparative à 315 MHz :*

Le comportement du champ électrique  $E_{\text{total}}$  en fonction de la distance  $z$  dans les trois milieux est donné par la Figure 3.50. Il est clair à partir de ces courbes que le champ électrique est très absorbé par les tissus humains notamment au-delà de 12 cm ; à 24 cm, l'atténuation du champ E est de 39 dB.

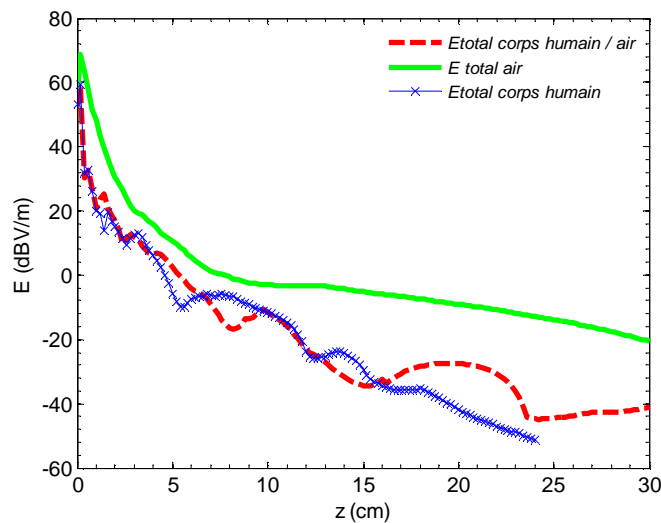


Figure 3.50. Comparaison entre champ total E de l'antenne boucle opérant à 315 MHz dans le corps humain / air, celui dans le corps humain et celui dans l'air.

Au contraire, le champ H est moins absorbé par le corps humain tel que le montre les courbes de la Figure 3.51 ; le champ H est quasiment non absorbé par le muscle jusqu'à une distance  $z$  égale à 12 cm. Au-delà de cette limite, le champ magnétique commence à être absorbé progressivement par le muscle et l'atténuation est égale à 24 dB à  $z = 24$  cm.

La Figure 3.52 présente l'impédance  $Z$  dans les trois milieux. Dans le canal corps humain / air, l'impédance dans la région du corps humain (courbe en trait discontinu), qui est entre 0 et 16 cm, tend vers celle de l'antenne quand le milieu est le corps humain (courbe en trait marqué par des croix). Au-delà de 16 cm (dans la zone de l'air), l'impédance dans le canal corps humain / air se rapproche de celle dans l'air.

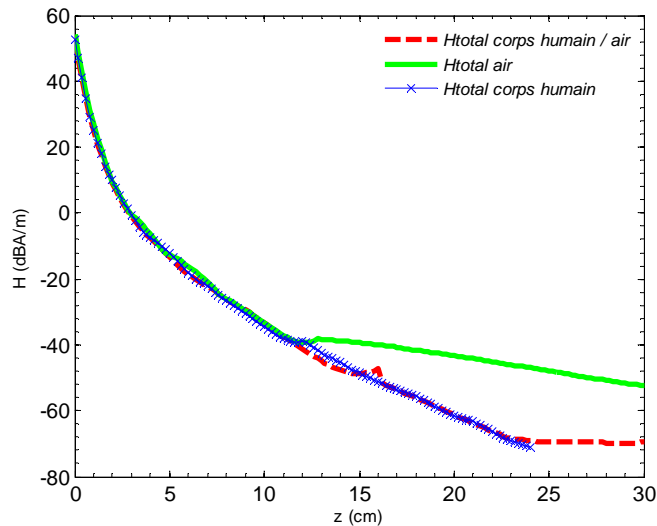


Figure 3.51. Comparaison entre champ total H de l'antenne boucle opérant à 315 MHz dans le corps humain / air, celui dans le corps humain et celui dans l'air.

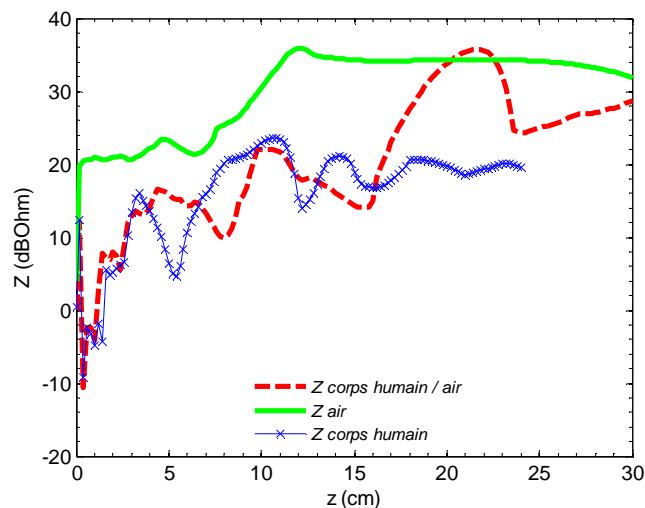


Figure 3.52. Comparaison entre l'impédance  $Z$  ( $E_{\text{total}} / H_{\text{total}}$ ) de l'antenne boucle opérant à 315 MHz dans le corps humain / air, celle dans le corps humain et celle dans l'air.

❖ **Étude comparative à 434 MHz :**

La Figure 3.53 montre que le champ E est très atténué dans le corps humain par rapport à l'air et que cette atténuation augmente rapidement avec la distance surtout au-delà de 8 cm ; l'atténuation est de 28 dB à 14 cm. Par contre, le champ H est beaucoup moins atténué par le corps humain et il ne commence à s'atténuer qu'à partir d'une distance de 6 cm et cette atténuation est égale à 12 dB à 14 cm (Figure 3.54).

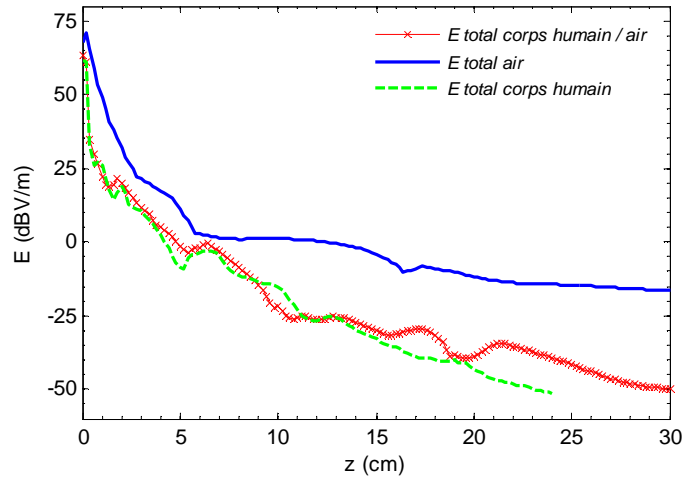


Figure 3.53. Comparaison entre champ total E de l'antenne boucle opérant à 434 MHz dans le corps humain / air, celui dans le corps humain et celui dans l'air.

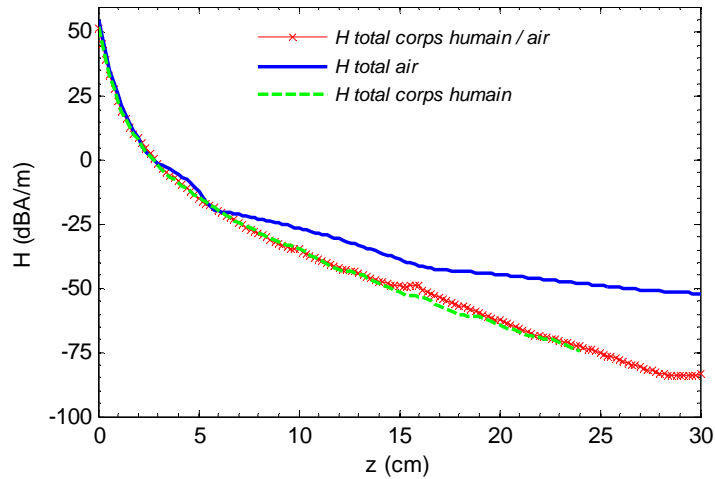


Figure 3.54. Comparaison entre champ total H de l'antenne boucle opérant à 434 MHz dans le corps humain / air, celui dans le corps humain et celui dans l'air.

La courbe de la Figure 3.55 marquée par des croix, qui correspond au milieu corps humain / air, montre que l'impédance tend vers l'impédance de l'antenne placée dans le corps humain (courbe au trait discontinu) lorsque la distance varie entre 0 et 16 cm (zone du corps humain). Au-dessus de cette distance (zone de l'espace libre), cette impédance, représentée par la courbe marquée par des croix, atteint rapidement l'impédance de l'antenne placée en espace libre (courbe aux traits continus).

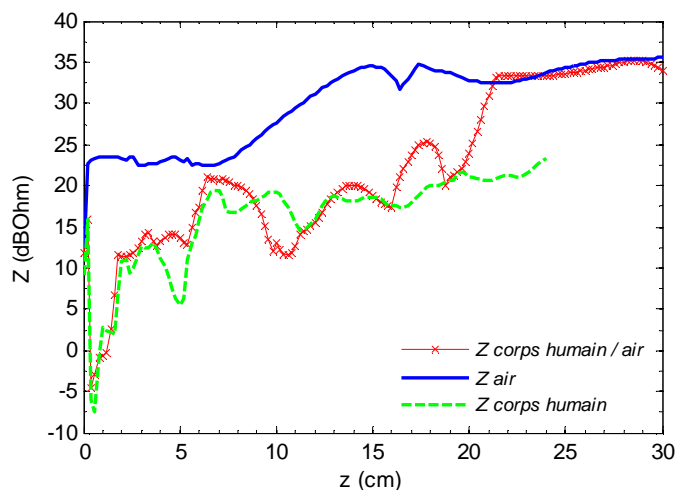


Figure 3.55. Comparaison entre l'impédance  $Z$  ( $E_{\text{total}} / H_{\text{total}}$ ) de l'antenne boucle opérant à 434 MHz dans le corps humain / air, celle dans le corps humain et celle dans l'air.

❖ **Synthèse des résultats :**

La Table 3.2 permet de récapituler ces derniers résultats et donne une comparaison entre les atténuations des champs E et H à 315 MHz et celles à 434 MHz à certaines distances par rapport aux centres des boucles magnétiques. On peut déduire à partir de cette table que le champ H est moins atténué dans le corps humain par rapport au champ E pour les deux fréquences. On peut aussi conclure que les champs E et H sont moins atténués par le corps humain à la fréquence 315 MHz par rapport à la fréquence 434 MHz. Ainsi, à  $z = 14$  cm, le champ E à 434 MHz est plus atténué que celui à 315 MHz (la différence est de 8 dB) et le champ H à 434 MHz est plus atténué que celui à 315 MHz (la différence est de 5.4 dB). Cela est évident, car pour le champ E, ça peut s'expliquer par le fait que l'atténuation d'une onde RF dans le corps humain augmente avec la fréquence tandis que pour le champ H, si on parle du couplage magnétique, la zone limite du champ proche augmente lorsque la fréquence diminue (elle est proportionnelle à la longueur d'onde).

Table 3.2. Comparaison entre les atténuations des champs E et H à 315 MHz et celles à 434 MHz.

		d = 4 cm	d = 14 cm	d = 24 cm
$att_E$ en dB	315 MHz	9.6	20	39
	434 MHz	15	28	37
$att_H$ en dB	315 MHz	0	6.6	24
	434 MHz	0	12	26.5



### 3.3.2.3. Limites des antennes boucles magnétiques à 315 et 434 MHz :

#### ❖ Antenne boucle opérant à 315 MHz :

La Figure 3.56 montre la cartographie des lignes du champ H dans le plan YOZ quand le canal est le fantôme autour de 317.2 MHz, la fréquence de résonance de l'antenne dans ce cas. Nous rappelons que les dimensions de la boîte représentant le fantôme sont de 50 cm x 50 cm dans ce cas.

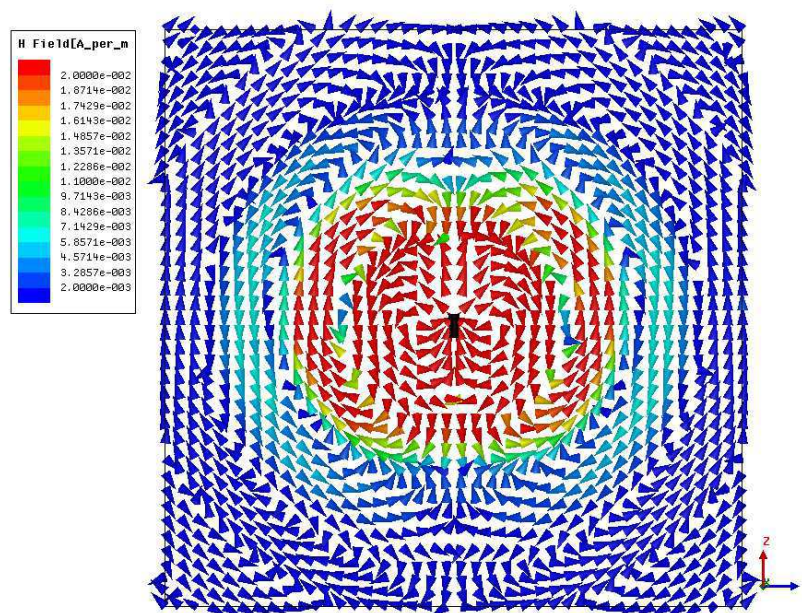
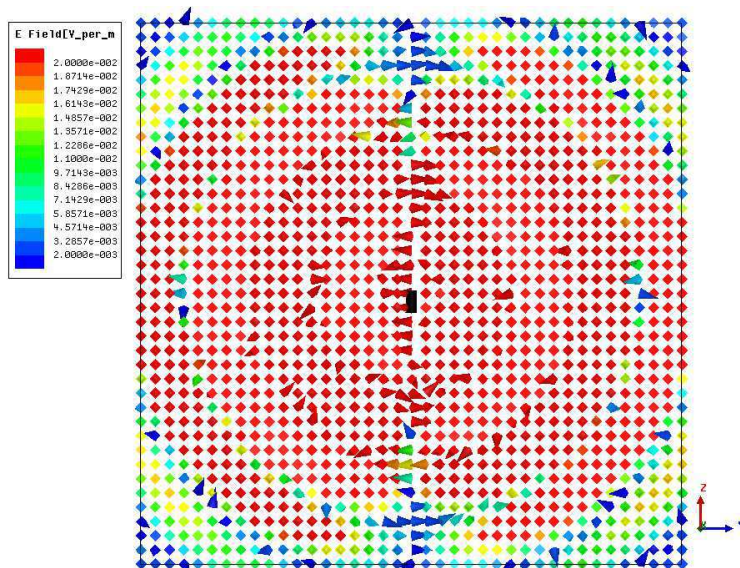


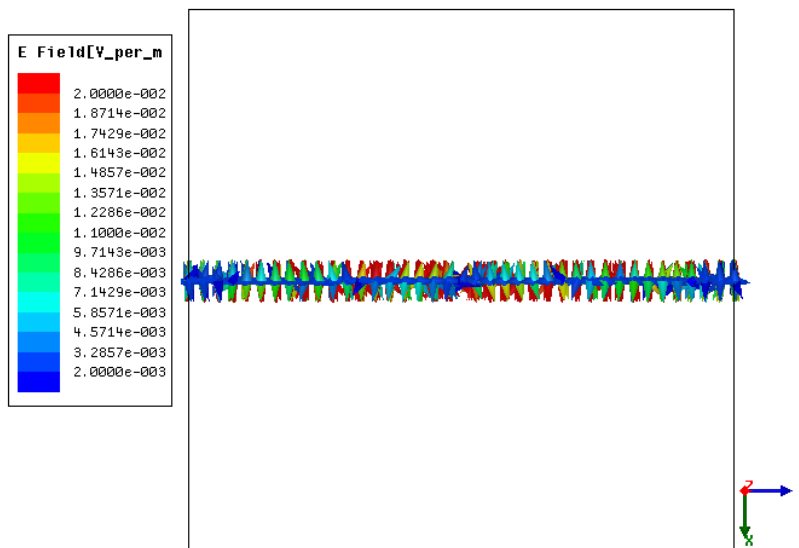
Figure 3.56. Lignes du champ H dans le plan YOZ quand le canal est le fantôme à 317.2 MHz.

La longueur d'onde dans le vide  $\lambda_0$  est de 95 cm à 315 MHz et elle devient égale à 12.5 cm dans le fantôme. En plus,  $\lambda_0/2\pi = 15.12$  cm dans le vide alors que dans le fantôme,  $\lambda_r/2\pi = 2$  cm. Le couplage magnétique en champ proche n'est possible que dans la zone du champ proche. La Figure 3.56 montre qu'à partir d'une certaine distance, des fronts d'onde apparaissent, c'est-à-dire que l'onde se propage et on ne peut plus parler du champ statique dans ce cas. Le premier front d'onde apparaît à une distance  $z = 7$  cm, ainsi l'onde devient une onde électromagnétique.

Les lignes du champ E, tracées dans le même plan YOZ, sont données par la Figure 3.57(a) et la Figure 3.57(b) et montrent bien que le champ E est perpendiculaire au plan YOZ. Ainsi, nous avons tracé les lignes du champ E dans le plan XOY tel que le montre la Figure 3.58 ; le champ E est bien selon ce plan. On peut aussi interpréter à partir de la Figure 3.59 donnant les lignes du champ H dans le plan XOY que le champ H est perpendiculaire à ce plan. On peut déduire que les cartographies des champs E et H illustrent bien ce qui était démontré dans le paragraphe 3.3.2.2.1 : le champ magnétique est longitudinal (selon le plan YOZ) alors que le champ électrique est transversal (selon le plan XOY).



(a)



(b)

Figure 3.57. Lignes du champ E dans le plan YOZ quand le canal est le fantôme à 317.2 MHz : (a) vue de face ; (b) vue de dessus.



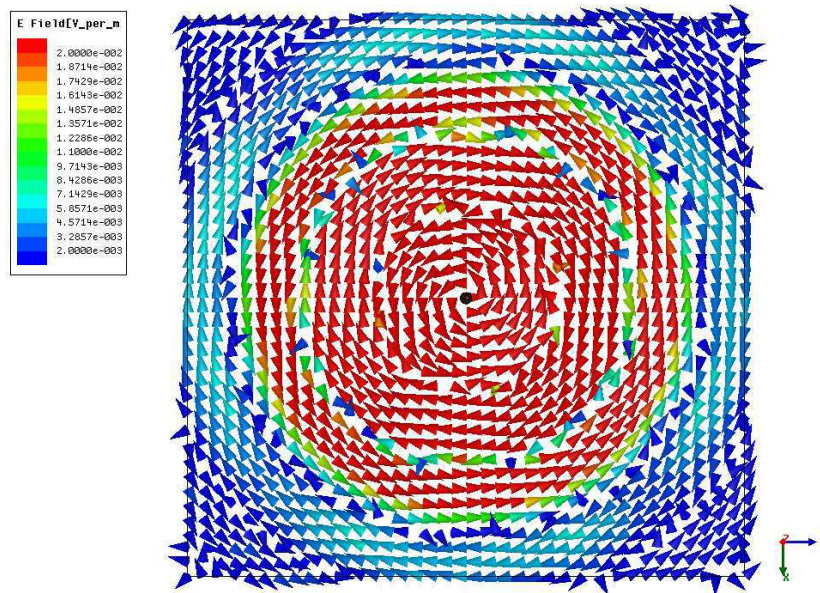


Figure 3.58. Lignes du champ E dans le plan XOY quand le canal est le fantôme à 317.2 MHz.

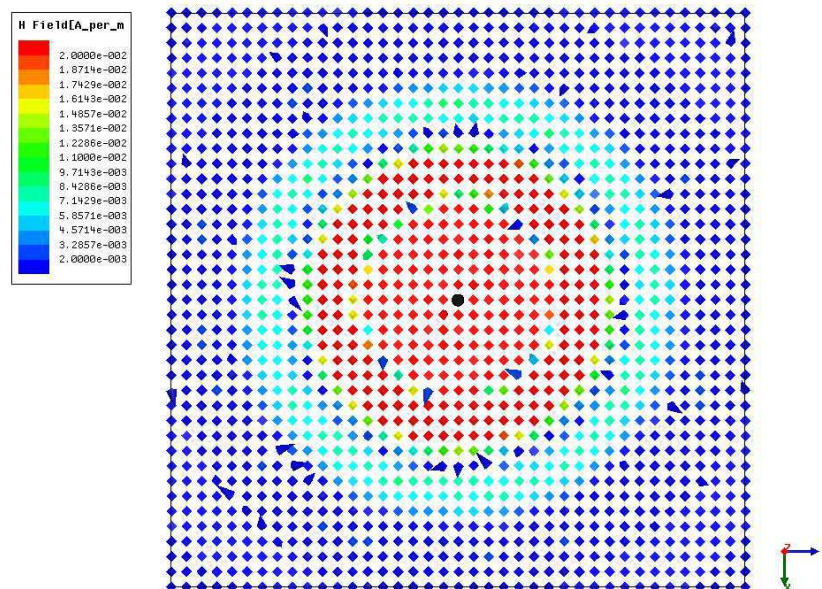


Figure 3.59. Lignes du champ H dans le plan XOY quand le canal est le fantôme à 317.2 MHz.

❖ **Antenne boucle opérant à 434 MHz :**

La longueur d'onde dans le vide  $\lambda_0$  est de 70 cm à 434 MHz et elle devient égale à 9.3 cm dans le fantôme. Dans le vide,  $\lambda_0/2\pi = 11$  cm alors que  $\lambda_r/2\pi = 1.5$  cm dans le fantôme. La Figure 3.60 présente la cartographie des lignes du champ H quand le canal est le fantôme autour de 430.6 MHz, la fréquence de résonance de l'antenne dans ce cas, et montre aussi qu'il y a des fronts d'onde liés au phénomène de propagation d'ondes RF. Dans ce cas, le premier front d'onde apparait à une distance  $z = 6.5$  cm, ainsi, la limite supérieure du champ statique est de cette distance (6.5 cm).

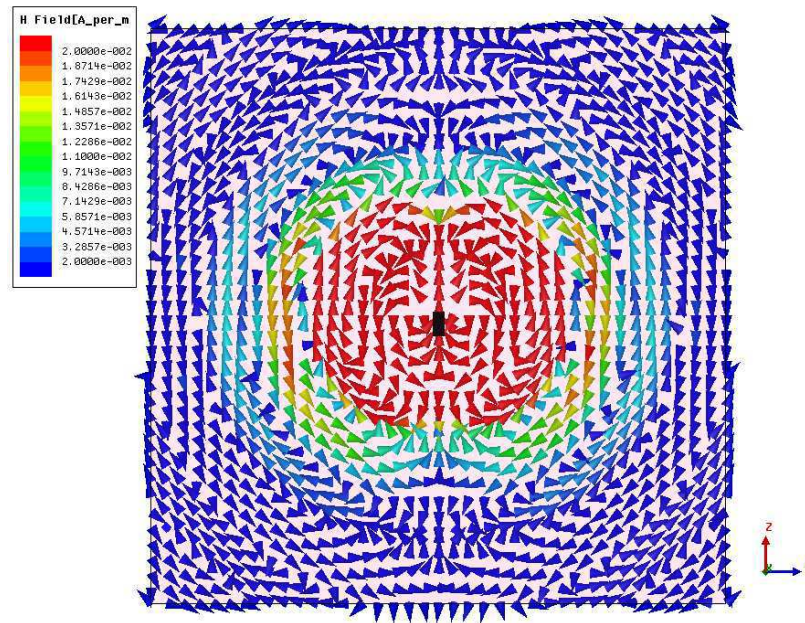


Figure 3.60. Lignes du champ H dans le plan YOZ quand le canal est le fantôme à 430.6 MHz.

### 3.4. Conclusion :

Dans ce chapitre, on a d'abord présenté quelques exemples des antennes RF (PIFA, spirale, dipôle méandre conformé et antenne multicouche) qui peuvent présenter des avantages tels que la large bande passante, le diagramme de rayonnement omnidirectionnel, etc. Néanmoins, ces antennes sont très influencées par le corps humain, ainsi, le champ électromagnétique est atténué par les tissus biologiques ce qui influe considérablement sur l'efficacité de rayonnement de l'antenne qui devient très faible. Ensuite, des antennes boucles miniatures de diamètre égal à 1 cm opérant aux deux fréquences 434 MHz et 315 MHz ont été conçues pour les capsules endoscopiques dans le but de diminuer l'atténuation due à la présence du corps humain. À travers l'étude du comportement de ces antennes en champ proche, il a été démontré que le champ magnétique est faiblement atténué dans le corps humain jusqu'à des distances assez grandes contrairement au champ électrique. Malgré cela, les topologies du champ H ont montré l'existence de fronts d'onde, liés aux phénomènes de propagation d'ondes électromagnétiques, à des distances relativement petites (7 cm). Il est donc nécessaire de diminuer la fréquence du travail, pour augmenter la longueur d'onde et par conséquent la limite du champ proche, afin d'améliorer considérablement l'énergie reçue par couplage magnétique et de favoriser ainsi le transfert de puissance en présence du corps humain. Il sera aussi primordial de concevoir une antenne de réception pour calculer la puissance reçue et évaluer ainsi le bilan de liaison à travers ce milieu dissipatif.

## **Chapitre 4:**

### **4. Bilan de liaison par induction magnétique en champ proche à travers le corps humain et modélisation analytique du canal**

#### **4.1. Introduction:**

Il est fondamental d'évaluer le bilan de liaison entre deux antennes couplées magnétiquement, l'une placée à l'intérieur du corps et l'autre placée à la surface de celui-ci, d'une part pour estimer le niveau de puissance reçue et d'autre part pour quantifier le bilan énergétique du système afin de diminuer la consommation de puissance à l'émission et par conséquent augmenter la durée de vie des batteries. Notamment, pour les antennes fonctionnant à l'intérieur du corps humain telles que les capsules ingérables, limitées en dimensions par les contraintes du confort du patient, la consommation de puissance doit être réduite au maximum pour augmenter la durée de vie de ces systèmes ce qui permettra d'élaborer des examens médicaux plus complets [7]. Une connaissance précise des lois de couplage nous permet également de concevoir des antennes adaptées aux besoins selon les applications ; pour les antennes opérant à l'intérieur du corps, la miniaturisation des antennes est primordiale. Il est donc crucial de déterminer le niveau de puissance dans un récepteur pour déterminer les autres facteurs affectant le bilan de liaison.

#### **4.2. Étude théorique :**

Des bilans de liaison ont été explorés largement pour les communications utilisant les ondes électromagnétique (EM) et de nombreux modèles du canal de propagation sont disponibles pour planifier des réseaux dans différents types d'environnements tels que les zones rurales et urbaines [65]. Le signal perd une partie de sa puissance en traversant un canal de transmission sans fil. Les modèles du canal ont pris en considération différentes caractéristiques environnementales qui dépendent essentiellement des gains des antennes d'émission et de réception, de la puissance transmise et des pertes dans le canal. Certains modèles du canal en communication RF représentent des bilans de liaison en espace libre utilisant la formule de Friis. Malgré l'existence de nombreuses études sur les bilans de liaison RF en communication d'ondes EM, des modèles applicables pour les communications par induction magnétique ont été négligés. Dans ce chapitre, outre la conception et l'optimisation d'antennes boucles ingérables, une loi qui caractérise le bilan de liaison par couplage magnétique en champ proche, sera vérifiée à travers les simulations HFSS.

#### 4.2.1. Limite des zones du champ proche et du champ lointain :

Avant d'étudier le bilan de liaison par induction magnétique en champ proche, il est indispensable de connaître la limite de ce champ. La détermination de la région du champ proche est habituellement négligée par les chercheurs RF parce que les distances utilisées dans les liaisons RF sont de l'ordre de plusieurs longueurs d'onde  $\lambda$  où l'effet du champ proche n'est pas significatif.

D'une manière générale, la zone du champ proche est divisée en zone non-radiative ou réactive limitée par une distance de  $\lambda/2\pi$  et la zone radiative nommée zone de Fresnel qui s'étend de  $\lambda/2\pi$  à  $\lambda$ . La zone entre  $\lambda$  et  $2\lambda$  est une zone de transition et au-delà de  $2\lambda$ , il s'agit de la zone du champ lointain qui a pour limite inférieure  $2D^2/\lambda$  ( $D$  représente la longueur de l'antenne). La zone du champ proche réactive, ou la zone du champ très proche, est considérée comme la zone dans laquelle l'impédance d'onde est différente de celle du vide (égale à  $120\pi$ ) où la puissance réactive n'est pas négligeable en comparant avec la puissance active. Dans le zone du champ proche, l'impédance d'onde n'est pas adaptée à celle du vide, l'onde est ainsi réfléchi vers sa source et par conséquent, elle ne pourra pas se propager [50]. La Figure 4.1 peut détailler ce phénomène ; elle montre l'allure de l'impédance d'onde d'un dipôle électrique  $Z_E$  (donnée par le rapport entre le champ électrique et le champ magnétique) et celle d'un dipôle magnétique  $Z_H$  en fonction de la distance multipliée par la constante de propagation  $\beta = 2\pi/\lambda$  [66]. On peut déduire à partir de ces courbes que l'impédance d'onde du dipôle électrique est élevée dans la zone du champ proche puis elle diminue et tend vers celle du vide en champ lointain. Cependant, l'impédance d'onde du dipôle magnétique est faible en champ proche, car le champ électrique est faible alors que le champ magnétique est élevé, puis elle augmente et elle se rapproche de  $120\pi$  en champ lointain.

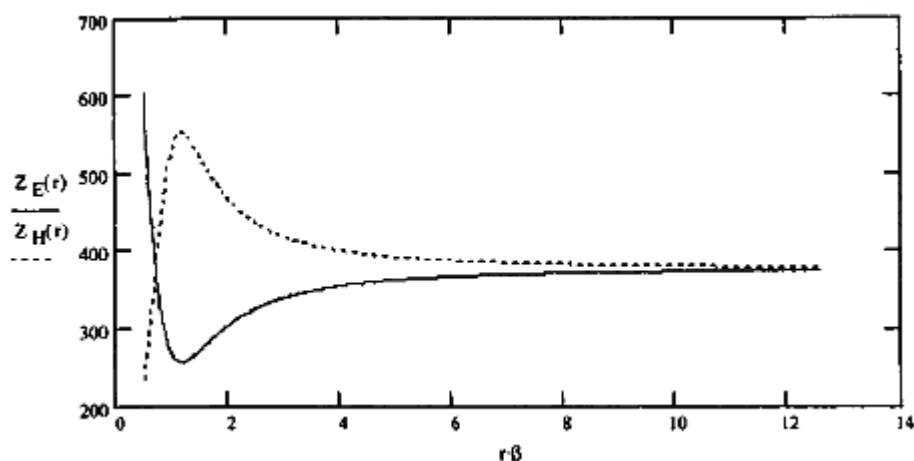


Figure 4.1. Impédance d'onde d'un dipôle électrique et d'un dipôle magnétique [66].

Des études théoriques plus approfondies sur les limites du champ proche et lointain ont montré que la définition de la région du champ lointain par des distances supérieures à  $2D^2/\lambda$  et de la région active du champ proche entre  $\lambda/2\pi$  et  $2D^2/\lambda$  concerne explicitement les antennes dont les dimensions totales  $D$  sont plus larges par rapport à la longueur d'onde  $\lambda$  [62]. En plus, la limite de la région réactive du champ proche définie par  $\lambda/2\pi$  est approximative ; il a été démontré que cette limite peut être égale à  $\lambda$ , ou même à  $1.6\lambda$  pour les



«short» et «infinitésimal» dipôles,  $2\lambda$  pour les dipôles de longueurs  $\lambda/2$  et  $3\lambda$  pour les dipôles de longueur  $\lambda$ .

#### 4.2.2. Loi de propagation en champ proche :

Une loi de propagation en champ proche a été développée [67], étant donné que la formule de Friis exprimée par l'équation (4.1) n'est plus valable en champ proche.

$$P(f, d) = \frac{P_{RX}}{P_{TX}} = \frac{G_{TX}G_{RX}\lambda^2}{(4\pi)^2 d^2} = \frac{G_{TX}G_{RX}}{4} \frac{1}{(kd)^2} \quad (4.1)$$

où :  $G_{TX}$  : gain de l'antenne d'émission,  $G_{RX}$  : gain de l'antenne de réception,  $\lambda$  : la longueur d'onde,  $k = 2\pi/\lambda$ : le nombre d'onde et  $d$ : distance entre l'émetteur et le récepteur.

Ainsi, la puissance en champ lointain diminue avec le carré de la distance ( $1/d^2$ ). Cependant, la puissance en champ proche a un comportement différent ; la puissance reçue à partir d'un dipôle électrique électriquement petit, par une antenne RF est donnée par :

$$P_{RX(E)} \sim \langle |E|^2 \rangle \sim \left( \frac{1}{(kd)^2} - \frac{1}{(kd)^4} + \frac{1}{(kd)^6} \right) \quad (4.2)$$

De la même manière, la puissance du signal reçu à partir d'un dipole magnétique est donnée par :

$$P_{RX(H)} \sim \langle |H|^2 \rangle \sim \left( \frac{1}{(kd)^2} + \frac{1}{(kd)^4} \right) \quad (4.3)$$

Ainsi, les formules des pertes dans le canal (pathloss) pour le champ électrique proche et pour le champ magnétique proche sont respectivement données par les relations (4.4) et (4.5) [67]:

$$PL_E(d, f) = \frac{P_{RX(E)}}{P_{TX}} = \frac{G_{TX}G_{RX(E)}}{4} \left( \frac{1}{(kd)^2} - \frac{1}{(kd)^4} + \frac{1}{(kd)^6} \right) \quad (4.4)$$

$$PL_H(d, f) = \frac{P_{RX(H)}}{P_{TX}} = \frac{G_{TX}G_{RX}}{4} \left( \frac{1}{(kd)^2} + \frac{1}{(kd)^4} \right) \quad (4.5)$$

#### 4.2.3. Propriétés du champ magnétique :

L'intégrale du champ magnétique sur une courbe fermée (Figure 4.2) est égale à la somme des courants parcourant ce contour (4.6).

$$\sum I = \oint \vec{H} \cdot \vec{ds} \quad (4.6)$$

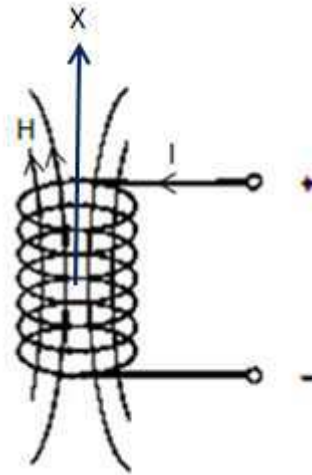


Figure 4.2. Lignes du champ magnétique H autour d'une bobine cylindrique parcourue par un courant I.

Le module du champ magnétique créée par la bobine, qui est selon l'axe x, dépend essentiellement du rayon de la bobine (R), du nombre de tours de la bobine (N) et de la distance à partir du centre de la bobine dans la direction normale x (4.7). Une étude a montré que le champ est maximum lorsque  $x \approx R$  [68].

$$H = \frac{I \times N \times R^2}{2 \times \sqrt{(R^2 + x^2)^3}} \quad (4.7)$$

Le flux magnétique  $\Phi$  (en V.s) donné par :  $\Phi = B \cdot A$ , dépend de la surface A (en  $m^2$ ) et de la densité du flux magnétique B (en  $V.s/m^2$ ) appelée aussi induction magnétique donnée par :  $B = \mu_r \mu_0 H = \mu H$ , où  $\mu_0$  ( $1.257 \times 10^{-6}$  V.s/A.m) est la perméabilité du vide et  $\mu_r$  représente la perméabilité relative du milieu. L'inductance L (en H) est donnée par:  $L=N.B.A/I$  avec N le nombre de tours de la bobine.

Si une seconde boucle conductrice de surface  $A_2$  est placée à proximité d'une bobine parcourue par un courant  $I_1$  (Figure 4.3), une partie du flux magnétique total traversant la surface  $A_1$  sera induite sur  $A_2$ . Ainsi, les deux circuits seront connectés ensemble par ce flux de couplage.

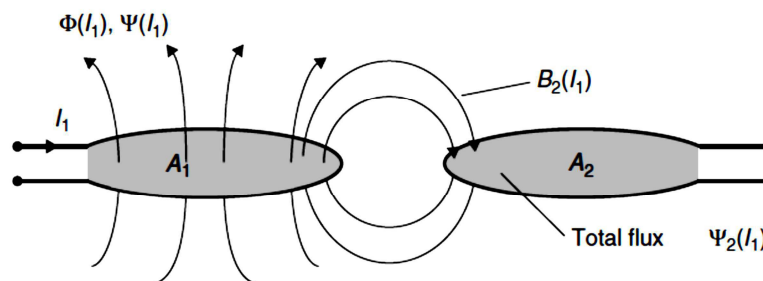


Figure 4.3. Couplage entre deux bobines à travers un flux magnétique [68].



L'amplitude du flux de couplage  $\Phi_{21}$  dépend de dimensions des deux bobines, de la distance entre elles, de leurs orientations et des propriétés magnétiques du milieu (perméabilité). Similairement à la définition de la self inductance  $L$ , l'inductance mutuelle  $M_{21}$  le la boucle 2 sur la boucle 1 est définie comme le rapport entre le flux partiel  $\Phi_{21}$  enfermé par la boucle 2 et le courant  $I_1$  de la boucle 1 (4.8). Également, il existe une inductance mutuelle  $M_{12}$  produite par le courant  $I_2$  circulant dans la boucle 2 qui détermine le flux  $\Phi_{12}$  dans la boucle 1 selon la relation suivante :  $M = M_{12} = M_{21}$ .

$$M_{21} = \frac{\Psi_{21}(I_1)}{I_1} = \oint_{A_2} \frac{B_2(I_1)}{I_1} \cdot dA_2$$

$$M_{21} = \frac{B_2(I_1) \cdot N_2 \cdot A_2}{I_1} = \frac{\mu_0 \cdot H(I_1) \cdot N_2 \cdot A_2}{I_1} \quad (4.8)$$

L'inductance mutuelle décrit ainsi le couplage entre les deux circuits, le coefficient de couplage est donné par la relation (4.9) et varie entre 0 et 1:  $0 \leq k \leq 1$  mais  $k = 1$  est un cas idéal impossible à atteindre car il y a toujours des pertes.

