

UNIVERSITÉ DE LIMOGES
ED S2I : Sciences et Ingénierie pour l'Information
FACULTÉ DES SCIENCES ET TECHNIQUES
Équipe de recherche : Ondes et Systèmes Associés

Année : 2012

Thèse n° d'ordre 24 - 2012

THÈSE

Pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE LIMOGES

Discipline : Électronique des Hautes Fréquences, Photonique et Systèmes

Présentée et soutenue par

Rabih BARAKE

Le 12/07/2012

**Caractérisation et Optimisation du Canal de Propagation
Corporel dans le Cadre des Systèmes de Communications Dédiées
à la Surveillance Médicale**

Thèse dirigée par M. Patrick VAUDON et M. Mohamed RAMMAL
(*Co-tutelle avec l'Université Libanaise*)

Jury

M. Philippe LEVEQUE, Directeur de Recherche CNRS, Université de Limoges	Président
M. Mohamed HIMDI, Professeur, Université de Rennes 1	Rapporteur
M. Soubhi ABOUCHAHINE, Professeur, Université Arabe de Beyrouth	Rapporteur
M. Jamal CHARARA, Professeur, Université Libanaise	Examineur
M. Cyril DECROZE, Maître de Conférences, Université de Limoges	Examineur
M. Mohamed RAMMAL, Professeur, Université Libanaise	Directeur de thèse
M. Patrick VAUDON, Professeur, Université de Limoges	Directeur de thèse
M. François TORRES, Chargé de Recherche CNRS, Université de Limoges	Invité

*À mon père et ma mère,
à tous ceux qui j'aimes...*

Remerciements

Cette thèse a été effectuée en cotutelle entre l'Université de Limoges et l'Université Libanaise. Les travaux de recherche ont été réalisés : d'une part dans le laboratoire XLIM de l'Université de Limoges, au sein du département Ondes et Systèmes Associés (OSA), et d'autre dans l'équipe de recherche GRIT, équipe RADIOCOM à l'Université Libanaise.

Je tiens à remercier sincèrement, Madame le Professeur Zeinab SAAD, Doyen de l'école doctorale à l'Université Libanaise pour m'avoir donné l'opportunité de travailler au sein de l'Université Libanaise.

Je remercie bien Monsieur le Professeur Dominique CROS directeur du laboratoire Xlim.

Mes remerciements s'adressent aussi à Monsieur le Professeur Thierry MONÉDIÈRE, pour m'avoir permis d'intégrer son équipe.

Je remercie très sincèrement Monsieur le Professeur Patrick VAUDON et Monsieur le Professeur Mohamed RAMMAL, d'avoir assuré l'encadrement de cette thèse et de m'avoir soutenu et prodigué leurs nombreux conseils. Je les remercie aussi pour leur disponibilité et leur écoute tout au long de ces trois années.

J'exprime toute ma reconnaissance à Monsieur Philippe LEVEQUE, Directeur de recherche C.N.R.S, de me faire l'honneur de présider le jury de cette thèse.

Je remercie très sincèrement Monsieur Mohamed HIMDI, Professeur à l'Université de Rennes 1, et Monsieur Soubhi ABOU CHAHINE, Professeur à l'Université Arabe de Beyrouth pour avoir accepté de juger ce travail et d'assurer la tâche de rapporteur.

Je tiens à associer à ces remerciements, Jamal CHARARA, Professeur à l'Université Libanaise et Monsieur Cyril DECROZE, Maître de conférences à l'Université de Limoges, pour m'avoir fait l'honneur de participer à ce jury de thèse.

Je remercie naturellement François TORRES pour sa bonne humeur et les mesures des ondes de surfaces. Ensuite, je remercie tous mes collègues et plus particulièrement : A. Yasser, N. Georges, C. Hassan.

Un grand merci à Nadine AYMARD et à Patricia LEROY pour leur gentillesse, leur bonne humeur et leur aide précieuse.

Mes vifs remerciements s'adressent aussi à mes amis, Dr. Moustafa HAFFAR, Bilal BEYROUTI, Rabih RAWAS, LT. Ahmad HAFFAR, pour m'avoir toujours encouragé.

Je remercie, mes frères Nazih et Wassim et mes oncles, surtout Dr. Bilal BARAKE et Dr. Azzam RIFI pour leur soutien indéfectible.

Enfin, en refermant ce chapitre de ma vie, j'aimerais bien dédier cette thèse à mon père, pour l'intérêt qu'il porte à mes recherches et pour la crédibilité qu'il me confère et à ma mère qui est la « constante universelle » de ma vie, toujours fidèle au poste, prête à apporter renfort et réconfort.

Table des matières

Table des matières

Table de matières

TABLE DES MATIERES	7
INTRODUCTION GENERALE	13
CHAPITRE I : LES COMMUNICATIONS INTRACORPORELLES.....	17
I. INTRODUCTION	19
II. UNE ARCHITECTURE INTEGREE.....	21
II.1 Micro, Nano et Pico réseaux.....	22
II.2 Micro réseaux sans fil (<i>Wireless Local Area Network</i>).....	22
II.3 Nanoréseaux sans fil (<i>Wireless Personal Area Network</i>).....	22
II.4 Pico-réseaux sans file (<i>Wireless Body Area Network</i>).....	23
II.5 Les différents types de communications sur le corps.....	23
III. LES ANTENNES UTILISEES DANS LES RESEAUX CORPORELS.....	25
III.1 Antennes utilisées dans les réseaux wifi sans fil.....	25
III.2 Antennes Ultra large bande (ULB) implanté sur le corps.....	26
III.3 Antennes dédiées aux applications médicales.....	28
IV. MODELISATION DU CORPS HUMAIN.....	30
IV.1 Les propriétés électriques du corps humain.....	30
IV.2 Les différents types expérimentaux du modèle fantôme.....	33
IV.3 Les modèles numériques des fantômes.....	35
V. METHODES DE SIMULATIONS NUMERIQUES.....	37
V.1 Théorie de la diffraction uniforme.....	37
V.2 Méthode de moment (MoM).....	37
V.3 Méthode des éléments finis (FEM).....	38
V.4 Méthodes des différences finis (FDTD).....	38
V.5 Méthodes de l'intégral fini (FIT) et le logiciel de simulation CST MWS.....	39
VI. CONCLUSION	40
RÉFÉRENCE	41
CHAPITRE II : MODELE DE PROPAGATION PAR ONDES DE SURFACE.....	45
I. INTRODUCTION	47
II. MODE ELECTROMAGNETIQUES D'INTERFACE.....	48
II.1 Eléments de base d'électromagnétisme.....	48

II.1.1	Condition de passage entre les équations de Maxwell microscopiques et macroscopiques.....	48
II.1.2	Condition générales d'interface	50
II.1.3	Passage en notation complexe.	51
II.1.4	Hypothèse sur les milieux de propagation.....	51
III.	LES PRINCIPAUX TYPES D'ONDE DE SURFACE ELASTIQUE.....	54
IV.	MODELES DE PROPAGATION PAR ONDE DE SURFACE NORTON.....	57
IV.1	Introduction.....	57
IV.2	Propagation d'une onde électromagnétique sur une surface plane.....	58
IV.3	Formalisme des ondes Norton	58
V.	MODELE DE PROPAGATION PAR ONDES KINGS.....	60
V.1	Introduction.....	60
VI.	COMPARAISON ENTRE LE MODELE DE NORTON ET KING	61
VII.	MODELE DE PROPAGATION PAR ONDE DU SURFACE WATSON.....	62
VII.1	Introduction.....	62
VII.2	Formalisme des ondes Watson	62
VIII.	CONCLUSION	68
	REFERENCE	69
	CHAPITRE III: ANALYSE DE LA PROPAGATION DES ONDES ELECTROMAGNETIQUES A LA SURFACE DU CORPS HUMAIN	73
I.	INTRODUCTION	75
II.	PROPAGATION ENTRE ANTENNES AU MOYEN DES ONDES DE SURFACE	75
II.1	Propagation par ondes pénétrantes :	75
II.2	Propagation par ondes de surface :	76
II.3	Propagation par ondes rampantes :	77
III.	EFFET DE L'IMPEDANCE DE SURFACE ET DE LA POLARISATION DE L'ONDE SUR LA PROPAGATION DU CHAMP ELECTROMAGNETIQUE.....	78
IV.	IMPEDANCE ET ADMITTANCE DE SURFACE DES MODES TM ET TE	79
V.	FORMALISME DES ONDES NORTON	80
V.1	Etude paramétrique sur le modèle d'atténuation	80
V.2	Application analytique sur un modèle bicouche (Air-Tissus)	85
V.3	Simulation sur les tissus biologiques et validation des relations de NORTON. ..	88
VI.	FORMALISME DES ONDES WATSON.....	92

VI.1	Etudes paramétrique sur le modèle d'atténuation.....	92
VI.2	Simulation sur des tissus biologiques et validations.....	98
VII.	FORMALISME DES ONDES WATSON SUR UNE SURFACE QUASI	
PLANAIRE	99
VII. 1	Etudes paramétriques sur le modèle d'atténuation	101
VIII.	ETUDE DE LA POLARISATION SUR L'EFFET DE LA PROPAGATION	
INTRACORPOREL POUR DIFFERENTES TRAJETS.	104
VIII.1	Dipôle élémentaire normal à la surface d'un bras	104
VIII.2	Dipôle tangent, orthogonal à la direction de propagation.....	106
VIII.3	Dipôle tangent dans la direction de propagation : « Polarisation horizontale ».	107
VIII.4	Comparaison entre les différentes polarisations	109
VIII.5	Etude du vecteur champ électrique	110
VIII.6	Conclusion	113
IX.	RESULTAT DE MESURE.....	114
IX.	CONCLUSION.....	117
	RÉFÉRENCE	118
	CHAPITRE IV: ETUDE SUR L'INTERACTION ANTENNES / CORPS.....	119
I.	INTRODUCTION.....	121
II.	CONCEPTION DES ANTENNES A FAIBLE ENCOMBREMENT.....	122
III.	ANTENNE DIPOLE IMPRIMEE.....	122
III.1	Conception de l'antenne	122
III.2	Performances en espace libre.....	123
III.3	Performance sur un parallélépipède ayant les propriétés d'un fantôme	124
IV.	ANTENNE FIL PLAQUE MONO POLAIRE.....	125
IV.1	Conception de l'antenne	125
IV.2	Performance en espace libre	127
IV.3	Performance sur un parallélépipède ayant les propriétés électromagnétiques d'un fantôme	127
V.	ANTENNE RESEAU DE PATCHS.....	129
V.1	Conception de l'antenne	129
V.2	Performance en espace libre et sur un parallélépipède ayant les propriétés électromagnétiques d'un fantôme	129
VI.	ETUDE DE LA PROPAGATION DES ONDES DE SURFACE SUR LE CORPS	
EN DIFFERENTS ENDROITS	131

VI.1	Distribution du champ de l'antenne dipôle normal	132
VI.2	Distribution du champ électrique rayonné par l'antenne dipôle tangent	135
VI.3	Distribution du champ électrique rayonné par l'antenne dipôle autour de l'abdomen	137
VII.	INFLUENCE DE LA POSITION DES ANTENNES SUR LEUR FONCTIONNEMENT	140
VII.1	Antenne Dipôle	140
VII.1.1	Polarisation normale	141
VII.1.2	Polarisation tangente.....	144
VII.1.3	L'antenne dipôle imprimée.....	147
VII.1.4	Antenne fil plaque mono polaire	149
VII.1.5	L'antenne réseau de patchs	152
VIII.	BILAN DE LIAISON ENTRE ANTENNES IMPLANTEES SUR LE CORPS ...	155
VIII.1	Coefficient de transmission de l'antenne dipôle.....	155
VIII.2	Coefficient de transmission de l'antenne dipôle imprimée	157
VIII.3	Coefficient de transmission de l'antenne fil plaque mono polaire	158
VIII.4	Coefficient de transmission de l'antenne réseau de patch.	159
IX.	CONCLUSION	161
	CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES.....	163
	LISTE DES PUBLICATIONS	171

Introduction Générale

Les réseaux de type BAN (Body Area Network) constituent un domaine en plein essor au sein de la communauté scientifique des réseaux sans fil. En effet, après les réseaux personnels, l'intérêt est aujourd'hui porté sur cette catégorie de réseaux portés sur le corps humain et permettant la communication sans-fil entre divers équipements électroniques à des fins de divertissement (multimédia), pour les applications du secteur médical, sportif et militaire, etc. Les premières antennes portées sur le corps ont été des boucles magnétiques, et elles sont présentées à la fin des années 30. Elles sont utilisées pour des communications au sein de l'armée de terre britannique pour des fréquences de l'ordre de la dizaine de MHz. Dans les années 70, les longueurs d'ondes deviennent plus courtes, ce qui permet l'utilisation des antennes de dimensions très réduites par les forces de l'ordre américaines. Les travaux de l'époque mettent en évidence l'influence du corps sur le diagramme de rayonnement, le rendement et l'adaptation de l'antenne.

Depuis une dizaine d'années, la miniaturisation des ordinateurs a permis d'imaginer des applications informatiques pouvant être portée par une personne et fournissant une multitude de services. Les antennes implantées sur le corps peuvent communiquer avec les couches physiques environnantes ou communiquer entre elles et constituer ainsi un réseau corporel sans fil. On parle alors de Body Area Network (BAN), Wireless Body Area Network (WBAN), ou Body Sensor Network (BSN).

Le premier chapitre, de ce travail est consacré à une présentation générale, des réseaux de communication sans fils en donnera l'état de l'art sur les différents types d'antennes et leur comportement lorsqu'elles sont placés à proximité et sur le corps humain. Ensuite, on illustre les caractéristiques des tissus humains soit par mesure, soit par des modèles numériques élaborés. La dernière partie est réservée aux différentes méthodes de calcul numérique en citant les principaux avantages et inconvénients.

Dans le deuxième chapitre, nous présenterons, dans un premier temps quelques notions générales d'électromagnétisme. Dans un deuxième temps, on utilise le modèle de propagation par ondes de Norton avec la notion de fonction d'atténuation de Sommerfeld afin de modéliser la grandeur d'atténuation sur des surfaces planes. Le modèle de Watson permet l'étude du coefficient d'atténuation des ondes électromagnétique qui se propagent tout autour d'un disque ou d'un cylindre.

L'objet du troisième chapitre est l'étude de l'efficacité d'un mode de polarisation par rapport à l'autre (TE, TM), ainsi que l'influence des paramètres physiques des tissus biologiques sur la norme de l'atténuation le long d'une surface homogène (plane, quasi plane et cylindrique). Ensuite, on présente une comparaison entre les différentes polarisations et les différents chemins afin d'améliorer le bilan de liaison entre antennes. A la fin de ce chapitre on présente des mesures sur l'atténuation des ondes électromagnétiques sur une surface plane homogène ayant les propriétés physiques du muscle.

Le dernier chapitre, sera consacré à la conception des antennes ainsi qu'aux modifications apportées à ces derniers afin de maximiser le bilan de liaison sur le corps. Ensuite, on étudie l'interaction antenne/corps qui se début par une comparaison sur les performances des antennes en espace libre et sur un rectangle fantôme, ayant les propriétés physiques du corps humain. On présente également l'influence de la position de l'antenne sur son fonctionnement. Dans la dernière partie, nous présenterons des études sur le coefficient de transmission des antennes implantée différemment sur un modèle complet de corps.

Pour terminer ce manuscrit, une conclusion dressera un bilan sur les différents travaux réalisés au cours de cette thèse.

**Chapitre I : Les Communications
Intracorporelles**

I. Introduction

De nos jours, les réseaux de communication sont devenus indispensables dans notre vie quotidienne, non seulement pour des communications vocales, mais aussi grâce à d'autres fonctionnalités qui deviennent de plus en plus nombreuses. Des services de communications supplémentaires sont développés, comme le GPS (Global Position system), Wifi, Bluetooth, NFC (Near Field communication), etc. Le GPS connaît un grand succès dans le domaine civil et engendre un énorme développement commercial dans de nombreux domaines. On cite parmi eux, la navigation maritime, la localisation des personnes et des lieux, les randonnées, etc. Le GPS que l'on peut désigner en français par « système de localisation mondial » ou « Guidage par satellite » a été théorisé par le physicien D. Fanelli et développé à l'origine par le département de la défense des Etats-Unis. Il est rapidement apparu que des signaux transmis par les satellites pouvaient être librement reçus et exploités, et qu'ainsi un récepteur pouvait connaître sa position quelque soit sa position sur la surface de la terre. Certains services, comme le Wifi, ont été conçus au départ pour les WLAN d'entreprise avec des performances peu compatibles avec les besoins d'aujourd'hui (notamment en termes de consommation des terminaux mobiles).

Les premières versions de Bluetooth ont été conçues pour éliminer les câbles de liaisons bas débits. Les réseaux WPAN (Wireless Personal Area network) sont caractérisés par une portée inférieure à 10 mètres, dans un environnement intra-bâtiment plutôt résidentiel (en anglais Home Networking), réputé relativement contraignant pour la propagation radio. On peut décomposer le réseau WPAN en deux grandes catégories selon le débit. Les services de plus bas débit permettent des portées jusqu'à 50 m, pour les applications domestiques comme les systèmes de sécurité, des télécommandes et l'automatisation de la maison (quelques Kbits/s). D'autres applications permettent quelques centaines de Kbit/s pour les téléphones sans fil et pour les liaisons avec les périphériques du PC (oreillette, souris, clavier, imprimante). Des applications qui peuvent atteindre jusqu'à 1 Mbits/s sont utilisées pour la télésurveillance.

Les applications hautes débit sont en général supérieures à 10 Mbps. Elles sont utilisées dans les applications de type loisirs domestiques comme le transfert de fichiers multimédia entre le modem d'accès au réseau haut débit et le PC portable. En général, ces liaisons se font sans fils de communications. L'influence de l'environnement et notamment la

présence des utilisateurs, jouent un rôle majeur dans la qualité de la liaison. Le réseau NFC, a été lancé en 2004 par Philips et Sony. Il est considéré parmi la seconde génération et il est destiné à la communication basse débit (bande 13.56 MHz) sur des portées de quelques centimètres. Les applications visées sont les liaisons du terminal de l'utilisateur avec le monde des cartes sans contact et les étiquettes RFID (Radio Frequency Identification) pour des services d'identification ou de paiement sans fil. Il est aussi prévu pour établir et configurer des connexions sécurisées avec des réseaux WPAN ou WLAN sans que l'utilisateur n'ait besoin d'intervenir.

Dans les dernières années des nouveaux réseaux appartenant à la quatrième génération ont été développés, par exemple le réseau de capteurs corporels BSN (Body surface network, le réseau BAN (Body Area Network). Les réseaux sans fils corporels (Wireless Body Area Networks – BAN) et (Wireless Body surface Networks – BSN) sont l'objet d'une attention particulière ces dernières années. Ils couvrent des scénarios dans lesquels plusieurs capteurs et actuateurs sont disposés sur ou à proximité du corps humain afin, d'une part, d'effectuer des mesures (par exemple physiologiques) et d'autre part de communiquer, soit d'un point à un autre du corps ou compris dans le corps (implantation), soit du corps vers l'extérieur. Les applications envisagées sont nombreuses, couvrant des domaines aussi variés que ceux du médical, du sport, des loisirs ou de la défense (voire figures I.1 et I.2).



Figure I.1 Applications médicale (SenseWear)



Figure I.2 Antennes sur corps (Application Militaire)

Il a été développé un certain nombre de systèmes de communications centrés sur le corps pour les professions spécialisées telles que les ambulanciers, les paramédicaux et les pompiers, ainsi que pour le personnel militaire. On cite comme exemple le Sens wear brassard

qui fournit des informations sur le métabolisme, l'activité physique, et le style de vie. Il est porté sur le triceps du bras droit pour un maximum de deux semaines de suite, et permet le calcul de la dépense énergétique et la quantification de l'activité physique métabolique. Les signaux physiologique du corps fournis par cinq capteurs (deux accéléromètres, température de la peau, la température du corps à proximité de flux de chaleur / et la résistance galvanique de la peau) sont utilisés, en combinaison avec les habitudes de vie de libre et la reconnaissance de l'activité, pour calculer l'énergie consommée, en se basant sur des algorithmes spécifiques. Les implants médicaux pour la surveillance, le diagnostic, et l'activité ont été étudiés depuis un certain temps. Les opportunités créent par les nanotechnologies et micro technologies ouvrent maintenant des possibilités d'utilisation beaucoup plus répandues pour le bénéfice de l'ensemble de la société.

Concernant l'exemple ci-dessus, de nombreuses questions restent ouvertes, mais celle du canal de propagation est particulièrement cruciale, le corps humain étant un diffuseur des ondes électromagnétiques particulièrement puissant. Différentes équipes ont proposé des modèles fondés sur des simulations électromagnétiques ou sur des mesures effectuées soit avec des sujets humains, soit avec des mannequins (fantômes). Toutefois, la très grande variabilité des situations nécessite des travaux complémentaires très significatifs afin notamment de mieux caractériser les différents sources de variabilité (antennes, "scénarios", individus, in stationnarité, etc.), puis d'en extraire des modèles plus performants.

II. Une Architecture intégrée

Le modèle architectural global représentant les divers réseaux peut être vu comme un ensemble de deux ovales qui s'imbriquent les uns dans les autres. Le premier ovale contient les macros réseau (*Wireless Wide Area Network*). Constitué des satellites ou d'antennes installés sur des tours, il dessert de grandes zones géographiques, des entreprises autorisées à exploiter le spectre octroyé par les instances gouvernementales opérant les services d'accès. Une macro réseau peut être desservi par des technologies satellites ou cellulaires terrestres ou encore par des solutions sans l'utilisation de câbles fixes. Une macro sous-couche peut être définie, comme celle des réseaux métropolitains sans fil (*Wireless Metropolitan Area Network [WMAN]*). Le micro réseau, le deuxième ovale, dessert la clientèle d'un campus, d'un édifice spécifique ou d'une zone restreinte publique, le propriétaire des lieux ou des entreprises qui exploitent un spectre non licencié opérant les services d'accès. Le nanoréseau, le troisième ovale, dessert les besoins personnels d'un individu qui a la responsabilité de gérer son propre

réseau en opérant sur un spectre non licencié. Le pico réseau, l'ovale le plus petit, repose sur le concept de réseaux corporels (*Body Area Network [BAN]*).

II.1 Micro, Nano et Pico réseaux

Pendant que les géants bien connus du monde des télécommunications se vouent corps et âme à développer de nouvelles technologies, à peaufiner celles à notre portée et à maintenir celles que le passé nous a léguées, d'autres compagnies prennent leur envol dans le domaine des micros réseaux, communément appelés réseaux locaux sans fil (*Wireless LAN [WLAN]*), et les nanoréseaux, mieux connus sous le nom de réseaux personnels sans fil (*Wireless Personal Area Network [WPAN]*). Les pico réseaux seront au service des réseaux corporels sans fil (*Wireless Body Area Network [WBAN]*) [1].

II.2 Micro réseaux sans fil (*Wireless Local Area Network*)

Un micro réseau sans fil est basé sur une architecture cellulaire où une borne d'accès (*Access Point*) contrôle chaque cellule. Dans un mode dit d'infrastructure, même si un réseau local sans fil peut être formé d'une seule cellule munie d'une borne d'accès, la plupart des installations seront formées de plusieurs cellules où les bornes d'accès seront interconnectées à un réseau filaire. Un micro réseau peut aussi exister sans la présence de bornes d'accès.

Dans ce cas, le réseau sans fil ad hoc (point à point) est constitué d'un ensemble de stations qui communiquent directement entre elles sans borne d'accès.

Dans ce mode de communication, chaque station opère de façon autonome afin d'assurer la connexion avec les autres membres du réseau établi. Un déploiement souple est un atout majeur pour ce genre de réseau. Cette architecture est parfaitement adaptée à des besoins de communications éphémères, nécessitant un déploiement rapide et la prise en compte de la mobilité des stations.

II.3 Nanoréseaux sans fil (*Wireless Personal Area Network*)

Un nanoréseau sans fil repose sur le concept de composants maîtres et esclaves, les deux rôles pouvant être assumés en même temps par le même composant du réseau. Les nano

cellules peuvent être reliées les unes aux autres jusqu'à concurrence de dix nano cellules. La portée de l'onde varie de quelques centimètres à 100 mètres et le pouvoir de transmission est limité à un watt.

II.4 Pico-réseaux sans file (*Wireless Body Area Network*)

Le réseau corporel consiste, en quelque sorte, en une continuité du réseau personnel sans fil, mais à une échelle beaucoup plus petite. Quoique très embryonnaire, la vision qui est véhiculée au travers ce type de réseau est celle d'objets communicants localisés non pas à proximité, mais plutôt sur le corps et, voire même, dans le corps de l'utilisateur.

Le réseau personnel repose principalement sur le croisement et la fusion des résultats des recherches effectuées sur les matériaux et fibres communicantes, les senseurs de petite taille, les micros et les pico circuits ainsi que l'énergie renouvelable, qu'elle provienne de notre corps ou de l'énergie calorifique ou lumineuse qui nous entoure.

La figure I.3 présente les différentes catégories des réseaux sans fils ainsi que les différentes technologies utilisées dans ces réseaux [2].

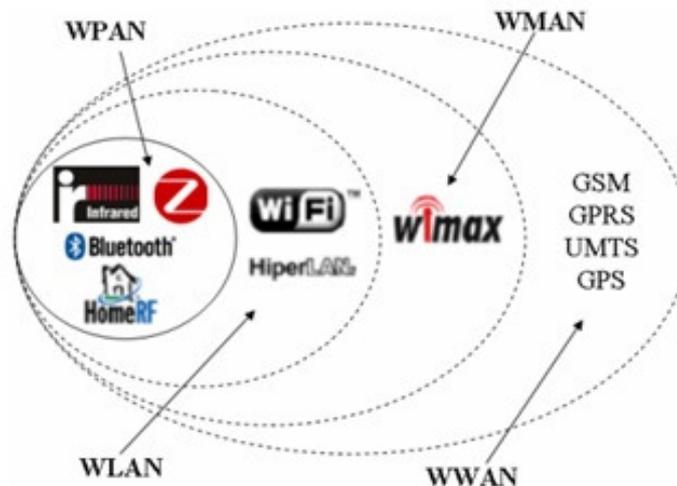


Figure I.3 Différentes catégories des réseaux sans fils

II.5 Les différents types de communications sur le corps

On distingue plusieurs types de communication possibles :

- In/On pour une communication entre les antennes implantés dans le corps et un récepteur à proximité immédiate du corps
- On/On pour une communication entre des antennes placés à la surface du corps

- On/Off pour une communication avec l'environnement ou d'autres personnes

Les communications du type In/On fonctionnent dans la bande de fréquences destinée aux implants médicaux et allant de 402 à 405 MHz. Les antennes sont donc placées à l'intérieur du corps, la longueur d'onde est bien plus faible dans le corps que dans l'air. De nos jours, les boucles magnétiques dans les pacemakers sont les plus utilisées. L'antenne est située dans la capsule en plastique qui loge également la connexion des électrodes pour le cœur (Voire Figure I.4).

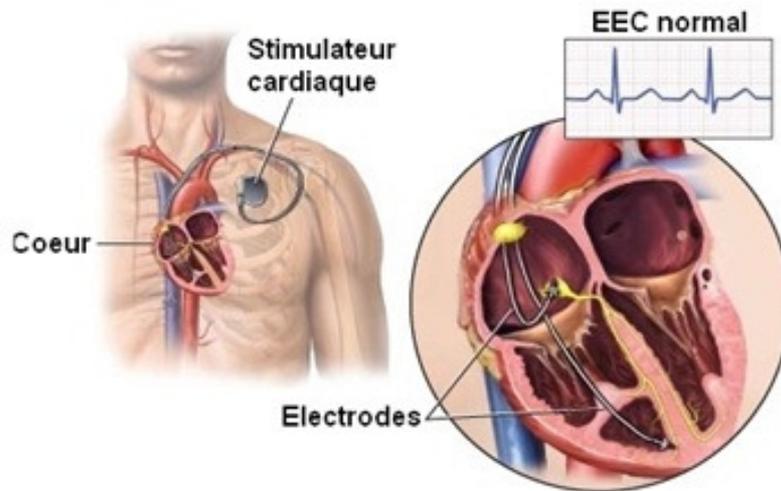


Figure I.4 Communication de type In/On

Les communications de type On/On fonctionnent principalement à 2.4 GHz ou 5.8 GHz. Il y a des chercheurs qui ont testé d'autres bandes comme le 868 MHz et le 10 GHz. Les communications On/Off fonctionnent souvent sur les mêmes fréquences, même s'il existe des études à 60 GHz afin de sécuriser les liaisons à une distance très courte entre soldats. La figure (I.5) ci-dessous présente la communication entre les antennes implantées à la surface du corps (type On/On) et la communication entre l'antenne et le central (type On/Off).

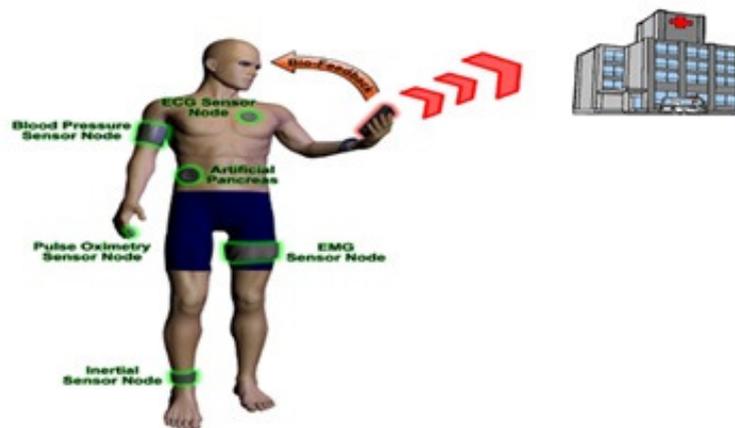


Figure I.5 Communication de type On/On en verte et On/Off en rouge

Dans cette thèse, on se limitera à étudier ce type de communication qui se fait par la propagation des ondes électromagnétique le long du corps grâce aux ondes de surface et aux ondes rampantes.

III. Les antennes utilisées dans les réseaux corporels.

III.1 Antennes utilisées dans les réseaux wifi sans fil

Les communications entre les appareils implantés sur le corps ainsi que les communications avec les stations de base externes sont nécessaire. Dans les réseaux BAN, les systèmes d'émissions utilisées nécessitent des propriétés spécifiques. Par exemple, la topologie du système émettrice doit être de petite taille et de poids léger pour être acceptée par la majorité des utilisateurs. Cela permet à ces systèmes une intégration possible au sein de vêtements quotidiens. Cependant, la nature dispersive des tissus biologiques influe sur le fonctionnement des systèmes émetteurs. On cite entre autres, le décalage de la bande d'adaptation ou de la fréquence de résonance, la modification du diagramme de rayonnement (généralement vers l'extérieur du corps), la variation du niveau d'adaptation. De nombreuses études ont été réalisées sur le fonctionnement des antennes situées à différentes distances du corps [3-4] afin de réduire la densité d'absorption spécifique (DAS) dans le domaine de la téléphonie cellulaire [5]. Ils ont conclu que l'utilisation des antennes avec un plan de masse (type patch), permet de réduire l'absorption des ondes électromagnétique par le corps.

Dans [6], une étude paramétrique permet d'évaluer l'influence de l'espacement antenne/corps, sur le fonctionnement de l'antenne. Plus l'antenne est à proximité du corps plus la densité d'absorption spécifique augmente. Dans le but d'intégrer les systèmes émetteurs dans les vêtements, ils ont fabriqué des antennes à partir des matières textiles [7-8].

Dans [9], une antenne patch intégrée dans les vêtements est utilisée par les pompiers. L'antenne a été imprimée sur un tampon de mousse flexible utilisé couramment dans les vêtements de protection. Dans [9, 10,11], des antennes à bande étroite sont imprimées au dessus d'une structure EGB (Electromagnetic Band Gap) afin de réduire le rayonnement vers le corps.

Dans [9] on trouve une antenne patch à double bande (2.45 et 5.5 GHz) imprimée sur un substrat textile EBG. Le résultat obtenu montre que l'introduction d'un substrat EBG

permet de réduire le rayonnement dans le corps de 10 dB, avec une amélioration du gain de 3 dB. Malheureusement, l'antenne présentée possède une grande taille (120 x 120 mm). La topologie de l'antenne est reproduite dans la figure I.6.

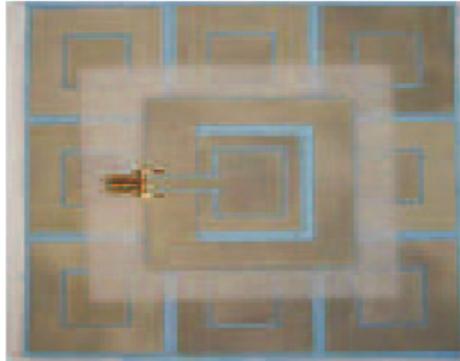


Figure I.6 Antenne a double bande sur un substrat EGB

Dans [12] on trouve un ensemble d'antennes de type patch micro rubans qui génèrent le mode TM_{21} ayant le rayonnement de l'antenne monopole sur la fréquence 2.45 GHz. La hauteur totale de l'antenne est de $\lambda/20$ avec une performance de couplage meilleure que celle mesurée avec une antenne patch micro ruban fondamentale.

Dans [13], une antenne de type cavité à fente est proposée pour la communication à 2.45 GHz. La polarisation de cette antenne est normale au corps, ce qui conduit à minimiser l'atténuation des ondes propagent sur la surface corporelle.