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 \cdot L_2}} \quad (4.9)$$

#### 4.2.4. Étude théorique du bilan de liaison par induction magnétique:

##### 4.2.4.1. Modèle 1 : Modèle Agbinya et Masihpour :

Les communications à faible portée peuvent largement bénéficier de la communication par Induction Magnétique en Champ Proche (IMCP). Cependant, il y a peu de contributions en littérature qui étudient ce type de liaisons sans fil. Un modèle étudié par Agbinya et Masihpour a permis de préciser les paramètres des antennes qui peuvent impacter de telles liaisons avant de développer un modèle théorique déterminant le bilan de liaison par IMCP [56]. Un bilan de liaison d'un système représente un bilan de gain d'énergie et de consommation dans le canal de communication. Pour un système utilisant les communications par Induction Magnétique (IM), les paramètres les plus importants sont reliés aux bobines magnétiques, parmi lesquels nous pouvons citer: l'inductance mutuelle, le coefficient de couplage, les facteurs de qualité et l'efficacité des antennes ainsi que la perméabilité des cœurs de ferrites qui permettent d'améliorer la puissance reçue [56]. La Figure 4.4(a) montre une représentation simple d'un système à couplage inductif proposé dans [56]. Ce système comprend une bobine d'émission de rayon  $r_T$  et une bobine réceptrice de rayon  $r_R$  séparées l'une par rapport à l'autre d'une distance  $d$ . La liaison entre ces deux éléments se fait par couplage magnétique  $k = M/\sqrt{L_T L_R}$ ,  $L_T$  et  $L_R$  représentent respectivement les valeurs des inductances de l'émetteur et du récepteur. Le circuit équivalent de ce système est donné par la Figure 4.4(b).

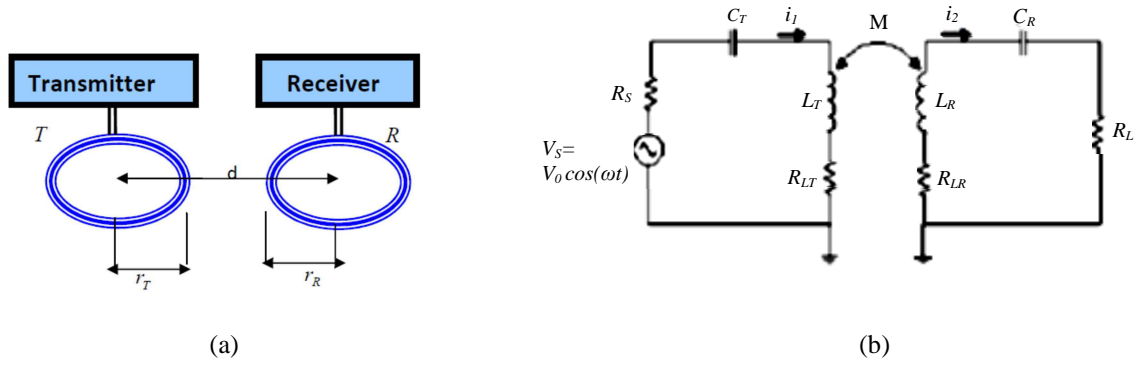


Figure 4.4. (a) Système à couplage inductif en champ proche selon le modèle Agbinya-Masihpour ; (b) circuit équivalent de la paire d'antennes [56].

On définit l'efficacité des bobines par :

$$\eta_T = \frac{R_S}{R_S + R_{LT}}; \eta_R = \frac{R_L}{R_L + R_{LR}} \quad (4.10)$$

où  $R_{LT}$  et  $R_{LR}$  représentent respectivement les résistances de l'émetteur (transmetteur) et du récepteur alors que  $R_S$  et  $R_L$  représentent respectivement la résistance de la source et de la charge.

De même, les facteurs de qualité des deux bobines sont donnés par les relations suivantes :

$$Q_T = \frac{\omega_0 L_T}{R_S + R_{LT}}; Q_R = \frac{\omega_0 L_R}{R_L + R_{LR}} \quad (4.11)$$

Dans [55], il a été démontré que la puissance reçue dans la charge (Annexe B) est de:

$$P_L(\omega) = \frac{|i_R|^2 R_L}{2} = \frac{P_S \eta_T \eta_R Q_T Q_R k^2}{\left(1 + Q_T^2 \frac{(2\Delta\omega)^2}{\omega_0^2}\right) \left(1 + Q_R^2 \frac{(2\Delta\omega)^2}{\omega_0^2}\right)} \quad (4.12)$$

Cette relation devient à la résonance égale à :

$$P_L(\omega = \omega_0) = P_S \eta_T \eta_R Q_T Q_R k^2(d) \quad (4.13)$$

Une étude détaillée dans [51] suivie par une autre dans [56] a permis de donner une approximation de l'expression du facteur  $k$  (Annexe C) :

$$k^2 = \frac{r_T^3 \times r_R^3 \times \pi^2}{(r_T^2 + d^2)^3} \quad (4.14)$$

Ainsi, la puissance reçue à la résonance devient :

$$P_L(\omega) = P_S \eta_T \eta_R Q_T Q_R \frac{r_T^3 \times r_R^3 \times \pi^2}{(r_T^2 + d^2)^3} \quad (4.15)$$

À partir de cette étude, un bilan de liaison par IMCP, appelée modèle Agbinya-Masihpour, a été proposé [65]. Ainsi, une équation permettant de donner l'expression de la portée de communication ( $d$  : distance émetteur-récepteur) est déduite de l'équation (4.15) :

$$d = 10^{\frac{P+Q+\eta+30.\log(r_T r_R)+20.\log\pi-30\log(1+r_T^2/d^2)}{60}} \quad (4.16)$$

où :  $P = P_T - P_R$  (dBm),  $Q = Q_T + Q_R$ ,  $\eta = \eta_T + \eta_R$  et  $r_T, r_R$  et  $d$  sont donnés en m.

Si on néglige le terme  $30\log(1 + r_T^2/d^2)$ , car on suppose que  $r_T \ll d$ , l'équation peut être simplifiée par :

$$d = 10^{\frac{P+Q+\eta+30.\log(r_T r_R)+20.\log\pi}{60}} \quad (4.17)$$

On peut conclure à partir de ce modèle que le bilan de liaison dépend des caractéristiques des bobines magnétiques (facteurs de qualité, rayons, efficacités, etc.). En plus, ce modèle qui concerne les communications par IMCP en espace libre, est valable aussi dans le corps humain car il est indépendant des caractéristiques diélectriques du milieu.

#### 4.2.4.2. Modèle 2 : Modèle Sun et Akyildiz :

Le second modèle qui permet d'analyser le bilan de liaison par IM a été proposé par Sun et Akyildiz [52]- [57] pour les communications sans fil souterraines. Dans ce modèle, le canal de transmission n'est plus l'air, c'est plutôt un canal dynamique, dont les propriétés changent avec le temps, composé de plusieurs matériaux tels que le sol, les roches, l'eau, etc. Ces milieux souterrains causent une faible atténuation du champ magnétique par rapport à celle dans l'air, car la perméabilité de ces matériaux est comparable à celle de l'air [57]. Le modèle de Sun et Akyildiz est basé sur le principe du transformateur : la bobine émettrice et la bobine réceptrice sont considérées comme la bobine primaire et la bobine secondaire d'un transformateur. Dans cette analyse, plusieurs facteurs ont été pris en compte tels que les propriétés du sol, les dimensions des bobines y compris le nombre de tours, la fréquence ainsi que la distance entre les deux bobines. La Figure 4.5(a) montre une représentation de la structure émetteur-récepteur composée de deux bobines où  $a_t$  et  $a_r$  représentent les rayons de la bobine émettrice (transmetteur) et celui de la bobine réceptrice respectivement ( $a_t$  et  $a_r$  sont notés par  $r_T$  et  $r_R$  dans le modèle 1),  $r$  représente la distance entre les deux éléments de la structure IM ( $r$  est noté  $d$  dans le modèle 1), et  $90^\circ - \alpha$  est l'angle entre les axes des deux bobines couplées. La Figure 4.5(b) montre le modèle transformateur associé : la bobine émettrice et la bobine réceptrice représentent respectivement l'élément primaire et secondaire d'un transformateur. Si l'émetteur est parcouru par un courant  $I = I_0.e^{j\omega t}$ ,  $\omega$  représente la pulsation, ce courant va induire un autre courant qui va circuler dans le récepteur. Une

inductance mutuelle  $M$ , quand une tension  $U_S$  sera appliquée à l'émetteur, va relier les deux bobines émettrice et réceptrice d'inductances  $L_T$  et  $L_R$  et de résistances  $R_T$  et  $R_R$  respectivement.  $Z_L$  est la résistance de charge du récepteur qui est fixée par la relation  $Z_L = \overline{Z_r} + Z_r'$  afin d'augmenter l'efficacité du système. Le circuit équivalent, représenté par la Figure 4.5(c), va permettre de donner une relation entre la puissance consommée dans la boucle primaire et celle consommée dans la charge  $Z_L$  afin d'établir le bilan de liaison en IM.

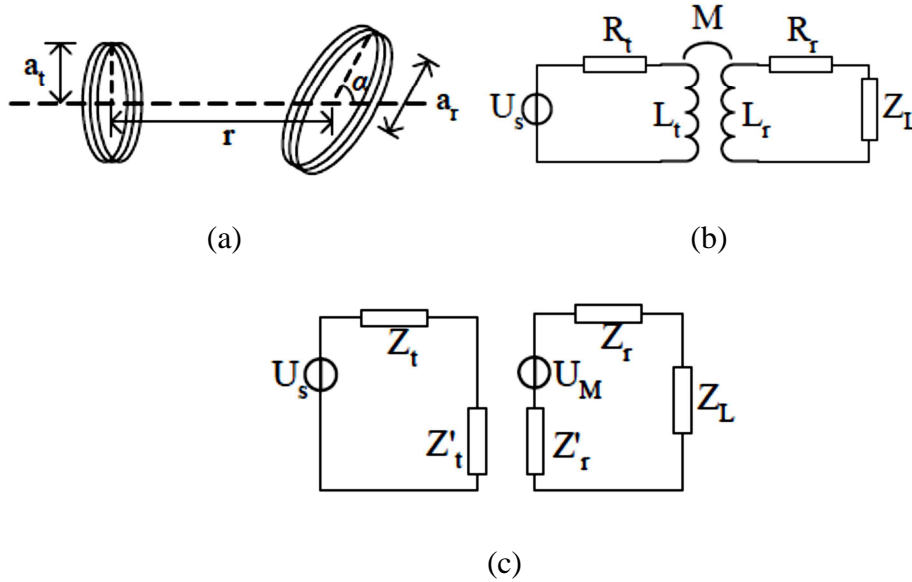


Figure 4.5. Système à couplage magnétique en champ proche (modèle Sun et Akyildiz): (a) structure de l'émetteur-récepteur; (b) modèle transformateur ; (c) circuit équivalent [52].

Les relations suivantes peuvent être déduites à partir du circuit équivalent :

$$Z_t = R_t + j\omega L_t; Z_t' = \frac{\omega^2 M^2}{R_r + j\omega L_r + Z_L};$$

$$Z_r = R_r + j\omega L_r; Z_r' = \frac{\omega^2 M^2}{R_t + j\omega L_t};$$

$$U_M = -j\omega M \frac{U_S}{R_t + j\omega L_t} \quad (4.18)$$

Nous pouvons ainsi déduire les équations de puissances dans le circuit primaire et secondaire du transformateur (4.19) ce qui permet d'établir le rapport entre les deux puissances (4.20).

$$P_r(r) = Re \left\{ \frac{Z_L \cdot U_M^2}{(Z_r' + Z_r + Z_L)^2} \right\}$$

$$P_t(r) = Re \left\{ \frac{U_S^2}{Z_t + Z_t'} \right\} \quad (4.19)$$

$$\frac{P_r}{P_t} = \frac{Z_L \cdot U_M^2}{(Z_r' + Z_r + Z_L)^2} \cdot \frac{Z_t + Z_t'}{U_S^2} \quad (4.20)$$

En remplaçant les équations (4.18) dans l'équation (4.20), celle-ci devient égale à :

$$\frac{P_r}{P_t} = \frac{[j\omega M / (R_t + j\omega L_t)]^2}{4R_r + 4R_t \omega^2 M^2 / (R_t^2 + \omega^2 L_t^2)} \cdot \left( R_t + j\omega L_t + \frac{\omega^2 M^2}{2R_r + \omega^2 M^2 / (R_t - j\omega L_t)} \right) \quad (4.21)$$

Les résistances sont déterminées par le matériau, les dimensions et le nombre de tours de la bobine :

$$R_t = N_t \cdot 2\pi a_t \cdot R_0$$

$$R_r = N_r \cdot 2\pi a_r \cdot R_0 \quad (4.22)$$

où  $R_0$  est la résistance par unité de longueur de la boucle qui peut varier entre  $2 \times 10^{-4} \Omega/m$  et  $3 \Omega/m$ . Les selfs inductances et l'inductance mutuelle peuvent être exprimées aussi par les relations suivantes:

$$M = \mu\pi N_t N_r \frac{a_t^2 a_r^2}{2r^3} \sin \alpha$$

$$L_t = \frac{1}{2} \mu\pi N_t^2 a_t$$

$$L_r = \frac{1}{2} \mu\pi N_r^2 a_r \quad (4.23)$$

En substituant les équations (4.22) et (4.23) dans l'équation (4.21), celle-ci devient égale à :

$$\frac{P_r}{P_t} \simeq \frac{\omega^2 \mu^2 N_t N_r a_t^3 a_r^3 \sin^2 \alpha}{8r^6} \cdot \frac{1}{4R_0(2R_0 + 0.5j\omega\mu N_t)} \quad (4.24)$$

Si on considère que  $\omega\mu N_t \gg R_0$  : la relation entre les deux puissances déterminant le bilan de liaison en IM (4.24) peut être simplifiée et devient égale à :

$$\frac{P_r}{P_t} \simeq \frac{\omega\mu N_r a_t^3 a_r^3 \sin^2 \alpha}{16R_0 r^6} \quad (4.25)$$

À partir de cette relation, l'expression de la portée de communication  $r$ , lorsque  $\alpha = 90^\circ$ , peut être déduite :

$$r = 10^{\frac{P+10\log(\mu)+10\log(\omega)+30\log(a_t a_r)-10\log 16-10\log(R_0)+10\log(N_R)}{60}} \quad (4.26)$$

où :  $P = P_T - P_R$  (dBm) et  $a_t$ ,  $a_r$  et  $r$  sont donnés en m.

Ce modèle, appliqué aux systèmes de communications souterraines, montre aussi que le bilan de liaison par IMCP ne dépend pas des caractéristiques diélectriques du canal de transmission et dépend seulement des propriétés magnétiques du milieu et des caractéristiques des bobines magnétiques (rayons, perméabilités, nombre de tours, etc.). La puissance reçue en Watt calculée par le modèle 1 est égale à la puissance reçue donnée par le modèle 2 multipliée par un facteur de  $\omega\mu/N_R^2 N_T R_0$  [69].

Ces deux modèles permettent de donner une estimation sur le calcul du bilan de liaison par IMCP et notamment de mettre en œuvre les paramètres qui influent sur ce type de liaisons.

L'équation de Friis (4.27) montre que le bilan de liaison pour les systèmes de communication RF dépend des propriétés diélectriques du canal [52].

$$\frac{P_r}{P_t} \simeq G_t G_r \left( \frac{\lambda}{4\pi r} \right)^2 = G_t G_r \frac{\pi}{4\mu\epsilon\omega^2 r^2} \quad (4.27)$$

Bien que le bilan de liaison par IM ne soit pas influencé par les propriétés diélectriques du canal, la puissance s'atténue plus rapidement, de l'ordre de  $1/d^6$ , par rapport à l'atténuation de puissance d'une onde EM qui est de l'ordre de  $1/d^2$ . Pour faire face à ce problème, Sun et Akyildiz ont proposé une méthode permettant de réduire les pertes dans le canal et d'augmenter ainsi la portée de transmission [52]. Cette technique, appelée guide d'onde en IM, consiste à déployer des bobines de relais, qui ne consomment aucune énergie extérieure, entre l'émetteur et le récepteur afin de réduire considérablement les pertes dans le canal et d'augmenter la portée de transmission. Cela va permettre aussi de diminuer la consommation d'énergie des systèmes à communication sans fil souterraine. La même technique a été adoptée par Agbinya et Masihpour [54] pour les systèmes médicaux intégrés afin d'augmenter la portée de communication.

### 4.3. Bobines magnétiques et bilan de liaison par IMCP à travers le corps humain :

#### 4.3.1. Étude d'un bilan de liaison par IMCP à 40 MHz :

Les bobines magnétiques électriquement petites, qui sont moins perturbées que les antennes RF en présence des tissus humains, sont sélectionnées dans ce paragraphe. Après une étude préliminaire des bobines magnétiques conçues séparément à 40 MHz, un bilan de liaison entre une bobine émettrice spirale située dans une capsule ingérable (in-body) et une bobine réceptrice spirale carrée (on-body) est établi en présence du corps humain.

### 4.3.1.1. Conception des bobines magnétiques in-body et on-body :

La conception d'antennes et la modélisation de la liaison inductive ont été faites avec HFSS. L'antenne bobine émettrice de diamètre égal à 10.1 mm, qui correspond au diamètre maximal de la gélule, est une spirale circulaire de 6 tours espacés d'une distance 'g' égale à 0.25 mm, la largeur des lignes 'w' est égale à 0.2 mm (Figure 4.6(a)). Cette antenne est insérée dans un cylindre de dimensions égales à 2 cm x 1.01 cm (hauteur x diamètre), qui correspondent à la taille d'une capsule, rempli d'air. Une boîte cubique de dimensions 10 x 10 x 10 cm<sup>3</sup>, qui représente une couche d'un muscle humain moyen, de permittivité relative  $\epsilon_r$  égale à 83 et de conductivité  $\sigma$  égale à 0.67 S/m, calculées à l'aide de la méthode 4-cole-cole [45] à 40 MHz a été utilisée pour simuler séparément les deux antennes TX et RX et pour caractériser le bilan de liaison présenté par la Figure 4.6(b).

La bobine réceptrice carrée on-body, de dimensions totales égales à 4.1 cm x 4.1 cm, comprend 4 tours dont la largeur des lignes et l'espace entre les tours sont égaux à 0.3 mm (Figure 4.6(c)). La bobine réceptrice est placée à environ 5.2 cm par rapport à l'antenne émettrice y compris 5 cm de fantôme et 0.2 cm d'air. Le substrat Rogers RT/duroid 5880, d'épaisseur  $h = 1.5$  mm, de permittivité relative  $\epsilon_r = 2.2$  et de tangente de pertes diélectriques égale 0.0009, est utilisé pour concevoir les deux antennes.

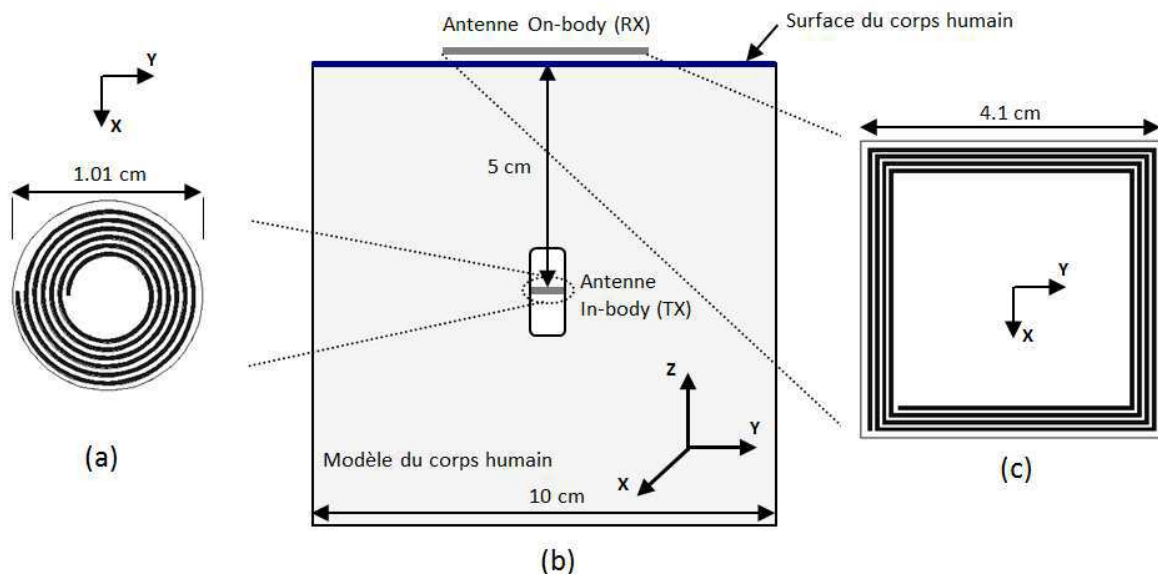


Figure 4.6. (a) Géométrie de l'antenne bobine spirale TX (antenne 1) ; (b) Liaison par induction magnétique à travers le corps humain ; (c) Géométrie de l'antenne bobine carrée RX (antenne 2).

### 4.3.1.2. Bilan de liaison par couplage magnétique à travers un corps humain homogène:

#### 4.3.1.2.1. Liaison parallèle (HL) directe :

Dans ce paragraphe, nous supposons que l'antenne TX est en face de l'antenne RX et que les centres des deux antennes ont les mêmes coordonnées en x et y. Les surfaces des deux antennes sont parallèles au plan XOY et c'est seulement la position selon l'axe OZ qui change. Nous appelons dans la suite cette liaison par 'HL' car le plan de l'antenne RX est

parallèle à la surface du corps humain (Figure 4.6(b)). Les pertes dans le canal dans ce cas sont minimales parce que le canal est perpendiculaire aux plans des deux bobines qui sont directement en face. Ce positionnement suggère que l'efficacité de la liaison inductive est optimum, c'est-à-dire qu'il y a le maximum de transfert de puissance entre les deux éléments couplés magnétiquement.

Un circuit d'adaptation, composé de deux capacités et d'une résistance parallèle (Figure 4.7), est utilisé pour adapter chacune des deux impédances d'entrées des deux bobines, qui présentaient une résistance inférieure à  $50 \Omega$  et une partie imaginaire inductive, et pour ajuster les fréquences de résonance à 40 MHz (annexe D). Les deux capacités servent à annuler la partie imaginaire de l'impédance à la fréquence de résonance et à adapter la partie réelle à  $50 \Omega$  tandis que la résistance parallèle permet d'ajuster le facteur de qualité et donc d'augmenter la bande passante. Chaque antenne est adaptée toute seule, indépendamment de l'autre. Lorsque le bilan de liaison est mis en place, l'effet du couplage n'a presque pas modifié l'adaptation des deux antennes. La bande passante à - 10 dB est à peu près de 0.33 MHz pour les deux antennes TX et RX. On a effectué deux bilans de liaison par IMCP, l'un à travers le corps humain et l'autre dans l'air, pour évaluer l'influence du canal de transmission sur les performances de la liaison inductive. La bobine émettrice est entourée par le volume d'air contenu dans la capsule qui la sépare du fantôme, par conséquent, la fréquence d'adaptation de l'antenne in-body n'est pas décalée quand le canal est l'air comme le montre la Figure 4.8.

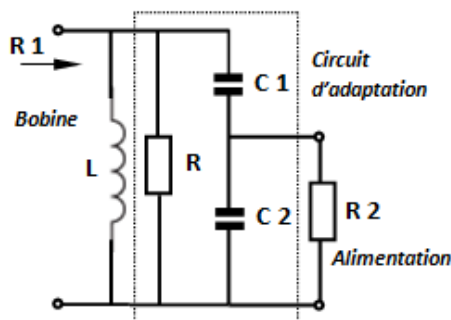


Figure 4.7. Circuit d'adaptation utilisé pour adapter les deux bobines TX et RX (annexe D).



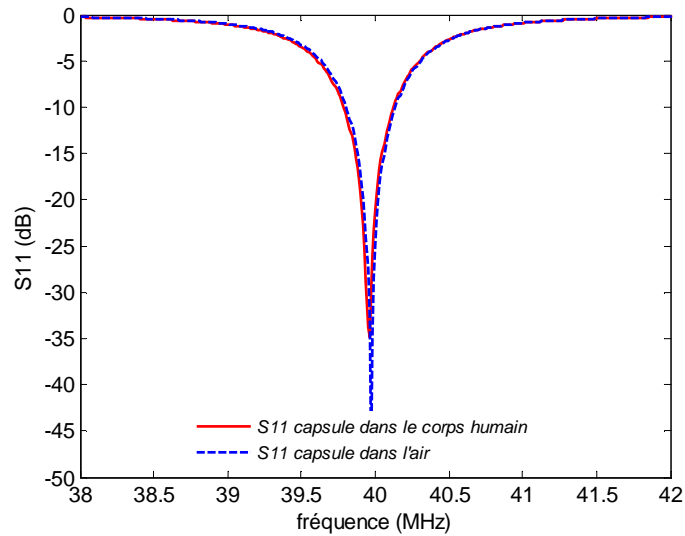


Figure 4.8. Coefficient de réflexion de l'antenne TX simulée dans le corps humain et dans l'air.

Par contre, on peut voir à partir de la Figure 4.9 que la fréquence de résonance de l'antenne RX (on-body) augmente légèrement dans l'air. Pour les deux canaux, la fréquence de résonance de la bobine réceptrice est ajustée autour de 40 MHz.

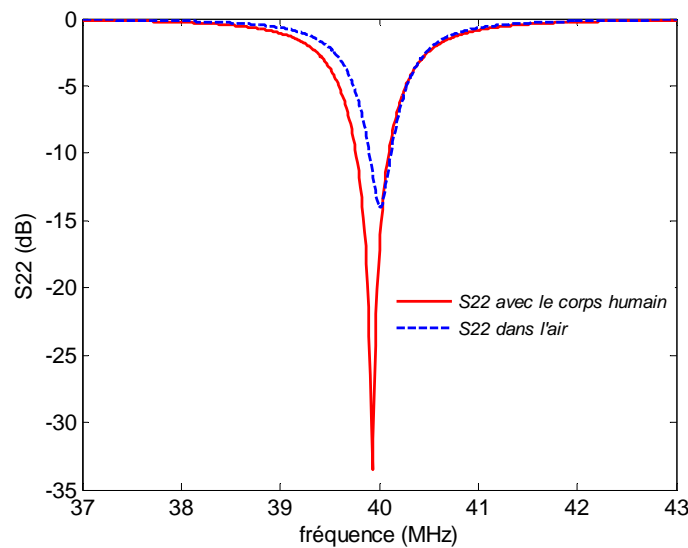


Figure 4.9. Simulation du coefficient de réflexion de l'antenne RX quand le canal de transmission est le corps humain et l'air.

À 40 MHz, la longueur d'onde en espace libre est égale à 750 cm, à cause de la permittivité élevée des tissus humains, cette valeur devient égale à 53 cm dans le muscle [45]. Si on considère la limite classique du champ proche  $\lambda/2\pi$ , la distance de 8.5 cm semble être la limite de la zone du couplage magnétique en champ proche entre les deux bobines dans le muscle. L'épaisseur de l'intestin grêle par rapport à la surface du corps (interface peau-air) est généralement considérée égale à 5 cm [47]. Dans cette étude, pour reporter le bilan de liaison

par induction magnétique (paramètre  $S_{21}$ ), l'antenne TX et l'antenne RX sont séparées d'une distance égale à 5.2 cm dans la direction z, y compris 5 cm de muscle et 0.2 cm d'air. Le gap d'air de 0.2 cm entre l'antenne RX et la surface du corps humain correspond à la distance minimale qui permet à la bobine on-body d'opérer correctement comme un circuit inductif.

Le paramètre  $S_{21}$ , qui est égal au rapport entre la puissance reçue et la puissance transmise, va caractériser l'efficacité du bilan de la liaison par IMCP. La Figure 4.10 présente le paramètre de transmission simulé en espace libre et dans le muscle. On peut interpréter à partir de cette figure que le paramètre  $S_{21}$  est légèrement influencé par la présence du corps humain ; il diminue de -20.7 dB dans l'air à -22.1 dB dans le corps humain autour de 40 MHz. L'efficacité de cette liaison inductive (paramètre  $S_{21}$  en pourcentage) est donc égale à 0.6 % dans le corps humain alors que dans l'air, elle est de 0.85 %.

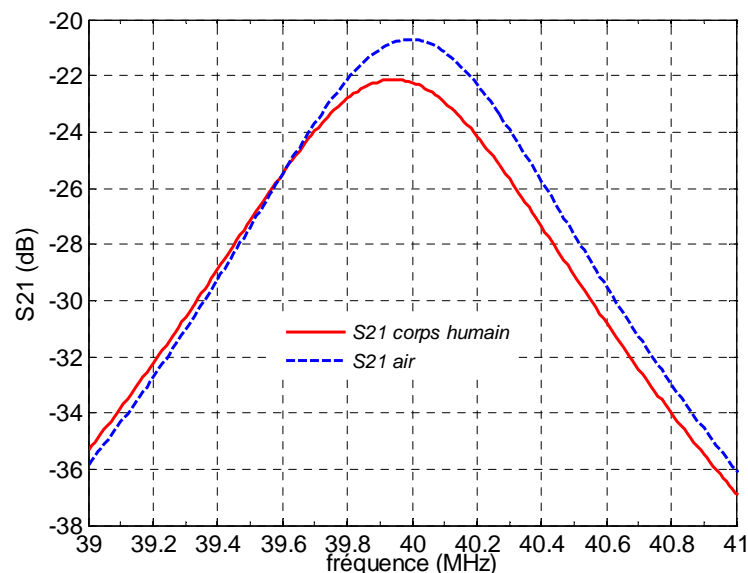


Figure 4.10. Simulation du paramètre de transmission entre les deux bobines couplées en espace libre et dans le corps humain.

Nous rappelons que, selon le modèle 1 étudié dans le paragraphe 4.2.4.1, le paramètre  $S_{21}$  est exprimé par la relation:  $S_{21} = P_L/P_S = \eta_T \eta_R Q_T Q_R k^2$  avec :  $\eta_T = R_S/R_S + R_{LT}$ ;  $\eta_R = R_L/R_L + R_{LR}$ ;  $Q_T = \omega_0 L_T/R_S + R_{LT}$ ;  $Q_R = \omega_0 L_R/R_L + R_{LR}$  et  $k = M/\sqrt{L_T L_R}$ .  $R_{LT}$  et  $R_{LR}$  sont respectivement les résistances de la bobine d'émission et celle de la bobine de réception,  $R_S$  et  $R_L$  sont respectivement les résistances de la source et de la charge,  $L_T$  et  $L_R$  sont respectivement les inductances de la bobine d'émission et celle de la bobine de réception et  $M$  est l'inductance mutuelle. Nous avons calculé, à partir des paramètres simulés des antennes TX et RX, la réponse de couplage  $S_{21}$  autour de 40 MHz dans le corps humain et dans l'air après avoir calculé  $\eta_T$ ,  $\eta_R$ ,  $Q_T$ ,  $Q_R$  et  $k$ . Les résistances  $R_S$  and  $R_L$  sont égales à 50  $\Omega$ ,

$P_S$  est égale à 1 W alors que  $R_{LT}$ ,  $R_{LR}$ ,  $L_T$ , et  $L_R$  sont déduites des résultats de simulation. Les paramètres des antennes ainsi que les résultats de calcul sont donnés par la Table 4.1.

On peut conclure à partir de la Table 4.1 que le facteur de couplage  $k$ , qui est généralement compris entre 0 et 1, est égal dans ce cas à 0.05 en espace libre et 0.04 en présence du corps humain. Cette faible valeur est essentiellement due aux faibles dimensions des bobines et en particulier la bobine d'émission. En plus, on note que le changement du canal de transmission affecte l'impédance d'entrée de la bobine de réception et par conséquent le bilan de liaison. Par contre, les paramètres de la bobine d'émission ( $R_{LT}$  et  $L_T$ ) ne varient pas en changeant le milieu, ainsi  $Q_T$  et  $\eta_T$  restent stables. Cela est dû à la présence de la capsule remplie d'air, qui permet d'isoler l'antenne in-body du corps humain.

Table 4.1. Calcul théorique des paramètres des bobines TX et RX et de la réponse de couplage  $S_{21}$  dans l'air et en présence du corps humain.

		Corps humain	Espace libre
$R_{LT} (\Omega)$		0.8	0.8
$R_{LR} (\Omega)$		7	4
$X_T (\Omega)$		74.5	74.5
$L_T (\mu H)$		0.3	0.3
$X_R (\Omega)$		514	512
$L_R (\mu H)$		2	2
$Q_T$		1.5	1.5
$Q_R$		9	9.5
$\eta_T$		0.98	0.98
$\eta_R$		0.88	0.92
$k$		0.04	0.05
$S_{21} (dB)$	théorique	-17.3	-15
	simulation	-22.1	-20.7
$\Delta S_{21} (dB)$		4.8	5.7
$S_{21} (\%)$	théorique	1.8	3.1
	simulation	0.6	0.85
$\Delta S_{21} (\%)$		1.2	2.25

$$\Delta S_{21} = S_{21}(\text{théorique}) - S_{21}(\text{simulation})$$

La différence entre les résultats théoriques et simulés,  $\Delta S_{21} (\%) = S_{21}(\text{théorique}) (\%) - S_{21}(\text{simulation}) (\%)$ , est de 1.2 % dans le corps humain et de 2.25 % en espace libre ( $S_{21} (\%) = 0.01 * 10^{(S_{21}(dB)/10)}$ ); les résultats théoriques obtenus montrent que le modèle 1 adopté dans

notre étude permet de donner une estimation sur le bilan de liaison par IMCP ainsi que les paramètres mis en jeu.

D'autre part, nous avons calculé la valeur du flux magnétique dans différentes surfaces du plan XOY, à des positions précises selon l'axe OZ qui traverse l'origine de chaque surface. Le flux magnétique est donné par la relation  $\Phi = B.S$ , où  $S$  représente la surface en  $m^2$  et  $B$  l'induction magnétique en Tesla. Ensuite, nous avons pu calculer la densité de puissance réactive dans les différentes surfaces sélectionnées à l'aide de l'équation (4.28).

$$P = \frac{\omega |B|^2}{2\mu_0} \quad (4.28)$$

La Table 4.2 résume les résultats obtenus, lorsque la puissance d'émission est égale à 1 W, et montre que la densité de puissance chute d'un facteur de  $10^{-6}$  quand la distance  $z$  augmente de 1 cm à 5.36 cm ; elle atteint une valeur de  $5.5 \cdot 10^{-5} \text{ W.m}^{-2}$  dans le plan de la bobine réceptrice.

Table 4.2. Densité de puissance à différentes positions à partir de la bobine émettrice selon l'axe (oz).

Distance [oz]	1 cm	2 cm	3 cm	4 cm	5 cm	5.36 cm
P (W.m <sup>-2</sup> )	84.17	2.5	$2.2 \cdot 10^{-1}$	$3 \cdot 10^{-2}$	$1.1 \cdot 10^{-3}$	$5.5 \cdot 10^{-5}$

Nous avons aussi tracé la cartographie du vecteur champ H dans la Figure 4.11 qui montre que les lignes du champ sont perpendiculaires à la surface de la bobine réceptrice, cela suggère que le canal de transmission soit dans sa configuration optimum.

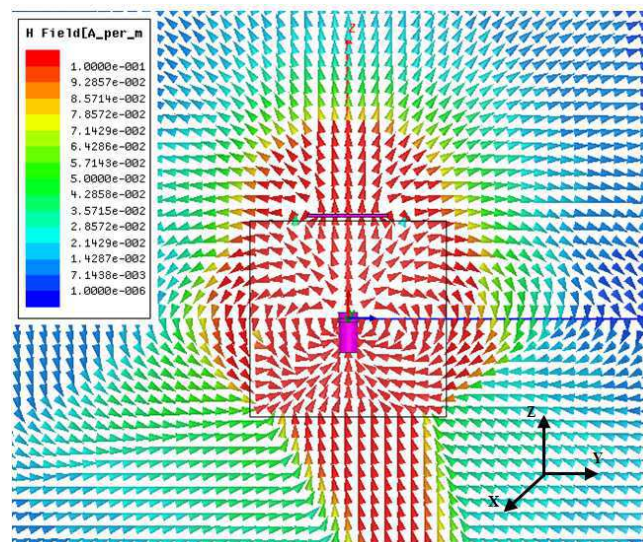


Figure 4.11. Lignes du champ H à travers le corps humain à 40 MHz dans la HL directe.

Dans cette partie, nous avons considéré que l'antenne ingérable est fixe dans le système GI. Cependant, la capsule glisse au hasard à l'intérieur du système GI. Il serait donc

important d'étudier l'influence de la variation de la position et de l'orientation de l'antenne TX sur l'efficacité de la liaison pour évaluer les performances de la liaison inductive à travers le corps humain

Dans tout le reste de cette analyse, la distance entre l'antenne TX et l'antenne RX selon l'axe OZ restera constante et égale à 5.2 cm.

#### 4.3.1.2.2. Variation de l'angle de l'antenne TX dans la liaison HL :

Dans le cas de la liaison HL, l'antenne RX est parallèle à la surface du corps humain qui est selon le plan YOZ. La Figure 4.13 reporte l'évolution du paramètre de transmission lorsque l'orientation de l'antenne TX varie de  $0^\circ$  à  $90^\circ$  comme le montre la Figure 4.12. Il est clair que l'efficacité de la liaison inductive se détériore énormément au-delà de l'angle  $70^\circ$ . En effet, une étude complémentaire, où la bobine réceptrice est orientée selon le plan XOZ, perpendiculairement à la surface du corps humain, peut résoudre ce problème. On notera ce canal par la liaison VL, car l'antenne RX est perpendiculaire à la surface du corps humain.

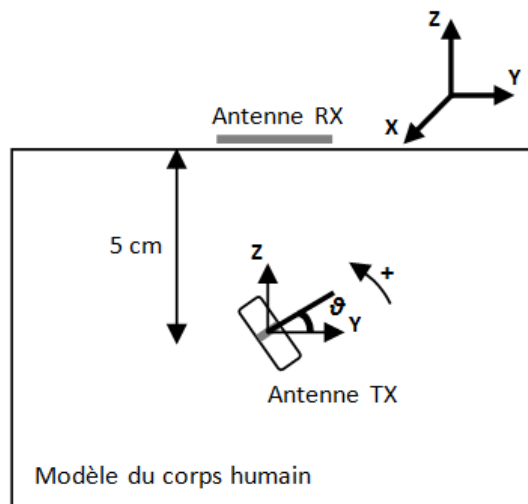


Figure 4.12. Variation de l'angle de l'antenne TX dans la HL.

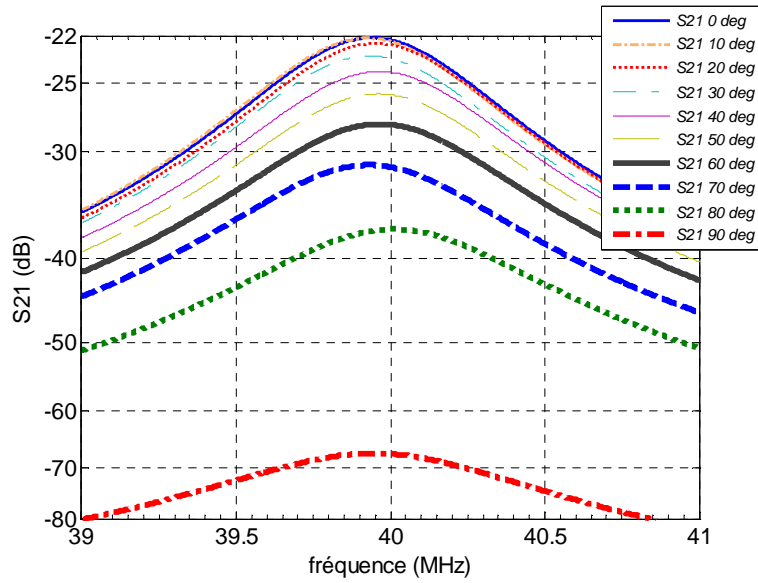


Figure 4.13. Simulation du paramètre  $S_{21}$  entre l’antenne TX et RX dans la HL en fonction de la fréquence quand  $\theta$  varie de  $0^\circ$  à  $90^\circ$ .

#### 4.3.1.2.3. Variation de l’angle de l’antenne TX dans la liaison VL :

Dans la liaison VL, l’orientation de l’antenne TX est identique à celle du cas précédent : la seule différence entre les deux scenarios concerne l’orientation relative de l’antenne RX qui est perpendiculaire à la surface du corps. La Figure 4.14 (a) montre la configuration du canal VL dans le cas optimum et la Figure 4.14 (b) montre comment l’orientation de l’antenne TX change de  $90^\circ$  à  $0^\circ$ . Il est clair à partir de la Figure 4.15 que le niveau du paramètre de transmission à 40 MHz est autour de - 32 dB si  $\theta$  varie entre  $90^\circ$  et  $70^\circ$ . Cela va permettre de résoudre le problème de la détérioration du paramètre  $S_{21}$  à ces angles dans la HL. Par contre, si l’angle  $\theta$  est au-dessous de  $60^\circ$ , la VL n’est plus efficace.

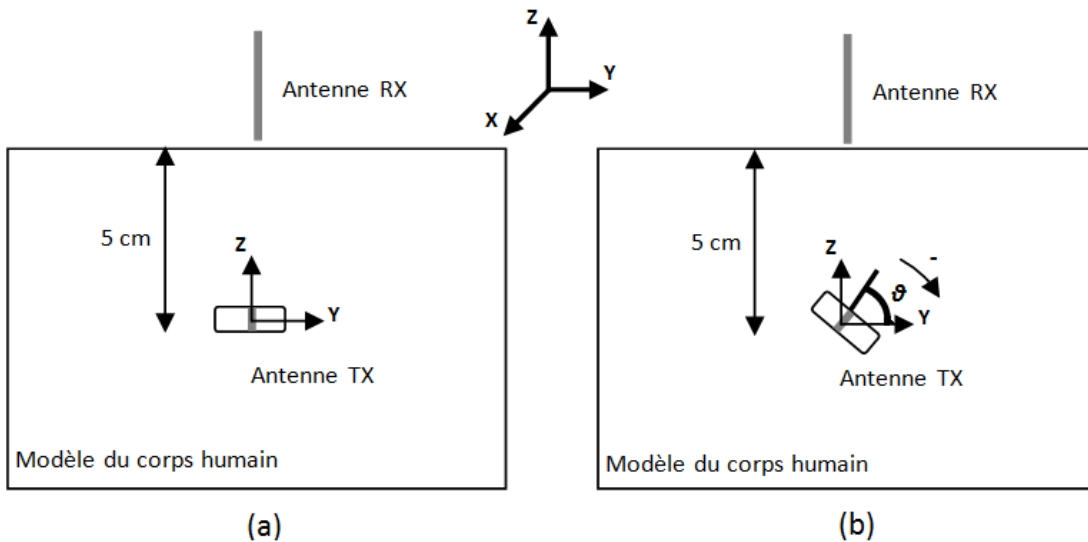


Figure 4.14. Liaison VL: (a) Orientation de l’antenne RX dans la VL; (b) Variation de l’angle de l’antenne TX dans la VL.

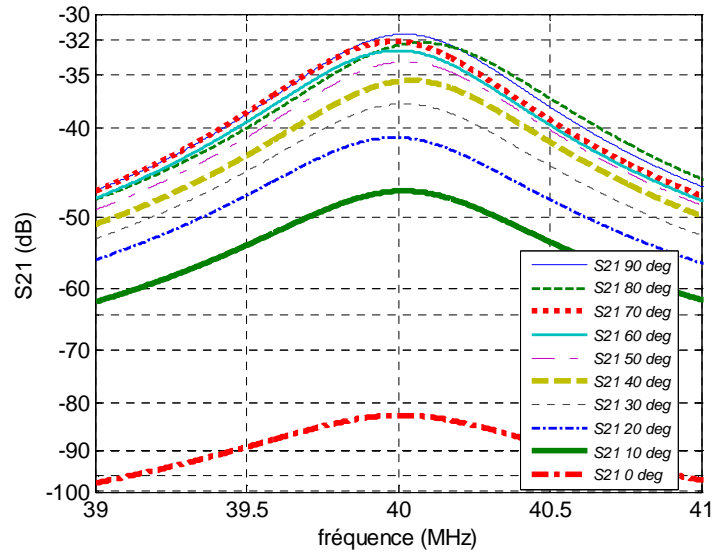


Figure 4.15. Simulation du paramètre  $S_{21}$  entre les deux bobines dans la VL en fonction de la fréquence quand  $\theta$  varie de  $90^\circ$  à  $0^\circ$ .

#### 4.3.1.2.4. Variation de l'angle de l'antenne TX dans la HL et la VL :

La Figure 4.16 montre la variation du paramètre de transmission en fonction de l'angle  $\theta$  autour de 40 MHz dans le cas de la HL et de la VL définis ci-dessus et simulés séparément. Selon cette figure, on peut dire que la HL et la VL sont complémentaires. Autrement dit, si les performances de la HL diminuent lorsque  $\theta$  est entre  $70^\circ$  et  $90^\circ$ , la liaison VL devient efficace et vice versa. En effet, en associant la HL et la VL, l'efficacité de la liaison reste toujours mieux que -32 dB pour toutes les orientations de l'antenne TX quand la position de celle-ci ne change pas par rapport à celle de la bobine RX. Il est aussi clair à partir de la Figure 4.16 que les performances de la VL sont plus faibles que celles de la HL : la limite supérieure du paramètre  $S_{21}$ , égale à -32 dB dans le cas de VL, est inférieure à la valeur maximale du  $S_{21}$  (-22 dB) trouvée dans le cas de HL. L'antenne RX perpendiculaire au corps humain peut être optimisée pour être moins encombrante.

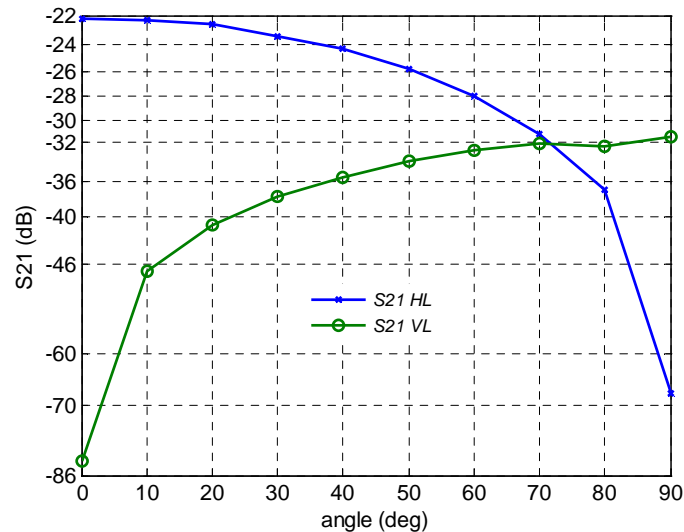


Figure 4.16. Simulation du paramètre de transmission entre les antennes TX et RX dans la HL et la VL en fonction de l'angle  $\theta$  autour de 40 MHz.

En effet, pour offrir une liaison inductive optimale avec le maximum de transfert de puissance, il serait important d'associer des segments d'antennes RX perpendiculaires et parallèles à la surface du corps humain, en tenant compte de l'effet du couplage entre eux. Ainsi, nous avons simulé un canal de transmission où deux antennes RX sont positionnées ensemble parallèlement et perpendiculairement à la surface du corps humain pour étudier le couplage entre elles et par la suite évaluer l'efficacité du canal. Cette configuration, notée par réseau d'antennes RX, est illustrée par la Figure 4.17 et la réponse de couplage ( $S_{21}$ ) autour de 40 MHz en fonction de l'orientation de l'antenne TX est donnée par la Figure 4.18. Le paramètre  $S_{21}$  correspond à la réponse de couplage entre la bobine émettrice (antenne 1) et la bobine réceptrice perpendiculaire (antenne 2) alors que le paramètre  $S_{31}$  représente la réponse de couplage entre la bobine TX et la bobine RX parallèle (antenne 3). Les courbes de la Figure 4.18 sont proches de celles de la Figure 4.16 où la HL et la VL sont simulées séparément. Par conséquent, on peut dire que l'effet du couplage entre les deux antennes RX est négligeable et qu'il n'affecte pas l'efficacité du canal dans le cas de liaison avec réseau d'antennes RX : un faible effet de masquage peut être observé dans l'intersection des deux courbes quand le paramètre  $S_{21}$  passe de -32 dB (Figure 4.16) à -33 dB (Figure 4.18).



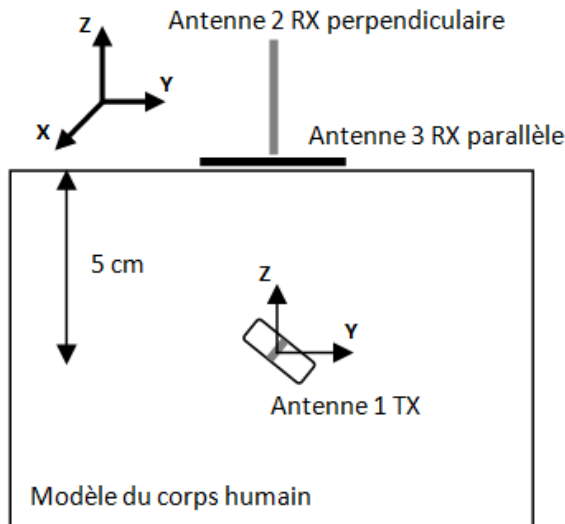


Figure 4.17. Structure de la liaison inductive avec réseau d’antennes RX à travers le corps humain.

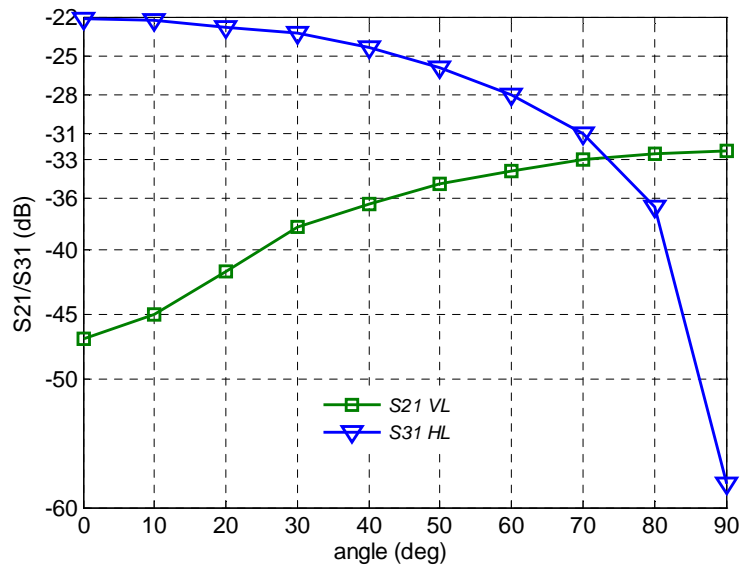


Figure 4.18. Simulation du paramètre de transmission dans la liaison avec réseau d’antennes RX en fonction de l’angle  $\theta$  autour de 40 MHz.

#### 4.3.1.2.5. Variation de la position de l’antenne TX dans la HL :

La position de l’antenne émettrice peut aussi varier par rapport à celle de l’antenne réceptrice. Ainsi, il est nécessaire d’étudier la variation de la position de l’antenne TX selon l’axe OY tel que l’illustre la Figure 4.19. Dans ce paragraphe ainsi que dans le paragraphe suivant, on suppose que seule la position de la bobine TX varie, son orientation est considérée optimale pour chaque configuration du canal. Ici, pour la HL, l’angle  $\theta$  qui définit l’orientation de l’antenne émettrice est égal à  $0^\circ$  alors qu’il est égal à  $90^\circ$  pour la VL (paragraphe suivant). En plus, on considère que la position de l’antenne TX selon l’axe OY

correspond à l'espace entre le centre de la bobine émettrice et celui de la bobine réceptrice dans la direction y.

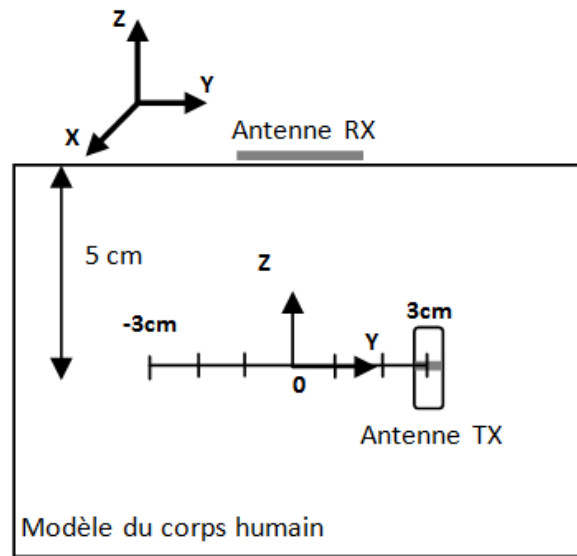


Figure 4.19. Variation de la position de l'antenne TX selon l'axe OY dans la HL.

La Figure 4.20 montre l'évolution du paramètre  $S_{21}$  en fonction de la position de la bobine TX dans la HL lorsque y varie entre -3 cm et 3 cm. Le niveau du  $S_{21}$ , pris autour de 40.68 MHz, varie de -22 dB à -28 dB dans cet intervalle, ce qui montre que la liaison inductive reste toujours efficace.

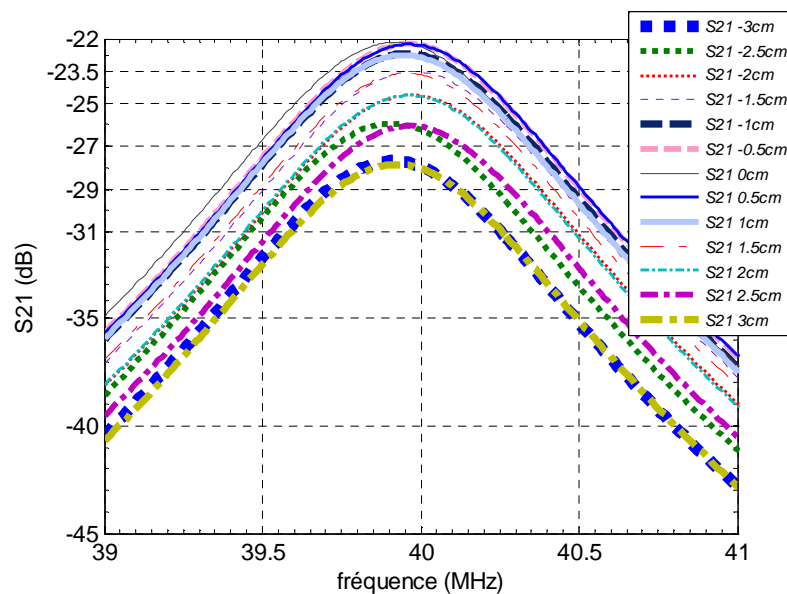


Figure 4.20. Simulation du paramètre  $S_{21}$  en fonction de la fréquence à différentes positions de la bobine TX dans la HL.

#### 4.3.1.2.6. Variation de la position de l'antenne TX dans la VL :

La Figure 4.21 illustre la variation de la position de l'antenne TX dans la VL selon l'axe OY lorsque y varie entre -3 cm et 3 cm et les résultats de simulation sont donnés par la Figure 4.22. Nous pouvons en déduire qu'au-delà d' $y = \pm 1$  cm, la VL perd ces performances.

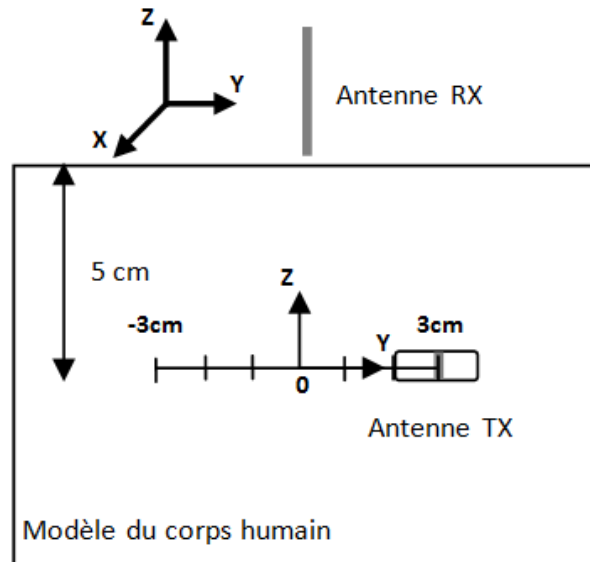


Figure 4.21. Variation de la position de l'antenne TX selon l'axe OY dans la VL.

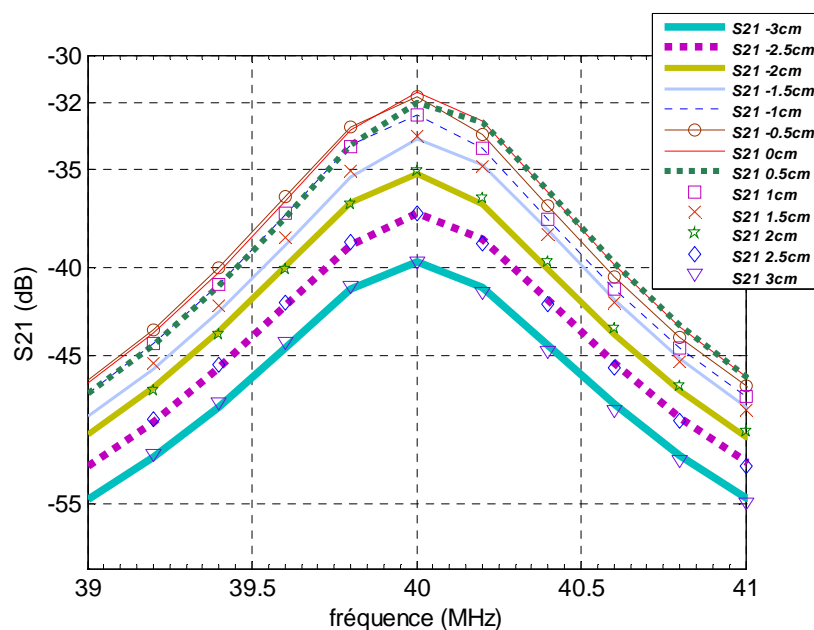


Figure 4.22. Simulation du paramètre  $S_{21}$  en fonction de la fréquence à différentes positions de la bobine TX dans la VL.

#### 4.3.1.2.7. Variation de la position de l'antenne TX dans la HL et la VL :

La Figure 4.23 synthétise les résultats obtenus par la Figure 4.20 et la Figure 4.22 et permet de comparer le paramètre de transmission autour de 40 MHz en fonction de la distance

dans la HL et celui dans la VL. Il est clair à partir de cette figure que le paramètre  $S_{21}$  relié à la HL diminue quand la bobine émettrice s'éloigne de la bobine réceptrice, néanmoins, la liaison HL reste toujours efficace. En ce qui concerne la VL, la valeur du  $S_{21}$  chute de -32 dB au centre à -40 dB quand  $y = \pm 3$  cm. Par contre, jusqu'à  $y = \pm 1$  cm, la valeur du  $S_{21}$  reste autour de -32 dB. Ainsi, on peut dire que les performances de la VL diminuent lorsque la distance entre l'antenne TX et RX est supérieure à 1 cm.

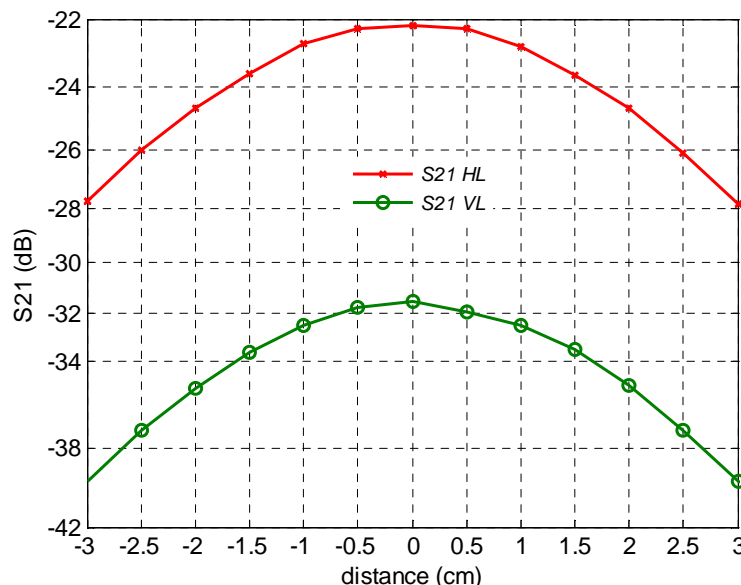


Figure 4.23. Simulation du paramètre de transmission entre l'antenne TX et RX autour de 40 MHz dans la HL et la VL en fonction de la distance [oy].

Dans ce paragraphe, seule la position de la bobine émettrice varie, le paramètre de transmission dans la HL est toujours mieux que celui dans la VL quel que soit la position de l'antenne TX (quand  $y$  varie entre -3 cm et +3 cm). On peut aussi conclure à partir de la Figure 4.23 que l'écart entre le paramètre  $S_{21}$  dans la HL et la VL reste toujours autour de -10 dB ( $\pm 2$  dB) pour chaque position de la bobine émettrice.

Cette étude a permis d'estimer les performances du canal de transmission quand seule la distance entre l'antenne TX et RX varie. Il est important de compléter cette étude et l'étude précédente (variation de l'orientation de la bobine émettrice) par une analyse de l'efficacité de la liaison quand l'orientation et la position de l'antenne émettrice changent ensemble.

#### 4.3.1.2.8. Variation de l'orientation et de la position de l'antenne TX dans la VL et la HL :

La capsule ingérée peut être située au hasard en glissant à l'intérieur du système GI, autrement dit, la position et l'orientation de l'antenne in-body peuvent varier les deux ensemble. Ainsi, nous avons simulé séparément le canal de transmission de la HL et de la VL en faisant varier à la fois la position et l'angle de l'antenne TX. L'évolution du paramètre  $S_{21}$  autour de 40 MHz en fonction de l'angle, à différentes positions selon l'axe OY est donnée

par la Figure 4.24. Cette figure est divisée en quatre parties, chaque portion correspond à une position de l'antenne TX selon la direction y ( $y = 0, -1, -2$  et  $-3$  cm). On peut conclure à partir de ces courbes que, pour chaque position de l'antenne émettrice, la HL et la VL sont complémentaires.

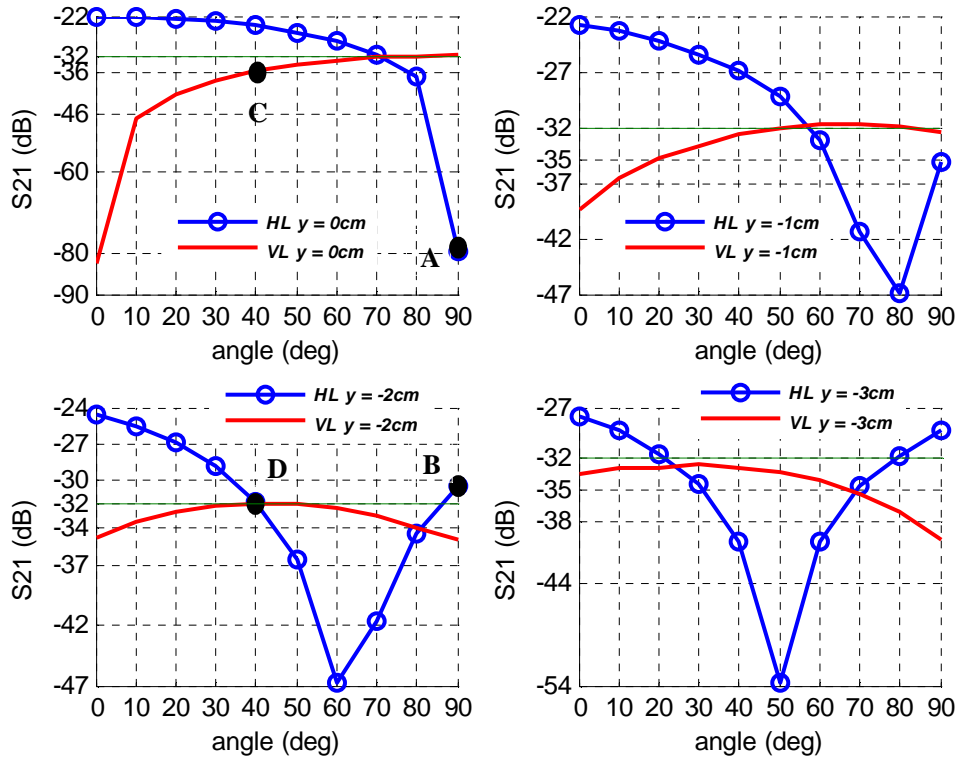


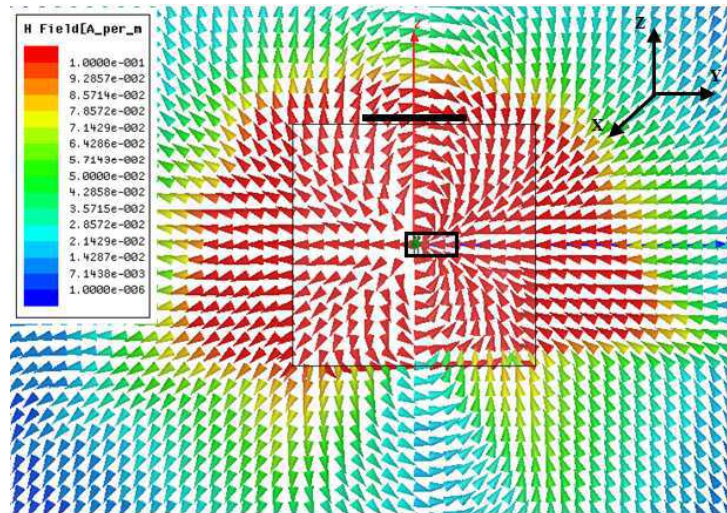
Figure 4.24. Simulation du paramètre de transmission autour de 40 MHz dans la HL et la VL en fonction de l'angle  $\theta$  à différentes positions de l'antenne TX.

En plus, on peut dire que l'évolution du paramètre de transmission en fonction de l'orientation de la bobine émettrice dépend de la position relative de celle-ci. Ainsi, si la valeur du  $S_{21}$  diminue pour  $y = 0$  quand  $\theta$  varie de  $0^\circ$  à  $90^\circ$  dans la HL, elle peut augmenter pour d'autres positions. Or, cette valeur diminue dans la HL quand  $\theta$  varie de  $0^\circ$  à  $80^\circ$ , à  $60^\circ$  et à  $50^\circ$  respectivement pour des positions relatives  $y = -1$  cm,  $-2$  cm et  $-3$  cm, ensuite elle augmente comme le montre chaque portion de la Figure 4.24 qui correspond à la HL. En réalité, quand la capsule in-body se déplace loin de l'antenne réceptrice, les lignes du champ H, qui traversent la bobine on-body, peuvent être optimisées par la rotation de l'antenne TX. De plus, quand le paramètre  $S_{21}$  de la HL devient faible pour des orientations bien précises de l'antenne TX, celui de la VL peut apporter une efficacité correcte pour la liaison inductive.

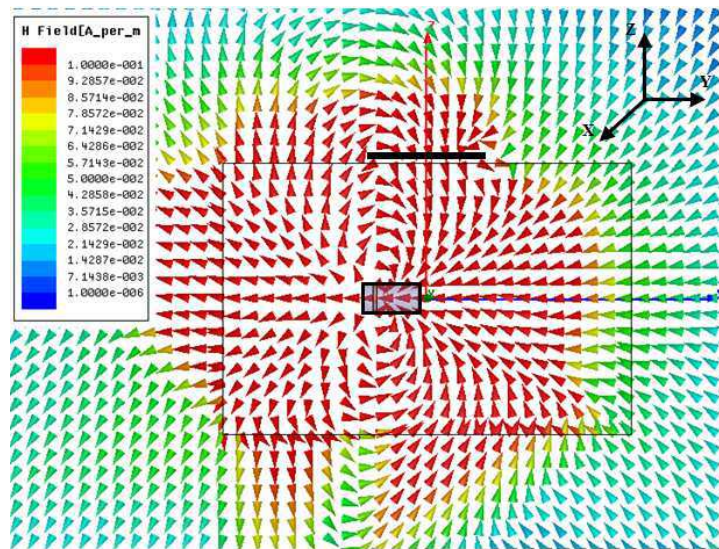
En effet, pour offrir une liaison inductive optimale avec le maximum de transfert de puissance, on doit mettre en place un réseau composé de segments d'antennes RX perpendiculaires et parallèles à la surface du corps humain, tout en prenant en compte les dimensions des antennes ainsi que l'espacement et le couplage entre elles. Nous rappelons

que la distance  $y$  correspond à l'espace entre les centres des antennes in-body et on-body. Ainsi, selon les résultats de la Figure 4.24, on a pu fixer le décalage maximum (dans la direction  $y$ ) entre les antennes TX et RX qui est estimé être égal à 2 cm: la valeur du  $S_{21}$  varie dans la majorité des cas entre -22 dB et -32 dB (elle est égale à -34 dB seulement lorsque  $y = -2$  cm quand  $\theta$  est à proximité de  $80^\circ$ ). Les dimensions de l'antenne RX, initialement égales à 4.1 cm x 4.1 cm, peuvent être réduites à 4 cm x 4 cm. Ainsi, pour obtenir une liaison inductive qui restera efficace et qui respectera la limite de 2 cm, le réseau d'antennes RX va être constitué des antennes RX adjacentes parallèles à la surface du corps et des antennes RX perpendiculaires au corps humain espacées de 4 cm. Pour éviter d'encombrer ce réseau par les dimensions de l'antenne bobine carrée RX orientée perpendiculairement par rapport à la surface du corps humain, on envisage de remplacer les antennes RX perpendiculaires par des solénoïdes de tailles réduites pouvant être montées plus facilement à ce réseau d'antennes. On note aussi que l'étude de la variation de la position de l'antenne in-body selon l'axe OX est similaire à celle dans la direction  $y$ .

Pour mieux comprendre ces phénomènes, les lignes du champ H sont reportées dans certains cas définis précédemment comme l'illustrent la Figure 4.25 et la Figure 4.26. Nous pouvons voir la topologie des lignes du champ H dans la HL à 40 MHz quand  $\theta$  est égal à  $90^\circ$  et la position de la bobine émettrice selon  $y$  est égale à 0 cm et -2 cm à partir de la Figure 4.25 (a) et la Figure 4.25 (b) respectivement. Dans cette configuration du canal, si la position de la bobine émettrice selon  $y$  est égale à 0 cm, les lignes du champ H sont adjacentes à la surface de l'antenne RX et cela explique pourquoi le paramètre  $S_{21}$  est très faible dans ce cas ( $S_{21} = -79.6$  dB: point A de la Figure 4.24). Quand la distance entre l'antenne TX et RX est égale à 2 cm selon l'axe OY, certaines lignes du champ H peuvent être perpendiculaires à la surface de l'antenne RX ce qui mène à améliorer sérieusement les performances de la liaison inductive ( $S_{21} = -31.5$  dB: point B de la Figure 4.24). De la même manière, les lignes du champ H dans la VL à 40 MHz, quand  $\theta$  est égal à  $40^\circ$  et la position de la bobine émettrice selon  $y$  est égale à 0 cm et -2 cm, sont données respectivement par la Figure 4.26 (a) et la Figure 4.26 (b). Dans cette configuration, quand l'antenne TX est dans le centre de l'axe OY, les lignes du champ H qui traversent la surface de l'antenne RX ne sont pas complètement perpendiculaires à la bobine réceptrice ce qui mène à la détérioration du paramètre  $S_{21}$  qui est égal à -36 dB (point C de la Figure 4.24). Si la position de l'antenne TX selon l'axe OY est égale à -2 cm, les lignes du champ H sont à peu près perpendiculaires à la surface de l'antenne RX et par conséquent, le paramètre  $S_{21}$  est meilleur ( $S_{21} = -32$  dB : point D de la Figure 4.24).



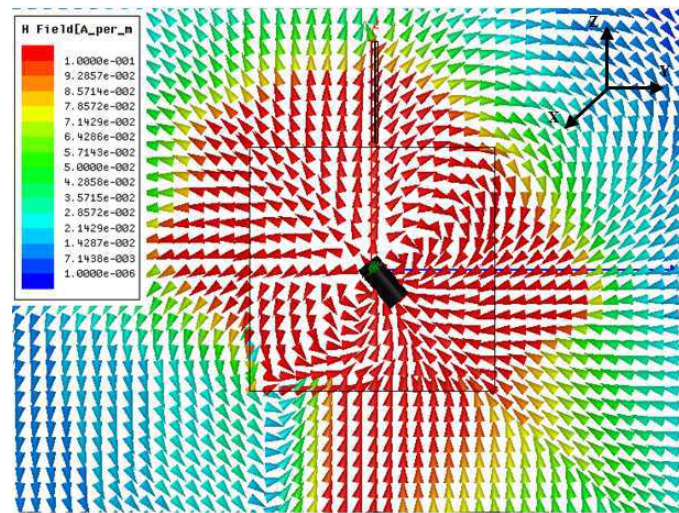
(a)



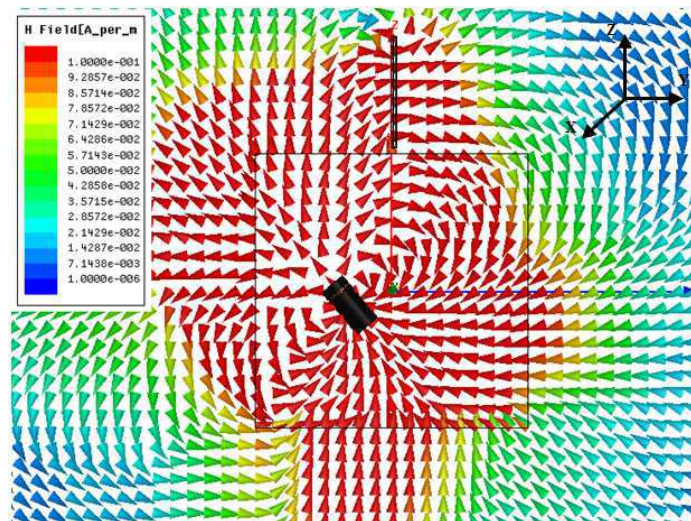
(b)

Figure 4.25. Lignes du champ H dans la HL à 40 MHz tracées sur le plan YOZ quand  $\theta$  est égal à  $90^\circ$ : (a) la position de l'antenne TX selon la direction y est égale à 0 cm ; (b) la position selon la direction y est égale à -2 cm.