Dans [15] le fonctionnement d'une antenne patch sur un substrat en céramique, avec un constant diélectrique élevé, et d'une antenne planaire de type F-renversé sont présentés. L'antenne fonctionne sur une fréquence 868 MHz à proximité du corps humain. Le résultat obtenu montre que les deux antennes présentent une directivité omnidirectionnelle avec des dimensions nettement plus petite que 1/10 de la longueur d'onde. Les auteurs ont conclu qu'avec des substrats plus épais, l'efficacité de rayonnement peut être améliorée, surtout si le substrat présente un constant diélectrique faible.

Une autre antenne à double bande est présentée dans [16] pour les applications WLAN. Elle est de petite taille (Taille d'un bouton standard) et peut être facilement intégrée dans les vêtements.

III.2 Antennes Ultra large bande (ULB) implanté sur le corps

Dans les réseaux de communication ULB (Ultra Large Bande), il faut prendre en compte la distorsion du signal dans le domaine fréquentiel. Toute distorsion dans le domaine

fréquentiel provoque une distorsion de la forme de l'impulsion transmise, ce qui augmente la difficulté de détection au niveau du récepteur. Il faut aussi prendre en compte le retard de groupe dans la conception des antennes ULB. Par exemple, si la phase est linéaire tout au long de la bande résonnante, le retard de groupe sera constant et donc les impulsions délivrées seront transmises sans aucune distorsion. Pour des applications plus spécifiques, tels que WBAN, deux différentes antennes UWB sont présentés dans [17]. Les antennes possèdent des caractéristiques de rayonnement différentes. La première antenne est en forme de corne complémentaire (HSCA) déposée tangentielle sur le corps, tandis que la deuxième antenne est constituée d'un cône inversé (PICA) déposé verticalement sur la surface du corps

On présente dans la suite quelques exemples sur les antennes ULB. Les figures (I.7, et I.8) présentent la topologie des deux antennes.

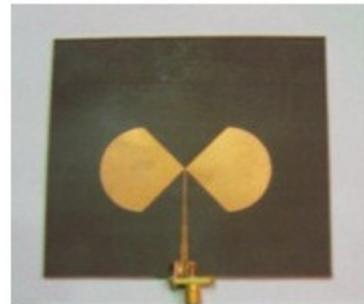


Figure I.7 Antenne planaire verticale cône inversé (PICA) Figure I.8 Antenne en forme cône imprimé (HSCA)

L'utilisation d'une antenne monopole polarisée verticalement sur la surface corporelle réduit l'atténuation des ondes électromagnétique par rapport à l'antenne planaire mais augmente le temps de propagation du signal. Les auteurs ont conclu que l'utilisation hybride des différentes antennes peut améliorer les performances du canal. Toutefois, ces antennes sont relativement grosses et ils ne sont pas très confortables pour une implantation sur le corps. Le but des auteurs était de montrer l'effet des différents types d'antennes de technologie UWB sur le corps.

Dans [18] on trouve l'antenne Vivaldi en version tri plaque. Cette antenne a pour dimensions 160 x 100 mm. Le substrat utilisé est le METCLAD ($\epsilon_r = 2.33$) avec une épaisseur de 1.524 mm. La bande passante à -10 dB commence à environ 1.6 GHz et s'étend jusqu'à plus que 16 GHz. Le gain moyen sur la bande est de 8 dBi.

Dans [19], l'antenne patch triangulaire est présentée. La partie patch a une forme triangulaire, et elle est alimentée par une sonde en forme de F. Les dimensions du patch et de

la sonde ont été optimisées afin d'avoir une bande passante entre 3 GHz et 6 GHz. L'antenne patch triangulaire à été réalisée en utilisant les mousses métallisées afin de réduire la complexité et le coût de réalisation. Le prototype a pour dimensions 50 x50 x16 mm. Le gain moyen de cette antenne sur sa bande est de 6 dBi.

Dans [12], on trouve l'antenne log-périodique de taille relativement petite (50 x 53 mm). Cette antenne commerciale à une bande passante 2 – 6 GHz et un gain moyenne de 4 dBi sur sa bande. Le diagramme de rayonnement est, quant à lui, relativement large : l'ouverture est de 60° en site et 100° en gisement. Le problème majeur de cette antenne réside dans le fait que le centre de phase se déplace avec la fréquence. Par conséquence, cette antenne est dispersive. La dispersion introduite par l'antenne se traduit par un étalement de sa réponse impulsionnelle.

Dans [20], on trouve des études sur les caractérisations d'une antenne patch dans le domaine temporel et fréquentiel. Trois modes ont été étudiés : antenne en mode émetteur, antenne en mode récepteur, et finalement une antenne émettrice et un autre réceptrice en espace libre. L'excitation, une impulsion gaussienne, a été étudiée en observant la fidélité des impulsions reçues dans les différentes directions par rapport à l'impulsion de référence. Les auteurs ont montré des valeurs de fidélité élevées, indiquant que l'antenne étudiée est un bon candidat pour le réseau sans fils corporel.

Dans [13], l'auteur présente trois méthodes pour caractériser la fonction de transfert des deux antennes UWB, dont une est placée sur le corps. Les résultats de mesure sont ensuite utilisés pour évaluer l'extension de la formule de Friis utilisée pour calculer le gain en transmission. On note que l'antenne biconique a été utilisée comme émetteur et l'antenne SkyCross comme récepteur.

III.3 Antennes dédiées aux applications médicales

Le développement rapide de la nanotechnologie et des systèmes micro électromécaniques, permet le développement de capteurs implantés à l'intérieur du corps. Ce développement permet d'améliorer la vie d'un grand nombre de patients [21]. Beaucoup d'études se font pour développer de nouveaux capteurs, mais beaucoup moins pour l'interface radio.

Depuis la génération des antennes implantables à l'intérieur du corps humain, qui possède un constant diélectrique élevé et des niveaux de perte importants, la conception des antennes devient différente de celles utilisées sur le corps ou en l'espace libre. Dans certains cas, tels que les simulateurs cardiaques, les antennes conformes à la topologie des capteurs ont été développées. Lorsque l'antenne est immergée dans un milieu à forte perte, l'onde s'atténue rapidement, car elle se propage le long du fil. La vitesse de phase à l'intérieur du fil est beaucoup plus petite que celle de l'espace libre. Elle sera réduite d'un facteur égal à la racine carrée de la permittivité relative du milieu dans lequel elle est immergée. Si l'antenne est entourée avec une couche isolante de permittivité faible, la vitesse de phase augmente, par conséquent la longueur de l'antenne sera réduite. Certains résultats ont été présentés sur l'effet de la couche isolante sur les niveaux de pertes. Par exemple dans [22], on trouve l'effet de l'isolation sur un dipôle implanté à l'intérieur d'une sphère avec perte, tandis que dans [23], on trouve l'effet d'une couche isolante en silicone sur l'impédance d'entrée de l'antenne.

Dans [6-24] l'antenne PIFA, avec une ligne micro ruban spirale, a été développé pour des applications médicales. Ces antennes sont imprimées sur un substrat ayant une permittivité relative de 10.2. Dans le but d'isoler l'élément rayonnant du tissu biologique, les antennes sont couvertes par une couche supérieure ayant la même caractéristique que le substrat. La figure I.9 présente la topologie de l'antenne.

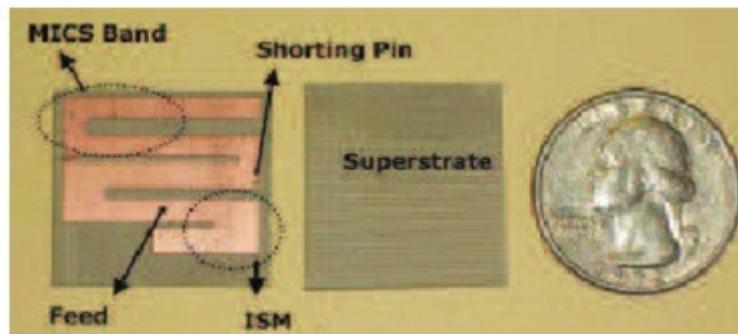


Figure I.9 Antenne PIFA implantable a double bande (MICS, 402 MHz et ISM, 2400 MHz)

Dans [25], Les auteurs ont proposé une nouvelle topologie d'antenne dipôle pour une utilisation dans un système bio télémétrique. La structure proposée est un dipôle ayant la forme d'une capsule. Dans [27] on trouve une autre antenne dipôle mais pliable en trois dimensions. Elle fonctionne comme une récupératrice d'une banque de données télémétriques dans une prothèse à double unité afin de restaurer la vision partielle d'un aveugle. Les performances de l'antenne à deux dimensions et à trois dimensions ont été comparées par simulation et par mesure en les considérant comme un œil fantôme. Des efforts ont été

menés sur la topologie 3D afin de réduire l'ouverture planaire pour qu'elle soit comparable avec celle en 2D. Les résultats obtenus montrent une bande passant plus large que celle de la 2D tout en conservant le critère du dimensionnement. La nouvelle antenne peut donc offrir une capacité de canal plus grande qui pourrait conduire à un système ayant un nombre d'électrodes de stimulation important.

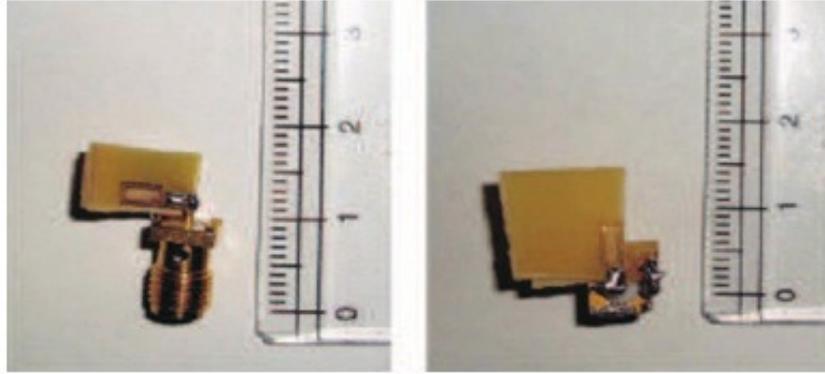


Figure I.10 Dipôle tridimensionnel repliée

La figure I.10 présente l'antenne dipôle tridimensionnel.

IV. Modélisation du corps humain

Pour comprendre l'interaction entre les ondes électromagnétiques et le corps humain, il est important d'avoir des connaissances sur les propriétés physiques des tissus biologiques. Le corps humain est un diélectrique stratifié dont les propriétés physiques varient de manière significative avec les types des tissus et la fréquence du travail. Pour étudier la propagation des ondes radio et ensuite analyser la performance des antennes implantées soit à l'intérieur soit à la surface du corps, la modélisation du corps est nécessaire. Pour ce faire, une telle tâche peut être accomplie soit expérimentalement, soit numériquement. Dans un premier temps, des fantômes solides ont été fabriqués grâce à des matériaux solides, liquides et en gel. Dans un deuxième temps, des modèles numériques précis et assez bien détaillés ont été élaborés.

IV.1 Les propriétés électriques du corps humain

Les propriétés électriques des tissus biologiques ont suscité l'intérêt des chercheurs depuis plus d'un siècle pour de nombreuses raisons. Par exemple, la grande quantité et la

diversité des appareils électroniques utilisés dans notre vie quotidienne, nécessite une compréhension approfondie de la propagation des ondes électromagnétiques à l'intérieur du corps humain. De plus, la compréhension de la circulation du courant à travers le corps présente un grand intérêt dans l'analyse des nombreuses applications dans le domaine biomédical tel que la stimulation électrique, le diagnostic et le traitement de diverses conditions physiologiques avec des faibles courants électriques. Pour caractériser la réponse d'un tissu aux ondes électromagnétiques, la connaissance de la conductivité σ (S/m) et de la permittivité ϵ_r , sont nécessaire. Le corps humain peut être considéré comme un objet diélectrique irrégulier avec des propriétés diélectriques complexes. Cependant, la caractérisation des propriétés physiques des tissus est très compliquée car elle dépend de la polarisation et de la fréquence du champ appliqué. Les tissus biologiques sont en général, des matériaux à perte pour lesquelles on peut définir une permittivité relative complexe comme le présente l'équation (I.1).

$$\epsilon_r = \epsilon_r' - j \epsilon_r'' \quad (I.1)$$

Où ϵ_r' présente la partie réelle et $\epsilon_r'' = \sigma / (\omega \epsilon_0)$ la partie imaginaire.

La figure (I.11) présente les résultats de la mesure de la permittivité pour un certain nombre des tissus humains à différentes fréquences. Les valeurs de la conductivité sont présentées dans la figure (I.12). Les résultats sont obtenus suite à une compilation dans [28, 29] qui présente les différents tissus humains en fournissant des valeurs diélectrique pour chaque tissu à différentes fréquences.

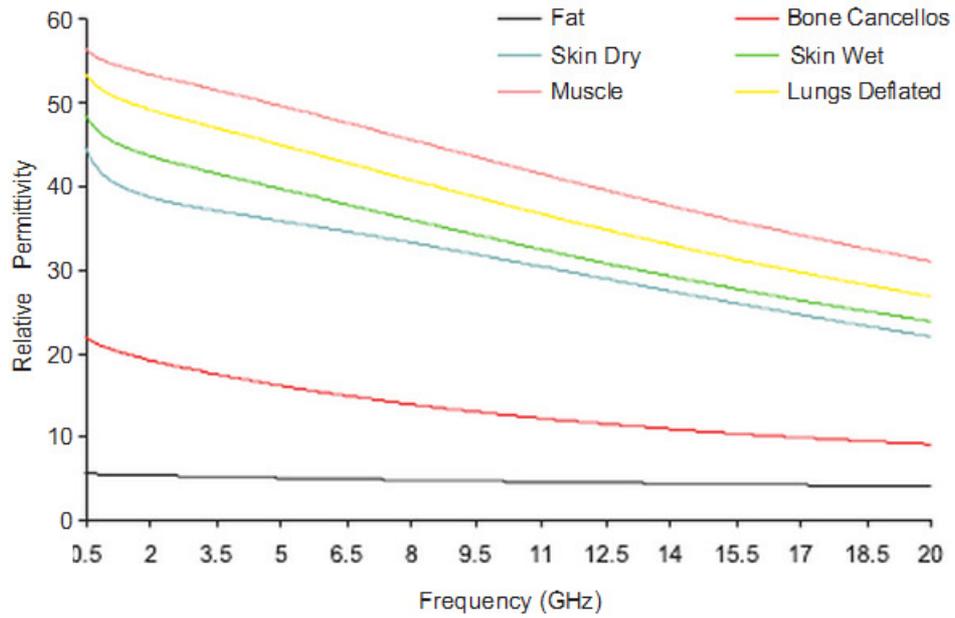


Figure I.11 Permittivité mesurée des différents tissus humains dans une large gamme de fréquence

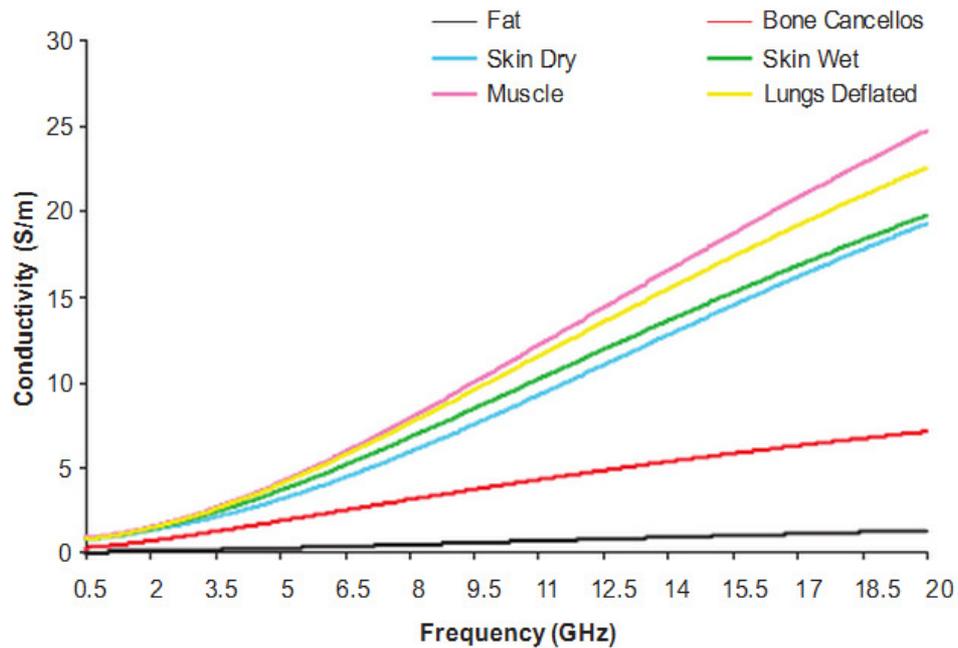


Figure I.12 Conductivité mesurée des différents tissus humains dans une large gamme de fréquence

Dans le but de bien comprendre la propagation des ondes électromagnétiques à l'intérieur d'un milieu, il faut prendre en compte l'épaisseur de peau δ . C'est la profondeur à laquelle la densité de courant chute à 37 % de sa valeur en surface. Elle peut être calculée par la relation (I.2) présentée ci-dessous.

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi\mu f\sigma}} \quad (I.2)$$

Avec μ la perméabilité du support et f la fréquence.

La diminution de la densité du courant en fonction de la profondeur est quantifiée par la mesure de la distance pour laquelle le courant présente une chute de $1/e$ de sa valeur initiale. Pour les basses fréquences, la permittivité relative est élevée tandis que la conductivité est faible. L'onde électromagnétique peut se propager à travers le corps humain. Dans les hautes fréquences, l'effet des pertes augmente à cause de la conductivité élevée, ce qui diminue la profondeur de la peau.

IV.2 Les différents types expérimentaux du modèle fantôme

Le modèle fantôme est un modèle physique qui représente les propriétés diélectriques des tissus biologiques. Il est utilisé pour étudier l'interaction entre les tissus humains et le champ électromagnétique. Ces fantômes ont été largement utilisés dans la recherche médicale afin de tester l'effet du rayonnement électromagnétique sur la santé ainsi que dans le domaine des traitements médicaux tel que rayon X et les systèmes d'imagerie par résonance magnétique [21]. Plus récemment, les modèles fantômes ont été utilisés pour tester la sécurité des dispositifs portables qui se développent rapidement ainsi que pour assurer un niveau de débit d'absorption spécifique (DAS) inférieur à la limite acceptable. Les fantômes représentent des tissus biologiques qui peuvent être solides, secs, solides humides, semi-solides (gel), ou liquides. Les fantômes liquides sont utilisés pour mesurer les valeurs du DAS, tandis que la mesure du champ électrique se fait grâce à des sondes implantées à l'intérieur du fantôme. Les fantômes ont la forme d'une coquille mince ayant la forme d'une tête ou d'un corps complet. Dans [30], les auteurs ont indiqué que dans la gamme de 0.8 à 3 GHz, la permittivité de la coquille doit être inférieure à 5 et la tangente de perte doit être inférieure à 0.05. L'épaisseur devrait être ~ 2.02 mm. Ensuite, la partie coquille est remplie d'un liquide ayant les propriétés diélectriques des tissus humains. Les liquides utilisés sont appelés « liquide fantôme » et ils sont basés sur l'eau désionisée dans laquelle le sucre est utilisé pour contrôler la permittivité de la solution et le sel (NaCl) pour ajuster la conductivité [30-31]. Ce type de fantôme peut être facilement fabriqué et il permet d'enregistrer la

distribution du champ à l'intérieur du liquide. Cependant, il existe des inconvénients limitant son utilisation comme la bande de fréquence dans lequel le liquide présente les propriétés des tissus biologiques et les propriétés diélectriques de la coquille. La solution à ces problèmes est proposée dans [31] où les auteurs ont ajouté un coagulant à la solution liquide, afin de créer un solide humide ou semi solide (gel). A. Guy a présenté dans [31] une recette pour fabriquer un fantôme de gel. Dans [32] un modèle composé de trois couches semi solide (peau, graisse, et muscle) est présenté afin d'étudier les caractéristiques de rayonnement d'une antenne implanté à l'intérieur du fantôme (figure I.13).

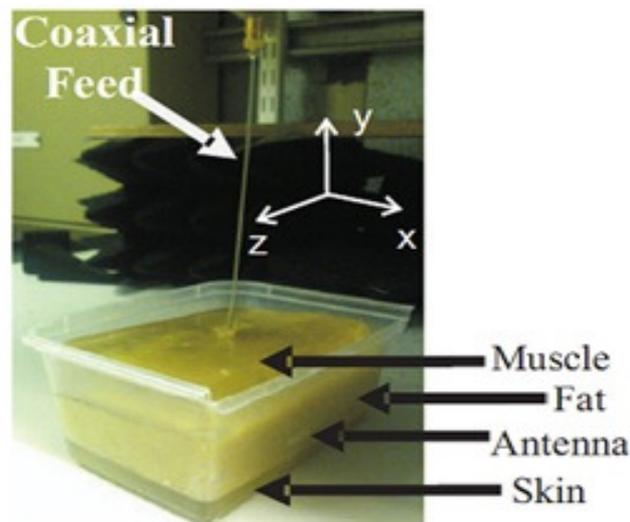


Figure I.13. Trois couches semi-solides représentent les tissus humains.

Ces fantômes ont l'avantage de couvrir une bande de fréquence plus large que celle couverte par les liquides, mais ils ne conviennent pas pour les tissus riches en eau comme les tissus du muscle et du cerveau. Un problème qui se présente toujours pour les fantômes humide, c'est la dégradation avec le temps qui est due principalement au niveau de perte important en eau. Ces types de fantôme peuvent représenter précisément la structure non homogène du corps humain. Dans [33], un mélange de poudre de graphite et de silicone est proposé, tandis qu'un mélange en caoutchouc de silicone avec des fibres de carbone a été utilisé dans [34]. Ces fantômes présentent des caractéristiques mécaniques très bonnes, étant donné qu'ils ne contiennent pas d'eau, donc qu'ils ne se dégradent pas au cours du temps. Cependant, la fabrication de ce type de fantôme nécessite des procédures avancées et compliquées par rapport aux fantômes liquides.

IV.3 Les modèles numériques des fantômes.

Une grande variété de fantômes a été utilisée pour des analyses théoriques et des simulations numériques. Dans les études théoriques, des formes simplifiées sont généralement utilisées afin de modéliser certaines parties du corps, en utilisant les propriétés physiques des tissus humains. Par exemple, des sphères et des cylindres ainsi que des cubes sont définis dans l'espace pour modéliser des têtes, des bras, et des abdomens. Dans le domaine des ondes radio, il est nécessaire d'utiliser des modèles plus réalistes comme le modèle HUGO de la figure (I.14).

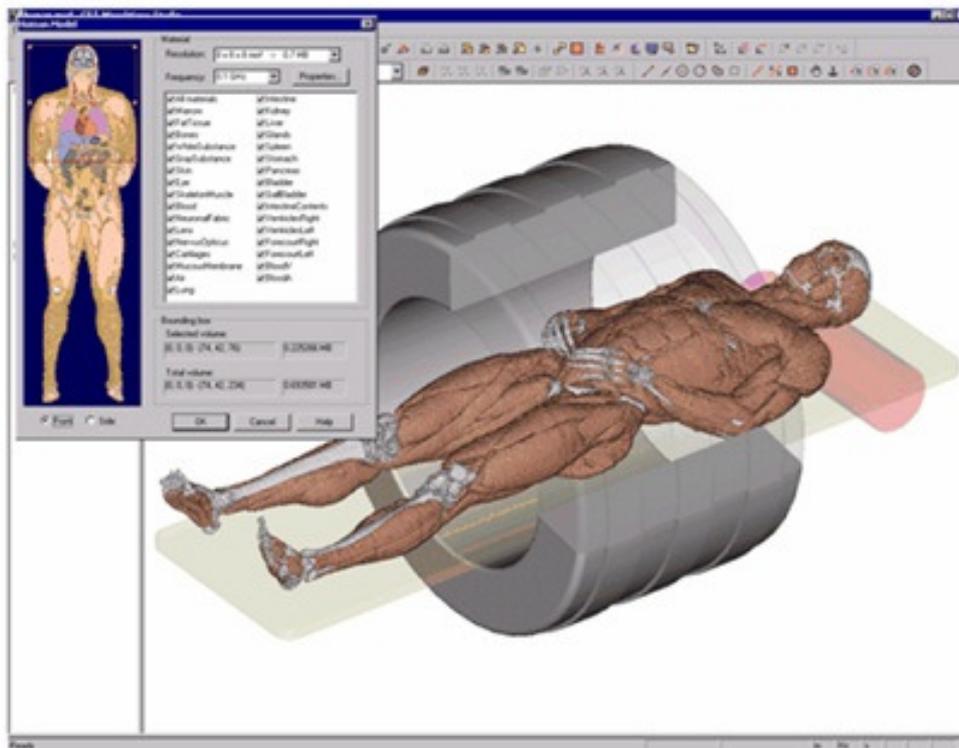


Figure I.14 Modèle HUGO élaboré dans la cadre du projet « Visible human Project »

Il s'agit d'un modèle élaboré dans la cadre du projet « Visible human Project » [35]. Le modèle est précis et assez bien détaillé. Tous les tissus du corps sont présentés avec la possibilité d'en choisir un sous-ensemble durant la simulation. La simulation de ce modèle peut être effectuée sous le logiciel CST Microwave Studio® qui permet d'importer des modèles tridimensionnels, dont notamment le modèle du corps humain HUGO. Le logiciel CST MWS, est un logiciel de simulation basé sur l'approche FIT (Finite Integration Technique) [36]. Les propriétés des différents tissus du modèle dépendent de la fréquence. Ces propriétés sont données jusqu'à une fréquence maximal de 3 GHz, ce qui empêche l'utilisation de ce modèle dans les applications ULB. Il est possible d'utiliser d'autres

modèles géométriques moins complexes mais plus versatiles pour modéliser les différentes sous parties du corps (tête, bras, etc.) en donnant à ces modèles des constantes physiques moyennes (permittivité et conductivité) dispersives ou non. Les modèles de dispersion les plus connus jusqu'au second ordre sont disponibles sous le logiciel CST MWS. Il s'agit des modèles de Debye de 1^{er} et 2^{me} ordre et du modèle de Lorentz. Dans les figures (I.15, et I.16) on visualise la dépendance fréquentielle des propriétés physique moyenne avec le modèle de dispersion « Cole-Cole » qui permet de décrire la dépendance fréquentielle des propriétés diélectriques des divers tissus, sur la bande allant du Hz au GHz [37].

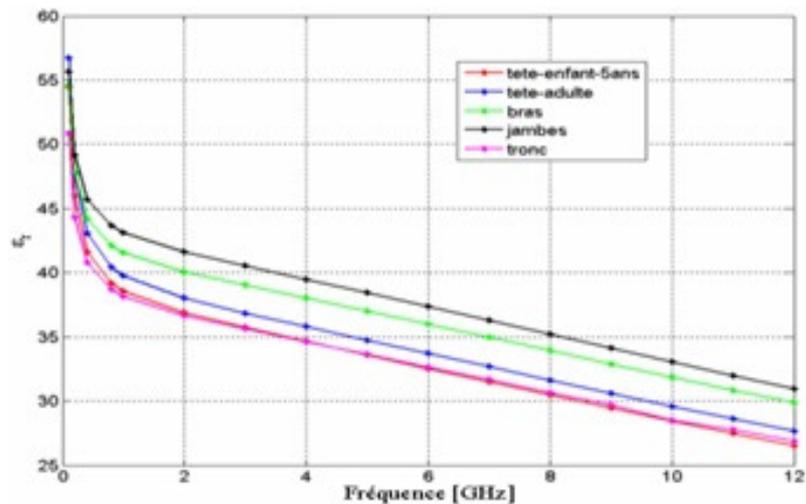


Figure I.15 Permittivité relative moyenne en fonction de la fréquence

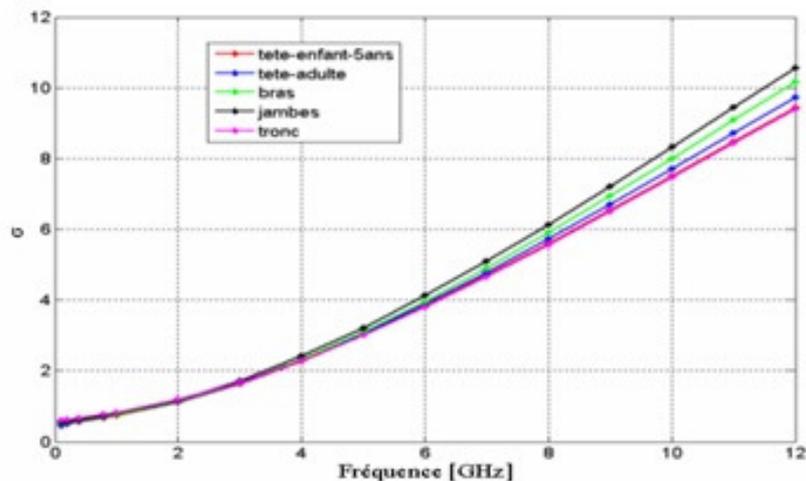


Figure I.16 Conductivité moyenne en fonction de la fréquence

V. Méthodes de simulations numériques.

Les simulations numériques sont devenues un outil privilégié d'investigation en sciences et technologies. Elles ont pour but de reproduire par le calcul le comportement d'un système décrit par un modèle très souvent constitué d'équations aux dérivées partielles. Ces équations correspondent à la traduction mathématique de lois scientifiques. L'essor des simulations numériques renforce donc la nécessité de l'étude mathématique (analyse) de ces équations et de leur résolution numérique. La simulation numérique repose sur la représentation d'un phénomène par un modèle composé d'équations. Elle permet d'en étudier le fonctionnement actuel et dans le futur, ainsi que les propriétés des structures modélisés. Plusieurs techniques numériques sont disponibles, et chacune parmi elles a ses propres avantages et inconvénients.

V.1 Théorie de la diffraction uniforme

La théorie de la diffraction uniforme (UTD) est basée sur l'optique géométrique et sur la théorie de la diffraction. Elle exige que l'objet choisi pour l'étude soit grand par rapport à la longueur d'onde, et suppose que toutes les ondes sont localement planes, de sorte que la méthode Ray Tracing RT peut être adoptée. La réflexion et la pénétration sont les phénomènes de base lors de l'interaction entre les ondes électromagnétique qui se propagent et les différents obstacles. Le calcul de la diffraction du coin d'une structure est unique en UTD. L'inclusion de la diffraction est essentielle pour la continuité du champ. Dans [38], on trouve une étude sur les différentes parties du corps utilisant la technique hybride RT/UTD. Des sphères et des cylindres conducteurs ont été utilisés pour modéliser les différentes parties du corps. Le problème majeur de la RT et UTD c'est que la forme et la composition du corps doivent être considérablement simplifiées. Par conséquent, ces techniques ne sont pas adaptées pour l'analyse de la propagation des ondes à la surface du corps en basse fréquence.

V.2 Méthode de moment (MoM).

La méthode des moments (MoM) est une technique introduite par Harrington [39]. Elle est très efficace lorsqu'elle est utilisée dans les analyses des structures métalliques et dans l'étude de la diffusion des objets métalliques. Dans [3, 40], la méthode (MoM) est utilisée pour étudier l'effet de la présence du corps humain sur le fonctionnement d'une antenne boucle. Dans [40], le corps a été modélisé comme une surface réfléchissante, tandis que dans [3], le corps est modélisé comme un parallélépipède brut.

Cette technique n'est pas efficace pour la modélisation des structures ayant une forme arbitraire. En outre, elle nécessite la connaissance de la fonction de Green dans tous les médias, et elle ne convient pas pour les objets homogènes comme le modèle du corps humain.

V.3 Méthode des éléments finis (FEM)

La méthode des éléments finis (FEM) est basée sur la décomposition du domaine électromagnétique en un certain nombre d'éléments de formes diverses (généralement tétraédrique). Cette méthode est bien adaptée à la modélisation de structures courbées. Elle présente l'inconvénient d'avoir l'algorithme le plus complexe. La majorité des documents analysant l'effet du corps humain et le rayonnement électromagnétique fait appel à la méthode de différence finis dans le domaine temporelle (FDTD) [42].

V.4 Méthodes des différences finis (FDTD)

Cette technique a été proposée par Yee en 1966 [42], et elle est basée sur la solution directe des équations de Maxwell dans le domaine temporel. Elle est considérée comme l'une des techniques les plus efficaces pour étudier la propagation des ondes électromagnétiques autour et à l'intérieur du corps humain. Depuis les années 90, la méthode des différences finis a été utilisée pour des études sur le DAS dans les réseaux de communication mobiles [43]. Dans les années passées, des modèles géométriques ont été utilisés pour représenter les différentes parties du corps à l'aide de sphères et de cylindres [44]. Dans nos jours, des modèles numériques appelés fantômes sont disponibles afin d'étudier le rayonnement des dispositifs implantés [45, 46] et évaluer le comportement des antennes déposées sur le corps [47]. Pour tenir compte de la dispersion et du changement des propriétés diélectriques du corps avec la fréquence, des codes FDTD ont été développés dans [48, 49, 50]. D'autre part, et comme toutes les techniques numériques, la méthode FDTD souffre de quelques inconvénients. La première, c'est la prise en compte de la totalité du domaine à l'aide de cellules très petites par rapport à la longueur d'onde. Cette étape est nécessaire pour prendre en compte les petites structures géométriques, ce qui conduit à un temps de calcul important et nécessite une mémoire suffisamment grande ; en particulier pour les études de communications sans fils sur le corps, où le modèle du corps humain est un objet diélectrique très grand devant la longueur d'onde. Un autre problème qui se présente pour la méthode FDTD est l'analyse des structures avec des arêtes ou avec des bords. Cela nécessite un maillage très fin et un pas de calcul très petit, ce qui conduit à un temps de calcul important.

V.5 Méthodes de l'intégral fini (FIT) et le logiciel de simulation CST MWS.

Dans cette thèse les simulations électromagnétiques ont été faites à l'aide du logiciel CST MWS basé sur la méthode de l'intégral fini (FIT).

CST est une société allemande qui a été fondée en 1992. La première version de CST Microwave Studio est sortie en 1998. C'est à partir des équations caractérisant le champ électromagnétique vues précédemment que le logiciel de CST fonctionne. En effet, CST va échantillonner le domaine de calcul, c'est à dire qu'il va faire une discrétisation des équations de Maxwell, puis va réaliser le calcul dans un domaine fermé à l'aide de la méthode des volumes finis. Pour cela, CST réalise un volume élémentaire, avec un matériau bien spécifique puis il applique les équations de Maxwell. Le travail consiste donc à discrétiser chaque équation de Maxwell et à les résoudre pour chaque volume réalisé par le maillage du logiciel. Il est nécessaire de limiter un domaine de calcul car il n'est pas possible d'envisager de résoudre les équations de Maxwell dans un espace infini et pour une durée illimitée. La méthode de discrétisation est une méthode faisant porter différentes grandeurs physiques par les nœuds, crêtes, facettes ou encore volume des éléments du maillage. Cette formalisation permet de garder les propriétés de continuité entre éléments du maillage. Le maillage fait appel à différents volumes élémentaires : tétraèdres, prismes et hexaèdres. Cela offre de la souplesse au mailleur mais complique la construction du système et sa résolution. Toutes ces caractéristiques produisent des problèmes de grande taille nécessitant un temps de calcul important.

Le logiciel utilise la théorie de l'intégration finie la FIT (Finite Integration Technique) qui a été développé par Thomas Weiland en 1977 [51]. Il s'agit de la reformulation des équations intégrales de Maxwell sous une forme discrète afin de les rendre compatible avec l'informatique pour résoudre des problèmes à géométrie complexe. Pour cela, le logiciel utilise un algorithme dénommé MAFIA, qui est un simulateur électromagnétique en trois dimensions et qui fut également inventé par Thomas Weiland en 1983 à Hambourg et qui est en fait, la continuité de l'algorithme de Yee. Il s'agit de mettre les équations de Maxwell sous forme intégrale en une série de matrices dont chacune est représentative d'une des équations de Maxwell.

VI. Conclusion

Dans un premier temps, on a débuté ce chapitre par une introduction générale sur les réseaux de communication sans fils qui existe dans nos jours.

Dans un deuxième temps, on a présenté l'état de l'art sur les différentes types d'antennes ainsi que leur comportement lorsqu'elles sont placés à proximité et sur le corps humain, par exemple des antennes uni-bande ou bi-bande utilisées dans les applications Wifi, des antennes Ultra large bande, et des antennes réservées aux applications médicales. Ensuite, on a illustré les caractéristiques des tissus humains soit par mesure, soit par des modèles numériques élaborés, en décrivant les moyens possibles permettant de modéliser un modèle fantôme.

La dernière partie de ce chapitre a été réservée pour les différentes méthodes de calcul numérique comme la méthode de la diffraction uniforme (UTD), la méthode des moments (MoM), la méthode des éléments finis (FEM), la méthode des différences finis (FDTD) et finalement la méthode des intégrales finis, (FIT) en citant les principaux avantages et inconvénients.

Référence

- [1] “International telecommunication union-radio communication” (ITU-R), radio regulations, section 5.138 and 5.150,” URL: // <http://www.itu.int/home>.
- [2] R. Foster and Y. Hao, “Wireless body sensors networks for health-monitoring applications,” *Physiology Measurement*, vol. 29, no. 11, pp. 27-56, 2008.
- [3] H. Chuang and W. Chen, “Computer simulation of the human-body effects on a circular-loop-wire antenna for radio-pager communications at 152, 280, and 400 MHz,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 46, no 3, pp. 544-559, 1997.
- [4] A. Alomainy, Y. Hao, A. Owadailly, C. G. Parini, P.S. Hall, and C. C. Constantinou, “Statistical analysis and performance evaluation for on-body radio propagation with micro-strip patch antennas,” *IEEE Transactions On Antenna and Propagation*, vol. 55, no. 1, pp. 245-248, January 2007.
- [5] K. I. Ziei-Castro, W. G. Scanlon, and N. E. Evans, “Indoor radio channel characterization and modeling for a 5.2 GHz body worn receiver,” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 3, pp. 219-222, 2004.
- [6] A. Alomainy, Y.Hao, and D. M. Davenport, “ Parametric study of wearable antennas with varying distances from the body and different on-body positions,” *IET Seminar on Antenna and Propagation for Body-Centric Wireless Communications*, London, UK, April 2007.
- [7] P. Salonen and Y. Rahmat-Samii, “Textile antennas: effects of antenna bending on input matching and impedance bandwidth,” *IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine*, vol. 22, no. 3, no. 1, pp. 219-222, 2004.
- [8] P. Salonen and J. Rantanen, “ A dual-band and wide-band antenna on flexible substrate for smart clothing” *27th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2001.
- [9] C. Hertleer, H. Rogier, L. Vallozzi, and L. van Lange hove, “A textile antenna for off-body communication integrated into protective clothing for firefighters,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 57, no. 4, pp. 919-925, 2009.
- [10] S. Zhu and R. Langley, “Dual-band Wearable antenna over EBG substrate” *Electronics Letters*, vol. 43, no. 3, pp. 141-142, 2007.
- [11] “Dual-band wearable textile antenna on an EBG substrate,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 57, no. 4, pp. 926-935, 2009.
- [12] J. Kim and Y, Rahmat-Samii, “Exterior antennas for wireless medical links: EBG backed dipole and loop antennas,” *Antennas and Propagation Society International Symposium, IEEE*, 2005.
- [13] G. Conway and W. Scanlon, “Antennas for over-the-body-surface communication at 2.45 GHz,” *IEEE Transactions Antennas and Propagation*, vol. 57, no. 4, pp. 844-855, 2009.
- [14] S. Promwong, W. Hachitani, G. S. Ching, and J. Takada, “Characterization of ultra-wideband antenna with human body,” *International Symposium on Communications and Information Technology (ISCIT 2004)*, Sapporo, Japan, pp. 1213-1217, October 2004.
- [15] H. Adel, R. Wansch, and C. Schmidt, “Antennas for a body area network,” *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, 2003, vol. 1, pp. 471-474, June 2003.

- [16] B. Sanz-Izquierdo, F. Huang, and J. Batchelor, "Covert dual-band wearable button antenna," *Electronics Letters*, vol. 42, no. 12, pp. 668-670, 2006.
- [17] A. Alomainy, Y. Hao, C. G. Parini, and P. S. Hall, "Comparison between two different antennas for UWB on-body propagation measurements" *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letter*, vol. 4, no. 1, pp. 31-34, December 2005.
- [18] R. D'Errico; "Conception d'antennes ULB pour application radar," *Stage de Master au laboratoire d'Electronique de L'ENSTA*, Février-Juillet 2005.
- [19] A. Alomainy, Y. Hao, and F. Pasveer, " Numerical and experimental evolution of a compact sensor antenna for health care devices," *IEEE Transactions on Biomedical Circuit and Systems*, vol. 1, no.4, pp. 242-250, December 2007.
- [20] T. P. See and Z. N. Chen; "Experimental characterization of UWB antennas for on-boy communications," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 57, no. 4, pp. 866-874, April Apr.2009.
- [21] P.S. Hall and Y.Hao, *Antennas and Propagation for Body-Centric Wireless Communications* Artech House, 2006.
- [22] F. Merli, B. Fuchs; and A. K. Skrivervik, " Influence of insulation for implanted antennas," *European Conference on Antennas and Propagation*, pp. 196-199, 2009.
- [23] R. Warty, M. Tofoghi, U. Kawoos, and A. Rosen, "Characterization of implanted antennas for intracranial pressure monitoring: Reflection by and transmission through a scalp phantom," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 56, no. 10, pp. 2366-2376, 2008.
- [24] A. Alomainy, Y.Hao, and D. M. Davenport, " Parametric study of wearable antennas with varying distances from the body and different on-body positions," *IET Seminar on Antenna and Propagation for Body-Centric Wireless Communications*, London, UK, April 2007.
- [25] T. Karacolak, R. Cooper, and E. Topsakal, "Electrical properties of rat skin and design of implanted antennas for medical wireless telemetry," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 57, no. 9, pp. 2806-2812, 2009.
- [26] P. M. Izdebski, H. Rajagopalan, and Y. Rahmat-samii, "Conformal ingesible capsule antenna: a novel chandelier meandered design," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 57, no. 4, pp. 900-909, 2009.
- [27] M. S. Soora, K. Gosalia, M. S. Humayun , and G. Lazzi, "A comparison of two and three dimensional dipole antennas for an implanted retinal prosthesis," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 56, no. 3, pp. 622-629, March 2008.
- [28] "Calculation of the dielectric proprieties of body tissues," *Institute for Applied Physics, Italian National Research Council*, <http://niremf.ifac.cnr.it/tissprop/>.
- [29] C. Gabriel and S. Gabriel, "Compilation of the dielectric properties of body tissues at RF and micro-wavefrequencies,"1999, www.brooks.af.mil/AFRL/HED/hedr/reports/dielectric/Title/Title.html
- [30] M. Kanda, M. Ballen, S. Salins, C. Chou, and Q. Balzano, " Formulation and characterization of tissue equivalent liquids used RF densitometry and dosimetry measurements," *IEEE Transactions on Mircowave Theory and Techniques*, vol. 52, no. 8 Part 2, pp. 2046-2056, 2004.

- [31] A. Guy, "Analyses of electromagnetic fields induced in biological tissues by thermo graphic studies on equivalent phantom models," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 19, no. 2, pp. 205-214, 1968.
- [32] A. Sani, M. Rajab, R. Foster, and Y. Hao, "Antennas and propagation of implanted RFID for pervasive health care applications," Accepted for publication in the Proceeding of the IEEE.
- [33] H. Tamura, Y. Ishikawa, T. Kobayashi, and T. Nojima, "A dry phantom material composed of ceramic and graphite powder," *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 39, no. 2, pp. 132-137, 1997.
- [34] Y. Nikawa, M. Chino, and K. Kikuchi, "Soft and dry phantom modeling material using silicone rubber with carbon fiber," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 44, no. 10 Part 2, pp. 1949-1953, 1996.
- [35] <http://www.cst.com/Content/Articles/article165.aspx>
- [36] <http://www.cst.com/>.
- [37] C. Gabriel and S. Gabriel, "Compilation of the dielectric properties of body tissues at RF and microwave frequencies," 1999,
www.brooks.af.mil/AFRL/HED/hedr/reports/dielectric/Title/Title.html
- [38] M. Ghaddar, L. Talbi, T. Denidni, and A. Sebak, "A conducting cylinder for modeling human body presence in indoor propagation channel;" *IEEE Transactions on Antennas and Propagations*, vol. 55, no. 11 Part 1, pp. 3099-3103, 2007.
- [39] R. Harrinton, Field computation by moment methods. *Wiley-IEEE Press*, 1993.
- [40] K. Ito, I. Ida, and M. Wu, " Body effect on characteristics of small loop antenna in pager systems," *IEEE Antennas and Propagations Society International Symposium*, 1992. AP-S. 1992 Digest. Held in Conjunction with: URSI Radio science Meeting and Nuclear EMP Meeting. 1992, pp. 1081-1084.
- [41] Y. Zhao, Y. Hao, A. A. Alomainy, and C. Parini, "UWB on-body radio channel modeling using ray theory and sub band FDTD method," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 54, no. 4 Part 2, pp. 1827-1835, 2006.
- [42] K.S. Yee, "Numerical solution of initial boundary value problems involving Maxwell's equations in isotropic media," *IEEE Trans. Antennas Propgat*, vol. 14, no. 3, pp. 302-307.
- [43] J. Chen and O. Gandhi, " Currents induces in an anatomically based model of a human for exposure to vertically polarized electromagnetic pulses," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 39, no. 1, pp.31-39, 1991
- [44] J. Toftgard, S. Hornsleth, and J. Andersen, "Effects on portable antennas of the presence of a person," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 41, no. 6, pp. 739-746, 1993.
- [45] W. G. Scanlon, N.E.Evans, and Z. McCresh, "RF performance of a 428 MHz radio telemeter packaged for human vaginal placement," *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, vol. 44, no. 5, pp. 427-430, May 1997.
- [46] W. Xia, K. Saito, M. Takahashi, and K. Ito, "Performances of an implanted cavity slot antennas embedded in the human arm," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 57 no. 4, pp. 894-899, 2009.

- [47] N. Haga, K. Saito, M. Takahashi, and K. Ito, “ Characteristics of cavity slot antennas for body-area networks,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 57, no. 4, pp. 837-843, 2009.
- [48] O. Gandhi, B. Gao, and J. Chen, “A frequency-dependent finite-difference time-domain formulation for general dispersive media,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 41, no. 4, pp. 658-665, 1993.
- [49] Y. Zhao, Y. Hao, A. A. Alomainy, and C. Parini, “UWB on-body radio channel modeling using ray theory and sub band FDTD method,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 54, no. 4 Part 2, pp. 1827-1835, 2006.
- [50] Q. Wang, T. Tayamachi, I. Kimura, and J. Wang, “An on-body channel model for UWB body area communications for various postures,” *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 57, no. 4, pp. 991-998, April 2009.
- [51] T. Weiland, « A discretization method for the solution of Maxwell’s equations for six-component fields”, *International journal of electronics and communications*, Vol. 31, 1977, PP 116-120.

**Chapitre II : Modèle de
Propagation par Ondes de Surface**

I. Introduction

La propagation des ondes électromagnétiques au voisinage d'interfaces séparant deux milieux différents a très tôt suscité l'intérêt. Au début du siècle Zenneck [1] cherchait à expliquer les longues portées que Marconi avait observées lors d'essais expérimentaux de communications longues distances sans fil. A cette époque on ignorait encore l'existence et l'influence de l'ionosphère qui peut, dans certaines conditions réfléchir des ondes électromagnétiques et les renvoyer en direction de la terre, on dit alors que la propagation se fait par onde de ciel. Lorsqu'on néglige les effets de l'ionosphère donc lorsque la terre perturbe la liaison radioélectrique, on dit que celle-ci se fait par onde de sol. Cette dernière est exploitée aussi bien en radiocommunication qu'en radar ou en exploration géophysique. C'est l'onde de sol qui va nous intéresser pour l'étude des ondes de surface que doit prendre en compte la modélisation correct du champ électromagnétique près de la surface terrestre.

Comme le nom suggère, les ondes de surface existent ou sont importantes seulement près de l'interface considérée leur énergie est confinée près de l'interface. Elles peuvent se propager en étant guidées par la surface. C'est une onde de ce type que Zenneck introduisait dans la théorie en 1907 et il en subsiste aujourd'hui la notion d'onde Zenneck.

Zenneck considérait un milieu sans source d'excitation extérieure. Aussi, le caractère incomplet de ses résultats donna alors l'occasion à de nombreux chercheurs de mettre en point des modèles de propagation par onde de sol pour des sources ponctuelles ou des dipôles élémentaires situés au dessus d'une terre plate ou sphérique.

Parallèlement à l'étude de la propagation terrestre par onde de surface, des auteurs se sont intéressés au concept des guides et antennes à ondes de surface (et ondes de fuites). Ce deuxième champ d'applications, principalement en hyperfréquence, a connu des développements qui ne semblent pas devoir être remis en cause. Ce n'est pas le cas des modèles de propagation par onde de sol qui nécessitent toujours des améliorations pour augmenter leur précision et étendre leurs domaines pour augmenter leur précision et rendre compte éventuellement de la complexité du sol (rugosité, stratification).

Le but de ce chapitre est de déterminer les conditions d'existence et les propriétés intrinsèques d'une onde électromagnétique de surface, sous son aspect modal en tant que solution élémentaire des équations de Maxwell.

II. Mode électromagnétiques d'interface

On peut rencontrer le phénomène d'onde de surface à la frontière entre deux lieux caractérisés par leurs permittivités, perméabilités et conductivités. La réponse de ce système à une source d'excitation W , située dans l'un des deux milieux ou à la frontière, se traduit par la naissance de courants responsables de champs électromagnétiques, qui se manifestent par la propagation d'une onde dans chacun des milieux. Ces ondes sont dites ondes de surface si leur énergie est confinée près de la frontière. Dans un premiers temps, on donne quelques bases d'électromagnétiques en faisant un parallèle entre les équations de Maxwell microscopiques et macroscopique, pour un milieu quelconque fini.

Dans le cas d'interface plane séparant deux milieux simples, c'est-à-dire linéaires, homogènes, isotropes, les équations d'ondes, dont sont solutions les champs électriques et magnétiques, sont résolues en coordonnées cartésiennes. Il en résulte des solutions élémentaires d'ondes planes constituant des modes électromagnétiques d'interface. A partir de leurs relations de dispersion macroscopiques, on met en évidence quelques modes particuliers selon la nature des milieux de propagation, principalement les modes de Brewster, de Fano et Zenneck. Les deux derniers sont des modes de surface.

II.1 Eléments de base d'électromagnétisme.

II.1.1 Condition de passage entre les équations de Maxwell microscopiques et macroscopiques.

A l'échelle subatomique, la matière est vue comme un ensemble de particules de différentes natures (électrons, ions, noyaux atomiques, etc.) dans le vide, entre lesquels existent des forces. On s'intéressera seulement aux forces que subissent des particules chargées sous l'action du champ électromagnétique local microscopique. Toute grandeur microscopique se rattache à un élément de volume dont les dimensions sont à l'échelle atomique mais néanmoins grandes à l'échelle des noyaux atomiques. Ceux-ci apparaissent alors comme des particules insécables, ce qui permet de négliger les forces nucléaires de ne considérer que les forces électromagnétiques. Il s'exerce deux types de forces sur une particule de charge q animée d'une vitesse \mathbf{v} , la force de Coulomb et la force de Laplace, dont

la résultante est appelée force de Lorentz. Ces charges en mouvement, que l'on décrit par une densité volumique microscopique de charge, sont responsables de courants microscopiques. Les grandeurs macroscopiques sont associées à un élément de volume contenant un très grand nombre d'atomes.

On note généralement les grandeurs microscopiques en lettre minuscules et les grandeurs macroscopiques en majuscules (en caractère **gras** pour les vecteurs) :

E et **e** : champs électriques (**e** est défini par la force de coulomb $q\mathbf{e}$)

D et **d** : inductions (ou déplacement) électriques

H et **h** : champs magnétiques

B et **b** : inductions magnétiques (**b** est défini par la force de Laplace $q\mathbf{v} \wedge \mathbf{b}$)

J et **j** : densité surfaciques de courants

ρ et ρ_μ : densité volumiques de charge macroscopique et microscopique qui dépendent du vecteur espace **r** et du temps **t**.

Les équations de Maxwell macroscopique s'écrivent :

$$\nabla \wedge \mathbf{E} = \frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} \quad (\text{II.1}) \quad \nabla \wedge \mathbf{H} = \mathbf{J} + \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t} \quad (\text{II.3})$$

$$\nabla \cdot \mathbf{B} = \mathbf{0} \quad (\text{II.2}) \quad \nabla \cdot \mathbf{D} = \rho \quad (\text{II.4})$$

Puisque $\nabla \cdot (\nabla \wedge \mathbf{H}) = \mathbf{0}$, les équations (II.3) de Maxwell-Ampère et (II.4) conduisent immédiatement à la relation de conservation de la charge :

$$\nabla \cdot \mathbf{J} + \frac{\partial \rho}{\partial t} = \mathbf{0} \quad (\text{II.5})$$

Les équations de Maxwell microscopiques sont données par [2] :

$$\nabla \wedge \mathbf{e} = -\frac{\partial \mathbf{b}}{\partial t} \quad (\text{II.6}) \quad \nabla \wedge \mathbf{h} = \mathbf{J} + \frac{\partial \mathbf{d}}{\partial t} \quad (\text{II.8})$$

$$\nabla \cdot \mathbf{b} = \mathbf{0} \quad (\text{II.7}) \quad \nabla \cdot \mathbf{d} = \rho \quad (\text{II.9})$$

Avec :

$$\mathbf{d} = \epsilon_0 \mathbf{e} \quad (\text{II.10}) \quad \mathbf{b} = \mu_0 \mathbf{h} \quad (\text{II.10})$$

ou : $\epsilon_0 = \frac{1}{36\pi} 10^{-9}$ F/m est la permittivité du vide.

$\mu_0 = 4\pi 10^{-7}$ H/m est la perméabilité du vide.

Le couple (\mathbf{e}, \mathbf{b}) obéit à des lois (II.6) et (II.7) indépendantes de l'état de la matière, contrairement au couple (\mathbf{d}, \mathbf{h}) lié aux sources ρ_μ et \mathbf{j} . Dans (II.9), le vecteur $\frac{\partial \mathbf{d}}{\partial t}$ à la dimension d'une surfacique de courant dit de déplacement.

Avec (II.10), les lois microscopiques (II.8) et (II.9) s'écrivent (les deux autres restants inchangés) :

$$\nabla \cdot \mathbf{b} = \mu_0 \mathbf{j} + \mu_0 \epsilon_0 \frac{\partial \mathbf{e}}{\partial t} \quad (\text{II.11}) \quad \nabla \cdot \mathbf{e} = \frac{\rho_\mu}{\epsilon_0} \quad (\text{II.12})$$

Les qualités mesurables sont les grandeurs macroscopiques \mathbf{E} et \mathbf{B} obtenues à partir des grandeurs microscopiques \mathbf{e} et \mathbf{b} de la façon suivante :

$$\mathbf{E} = \langle \mathbf{e} \rangle \quad \mathbf{B} = \langle \mathbf{b} \rangle \quad (\text{II.13})$$

où l'opérateur $\langle \rangle$ désigne la moyenne spatio-temporelle pour un petit élément de volume macroscopique. L'étendue de cet élément de « volume » spatio-temporel ne dépend pas du point (\mathbf{r}, t) considéré. Aussi, la dérivée spatiale ou temporelle de la moyenne d'une grandeur microscopique est égale à la moyenne de la dérivée de cette grandeur. Donc, pour un vecteur quelconque \mathbf{a} dépendant des coordonnées d'espace et du temps t , on peut écrire les égalités suivant :

$$\langle \nabla \wedge \mathbf{a} \rangle = \nabla \wedge \langle \mathbf{a} \rangle \quad \langle \nabla \cdot \mathbf{a} \rangle = \nabla \cdot \langle \mathbf{a} \rangle \quad \left\langle \frac{\partial \mathbf{a}}{\partial t} \right\rangle = \frac{\partial \langle \mathbf{a} \rangle}{\partial t} \quad (\text{II.14})$$

II.1.2 Condition générales d'interface

A la frontière entre deux milieux 1 et 2, de normale unitaire \mathbf{n} dirigée du milieu 1 vers le milieu 2, les composantes normales et tangentielles des champs doivent satisfaire les conditions d'interface suivantes :

$$\mathbf{n} \cdot (\mathbf{B}_2 - \mathbf{B}_1) = 0 \quad (\text{II.15}) \quad \mathbf{n} \wedge (\mathbf{E}_2 - \mathbf{E}_1) = 0 \quad (\text{II.17})$$

$$\mathbf{n} \cdot (\mathbf{D}_2 - \mathbf{D}_1) = \rho_s \quad (\text{II.16}) \quad \mathbf{n} \wedge (\mathbf{H}_2 - \mathbf{H}_1) = \mathbf{J}_s \quad (\text{II.18})$$

ρ_s est une densité surfacique de charge libres superficielles et \mathbf{J}_s est une densité linéique de courants superficiels (de surface) qui en fait n'a pas de réalité physique. Pour des milieux de conductivités finies, il faut prendre $\mathbf{J}_s = 0$ [3]. Mais, cela ne signifie pas qu'il n'existe pas de courant surfacique. En effet, en appliquant le théorème d'Ostrogradsky à l'équation de conservation de la charge (II.5), on montre :

$$\mathbf{n} \cdot (\mathbf{J}_2 - \mathbf{J}_1) = - \frac{\partial \rho_s}{\partial t} \quad (\text{II.19})$$

Une autre formulation de la condition (II.16) est :

$$\mathbf{n} \cdot (\mathbf{E}_2 - \mathbf{E}_1) = \frac{1}{\epsilon_0}(\rho_s + \rho_{sp}) \quad (\text{II.20}) \quad \text{ou} \quad \rho_{sp} = -\mathbf{n} \cdot (\mathbf{P}_2 - \mathbf{P}_1) \quad (\text{II.21})$$

ρ_{sp} est la densité superficielle de charges de polarisation à l'interface due à la discontinuité de la composante normale de polarisation. Elle est donc égale à la somme des densités superficielles de charges de polarisation des deux milieux déjà définis. Ainsi, la discontinuité de la composante normale du champ électrique à la traversée de l'interface est donnée par la somme des densités superficielles de charge libre ρ_s et de charge de polarisation ρ_{sp} . En régime variable du temps t , ces deux types de charges engendrent des courants de surface de conduction et de polarisation.

II.1.3 Passage en notation complexe.

On utilise maintenant la représentation complexe des vecteurs et scalaires réels en régime dynamique de temps t en $e^{j\omega t}$, avec ω la fréquence angulaire (pulsation). Par exemple, le champ électrique réel $\mathbf{E}(\mathbf{r}, t)$ s'obtient en prenant la partie réelle du produit de son vecteur complexe associé $\mathbf{E}(\mathbf{r})$ par le facteur de temps :

$$\mathbf{E}(\mathbf{r}, t) = \text{Re}\{\mathbf{E}(\mathbf{r}) e^{j\omega t}\} \quad (\text{II.22})$$

En notation complexe les équations de Maxwell (II.1) et (II.4) s'écrivent :

$$\nabla \wedge \mathbf{E} = -j\omega \mathbf{B} \quad (\text{II.23}) \quad \nabla \wedge \mathbf{H} = \mathbf{J} + j\omega \mathbf{D} \quad (\text{II.25})$$

$$\nabla \cdot \mathbf{B} = 0 \quad (\text{II.24}) \quad \nabla \cdot \mathbf{D} = \rho \quad (\text{II.26})$$

Et l'équation de conservation de la charge :

$$\nabla \cdot \mathbf{J} + j\omega \rho = 0 \quad \text{ou l'on simplifié partout } e^{j\omega t} \quad (\text{II.27})$$

II.1.4 Hypothèse sur les milieux de propagation.

On s'intéresse à des milieux de propagation « simple », c.-à-d. linéaires, isotropes, et homogènes. Les vecteurs complexes \mathbf{D} et \mathbf{E} sont alors proportionnels, ainsi que \mathbf{B} et \mathbf{H} , ce qui nous permet de définir la permittivité ϵ et la perméabilité μ d'un milieu telles que :

$$\mathbf{D} = \epsilon \mathbf{E} \Leftrightarrow \mathbf{P} = (\epsilon - \epsilon_0) \mathbf{E} \quad (\text{II.28})$$

$$\mathbf{B} = \mu \mathbf{H} \Leftrightarrow \mathbf{M} = \left(\frac{\mu}{\mu_0} - 1\right) \mathbf{H} \quad (\text{II.29})$$

On suppose qu'un milieu conducteur vérifie la loi d'Ohm :

$$\mathbf{J} = \sigma \mathbf{E} \quad (\text{II.30})$$

Où σ est la conductivité du milieu.

Pour tenir compte d'éventuels retards de polarisation, de magnétisation, ou de conduction, on considère respectivement ε , μ , σ complexe :

$$\varepsilon = \varepsilon'_d - \varepsilon''_d \quad \mu = \mu' - j \mu'' \quad \sigma = \sigma' - j \sigma'' \quad (\text{II.31})$$

ou la constante réelles sont toujours positives exceptées ε'_d et μ' .

Avec (II.26) et la relation de continuité (II.28) et (II.29), l'équation de conservation de charge (II.27) devient :

$$\left(\frac{\sigma}{\varepsilon} + j\omega \right) \rho = 0 \quad \Rightarrow \quad \rho = 0 \quad (\text{II.32})$$

La densité de charges libres de volume est nulle mais il peut exister une densité superficielle de charge libre à la surface d'un milieu conducteur.

Par conséquence, les équations de Maxwell (II.23) - (II.26) s'expriment en dehors des sources, de la manière suivante (en notation complexe) :

$$\nabla \wedge \mathbf{E} = -j\omega \mu \mathbf{H} \quad (\text{II.33}) \quad \nabla \wedge \mathbf{H} = j\omega \tilde{\varepsilon} \mathbf{E} \quad (\text{II.35})$$

$$\nabla \cdot \mathbf{H} = 0 \quad (\text{II.34}) \quad \nabla \cdot \mathbf{E} = \rho \quad (\text{II.36})$$

ou l'on a introduit la constante diélectrique complexe $\tilde{\varepsilon}$ qui s'exprime :

$$\tilde{\varepsilon} = \varepsilon - j \frac{\sigma}{\omega} = \varepsilon_e - j \frac{\sigma_e}{\omega} \quad \text{avec} \quad \varepsilon_e = \varepsilon'_d - \frac{\sigma''}{\omega} \quad \text{et} \quad \sigma_e = \sigma' + \omega \varepsilon''_d \quad (\text{II.37})$$

Si ω est réelle (positive), ε_e et σ_e sont réelles. Ce sont alors respectivement les permittivités et conductivités effectives.

ε_e peut être négative (même si σ'' est nulle) lorsqu'il se produit une dispersion anormale, c'est-à-dire lorsque ε_e diminue avec la fréquence. Dans un corps diélectrique, peuvent coexister plusieurs types de polarisations (polarisations induites électronique ou ionique, polarisation transrationnelle ou rotationnelle, etc.) correspondant à différentes fréquences naturelles d'excitation des dipôles électroniques microscopiques. La combinaison de ces divers types d'excitation peut alors engendrer une dispersion anormale [4].

On peut également remarquer, pour un milieu non conducteur, que si le retard à la polarisation diélectrique n'est pas nul, il subsiste une conductivité effective non nulle tenant compte des pertes par frottements entre les dipôles électriques.

L'angle de pertes p_e d'un milieu est défini par sa tangente :

$$\tan p_e = \frac{\sigma_e}{\omega \epsilon_e} \quad (\text{II.38})$$

Suivant le cas ou $\sigma_e \ll \omega \epsilon_e$ ou bien $\sigma_e \gg \omega \epsilon_e$ on dira que le milieu se comporte respectivement plutôt comme un diélectrique (angle de pertes faible) ou bien plutôt comme un conducteur (angle de perte fort).

En prenant les rotationnels de (II.33) et (II.35), il est facile de trouver les nouvelles équations d'ondes des champs électrique et magnétique complexes, soit les équations d'Helmholtz :

$$\Delta \mathbf{E} + \mathbf{k}^2 \mathbf{E} = \mathbf{0} \quad (\text{II.39}) \qquad \Delta \mathbf{H} + \mathbf{k}^2 \mathbf{H} = \mathbf{0} \quad (\text{II.40})$$

et on note :

La permittivité effective relative : $\epsilon_{er} = \frac{\epsilon_e}{\epsilon_0}$ (II.41)

Le constant diélectrique relatif complexe : $\tilde{\epsilon}_r = \frac{\tilde{\epsilon}}{\epsilon_0} = \epsilon_{er} - j \frac{\sigma_e}{\omega \epsilon_0}$ (II.42)

La perméabilité relative : $\mu_r = \frac{\mu}{\mu_0}$ (II.43)

L'indice de réfraction complexe du milieu : $\sqrt{\mu_r \tilde{\epsilon}_r}$ (II.44)

Le nombre d'onde du vide : $\mathbf{k}_0 = \frac{\omega}{c}$ (II.45)

Le nombre d'onde complexe : $\mathbf{k} = n \mathbf{k}_0$ (II.46)

Les conditions d'interface (II.15) – (II.18)

$$\mathbf{n} \cdot (\mu_2 \mathbf{H}_2 - \mu_1 \mathbf{H}_1) = 0 \quad (\text{II.47}) \qquad \mathbf{n} \wedge (\mathbf{E}_2 - \mathbf{E}_1) = 0 \quad (\text{II.49})$$

$$\mathbf{n} \cdot (\tilde{\epsilon}_2 \mathbf{E}_2 - \tilde{\epsilon}_1 \mathbf{E}_1) = 0 \quad (\text{II.48}) \qquad \mathbf{n} \wedge (\mathbf{H}_2 - \mathbf{H}_1) = 0 \quad (\text{II.50})$$

III. Les principaux types d'onde de surface élastique.

Lorsque l'on frappe sur un long rail d'acier avec une pierre, une déformation mécanique est induite au point d'impact. Le matériau étant élastique, cette déformation mécanique est induite au point d'impact puis cette déformation génère des forces de rappel tout autour du point d'impact et engendre de fait la propagation d'une perturbation mécanique dans toutes les directions. Grâce à l'action des forces de rappel élastiques, le rail retrouve rapidement sa forme initiale après le passage de la perturbation. On parle de propagation d'une onde mécanique, car l'énergie transférée au rail lors du choc se propage dans le matériau sans transporter de matière et sans altérer de façon irréversible ses propriétés locales. Dans l'acier, la vitesse de propagation d'une perturbation mécanique est typiquement de l'ordre de 5000 m/s. Cette vitesse correspond à la vitesse du son dans le matériau.

Deux principaux types d'ondes peuvent se propager suite à l'impact : des ondes de volume et des ondes de surface. Les ondes de volume se propagent à l'intérieur du matériau et peuvent exister sous deux formes distinctes : les ondes longitudinales et les ondes transversales.