(a)



(b)

Figure 4.26. Lignes du champ H dans la VL à 40 MHz tracées sur le plan YOZ quand  $\theta$  est égal à  $40^\circ$ : (a) la position de l'antenne TX selon la direction y est égale à 0 cm ; (b) la position selon la direction y est égale à -2 cm.

#### 4.3.1.3. Bilan de liaison par induction magnétique à travers un corps humain à trois couches :

Dans cette section, nous utilisons un modèle du corps humain à trois couches qui est plus réaliste que le modèle homogène. Cette étude ne concerne que le trajet direct HL avec sa configuration optimum ( $y = 0$  cm et  $\theta = 0^\circ$ ). Ainsi, une couche de graisse et une couche de peau vont couvrir le muscle tout en gardant la distance (selon la direction z) entre les antennes TX et RX constante et égale à 5.2 cm.



Dans un premier temps, on considère une couche de muscle d'épaisseur égale à 3.5 cm couverte par 1.4 cm de graisse, cette dernière est couverte par 1 mm de peau comme le montre la Figure 4.27. Ces valeurs sont représentatives d'une situation choisie arbitrairement car l'épaisseur de chaque tissu humain varie avec la personne.

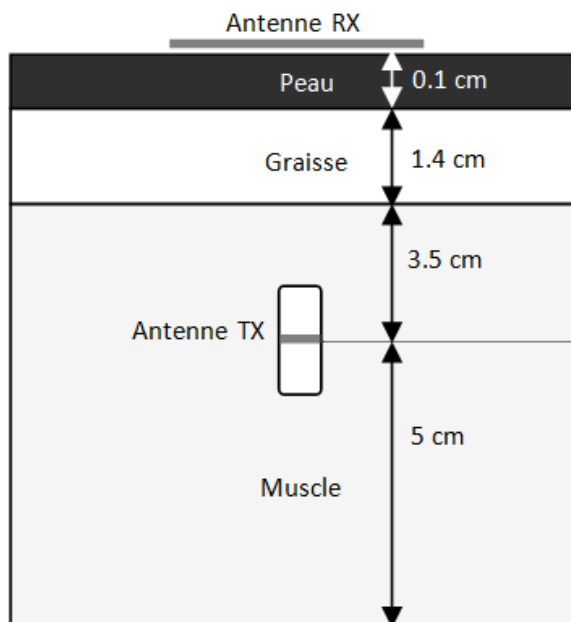


Figure 4.27. Liaison par induction magnétique à travers un corps humain à trois couches (muscle/graisse/peau).

Chaque tissu humain est caractérisé par ses propres propriétés diélectriques, qui dépendent de la fréquence. Les caractéristiques diélectriques des trois tissus, utilisés dans le modèle du corps humain proposé, à 40 MHz sont données par la Table 4.3. Nous constatons, à partir de ce tableau, que la permittivité relative et la conductivité du muscle et de la peau sont supérieures à celles de la graisse. Nous avons démontré cela dans le paragraphe 2.2 du chapitre 2 dans la Figure 2.2 et la Figure 2.3. La Figure 4.28 montre l'évolution du paramètre de transmission quand le canal de transmission est l'air, le corps humain homogène et le corps humain à trois couches. Il est clair à partir de ces courbes que le paramètre de transmission de la liaison inductive peut être amélioré, quand le corps humain est composé de trois couches, et devient proche de l'efficacité dans l'air. La Table 4.4 résume ces résultats autour de 40 MHz: le paramètre  $S_{21}$  peut s'améliorer de 1 dB quand le muscle est couvert d'une couche de graisse et de peau en comparant avec le modèle du corps humain homogène.

Table 4.3. Propriétés diélectriques des tissus biologiques employés dans le corps humain à trois couches à 40 MHz.

Tissu humain	Permittivité relative	Conductivité (S/m)
Muscle	82.6	0.67
Graisse	7.3	0.034
Peau	124.3	0.38

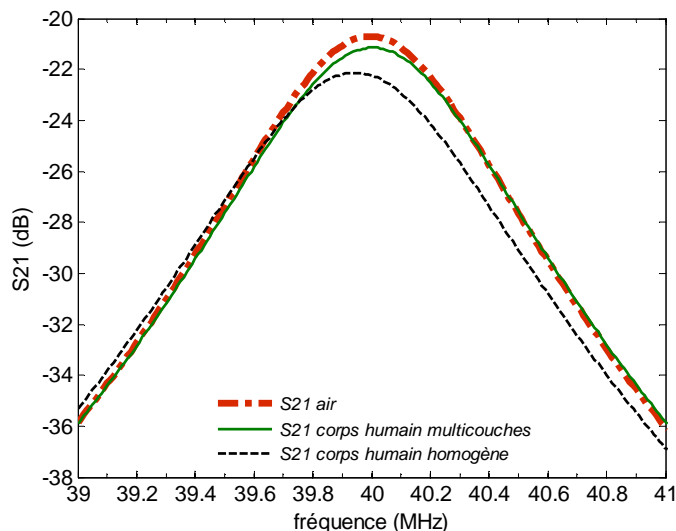


Figure 4.28. Simulation du paramètre  $S_{21}$  en fonction de la fréquence dans le corps humain à trois couches, dans le modèle homogène et dans l’air.

Table 4.4. Paramètre  $S_{21}$  de la liaison inductive à travers l’air, le corps humain à trois couches et le modèle homogène.

	Air	Modèle à trois couches	Modèle homogène
$S_{21}$ (dB)	-20.7	-21.1	-22.1

L’énergie perdue dans un milieu dissipatif est convertie en chaleur et les pertes sont proportionnelles au volume et à la conductivité de chaque type de tissu humain [70]. Ainsi, les résultats précédents peuvent être expliqués par la très faible conductivité de la graisse à 40 MHz (0.034 S/m) qui est proche de celle de l’air (0 S/m), contrairement à la conductivité du muscle qui est égale à 0.67 S/m. On en déduit que les pertes d’énergie dans le muscle sont plus fortes que celles dans la graisse (voir Figure 2.7 du chapitre 2).

Il est aussi nécessaire d’étudier l’influence de l’épaisseur de chaque tissu sur les performances du canal de transmission. Dans un second temps, nous avons effectué une étude paramétrique en fonction de l’épaisseur du tissu quand le canal de transmission est un corps humain à trois couches. La distance entre les antennes TX et RX reste toujours constante et égale à 5.2 cm dont 5 cm est partagé entre le muscle, la graisse et la peau et 0.2 cm représente le gap d’air entre l’antenne RX et la surface du corps (Figure 4.29).

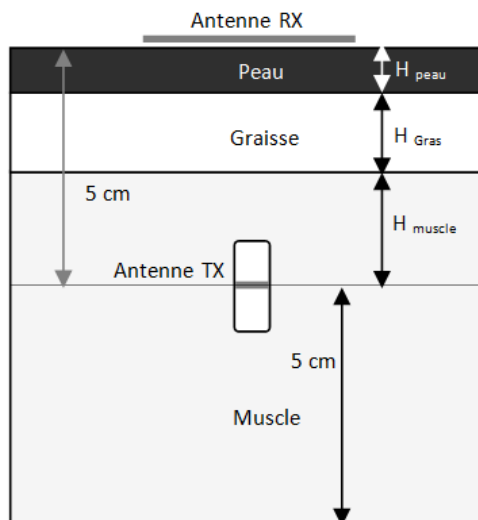


Figure 4.29. Liaison inductive à travers un corps humain à trois couches: étude paramétrique en fonction de l'épaisseur des tissus humains.

Au début, nous avons gardé l'épaisseur de la peau ( $H_{\text{peau}}$ ) constante et égale à 1 mm et nous avons fait varier seulement l'épaisseur de la graisse ( $H_{\text{gras}}$ ) de 2 mm à 20 mm. Nous assumons que la distance entre l'antenne TX et l'antenne RX est constante pour estimer les modifications dues à la couche de graisse, ainsi, l'épaisseur du muscle ( $H_{\text{muscle}}$ ) va dépendre de l'épaisseur de la graisse ( $H_{\text{muscle}} = 4.9 \text{ cm} - H_{\text{gras}}$ ). Les résultats de simulation sont donnés par la Figure 4.30 et montrent que le paramètre de transmission augmente de 0.7 dB quand  $H_{\text{gras}}$  augmente de 2 mm à 20 mm.

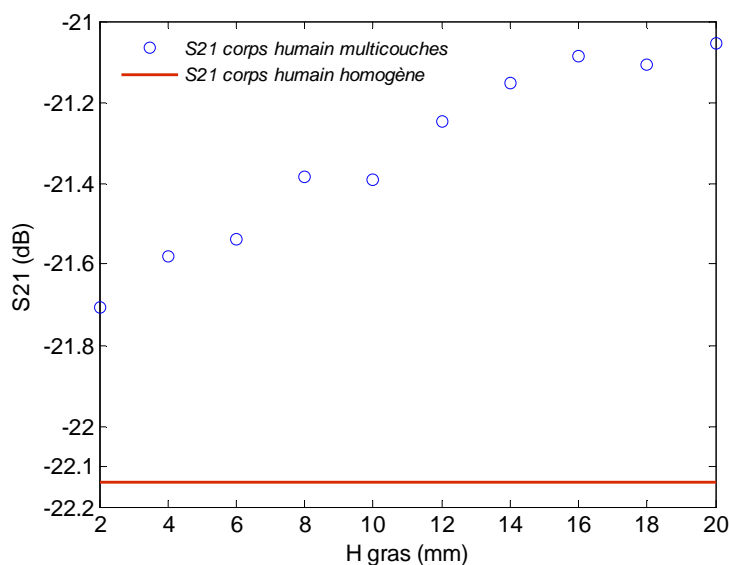


Figure 4.30. Simulation du paramètre de transmission autour de 40 MHz entre les bobines TX et RX dans le corps humain à trois couches en fonction de  $H_{\text{gras}}$ .

Ensuite, nous avons fait varier l'épaisseur de la peau  $H_{\text{peau}}$  de 1 mm à 5 mm dans deux scénarios: quand  $H_{\text{gras}}$  est égal à 1.4 cm et à 2 cm. L'épaisseur du muscle ( $H_{\text{muscle}}$ ) dans ce cas

est égale à :  $5 \text{ cm} - H_{\text{gras}} - H_{\text{peau}}$ . Contrairement au cas précédent, le paramètre  $S_{21}$  diminue légèrement quand  $H_{\text{peau}}$  augmente de 1 mm à 5 mm : il passe à peu près de -21.1 dB à -21.4 dB quand  $H_{\text{gras}}$  est égal à 1.4 cm et de -21 dB à -21.4 dB lorsque  $H_{\text{gras}}$  est égal à 2 cm (Figure 4.31). Cela peut être expliqué par la conductivité élevée de la peau qui est égale à 0.38 S/m à 40 MHz tandis que la conductivité de la graisse est seulement égale à 0.034 S/m. Ainsi, ces résultats peuvent être améliorés en augmentant l'épaisseur de la couche de graisse. Or, bien que l'efficacité de la liaison inductive diminue lorsque  $H_{\text{peau}}$  augmente, le paramètre  $S_{21}$  (égal à -21.4 au minimum) reste meilleur que celui trouvé en prenant un corps humain homogène (-22 dB), grâce à la présence de la couche de graisse.

On peut conclure à partir de ces résultats que la couche de graisse permet d'augmenter significativement les performances de la liaison inductive tandis que l'influence de la couche de peau n'est pas très significative, cela à distance constante entre les bobines émettrice et réceptrice.

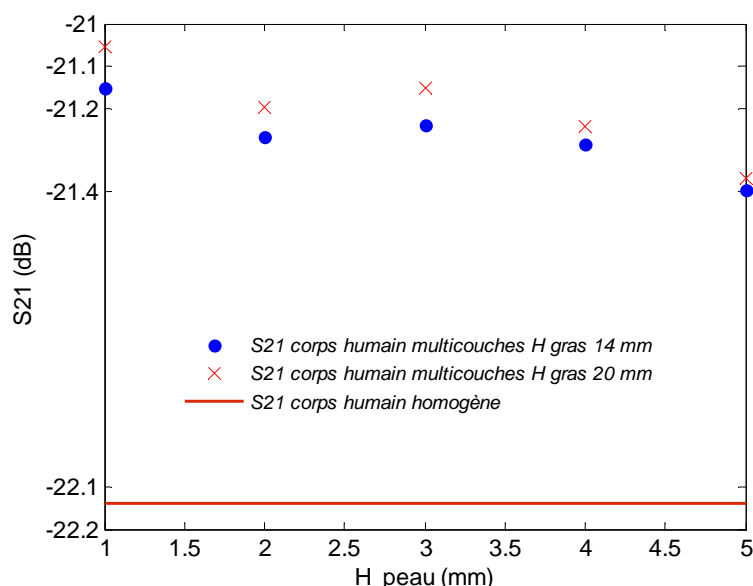


Figure 4.31. Simulation du paramètre de transmission autour de 40 MHz dans le corps humain à trois couches en fonction de  $H_{\text{peau}}$ .

#### 4.3.1.4. Effet des ferrites :

Des noyaux de ferrites de perméabilité  $\mu_r$  permettent d'améliorer l'intensité du champ magnétique d'un facteur de  $\mu_r$ . Dans un premier temps, nous avons intégré une couche de ferrite ( $\epsilon_r = 12$ ,  $\mu_r = 1000$  et  $\sigma = 0.01 \text{ S/m}$ ), de diamètre et d'épaisseur égaux à celles du substrat de l'antenne TX, à l'intérieur de la capsule remplie d'air. Cette couche de ferrite, positionnée au-dessous de l'antenne émettrice, est isolée de celle-ci par l'intermédiaire d'un deuxième substrat de mêmes caractéristiques que le substrat utilisé pour concevoir la bobine in-body, pour éviter que le circuit d'adaptation, montée dans la deuxième face du substrat de l'antenne, soit en contact direct avec la couche de ferrite (Figure 4.32). Un bilan de liaison à travers un corps humain homogène a été réalisé pour évaluer l'effet de cette couche de ferrite

sur les performances de la liaison inductive. Ce bilan de liaison ne tient pas compte du changement de la position et de l'orientation de l'antenne in-body, il s'agit du cas de la liaison directe HL quand le canal est dans sa configuration optimum. Les résultats de simulation montrent que le paramètre  $S_{21}$  autour de 40 MHz peut être amélioré de 0.6 dB : il est égal à -21.5 avec la couche de ferrite contre -22.1 sans couche de ferrite (voir paragraphe 4.3.1.2.1).

Dans un second temps, nous avons intégré, au centre du substrat de l'antenne carré de réception, un noyau carré de ferrite ( $\epsilon_r = 12$ ,  $\mu_r = 1000$  et  $\sigma = 0.01$  S/m) de dimensions égales à 3.2 cm x 3.2 cm et de hauteur égale à 1.65 mm, sans mettre de couches de ferrite dans l'antenne d'émission. Les résultats obtenus avec un corps humain homogène (liaison directe HL) montrent que le paramètre  $S_{21}$  autour de 40 MHz est égal à -21.9 dB; le noyau de ferrite permet ainsi d'améliorer les performances de la liaison inductive de 0.2 dB.

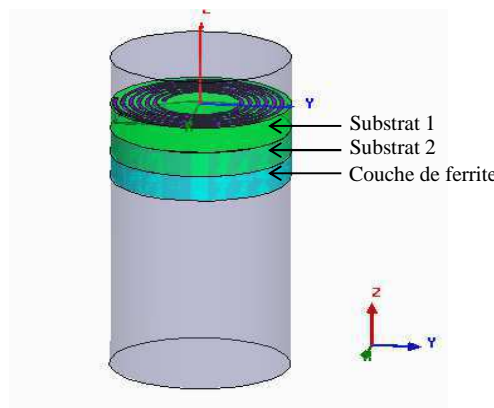


Figure 4.32. Insertion d'une couche de ferrite dans la capsule.

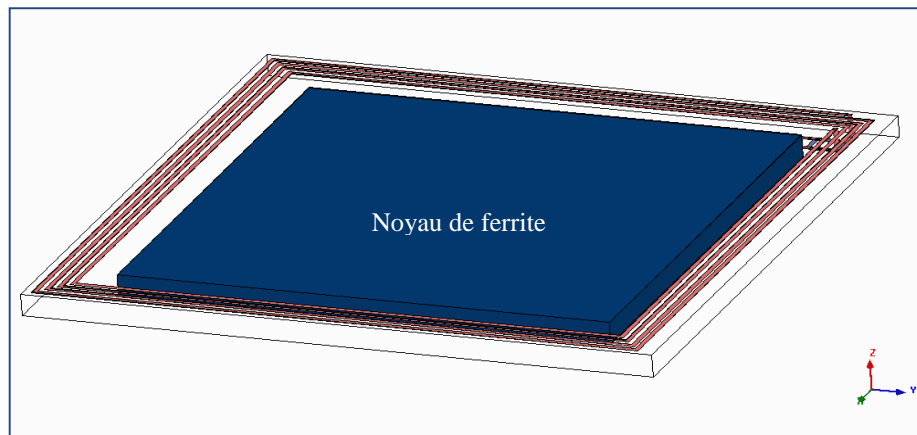


Figure 4.33. Insertion du noyau de ferrite au centre de l'antenne de réception.

#### 4.3.2. Étude comparative de bilans de liaison à 40 MHz avec différents types de bobines magnétiques et effet des batteries :

Nous avons effectué des bilans de liaison à travers un corps humain homogène (dans le cas de la liaison directe HL) en modifiant d'une part les paramètres de l'antenne

d'émission : nombre de tours, nombre de couches, largeur des lignes, et d'autre part les paramètres de l'antenne de réception : dimensions, nombre de tours, épaisseur des pistes et espace entre les lignes. Ainsi, le facteur de qualité ( $Q_T = \omega L_T / R_{LT}$  et  $Q_R = \omega L_R / R_{LR}$ ) de chaque antenne peut changer en fonction de ces paramètres. Pour l'antenne d'émission, le diamètre du substrat est toujours égal à 10,1 mm et la hauteur du substrat reste constante et égale à 1.5 mm. Ces bilans de liaison ont eu lieu quand le canal est dans sa configuration optimum c'est-à-dire dans la liaison directe HL. La Table 4.5 permet de résumer les différents résultats obtenus lorsque la distance entre les deux bobines couplées magnétiquement dans la direction z est égale à 5.2 cm et 8.2 cm, pour voir aussi l'effet de la distance sur le paramètre  $S_{21}$ .

Table 4.5. Bilans de liaison par induction magnétique à 40 MHz avec différents types de bobines.

	Paramètres de la boucle d'émission	Paramètres de la boucle de réception	$S_{21}$ à 5.2cm (dB)	$S_{21}$ 8.2cm (dB)
1	Bobine spirale 5.5 tours 1 couche: $Q=86$ ; $w=0.2\text{mm}$ ; $g=0.25\text{mm}$	Bobine spirale carrée 2cmx2cm, 6 tours : $w=0.5\text{mm}$ ; $g=0.5\text{mm}$ ; $Q=141$	-28.3	-39.6
2	Bobine spirale 6 tours 1 couche: $Q=80$ ; $w=0.2\text{mm}$ ; $g=0.25\text{mm}$	Bobine spirale carrée 4.1cmx4.1cm, 4 tours : $w=0.3\text{mm}$ ; $g=0.3\text{mm}$ ; $Q=65$	-22.1	-32.4
3	Bobine spirale 5.5 tours 1 couche: $Q=90$ ; $w=0.2\text{mm}$ ; $g=0.25\text{mm}$	Bobine spirale carrée 8cmx5cm, 1 tour : $w=1.5\text{mm}$ ; $g=1.5\text{mm}$ ; $Q=75$	-20.4	-30.4
4	Bobine spirale 5.5 tours 1 couche: $Q=90$ ; $w=0.2\text{mm}$ ; $g=0.25\text{mm}$	Bobine spirale carrée 8cmx5cm, 3 tours : $w=1.5\text{mm}$ ; $g=1.5\text{mm}$ ; $Q=44$	-20	-30
5	Bobine spirale 5.5 tours 1 couche: $Q=90$ ; $w=0.2\text{mm}$ ; $g=0.25\text{mm}$	Bobine spirale carrée 8cmx5cm, 5 tours : $w=1.5\text{mm}$ ; $g=1.5\text{mm}$ ; $Q=28$	-20.7	-30.8
6	Bobine spirale 5.5 tours 1 couche: $Q=90$ ; $w=0.2\text{mm}$ ; $g=0.25\text{mm}$	Bobine spirale carrée 10cmx6cm, 2 tours : $w=2\text{mm}$ ; $g=2\text{mm}$ ; $Q=38$	-20.2	-29.1
7	Bobine spirale 5.5 tours 1 couche: $Q=90$ ; $w=0.2\text{mm}$ ; $g=0.25\text{mm}$ ; avec batteries (Figure 4.34 (a))	Bobine spirale carrée 10cmx6cm, 2 tours : $w=2\text{mm}$ ; $g=2\text{mm}$ ; $Q=38$	-20.7	-29.8
8	Bobine spirale 5.5 tours 2 couches: $Q=90$ ; $w=0.2\text{mm}$ ; $g=0.25\text{mm}$ ; avec batteries (Figure 4.34 (b))	Bobine spirale carrée 10cmx6cm, 2 tours : $w=2\text{mm}$ ; $g=2\text{mm}$ ; $Q=38$	-19.4	-27.8
9	Bobine 1 tour 1 couche: $Q=70$ ; $w=1\text{mm}$ (Figure 4.35 (a))	Bobine spirale carrée 8cmx5cm, 3 tours : $w=1.5\text{mm}$ ; $g=1.5\text{mm}$ ; $Q=44$	-22.4	-31.5
10	Bobine 1 tour 2 couches: $Q=98$ ; $w=1\text{mm}$ (Figure 4.35 (b))	Bobine spirale carrée 8cmx5cm, 3 tours : $w=1.5\text{mm}$ ; $g=1.5\text{mm}$ ; $Q=44$	-19	-28
11	Bobine 1 tour 4 couches: $Q=112$ ; $w=1\text{mm}$ (Figure 4.35 (c))	Bobine spirale carrée 8cmx5cm, 3 tours : $w=1.5\text{mm}$ ; $g=1.5\text{mm}$ ; $Q=44$	-16.1	-25.2
12	Bobine 1 tour 8 couches: $Q=99$ ; $w=1\text{mm}$ (Figure 4.35 (d))	Bobine spirale carrée 8cmx5cm, 3 tours : $w=1.5\text{mm}$ ; $g=1.5\text{mm}$ ; $Q=44$	-14.5	-23.5

w : largeur des lignes ; g : espace entre les lignes.

D'abord, on peut déduire à partir de ces résultats que le paramètre  $S_{21}$  augmente de 10 dB ( $\pm 1\text{dB}$ ) lorsque la distance [oz] augmente de 5.2 cm à 8.2 cm.

On peut aussi constater à partir des lignes 1, 2 et 4 de la Table 4.5 que l'augmentation des dimensions de l'antenne de réception permet d'améliorer considérablement le paramètre  $S_{21}$  malgré la diminution de son facteur de qualité.

À partir des lignes 3, 4 et 5, on remarque que, pour une même antenne de réception (dimensions fixes), le facteur de qualité dépend du nombre de tours : il diminue lorsque le nombre de tours augmente. Il faut donc trouver un compromis entre le nombre de tours et le facteur de qualité pour avoir des meilleurs résultats.

Les lignes 6, 7 et 8 mettent en évidence la présence des batteries dans la capsule. Ainsi, une batterie en cuivre ( $\mu_r = 0.99$  et  $\sigma = 58.10^8$  S/m) de diamètre égal à celui de la capsule et de hauteur égale à 4 mm est intégrée dans la capsule à une distance de 3 mm par rapport à l'antenne d'émission qui est: soit une bobine spirale simple à 5.5 tours (Figure 4.34 (a)) soit une bobine spirale double constituée de deux antennes spirales à 5.5 tours superposées (Figure 4.34 (b)). Les lignes 6 et 7 de la Table 4.5 permettent de comparer le paramètre de transmission lorsque la bobine spirale simple est suivie d'une batterie et sans batterie et montrent que la présence des batteries dans la capsule n'a pas d'effet significatif sur la liaison inductive : le paramètre de transmission ne diminue que de 0.5 dB (il passe de -20.2 dB à -20.7 dB) avec la présence des batteries. En plus, on a constaté que les batteries n'influent pas sur la répartition des lignes du champ H. On peut aussi déduire à partir des résultats donnés par les lignes 7 et 8 que l'emploi de la spirale double permet d'améliorer le paramètre  $S_{21}$  qui augmente de 1.3 dB (de -20.7 dB à -19.4 dB).

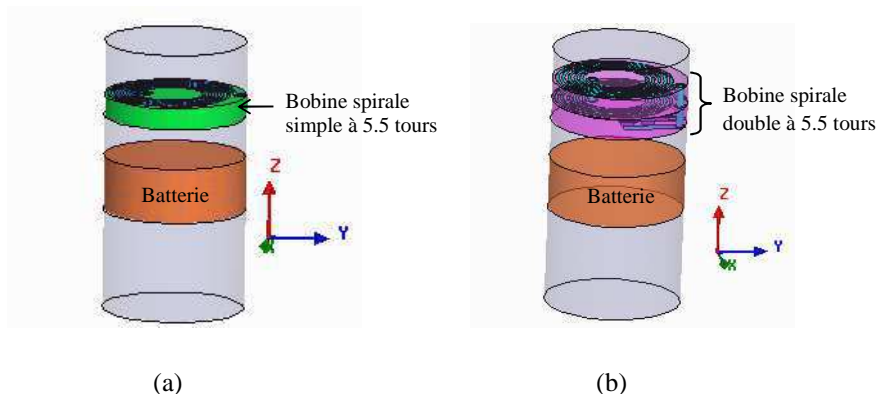


Figure 4.34. Bobine spirale à 5.5 tours avec batteries : (a) antenne 1 couche (simple); (b) antenne 2 couches (double).

En effet, une nouvelle structure pour l'antenne d'émission est proposée : il s'agit d'une bobine à 1 tour de largeur de piste égal à 1 mm, pour pouvoir augmenter le facteur de qualité de l'antenne, dont le nombre de couches est soit 1, soit 2, soit 4 ou bien 8 comme le montre respectivement la Figure 4.35 (a), la Figure 4.35 (b), la Figure 4.35 (c) et la Figure 4.35 (d). Les résultats sont donnés par les lignes 9, 10, 11 et 12 de la Table 4.5 et montrent que le paramètre de transmission, à une distance [oz] égale à 5.2 cm, augmente de -22.4 dB à -14.5 dB en passant d'une bobine à 1 couche à une bobine à 8 couches. Pour illustrer ce phénomène, la cartographie des lignes du champ H sont tracées dans le plan YOZ à une distance [oz] égale à 5.2 cm, pour une bobine à 1 couche (Figure 4.35 (a)) et pour une bobine à 8 couches (Figure 4.35 (d)). Les dimensions de la boîte représentant le corps humain dans ce cas sont 16 cm x 33 cm x 10 cm. On note sur la Figure 4.36 et la Figure 4.37 que le champ H



augmente lorsque le nombre de tours de la bobine augmente ; les lignes du champ H en rouge, qui représentent le maximum du champ, de la bobine à 8 couches sont supérieures à celles de la bobine à 1 seule couche.

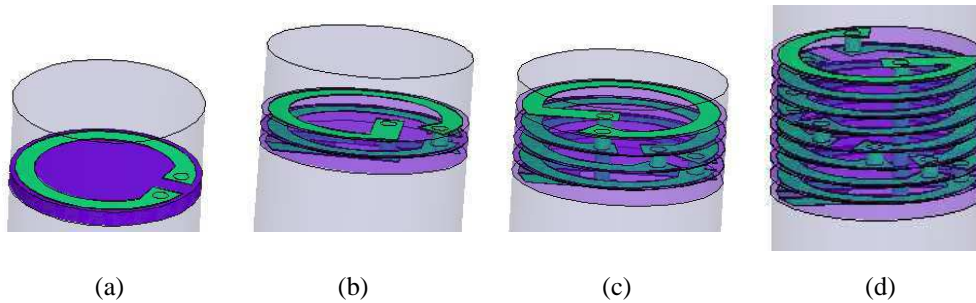


Figure 4.35. Bobine à 1 tour: (a) 1 couche ; (b) 2 couches ; (c) 4 couches ; (d) 8 couches.

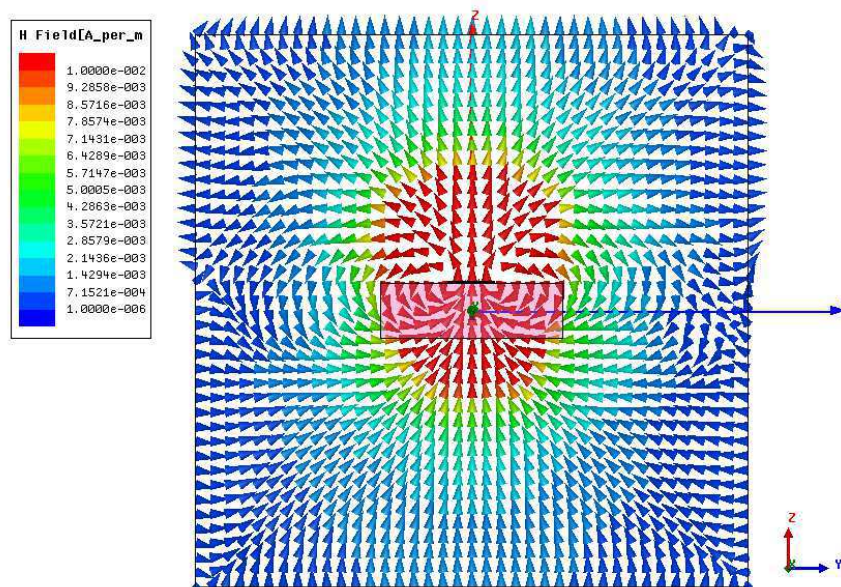


Figure 4.36. Lignes du champ H à 40 MHz pour une bobine TX à 1 tour et à 1 couche tracées sur le plan YOZ lorsque l'antenne RX est placée à une distance [oz] égale à 5.2 cm (direct HL).



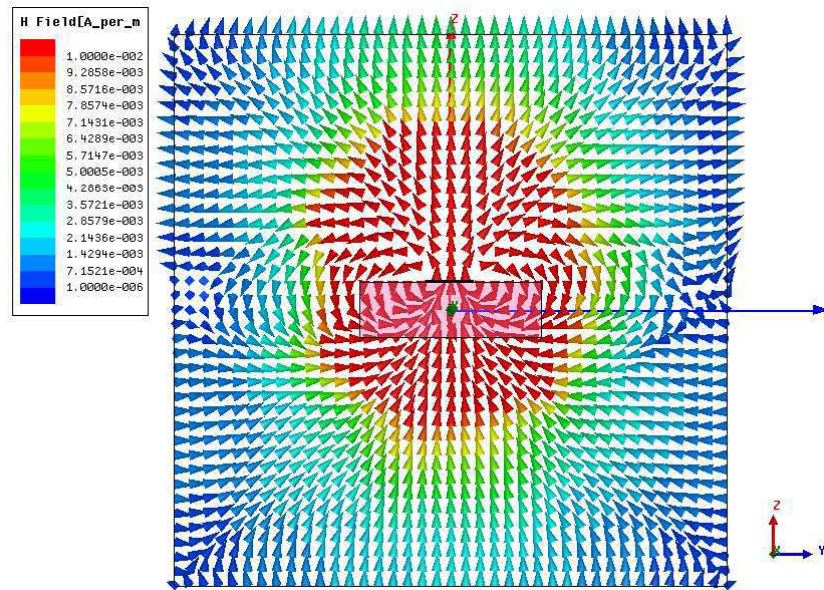


Figure 4.37. Lignes du champ H à 40 MHz pour une bobine TX à 1 tour et à 8 couches tracées sur le plan YOZ lorsque l'antenne RX est placée à une distance [oz] égale à 5.2 cm (direct HL).

#### 4.4. Conclusion :

Des antennes boucles électriquement petites, qui génèrent un champ magnétique H dans la région du champ proche indépendant des variations des propriétés diélectriques du canal de transmission, sont proposées dans ce chapitre afin d'établir un bilan de liaison par IMCP efficace entre deux bobines, l'une placée à l'intérieur et l'autre à l'extérieur du corps humain. Ces bobines magnétiques sont convenables pour les applications médicales in-body à faibles portées car elles sont moins perturbées par les tissus humains que les antennes RF.

Nous avons trouvé que, en utilisant un réseau d'antennes de réception orthogonales, c'est-à-dire que les bobines réceptrices sont orientées parallèlement et perpendiculairement à la surface du corps humain, la liaison inductive est efficace quand la bobine émettrice est positionnée arbitrairement. En plus, nous avons montré que la couche de graisse permet d'améliorer les performances de la liaison inductive grâce à sa faible conductivité à 40 MHz. Ainsi, l'utilisation d'un corps humain multicouche, qui est plus réaliste, permet d'améliorer le transfert de puissance par IMCP entre l'antenne ingérable et l'antenne on-body. Nous avons constaté aussi que l'augmentation des dimensions de l'antenne de réception permet d'améliorer considérablement les performances de la liaison inductive. Concernant l'antenne d'émission limitée en dimensions par celles de la capsule, on a proposé des structures multicouches pour pouvoir améliorer davantage le paramètre de transmission.

## **Chapitre 5:**

### **5. Réalisation de bobines à 40.68 MHz et mesures à l'intérieur du corps humain: bilan de liaison par IMCP**

#### **5.1. Introduction :**

Dans le chapitre précédent, des bilans de liaison ont été établis avec différents types de bobines magnétiques électriquement petites, pour étudier les paramètres qui peuvent améliorer le transfert de puissance par couplage magnétique entre deux bobines. On a montré que l'augmentation des dimensions de l'antenne de réception permet d'augmenter considérablement la puissance reçue. En ce qui concerne l'antenne d'émission opérant à l'intérieur du corps humain, la structure multicouche proposée permet d'améliorer davantage les performances de la liaison inductive.

Dans cette partie, une liaison inductive, composée d'une bobine ingérable empilée à 5 couches, générant un champ magnétique qui va mutuellement coupler avec une bobine réceptrice on-body placée en champ proche, est réalisée. En plus, les variations de la position et de l'orientation de l'antenne ingérable sont prises en compte pour évaluer la réponse de couplage entre les deux bobines. La fréquence choisie dans cette étude est 40.68 MHz qui est dans la bande ISM (Industrial, Scientific and Medical).

#### **5.2. Banc de mesure :**

##### **5.2.1. Liquide homogène :**

Pour évaluer les performances de la liaison inductive à travers le corps humain, nous avons choisi de simuler la structure dans un modèle du corps humain homogène en utilisant les caractéristiques mesurées du fluide du tissu-équivalent humain disponible dans notre laboratoire (Figure 5.1). Ce liquide a été caractérisé en utilisant le Kit de la sonde diélectrique Agilent qui ne peut pas descendre en fréquence au-dessous de 100 MHz. Nous avons ainsi fait des mesures entre 200 MHz et 20 GHz qui ont permis de donner les caractéristiques diélectriques du fluide représentant le tissu-équivalent humain. Ensuite, les courbes ont été extrapolées : la conductivité et la permittivité relative mesurées de ce fantôme à 40.68 MHz sont estimées à 0.78 S/m et 64 respectivement (annexe E). Ce fluide est versé dans une boîte en plastique de dimensions égales à 29.2 cm x 22.2 cm x 16.5 cm (*longueur, largeur, hauteur*). Dans les simulation, nous avons pris ces mêmes dimensions réelles de la boîte.



Figure 5.1. Fluide du tissu-équivalent humain :  $\epsilon_r = 64$  et  $\sigma = 0.78$  S/m à 40.68 MHz.

### 5.2.2. Isolation de l'antenne In-body du liquide :

L'antenne in-body est isolée du liquide humain par un tube en Plexiglas (Figure 5.2) de diamètre supérieur égal à 14 mm, d'épaisseur égale à 0.5 mm et de longueur égale à 25 cm. Ce tube est gradué (traits rouges), ce qui permet de connaître la position exacte de la bobine d'émission par rapport à l'antenne de réception on-body.



Figure 5.2. Tube cylindrique en Plexiglas gradué permettant d'isoler l'antenne in-body du liquide humain.