Une onde longitudinale provoque une perturbation dont la direction est parallèle à la direction de propagation de l'onde. Un élément situé sur le trajet d'une onde plane progressive (OPP) longitudinale subit une succession de compression et d'étirements dans le sens de la propagation. Une onde transversale provoque une perturbation dont la direction est comprise dans le plan perpendiculaire à la direction de l'onde. Un élément situé sur le trajet d'une OPP transversale oscille autour de son point d'équilibre perpendiculaire au sens de propagation. Un plan étant défini par deux vecteurs non-colinéaires, deux directions principales orthogonales peuvent être avantageusement choisies pour rendre compte de tous les états de polarisation possible des ondes planes transversales qui se propagent selon une direction définie au sein d'un matériau. Pour une direction donnée, il faut donc considérer trois OPP : une OPP longitudinale et deux OPP transversales. La vitesse des OPP longitudinales est toujours plus grande que celle des OPP transversales. De plus, si les vitesses des deux ondes transversales sont égales dans le cas d'un solide isotrope, elles sont généralement différentes dans le cas anisotrope. En anglais, les ondes de volume portent le nom de 'bulk waves'.

Les ondes de volume ne peuvent pas dans la plupart des cas se propager en surface car les perturbations physiques qu'elles y génèrent ne satisfont pas aux conditions aux limites très particulières imposées par l'absence de matière au dessus du chemin de propagation. Dans certains cas, une combinaison d'effets mécaniques et électriques permet cependant à certains

cas, une combinaison d'effets mécaniques et électriques permet cependant à certaines ondes de volume transversales (ou ondes de cisaillement) polarisées dans un plan parallèle à la surface de se propager très près de la surface voire en surface. En anglais, ces ondes de volume particulières sont nommées Surface Skimming Bulk Waves (SSBW) et font partie de la famille des Shear Horizontal Waves (SH-Waves). Lorsque les conditions naturelles de propagation ne sont pas suffisantes pour que l'onde transverse horizontale puisse se propager en surface, il est parfois possible de piéger cette onde à l'aide d'un réseau de doigts métalliques ou de sillons disposés le long du parcours de l'onde. Dans ce dernier cas, les ondes SSBW deviennent des Surface Transverse Waves (STW). Ces deux types d'onde sont très utilisés pour la réalisation de filtres SAW car les SSBW et les TW sont plus rapides, possèdent souvent un meilleur coefficient de couplage électromagnétique (K^2) et sont beaucoup moins sensibles aux pollutions de surface que les ondes SAW de types Rayleigh. Sous certaines conditions, les ondes de volume longitudinal et transversal peuvent toutefois se couper pour satisfaire les conditions aux limites de surface. Lorsque la matière subit un effort mécanique, elle se contracte (ou se dilate) perpendiculairement à la direction de l'effort appliqué (voire figure II.1). Cet effet est décrit analytiquement par le coefficient de Poisson.

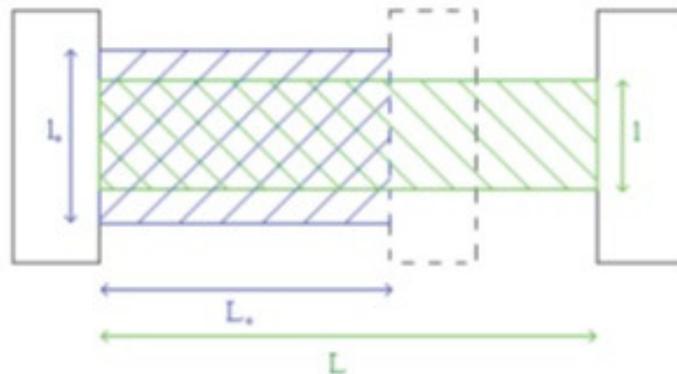


Figure II.1 Contraction transversal de la matière soumise à une force longitudinale (étirement) [5]

Lorsqu'une onde longitudinale se propage en surface, elle génère donc des contraintes longitudinales. De même, une onde transversale polarisée dans le plan sagittal (plan perpendiculaire à la surface, qui comprend la direction de propagation) génère des contraintes longitudinales en plus des contraintes perpendiculaires à la surface. En combinant judicieusement les deux ondes (même vitesse et déphasage de $\pi/2$), il devient dès lors possible de compenser les contraintes perpendiculaires générées par l'une avec celles, opposées par l'autre. Le couplage des deux modes de propagation permet alors de satisfaire à la condition de nullité des contraintes mécaniques perpendiculaires à la surface, imposée dans le cas d'une

onde de surface par l'absence de matières au dessus du chemin de propagation (continuité des contraintes).

Les ondes de Rayleigh ne sont pas les seules ondes élastiques qui peuvent se propager à la surface de matériaux solides homogène et d'épaisseur semi-infinie. Des ondes différentes se propagent dans certaines conditions d'orientation de la surface et du vecteur d'onde par rapport aux axes cristallins. Elles comprennent :

- Les ondes de Bleustein-Gulyaev (BG). Ces ondes purement transversales induisent un déplacement des particules à la surface (polarisation horizontale) et se propagent dans une direction formant un plan sagittal (plan perpendiculaire à la surface, qui comprend la direction de propagation) perpendiculaire à un axe de symétrie d'ordre 2. La vitesse de propagation de ces ondes est un peu différente de celle des ondes de volumes transversales de même polarisation. Les ondes de BG pénètrent dans le substrat beaucoup plus profondément que les ondes de Rayleigh avec une décroissance d'amplitude exponentielle. L'épaisseur de peau concernée par ces ondes est comprise entre 10 et 100 longueurs d'onde [6].
- Les pseudo-ondes de surface ou onde à pertes, appelées « Leaky Waves » en anglais. Ces ondes s'apparaissent quand la vitesse des ondes de Rayleigh devient égale à celle de l'onde quasi transversale de volume la plus lente, pour des raisons d'anisotropie du milieu. Un couplage entre l'onde Rayleigh et l'onde transversale peut alors se produire. L'onde de Rayleigh se transforme le long du trajet de propagation en onde transversale de volume et ne reste plus confinée près de la surface. On trouve l'onde « fuite » dans le volume [7]. La profondeur de pénétration pour une onde se propageant sur une surface libre est de l'ordre de plusieurs longueurs d'onde. Avec une surface métallisée, l'onde est piégée fortement en surface et la profondeur de pénétration est réduite à une longueur d'onde approximativement. Il existe toutefois des coupes et des directions de propagation pour lesquelles les pertes sont très faibles, ce qui rend les ondes Leaky très intéressantes pour la réalisation de dispositifs SAW, car leur coefficient de couplage électromécanique est généralement nettement plus élevé que celui des ondes de Rayleigh, pour un matériau donné.

IV. Modèles de propagation par onde de surface Norton

IV.1 Introduction

Les modes d'ondes de surface (modes de Fano et Zenneck) sont des solutions élémentaires de l'équation d'Helmholtz, déterminées en l'absence de source extérieure. Dans ce chapitre, on se propose à présent les ondes de surface excitées par des dipôles infiniment petits, électriques ou magnétiques, placés verticalement ou horizontalement dans l'air, au dessus de la surface plane d'un milieu dont l'indice de réfraction complexe est fini.

La mise au point de formules pour le champ électromagnétique créé par des dipôles élémentaire, en présence d'une interface plane, on a commencé au début de siècle avec les travaux de Sommerfeld [8]. Celui-ci cherchait à établir un lien avec la théorie de l'onde de surface Zenneck [1]. Il calcula le champ dû à un dipôle électrique vertical (DEV) situé dans l'air, à la surface. Dans l'expression du champ total, il distingua un terme d'onde de surface, de mêmes caractéristiques que l'onde Zenneck cylindrique radiale, auquel il attribua à tort un rôle important dans la propagation de l'onde de sol (onde totale résultant de la combinaison de l'onde d'espace avec l'onde de surface). Par une autre méthode, suggérée par Sommerfeld, Weyl [9] trouva des formules pour exprimer les composantes du vecteur de Hertz dû au dipôle en espace libre sous la forme d'un spectre angulaire d'onde plane [10-12]. Les ondes planes incidentes à l'interface sont réfléchies et réfractées selon des angles vérifiant les lois de Snell-Descartes. Puisque les résultats de Weyl ne confirmaient pas ceux de Sommerfeld, ce dernier fut amené à revoir ses calculs, dont une première correction fut publiée en 1926 [13], puis une deuxième en 1935 [14,15]. Dans la nouvelle expression de l'onde de surface, le terme d'onde Zenneck est toujours présent, mais Sommerfeld admet qu'il est indissociable des autres termes de champ et ne peut pas être prépondérant dans l'onde de sol, dans le cas de milieux simples [16]. Les champs calculés par Sommerfeld sont représentés par des intégrales générales et complexes, se prêtant difficilement à une interprétation physique. Cet inconvénient, ajouté aux conséquences des erreurs dans les formules précédentes de Sommerfeld, fut à l'origine de nombreuses incertitudes concernant l'existence de l'onde de Zenneck. Afin de faciliter l'analyse et le calcul numérique des intégrales dites de Sommerfeld, beaucoup de personnes en ont cherché des approximations, comme van der Pol et Niessen [17], Wise [18], Rice [19], Wait et Campbell [20]. De nos jours, le modèle de propagation par onde de sol le plus connu, en terre plate, est celui de Norton [21]-[24]. L'onde surface Norton n'est pas la seule solution de l'équation d'onde car ce n'est pas une « vrai » onde de surface.

Elle mérite son nom parce qu'elle existe seule sur l'interface, ou l'onde d'espace s'annule, et qu'elle devient négligeable par rapport à l'onde d'espace en s'éloignant de l'interface.

R.J. King [25] a pu retrouver le modèle de Norton [26] non pas par la méthode classique de Weyl-Sommerfeld mais plus physiquement à l'aide de notions encore largement utilisées actuellement, telles que les théorèmes de compensation et de réciprocité électromagnétiques et l'impédance de surface. En cela, il existe des points communs avec les travaux de Hufford [27], Bremmer [28], [29] et Wait [30].

IV.2 Propagation d'une onde électromagnétique sur une surface plane

L'onde Norton donne l'expression analytique du champ électromagnétique rayonné par un dipôle élémentaire vertical en présence d'un sol (terre ou mer). Il adopte une approximation de « terre plate », c'est à dire qu'il ne prend pas en compte la rugosité du sol ou la rotondité de la terre. Le milieu est modélisé par sa permittivité, à travers le coefficient de réflexion. Il s'agit d'un modèle non-descriptif et approché. Le champ EM est décomposé en trois termes : le champ issu du trajet direct de l'onde, le champ réfléchi et le champ créé par l'onde de surface. D'autres calculs du champ rayonné par un dipôle vertical, en présence de la mer, ont été réalisés depuis, comme ceux de King, qui lèvent une condition imposée par la formulation de Norton : la distance entre les antennes émettrice et réceptrice doit être très grande devant leurs hauteurs (condition de champ lointain). Il est nécessaire de définir ce qu'est une onde Norton. L'onde Norton est une onde de surface qui se propage parallèlement et le long de l'interface, et qui est évanescence suivant la direction perpendiculaire à l'interface. Cette définition reste assez générale par rapport à l'autre définition connue en littérature, car elle ne fait aucune hypothèse sur la nature des milieux ou la géométrie de l'interface. Ce qui n'empêche pas sa présence sur les milieux à grande permittivité, comme les cellules biologiques ou les oranges humain.

IV.3 Formalisme des ondes Norton

Il est apparu qu'une manière simplifiée de décrire la propagation sur une surface diélectrique à pertes consiste à utiliser la fonction d'affaiblissement de Sommerfeld qui décrit le comportement de l'onde de surface des modes TM et TE [31], [32]. La fonction d'affaiblissement de Sommerfeld s'exprime formellement de la manière suivante :

$$\mathbf{F}(\mathbf{p}) = \mathbf{1} - \mathbf{j}\sqrt{\pi\mathbf{p}}e^{\mathbf{p}}[1 - \text{erf}(\mathbf{j}\sqrt{\mathbf{p}})] \quad (\text{II.51})$$

La hauteur de l'antenne dipôle élémentaire qui représente la source doit être très petite. Il s'ensuit que le coefficient de réflexion s'approche de 1, et que le seul mécanisme de propagation envisagé est le long de la surface [33]. Les ondes de Norton représentent la différence entre le champ de l'optique géométrique et le champ réel.

Dans notre cas, le dipôle élémentaire est déposé sur le corps avec une polarisation vertical. Le champ électrique peut s'exprimer selon la formule (II.52) ci-dessous.

$$E(0, z) \approx E_0 F(p) \quad (\text{II.52})$$

Dans ce cas, le paramètre R s'exprime sous la forme : $P \approx \frac{-j k_0 d}{2N^2}$ et la permittivité relative $k \approx \frac{\epsilon_c}{\epsilon_0}$. L'indice de réfraction N est le nombre d'onde normalisé [34]. La fonction d'erreur, pour un paramètre réel, est mise en œuvre avec un développement limité à dix coefficients de polynômes non nuls.

Pour $|j\sqrt{p}| < 0.3$, le polynôme est donné par la série de Taylor, $\sum_{n=1}^{\infty} (f^{(n)}(a)(x - a)^n / n!)$ avec la somme évaluée au neuvième terme.

Dans le cas où $0.3 < |j\sqrt{p}| < 6$, le résultat de $\text{erf}(j\sqrt{p})$ est donnée par la totalité des 57 polynômes du neuvième ordre dans un intervalle de longueur 0.1 pour satisfaire à une double précision.

Pour $|j\sqrt{p}| > 6$, cette fonction est asymptote à la valeur de ± 1 comme $(1 - \text{erf} |j\sqrt{p}|) < \epsilon$.

De plus, si le support est constitué de tissus biologiques, la fonction d'erreur est définie comme un nombre complexe $\epsilon_c = \epsilon + \frac{\sigma}{j\omega}$, et chaque fonction partielle n'est évaluée que si elle contribue au résultat [35]. L'évolution du champ $E(z)$ avec la distance peut être estimée selon plusieurs formes. Cette évolution dépend de $|P|$ qui dépend à son tour de la fréquence, la permittivité, la conductivité et de la distance.

Nous allons développer dans le chapitre 3, les études de propagation sur des modèles équivalents aux parties du corps (bras, cuisse, abdomen, etc.) qui possèdent une longueur moyenne de 35 cm.

V. Modèle de propagation par ondes Kings

V.1 Introduction

Dans son ouvrage de 1966, Banos [36] récapitule sous la forme d'intégrales de Sommerfeld les expressions exacts et générales des champs créés par des dipôles élémentaires, électrique ou magnétique, verticaux ou horizontaux, en présence d'une interface plane entre deux milieux semi-infinis. Il donne également des formules de champ simplifiées dont l'inconvénient est qu'elles ont des domaines de validités disjoints (en distance, fréquence, etc.) comme le souligne R.W.P. King [7], [37]. Cela nuit à une compréhension précise du phénomène physique de la propagation de l'onde de sol et principalement de l'onde de surface. Les travaux théoriques et expérimentaux de R.W.P. King, menés à partir des années 1980 avec l'aide de nombreux collaborateurs dont T.T. Wu, M.F. Brown, M. Owens, ont fait de nombreuses publications qui ont tout particulièrement retenu notre attention puisque King veut justement mettre au point des modèles de propagation à plus larges domaines d'applications. L'interface entre les deux milieux est toujours supposée plane.

Jusqu'en 1985, il semble que R.W.P. King traite seulement les cas de dipôle situé soit dans un milieu 1 plus dense que le milieu 2 (le nombre d'onde du milieu 1 est donc relativement forte en module par rapport à celui du milieu 2), soit dans le milieu 2 à l'interface [38], [39]. Seul le champ électromagnétique du milieu 1 est disponible avec tout de même la possibilité d'en déduire le champ du milieu 2 à l'interface à l'aide des relations de continuité des composantes de champs normales et tangentielles. Il faut dire qu'à cette époque, King paraît s'intéresser principalement aux problèmes de communications entre sous-marins, ce qui explique peut-être le manque d'informations sur le champ du milieu 2. L'onde guidée le long de l'interface est appelée « onde latérale » et elle a les caractéristiques d'une onde de surface dans le milieu 1. Elle est mieux excitée par un dipôle électrique horizontal (DEH) que par un dipôle électrique vertical (DEV) si les dipôles sont dans le milieu 1. Le domaine de validité du modèle d'onde latérale King s'étend jusqu'en champ proche, à des distances près du dipôle source inférieures à la longueur d'onde du vide.

Dans un article de 1986, R.W.P. King [40] calcule le champ électromagnétique dans le milieu 2 dû à un dipôle électrique horizontal (DEH) dans le milieu 1. Avec l'hypothèse de distances pas trop grandes, il détermine la profondeur de pénétration de l'onde latérale dans le

milieu 2 ainsi que les rapports de puissance entre l'onde totale, l'onde latérale et l'onde d'espace. Ces formules trouvent surtout des applications en géophysique, lorsqu'il s'agit de modéliser la propagation au voisinage de l'interface entre la mer (milieu 1) et la lithosphère (milieu 2). Si cette dernière est vue comme un milieu stratifié, il peut se produire de multiples réflexions, de l'onde d'espace, mais aussi de l'onde latérale si elle pénètre suffisamment loin dans le milieu 2.

Récemment, King [41] a calculé un nouveau modèle de propagation par onde de sol, publié en 1990, pour un DEV situé cette fois dans le milieu 2 (moins dense que le milieu 1) à une hauteur quelconque au dessus de la surface. Il semble que King n'ait pas encore procédé à des essais de validation expérimentale.

VI. Comparaison entre le modèle de Norton et King

L'onde de surface de Norton et l'onde de surface King dans son modèle de 1990, pour un dipôle électrique vertical (DEV) élevé dans le milieu 2 à une hauteur h quelconque au dessus de l'interface, semble ne pas être de même nature.

L'onde de surface Norton représente la correction à apporter au champ de l'approximation optique géométrique, soit encore à l'onde d'espace constituée par les champs de rayonnement direct et réfléchi (avec le coefficient de réflexion de Fresnel des ondes planes). L'onde de surface King représente la correction à ajouter aux expressions complètes et exactes des champs direct et image, qui existeraient seuls si la surface était parfaitement réfléchissante.

Dans ces limites, ou $|K_1|$ est infiniment grand, même l'onde de surface de Norton s'annule puisque le coefficient de réflexion Γ_v , en mode TM, tend vers +1, et la fonction d'atténuation de Sommerfeld $F(u)$, e, mode TE, tend vers zéro (la distance numérique u tendant vers l'infini). Alors, pour une surface parfaitement réfléchissante, les modèles de Norton et King sont identiques en champ lointain.

Ainsi dans les modèles de Norton et King, l'onde de surface existe à cause du module fini de K_1 . Malgré ce point commun, il n'est pas facile de décider laquelle de ces deux représentations de l'onde de sol est plus justifiée sur le plan physique.

Dans cette thèse on s'intéresse sur l'étude des ondes Norton, pour des surfaces planes, qui présentent le champ électrique émis dans l'espace libre par un dipôle élémentaire implanté sur un diélectrique. Dans le but d'améliorer la compréhension théorique de la propagation des ondes de surface, nous avons élargi la bande de travail pour connaître la validité des ondes de Norton suivant les différentes propriétés du diélectriques (faible ϵ_r , σ , f), ou autrement dit, la validité de ces formules pour les différentes couches du corps humain (graisse, os, etc.). Nous avons abouti à des formules critiques présentés dans le chapitre suivant, qui vérifient le formalisme de Norton et qui donnent une forme mathématique claire et simple sur la grandeur de l'atténuation de ces ondes suivant les différentes couches du corps.

VII. Modèle de propagation par onde du surface Watson

VII.1 Introduction

Les ondes de surface comme celle de STONELEY et la première onde de FRANZ élastique circulant à la périphérique d'une cylindre plein et d'un tube élastique dont la cavité interne est remplie d'un fluide léger (air) a partir des propriétés de la transformation de Sommerfeld-Watson. L'étude des ondes de surface circulant à la surface des objets élastiques immergés est liée à l'analyse des phénomènes résonants [42], [43]. Parmi les différentes approches de la question, deux théories ont été plus particulièrement appliquées pour des objets cylindriques ou sphériques : La théorie de la matrice S encore appelée « Resnace Scattering Theory » et la désormais classique transformation de Sommerfeld-Watson. Des travaux ont été effectué sur les ondes de surface internes dont l'énergie est confinée en majeure partie dans le matériau élastique et ils ont pu montrer à l'aide des deux théories évoqués précédemment que ces ondes de surface sont liées à l'apparition de résonances dont la fréquence X_{n1} , le mode n et la largeur Γ_{n1} ont été déterminés par des méthodes dérivées de ces théories.

VII.2 Formalisme des ondes Watson

La théorie sur la série de Watson [44] a été publiée en 1918 et améliorée par la suite [45]. La modélisation des ondes Watson a d'abord été appliquée au cas de la sphéricité de la terre, puis elle a été généralisée pour le calcul de la diffraction des faisceaux hertziens [46].

Le phénomène de propagation des ondes rampantes est analogue pour un cylindre et pour une sphère dans une tranche perpendiculaire à son axe [47].

On souhaite transposer ce phénomène de propagation à la surface corporelle qui possède en général des parties cylindrique et sphérique (torse, tête, etc.) avec des rayons différents [48]. Pour ce faire, il faut adapter la série de Watson avec les propriétés physiques de la surface corporelle. Le paramètre q représente les caractéristiques diélectriques du milieu. Dans le cas où l'antenne est placée à la surface d'un diélectrique à pertes caractérisé par sa permittivité complexe :

$$\varepsilon_{rc} = \varepsilon_r (1 - \tan \delta) \quad (\text{II.53})$$

Afin d'étudier l'atténuation de la norme du champ électrique, il faut prendre en compte le facteur d'atténuation de Watson qui s'exprime sous la forme d'une série infinie :

$$W \approx e^{-j\frac{\pi}{4}} \sqrt{\pi x} \sum_n \frac{e^{-jxt_n}}{t_n - q^2} \frac{w_1(t_n - y_1)w_1(t_n - y_2)}{w_1^2(t_n)^2} \quad (\text{II.54})$$

Chaque terme de la série constitue un mode de propagation avec sa propre atténuation. Cette dernière dépend des caractéristiques diélectriques du milieu contenues dans le paramètre q

Dans un milieu homogène de forte permittivité, muscle ou peau, le paramètre q peut être présenté sous la forme suivante :

$$q = -j \left(\frac{k_a}{2} \right)^{1/3} \quad (\text{II.55})$$

Dans les cas où les conditions déjà citées ne sont pas satisfaites, on préfère utiliser l'impédance de surface normalisée :

$$\Delta = \frac{q}{\sqrt{\varepsilon_r}} \quad (\text{II.56})$$

Chaque mode dépend de trois paramètres liés au positionnement des antennes sur le cylindre. On note X la distance normalisée, Y_1 et Y_2 les hauteurs normalisées des antennes émettrice et réceptrice respectivement.

$$X = \left(\frac{k_a}{2} \right)^{1/3} \frac{d}{a} \quad (\text{II.57})$$

$$Y_1 = \left(\frac{2}{k_a} \right)^{1/3} kh_1 \quad Y_2 = \left(\frac{2}{k_a} \right)^{1/3} kh_2 \quad (\text{II.58}), (\text{II.59})$$

D'après [49], la série de Watson ne peut s'appliquer que dans le cas où le périmètre P du cylindre satisfait la condition $P/\lambda \gg 1$. Dans nos études, la tête humaine sera le cylindre qui possède le périmètre le plus petit (60 cm). La longueur d'onde à la fréquence de travail 2.5 GHz est de 12 cm, ce qui donne une valeur de 5 au rapport ci-dessus. Dans la série de Watson, l'atténuation de chaque mode n est liée à la partie imaginaire de t_{nc} . D'après [44] et [47], pour un cylindre parfaitement conducteur ($\Delta=0$), le paramètre t_c est donné pour chaque mode sous cette forme :

$$t_{1c}^0 = 1.0188e^{-j\frac{\pi}{3}} \quad t_{2c}^0 = 3.24820e^{-j\frac{\pi}{3}} \quad t_{3c}^0 = 4.82010e^{-j\frac{\pi}{3}} \quad t_{4c}^0 = 6.16331e^{-j\frac{\pi}{3}}$$

$$t_{5c}^0 = 7.37218e^{-j\frac{\pi}{3}}$$

Le terme $w_1(t)$ est une fonction de Airy [45], et le rapport $w_1(t_{nc} - y_1) / w_1(t_{nc})$ exprime un gain de hauteur des antennes. Dans le cas d'un mode TM, la surface est inductive, et le champ décroît approximativement de façon linéaire [47], [49]. La hauteur des antennes étant faible par rapport à la longueur d'onde et au rayon du cylindre, le gain de la hauteur est très proche de 1.

Dans ce ca, la série de Watson peut s'exprimer sous la forme :

$$W \approx e^{-j\frac{\pi}{4}} \sqrt{\pi x} \sum_{nc} \frac{e^{-jxt_{nc}}}{t_{nc} - q^2} \quad (\text{II.60})$$

La figure (II.2) montre le module de la série de Watson limitée à cinq premiers modes en fonction de la distance normalisée X . Il est clair que tous les modes, à l'exception du premier mode, sont fortement atténués lorsque $X > 1$, ce qui permet de limiter la série au premier mode.

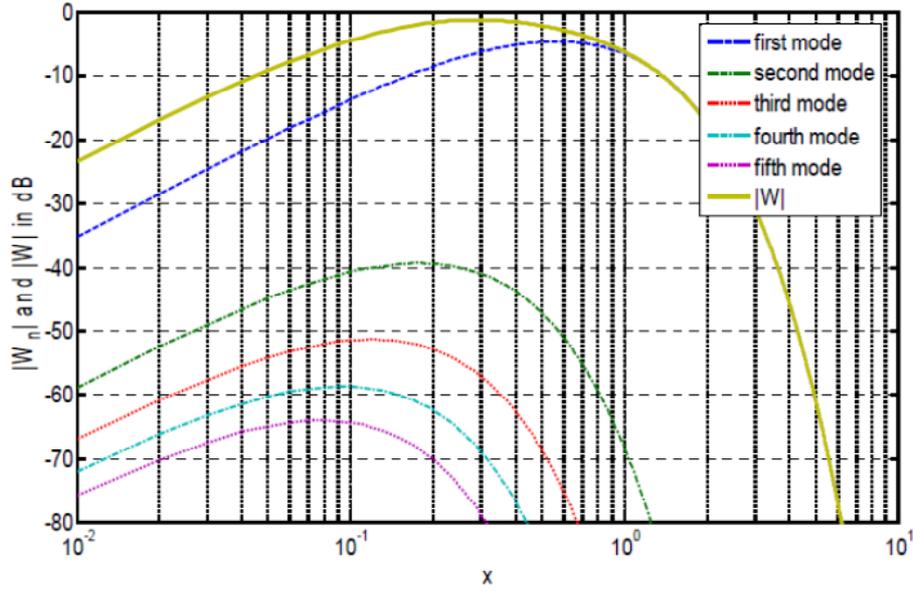


Figure II.2 Cinq premiers modes et module de W limité à ces cinq premiers modes en fonction de la distance normalisée X

D'autre part, les propriétés d'un muscle présentées précédemment conduisent à une valeur de $|q|$ qui vaut 0.24. Il est donc possible de négliger $|q^2| = 0.0576$ devant t_{1c} . Le module de la série de Watson peut s'exprimer suivant l'équation (II.61) :

$$|W| = \frac{\pi^{2/3}}{\lambda^{1/6} a^{1/3} |t_{1c}|} d^{1/2} e^{-\alpha d} \quad (\text{II.61})$$

Le bilan de liaison G est le rapport de la puissance reçue P_{RX} sur la puissance émise P_{TX} .

La puissance reçue P_{RX} est simplement le produit de la densité surfacique de puissance incidente par la surface équivalente de réception.

$$P_{RX} = \frac{\lambda^2}{4\pi} G_{RX} \frac{|E|^2}{2\eta_0} \quad (\text{II.62})$$

A partir de l'équation (II.62), on peut calculer le champ électrique du mode dominant à la distance d :

$$|E| = 2 \sqrt{\frac{\eta_0}{2\pi}} \sqrt{\frac{P_{TX} G_{TX}}{d}} \frac{\pi^{2/3}}{\lambda^{1/6} a^{1/3} |t_{1c}|} e^{-\alpha d} \quad (\text{II.63})$$

La puissance reçue P_{RX} est le produit de la surface équivalente de réception par la densité de puissance :

$$P_{RX} = \frac{\lambda^2 |E|^2}{8\pi\eta_0}$$

Le bilan de liaison G est alors exprimé par le rapport de la puissance reçue sur la puissance émise :

$$G = \frac{P_{RX}}{P_{TX}} = \frac{c^{10/6} \pi^{4/3}}{4\pi^2 |t_{lc}|^2} \frac{e^{-2\alpha d}}{f^{10/6} a^{2/3} d} G_{TX} G_{RX} \quad (\text{II.64})$$

Le bilan de liaison s'exprime donc en dB comme le montre la relation (II.65) :

$$G_{dB} = 65.25 - 20 \log |t_{lc}| + G_{RX} + G_{TX} - 16.7 \log f_{MHz} - 10 \log d_{cm} - 6.7 \log a_{cm} - \alpha_{dB/cm} d_{cm} \quad (\text{II.65})$$

Cependant, ce bilan de liaison n'est correct que si l'antenne rayonne dans un seul sens, autrement dit, s'il n'existe pas de zones d'interférence entre les ondes qui se propagent de part et d'autre du cylindre.

La figure (II.3) présente les différents trajets suivis par les ondes rayonnées par un dipôle disposé à la surface d'une sphère.

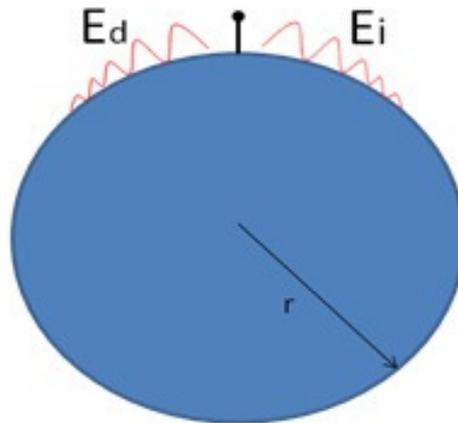


Figure I.3 Trajet des ondes direct et indirect autour d'un cylindre

Les interférences entre l'onde directe nommée E_d et l'onde indirecte nommée E_i doivent être prises en compte.

Considérons un cylindre de périmètre $p=2\pi a$.

Soit d la distance parcourue par l'onde direct et $p-d$ la distance parcouru par l'onde indirecte. En n'importe quel point le long de la surface, le champ total s'exprime alors par la somme des deux ondes E_d et E_i comme le montre l'équation suivante :

$$E = |E_{0d}| W_d e^{-jk d} + |E_{0i}| W_i e^{-jk (p-d)} \quad (\text{II.66})$$

Le bilan de liaison pour les ondes directe et indirecte est alors donné en dB par :

$$G = \frac{P_{RX}}{P_{TX}} = \frac{c^{10/6} \pi^{4/3}}{4\pi^2 |t_1|^2 d f^{10/6} a^{2/3} d} |(e^{-\alpha d} e^{-jkd} + e^{-\alpha(p-d)} e^{-jk(p-d)})^2| G_{TX} G_{RX} \quad (\text{II.67})$$

Soit A_1 et A_2 l'atténuation en module des deux ondes directe et indirecte respectivement :

$$A_1 = e^{-\alpha d} \qquad A_2 = e^{-\alpha(p-d)}$$

Soit B_1 et B_2 les phases des deux ondes directe et indirecte respectivement :

$$B_1 = e^{-jkd} \qquad B_2 = e^{-jk(p-d)}$$

La figure (II.4) présente l'atténuation du produit :

$$F = A_1 B_1 + A_2 B_2. \quad (\text{II.68})$$

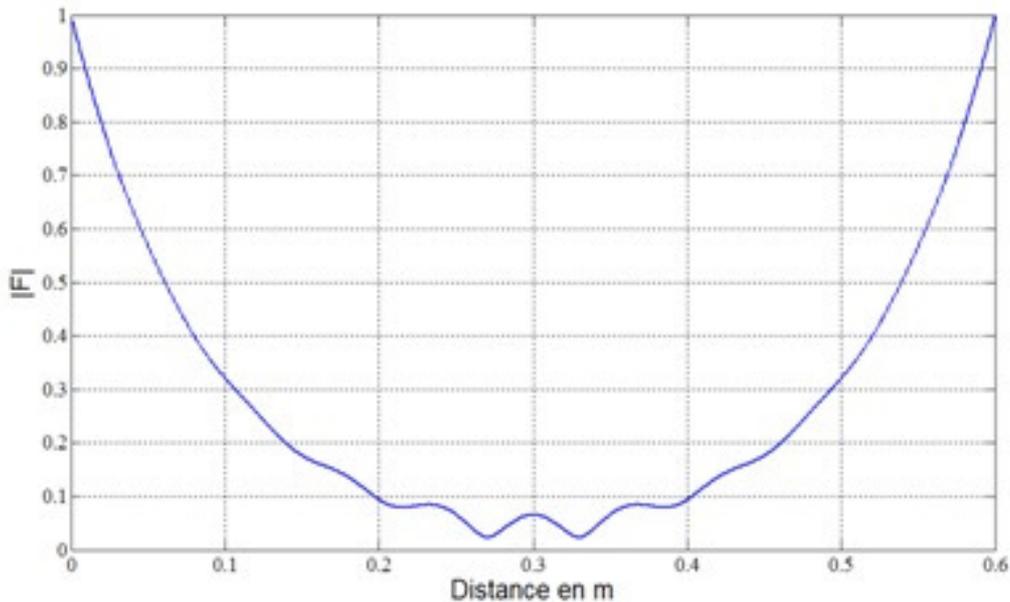


Figure II.4 Atténuation en module et en phase de la relation (2.14)

Pour une distance de 60 cm, on constate que l'atténuation est linéaire au début du trajet. L'influence de la phase ne se présente qu'à partir de 15 cm. On remarque des ondulations dans les derniers 10 cm du trajet derrière le cylindre, cela est dû à la phase des ondes directe et indirecte qui peuvent se retrouver en phase pour avoir un maximum ou bien en opposition de phase pour avoir un minimum.