## 5.3. Conception de bobines magnétiques à l'intérieur et à l'extérieur du corps humain :

### 5.3.1. Bobine multicouche d'émission :

Parmi les contraintes de l'antenne émettrice opérant à l'intérieur du système GI sa taille qui est limitée par les dimensions de la capsule dans laquelle elle est insérée. Le diamètre total (extérieur) d'une capsule est à peu près égal à 10.5 mm et sa longueur est autour de 25 mm. Ainsi, le diamètre de l'antenne in-body doit être inférieur à 10.1 mm, ce qui correspond au diamètre intérieur de la capsule. Pour augmenter l'intensité du champ magnétique tout en réduisant les dimensions de l'antenne in-body, une bobine multicouche empilée est sélectionnée. Les avantages de la bobine imprimée multicouche en comparant avec la bobine classique filaire sont essentiellement la robustesse et la solidité des différents tours de la bobine. Les antennes sont conçues à l'aide du logiciel HFSS qui utilise la méthode des éléments finis. Comme le montre la Figure 5.3(a), la structure est constituée de 5 tours imprimés sur 5 substrats diélectriques empilés, d'épaisseur égale à 0.4 mm et de diamètre égal à 1 cm, séparés par 4 superstrats d'épaisseur égale à 0.76 mm et de diamètre égal à celui du substrat (Figure 5.3(b)). L'époxy FR4, de constante diélectrique  $\epsilon_r = 4.4$ , de tangente des pertes diélectriques égale à 0.02 et d'épaisseur métallique égale à 35  $\mu\text{m}$ , est utilisé pour le substrat et le superstrat. Si le processus de fabrication de l'antenne permet de faire des trous métallisés, on peut enlever les superstrats et la hauteur totale de l'antenne peut être réduite de 5 mm à 2 mm (ce qui n'est pas le cas actuellement, on insère juste un fil pour souder chaque

tour de la bobine avec l'autre et il faut prévoir une certaine épaisseur pour la soudure). Ainsi, on pourrait avec une hauteur de 5 mm augmenter le nombre de tours de la bobine, si on utilise des trous métallisés, pour permettre un maximum de transfert de puissance. Le diamètre de la boucle construite sur chaque couche est de 9.5 mm tandis que la largeur des lignes est égale à 1 mm, ce qui permet d'augmenter le facteur de qualité de la bobine, qui est égal au rapport entre la partie imaginaire et la partie réelle de l'impédance. Le diamètre des fils utilisés pour connecter chaque couche à l'autre est égal à 0.7 mm. La cinquième couche est reliée au circuit d'alimentation par l'intermédiaire d'un fil qui traverse toutes les couches de l'antenne.

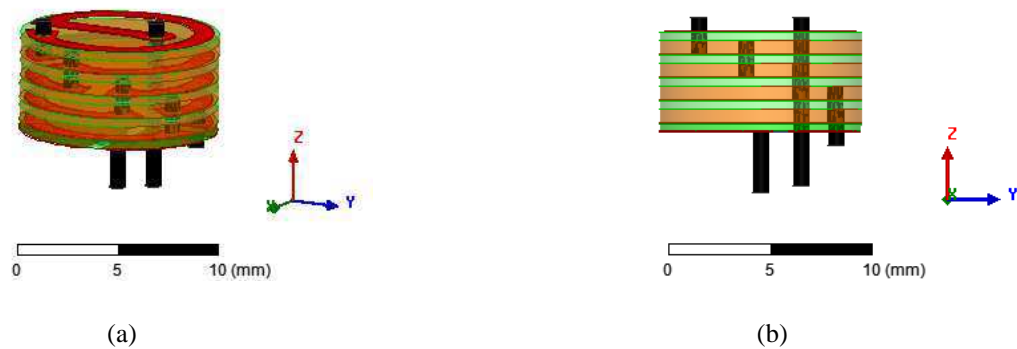


Figure 5.3. Géométrie de la bobine d'émission : (a) Les 5 tours de la bobine ; (b) Les 5 substrats (couleur verte) et les 4 superstrats (couleur orange).

Plusieurs prototypes sont réalisés (Figure 5.4 (a)) et chaque couche est gravée séparément des autres. La Figure 5.4 (b) montre les 5 couches de l'antenne qui sont étendues et classées dans l'ordre de gauche à droite (la première à gauche correspond à la couche 1). Ces couches sont ensuite empilées puis reliées entre elles à l'aide de fils métalliques pour former une bobine multicouche (Figure 5.5).

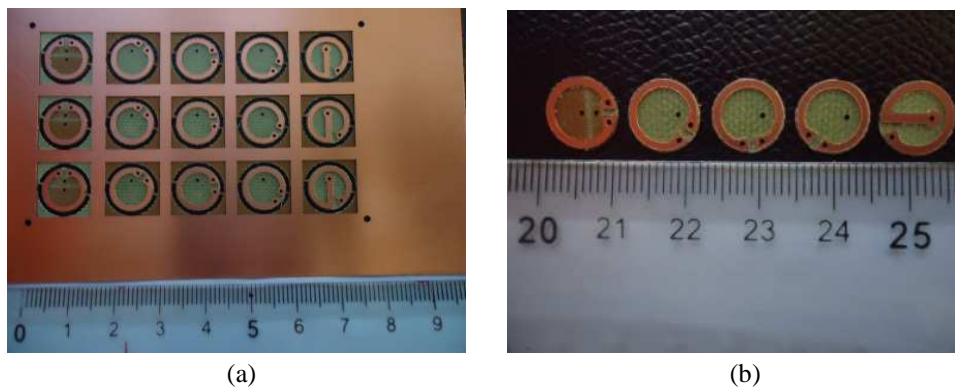


Figure 5.4. Gravure de l'antenne d'émission : (a) les différents prototypes réalisés ; (b) les cinq couches de l'antenne avant montage classées dans l'ordre de gauche à droite.

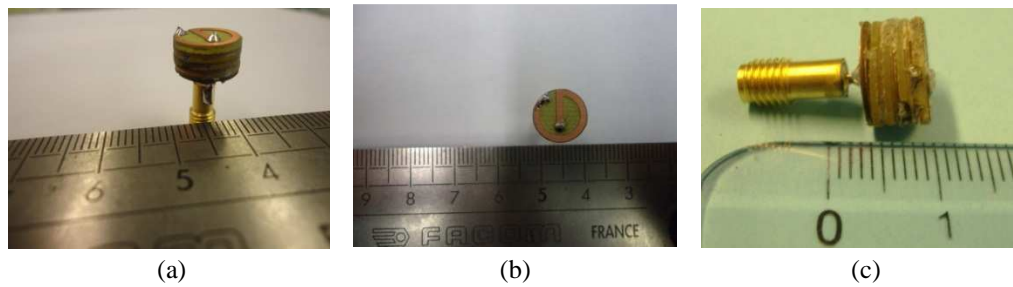


Figure 5.5. Bobine multicouche : (a) Vue de face ; (b) Vue de dessus ; (c) Connecteur d'alimentation.

Au début, on a réalisé l'antenne sur le substrat Rogers TMM6 ( $\epsilon_r = 6$ ,  $\text{tg}(\delta) = 0.0023$  et épaisseur = 0.76 mm) et on n'a pas intégré de superstrat entre les différentes couches. Comme le montre la Figure 5.6 (a), les couches ne sont pas solides et l'espace entre elles n'est pas stable. Cette antenne est très fragile : dès les premières mesures, la bobine s'est cassée (Figure 5.6 (b)). C'est la raison pour laquelle nous avons changé le type du substrat et nous avons intégré les superstrats entre les différentes couches de la bobine.



Figure 5.6. (a) bobine multicouche fabriquée sur substrat TMM6 ; (b) bobine détériorée.

La Figure 5.7 (a) montre la bobine reliée au câble qui sera branché à l'analyseur de réseau pour faire les mesures. La bobine est ensuite placée dans le tube en Plexiglas qui est en contact direct avec le fantôme (Figure 5.7 (b)).



Figure 5.7. (a) Bobine d'émission reliée au câble ; (b) Bobine protégée par le tube et insérée dans le fantôme.

### 5.3.1.1. Facteur de qualité de l'antenne émettrice:

La partie réelle de l'impédance de l'antenne d'émission mesurée à l'intérieur du corps humain est très faible ( $0.52 \Omega$ ), elle présente beaucoup de bruit. Un lissage est fait pour rendre la courbe plus visible, tel que le montre la Figure 5.8, qui présente une comparaison entre la



partie réelle de l'impédance de l'antenne d'émission simulée et celle mesurée. On peut déduire de ces courbes que la différence entre les valeurs simulées et mesurées est autour de  $0.2 \Omega$  et que la valeur de la résistance ( $R_{LT}$ ) mesurée à 40.68 MHz est approximativement égale à  $0.52 \Omega$ . La partie imaginaire de l'impédance d'entrée de l'antenne d'émission mesurée à l'intérieur du corps humain est moins bruitée. La Figure 5.9 montre une comparaison entre la simulation et la mesure (avec lissage) de la réactance de la bobine émettrice : la différence entre les deux est autour de  $0.25 \Omega$ .

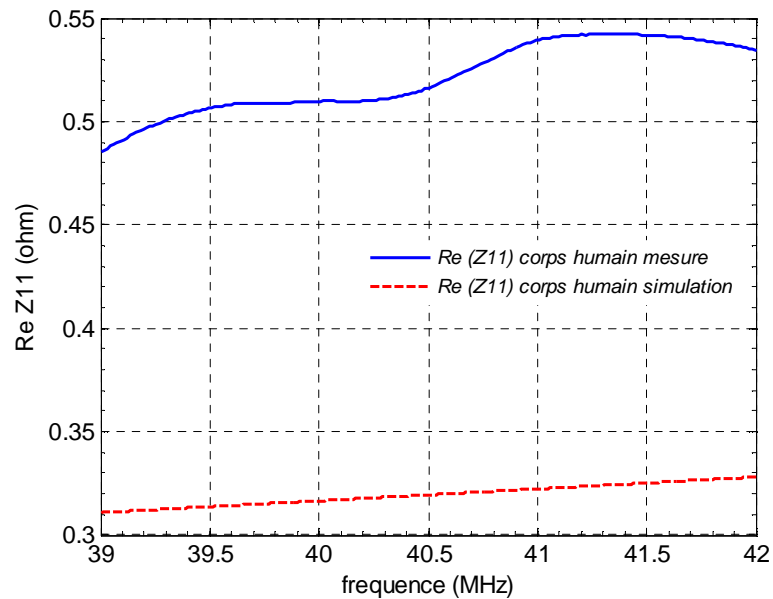


Figure 5.8. Résistance de l'antenne d'émission à l'intérieur du corps humain.

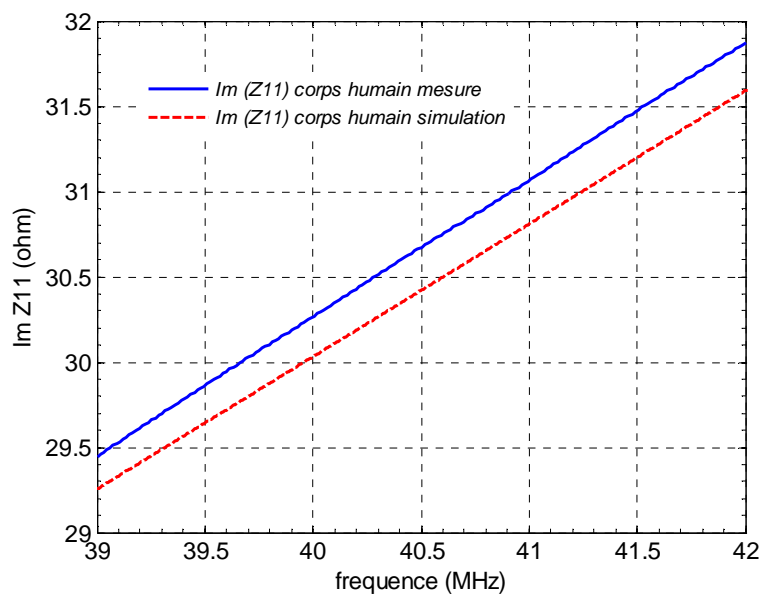


Figure 5.9. Réactance de l'antenne d'émission à l'intérieur du corps humain.

La valeur de la réactance mesurée à 40.68 MHz est approximativement égale à 30.81  $\Omega$  ; l'antenne se comporte comme un circuit inductif (bobine).

La Figure 5.10 présente une comparaison entre le facteur de qualité ( $Q_{T1} = X_T / R_{LT}$ ) de l'antenne d'émission simulé et mesuré à l'intérieur du corps humain. Le facteur de qualité mesuré, donné par le rapport entre la réactance et la résistance de la bobine, présente beaucoup de bruit. La courbe de la Figure 5.10 qui correspond au facteur de qualité mesuré est donc lissée et la valeur approximative du facteur de qualité mesuré à l'intérieur du corps humain autour de 40.68 MHz est de 58.7 alors que la valeur du  $Q_{T1}$  simulé est de 95.3 : la différence entre les deux valeurs est égale à 36.6. Cela s'explique par la différence de 0.25  $\Omega$  entre  $R_{LT}$  simulé et mesuré, il y a ainsi un facteur de 2 entre les deux résistances. Si on tient compte de  $R_S$  (résistance de la source égale à 50  $\Omega$ ) dans le calcul du facteur de qualité ( $Q_{T2} = X_T / (R_{LT} + R_S)$ ), le facteur de qualité serait égal à 0.6 dans les deux cas (simulation et mesure).

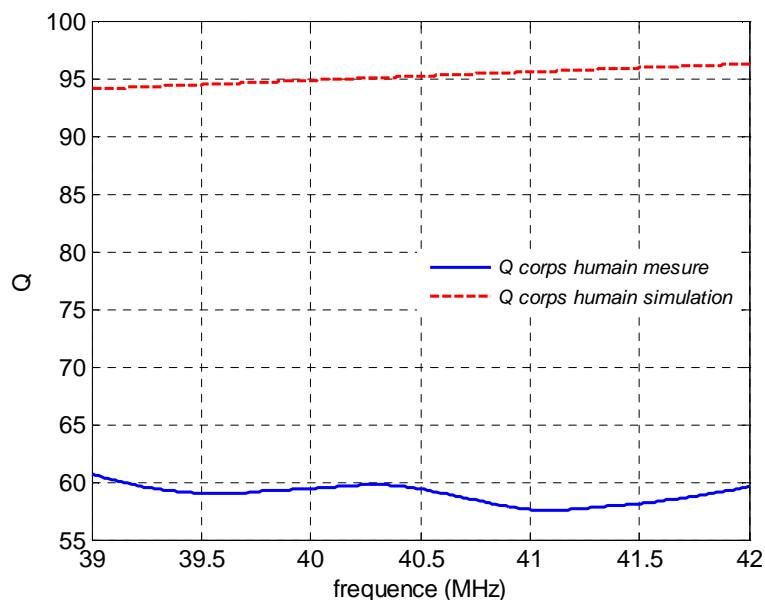


Figure 5.10. Facteur de qualité de l'antenne d'émission à l'intérieur du corps humain.

La Figure 5.11, la Figure 5.12 et la Figure 5.13 présentent respectivement une comparaison entre la simulation et la mesure de la résistance, de la réactance et du facteur de qualité de l'antenne d'émission en espace libre. La Table 5.1 récapitule les valeurs de ces paramètres à 40.68 MHz ainsi que ceux trouvés dans le corps humain.

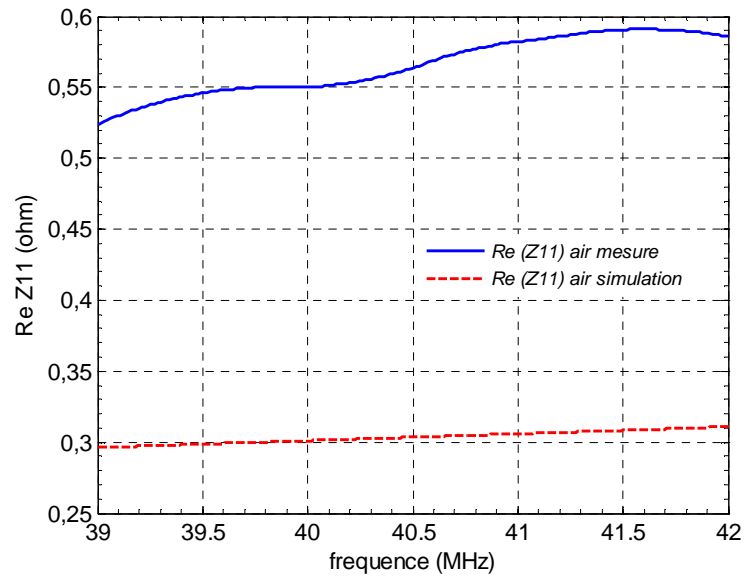


Figure 5.11. Résistance de l'antenne d'émission en espace libre.

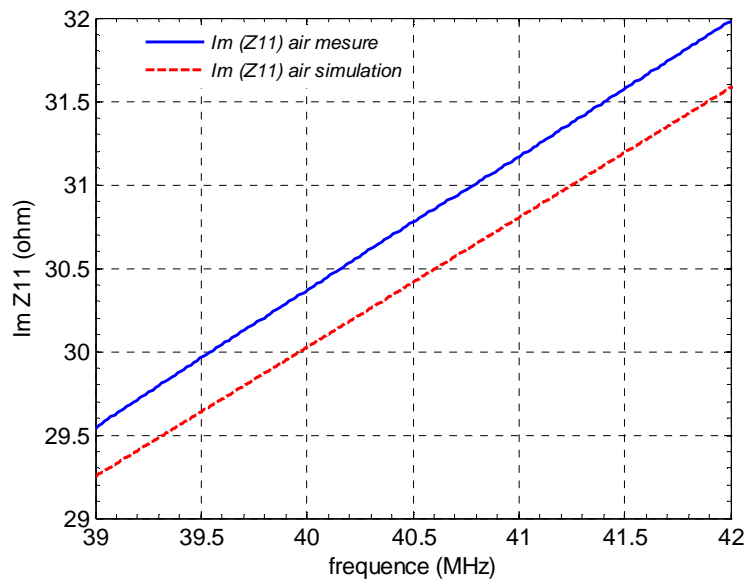


Figure 5.12. Réactance de l'antenne d'émission en espace libre.



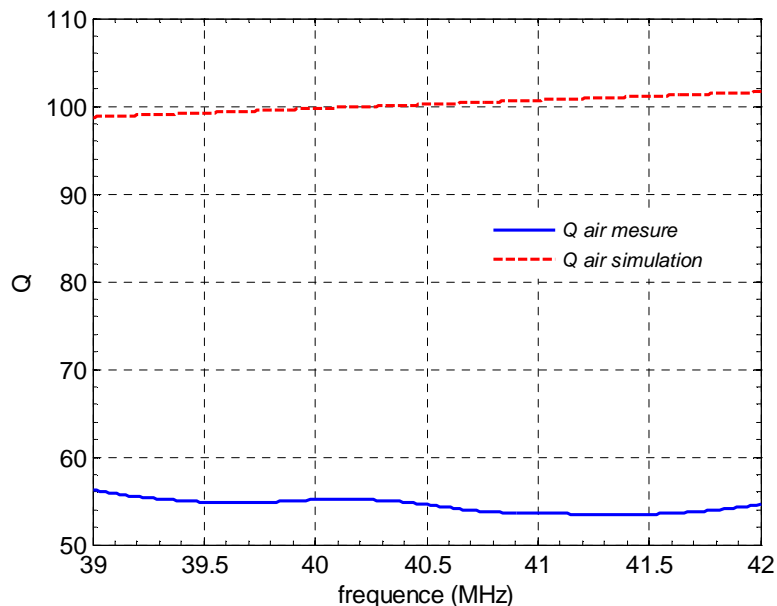


Figure 5.13. Facteur de qualité de l'antenne d'émission en espace libre.

Table 5.1. Valeurs de résistances, de réactances et de facteurs de qualité de l'antenne d'émission simulés et mesurés dans le corps humain et en espace libre à 40.68 MHz.

	Air		Fantôme	
	Simulation	Mesure	Simulation	Mesure
Résistance $R_{LT}$ ( $\Omega$ )	0.3	0.57	0.32	0.52
Réactance $X_T$ ( $\Omega$ )	30.5	30.9	30.6	30.8
$Q_{T1} = X_T / R_{LT}$	100.4	54	95.3	58.7
$Q_{T2} = X_T / R_{LT} + R_S$	0.6	0.61	0.6	0.61

La bobine émettrice est entourée par le volume d'air contenu dans le tube qui l'isole du fluide du tissu-équivalent humain ; l'impédance d'entrée ainsi que le facteur de qualité de cette antenne simulés et mesurés changent légèrement lorsque le canal de transmission est l'air tel que le montre la Table 5.1.

### 5.3.1.2. Adaptation de l'antenne d'émission:

Un circuit d'adaptation composé d'une capacité série  $C_1$  suivie d'une capacité parallèle  $C_2$  (Figure 5.14), de valeurs de l'ordre de pF (Table 5.2), est utilisé pour adapter les impédances d'entrées des deux bobines (in-body et on-body) à un câble de 50  $\Omega$  et aussi pour ajuster la fréquence de résonance de l'antenne autour de 40.68 MHz (annexe D).

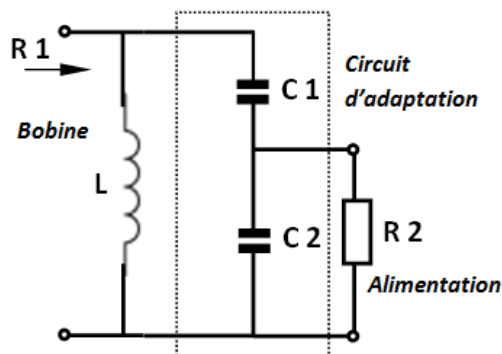


Figure 5.14. Circuit d'adaptation composé d'une capacité série et d'une capacité parallèle.

Table 5.2. Valeurs de capacités utilisées pour adapter l'antenne d'émission quand le canal est le corps humain et l'air.

	Corps humain	Air
Capacité série $C_1$ (pF)	180	180
Capacité parallèle $C_2$ (pF)	800	800

Pour intégrer l'antenne aisément dans la capsule avec les autres composants, le circuit d'adaptation est imprimé sur la face arrière de la première couche du substrat (Figure 5.15).



Figure 5.15. Intégration du circuit d'adaptation sur la face arrière du substrat de la première couche de l'antenne.

L'antenne d'émission et de réception sont conçues séparément et les valeurs des capacités sont calculées pour chaque antenne. Lorsque la liaison inductive est établie, l'effet de couplage entre les deux bobines conduit à une désadaptation des impédances d'entrées des deux antennes et à un décalage de fréquence de résonance de quelques centaines de kHz. Ainsi, à cause de cet effet de couplage, nous avons dû réajuster les valeurs de capacités pour réadapter les fréquences de résonance des deux bobines autour de 40.68 MHz.

La Figure 5.16 et la Figure 5.17 montrent le coefficient de réflexion de la bobine émettrice simulé et mesuré dans le corps humain (isolée par le tube) et dans l'air respectivement. On peut interpréter à partir de ces courbes que les résultats de simulation et de mesures sont proches et que la bande passante en simulation est plus faible que celle mesurée dans les deux cas. Ainsi, la bande passante dans le corps humain est de 0.44 MHz en

mesure et de 0.32 MHz en simulation. Dans l'air, elle est de 0.43 MHz en mesure et de 0.37 MHz en simulation.

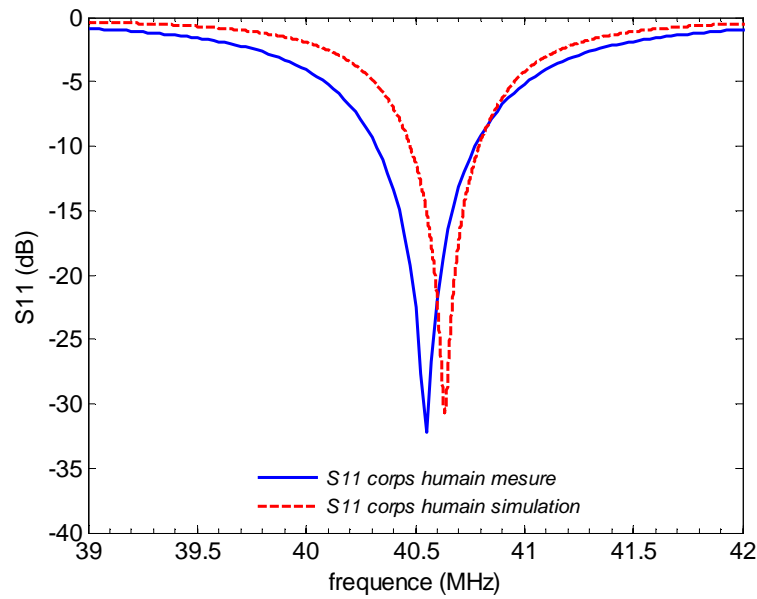


Figure 5.16. Coefficient de réflexion de la bobine émettrice dans le corps humain.

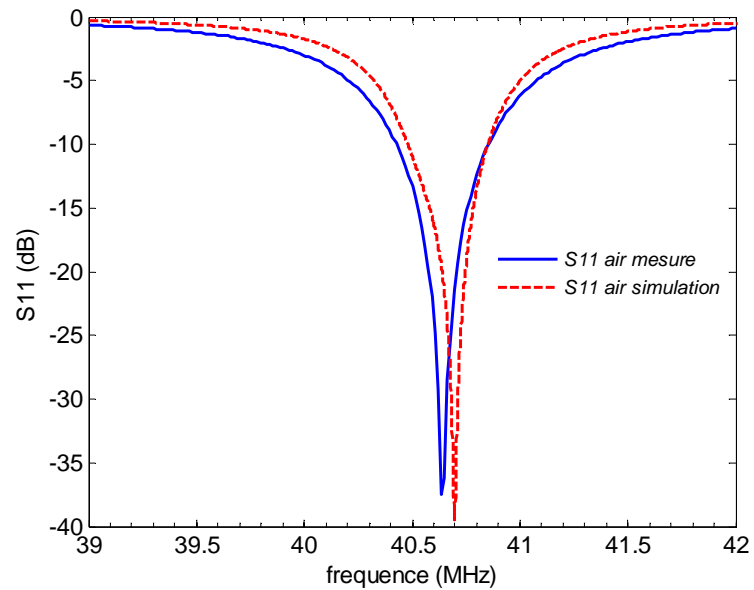


Figure 5.17. Coefficient de réflexion de la bobine émettrice dans l'air.

L'antenne d'émission est insérée dans le tube rempli d'air, ainsi le coefficient de réflexion varie légèrement et la bande passante reste constante quand le canal de transmission est le corps humain ou bien l'air (Figure 5.18). La bande passante mesurée dans les deux cas est autour de 0.44 MHz.

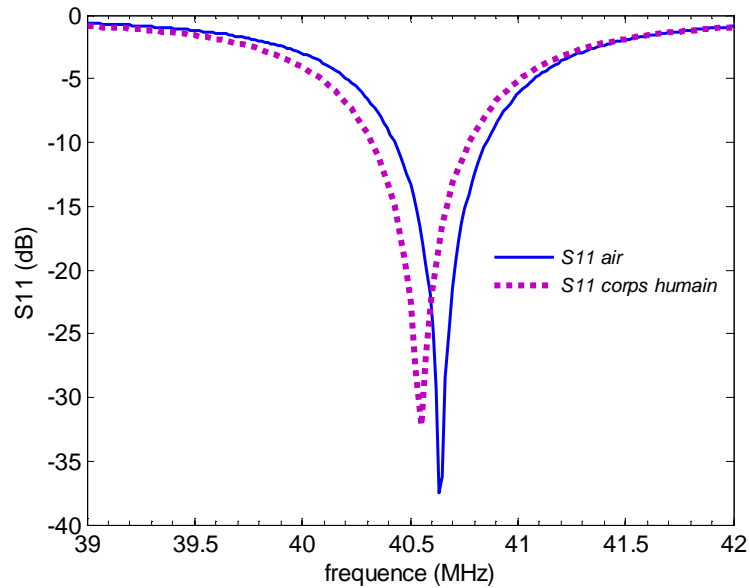


Figure 5.18. Coefficient de réflexion de la bobine émettrice mesuré dans le corps humain et dans l'air.

### 5.3.2. Bobine spirale de réception

Pour assurer le maximum de transfert de puissance, il est nécessaire d'augmenter le facteur de couplage  $k$ . La bobine de réception, placée à proximité du corps humain, doit avoir des larges dimensions, vu que sa taille est moins limitée que celle de l'antenne d'émission, et son impédance doit être adaptée avec celle de la bobine d'émission avec laquelle elle est couplée magnétiquement.

Tel que le montre la Figure 5.19, l'antenne on-body est une bobine spirale à trois tours de dimensions totales égales à 7 cm x 8 cm, la largeur des pistes ainsi que l'espace entre les lignes sont de 1.5 mm, ce qui permet d'augmenter le facteur de qualité de la bobine magnétique.

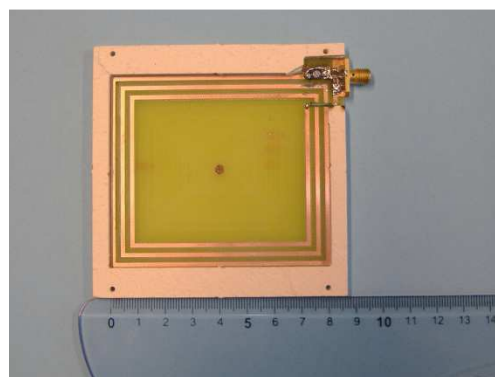


Figure 5.19. Bobine spirale de réception fabriquée sur le substrat époxy FR4.

L'antenne spirale magnétique de réception est fabriquée sur le substrat époxy FR4 de mêmes propriétés que celui utilisé pour imprimer l'antenne d'émission, la seule différence est

l'épaisseur du substrat qui est de 0.76 mm pour la bobine réceptrice. Ce substrat est choisi parce qu'il est plus robuste que le Rogers TMM6 ( $\epsilon_r = 6$ ,  $\text{tg}(\delta) = 0.0023$  et épaisseur = 0.76 mm) qu'on a utilisé au début et qui s'est cassé dès les premières mesures (Figure 5.20). En connectant l'antenne à l'analyseur de réseau, des courants de fuites sont induits dans le câble reliant les deux éléments ; l'utilisation des ferrites a permis de réduire l'effet de ces courants (Figure 5.21).

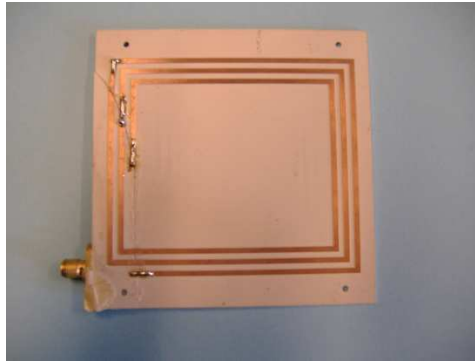


Figure 5.20. Bobine spirale de réception fabriquée sur le substrat Rogers TMM6 qui s'est cassé.



Figure 5.21. Ferrites utilisés pour limiter les courants de fuite dans le câble qui relie l'antenne de réception à l'analyseur de réseau.

### 5.3.2.1. Facteur de qualité de l'antenne réceptrice:

L'antenne de réception est collée sur la face arrière de la cuve, remplie du liquide, par l'intermédiaire d'un scotch double face placé sur un support en carton qui entoure l'antenne (Figure 5.19). L'épaisseur de ce support est égale à 4 mm, ce qui permet d'avoir un gap d'air de 4 mm entre la bobine on-body et le fantôme afin d'assurer la connexion du câble reliant l'antenne et l'analyseur de réseau. La Figure 5.22, la Figure 5.23 et la Figure 5.24 représentent respectivement une comparaison entre la simulation et la mesure de la résistance, de la réactance et du facteur de qualité de l'antenne de réception en présence du corps humain. Ainsi, la différence entre la simulation et la mesure de la résistance varie entre 8.6 et 18  $\Omega$  (Figure 5.22), celle de la réactance varie entre 90 et 129  $\Omega$  (Figure 5.23) et celle du facteur de qualité  $Q_{R1}$  varie entre 9.2 et 11.4 (Figure 5.24).

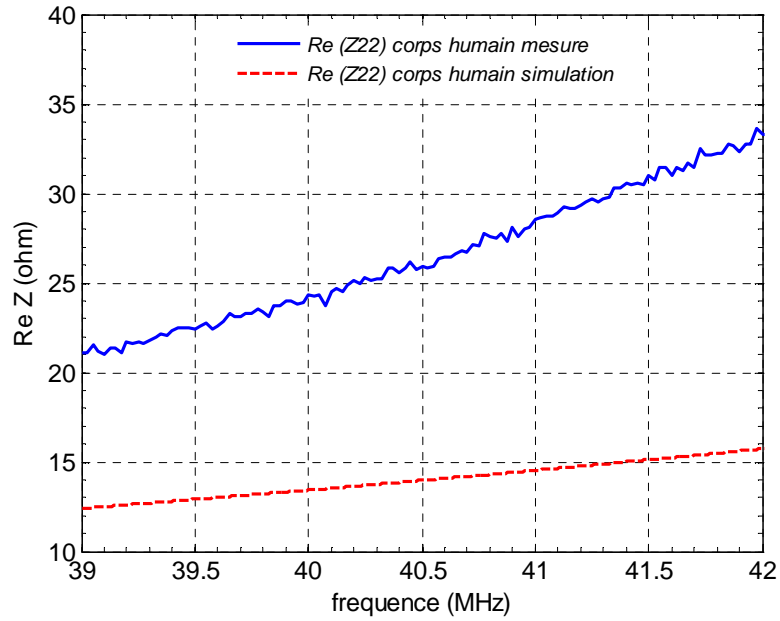


Figure 5.22. Résistance de l'antenne de réception en présence du corps humain.

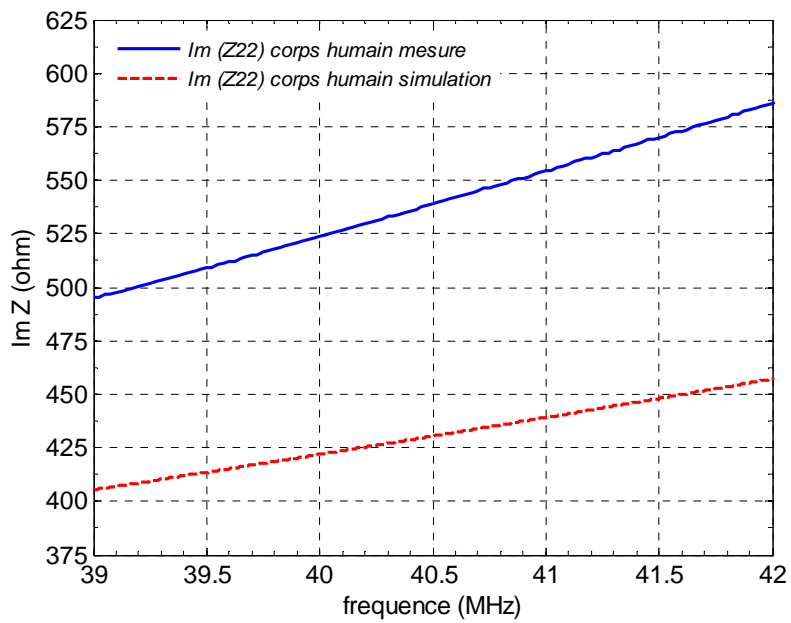


Figure 5.23. Réactance de l'antenne de réception en présence du corps humain.

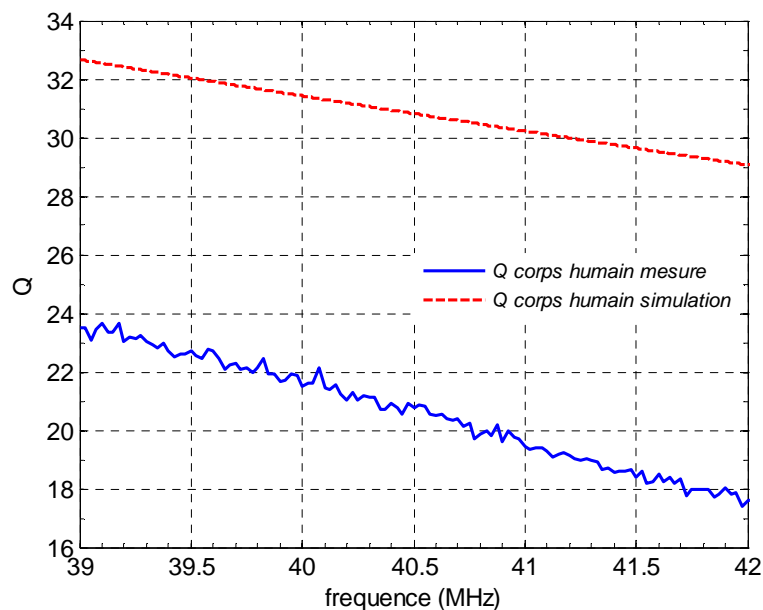


Figure 5.24. Facteur de qualité de l'antenne de réception en présence du corps humain.

Dans le paragraphe 5.3.1.1, on a vu que le facteur de qualité de la bobine multicouche d'émission, insérée dans le tube en Plexiglas qui l'isole du fluide du tissu-équivalent humain, change légèrement lorsque le canal de transmission est l'air. Par contre, l'antenne de réception a un comportement différent. L'impédance d'entrée de la bobine réceptrice change largement lorsque le canal de transmission est l'air ou le corps humain. En effet, il est nécessaire d'ajuster les paramètres du circuit d'adaptation de la bobine réceptrice dans chaque cas, ces valeurs sont données par la Table 5.3. La Figure 5.25, la Figure 5.26 et la Figure 5.27 montrent respectivement une comparaison entre la simulation et la mesure de la résistance, de la réactance et du facteur de qualité  $Q_{R1}$  de l'antenne de réception lorsque le canal de transmission est l'air. Ainsi, la différence entre la simulation et la mesure de la résistance varie entre 2.1 et 4.4  $\Omega$  (Figure 5.25), celle de la réactance varie entre 65 et 93  $\Omega$  (Figure 5.26) et celle du facteur de qualité  $Q_{R1}$  est autour de 80 (Figure 5.27).

Table 5.3. Valeurs de capacités utilisées pour adapter l'antenne de réception quand le canal est le corps humain et l'air.