VIII. Conclusion

Notre objectif est d'y présenter avec minutie et simplicité les différents types d'ondes de surface comme, l'onde Zenneck, l'onde de surface Norton, l'onde de surface Watson, et d'autre types d'onde de surface (comme les ondes de surface élastique).

Dans un premier temps on donne quelques notions de bases sur l'électromagnétisme et sur les équations de Maxwell. Dans un deuxième temps, on présente les différents types d'onde de surface élastique. Ensuite, on présente une étude mathématique raffiné sur le modèle de propagation des ondes sur une surface plane (ondes Norton) avec une comparaison avec celle des ondes King. Finalement, on présente des études de simplification du modèle de propagation des ondes sur une surface cylindrique (ondes Watson).

Le premier but de ce chapitre est d'apporter au lecteur non-spécialiste les connaissances de base nécessaires pour une bonne compréhension des travaux présentés ensuite. Le deuxième but, c'est introduction à la physique des ondes de surfaces afin de permettre aux doctorants qui prendront la suite d'économiser ce temps précieux.

Référence

- [1] J. Zenneck, “Über die Fortpflanzung ebener elektromagnetischer Well langs einer ebener Leiterfläche und ihre Beziehung zur drahtlosen Telegraphie”, *Annalen der Physik*, vol. 23, pp. 8466866, Sept. 190.
- [2] G. Fournet, “Electromagnétisme à partir des equations locales”, 2^{ème} édition, Masson, Paris, 1985.
- [3] J. A. Stratton, “Electromagnetic theory”, International Series in Physics, First edition, Mc Graw-Hill Book Company Inc. New York and London, 1941.
- [4] R. W. P. King, G. S. Smith, “Antennas in matter. Fundamentals, theory and applications”, *The MIT Press, Massachusetts*, 1981.
- [5] [http : //fr.wikipedia.org/wiki/Coefficient_de_Poisson](http://fr.wikipedia.org/wiki/Coefficient_de_Poisson).
- [6] J.L. Bleustein, ‘ A new surface wave in piezoelectric materials,’ *Appl. Physy. Lett. , Vol. 13*, pp. 412-413, 1968.
- [7] K. Yamanouchi, M. Takeuchi, ‘Application for Piezoelectric Leaky Surface Waves,’ *Proc. IEEE Ultrasonics Symp.*, pp. 11-18, 1990.
- [8] A. N. Sommerfeld, “Über die Ausbreitung der Wellen in der drahtlosen Telegraphie”, *Annalen der Physik*, vol. 28, pp. 665-737, 1909.
- [9] H. Weyl, “Ausbreitung elektromagnetischer Wellen über einem ebenen Leiter”, *Annalen der Physik*, vol. 60, pp. 481-500, 1919.
- [10] J. A. Stratton, “Electromagnetic theory”, *International Series in Physics, First edition, Mc Graw-Hill Book Company Inc., New York and London*, 1941.
- [11] J. R. Wait, “Electromagnetic surface waves”, *Advances in Radio Research*, vol. 1, pp. 157-217, J. A. Saxton, Ed. New York, Academic Press 1964.
- [12] A. Banos, “Dipole radiation in the presence of a conducting half-space”, *Pergamon Press, New York*, 1966.
- [13] A. N. Sommerfeld, “Über die Ausbreitung der Wellen in der drahtlosen Telegraphie”, *Annalen der Physik*, vol. 81, n°17, pp. 1135-1153, Dec. 1926.
- [14] A. N. Sommerfeld, “Differential u. Integral gleichungen der Mechanik u. Physik”, vol. II, P. Frank and R. V. Mises, Eds. Braunschweig , Germany : *F. Vieweg and Son*, pp. 932-933, 1935.
- [15] C. J. Bouwkamp, “On Sommerfeld’s surface wave”, *Physical Review*, vol. 80, pp. 294, 1950.
- [16] R. W. P. King, M. F. Brown, “ Lateral electromagnetic waves along plane boundaries: A summarizing approach.”, *Proceedings of the IEEE*, vol. 72, n°5, pp. 595-611, May 1984.
- [17] B. van der Pol, K. F. Niessen, “Propagation of electromagnetic waves over plane earth”, *Annalen der physic*, vol. 6, pp. 273-295, Aug. 1930.

- [18] W. H. Wise, "The physical reality of Zenneck's surface wave", *Bell System Tech. J.*, vol. 16, pp. 35-44, Jan 1937.
- [19] S. O. Rice, "Series for the wave function of a radiating dipole at the earth's surface", *Bell surface Tech. J.*, vol. 16, pp. 101-109, Jan. 1937.
- [20] J. R. Wait, L. L. Campbell, "The fields of an electric dipole in a semi-infinite conducting medium", *Journal of Geophysical Research*, vol. 58, pp. 21-28, March 1953.
- [21] K. A. Norton, "The propagation of radio waves over the surface of the earth and in the upper atmosphere", Part I, *Proceedings IRE*, vol. 24, pp. 1367-1387, Oct. 1936.
- [22] K. A. Norton, "The propagation of radio waves over the surface of the earth and in the upper atmosphere", Part II, *Proceedings IRE*, vol. 24, pp. 1367-1387, Oct. 1937.
- [23] K. A. Norton, "The polarization of down coming ionospheric radio waves", *FCC Report 60047*, National Bureau of Standards, Boulder, Colorado, 1942.
- [24] J. R. Wait, "Electromagnetic waves in stratified media", *International Series of Monographs on Electromagnetic Waves*, vol. 3, Pergamon Press, London, 1962
- [25] R. J. King, "Electromagnetic wave propagation over a constant impedance plane", *Radio Science*, vol. 4, n°3, pp. 255-268, March 1969.
- [26] G. A. Hufford, "An integral equation approach to the problem of wave propagation over an irregular surface", *Quart. J. Appl. Math.*, Vol. 9, pp. 391-404, 1952.
- [27] H. Bremmer, "The extension of Somerfield's formula for the propagation of radio waves a flat earth, to different conductivities of the soil", *Physical*, vol. 20, pp. 441-460, 1958.
- [28] H. Bremmer, "Applications of operational calculus to ground-wave propagation particularly for long waves", *IRE Trans. Antennas Propagation*, Vol. 6, n°3, pp. 267-272, 1958.
- [29] J. R. Wait, "Mixed path ground-wave propagation. Part 1: Short distances", *J. Res. NBS. Vol. 57*, n°1, pp. 1-15, 1956.
- [30] SOMMERFELD (A. Differential u. Intergralgleichungen der Mechanik u. Physik, vol. II, P. Frank and R. V. Mises, Braunschweig. F. vieweg and Son (1935), pp. 932-933.
- [31] A. N. Sommerfeld, "Über die Ausbreitung der Wellen in der drahtlosen Telegraphie", *Annalen der Physik*, Vol.28, p.665-737, 1909.
- [32] Rodney G. Vaughan, Andrew Lea, Ping Hui and Jani Ollikainen "Theory of propagation for direct ON-BODY Wireless sensor communication" *School of Engineering Science, Simon Fraser University, British Columbia, Canada.*
- [33] Andrew Lea, Ping Hui, Jani Ollikainen and Rodney G. Vaughan "Propagation Between On-Body Antennas" *IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION, VOL. 57, NO. 11, NOVEMBER 2009.*
- [34] Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne (EPFL) Laboratoire d'Optique Biomédicale (LOB) *BM-Station 17, 1015 Lausanne, Switzerland. January 13, 2008.*

- [35] A. Banos, “ Dipole radiation in the presence of a conducting half-space”, *Pergamon Press, New York, 1966.*
- [36] R. w. King, “New formula for the electromagnetic field on a vertical electric dipole in a dielectric or conducting half-space near its horizontal interface”, *Journal of Applied Physics, Vol. 53, n°12, pp. 8476-8482, Dec. Erratum, Journal of Applied Physics, Vol. 56, n°11, pp. 3366, Dec. 1984.*
- [37] T. T. Wu, R. W. King, “Lateral waves : a new formula and interference patterns”, *Radio Science, Vol. 4, n°3, pp. 255-268, March 1969.*
- [38] R. w. King, “Electromagnetic surface waves: New formulas and applications”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. AP-33, n°11, pp.1204-1212, Nov. 1985.*
- [39] R. w. King, M. Owens, T. T. Wu, “Properties of lateral electromagnetic fields and their application”, *Radio Science, vol. 21, n°1, pp. 13-23, Jan-Feb. 1986.*
- [40] R. w. King, “Electromagnetic field of a vertical dipole over an imperfectly conducting half-space”, *Radio Science, Vol. 25, n°2, pp. 149-160, March-April 1990.*
- [41] DEREM, A., Rev. CETHEDDEC 58, 43-79 (1979)
- [42] DEREM, A. ROUSSELOT, J. L., Rev. CETHEDDEC 67, 1-34 (1981).
- [43] G. N. Watson, “The Diffraction of Radio Waves by the Earth”, *Proceedings of the Royal Society, A95, 1918, pp. 83-99.*
- [44] Wait J.R, “The Ancient and Modern History of EM Ground-Wave Propagation”, *IEEE Antennas and Propagation Magazine, Vol.40, No. 5, pp. 7-24, October 1998.*
- [45] Wait J.R, “Radio Propagation Over a Cylindrical Hill Including the Effect of a Surmounted Obstacle”, *IEEE Trans. on Antennas and Propagation, Vol. AP-16, No.6, November 1968.*
- [46] Paknys R., D. R. Jackson, “The Relation Between Creeping Waves, Leaky Waves, and Surface Waves”, *IEEE Transaction on Antennas and Propagation, Vol. 53, No. 3, Mars 2005.*
- [47] Alves T., Poussot B., Laheurte J-M., “Analytical Propagation Modelling of BANChannels Based on the Creeping-Wave Theory”, *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, article accepté, non publié à cette date.
- [48] Eckersley T.L, “Direct-Ray Broadcast Transmission”, *Proceedings of the IRE, Vol.20, pp. 1555-1579, October 1932.*
- [49] Wait J.R., *Electromagnetic Waves in Stratified Media*, New York, Pergamon Press, first edition reprinted by *IEEE press 1996.*

**Chapitre III: Analyse de la
propagation des ondes
électromagnétiques à la surface du
corps humain**

I. Introduction

Dans ce chapitre, on s'intéresse à l'étude des ondes électromagnétiques qui permettent la communication entre deux antennes situées à la surface du corps humain. Le bilan de liaison entre antennes fait apparaître trois canaux principaux de communication. Les ondes d'espace dont le niveau croît avec la hauteur au-dessus de la peau définissent le premier canal de communication. Les ondes de surface qui, au contraire, diminuent avec l'altitude au-dessus de la peau définissent le deuxième canal. Le troisième est constitué par les ondes pénétrantes, dont l'atténuation croît très rapidement lors de la propagation à l'intérieur des tissus humains ; surtout en hautes fréquences où les propriétés physiques des tissus biologiques peuvent être considérées comme un diélectrique à faible perte. On utilise le modèle de propagation par ondes de Norton avec la notion de fonction d'atténuation de Sommerfeld afin de modéliser l'atténuation de propagation sur des surfaces planes. Le modèle de Watson permet l'étude du coefficient d'atténuation des ondes électromagnétiques qui se propagent autour d'un disque ou d'un cylindre. Pour générer ces types d'onde dans une polarisation TM et TE, les sources d'excitation utilisées, dans un premier temps, sont des petits dipôles électriques élémentaires avec une polarisation normale et tangente.

II. Propagation entre antennes au moyen des ondes de surface

Différents mécanismes de propagation sont envisageables dans la liaison entre antennes implantées sur le corps humain. Dans le cas où l'antenne émettrice est située sur le torse et l'antenne réceptrice implantée sur le dos, il existe deux mécanismes de propagation principaux : la propagation par ondes pénétrantes et la propagation par ondes rampantes. Dans le cas où l'antenne émettrice et l'antenne réceptrice sont localisées sur une surface plane, le principal mécanisme de propagation est l'onde de surface. Le paragraphe suivant reprend en détail ces trois mécanismes de propagation.

II.1 Propagation par ondes pénétrantes :

On appelle onde pénétrante une onde qui traverse le corps ou les organes corporels. Ce type de propagation induit un coefficient d'atténuation très élevé en haute fréquence (GHz). Cette atténuation est due à la propriété diélectrique du corps qui peut être considérée comme

un support à faibles pertes. D'après [1], la relation (III.1) présente une relation approchée qui permet de calculer l'atténuation de l'onde à l'intérieur du corps :

$$\alpha_{Np/m} = \frac{\sigma\eta_0}{2\sqrt{\epsilon_r}} \quad (\text{III.1})$$

La figure III.1 présente la propagation des ondes pénétrante sur un tissu de muscle à 2.5 GHz.

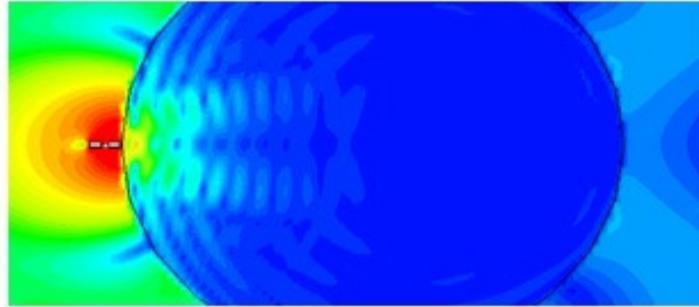


Figure III.1 Propagation par onde pénétrante à l'intérieur d'un muscle

L'amplitude de l'atténuation est importante à la fréquence de 2.5 GHz. Notre étude va se concentrer sur les ondes de surface et les ondes rampantes car les ondes pénétrantes ne présentent pas de propriétés intéressantes sur le bilan de liaison dans la bande fréquentielle de nos études (GHz).

II.2 Propagation par ondes de surface :

La propagation par une onde de surface ne peut être effective que dans les zones qui peuvent être considérées comme planaires comme le dos et le torse. Les ondes de surfaces dépendent de deux facteurs principaux lors de la propagation sur ce genre de support. Le premier c'est l'impédance de surface, et le deuxième c'est la polarisation de l'onde électromagnétique. La figure (III.2) présente la propagation des ondes de surface sur un support diélectrique avec les propriétés physiques d'un muscle à 2.5 GHz.

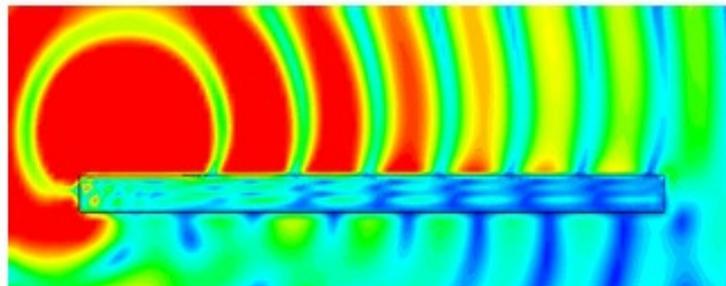


Figure III.2 Propagation par ondes de surface sur un muscle

Notre étude sur les ondes de surface va s'appuyer sur le modèle proposé par Norton. L'atténuation de propagation de ces ondes est prédictible grâce à la fonction d'atténuation de Sommerfeld. L'effet de l'impédance, de la fréquence et de la polarisation sur la propagation des ondes de surface sont étudiées rigoureusement plus loin.

II.3 Propagation par ondes rampantes :

La propagation par ondes rampantes concerne les surfaces non planes. Par exemple la tête à approximativement une forme cylindrique, le dos possède une surface courbe, etc. La figure (III.3), présente l'amplitude du champ électrique pour des ondes rampantes à la surface d'un cylindre possédant les propriétés d'un muscle à 2.5 GHz.

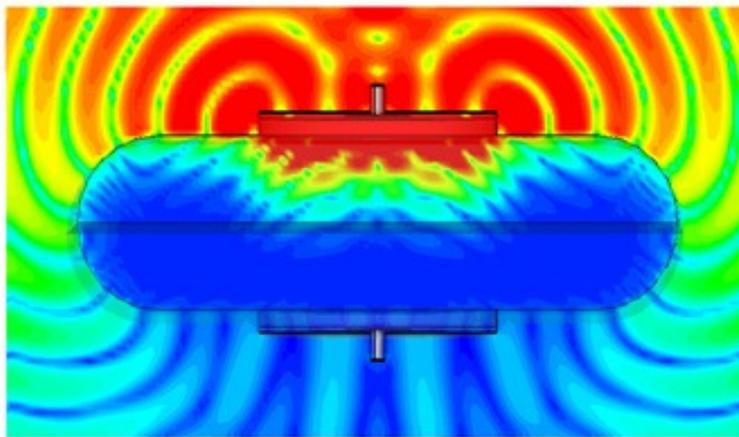


Figure III.3 Propagation par ondes rampantes sur un muscle

Pour les ondes rampantes, l'atténuation dépend de la polarisation, de l'impédance de surface et du périmètre du cylindre considéré. En effet, pour les simulations, on peut assimiler la tête ou le tronc à un tronçon de cylindre autour duquel se fait le cheminement des ondes rampantes. Pour les surfaces courbes, on peut les assimiler à un fragment de cylindre ayant un rayon important que l'on estime suivant les portions du corps. Notre étude sur l'onde rampante va être basée sur le modèle proposé par Watson. L'effet du périmètre, de la fréquence, et de la permittivité du diélectrique sur la propagation des ondes rampantes sont étudiées rigoureusement plus loin.

III. Effet de l'impédance de surface et de la polarisation de l'onde sur la propagation du champ électromagnétique.

Afin d'analyser le bilan de liaison entre des antennes utilisant le canal corporel comme canal de propagation, nous avons, dans un premier temps, modélisé une structure homogène simple sous CST MWS, avec deux antennes disposées à la surface d'un parallélépipède rectangle.

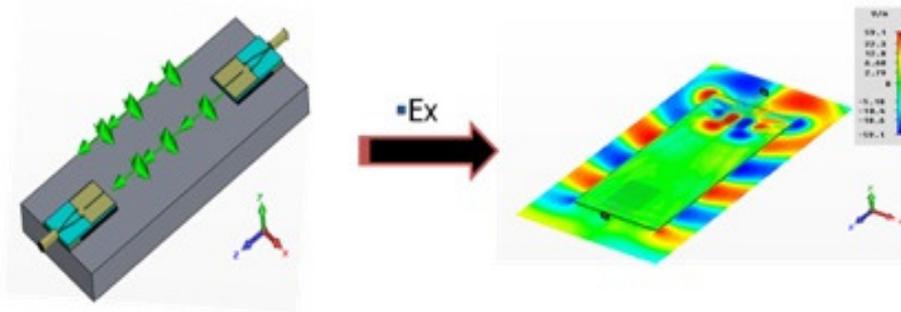


Figure III.4 Amplitude du champ pour une polarisation tangente et normale

Les résultats de simulation présentés dans les figures (III.4) et (III.5) montrent une atténuation importante de la composante de champ E_x , sur les trajets situés au milieu de la surface supérieure et sur les surfaces latérales périphériques.

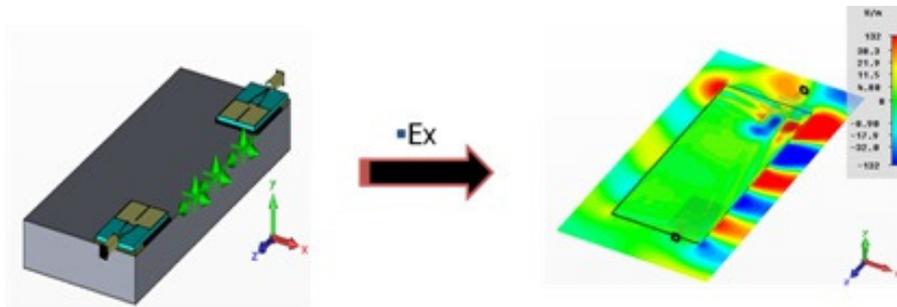


Figure III.5 Amplitude du champ pour une polarisation normale

Ce résultat montre que la composante de champ E_x ne se propage pas tangentiellement à la surface. Par contre, elle se propage sans difficulté sur la surface latérale périphérique où elle est normale à la surface. L'analyse sommaire de ce résultat indique que la composante de champ E_x subit une forte atténuation lorsqu'elle se propage sur une surface qui lui est tangente, tandis qu'elle se propage facilement sur une surface qui lui est normale. On constate que l'étude du bilan de liaison entre antennes nécessite une compréhension raffinée sur la polarisation de l'onde (TM et TE), ainsi que sur l'aptitude de la surface à supporter certains modes ou certaines polarisations.

IV. Impédance et admittance de surface des modes TM et TE

Afin de confirmer les résultats obtenus dans le paragraphe précédent, il nous paraît important de bien analyser la capacité des tissus biologiques à supporter la propagation des ondes transverses magnétiques ou transverses électriques.

L'impédance de surface exprime la relation entre les champs électrique et magnétique à la surface du diélectrique [2]. La grandeur de l'impédance dépend principalement de deux facteurs : les propriétés diélectriques du milieu et l'angle d'incidence. Notre étude va se focaliser sur la surface du corps, c'est à dire sur une onde en incidence rasante. L'angle d'incidence peut alors être négligé ou considéré comme fixe [3].

Dans le cas où le champ électrique est transverse à la direction de propagation, on parle d'une mode transverse électrique (TE). Dans le cas où le champ magnétique est transverse à la direction de propagation, on parle d'un mode transverse magnétique (TM).

Pour un angle d'incidence rasant, le champ magnétique (TM) possède une composante verticale normale à la surface et une composante tangentielle dans la direction de propagation. Pour un cas (TE), le champ électrique possède une composante verticale normale à la surface et une composante tangentielle dans la direction de propagation.

Admittance de surface pour les milieux homogènes

La constante de propagation en incidence oblique est donnée par la relation :

$$u = \sqrt{k^2 \sin^2 \theta + \gamma^2} \quad (\text{III.2})$$

La constante de propagation du support est :

$$\gamma^2 = j \mu \omega (\sigma + j \epsilon_0 \epsilon_r \omega) \quad (\text{III.3})$$

Pour le mode TM, l'admittance de surface est donnée par :

$$Y_s = Y_{TM} = \frac{\sigma + j \epsilon_0 \epsilon_r \omega}{u} \quad (\text{III.4})$$

d'où :

$$Y_s = Y_{TM} = \frac{\epsilon_r \epsilon_0}{\eta_0 \sqrt{\epsilon_r \epsilon_0 - \sin^2 \theta}} \quad (\text{III.5})$$

Pour le mode TE, l'admittance de surface est donnée par :

$$Y_s = Y_{TE} = \frac{u}{j \mu_0 \omega} \quad (\text{III.6})$$

d'où :

$$Y_s = Y_{TE} = \frac{\sqrt{\epsilon_r \epsilon_0 - \sin^2 \theta}}{\eta_0} \quad (\text{III.7})$$

On souhaite observer dans nos études l'influence des admittances des supports sur la propagation des ondes de surface. L'angle d'incidence est donc fixé et vaut 90° . De plus, la partie réelle de la permittivité des tissus biologiques est toujours supérieure à 1. Lorsque $\epsilon_r \gg 1$, l'angle d'incidence est sans influence dans les cas où l'incidence est normal. L'expression de l'admittance peut être simplifiée de la manière suivante pour les modes TE et TM :

$$Y_{TE} \approx Y_{TM} = \frac{\sqrt{\epsilon_r \epsilon_0}}{\eta_0} \quad (\text{III.8})$$

D'après Collin [4], le mode TE se propage lorsque l'impédance de surface est capacitive tandis que le mode TM se propage lorsque l'impédance de surface est inductive. En considérant Bs la susceptance, Gs la conductance, Xs la réactance, Rs la résistance de surface, on remarque que le produit Gs.Bs doit être le plus faible possible pour que l'onde TE se propage avec un minimum de perte. D'autre part, le produit Rs.Xs doit être également le plus faible possible pour que l'onde se propage avec une grandeur de perte minimale.

V. Formalisme des ondes Norton

V.1 Etude paramétrique sur le modèle d'atténuation

L'étude de la fonction d'atténuation $|F(p)|$ pour les différentes polarisations va permettre de comparer l'efficacité d'un mode de propagation par rapport à un autre. La norme de l'atténuation $|F(p)|$ en dB est présentée sur les figures (III.6) et (III.7) pour les modes TE et TM. On rappelle que les propriétés physiques du milieu sont les mêmes pour les deux modes.

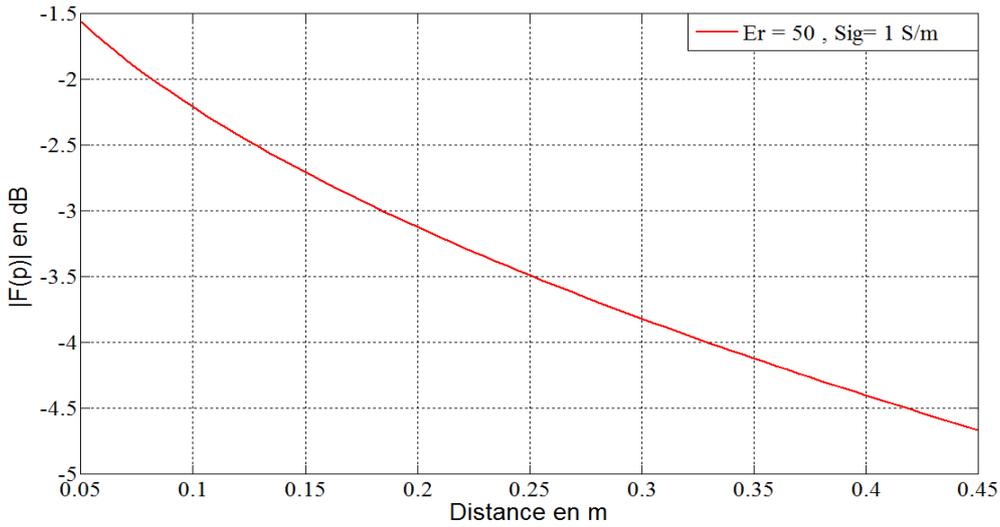


Figure III.6 Atténuation de $|F(p)|$ en dB pour le mode TM

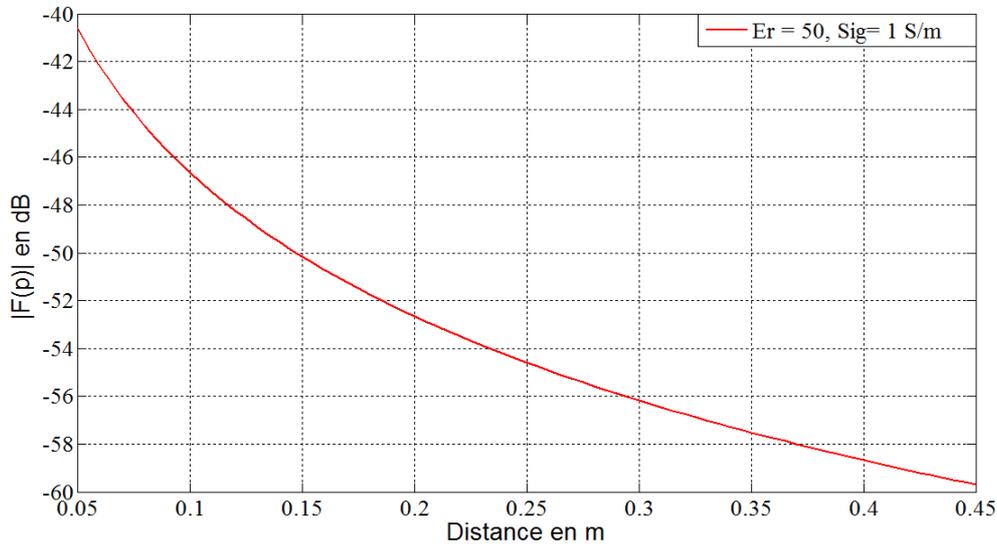


Figure III.7 Atténuation de $|F(p)|$ en dB pour le mode TE

La figure (III.7) présente l'atténuation très importante de la polarisation tangente (mode TE) par rapport à la polarisation normale (mode TM). A la distance de 0,45m, la norme de l'atténuation de $|F(p)|$ est de l'ordre de -60 dB pour le mode TE, tandis qu'elle est de l'ordre de $-4,5$ dB pour le mode TM.

Dans le but de donner une formulation simplifiée pour $|F(p)|$, nous effectuons des études sur des milieux homogènes afin de modéliser analytiquement l'onde de surface en bande étroite et en large bande. Considérons d'abord l'influence des paramètres physiques des tissus biologiques sur la norme de l'atténuation le long d'une surface pour le mode TM.

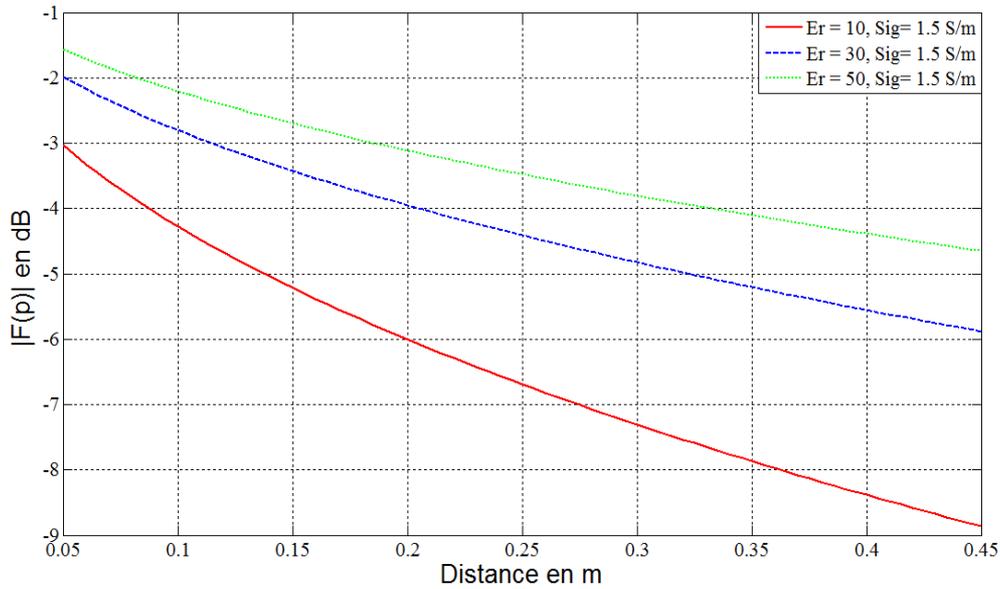


Figure III.8 Influence de la permittivité sur $|F(p)|$ pour le mode TM

La figure (III.8) présente l'influence de la permittivité sur $|F(p)|$. On constate que l'augmentation de la permittivité réduit la résistance de la surface R_s , ce qui facilite la propagation du mode TM. L'atténuation devient plus faible pour une $Er=50$ (peau ou muscles).

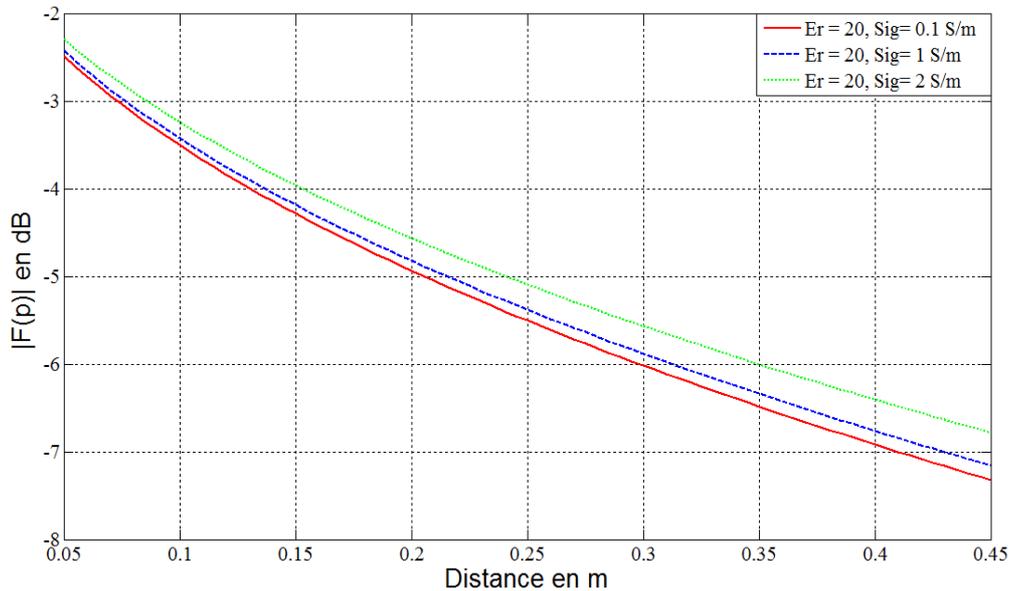


Figure III.9 Influence de la conductivité sur $|F(p)|$ pour le mode TM

De la même manière, la figure (III.9) présente l'influence de la conductivité sur $|F(p)|$. L'augmentation de la conductivité réduit également la résistance de la surface, ce qui conduit à réduire l'atténuation.

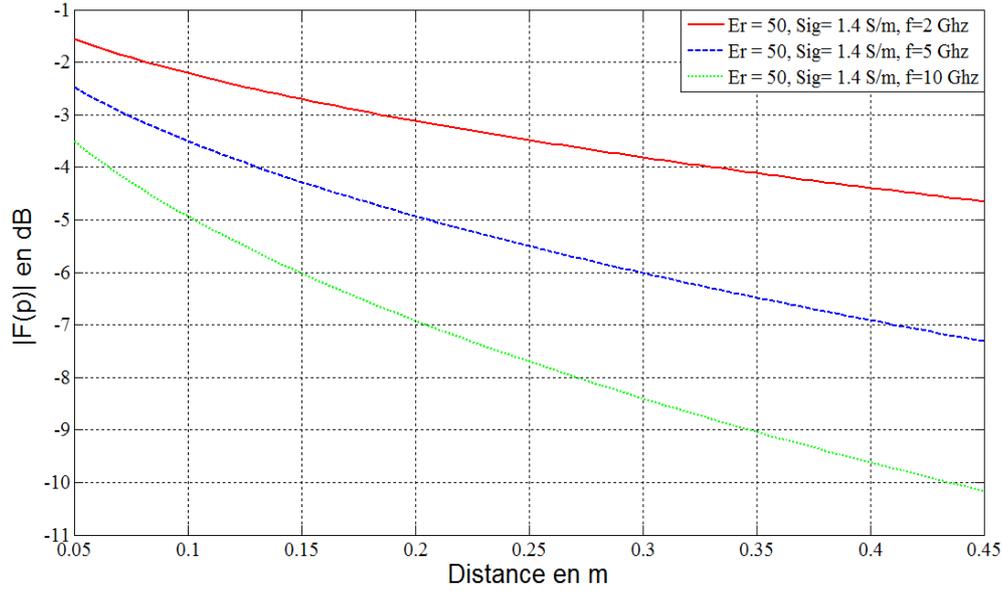


Figure III.10 Influence de la fréquence sur $|F(p)|$ pour le mode TM

La figure (III.10) présente des résultats sur l'influence de la fréquence sur l'atténuation. On constate que l'augmentation de la fréquence a un rôle pénalisant sur la propagation des modes TM. Les résultats obtenus montrent que $|F(p)|$ présente une atténuation d'autant plus importante que la fréquence est élevée.

Une étude analogue est proposée ci-dessous pour les modes TE.

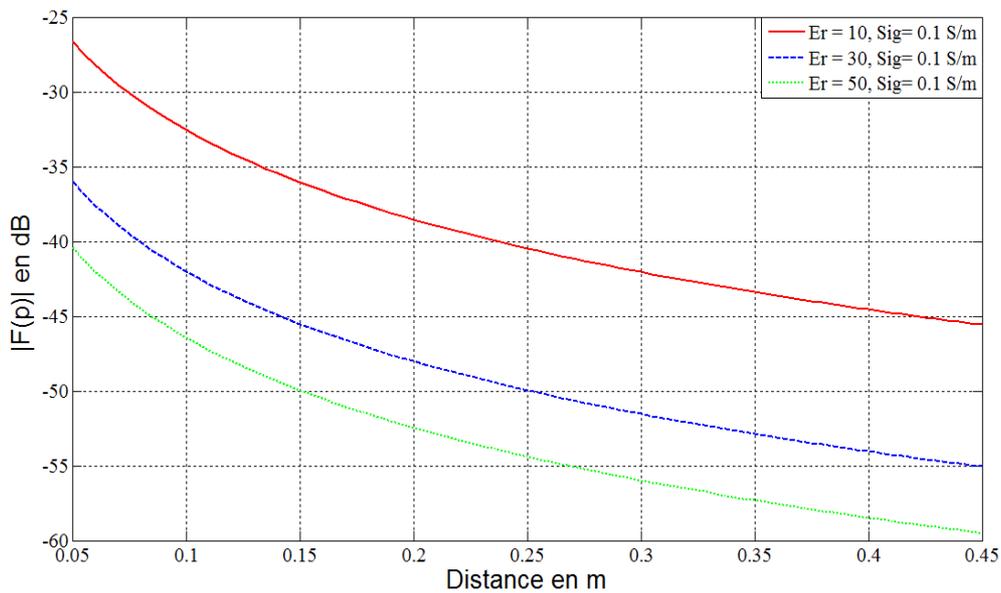


Figure III.11 Influence de la permittivité sur $|F(p)|$ pour le mode TE

On constate que l'effet de la permittivité relative, pour le mode TE, est inversé par rapport au mode TM. En effet, la valeur élevée de la permittivité influe sur l'impédance de surface. Cette influence se traduit par des valeurs faibles de Z_{TE} lorsqu'on augmente la

permittivité. Une valeur faible de Z_{TE} a pour effet de court-circuiter le champ électrique tangentiel, et donc d'induire une atténuation forte et rapide du mode TE. (Figure III.11)

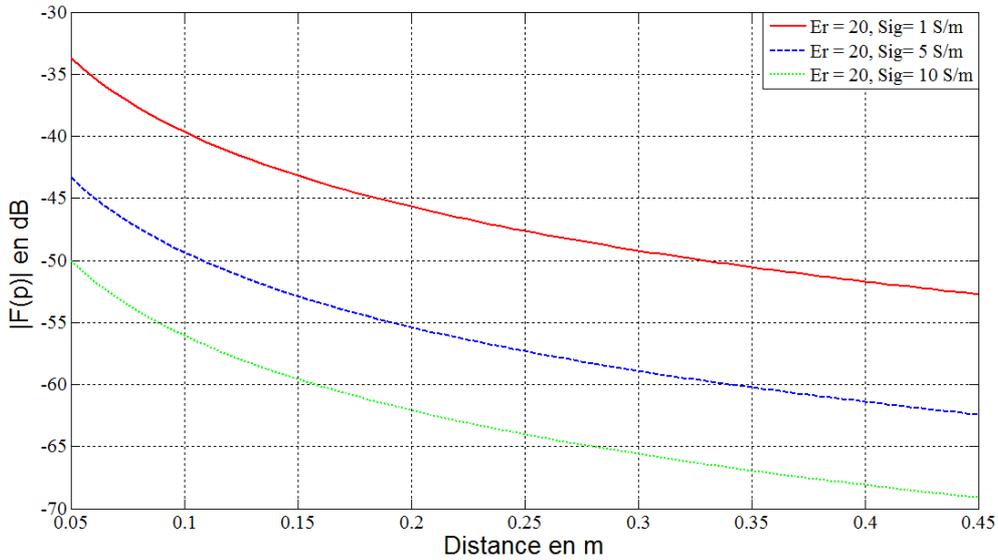


Figure III.12 Influence de la conductivité sur $|F(p)|$ pour le mode TE

L'augmentation de la conductivité augmente la conductance G_s de la surface, ce qui induit une atténuation importante de $|F(p)|$ pour les modes TE comme le montre la figure (III.12).

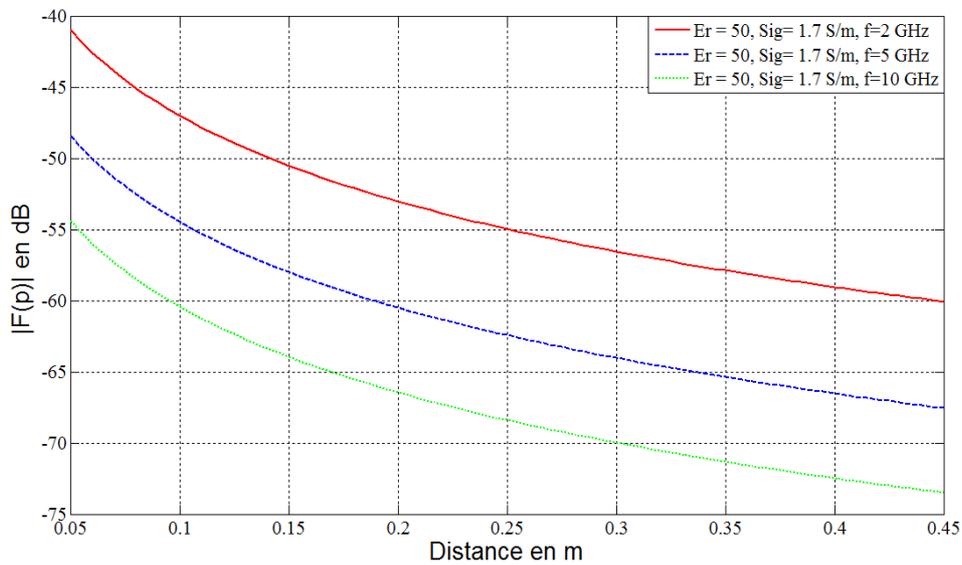


Figure III.13 Influence de la fréquence sur $|F(p)|$ pour le mode TE

La figure (III.13) présente des résultats sur l'influence de la fréquence sur l'atténuation du mode TE. De manière analogue à ce qu'on a pu observer dans le cas du mode TM, l'augmentation de la fréquence provoque une atténuation plus importante.

V.2 Application analytique sur un modèle bicouche (Air-Tissus)

La figure (III.14) présente une source constituée par un dipôle élémentaire situé à la surface d'un diélectrique. Le champ électrique se propage à la surface en effectuant des mouvements de rotation cylindriques ou elliptiques dans le sens de propagation. On constate que l'évolution du module du champ E_z , dépend essentiellement de la permittivité, de la conductivité, et de la fréquence. On peut conclure que l'atténuation du champ en fonction de la distance dépend principalement de la valeur de $|P|$.

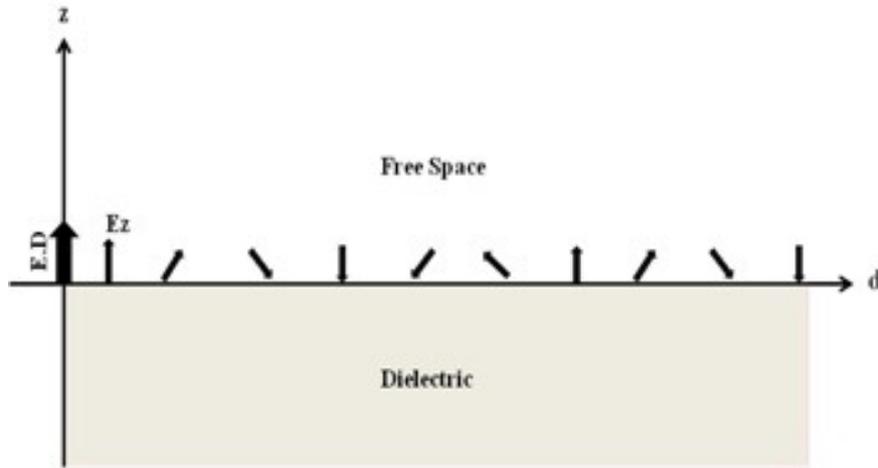


Figure III.14 Dipôle élémentaire à la surface d'un diélectrique

Dans le cas où $|P| < 1$, une approximation du champ normal est donnée par l'équation (III.9) :

$$E(z) \approx -\frac{\mu_0 \omega k_c^2 \exp(-jk_0 r) Idl}{2\pi k_0^3 r} \quad (III.9)$$

Dans le cas où $|P|$ présente des valeurs > 1 à la longueur d'onde de travail, l'approximation du champ normal est donnée par l'équation (III.10) :

$$E(z) \approx -\frac{\mu_0 \omega k_c^2 \exp(-jk_0 r) Idl}{2\pi k_0^3 r^2} \quad (III.10)$$

Dans le cas où $|P| \approx 1$, l'approximation du champ normal est donnée par un modèle d'atténuation compris entre l'équation (III.9) et l'équation (III.10).

Cette définition reste assez générale par rapport à d'autres définitions trouvées dans la littérature, car elle ne fait aucune hypothèse sur la nature des milieux ou la géométrie de l'interface, ce qui n'empêche pas sa validité sur les milieux à grande permittivité, comme les

cellules biologiques ou les parties du corps (bras, abdomen, etc.). La région au voisinage de la surface, où l'approximation optique géométrique ne suffit pas pour modéliser le champ électromagnétique, donc là où l'onde de surface n'est pas négligeable par rapport à l'onde d'espace, est connue sous le nom de zone de réarrangement [5], [6]. Nous nous donnons pour objectif d'étudier et de caractériser l'onde de surface et il faut donc éviter la présence d'une zone de réarrangement. Pour ce faire, un dipôle élémentaire verticale (DEV) et tangent (DET) avec une longueur très petite est utilisé, afin d'éviter l'excitation des ondes d'espace et générer uniquement des ondes de surface.

Différentes formules d'atténuation ont été proposées dans le paragraphe précédent. Afin de déterminer la validité des formules de Norton, des simulations électromagnétiques ont été réalisées avec le logiciel CST MWS sur un dipôle élémentaire déposé à la surface d'un diélectrique. Les propriétés physiques de ce dernier ont été choisies pour obtenir tous les cas souhaités de $|P|$.

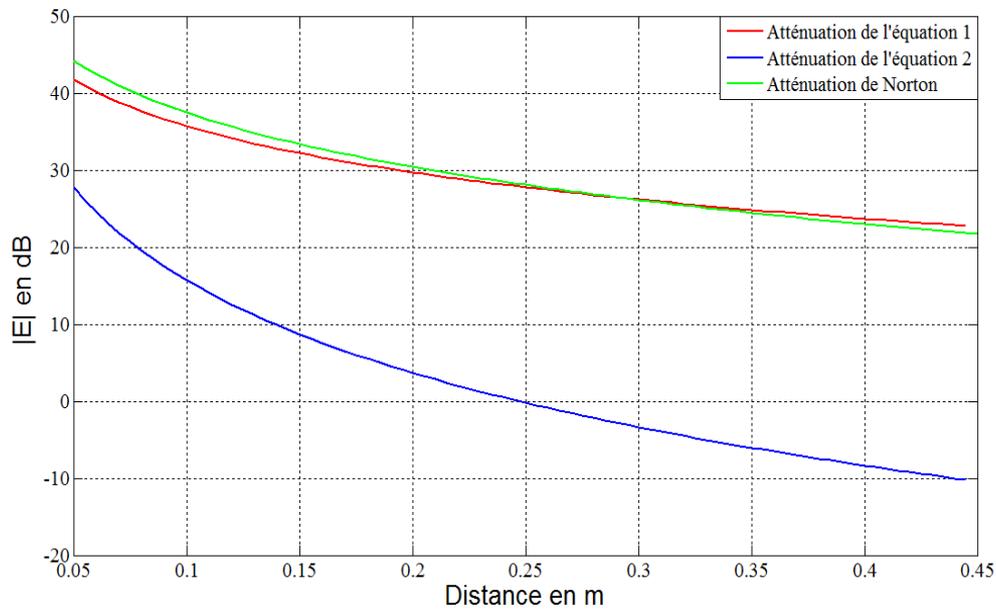


Figure III.15 Atténuation de $|E|$ en dB pour $P < 1$

Les modèles d'atténuations des équations (III.9) et (III.10) ainsi que le modèle de Norton pour $|P|$ plus petit et plus grand de 1 sont présentés dans les figures (III.15) et (III.16) respectivement.

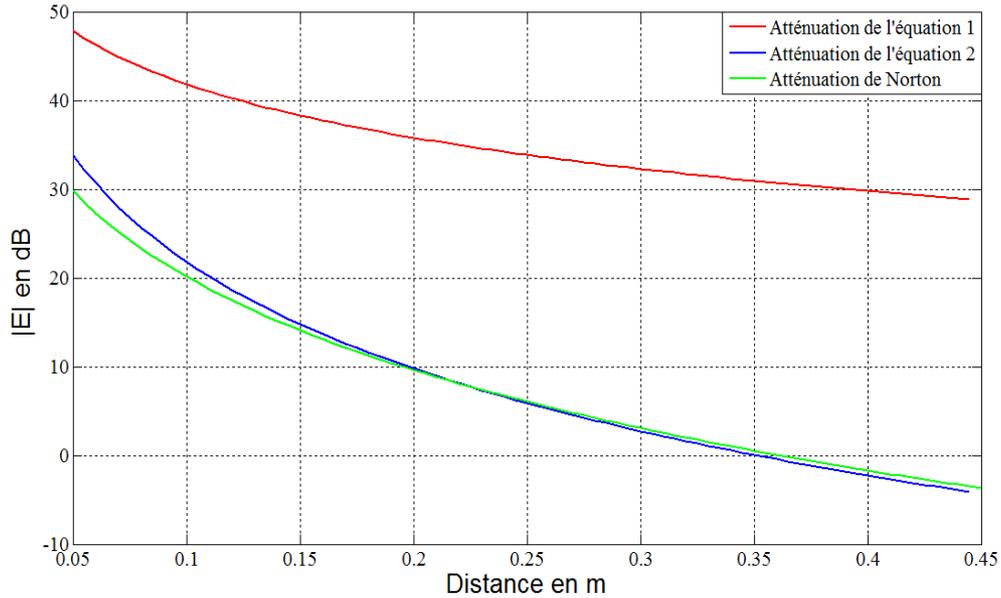


Figure III.16 Atténuation de $|E|$ en dB pour $P > 1$

La figure (III.15) présente le modèle d'atténuation de l'équation (III.9) (courbe en rouge), avec un affaiblissement en $1/r$, tandis que l'équation (III.10) (courbe en vert), présente un affaiblissement en $1/r^2$. Pour des valeurs de $|P| < 1$, la formule de Norton (courbe en bleu) présente un affaiblissement similaire à celui de l'équation (III.9) (figure III.15). Dans le cas où $|P| > 1$, la relation de Norton présente un affaiblissement similaire à celui de l'équation (III.10) (figure III.16). On peut conclure que la formule de Norton suit le modèle de l'équation (III.9) (atténuation en $1/r$) pour des valeurs de $|P| < 1$ et qu'elle suit le modèle de l'équation (III.10) (atténuation en $1/r^2$) pour des valeurs de $|P| > 1$.

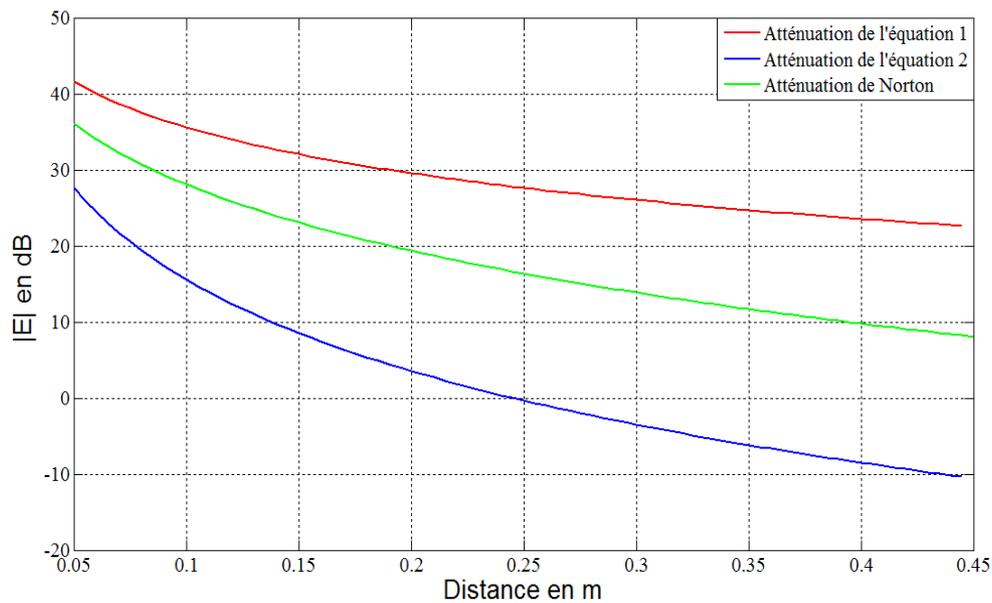


Figure III.17 Atténuation de $|E|$ pour $P \approx 1$

Dans les cas où $P \approx 1$, la formule de Norton présente un modèle d'atténuation compris entre les modèles présentés par l'équation (III.9) et l'équation (III.10) comme montre la figure (III.17) ci-dessus.

V.3 Simulation sur les tissus biologiques et validation des relations de NORTON.

Afin de valider l'analyse théorique présentée dans le paragraphe précédent, on a effectué des simulations numériques avec CST MWS. La figure (III.18) présente le dipôle élémentaire déposé à la surface du diélectrique ayant une forme parallélépipédique avec des bords recourbés.



Figure III.18 Dipôle élémentaire en polarisation normale disposé à la surface du diélectrique

La valeur de $|P|$ dépend principalement de la fréquence, de la permittivité et de la conductivité. Le tableau III.1 présente la valeur choisie sur les propriétés physiques dans le but d'obtenir des valeurs de $|P|$ inférieure à 1.

Tissu	Fréquence (GHz)	Permittivité (ϵ)	Conductivité σ (S/m)
Graisse	4	5.12	0.18
Peau	3	37.4	1.74
Muscle	2.5	50	1.7

Table III.1 Les propriétés physiques choisies pour un $P < 1$.

La figure (III.19) présente une comparaison entre l'équation 1, le modèle de Norton, et le résultat de simulation obtenu par CST MWS (courbe en jaune). Les résultats, non présentés, de tous les cas cités dans le tableau (III.1) ont donné des modèles d'atténuations similaires à celui de l'équation (III.9).

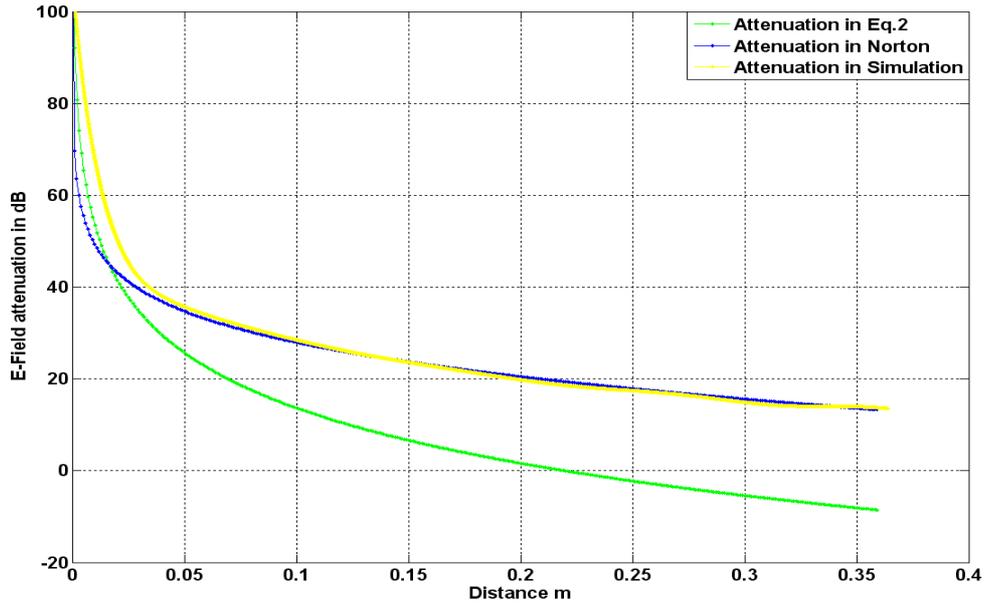


Figure III.19 Comparaison entre atténuations pour $P < 1$

On souhaite maintenant faire la comparaison pour des valeurs de $|P| > 1$. Il est important de noter que les couches des tissus humains correspondent à ces conditions. Le tableau (III.2) présente les propriétés physiques des différentes couches pour plusieurs fréquences.

Tissue	Fréquence (GHz)	Permittivité (ϵ)	Conductivité σ (S/m)
Graisse	10	4.6	0.58
Peau	20	15.5	27
Muscle	60	10.2	39.5

Table III.2 Les propriétés physiques choisies pour un $|P| > 1$

La figure (III.20) présente une comparaison entre l'équation (III.9), le résultat de simulation, et le modèle du Norton pour un $|P| > 1$. Le résultat de simulation donné par CST (courbe en jaune) présente un bon accord avec le modèle Norton. On peut conclure que le modèle de Norton suit le modèle de l'équation (III.10) présenté dans le paragraphe précédent, et donc suit une atténuation en $1/r^2$ dans les cas où $|P| > 1$, ce qui n'est pas le cas pour des $|P| < 1$.

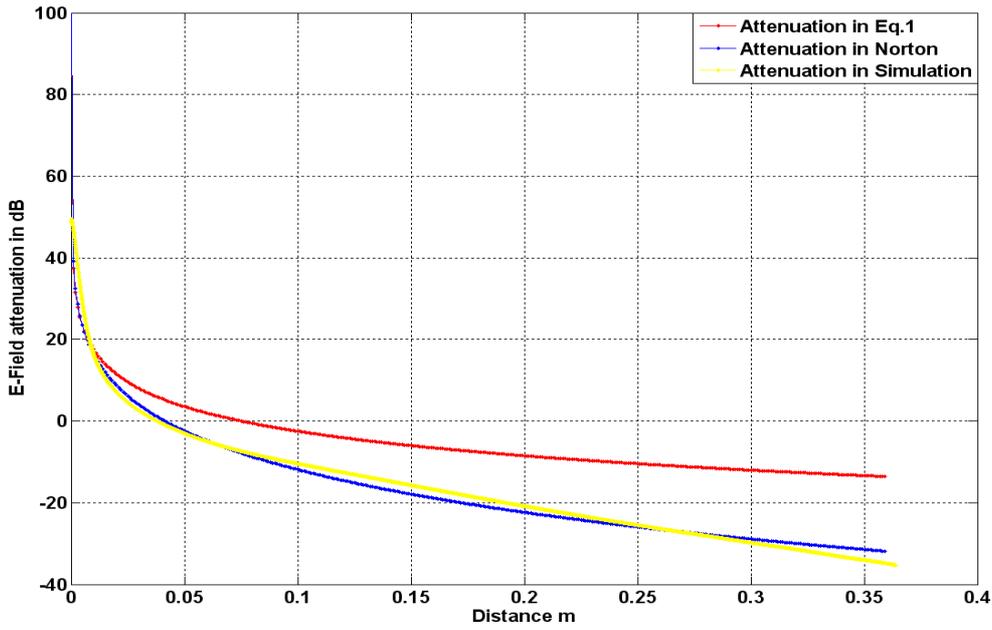


Figure III.20 Comparaison entre atténuations pour $|P| > 1$

On peut noter que tous les cas décrits dans le tableau (III.2) ont présenté des résultats similaires à la figure (III.20).

Fréquence (GHz)	Permittivité (ϵ)	Conductivité σ (S/m)
2	5	0.05
4	2	6

Table III.3 Les propriétés physiques choisies pour un $P \approx 1$

Le tableau III.3 ci-dessus présente les propriétés physiques qu'on a choisies pour des valeurs de $|P|$ au voisinage de 1. La figure (III.21) ci-dessous présente une comparaison entre les équations (III.9) et (III.10), le modèle de Norton et le résultat de simulation effectué par CST MWS. On remarque que le modèle de Norton présente un bon accord avec le modèle obtenu par simulation. On peut conclure que les modèles d'atténuation présentés par les équations (III.9) et (III.10) ne peuvent être généralisés pour les cas où $|P|$ est plus grand ou plus petit que 1.

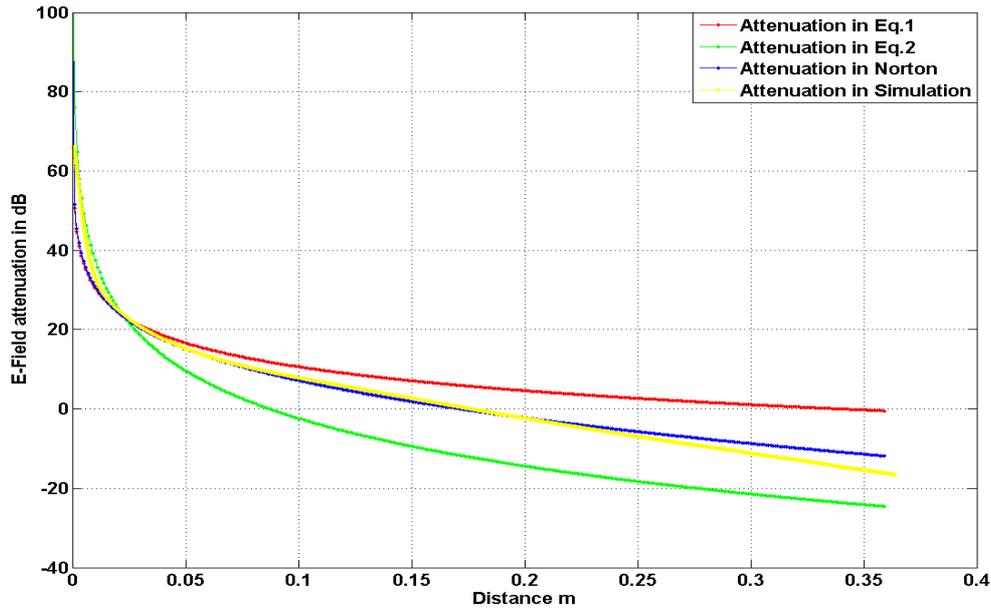


Figure III.21 Comparaison entre atténuations pour $P \approx 1$

Enfin, le modèle d'atténuation de Norton a donné de bons accords avec les résultats de simulation pour toutes les Valeurs de $|P|$.

Dans cette partie, on s'intéresse à rechercher des conditions dans lesquelles le modèle de Norton ne reflète pas de bons accords avec la simulation numérique. Rappelons que dans le paragraphe précédent, le modèle de Norton montre une grande capacité pour estimer le modèle de l'atténuation du champ à la surface du diélectrique quelque soit la fréquence, la permittivité et la conductivité. Le tableau (III.4) ci-dessous montre les propriétés physiques dans laquelle l'utilisation de ce modèle ne présente pas un bon accord avec la simulation.

Fréquence (GHz)	Permittivité (ϵ)	Conductivité σ (S/m)
2.5	1	0
3.5	5	0

Table III.4 Les propriétés physiques non compatibles avec Norton

La figure (III.21) montre une comparaison entre le modèle de Norton (courbe en bleu) et les modèle des équations (III.9) et (III.10) ainsi que le résultat de simulation (courbe en jaune) pour les propriétés physiques donné dans le tableau (III.4) ou $|P| > 1$.

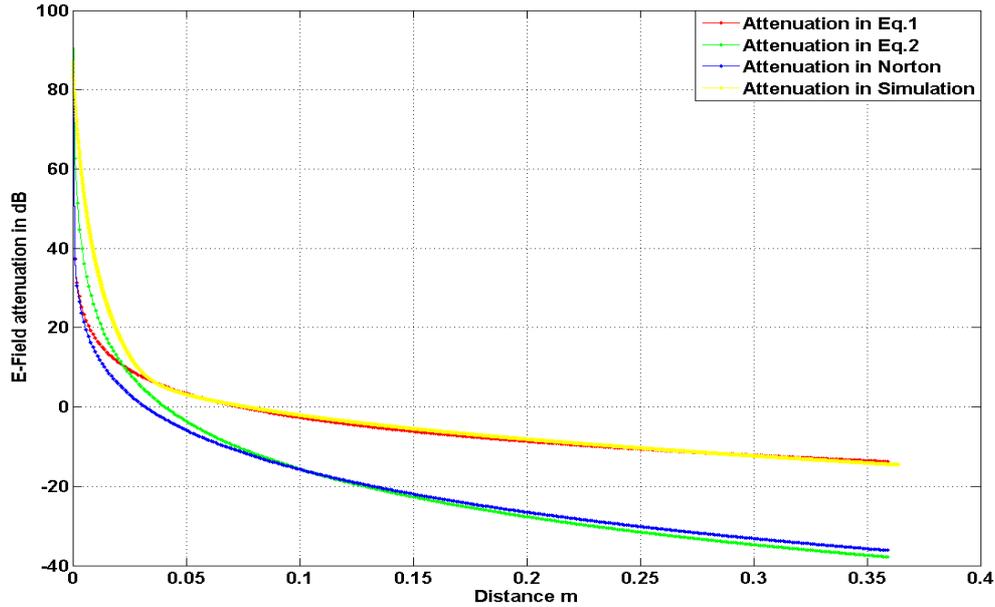


Figure III.22 Comparaison d'atténuation pour une conductivité nulle

Le modèle de Norton (courbe en bleu) présente un affaiblissement en $1/r^2$ puisque $|P|$ est plus grand que 1 comme montre le tableau (III.4) (Figure III.22). Cependant, et avec les mêmes propriétés physique, le résultat de simulation présente un affaiblissement en $1/r$. Le résultat de Norton et celui de la simulation ne sont pas similaires. Nous constatons que le modèle de Norton n'est pas applicable dans le cas où la conductivité du milieu vauz zéro.

VI. Formalisme des ondes Watson

VI.1 Etudes paramétrique sur le modèle d'atténuation

Les propriétés physiques des tissus biologiques représentées par un diélectrique à permittivité élevé, permettent de simplifier la série de Watson. Pour une fréquence de 2.4 GHz, la permittivité du muscle vauz 50, ce qui donne un $|q| \sim 0.24$. Dans le cas où les modes supérieures sont très atténués par rapport au mode fondamental, soit pour une distance numérique $X > 1$, on peut limiter la série au premier mode. D'après [8] et [9], le paramètre $t_{1c} = 1.0188 E^{-j\pi/3}$.