	Corps humain	Air
Capacité série $C_1$ (pF)	7.6	8.2
Capacité parallèle $C_2$ (pF)	56	213

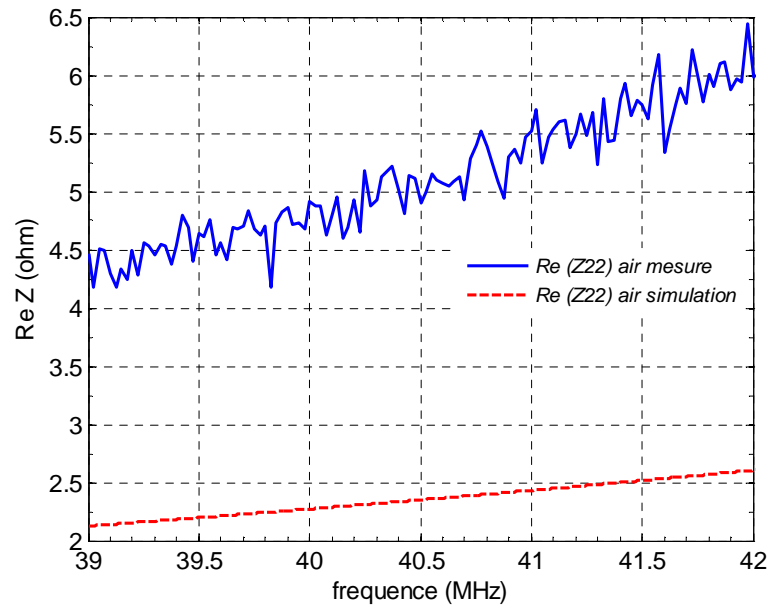


Figure 5.25. Résistance de l'antenne de réception en espace libre.

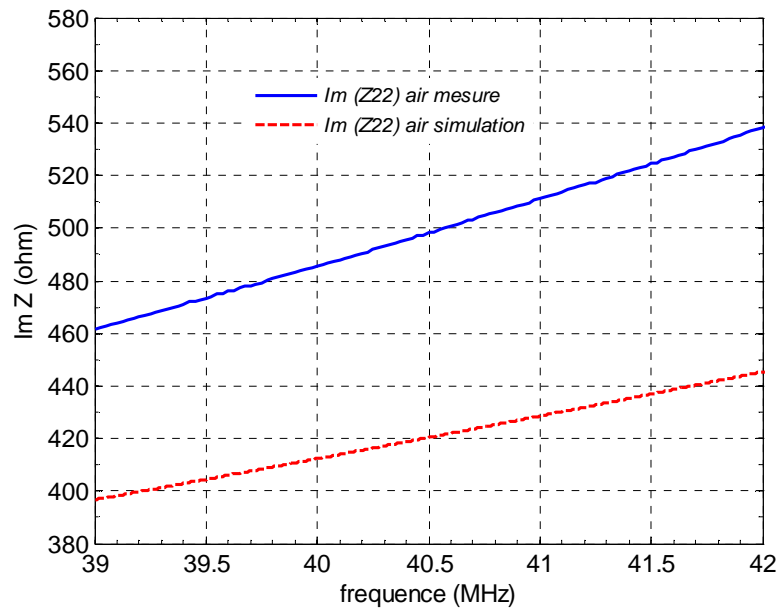


Figure 5.26. Réactance de l'antenne de réception en espace libre.



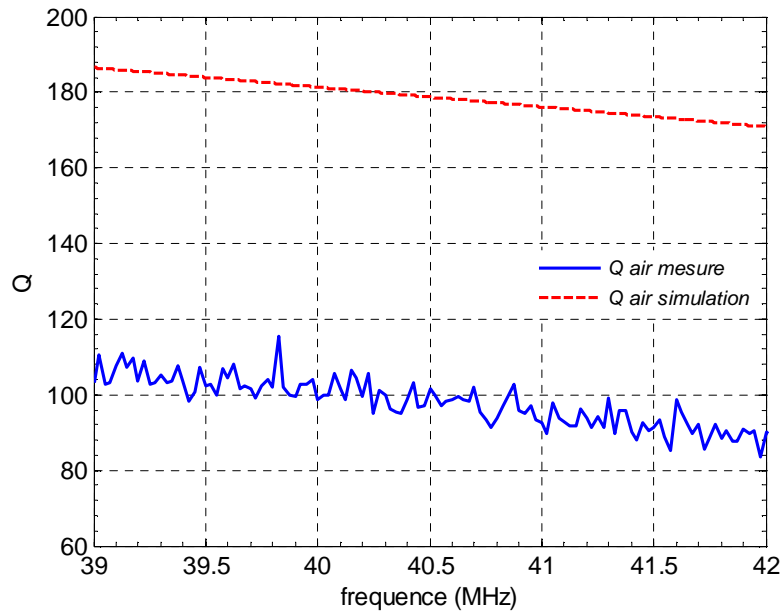


Figure 5.27. Facteur de qualité de l'antenne de réception en espace libre.

La Table 5.4 récapitule ces résultats et donne les valeurs de résistances, de réactances et de facteurs de qualité de l'antenne de réception simulées et mesurées à 40.68 MHz lorsque le milieu de transmission est le corps humain et l'air. Selon cette table, si on tient compte de la résistance de charge  $R_L = 50 \Omega$  dans le calcul du facteur de qualité donné par :  $Q_{R1} = X_R / R_{LR} + R_L$ , la différence entre la simulation et la mesure du facteur  $Q_{R1}$  est de 1.1 dans l'air et de 0.4 dans le corps humain. On peut aussi déduire, à partir de la Table 5.4, que la partie réelle de l'impédance d'entrée de la bobine réceptrice mesurée augmente lorsque le canal de transmission change de l'air vers le corps humain, ce qui diminue le facteur de qualité  $Q_{R1}$  qui devient égal à 20 au lieu de 98 dans l'air.

Table 5.4. Valeurs de résistances, de réactances et de facteurs de qualité de l'antenne de réception simulés et mesurés dans le corps humain et en espace libre à 40.68 MHz.

	Air		Fantôme	
	Simulation	Mesure	Simulation	Mesure
Résistance $R_{LR} (\Omega)$	2.4	5.1	14.2	26.8
Réactance $X_R (\Omega)$	423	503	433	544
$Q_{R1} = X_R / R_{LR}$	177.9	98	30.6	20.3
$Q_{R2} = X_R / R_{LR} + R_L$	8	9.1	6.7	7.1

### 5.3.2.2. Adaptation de l'antenne réceptrice:

La Figure 5.28 présente une comparaison entre la simulation et la mesure du coefficient de réflexion de la bobine réceptrice en présence du corps humain et montre que la bande passante mesurée est plus grande de 200 kHz que celle trouvée en simulation.

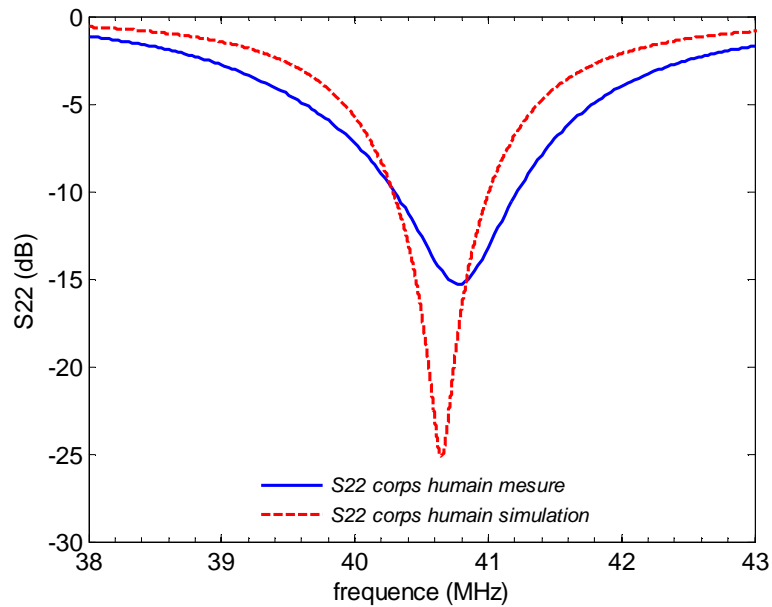


Figure 5.28. Coefficient de réflexion de la bobine réceptrice en présence du corps humain.

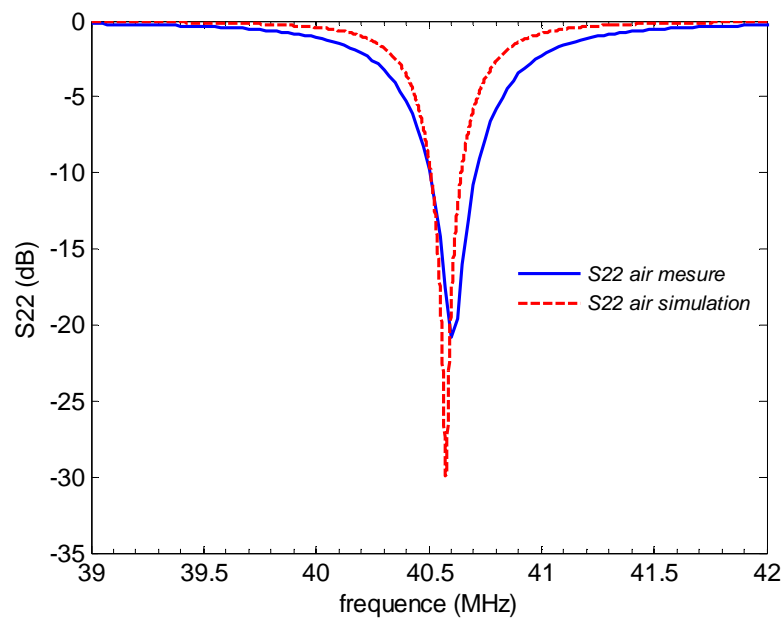


Figure 5.29. Coefficient de réflexion de la bobine réceptrice dans l'air.

La Figure 5.29 montre une comparaison entre la simulation et la mesure du coefficient de réflexion de la bobine réceptrice dans l'air et prouve aussi que la bande passante mesurée est plus grande de 100 kHz que celle trouvée en simulation.

Dans le paragraphe précédent, il a été démontré que le facteur de qualité  $Q_{R1}$  de l'antenne de réception mesuré à 40.68 MHz augmente significativement dans l'air et devient égal à 98 au lieu de 20 dans le corps humain. Par conséquent, la bande passante mesurée dans l'air diminue et devient égale à 0.2 MHz au lieu de 0.9 MHz dans le corps humain tel que le montre la Figure 5.30.

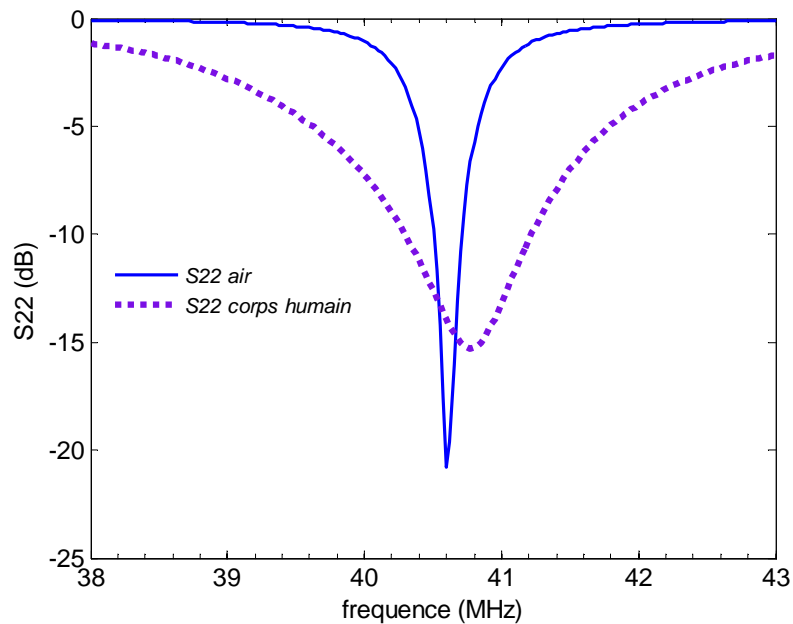


Figure 5.30. Coefficient de réflexion de la bobine réceptrice mesuré quand le canal de transmission est le corps humain et l'air.

### 5.3.3. Paramètres $S_{ii}$ de l'antenne d'émission comparés avec ceux de l'antenne de réception lorsque le canal de transmission est le corps humain et l'air:

La Figure 5.31 présente une comparaison entre le coefficient de réflexion de la bobine émettrice et celui de la bobine réceptrice mesurés quand le canal de transmission est l'air. Dans ce cas, la bande passante de l'antenne d'émission (0.44 MHz) est plus grande que celle de l'antenne de réception (0.2 MHz). Par contre, lorsque le milieu de transmission est le corps humain, la bande passante de l'antenne d'émission (0.44 MHz) est plus faible que celle de l'antenne de réception (0.9 MHz).

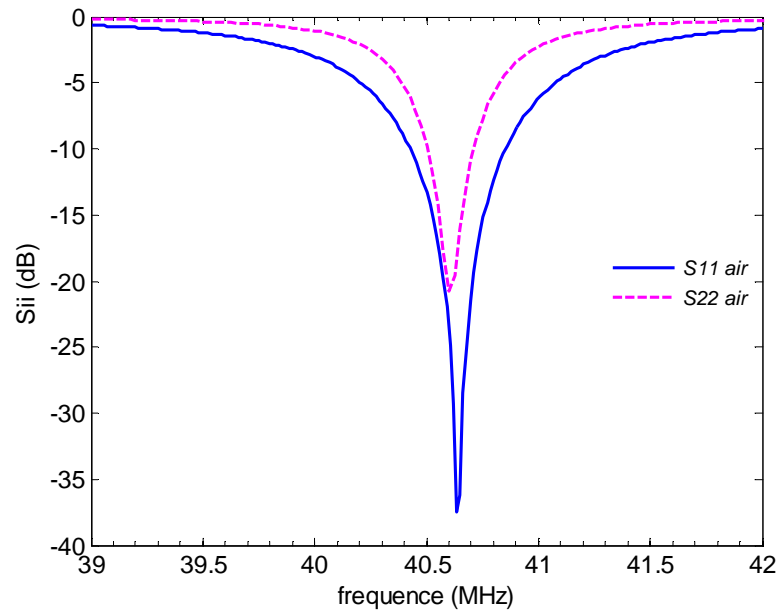


Figure 5.31. Comparaison entre le coefficient de réflexion de la bobine émettrice ( $S_{11}$ ) et celui de la bobine réceptrice ( $S_{22}$ ) mesurés quand le canal de transmission est l'air.

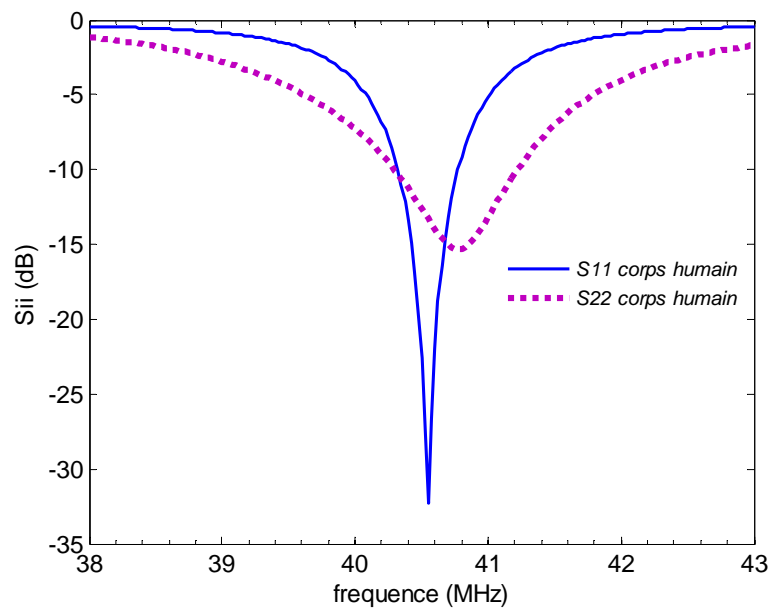


Figure 5.32. Comparaison entre le coefficient de réflexion de la bobine émettrice ( $S_{11}$ ) et celui de la bobine réceptrice ( $S_{22}$ ) mesurés quand le canal de transmission est le corps humain.

#### 5.4. Calcul de la puissance du bruit :

La puissance reçue au niveau d'un récepteur doit être largement supérieure au niveau du bruit du système. Ainsi, il est indispensable de calculer la puissance du bruit avant de réaliser le bilan de liaison. Le bruit thermique peut être considéré comme la source essentielle du bruit pouvant affecter un système de communication par IMCP contrairement aux

systèmes RF qui souffrent des interférences entre les différents systèmes de communication [56]. La puissance du bruit thermique est donnée par l'équation 'Johnson-noise':  $N_{power} = BKT$ , où  $B$  représente la bande passante de communication,  $T$  est la température en Kelvin et  $K$  représente la constante de Boltzmann ( $1.38 \times 10^{-23}$ ). Selon le paragraphe précédent, la bande passante de notre système calculée à -3 dB dans le corps humain est égale à 2 MHz (bande passante de l'antenne de réception). La température ambiante dans notre laboratoire ESYCOM est de 20° (293 Kelvin). Par conséquent, la puissance du bruit que nous avons calculée à 40.68 MHz est égale à -110 dBm.

## 5.5. Bilan de liaison :

Pour établir un bilan de liaison avec le maximum de transfert de puissance, il est indispensable d'adapter les antennes à la même fréquence. L'antenne d'émission et l'antenne de réception, qui représentent les deux éléments couplés magnétiquement de la liaison inductive, sont adaptées l'une en présence de l'autre pour prendre en compte de l'effet du couplage qui modifie l'adaptation des antennes.

### 5.5.1. Évaluation du paramètre $S_{21}$ lorsque la distance entre les deux bobines selon l'axe OZ est fixe et égale à 5 cm:

Comme on l'a vu dans les sections précédentes, les dimensions de la bobine multicouche d'émission sont beaucoup plus faibles que celles de la bobine spirale de réception (Figure 5.33 (a)).

Plusieurs prototypes d'antennes d'émission et de réception sont réalisés pour vérifier la reproductibilité des mesures (Figure 5.33 (b)). Pour caractériser le bilan de liaison, les deux bobines sont reliées à deux ports de l'analyseur de réseau via deux câbles (Figure 5.33 (c)).

Nous rappelons que l'intestin grêle est généralement situé à 5 cm par rapport à la surface extérieure de la peau; on considère que la bobine de réception est placée à une distance de 5 cm dans la direction  $z$  par rapport à la bobine ingérable. La Figure 5.34 montre une représentation schématique du bilan de liaison : l'antenne in-body est en face de l'antenne on-body, les deux bobines sont parallèles au plan XOY et le trajet est perpendiculaire aux plans des antennes (selon la direction  $z$ ).

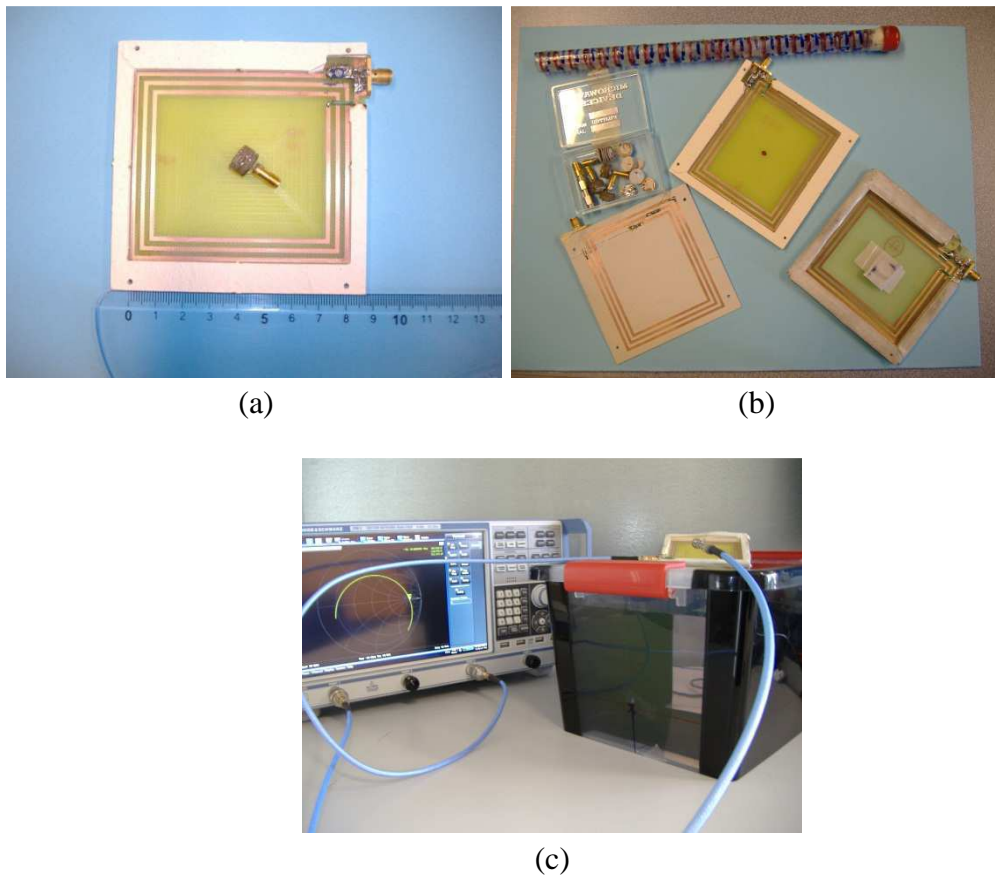


Figure 5.33. Éléments utilisés pour établir le bilan de liaison par induction magnétique : (a) comparaison entre la bobine multicouche d'émission et la bobine spirale de réception; (b) tube en Plexiglas, antennes d'émission et de réception réalisées; (c) les deux bobines reliées à deux ports de l'analyseur de réseau.

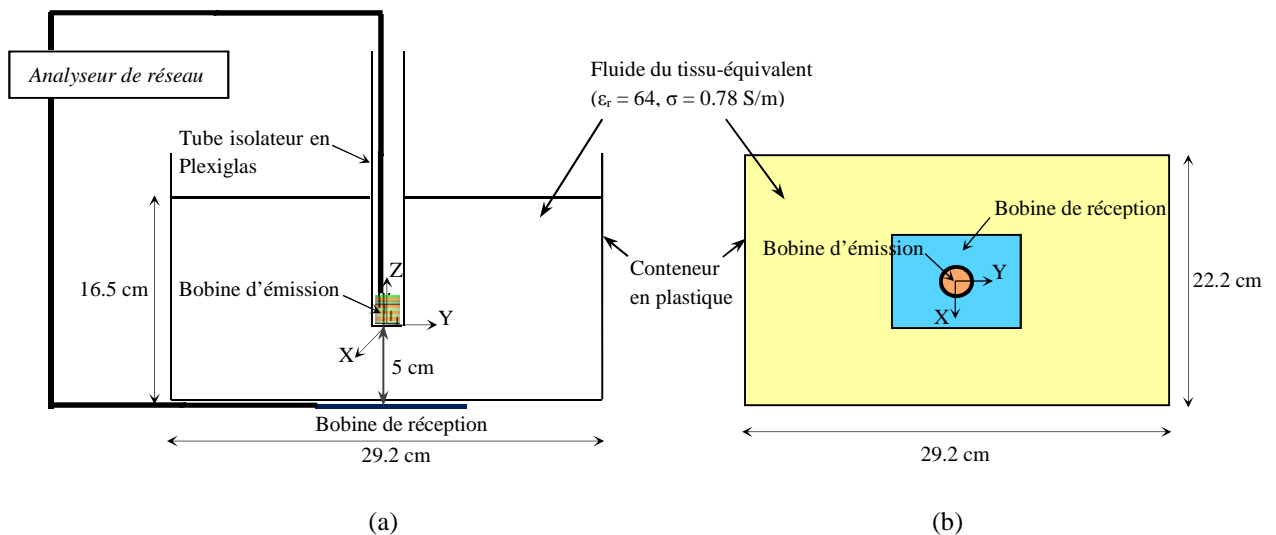
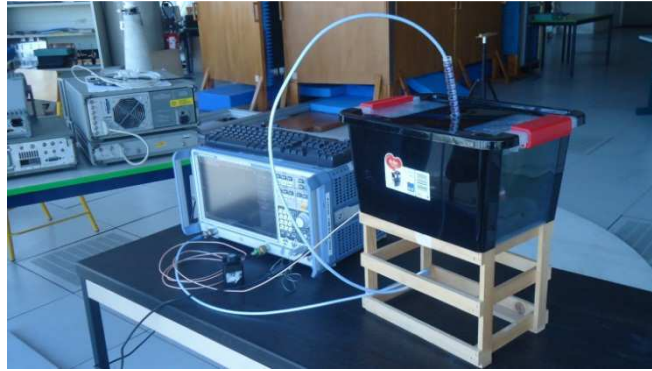


Figure 5.34. Représentation schématique du bilan de liaison inductive: (a) vue de face ; (b) vue de de dessous.



(a)



(b)

Figure 5.35. Mise en place de la liaison inductive: (a) conteneur en plastique rempli du fluide du tissu-équivalent humain placé au-dessus d'un support en bois pour permettre de monter l'antenne de réception; (b) antenne de réception positionnée au-dessous du fantôme.

Les 5 cm séparant l'antenne d'émission et de réception correspondent à 4.6 cm du liquide humain et 0.4 cm d'air. Ce gap d'air entre la bobine réceptrice et le fond du conteneur en plastique est dû à l'épaisseur du connecteur SMA. La boîte en plastique, de dimensions 29.2 cm x 22.2 cm x 16.5 cm (*longueur, largeur, hauteur*), est couverte d'un couvercle troué au centre afin de pouvoir fixer le tube isolateur gradué, ce qui permet de repérer la position exacte de la bobine émettrice à l'intérieur du fantôme. La Figure 5.35 présente la mise en place expérimentale de la liaison par induction magnétique et montre que le conteneur en plastique (fantôme) est placé au-dessus d'un support en bois pour permettre de monter l'antenne de réception (Figure 5.35 (a)). La Figure 5.35 (b) présente une vue de dessous du fantôme qui illustre l'antenne de réception positionnée au-dessous de la boîte.

Les courbes de la Figure 5.36 correspondent à la réponse de couplage  $S_{21}$ , égale au rapport entre la puissance reçue et la puissance de la source, entre la bobine émettrice et la bobine réceptrice séparées d'une distance de 5 cm, simulée et mesurée dans le corps humain. À partir de ces courbes, on peut observer que la réponse de couplage maximale simulée et mesurée dans le corps humain autour de 40.68 MHz est égale respectivement à -18.1 dB et -20.7 dB; la différence entre le  $S_{21}$  simulé et mesuré est de 2.6 dB. Le coefficient de couplage  $k = M/\sqrt{L_1 L_2}$  simulé entre les deux bobines couplées magnétiquement à travers le corps humain, qui varie généralement entre 0 et 1, est égal à 0.11. Dans l'air, comme l'illustre la Figure 5.37, le  $S_{21}$  maximum qui apparaît autour de 40.68 MHz est de -10.8 dB en simulation et de -16.8 dB en mesures. Cette différence significative peut être expliquée par les pertes

induites dans les capacités des circuits d'adaptation des deux antennes et aussi par la différence entre la simulation et la mesure des différents paramètres des deux bobines (voir paragraphe 5.3).

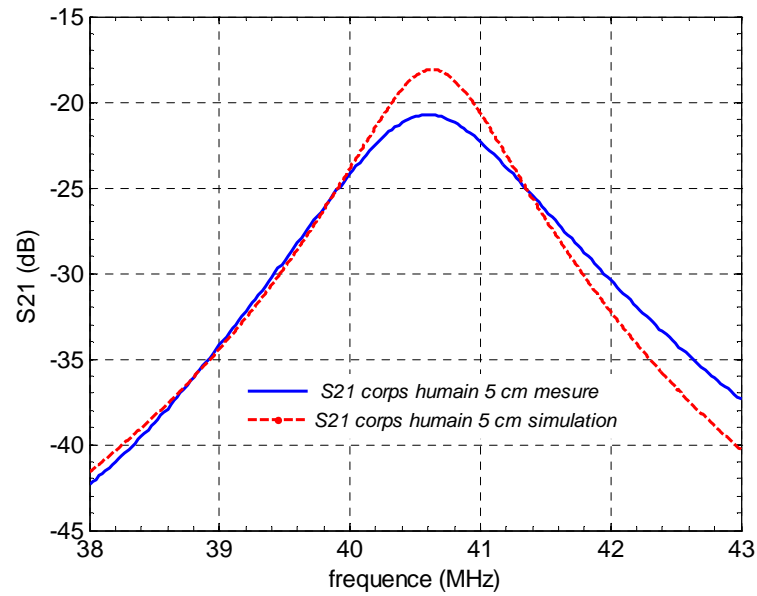


Figure 5.36. Réponse de couplage  $S_{21}$  entre la bobine émettrice et la bobine réceptrice séparées d'une distance de 5 cm dans le corps humain.

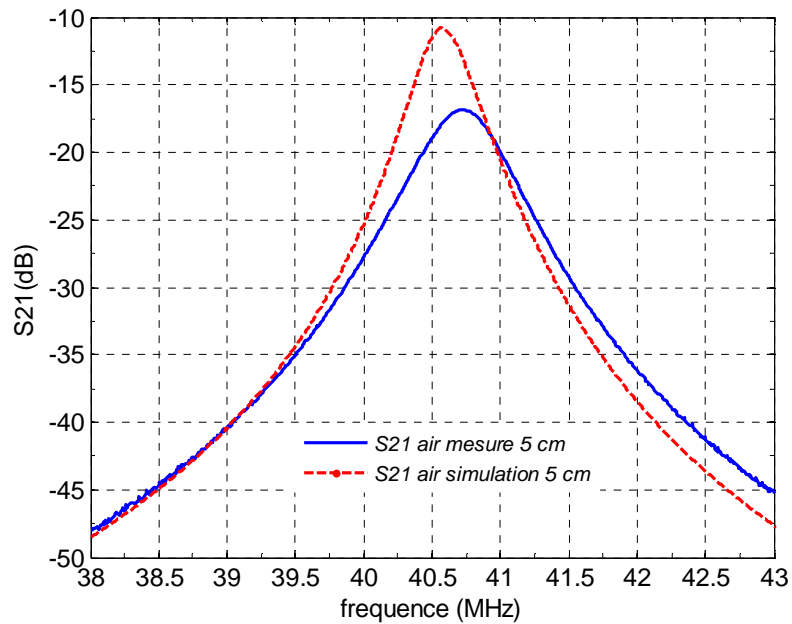


Figure 5.37. Réponse de couplage  $S_{21}$  entre la bobine émettrice et la bobine réceptrice séparées d'une distance de 5 cm dans l'air.



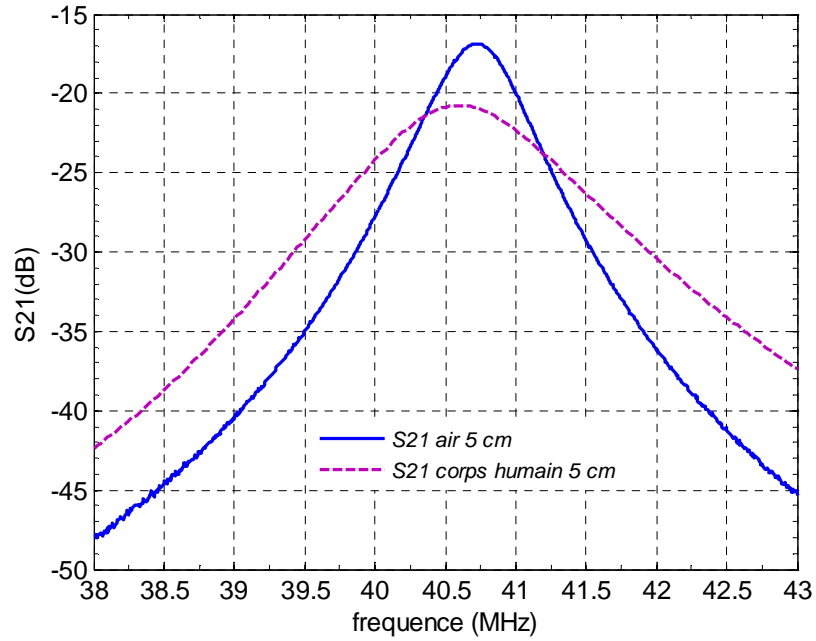


Figure 5.38. Réponse de couplage  $S_{21}$  entre la bobine émettrice et la bobine réceptrice, séparées d'une distance de 5 cm, mesurée quand le canal de transmission est le corps humain et l'air.

La différence entre la réponse de couplage maximale mesurée dans l'air et dans le corps humain autour de 40.68 MHz est égale à 3.9 dB (Figure 5.38). Ainsi, l'utilisation du couplage magnétique en champ proche, pour établir une liaison sans fil à travers le corps humain, a permis de réduire les pertes dues aux propriétés diélectriques du canal.

Nous avons aussi effectué une étude théorique sur le bilan de liaison dans le corps humain selon le modèle 1 défini dans le chapitre 4 où:  $S_{21} = P_L/P_S = \eta_T \eta_R Q_T Q_R k^2$  avec:  $\eta_T = R_S/R_S + R_{LT}$ ;  $\eta_R = R_L/R_L + R_{LR}$ ;  $Q_T = \omega_0 L_T/R_S + R_{LT}$ ;  $Q_R = \omega_0 L_R/R_L + R_{LR}$  et  $k = M/\sqrt{L_T L_R}$ .  $R_{LT}$  et  $R_{LR}$  sont respectivement les résistances de la bobine d'émission et celle de la bobine de réception,  $R_S$  et  $R_L$  sont respectivement les résistances de la source et de la charge,  $L_T$  et  $L_R$  sont respectivement les inductances de la bobine d'émission et celle de la bobine de réception et  $M$  est l'inductance mutuelle. Les paramètres des antennes sont déduits de la simulation HFSS à 40.68 MHz (Table 5.1 et Table 5.4) où  $P_S$  est fixée à 1 W et les résistances  $R_S$  et  $R_L$  sont égales à 50  $\Omega$ :  $R_{LT} = 0.32 \Omega$ ,  $R_{LR} = 14.2 \Omega$ ,  $L_T = 0.12 \mu\text{H}$ ,  $L_R = 1.7 \mu\text{H}$ ,  $Q_T = 0.6$ ,  $Q_R = 6.7$ ,  $\eta_T = 0.99$ ,  $\eta_R = 0.78$  et  $k = 0.11$ . La Table 5.5 donne les résultats qui correspondent au paramètre de couplage dans le corps humain obtenu par la formule analytique, la simulation HFSS et les mesures autour de 40.68 MHz. Ces résultats montrent que le modèle analytique permet de donner une estimation sur la réponse de couplage ; la différence entre le paramètre  $S_{21}$  théorique et simulé est de 4 dB.

Table 5.5. Comparaison entre la réponse de couplage trouvée par la formule analytique, les simulation HFSS et les mesures, dans le corps humain autour de 40.68 MHz.

$S_{21}$ théorique (dB)	$S_{21}$ simulation (dB)	$S_{21}$ mesures (dB)
-14.2	-18.1	-20.7

### 5.5.2. Bilan de liaison : variation de la distance entre l'antenne d'émission et l'antenne de réception selon la direction z:

Dans la section précédente, la bobine émettrice in-body était à 5 cm par rapport à la bobine réceptrice. Dans ce paragraphe, on va étudier le bilan de liaison en fonction de la distance entre les deux bobines couplées selon la direction z.

#### 5.5.2.1. Dans le corps humain :

Les courbes de la Figure 5.39 correspondent au paramètre de transmission en fonction de la fréquence, pour chaque position de l'antenne in-body selon la direction z, mesuré dans le corps humain. Il est clair à partir de ces courbes que le paramètre  $S_{21}$  diminue lorsque l'antenne d'émission s'éloigne de la bobine réceptrice. Si on fixe une limite de -35 dB (0.03 %) pour la réponse de couplage, qui est largement supérieure au niveau du bruit que nous avons calculé (-110 dBm), on peut calculer la bande passante pour chaque position de l'antenne émettrice. À  $z = 5$  cm, la bande passante est de 3.5 MHz alors qu'à  $z = 8$  cm, elle est de 2 MHz; la bande passante reste supérieure à 5 % pour toutes les positions prises.

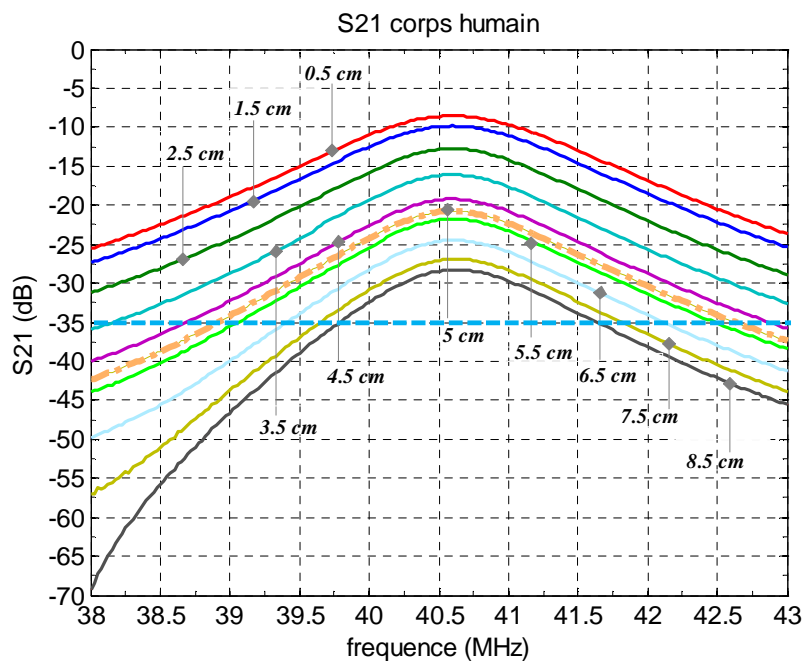


Figure 5.39. Réponse de couplage  $S_{21}$  en fonction de la fréquence, mesurée dans le corps humain, lorsque la distance entre la bobine émettrice et la bobine réceptrice selon la direction z varie entre 0.5 cm et 8.5 cm.