La série de Watson peut finalement être présentée comme le montre l'équation (III.11) :

$$W \approx e^{-j\frac{\pi}{4}} \sqrt{\pi x} \sum_n \frac{e^{-jx t_{1c}}}{t_{1c}} \quad (III.11)$$

Le coefficient d'atténuation $\alpha_{dB/cm}$ du mode dominant peut être mis sous la forme pratique présentée dans l'équation (III.12)

$$\alpha_{dB/cm} = K \frac{f_{MHz}^{1/3}}{a_{cm}^{2/3}} \quad (III.12)$$

K est un coefficient qui dépendant de l'impédance du surface du cylindre à travers les paramètres module et phase de t_{lc} .

$$K = -0.279\pi^{1/3} |t_{lc}| \sin \varphi_{t_{lc}} \quad (III.13)$$

Le coefficient K vaut 0.36 pour un support parfaitement conducteur, tandis qu'il vaut 0.39 pour un diélectrique de permittivité 50.

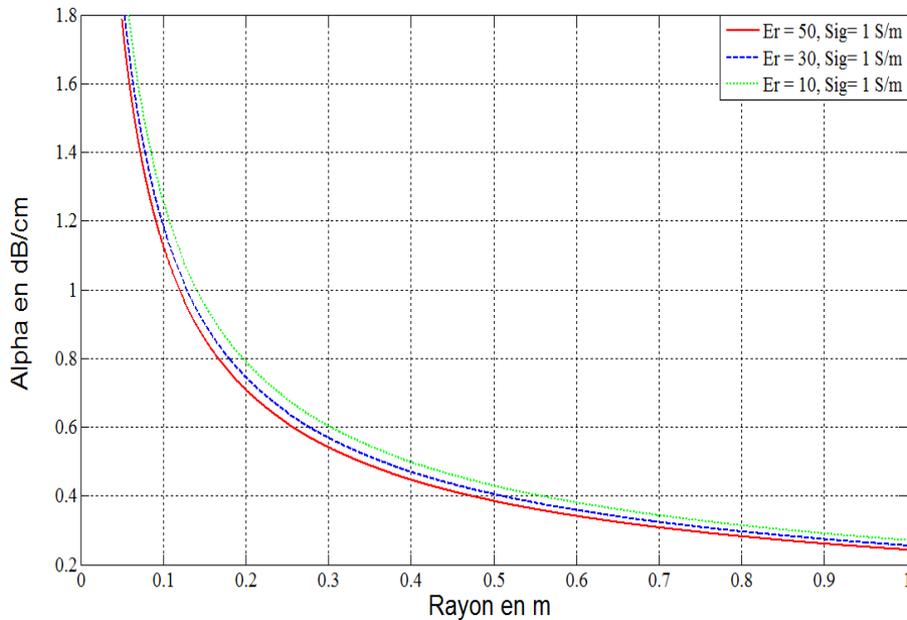


Figure III.23 Effet de la permittivité sur le coefficient alpha en fonction du rayon

Les figures (III.23) et (III.24) présentent l'effet de la permittivité et de la conductivité sur le coefficient d'atténuation alpha des ondes rampantes autour d'un cylindre sur une fréquence de 2.4 GHz.

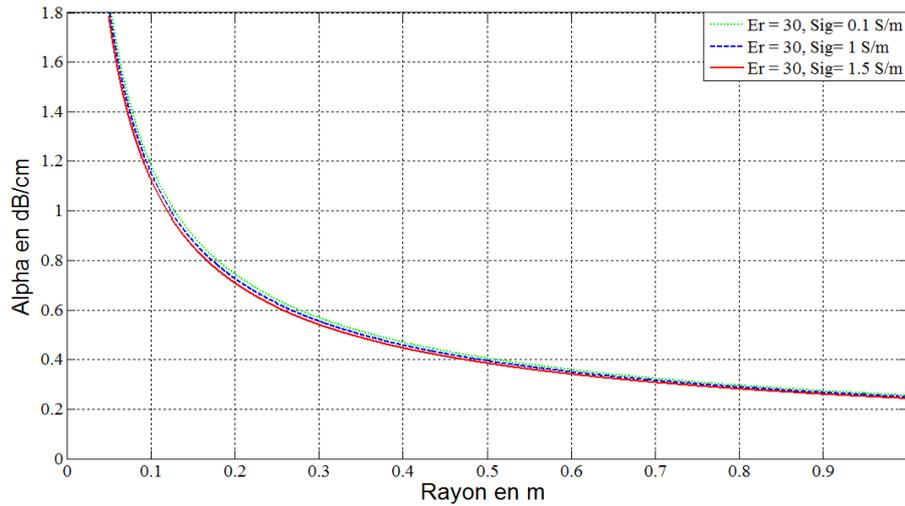


Figure III.24 Effet de la permittivité sur le coefficient alpha en fonction du rayon

On constate que les effets de la permittivité et de la conductivité sont négligeables à cette fréquence pour toutes les valeurs de rayon dans un trajet autour du corps. Il apparaît que l'atténuation des ondes rampantes est reliée au périmètre du cylindre où les ondes rampantes se propagent contrairement au cas des ondes de surface où l'atténuation est reliée aux caractéristiques diélectriques du milieu de propagation.

On souhaite étudier l'atténuation des différents trajets autour de la tête, du torse, etc... en fonction de la fréquence. La figure (III.25) montre que le coefficient d'atténuation décroît lorsque le rayon du cylindre augmente. On remarque une décroissance très rapide autour de la tête tandis que cette décroissance diminue lorsqu'on augmente le rayon du cylindre. Cependant, et d'après [1] les dépendances en fonction de la fréquence, du périmètre et en log d n'ont pas été démontrées à ce jour.

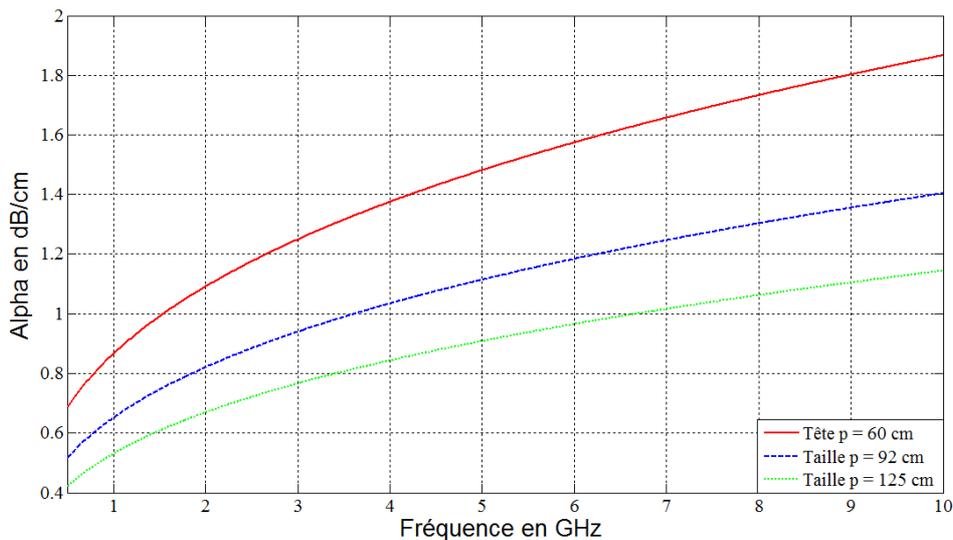


Figure III.25 Effet du rayon sur le coefficient d'atténuation en fonction de la fréquence

Dans le but de réaliser un réseau de communication entre antennes avec des ondes ayant un trajet autour du corps, il est nécessaire d'étudier l'amplitude de l'atténuation. En effet, ce facteur permet de déterminer la puissance minimum qu'il faudra délivrer à l'antenne pour couvrir toutes les liaisons possibles autour du corps. Pour ce faire, on propose de calculer la différence existant entre l'atténuation à 1 cm et l'atténuation à l'antipode, et on obtient :

$$A_{dB} \approx -3 + \alpha_{dB/cm} \frac{P_{cm}}{2} + 10 \log p_{cm} \quad (\text{III.14})$$

Le tableau III.5 ci-dessous présente le coefficient d'atténuation et l'amplitude de l'atténuation à laquelle on doit s'attendre pour une fréquence de 2.4 GHz pour les différents endroits du corps. On note que le milieu de propagation du trajet possède les mêmes propriétés physiques que celles d'un muscle.

Partie du corps	Périmètre (cm)	α (dB/cm)	A (dB)
Tête	60	1.16	49.58
Taille	92	0.87	56.76
Taille	125	0.71	62.41

Table III.5 Niveau du coefficient d'atténuation en fonction du périmètre

Afin d'analyser l'effet de la permittivité et de la conductivité sur le bilan de liaison entre antennes, on a fixé dans un premier temps la conductivité en variant la permittivité, à une fréquence constante de 2.5 GHz. La figure (III.26) présente la variation du bilan de liaison en fonction de la permittivité.

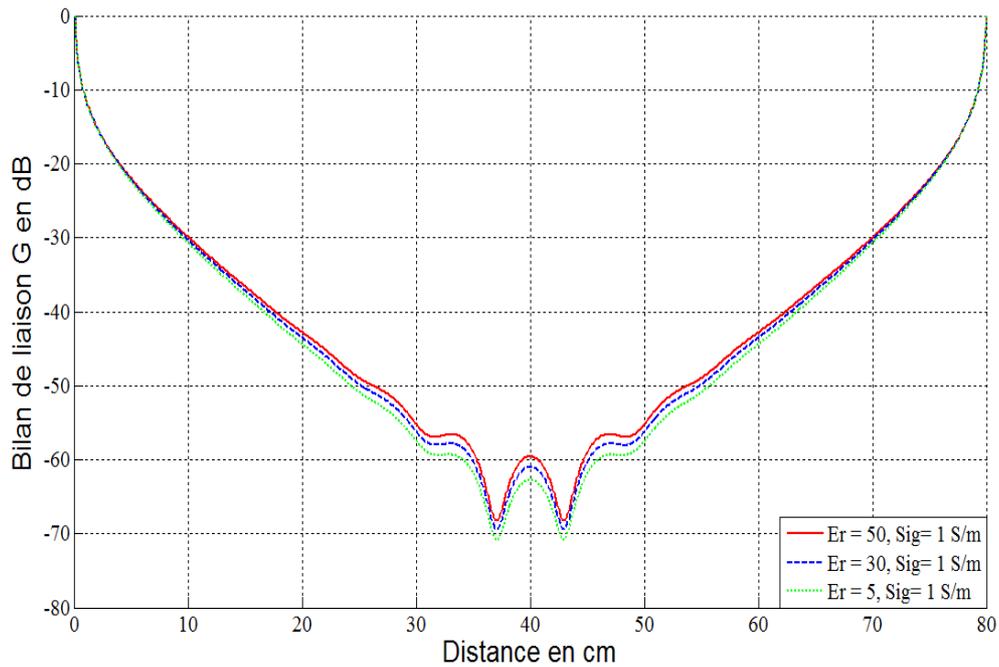


Figure III.26 Effet de la permittivité sur le bilan de liaison

On constate une petite amélioration du bilan de liaison lorsqu'on augmente la permittivité. Cette amélioration est due à la surface inductive créée par l'augmentation de la permittivité, ce qui favorise la propagation des ondes TM autour du cylindre.

La figure (III.27) présente l'effet de la conductivité sur le bilan de liaison. Pareillement à ce qu'on a vu dans le cas de la variation de la permittivité, le bilan de liaison présente aussi une petite amélioration avec la conductivité.

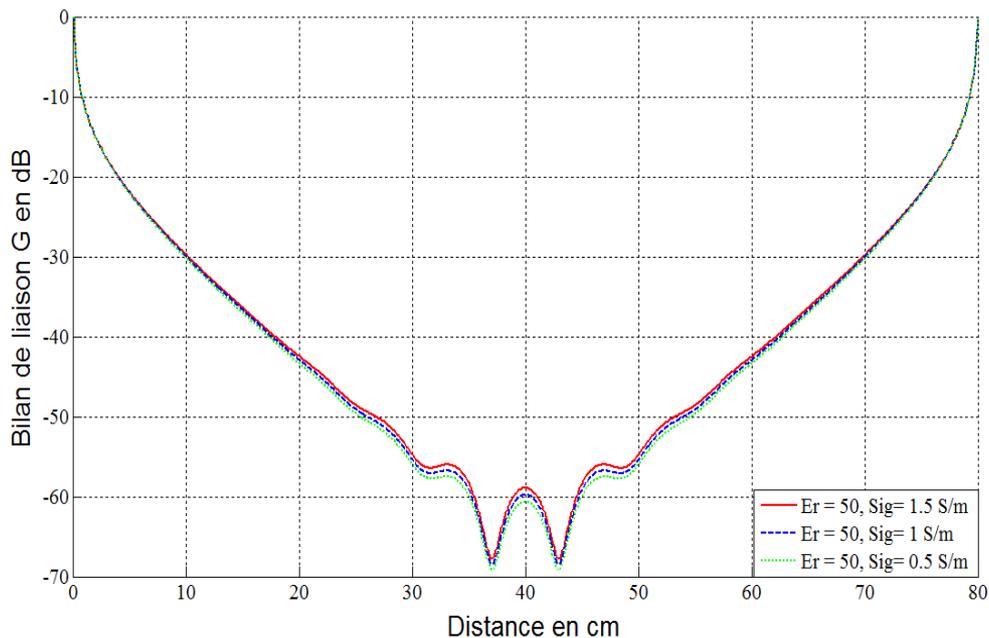


Figure III.27 Effet de la conductivité sur le bilan de liaison

Il paraît clair que la variation du bilan de liaison est quasiment nulle dans les zones où l'amplitude du champ est importante. La variation rapide de ce bilan a lieu dans les zones d'interférence. On peut conclure que le facteur majeur de l'atténuation des ondes se propageant autour d'un cylindre, n'est pas relié aux propriétés physiques du diélectrique. La décroissance du champ est essentiellement fonction de la cylindricité du support de propagation.

La figure (III.28) présente la variation du bilan de liaison à différentes fréquences 2.5 GHz, 6 GHz et 10 GHz. On constate que l'amplitude de l'interférence augmente progressivement avec la fréquence pour atteindre 15 dB à 10 GHz, tandis qu'elle est égale à 8 dB à 2.5 GHz. Il faut prendre en compte cette variation qui est due à l'arrivée des ondes directe et indirecte en phase ou en opposition de phase sur l'antenne réceptrice dans la zone d'interférence. D'autre part, et sans tenir compte de la zone d'interférence, l'amplitude de l'atténuation est 55 dB à 2.5 GHz, tandis qu'il est 85 dB à 10 GHz. Notons que l'atténuation importante à 10 GHz nécessite un niveau de signal important pour compenser l'atténuation due à la cylindricité du support de propagation.

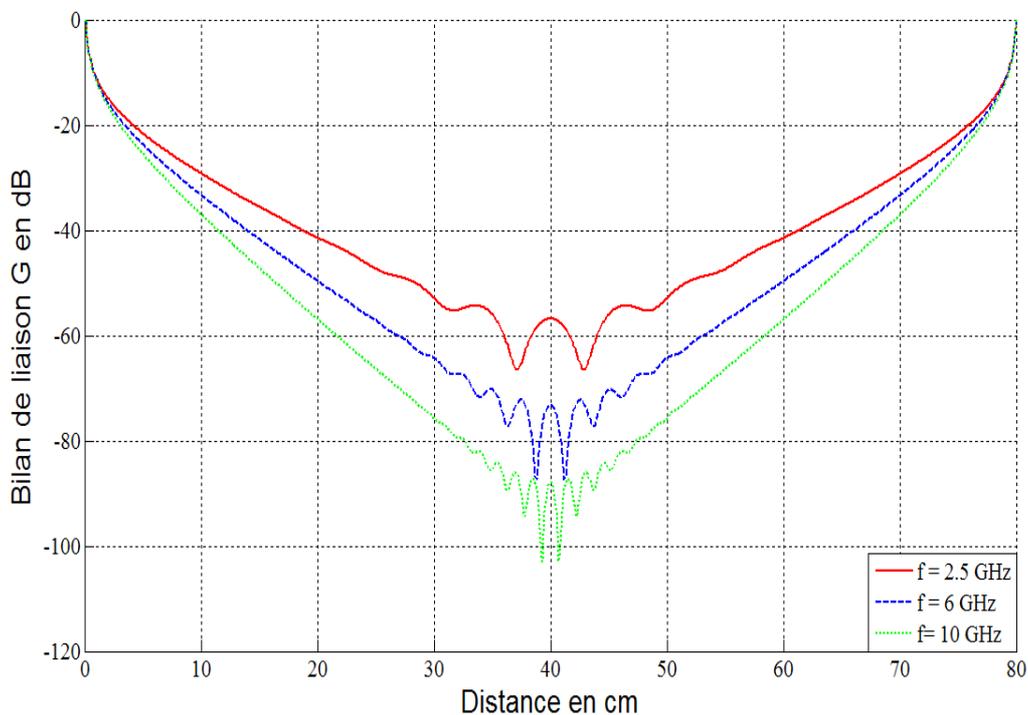


Figure III.28 Effet de la fréquence sur le bilan de liaison

VI.2 Simulation sur des tissus biologiques et validations

Dans ce paragraphe on souhaite valider les résultats théoriques obtenus dans les parties précédentes à l'aide de formules analytiques. Dans ce but, nous avons effectué des simulations électromagnétiques sur CST MWS en utilisant dans un premier temps un cylindre ayant les dimensions moyennes d'une tête adulte, avec un périmètre de 60 cm.

La figure (III.29) présente la distribution du champ en 3D (tracée sous Matlab) autour du cylindre ayant une permittivité de 20 et une conductivité 1 S/m sur une fréquence 2 GHz. La couleur rouge présente l'amplitude du champ maximum (position de l'antenne). On remarque l'interférence, qui est présentée par un couleur moins foncée, entre les ondes des trajets direct et indirect où l'amplitude du champ est faible (zone de diffraction).

Dans un deuxième temps on souhaite valider le travail effectué sur le bilan de liaison, avec un cylindre ayant les dimensions moyennes du torse d'un homme adulte. Pour cela on a utilisé un cylindre de longueur 165 cm et un périmètre de 80 cm avec les propriétés diélectrique d'un muscle ($\epsilon_r=50$, $\sigma=1.7$ S/m) sur une fréquence de 2 GHz.

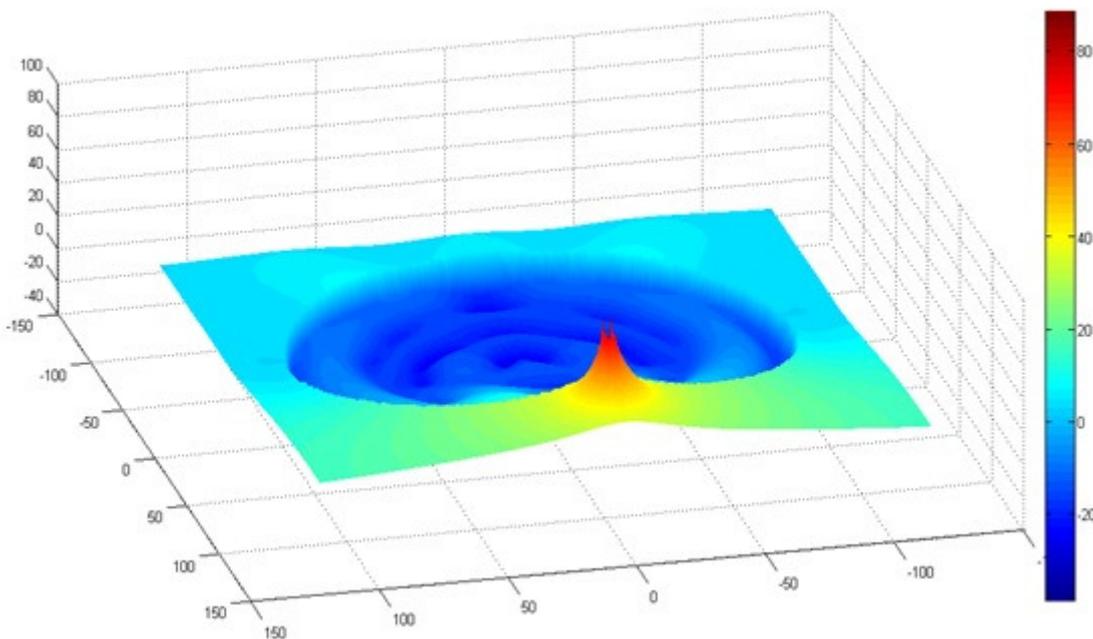


Figure III.29 Amplitude du champ autour d'un cylindre de périmètre 60 cm

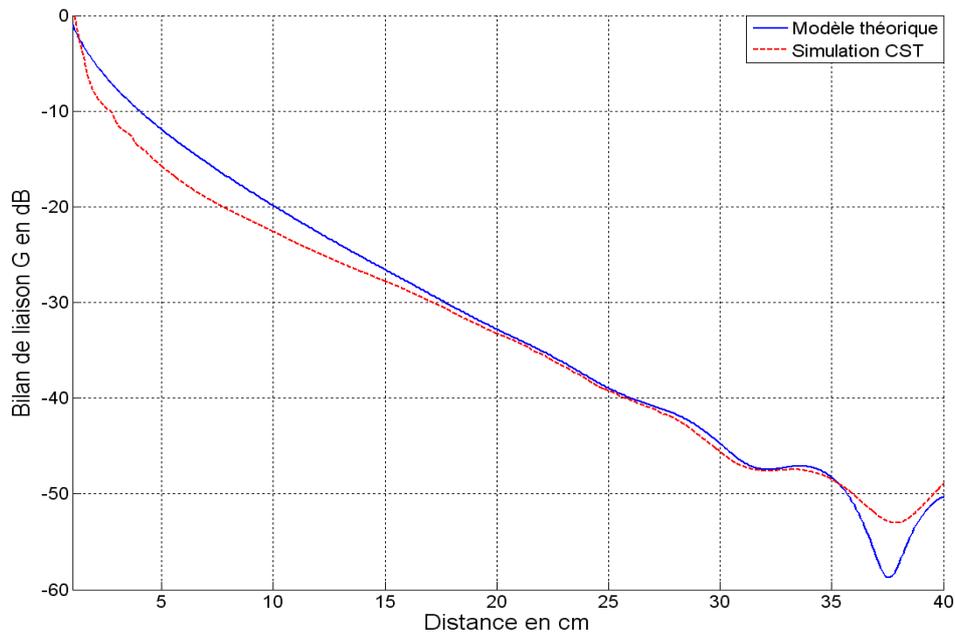


Figure III.30 Comparaison du bilan de liaison en théorique et en simulation autour d'un demi-cylindre

La figure (III.30) présente le bilan de liaison obtenu par théorie (courbe bleu) et par simulation (courbe en rouge). Le bilan de liaison montre un bon accord entre le modèle et la simulation lorsqu'on fixe les gains des antennes à 0 dBi.

VII. Formalisme des ondes Watson sur une surface quasi plane

La surface corporelle n'est pas toujours une surface plane. Cette dernière peut être considérée comme quasi-plane si les antennes sont implantées sur le côté le long du corps ou au niveau de l'épaule. L'expression (III.15) a été utilisée pour calculer le bilan de liaison pour un trajet direct sur un cylindre. Cette expression peut aussi être utilisée pour une portion d'arc de cylindre. Autrement dit, elle peut être utilisée sur des parties du corps comme le dos courbé, ou le côté du corps, ou le torse. Dans ce cas le changement va avoir lieu sur les rayons de notre cylindre qui auront en général des valeurs compris entre 1 et 2 mètres. Sous ces conditions, le paramètre $|q|$ défini précédemment reste très petit et négligeable devant le paramètre $|t_1| = 0.8514$.

Les zones de diffraction sont facilement repérables sur le corps. La figure (III.31) présente différents positionnements d'un homme debout. Il existe une courbure le long du corps entre l'épaule et les pieds en passant par le ventre et la hanche.

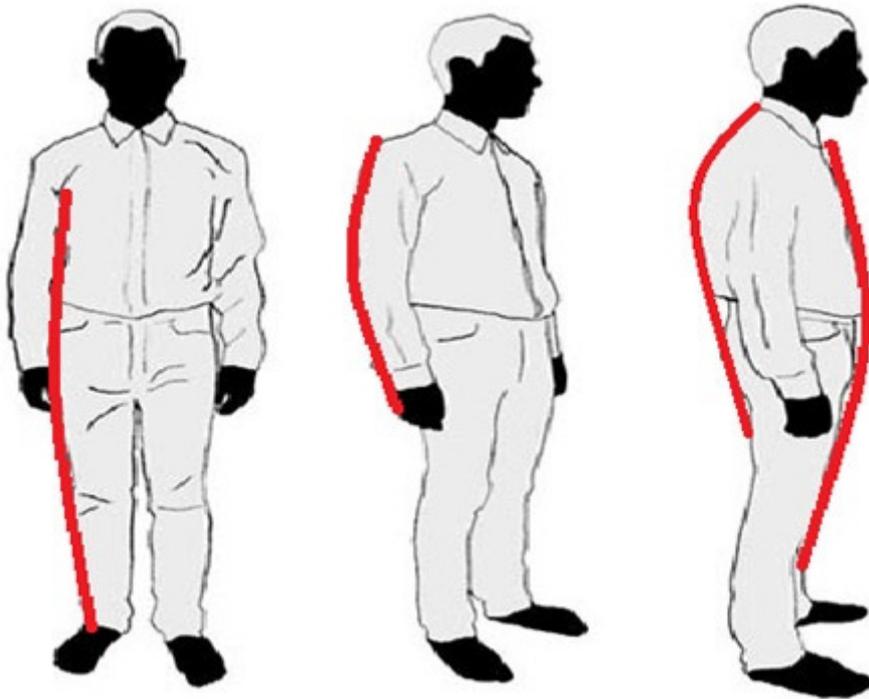


Figure III.31 Trajet quasi planaire sur un modèle du corps complet

Afin de définir un rayon équivalent pour un trajet quasi-planaire, on représente le modèle géométrique de la figure (III.32). On considère le triangle ABC sur la figure ci-dessous, on a donc : $a^2 = (h/2)^2 + (a - w/2)^2$.

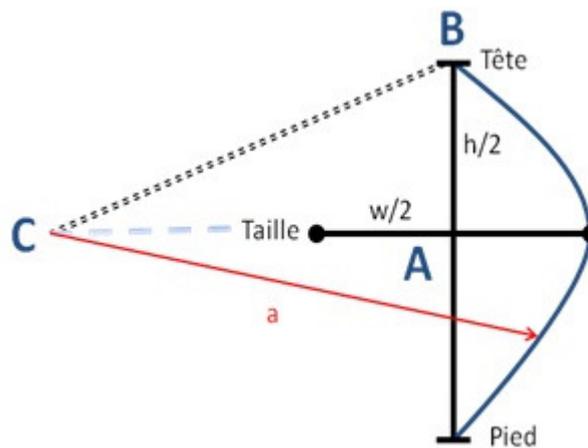


Figure III.32 Schématisation du rayon équivalent à une surface quasi-plane

On peut mettre le bilan de liaison sous :

$$\text{Pour } d=[0 : p/2] \tag{III.15}$$

$$G_{dB} = 65.25 - 20 \log |t_1| + G_{RX} + G_{TX} - 16.7 \log f_{MHz} - 10 \log d_{cm} - 6.7 \log a_{cm} - \alpha_{dB/cm} d_{cm}$$

Pour $d=[p/2:p]$

(III.16)

$$G_{dB} = 65.25 - 20 \log |t_1| + G_{RX} + G_{TX} - 16.7 \log f_{MHz} - 10 \log(p_{cm} - d_{cm}) - 6.7 \log a_{cm} - \alpha_{dB/cm}(p_{cm} - d_{cm})$$

VII. 1 Etudes paramétriques sur le modèle d'atténuation

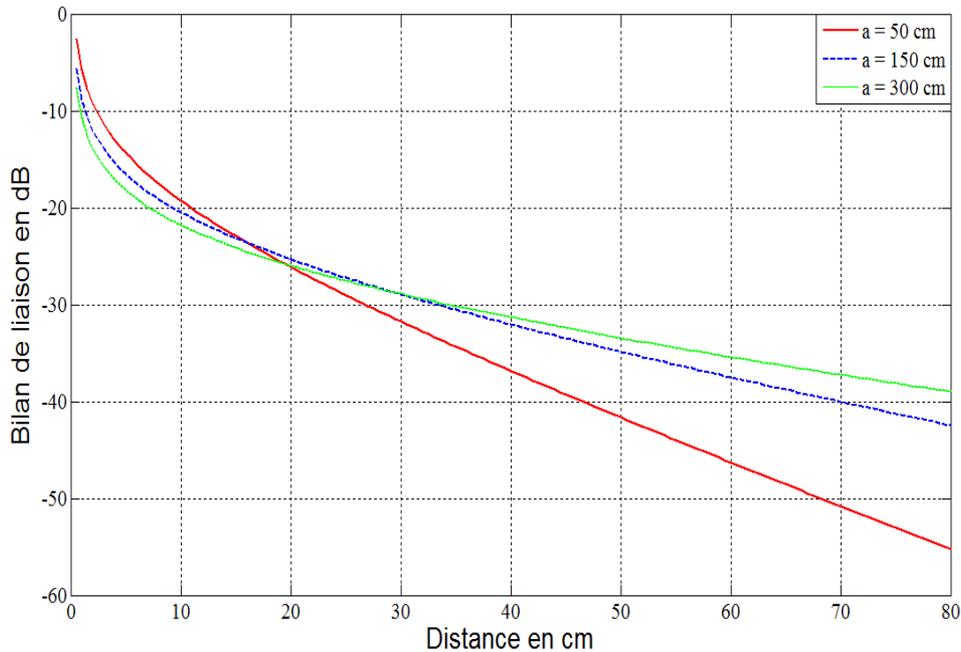


Figure III.33 Effet des rayons équivalents sur le bilan de liaison

La figure (III.33) montre l'effet des différentes valeurs du rayon équivalent sur le bilan de liaison à une fréquence de 2.5 GHz. On constate que les différentes parties du corps (côté du corps $a \sim 2$ à 2.5m, torse $a \sim 0.5$) présentent des atténuations très différentes, et qu'elles peuvent atteindre une amplitude de 15 dB. Il est important de noter que dès que les rayons équivalents dépassent 0.5 m, le champ s'atténue linéairement avec une pente plus ou moins douce. Ce résultat montre que les ondes du trajet indirect sont devenues négligeables et qu'elles sont amorties avant d'atteindre l'autre côté du cylindre.

La figure (III.34) présente l'influence de la permittivité sur le bilan de liaison. On constate que l'influence du constant diélectrique est similaire à celle qu'on a observée dans les parties précédentes : le coefficient d'atténuation diminue lorsque la permittivité augmente car la surface du support devient plus inductive lorsque la permittivité augmente.

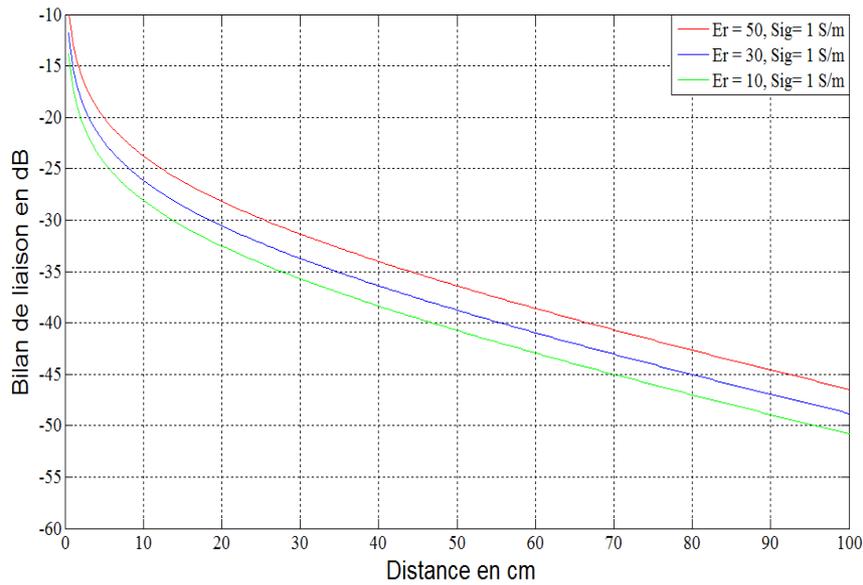


Figure III.34 Effet de la permittivité sur le bilan de liaison

La figure (III.35), présente l'effet de la conductivité sur le bilan de liaison. On constate que l'effet de la conductivité est moins important que celui de la permittivité.

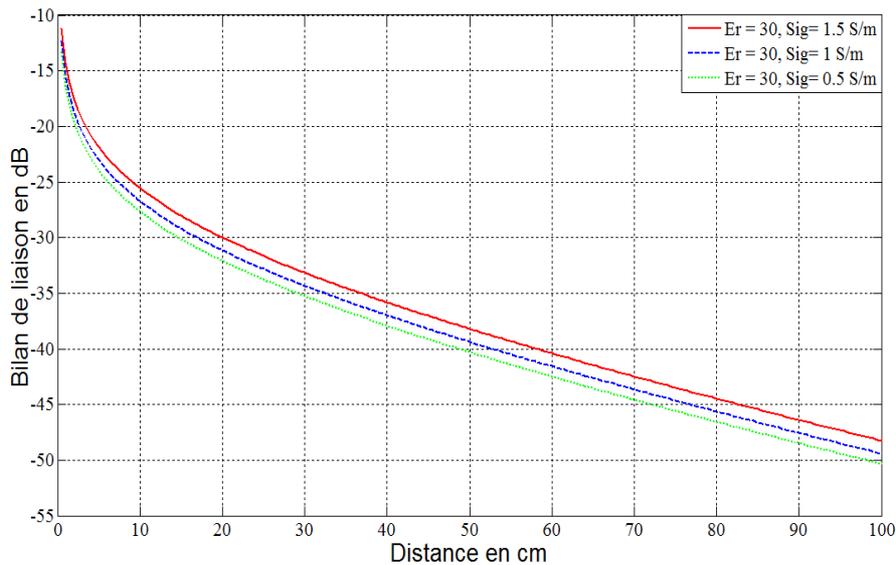


Figure III.35 Effet de la conductivité sur le bilan de liaison

La montée en fréquence reste toujours l'un des facteurs les plus pénalisant pour le bilan de liaison. Ce résultat a été analysé dans les différents mécanismes de propagation qu'on a présentés. La figure (III.36) présente l'effet de la fréquence sur le bilan de liaison. On constate un décalage qui dépasse 10 dB entre 2.5 GHz et 10 GHz.