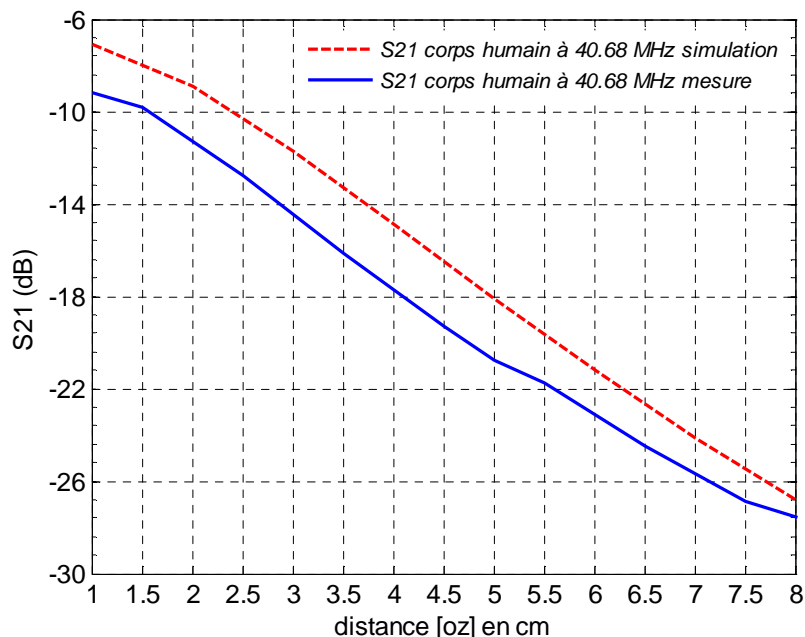


Figure 5.40. Réponse de couplage  $S_{21}$  en fonction de la distance [oz] autour de 40.68 MHz mesurée dans le corps humain.

La Figure 5.40 montre le paramètre de transmission  $S_{21}$ , pris à partir des courbes de la Figure 5.39 autour de 40.68 MHz, en fonction de la distance [oz] et compare ces résultats avec les résultats de simulation, lorsque le milieu de transmission est le corps humain. On peut déduire qu'en faisant varier la distance [oz] de 1 à 8 cm, la réponse de couplage mesurée varie de -9 dB à -27.5 dB et que l'écart maximum entre les résultats de simulation et de mesures est de 2.6 dB. En effet, le niveau de puissance à la réception reste toujours acceptable et l'efficacité ( $P_R / P_T$  en pourcentage) à 40.68 MHz est supérieure à 0.18 % (-27.5 dB) pour toutes les positions. L'atténuation, reliée au paramètre  $S_{21}$ , calculée à partir de pentes des deux courbes varie entre 2 dB/cm et 4 dB/cm.

### 5.5.2.2. En espace libre :

On observe sur la Figure 5.41 la réponse de couplage  $S_{21}$  mesurée dans l'air en fonction de la fréquence, lorsque la distance entre la bobine émettrice et la bobine réceptrice selon la direction  $z$  varie entre 0.5 cm et 8.5 cm. La bande passante mesurée (à -35 dB) est de 2.4 MHz à  $z = 5$  cm et de 1.25 MHz à  $z = 8.5$  cm ; elle est toujours supérieure à 3 %. On en déduit que la bande passante minimale, mesurée à  $z = 8.5$  cm, vue dans le paragraphe précédent dans le corps humain (5 %) est supérieure à celle mesurée dans l'air (3 %) et ainsi pour la bande passante à  $z = 5$  cm et pour les autres positions. Cela est dû à l'augmentation du facteur de qualité de l'antenne de réception dans l'air. Si on prend la valeur du  $S_{21}$  maximale qui est autour de 40.68 MHz pour chaque position donnée par la Figure 5.41, on obtient la courbe de la Figure 5.42 en trait continu qui est comparée avec les mêmes résultats donnés en simulation (courbes en trait discontinu). Aux faibles distances ( $z$  inférieur à 2 cm), les résultats de simulations ne sont pas précis car l'antenne de réception n'est plus adaptée à

40.68 MHz à cause de l'effet de couplage dû à la présence de l'antenne d'émission qui est très proche de la bobine réceptrice.

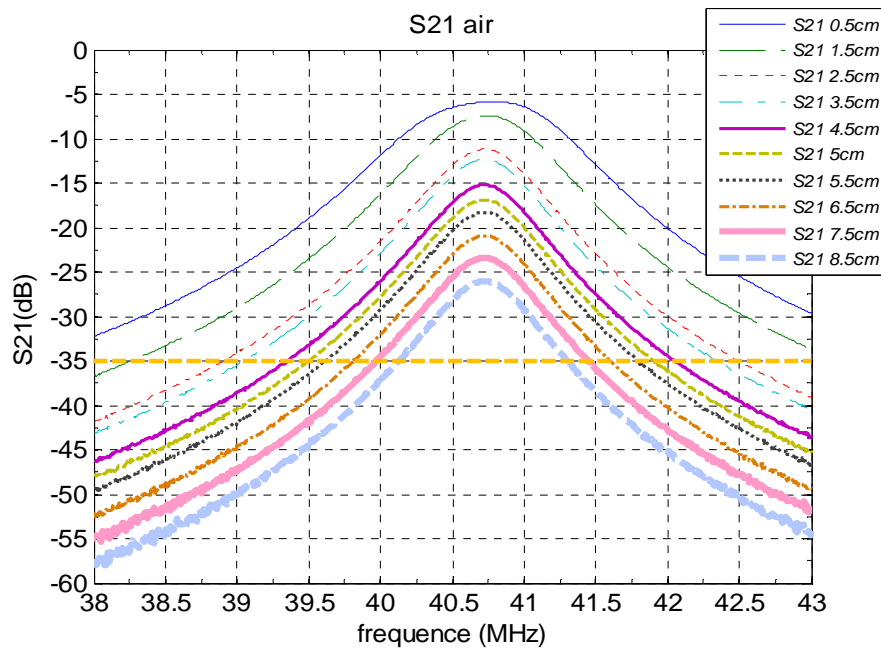


Figure 5.41. Réponse de couplage  $S_{21}$  en fonction de la fréquence mesurée dans l'air lorsque la distance entre la bobine émettrice et la bobine réceptrice selon la direction  $z$  varie entre 0.5 cm et 8.5 cm.

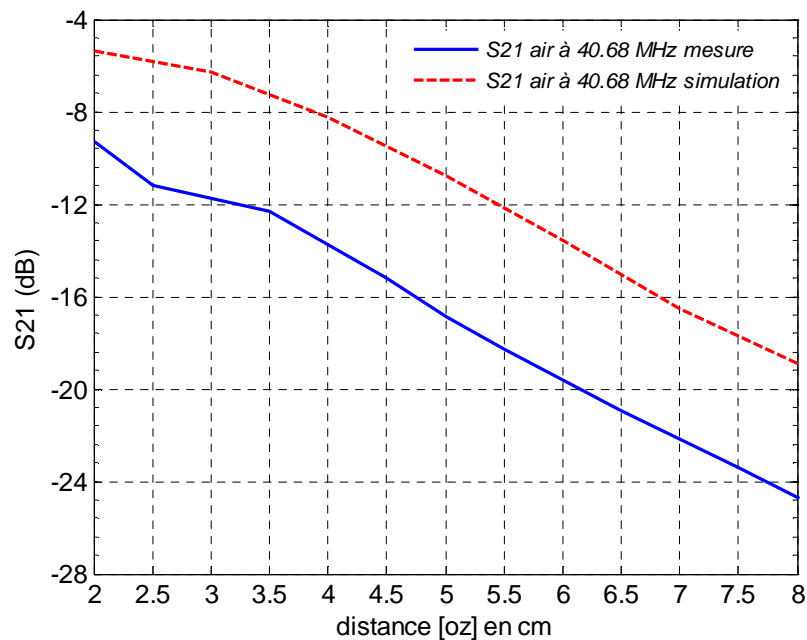


Figure 5.42. Réponse de couplage  $S_{21}$  en fonction de la distance [oz] autour de 40.68 MHz dans l'air.

La réponse de couplage mesurée autour de 40.68 MHz varie entre -9.2 dB et -24.8 dB lorsque  $z$  passe de 2 cm à 8 cm (Figure 5.42) et la différence entre les résultats de simulation et de mesure est de 6 dB en moyenne ; l'efficacité (ou le paramètre  $S_{21}$ ) est supérieure à 0.33% (-24.8 dB). La différence de 6 dB entre les résultats de simulation et de mesure dans ce cas est supérieure à celle indiquée dans le cas où le canal de transmission est le corps humain (2.6 dB); cela est dû à la différence entre les résultats de simulation et de mesures en espace libre pour les différents paramètres des deux bobines (paragraphe 5.3).

### 5.5.2.3. Comparaison entre le paramètre $S_{21}$ trouvé dans le corps humain et en espace libre :

On note sur les courbes de la Figure 5.43 que la réponse de couplage maximale mesurée autour de 40.68 MHz dans l'air est meilleure que celle mesurée dans le fantôme, la différence maximale est de 3.9 dB. Cependant, au-delà d'un intervalle de fréquences qui est de part et d'autre de la fréquence centrale, la réponse de couplage dans le corps humain devient meilleure à cause de la faible bande passante de l'antenne de réception dans l'air (voir la Figure 5.38). À partir des courbes de la Figure 5.43, on peut observer que le paramètre  $S_{21}$  maximum mesuré varie entre -5.9 dB et -26 dB dans l'air et entre -8.5 dB et -28.3 dB dans le corps humain, lorsque  $z$  augmente de 0.5 cm à 8.5 cm.

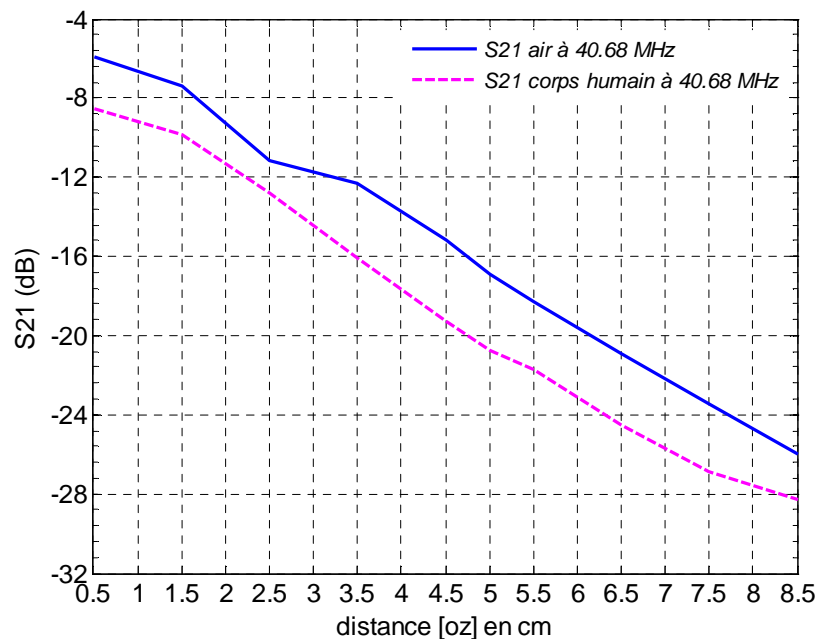


Figure 5.43. Réponse de couplage  $S_{21}$  en fonction de la distance [oz] autour de 40.68 MHz mesurée dans le corps humain et dans l'air.

### 5.5.3. Bilan de liaison à travers le corps humain : changement de l'orientation et de la position (dans la direction $y$ ) de l'antenne In-body :

La capsule avalée glisse à l'intérieur du système GI, ainsi pour établir une liaison inductive efficace, la bobine réceptrice on-body doit détecter le signal transmis indépendamment de l'orientation et de la position de l'émetteur. Dans cette section, l'objectif

est de vérifier si le signal reçu reste dans un niveau acceptable quand l'antenne ingérable est localisée arbitrairement dans une orientation quelconque. Pour cela, on a fait varier la position de l'antenne in-body selon l'axe OY et après, pour chaque position y, on a changé l'angle  $\theta$  de la bobine émettrice de  $0^\circ$  à  $80^\circ$  dans le plan YOZ tout en laissant la distance [oz] entre les deux bobines fixe et égale à 5 cm (Figure 5.44). Dans cette étude, on a utilisé un autre conteneur pour le fluide du tissu-équivalent, de hauteur plus basse que le premier et de dimensions égales à 38.5 cm x 33 cm x 8 cm (*longueur, largeur, hauteur*), pour permettre de varier l'angle  $\theta$  le maximum possible. La Figure 5.45 (a) montre la mise en place de la liaison inductive dans ce cas ; le conteneur en plastique est rempli du fluide du tissu-équivalent humain et l'antenne d'émission est fixée par un système permettant de changer son orientation d'une façon précise. Il n'est pas possible d'atteindre l'angle de  $90^\circ$  car l'antenne in-body n'est pas encadrée dans une capsule; il faut utiliser un tube plus court et le fluide du tissu-équivalent peut couler à l'intérieur du tube isolant si on se met dans cette orientation.

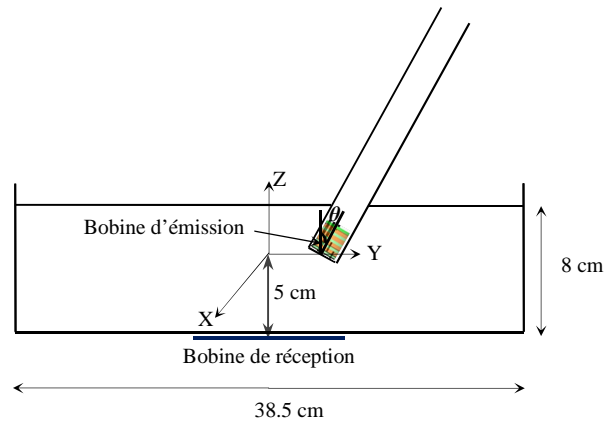
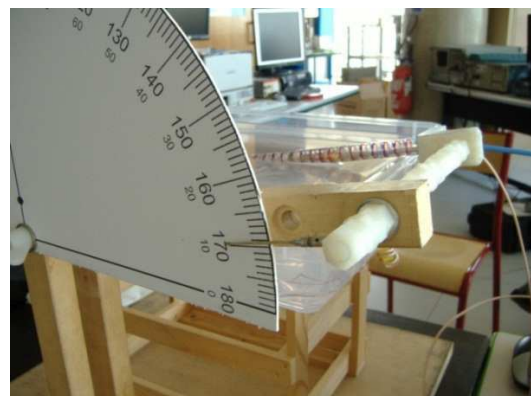


Figure 5.44. Représentation schématique de la liaison inductive dans le fluide du tissu-équivalent humain quand la position et l'orientation de l'antenne in-body varient.



(a)



(b)

Figure 5.45. Mise en place de la liaison inductive en tenant compte du changement de la position et de l'orientation de l'antenne in-body : (a) l'antenne d'émission est fixée par un système permettant de changer son orientation d'une façon précise; (b) l'angle maximum qu'on peut atteindre est de  $80^\circ$  ( $170^\circ - 90^\circ = 80^\circ$ ).

On peut voir aussi à partir de la Figure 5.45 (b) que l'angle maximum qu'on peut atteindre est de  $80^\circ$  ( $170^\circ - 90^\circ = 80^\circ$ ), cela est dû à la longueur du tube isolateur utilisé qui est égale à 25 cm.

Les courbes de la Figure 5.46, la Figure 5.47, la Figure 5.48 et la Figure 5.49 correspondent à la réponse de couplage  $S_{21}$  mesurée dans le corps humain en fonction de la fréquence lorsque l'angle  $\theta$  de la bobine émettrice varie entre  $0^\circ$  et  $80^\circ$ , quand  $y = 0$  cm, 1 cm, 2 cm et 3 cm respectivement. Pour synthétiser ces résultats expérimentaux, les courbes correspondant à la valeur maximale du paramètre  $S_{21}$ , qui est autour de la fréquence 40.68 MHz, prise dans toutes les orientations (de  $0^\circ$  à  $80^\circ$  par pas de  $10^\circ$ ) pour chaque position  $y$  (de 0 cm à 3 cm) sont donnée par la Figure 5.50.

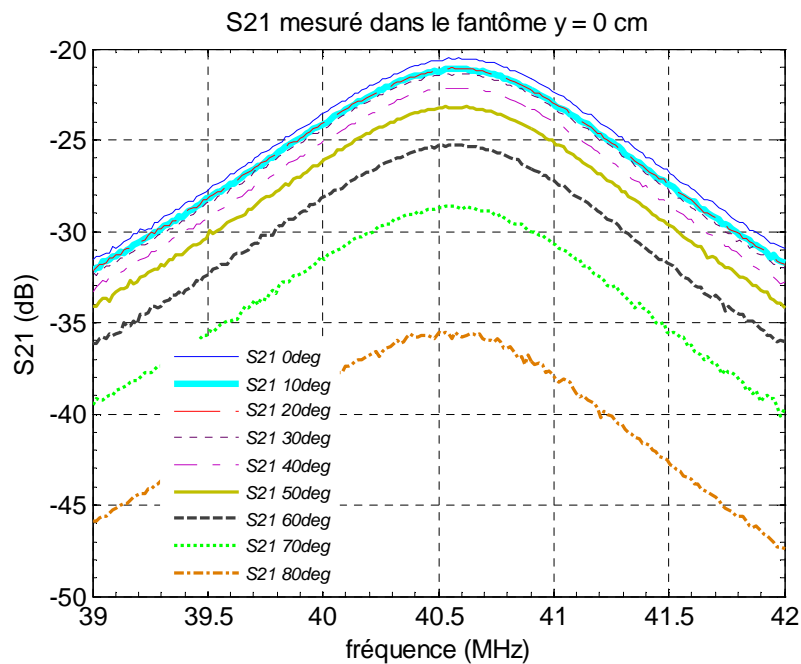


Figure 5.46. Réponse de couplage  $S_{21}$  en fonction de la fréquence, mesurée dans le corps humain lorsque  $y = 0$  cm et l'angle  $\theta$  de la bobine émettrice varie entre  $0^\circ$  et  $80^\circ$ .

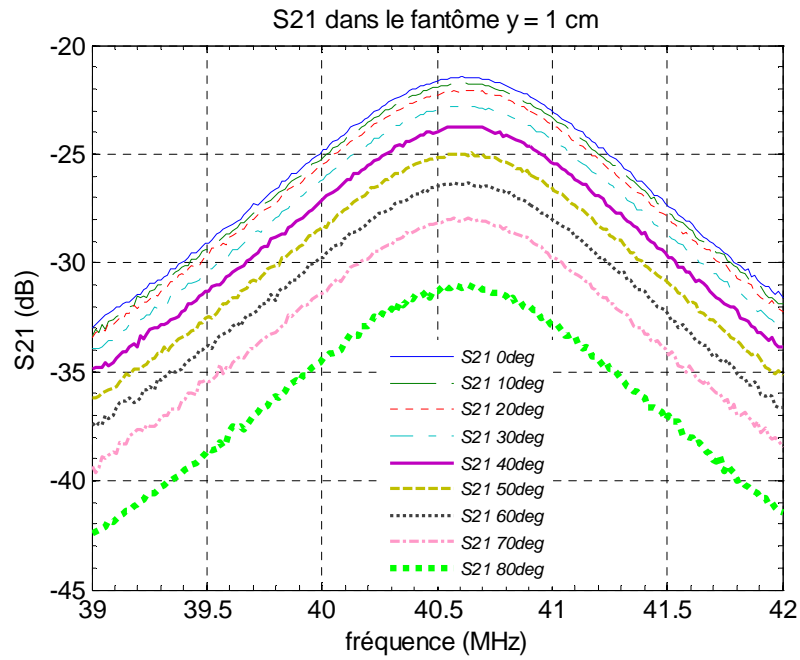


Figure 5.47. Réponse de couplage  $S_{21}$  en fonction de la fréquence, mesurée dans le corps humain lorsque  $y = 1$  cm et l'angle  $\theta$  de la bobine émettrice varie entre  $0^\circ$  et  $80^\circ$ .

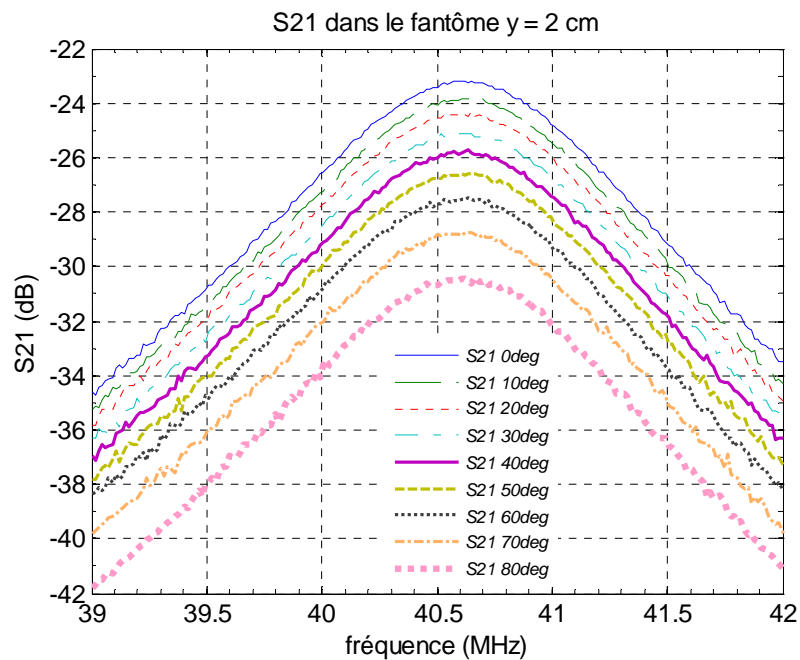


Figure 5.48. Réponse de couplage  $S_{21}$  en fonction de la fréquence, mesurée dans le corps humain lorsque  $y = 2$  cm et l'angle  $\theta$  de la bobine émettrice varie entre  $0^\circ$  et  $80^\circ$ .



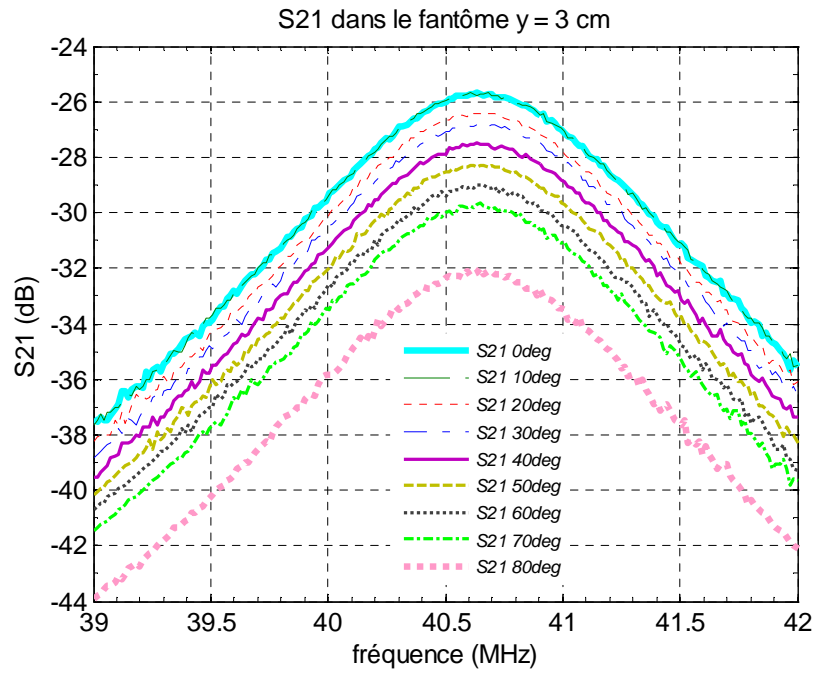


Figure 5.49. Réponse de couplage  $S_{21}$  en fonction de la fréquence, mesurée dans le corps humain lorsque  $y = 3$  cm et l'angle  $\theta$  de la bobine émettrice varie entre  $0^\circ$  et  $80^\circ$ .

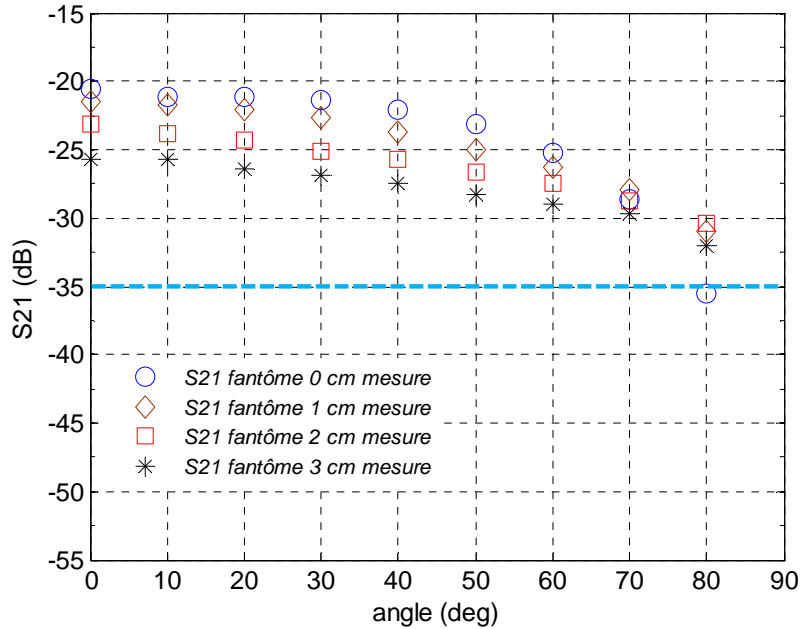


Figure 5.50. Réponse de couplage  $S_{21}$ , mesurée dans le corps humain autour de 40.68 MHz, en fonction de l'angle de la bobine émettrice à différentes positions selon l'axe OY.

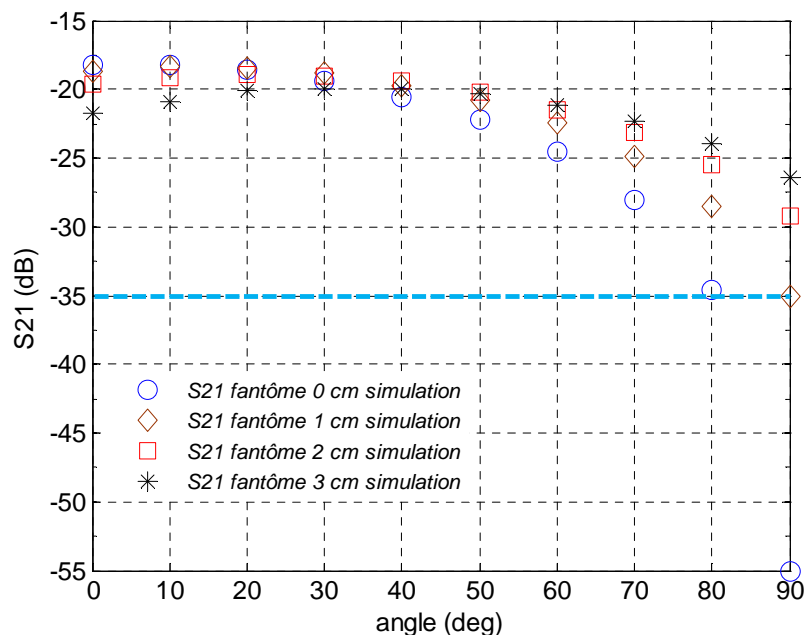


Figure 5.51. Réponse de couplage  $S_{21}$ , simulée dans le corps humain autour de 40.68 MHz, en fonction de l'angle de la bobine émettrice à différentes positions selon l'axe OY.

Il est clair à partir des courbes de la Figure 5.50 que le niveau maximum du signal reçu est à  $\theta = 0^\circ$ ; cette configuration est optimale car il y a le maximum des lignes du champ qui sont perpendiculaires à la surface de l'antenne on-body. On peut aussi conclure que, pour chaque position de la bobine émettrice, la réponse de couplage  $S_{21}$  diminue lorsque l'angle  $\theta$  augmente. Selon ces courbes, le paramètre  $S_{21}$  varie approximativement entre -20.5 dB et -35.5 dB. Nous rappelons que la puissance du bruit de notre système, que nous avons calculé dans la section 5.4, est de -110 dBm. Pour limiter la consommation d'énergie de l'antenne ingérable, on considère que la limite du paramètre  $S_{21}$  est autour de -35 dB. Ainsi, le signal reçu reste efficace quel que soit l'orientation et la position de la bobine ingérable. On observe aussi sur la Figure 5.51 les mêmes résultats présentés par la Figure 5.50 donnés par la simulation HFSS sauf que l'angle  $\theta$  dans ce cas peut aller jusqu'à  $90^\circ$ . L'allure générale des courbes de la Figure 5.51 est proche de celle observée dans les courbes de la Figure 5.50. Les différences entre les résultats de simulation et de mesures peuvent être attribuées aux erreurs dues au changement de l'orientation de l'antenne in-body et surtout lorsqu'on change sa position. Pour éviter que le niveau de puissance reçue par l'antenne on-body dans certaines orientations de la bobine émettrice, notamment pour les angles élevés, soit faible, l'utilisation de bobines réceptrices orthogonales peut être un avantage.

On observe aussi sur la Figure 5.52 la courbe relative à la valeur maximale du paramètre  $S_{21}$ , simulé et mesuré autour de 40.68 MHz, en fonction de l'angle de la bobine émettrice, prise lorsque  $y = 0$  cm dans le corps humain. Ces résultats montrent qu'à cette position, les résultats de simulation coïncident avec les résultats expérimentaux: les deux courbes suivent la même allure et l'écart maximum entre les deux courbes est de 2.3 dB.

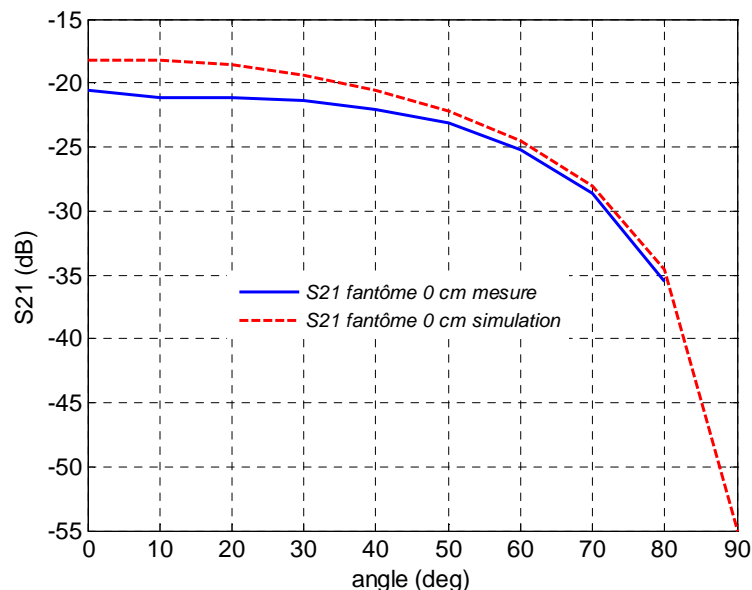


Figure 5.52. Valeur maximale du paramètre  $S_{21}$ , simulé et mesuré autour de 40.68 MHz, en fonction de l'angle de la bobine émettrice prise lorsque  $y = 0$  cm dans le corps humain.

## 5.6. Conclusion :

Malgré que la puissance du champ magnétique décroisse avec l'exposant 6 de la distance ( $d^6$ ), la technique utilisant l'induction magnétique en champ proche a été adoptée pour concevoir une liaison sans fil à faible portée à travers le corps humain, car les propriétés diélectriques des tissus humains ne perturbent pas le champ magnétique. Il a été démontré dans ce chapitre que l'antenne bobine multicouche proposée est convenable pour les circuits médicaux à l'intérieur du corps humain nécessitant des antennes robustes et compactes. La réponse de couplage du système mesurée, qui dépend de la position et de l'orientation de l'antenne in-body, reste dans un niveau acceptable et varie entre -20.5 dB (0.89 %) et -35.5 dB (0.03 %). La variation de la position de l'antenne selon l'axe OX doit avoir les mêmes effets sur le bilan de liaison que celle prise selon l'axe OY. Cependant, en s'éloignant de l'antenne de réception ( $y \neq 0$ ), le paramètre  $S_{21}$  donné lorsque l'orientation de la bobine émettrice varie entre  $0^\circ$  et  $360^\circ$  ne sera plus symétrique ; il serait donc important d'étudier l'évolution de la réponse de couplage dans toutes les orientations possibles. En plus, la position maximale de l'antenne in-body considérée dans cette étude était  $y = 3$  cm, il est aussi nécessaire de concevoir un réseau d'antennes de réception, adjacentes à celle étudiée dans ce chapitre, pour pouvoir récupérer ou améliorer le niveau de puissance reçue lorsque le décalage entre la bobine émettrice et la bobine réceptrice est supérieur à 3 cm.

## 6. Conclusion et perspectives

### 6.1. Conclusion :

Les circuits placés à l'intérieur du corps humain, tels que les gélules ingérables et les implants médicaux, sont de plus en plus utilisés dans le domaine médical. Les tissus biologiques ne sont pas un milieu idéal pour la transmission des ondes RF ; une majeure partie de la puissance rayonnée va être absorbée par ces tissus. Les antennes RF présentent des bandes passantes importantes, mais elles possèdent des efficacités de rayonnement très faibles à cause de l'environnement de l'antenne. Pour cela, nous nous sommes orientés vers les antennes boucles, qui ont un champ magnétique proche indépendant des propriétés diélectriques des tissus humains. La conception d'antennes opérant à l'intérieur du corps humain prend en compte les caractéristiques diélectriques des tissus biologiques dissipatifs et assure une certaine miniaturisation.

Ce travail de thèse s'est efforcé de concevoir, réaliser et caractériser des antennes de communication à travers le corps humain afin de contribuer à l'amélioration du bilan de liaison dans de tels milieux dissipatifs. Ainsi, il a été indispensable de commencer ces travaux par l'étude des propriétés diélectriques du corps humain, qui représente le canal de transmission au lieu de l'air.

Notre approche, basée sur les communications par induction magnétique en champ proche, a consisté à étudier des modèles théoriques sur ce type de communication, peu développés malgré leur importance, pour mettre en évidence les paramètres qui peuvent améliorer le transfert de puissance entre un émetteur placé à l'intérieur du corps humain, et un récepteur placé à sa surface.

En diminuant la fréquence, l'adaptation d'impédance des antennes boucles miniatures devient difficile à cause de la faible impédance d'entrée de l'antenne. Deux solutions ont été utilisées dans cette thèse pour concevoir ce type d'antennes : la première était d'alimenter les boucles par couplage inductif et de rajouter une capacité pour ajuster la fréquence de résonance et la deuxième était d'utiliser un circuit d'adaptation composé de composants électriques passifs.

D'abord, nous avons conçu deux antennes boucles électriquement petites, fonctionnant à 315 MHz et à 434 MHz pour les capsules endoscopiques, dans le but de réduire l'atténuation due à la présence du corps humain. Après une étude approfondie sur le comportement des champs proches E et H, nous avons montré que le champ magnétique est faiblement atténué par le corps humain jusqu'à des distances assez grandes contrairement au champ électrique. Malgré cela, la cartographie des lignes du champ H a montré l'existence de fronts d'onde, liés aux phénomènes de propagation d'ondes électromagnétiques, à des distances relativement petites.

En effet, nous nous sommes orienté vers des fréquences plus basses afin d'augmenter la longueur d'onde, ce qui permet d'étendre la limite du champ proche et d'améliorer ainsi l'énergie reçue par couplage magnétique. Nous avons ainsi conçu des antennes d'émission (in-body) et des antennes de réception (on-body) à 40 MHz afin de calculer la puissance reçue et d'évaluer le bilan de liaison à travers le corps humain (fluide du tissu-équivalent humain modélisant le corps humain). Les résultats de simulation ont montré que le modèle analytique adopté permet de donner une estimation sur le bilan de liaison par induction magnétique en champ proche. En plus, nous avons pu mettre en évidence les paramètres qui peuvent améliorer d'avantage le transfert de puissance :

- Contrairement aux implants médicaux, la capsule ingérable est mobile dans le système gastro-intestinal : en utilisant un réseau d'antennes de réception orthogonales, c'est-à-dire que les bobines réceptrices sont orientées parallèlement et perpendiculairement à la surface du corps humain, nous avons montré que la liaison inductive est efficace quand la bobine émettrice est positionnée arbitrairement, quelle que soit son orientation et sa position.
- Le corps humain est un ensemble de plusieurs tissus, chacun possède ses propres propriétés diélectriques : la couche de graisse permet d'améliorer les performances de la liaison inductive grâce à sa faible conductivité à 40 MHz. Ainsi, l'utilisation d'un fantôme humain multicouche, qui est plus réaliste, permet d'améliorer le transfert de puissance par couplage magnétique entre l'antenne ingérable et l'antenne on-body.
- Les dimensions de l'antenne ingérable sont limitées par ceux de la capsule alors que l'antenne de réception, située sur la surface du corps humain, ne présente pas de contraintes sur la taille : l'augmentation des dimensions de la bobine de réception permet d'améliorer considérablement les performances de la liaison inductive. Concernant la bobine d'émission, les structures multicouches ont permis d'améliorer davantage le paramètre de transmission.

Cela nous a permis de réaliser les bobines les mieux adaptées pour caractériser et mesurer un bilan de liaison sans fil à travers le corps humain. Nous avons ainsi réalisé une bobine d'émission empilée multicouche, qui est robuste et miniature, et nous avons monté des bancs de mesures en utilisant un liquide homogène qui permet de caractériser le corps humain à 40.68 MHz. Nous avons montré que la réponse de couplage mesurée, qui dépend de la position et de l'orientation de l'antenne in-body, reste dans un niveau acceptable, ce qui permet à l'antenne bobine multicouche d'être un bon candidat pour les futurs circuits médicaux ingérables. Ainsi, la consommation de puissance diminue et la durée de vie des capsules sans fil opérant à l'intérieur du corps humain augmente.

## 6.2. Perspectives :

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

- Il serait intéressant d'améliorer la qualité des antennes boucles multicouches qui doivent être réalisées avec des technologies modernes utilisant des trous métallisés. Cela permet de réduire la hauteur de l'antenne ingérable car le superstrate n'est plus utile dans ce cas. Ainsi, nous pouvons augmenter le nombre de tours de la bobine multicouche afin d'améliorer la puissance reçue.
- Certaines positions et orientations de la bobine émettrice, qui est mobile dans le corps humain, ont été négligées dans ce travail. Néanmoins, lorsque l'antenne ingérable s'éloigne de l'antenne de réception, la réponse de couplage n'est plus symétrique ; il serait donc important d'étudier l'évolution de ce paramètre dans toutes les orientations possibles.
- La conception d'un réseau de bobines de réception adjacentes est nécessaire afin d'améliorer le transfert de puissance entre les deux éléments couplés, notamment lorsque la bobine ingérable s'éloigne de la bobine de réception.
- L'utilisation de ferrite pour les deux bobines permet d'améliorer la puissance reçue, il serait donc intéressant de prendre cela en compte au niveau de la réalisation des antennes.
- Un travail non négligeable reste encore à réaliser sur la localisation de la gélule, qui transmet des données relatives aux paramètres physiologiques du système gastro-intestinal, afin de trouver la position exacte de ces données.
- L'intégration de différents composants qui forment la capsule ingérable, en particulier les capteurs, n'a pas encore fait l'objet d'étude poussée. Ces éléments ont pour rôle d'identifier les données, relatives aux paramètres physiologiques, qui vont être transférées au monde extérieur via les antennes. Les travaux de recherches liés à cette thèse vont s'orienter dans ce sens, avec le développement de capteurs en technologie MEMS.
- L'étude théorique a montré que la puissance reçue par couplage inductif à travers un corps humain hétérogène est mieux que celle reçue lorsque le canal est un corps homogène. Il serait donc intéressant d'effectuer des campagnes de mesures sur un fantôme hétérogène qui se rapproche mieux du corps humain.

## 7. Bibliographie

- [1] D. Wessels, "Implantable pacemakers and defibrillators: device overview & EMI considerations," *Electromagnetic Compatibility, EMC. IEEE International Symposium on*, vol. 2, pp. 911-915, 19-23 Aug 2002.
- [2] P.M. Izdebski, H. Rajagopalan, and Y. Rahmat-Samii, "Conformal Ingestible Capsule Antenna: A Novel Chandelier Meandered Design," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 57, pp. 900-909, april 2009.
- [3] K. Hung, Y.T. Zhang, and B. Tai, "Wearable medical devices for tele-home healthcare," *Engineering in Medicine and Biology Society, IEMBS. 26th Annual International Conference of the IEEE*, vol. 2, pp. 5384 - 5387, 1-5 Sept 2004.
- [4] R. Fensli, E. Gunnarson, and T. Gundersen, "A wearable ECG-recording system for continuous arrhythmia monitoring in a wireless tele-home-care situation," *Computer-Based Medical Systems, Proceedings. 18th IEEE Symposium on*, pp. 407-412, 23-24 June 2005.
- [5] P.S. Hall and Y. Hao, *Antennas and Propagation for Body-Centric Wireless Communications*. London, Artech House: Artech House, 2006.
- [6] Peter Bradley. *RF Integrated Circuits for Medical Implants*. [Online]. [http://www.zarlink.com/zarlink/medicalimplants\\_ulp\\_cp\\_july06.pdf](http://www.zarlink.com/zarlink/medicalimplants_ulp_cp_july06.pdf)
- [7] L. Wang, T.D. Drysdale, and D.R.S. Cumming, "In Situ Characterization of Two Wireless Transmission Schemes for Ingestible Capsules," *Biomedical Engineering, IEEE Transactions on*, vol. 54, pp. 2020 - 2027 , Nov 2007.
- [8] F. CHAN WAI PO, "Conception d'une tête radiofréquence auto adaptative au milieu de propagation pour les applications médicales," *Université Bordeaux 1, Thèse* 2010.
- [9] Tim Stephens. (2004, Oct) UCSC researchers join in new partnership to speed development of an 'artificial retina' to restore sight. [Online]. <http://currents.ucsc.edu/04-05/10-18/retina.asp>
- [10] S.I. Kwak, K. Chang, and Y.J. Yoon, "Small spiral antenna for wideband capsule endoscope system," *Electronics Letters*, vol. 42, pp. 1328 - 1329 , Nov 2006.
- [11] M. Ahmadian, B.W. Flynn, A.F. Murray, and D.R.S. Cumming, "Data transmission for implantable microsystems using magnetic coupling," *IEE Proc.-Commun*, vol. 152, no.

- 2, pp. 247-250, April 2005.
- [12] K. Y. Yazdandoost and R. Kohno. (2008, Dec) Body Implanted Antenna. [Online]. <https://mentor.ieee.org/802.15/dcn/08/15-08-0858-00-0006-body-implanted-antenna.pdf>
- [13] Rahmat-Sami Yahya and Kim Jaehoon, *Implanted Antennas in Medical Wireless Communications*, 1st ed. USA: Morgan & Claypool Publishers' series, 2006.
- [14] Lisheng Xu, Cong Feng, Ying Wang, Yupeng Yao, and M.Q.-H. Meng, "Variation of exterior telemetry links of capsule antenna ingested in human body," *Intelligent Control and Automation (WCICA)*, 8th World Congress on, pp. 2269 - 2272, July 2010.
- [15] F. Merli et al., "Design, Realization and Measurements of a Miniature Antenna for Implantable Wireless Communication Systems," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 59, pp. 3544 - 3555 , 2011.
- [16] M.Q-H Meng et al., "Wireless robotic capsule endoscopy: state-of-the-art and challenges," *Intelligent Control and Automation, WCICA. Fifth World Congress on*, vol. 6, pp. 5561 - 5565, 15-19 June 2004.
- [17] Yan Guozheng, Huang Biao, and Peng Zan, "Design of Battery-less and Real-time Telemetry System for Gastrointestinal Applications," *Control and Automation, IEEE International Conference on*, pp. 245 - 249, May 30 -June 1 2007.
- [18] Sang Heun Lee and Young Joong Yoon, "Fat arm spiral antenna for wideband capsule endoscope systems," *Radio and Wireless Symposium (RWS), IEEE*, pp. 579 - 582, 10-14 Jan 2010.
- [19] N Aydin, Arslan.T, and D.R.S Cumming, "Design and implementation of a spread spectrum based communication system for an ingestible capsule," *Engineering in Medicine and Biology, 24th Biomedical Engineering Society EMBS/BMES Conference*, vol. 2, pp. 1773 - 1774, 2002.
- [20] Harish Rajagopalan and Yahya Rahmat-Samii, "Novel ingestible capsule antenna designs for medical monitoring and diagnostics," *Antennas and Propagation (EuCAP), Proceedings of the Fourth European Conference on*, pp. 1- 5, 12-16 April 2010.
- [21] L. Xu, M.Q.-H. Meng, Y. Chan, C. Hu, and H. Wang, "Influence of animal body on ingested wireless device before and after death," *Advanced Intelligent Mechatronics, AIM, IEEE/ASME International Conference on*, pp. 176 - 181 , 2008.
- [22] S. H. Lee, K. Chang, and Y.J. Yoon, "A dual spiral antenna for wideband capsule endoscope system," *Microwave Conference, APMC. Asia-Pacific*, pp. 1 - 4 , 2007.



- [23] B. Liu and A.M. Ferendeci, "Broadband slotted spiral antennas with thin dielectric substrates," *Radio and Wireless Conference, RAWCON. IEEE*, pp. 59 - 62 , 2002.
- [24] K. Louertani, R. Guinvarc'h, N. Ribiere-Tharaud, and M. Darces, "Design of a spiral antenna with coplanar feeding solution," *Antennas and Propagation Society International Symposium, AP-S. IEEE*, pp. 1-4, 2008.
- [25] M. Karlsson and S. Gong, "An integrated spiral antenna system for UW," *Microwave Conference, European*, vol. 3, 2005.
- [26] E. Gschwendtner, D. Loffler, and W. Wiesbeck, "Spiral antenna with external feeding for planar applications," *Africon, IEEE conference*, vol. 2, pp. 1011 - 1014 , 1999.
- [27] R.L. Li, E.M. Tentzeris, J. Laskar, V.F. Fusco, and R. Cahill, "Broadband Loop Antenna for DCS-1800/IMT-2000 Mobile Phone Handsets," *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE*, vol. 12, pp. 305-307, 2002.
- [28] S. I. Kwak, K. Chang, and Y.J. Yoon, "The helical antenna for the capsule endoscope," *Antennas and Propagation Society International Symposium, IEEE*, vol. 2B , pp. 804 - 807 , 2005.
- [29] S.H. Lee, K. Chang, K.J Kim, and Y.J. Yoon, "A conical spiral antenna for wideband capsule endoscope system," *Antennas and Propagation Society International Symposium, AP-S. IEEE*, pp. 1-4, 2008.
- [30] S.H. Lee and Y.J. Yoon, "A dual spiral antenna for Ultra-wideband capsule endoscope system," *Antenna Technology: Small Antennas and Novel Metamaterials, iWAT. International Workshop on*, pp. 227-230, 2008.
- [31] S.H. Lee et al., "A Wideband Spiral Antenna for Ingestible Capsule Endoscope Systems: Experimental Results in a Human Phantom and a Pig," *Biomedical Engineering, IEEE Transactions on*, vol. 58, pp. 1734 - 1741, 2011.
- [32] D. Zhao, X. Hou, X. Wang, and C. Peng, "Miniaturization Design of the Antenna for Wireless Capsule Endoscope," *Bioinformatics and Biomedical Engineering (iCBBE), 4th International Conference on*, pp. 1-4, June 2010.
- [33] L.C. Chirwa, P.A. Hammond, S. Roy, and D.R.S. Cumming, "Electromagnetic radiation from ingested sources in the human intestine between 150 MHz and 1.2 GHz," *Biomedical Engineering, IEEE Transactions on*, vol. 50, pp. 484 - 492 , 2003.
- [34] L. Xu, M.Q.-H. Meng, H. Ren, and Y. Chan, "Radiation Characteristics of Ingestible Wireless Devices in Human Intestine Following Radio Frequency Exposure at 430, 800, 1200, and 2400 MHz," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 57,

- pp. 2418 - 2428 , 2009.
- [35] P. Goddeliere, Y. karoui, and O.Plesnar. (2003/2004) CAPSULE ENDOSCOPIQUE, EVOLUTION OU REVOLUTION. [Online]. [http://www.utc.fr/tsibh/public/spibh/03-04/Projets/Plesnard-Goddeliere\\_Karoui/capendo.html](http://www.utc.fr/tsibh/public/spibh/03-04/Projets/Plesnard-Goddeliere_Karoui/capendo.html)
- [36] Francesco Merli, "Implantable Antennas for Biomedical Applications," Ecole polytechnique fédérale de Lausanne EPFL, suisse, Thèse 5110, 2011.
- [37] Z.N. Chen, G.C. Liu, and T. See, "Transmission of RF Signals Between MICS Loop Antennas in Free Space and Implanted in the Human Head," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 57, pp. 1850 - 1854 , 2009.
- [38] P. Soontornpipit, C.M. Furse, and H.C. Chung, "Design of implantable microstrip antenna for communication with medical implants," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 52, pp. 1944 - 1951 , 2004.
- [39] J Kim and Y. Rahmat-Samii, "Low-profile antennas for implantable medical devices: optimized designs for antennas/human interactions," *Antennas and Propagation Society International Symposium, IEEE*, vol. 2, pp. 1331 - 1334 , 2004.
- [40] C.M. Lee, T.C. Yo, F.J. Huang, and C.H. Luo, "Bandwidth enhancement of planar inverted-F antenna for implantable biotelemetry," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 749–752, pp. 749–752, 2009.
- [41] C.M. Lee, T.C. Yo, C.H. Luo, C.H. Tu, and Y.Z. Juang, "Compact broadband stacked implantable antenna for biotelemetry with medical devices," *Electronics Letters*, vol. 43, pp. 660 - 662 , 2007.
- [42] W.C. Liu, S.H. Chen, and C.M. Wu, "Bandwidth enhancement and size reduction of an implantable PIFA antenna for biotelemetry devices," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 51, pp. 755–757, 2009.
- [43] Wen-Chung Liu, Feng-Ming Yeh, and Mohammad Ghavami, "Miniaturized implantable broadband antenna for biotelemetry communication," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 50, no. 9, pp. 2407–2409, 2008.
- [44] T. Dissanayake, K.P. Esselle, and M.R. Yuce, "Dielectric Loaded Impedance Matching for Wideband Implanted Antennas," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 57, no. 10, pp. 2480 - 2487 , 2009.
- [45] Sami Gabriel. ( 1997, November) Modelling the frequency dependence of the dielectric properties to a 4 dispersions spectrum. [Online].

<http://niremf.ifac.cnr.it/docs/DIELECTRIC/AppendixC.html#C29>

- [46] D.M. Pozar, *Microwave Engineering*, 3rd ed. New York: Wiley, 2005.
- [47] H. and Rahmat-Samii, Y Rajagopalan, "Link Budget Analysis and Characterization for Ingestible Capsule Antenna," *Antenna Technology (iWAT), International Workshop on*, pp. 1-4, 1-3 March 2010.
- [48] Y. R. Sami and J. Kim, *Implanted Antennas in Medical Wireless Communications*, First Edition ed., Morgan & Claypool Publishers' series, Ed. USA, 2006.
- [49] H.G. Schantz, Corp Q-Track, and AL Huntsville, "Near field propagation law & a novel fundamental limit to antenna gain versus size," *Antennas and Propagation Society International Symposium, IEEE*, vol. 3A, pp. 237 - 240, 3-8 July 2005.
- [50] C Evans-Pughe, "Close encounters of the magnetic kind [near field communications]," *IEE Review*, vol. 51, no. 5, pp. 38 - 42, May 2005.
- [51] Johnson I. Agbinya et al., "Size and characteristics of the 'cone of silence' in near-field magnetic induction communications," *Journal of battlefield technology*, vol. 13, no. 1, pp. 1-4, march 2010.
- [52] Z. Sun and I.F. Akyildiz, "Underground Wireless Communication Using Magnetic Induction," *Communications, ICC. IEEE International Conference on*, pp. 1-5, 14-18 June 2009.
- [53] R., Bansal, "Near-field magnetic communication," *Antennas and Propagation Magazine, IEEE*, vol. 46, no. 2, pp. 114-115, April 2004.
- [54] M. Masihpour and J.I. Agbinya, "Cooperative relay in Near Field Magnetic Induction: A new technology for embedded medical communication systems," *Broadband and Biomedical Communications (IB2Com), Fifth International Conference on*, pp. 1-6, 15-17 Dec. 2010.
- [55] H.C. Jing and Y.E. Wang, "Capacity performance of an inductively coupled near field communication system," *Antennas and Propagation Society International Symposium, IEEE*, pp. 1-4, 5-11 July 2008.
- [56] J.I. Agbinya and M., Masihpour, "Power equations and capacity performance of Magnetic Induction body area network nodes," *Broadband and Biomedical Communications (IB2Com), Fifth International Conference on*, pp. 1-6, 15-17 december 2010.
- [57] Zhi Sun and I.F. Akyildiz, "Magnetic Induction Communications for Wireless Underground Sensor Networks," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol.

- 58, no. 7, pp. 2426 - 2435 , July 2010.
- [58] Y. Kobayashi, K. Ishida, K. Okada, K. Masu, and Y. Horiike, "A batteryless wireless communication circuit for measurement of gastric acid," Biomedical Circuits and Systems Conference, BioCAS. IEEE, pp. 5-8, Nov. 29 - Dec. 1 2006.
- [59] A.C. Tikka, M. Faulkner, and S. Al-Sarawi, "Secure wireless powering and interrogation of an implantable microvalve," Biomedical Wireless Technologies, Networks, and Sensing Systems (BioWireleSS), IEEE Topical Conference on, pp. 35-38, 16-19 Janvier 2011.
- [60] N. A. X. Gerbaux, J. M. Glowacki, J. Ammann, and V. P. Thorne, "Investigation of the Near-Field Behaviour and SAR for the Resonant Loop Antenna Operating at 434 MHz for Medical Applications," Microwave and Optical Technology Letters, vol. 47, no. 6, pp. 597-599, Oct. 2005.
- [61] Z. N. Chen, G. C. Liu, and T.S.P See, "Transmission of RF Signals Between MICS Loop Antennas in Free Space and Implanted in the Human Head," Antennas and Propagation, IEEE Transactions on, vol. 57, no. 6, pp. 1850 - 1854 , June 2009.
- [62] S. Laybros and P.F. Combes, "On radiating-zone boundaries of short,  $\lambda/2$ , and  $\lambda$  dipoles," Antennas and Propagation Magazine, IEEE, vol. 46, no. 5, pp. 53 - 64 , 2004 october.
- [63] H. Choo and H. Ling, "Design of electrically small planar antennas using inductively coupled feed," Electronics Letters, vol. 39, no. 22, pp. 1563 - 1565 , October 2003.
- [64] H.-W. Son and C.-S. Pyo, "Design of RFID tag antennas using an inductively coupled feed," Electronics Letters , vol. 41, no. 18, pp. 994 - 996 , 1 September 2005.
- [65] J.I. Agbinya and M. Masihpour, "Near field magnetic induction communication Link Budget: Agbinya-Masihpour model," Broadband and Biomedical Communications (IB2Com), Fifth International Conference on, pp. 1-6, 15-17 Dec. 2010.
- [66] Charles Capps. (2001, aout) Near field or far field. [Online]. <http://www.edn.com/contents/images/150828.pdf>
- [67] H.G. Schantz, "A near field propagation law & a novel fundamental limit to antenna gain versus size," Antennas and Propagation Society International Symposium, IEEE, vol. 3A, pp. 237-240, juillet 2005.
- [68] Klaus Finkenzeller, RFID Handbook, 3rd ed., Wiley, Ed., 2010.
- [69] J.I. Agbinya and M. Masihpour, "Magnetic induction channel models and link budgets: A comparison between two Agbinya-Masihpour models," Communications and

Electronics (ICCE), Third International Conference on, pp. 400 - 405 , Aug 2010.

- [70] A. Hennig, "RF Energy Transmission for Sensor Transponders Deeply Implanted in Human Bodies," Microwave Conference, 2008. EuMC 2008. 38th European, pp. 424 - 427 , october 2008.

## 8. Bibliographie personnelle

- **Revues :**

[1] Fatiha El hatmi, Marjorie Grzeskowiak, Stéphane Protat and Odile Picon, “*LINK BUDGET OF MAGNETIC ANTENNAS FOR INGESTIBLE CAPSULE AT 40 MHz*”, Progress In Electromagnetics Research, (PIER), Vol. 134, pages 111-131, 2013.

[2] Fatiha El hatmi, Marjorie Grzeskowiak and Odile Picon, “*A Multilayered Coil Antenna for Ingestible Capsule: Near Field Magnetic Induction Link*”, Accepted in IEEE AWPL (Antenna and Wireless Propagation Letters) on May 19, 2013.

- **Conférences internationales:**

[1] Fatiha EL HATMI, Marjorie GRZESKOWIAK, Thierry ALVES, Stéphane PROTAT and Odile PICON, “*Magnetic loop antenna for wireless capsule endoscopy inside the human body operating at 315 MHz: Near field behavior*”, Mediterranean Microwave Symposium (MMS), 11<sup>th</sup>, pages 81-87, 2011.

[2] Fatiha El hatmi, Marjorie Grzeskowiak, Stéphane Protat and Odile Picon, “*Magnetic in-body and on-body antennas operating at 40MHz and near field magnetic induction link budget*”, Antennas and Propagation (EUCAP), 6th European Conference on, pages 1-5, 2012.

- **Conférence nationale:**

[1] Fatiha El Hatmi, Marjorie Grzeskowiak, Thierry Alves, Stéphane Protat et Odile Picon, “*Conception d’une antenne boucle magnétique à l’intérieur du corps humain à 434 MHz pour les capsules endoscopiques*”, 17èmes Journées Nationales Microondes (JNM), 7E23, 2011.

## 9. Annexes

### A. Différents paramètres utilisés pour le calcul des propriétés diélectriques des tissus humains selon la méthode 4-cole-cole:

**Table A.1** : Paramètres de différents tissus humains (graisse, muscle et peau) donnés par le modèle 4 Cole-Cole 4.

	ef	del1	tau1 (ps)	alf1	del2	tau2 (ns)	alf2	sig	del3	tau3 (us)	alf3	del4	tau4 (ms)	alf4
<b>Graisse</b>	2.500	9.00	7.958	0.200	35	15.915	0.100	0.035	3.30E+4	159.155	0.050	1.00E+7	15.915	0.010
<b>Muscle</b>	4.000	50.00	7.234	0.100	7000	353.678	0.100	0.200	1.20E+6	318.310	0.100	2.50E+7	2.274	0.000
<b>Peau sèche</b>	4.000	32.00	7.234	0.000	1100	32.481	0.200	0.000	0.00E+0	159.155	0.200	0.00E+0	15.915	0.200

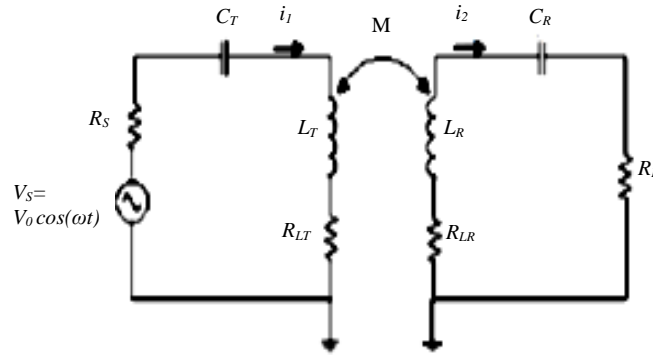
Les paramètres donnés dans la table ci-dessus permettent de calculer la permittivité complexe de chaque tissu selon la formule suivante:

$$\bar{\epsilon}(\omega) = ef + \frac{del1}{1 + (j\omega\tauau1)^{(1-alf1)}} + \frac{del2}{1 + (j\omega\tauau2)^{(1-alf2)}} + \frac{del3}{1 + (j\omega\tauau3)^{(1-alf3)}} + \frac{del4}{1 + (j\omega\tauau4)^{(1-alf4)}} + \frac{\sigma}{j\omega\epsilon_0} \quad (\text{A.1})$$

## B. Calcul de la puissance reçue par couplage inductif dans une charge [55]:

On suppose que l'émetteur et le récepteur résonnent dans la même fréquence de résonance :

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{C_T L_T}} = \frac{1}{\sqrt{C_R L_R}} \quad (\text{B.1})$$



**Figure B.1.** Circuit équivalent d'un système à couplage inductif en champ proche [55].

Les efficacités et les facteurs de qualités des bobines d'émission et de réception sont donnés par :

$$\eta_T = \frac{R_S}{R_S + R_{LT}}; \eta_R = \frac{R_L}{R_L + R_{LR}} \quad (\text{B.2})$$

$$Q_T = \frac{\omega_0 L_T}{R_S + R_{LT}}; Q_R = \frac{\omega_0 L_R}{R_L + R_{LR}} \quad (\text{B.3})$$

Les courants  $i_1$  et  $i_2$  à proximité de la fréquence de résonance sont donnés par :

$$i_1(\omega) = \frac{V_0}{(R_{LT} + R_S) \left( 1 + j \frac{(2Q_T \Delta\omega)}{\omega_0} \right)} \quad (\text{B.4})$$

$$i_2(\omega) = \frac{j\omega k \sqrt{L_T L_R} i_1}{(R_{LR} + R_L) \left( 1 + j \frac{(2Q_R \Delta\omega)}{\omega_0} \right)} \quad (\text{B.5})$$



où :  $\Delta\omega = \omega - \omega_0$ .

$P_S(\omega) = |V_0|^2/2R_S$ , représente la puissance disponible dans la source.

La puissance reçue dans la charge  $R_L$  est donnée par :

$$P_L(\omega) = \frac{|i_R|^2 R_L}{2} \quad (\text{B.6})$$

En substituant les équations (B.4) et (B.5) dans (B.6), on obtient :

$$P_L(\omega) = \frac{P_S \eta_T \eta_R Q_T Q_R k^2}{\left(1 + Q_T^2 \frac{(2\Delta\omega)^2}{\omega_0^2}\right) \left(1 + Q_R^2 \frac{(2\Delta\omega)^2}{\omega_0^2}\right)} \quad (\text{B.7})$$

À la résonance, cette relation devient égale à :

$$P_L(\omega = \omega_0) = P_S \eta_T \eta_R Q_T Q_R k^2 (d) \quad (\text{B.8})$$

### C. Calcul du facteur de couplage k [51] - [56] :

Dans l'annexe B, la relation entre le courant trouvée dans l'émetteur et le courant induit dans le récepteur (voir circuit équivalent de l'annexe B, Figure B1), quand  $\Delta\omega = \omega - \omega_0$  est exprimée de la manière suivante :

$$i_1(\omega) = \frac{V_0}{(R_{LT} + R_S) \left(1 + j \frac{(2Q_T \Delta\omega)}{\omega_0}\right)}$$

$$i_2(\omega) = \frac{j\omega k \sqrt{L_T L_R} i_1}{(R_{LR} + R_L) \left(1 + j \frac{(2Q_R \Delta\omega)}{\omega_0}\right)}$$

La puissance réactive dans la bobine source est :

$$P_S(\omega) = \frac{|I_1|^2 \omega L_T}{2} \quad (\text{C.1})$$

La puissance délivrée à la charge du récepteur est donnée par l'expression (annexe B):

$$P_L(\omega) = \frac{P_S \eta_T \eta_R Q_T Q_R k^2}{\left(1 + Q_T^2 \frac{(2\Delta\omega)^2}{\omega_0^2}\right) \left(1 + Q_R^2 \frac{(2\Delta\omega)^2}{\omega_0^2}\right)} \quad (\text{C.2})$$

On peut aussi donner l'expression de la puissance reçue en termes de champ magnétique à une distance  $d$  dans l'axe de la bobine d'émission. Celle-ci possède un seul tour et un rayon  $r_T$ , elle est parcourue par un courant  $I_1$  :

$$H_z(0,0,d) = \frac{I_1 r_T^2}{2(r^2 + d^2)^{\frac{3}{2}}} \quad (\text{C.3})$$

La densité de puissance réactive est aussi donnée par :

$$P_r = \frac{\omega \mu_0 |H|^2}{2} \quad (\text{VAm}^{-3}) \quad (\text{C.4})$$

En substituant C.3 dans C.4, on obtient :

$$P_r = \frac{\omega \mu_0 I_1^2 r_T^4}{8(r_T^2 + d^2)^3} \quad (\text{VAm}^{-3}) \quad (\text{C.5})$$

Le facteur de couplage peut être exprimé par la relation suivante :

$$k^2(d) = \frac{V_C}{V_D} \quad (\text{C.6})$$

Le volume de couplage  $V_C$  d'une bobine réceptrice à un tour est donné par :

$$V_C = \frac{\mu_0 A_R^2}{L_R} \quad (\text{C.7})$$

où  $A$  représente la surface la de la bobine qui perçoit une partie du flux magnétique créée par la source.

La densité volumique  $V_D$  est donnée par le rapport entre la puissance réactive trouvée dans l'émetteur (C.1) et la densité de puissance réactive par unité de volume créée dans le récepteur par l'émetteur (C.5):

$$V_D = \frac{P_S}{P_r} = \frac{4L_T(r_T^2 + d^2)^3}{\mu_0 r_T^4} \quad (\text{C.8})$$

$$k^2(d) = \frac{V_C}{V_D} = \frac{\mu_0 A_2^2 \mu_0 r_T^4}{4L_T L_R (r_T^2 + d^2)^3} \quad (\text{C.9})$$

avec  $A_2 = \pi \cdot r_R^2$ .

L'inductance d'une bobine est estimée à :

$$L = \frac{\mu_0 \pi r^2 N^2}{l + 0.9r} = \frac{\mu_0 \pi r^2}{l + 0.9r} \quad (\text{C.10})$$

avec,  $l$  : longueur de la bobine et  $N$  : nombre de tours de la bobine qui est égal à 1.

On suppose que  $r \ll l$ ,  $l = 2\pi r$ , ainsi, la relation (C.10) peut être simplifiée :

$$L_T = \frac{\mu_0 r_T}{2} ; L_R = \frac{\mu_0 r_R}{2} \quad (\text{C.11})$$

L'expression du coefficient de couplage peut se simplifier et devient égale à :

$$k^2(d) = \frac{r_T^3 r_R^3 \pi^2}{(r_T^2 + d^2)^3} \quad (\text{C.12})$$

### D. Calcul des différents paramètres du circuit d'adaptation :

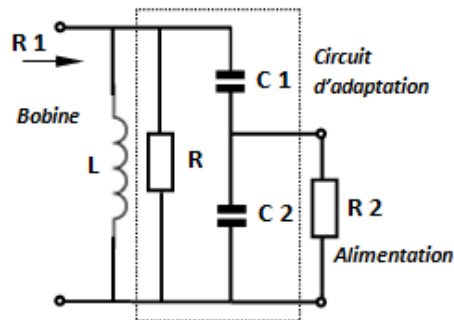
La résistance parallèle  $R_1$  de la bobine est représentée par  $R$  dans la Figure D.1 :

$$R_1 = Q_L X_L; X_L = Q_L R_L$$

$$R_1 = Q_L^2 R_L \quad (D.1)$$

$$X_{C2} = \frac{R_2}{\sqrt{\frac{R_2}{R_1} (1 + Q_L^2) - 1}} \quad (D.2)$$

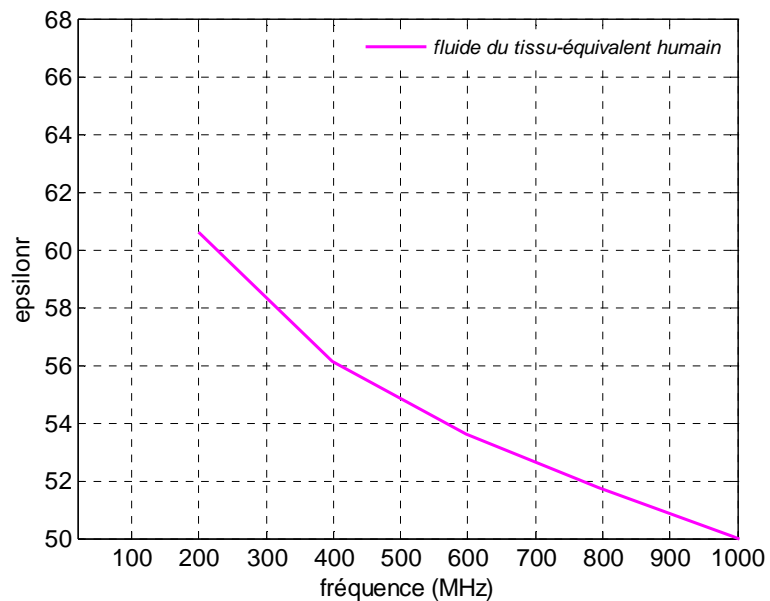
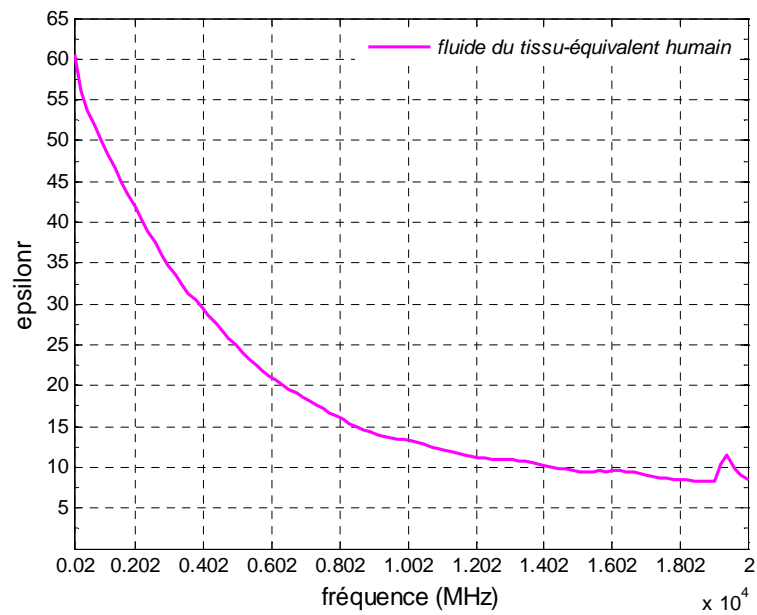
$$X_{C1} = \frac{R_1 Q_L}{Q_L^2 + 1} \left(1 - \frac{R_2}{X_{C2} Q_L}\right) \quad (D.3)$$



**Figure D.1.** Circuit d'adaptation utilisé pour adapter l'impédance d'entrée d'une bobine.

### E. Mesures des caractéristiques diélectriques du fluide du tissu-équivalent humain:

Le fluide du tissu-équivalent humain, utilisé dans les mesures, a été caractérisé en utilisant le Kit de la sonde diélectrique Agilent qui ne peut pas descendre en fréquence au-dessous de 100 MHz. Nous avons ainsi fait des mesures entre 200 MHz et 20 GHz (Figure E.1 et E.2) qui ont permis de donner les caractéristiques diélectriques de ce liquide (ces mesures ont été faites par Shermila MOSTARSHEDI). Ensuite, les courbes ont été extrapolées pour estimer les valeurs de la conductivité et de la permittivité relative à 40.68 MHz ( $\sigma \approx 0.78$  S/m et  $\epsilon_r \approx 64$ ).



**Figure E.1.** Mesures de la permittivité relative du fluide du tissu-équivalent humain.

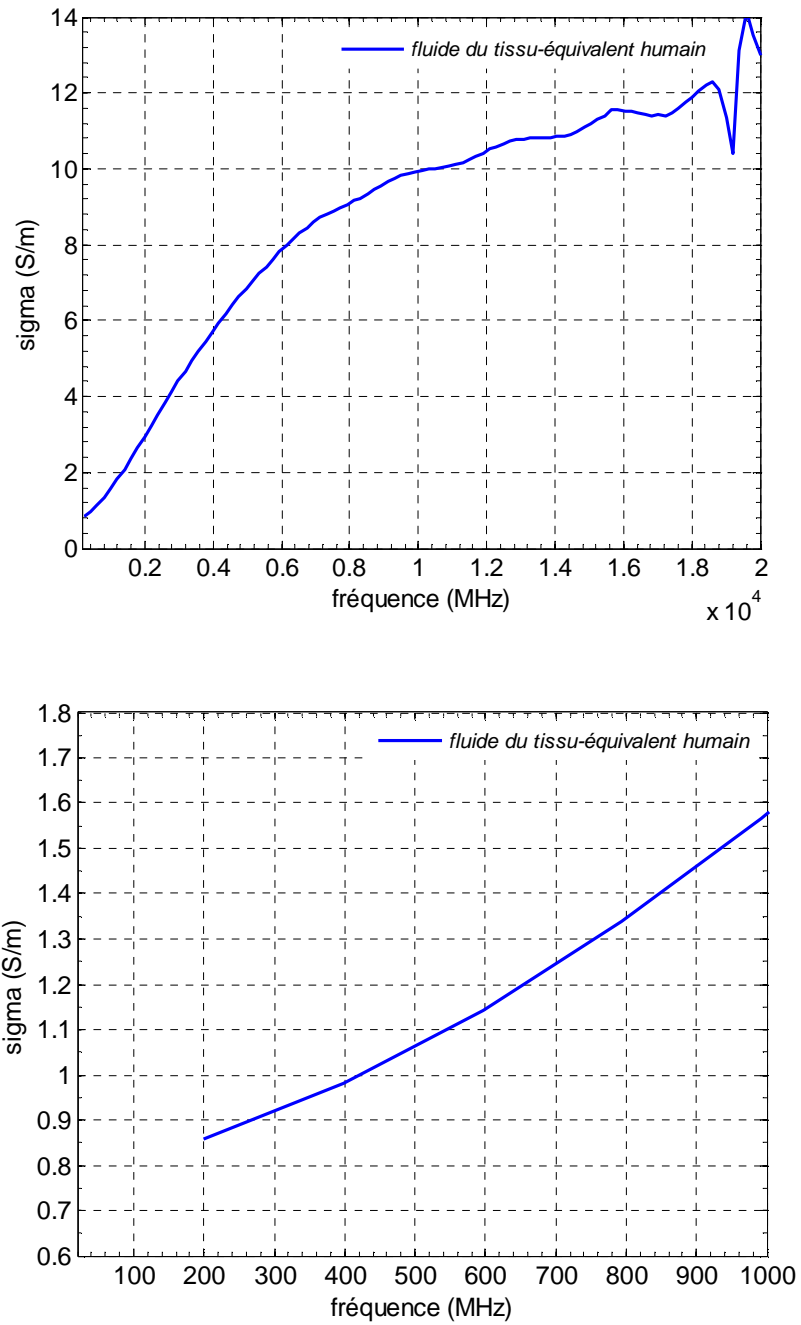


Figure E.2. Mesures de la conductivité du fluide du tissu-équivalent humain.