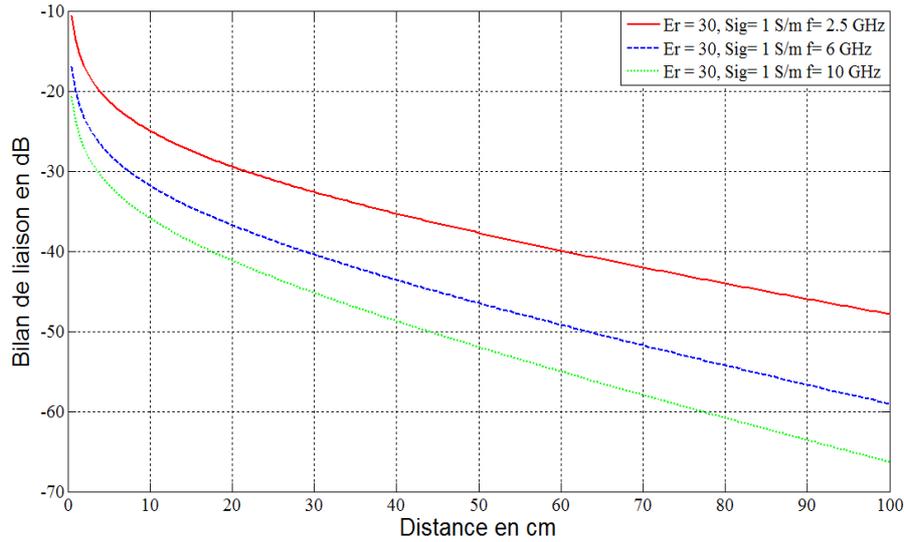


Figure III.36 Effet de la fréquence sur le bilan de liaison

En conclusion de cette partie, il nous paraît important de comparer la série de Watson appliquée sur une surface quasi-planaire et l'atténuation présentée par la relation de Sommerfeld pour les surfaces planes. La figure (III.37) présente une comparaison entre les bilans de liaison calculés par la relation de Sommerfeld pour des surfaces planes et la série de Watson pour des surfaces quasi-planes.

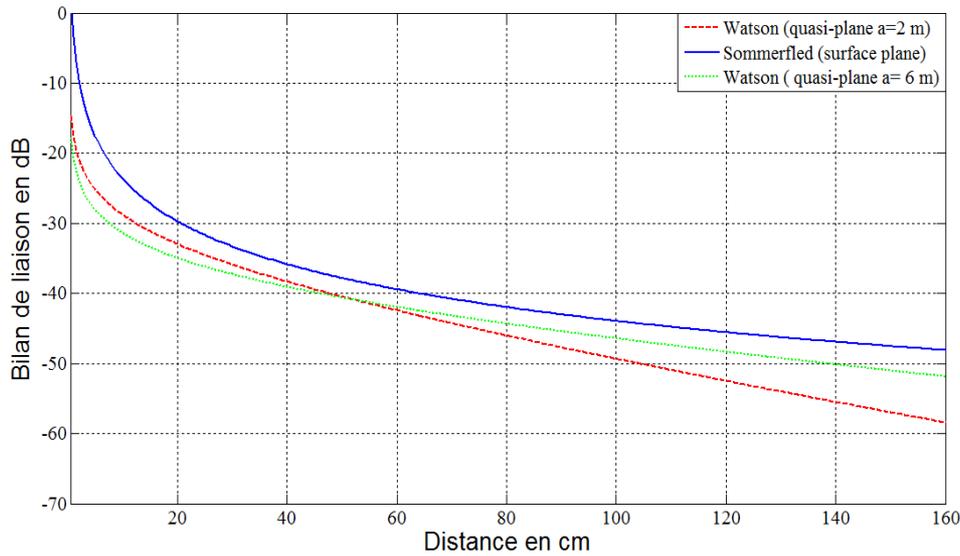


Figure III.37 Comparaison entre Sommerfeld et la série de Watson pour une surface quasi-plane avec différents rayons équivalents

Il apparaît qu'il existe une limitation dans l'utilisation du rayon de courbure équivalent pour les surfaces quasi-planes car il faut que la distance numérique X (figure III.37) soit plus grande que 1 pour qu'on puisse se limiter au premier mode. Pour un rayon de courbure de 2 m $d_0 = 54$ cm donc un $d_0/2 = 27$ cm, le calcul de d_0 peut être effectué avec l'expression (III.17)

$$d_0 = 21.2 \frac{a_{cm}^{2/3}}{f_{MHz}^{1/3}} \quad (III.17)$$

On observe que l'écart relatif reste inférieur à 3 dB, même pour une distance $d_0/2$. L'écart devient supérieur à 3 dB pour $d < d_0/2$. Le rayon de courbure et la fréquence sont les facteurs principaux qui interviennent dans le calcul de d_0 . Pour des rayons de courbure petits et des fréquences élevés, on peut réduire d_0 et $d_0/2$ jusqu'à atteindre quelques centimètres.

Au final, on constate que pour un rayon de courbure équivalent à 2 m, on a une atténuation supplémentaire de 10 dB par rapport à une surface plane à 160 cm (trajet complet du corps) et une atténuation de 4 dB à 160 cm pour un rayon de courbure 6 m.

VIII. Etude de la polarisation sur l'effet de la propagation intracorporel pour différents trajets.

VIII.1 Dipôle élémentaire normal à la surface d'un bras

La figure III.38 présente une polarisation normale de l'antenne émettrice implantée sur un bras complet. Une antenne réceptrice est placée à l'autre extrémité du bras.

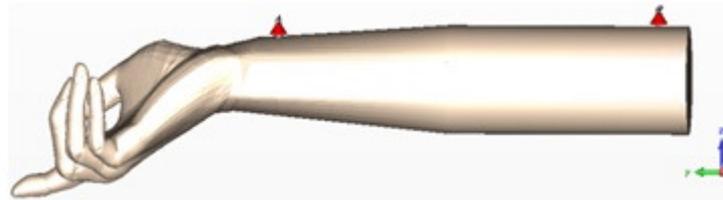


Figure III.38 Avant bras avec des dipôles normaux implantés au milieu

Le modèle du bras fantôme est défini avec une permittivité relative de 50 et une conductivité de 1.4 S/m à la fréquence de 2.5 GHz. Les simulations ont été faites avec le logiciel CST MICROWAVE STUDIO. Des études ont déjà été faites sur la manière dont on peut approximer le champ E avec la distance pour un dipôle élémentaire implanté avec une polarisation normale [5]. L'équation (III.9) présentée ci-dessous [6], nous donne une idée de la forme mathématique et du facteur d'atténuation du champ pour une polarisation normale.

$$E(z) \approx -\frac{\mu_0 \omega k_c^2 \exp(-jk_0 r) Idl}{2\pi k_0^3 r} \quad (III.9)$$

La figure III.39 présente les atténuations du champ E pour les différents trajets en dB, tout en gardant l'antenne émettrice au milieu. La couleur rouge présente la dégradation du champ au milieu du bras, tandis que la courbe en bleu présente celle de la périphérie. On peut conclure constate que le champ au milieu s'atténue plus fortement qu'en périphérie.

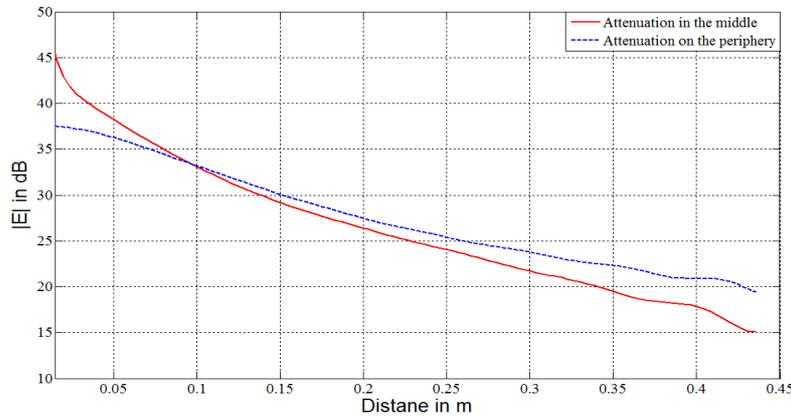


Figure III.39 Atténuation du champ au milieu et au périphérique

Les résultats présentés dans la figure (III.40) semblent indiquer que la transmission sur une fréquence de 2.5 GHz avec les propriétés physique du modèle bras cité ci-dessous, suit un modèle exponentiel. Le modèle théorique $E_0 * e^{-\alpha d}$, présenté en couleur verte, montre un coefficient d'atténuation $\alpha \sim 0.08$ dB/cm. Les résultats de la simulation présentent un très bon accord avec le modèle proposé.

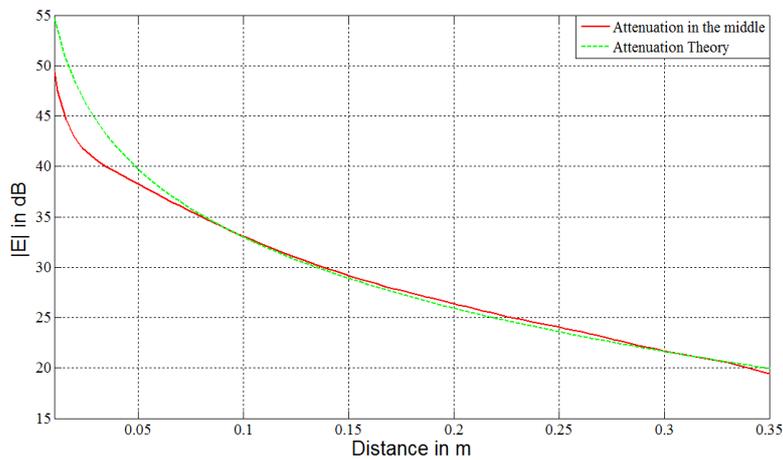


Figure III.40 Comparaison de l'atténuation du champ d'un dipôle normal et le modèle théorique

On peut conclure que l'atténuation du champ pour un dipôle normal, déposé au milieu du bras, suit un modèle exponentiel, ce qui n'est pas le cas en périphérie où l'atténuation suit le modèle d'une équation quadratique.

VIII.2 Dipôle tangent, orthogonal à la direction de propagation

La figure (III.41) présente une polarisation tangente de l'antenne émettrice et réceptrice implantées sur un bras complet.

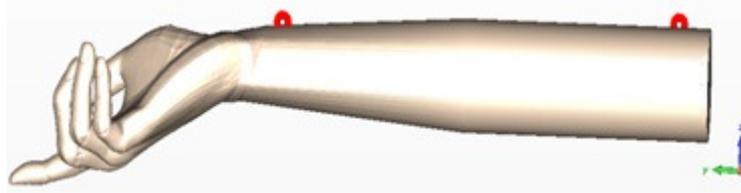


Figure III.41 Main alignée avec un dipôle tangent orthogonal implanté au milieu

Dans les mêmes conditions que précédemment, on a réalisé les simulations pour un dipôle élémentaire tangent orthogonal. Les résultats obtenus sont présentés sur la figure (III.42). La courbe en rouge présente l'atténuation du champ au milieu du bras fantôme tandis que le bleu présente l'atténuation en périphérie. On remarque une forte atténuation après 5 cm de trajet pour la courbe rouge, tandis que la courbe bleue présente un champ plus fort de 20 dB après 10 cm de communication. On peut conclure que pour un dipôle implanté avec une polarisation tangente orthogonale, il est préférable de communiquer avec les zones en périphérie, où l'atténuation présente un champ plus fort d'environ 20 dB après 10 cm de communication.

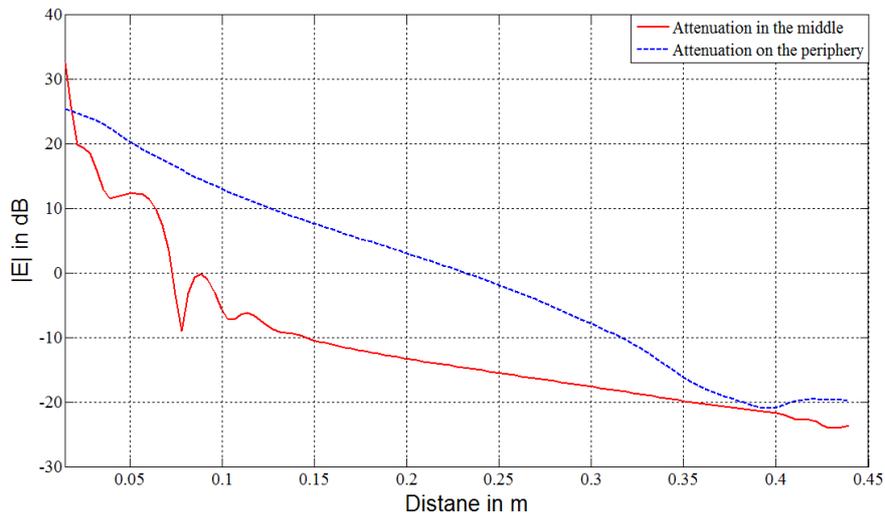


Figure III.42 Atténuation du champ au milieu et au périphérique

Le modèle théorique déjà proposé pour la polarisation normale peut s'appliquer pour une polarisation tangente orthogonale, mais avec un coefficient d'atténuation plus élevé.

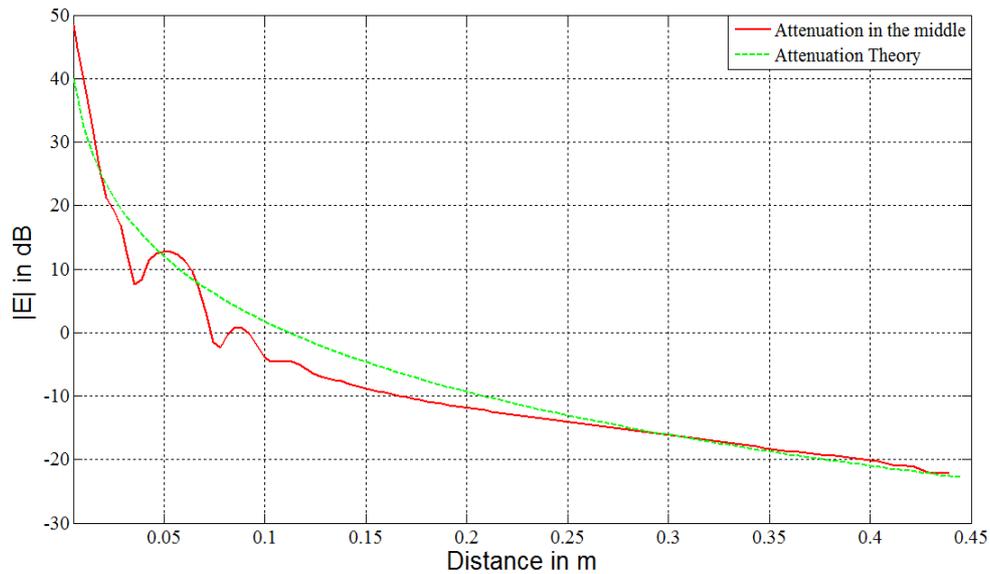


Figure III.43 Comparaison de l'atténuation du champ d'un dipôle tangent orthogonal avec un modèle théorique.

La figure (III.43) présente une comparaison entre le modèle théorique (courbe en verte) et le résultat de simulation (courbe en rouge), avec un coefficient d'atténuation α qui vaut 0.13 dB/cm. Le décalage entre les deux courbes n'influe pas sur la validité de notre étude car la valeur présentée par le modèle théorique est plus faible que celui présenté par simulation.

VIII.3 Dipôle tangent dans la direction de propagation : « Polarisation horizontale »

La figure (III.44) présente une polarisation « horizontale » des antennes émettrices et réceptrices. Ces dernières sont implantées au milieu du bras complet comme dans les cas précédents. On peut noter que la composante principale de champ (E_y) va se propager dans le plan azimutal XZ, soit donc perpendiculairement au chemin qu'on a choisi pour l'étude. On peut penser dans un premier temps que l'étude avec une polarisation horizontal est inutile car il n'existe pas de champ qui va se propager dans le plan XZ. Un dipôle implanté sur un parallélépipède fantôme pour la même orientation que la notre [7], montre un champ électromagnétique qui se crée dans le plan XZ lors du contact du dipôle avec le modèle fantôme, ce qui nous permet d'introduire cette polarisation dans notre étude.

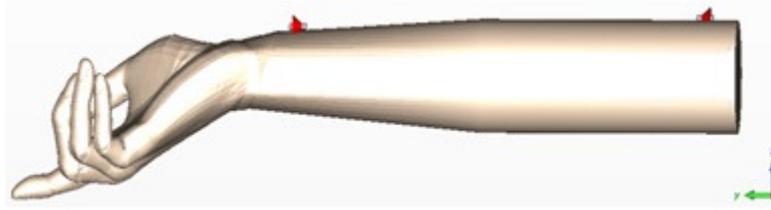


Figure III.44 Main alignée avec un dipôle « horizontale » implanté au milieu

Les propriétés physiques du bras fantôme sont similaires à celles qu'on a utilisées précédemment.

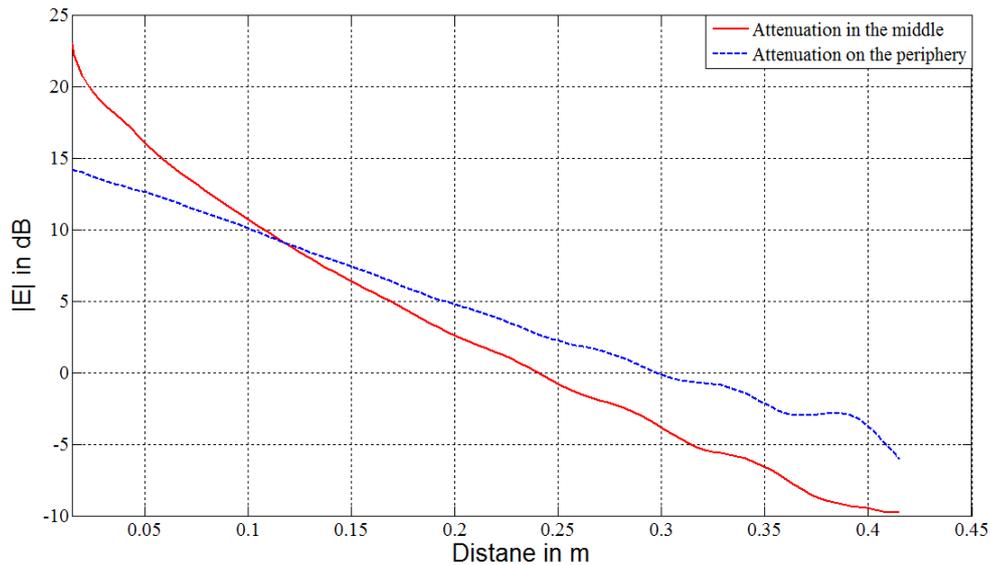


Figure III.45 Atténuation du champ au milieu et au périphérique

La figure (III.45), présente l'atténuation du champ pour les deux trajets qu'on a choisi (milieu et en périphérie). On constate que le champ au milieu s'atténue plus fortement qu'en périphérie. Une comparaison avec un modèle théorique est présentée dans la figure (III.46), dans le but de donnée une idée claire sur le facteur d'atténuation entre les différents chemins.

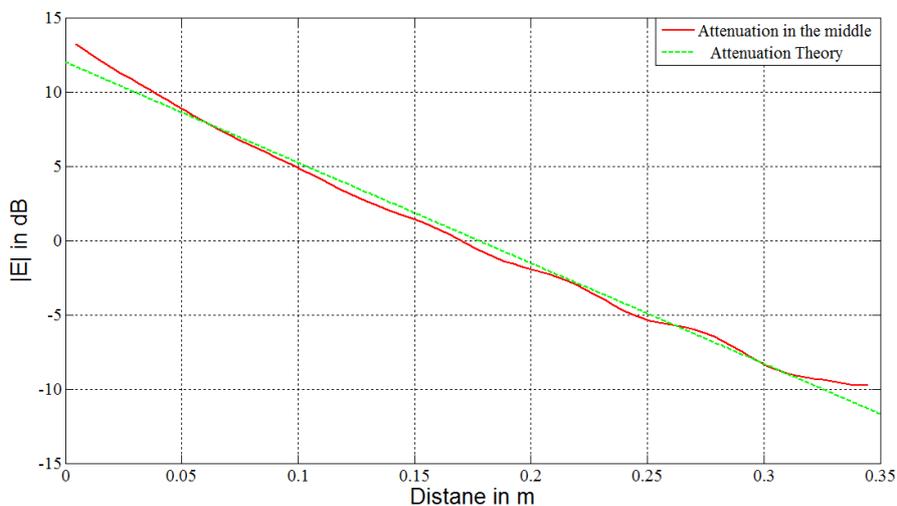


Figure III.46 Comparaison d'un dipôle « horizontal » avec un modèle théorique

Les courbes obtenues montrent que l'atténuation du champ en périphérie (courbe en rouge) suit un modèle linéaire (Figure III.46). La courbe verte présente le modèle d'une droite $y = -ax+b$, avec une pente $a= 0.068$ dB/cm. On remarque un bon accord entre le modèle théorique proposé et le résultat de simulation obtenu. On conclut que pour une polarisation « horizontale », il est préférable de communiquer sur la périphérie où le facteur d'atténuation est plus faible.

VIII.4 Comparaison entre les différentes polarisations

Différents mécanismes de propagation ont été envisagés dans ce papier. Afin de déterminer le chemin préférentiel de l'onde et essayer d'améliorer le bilan de liaison entre antennes, une comparaison entre les trois polarisations et les différents chemins est présentée dans cette partie.

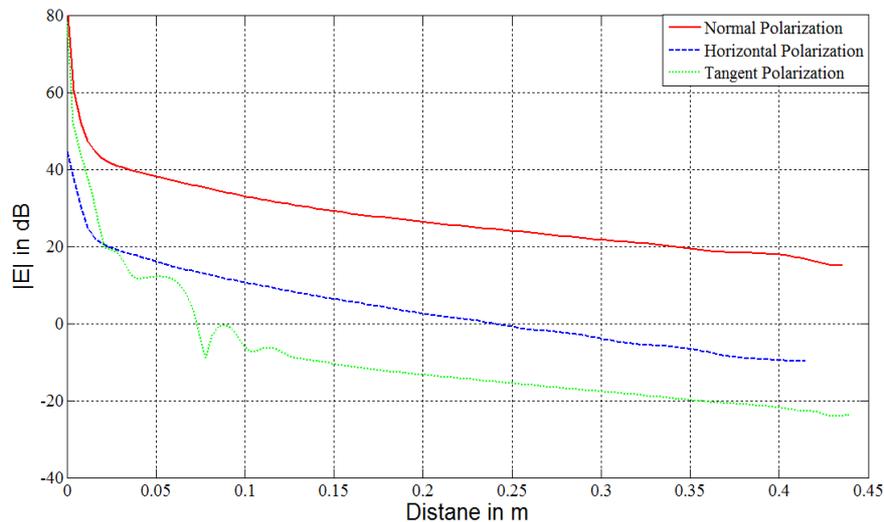


Figure III.47 Comparaison des atténuations au centre du bras pour différentes polarisations

La figure (III.47) présente la forme d'atténuation du champ au centre du bras pour les trois polarisations proposées. On peut conclure que la polarisation tangente orthogonale s'atténue très fortement et elle n'est pas la polarisation optimale pour une communication entre antenne. Ce résultat peut être confirmé mathématiquement en comparant les coefficients d'atténuations des modèles proposés. La polarisation tangente orthogonale présente un facteur d'atténuation α de 0.13 dB/cm tandis que les autres polarisations présentent des grandeurs α de 0.08 dB/cm et 0.068 dB/cm pour les polarisations normale et « horizontale » respectivement. Ce résultat montre que la polarisation « horizontale » possède, d'une manière générale, le coefficient d'atténuation le plus faible par rapport aux autres polarisations au milieu du bras. Cependant, le champ qui va se propager de l'antenne émettrice vers l'antenne

réceptrice pour la polarisation « horizontale » est très faible car le rayonnement principal de l'antenne émettrice est tangentiel orthogonal. La polarisation normale possède toujours l'avantage d'être de grande amplitude. On conclut que pour un bilan de liaison au milieu, la polarisation « horizontale » est la polarisation optimale en termes d'atténuation et la polarisation normale est la polarisation optimale en termes d'amplitude.

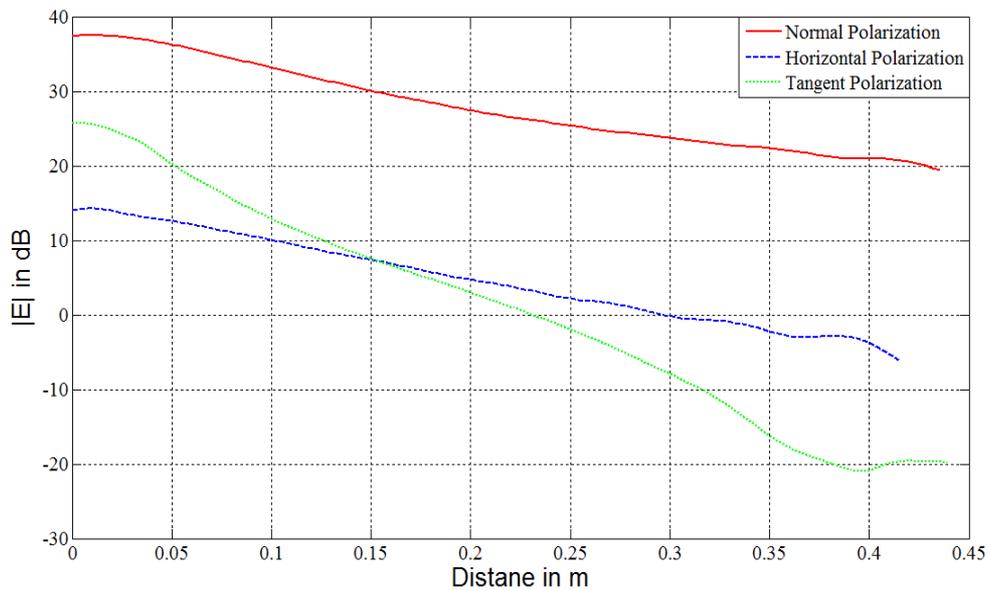


Figure III.48 Comparaison des atténuations en périphérie pour différentes polarisations

La figure (III.48) présente la forme d'atténuation du champ en périphérie pour les trois polarisations proposées. De manière analogue au résultat obtenu pour un bilan de liaison au centre du bras, la polarisation tangente orthogonale possède l'atténuation la plus forte. D'autre part, on remarque que la polarisation « horizontale » et la polarisation normale présente quasiment le même coefficient d'atténuation. Cependant, le champ qui va se propager de l'antenne émettrice vers l'antenne réceptrice pour la polarisation « horizontale » est très faible car le rayonnement principal de l'antenne émettrice est tangentiel orthogonal. La polarisation normale possède toujours l'avantage d'être de grande amplitude. On conclut que pour un bilan de liaison en périphérie, la polarisation normale est la polarisation optimale.

VIII.5 Etude du vecteur champ électrique

Afin d'affiner les résultats obtenus, nous proposons d'étudier plus en détail la polarisation du champ électromagnétique durant sa propagation au niveau de la surface, pour les différentes polarisations et pour différents trajets. La figure (III.49) présente les vecteurs

champs électriques pour la polarisation tangente, au milieu du bras, et à différents instants. La figure (III.50) présente les mêmes éléments pour une propagation à la périphérie du bras.

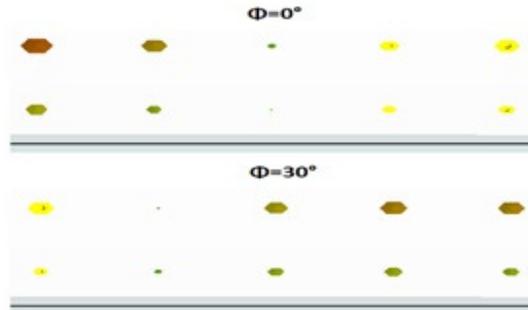


Figure III.49 Vecteurs champ électrique au milieu du bras pour une polarisation tangente.

Ces vecteurs montrent une polarisation linéaire et passe par des minima et des maxima le long du parcours, tout en restant tangents à la surface. La figure(III.50) présente des vecteurs champs électriques qui se propagent avec une polarisation quasi-normale à la surface, différemment de la situation précédente. Au cours du temps, les vecteurs champs électriques effectuent des mouvements elliptiques, en passant par des minima et des maxima le long du parcours.

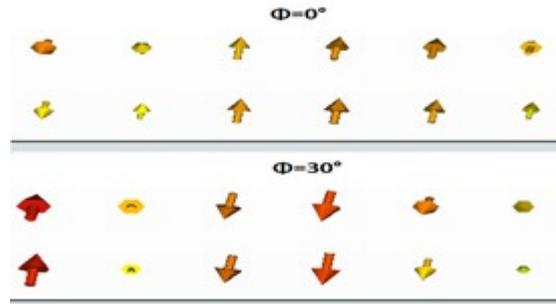


Figure III.50 Vecteurs champ électrique à la périphérie du bras pour une polarisation tangente.

La figure (III.51), présente les vecteurs champs électriques pour une polarisation normale, au milieu du bras, à différentes instants, tandis que la figure (III.51) présente les mêmes vecteurs en périphérie. On remarque que les vecteurs champs électriques au milieu du bras restent polarisés normalement à la surface.



Figure III.51 Vecteurs champ électrique au milieu du bras pour une polarisation normale

La figure (III.52), présente les vecteurs du champ, à la périphérie, avec une polarisation normale à la surface.

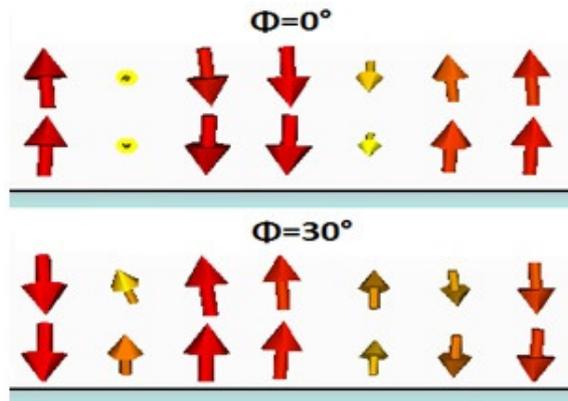


Figure III.52 Vecteurs champ électrique à la périphérie du bras pour une polarisation normale

Les vecteurs champs électriques effectuent des mouvements quasi-circulaires dans le sens de la propagation. Ce résultat peut se vérifier dans l'alternance de la couleur rouge, qui présente le maximum du champ avec la couleur jaune qui présente le minimum. La figure (III.53) présente les vecteurs champs électriques pour une polarisation « horizontale », au milieu du bras, à différents instants tandis que la figure (III.53) présente les mêmes vecteurs en périphérie.

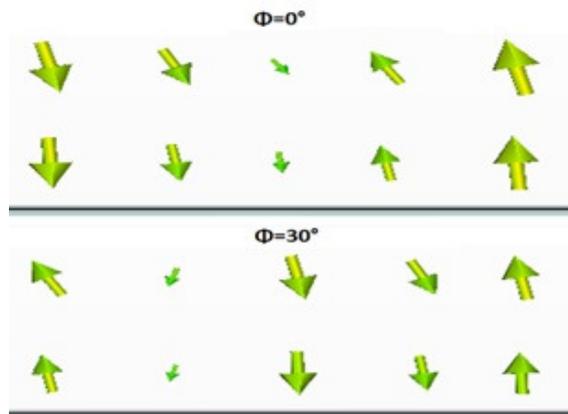


Figure III.53 Vecteurs champ électrique au milieu du bras pour une polarisation « horizontale »

On remarque que les vecteurs, au milieu du bras, présentent une polarisation normale à la surface. De plus, ces vecteurs effectuent des mouvements elliptiques dans le sens de la propagation. La propagation en périphérie sur la figure (III.54) montre une propagation en polarisation quasi-circulaire des vecteurs champs électriques.

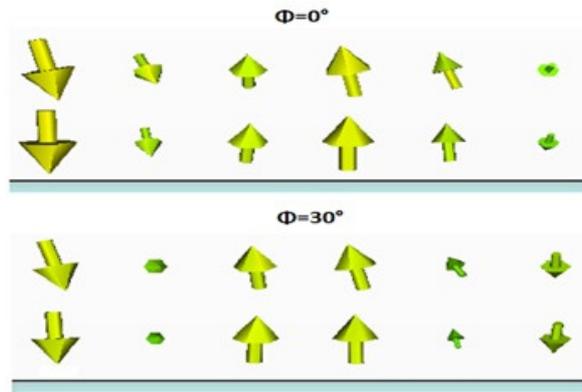


Figure III.54 Vecteurs champ électrique à la périphérie du bras pour une polarisation « horizontale »

Dans la partie précédent, on a vérifié que, au milieu du bras, la polarisation « horizontale » possède le coefficient d'atténuation le plus faible et que la polarisation tangente présente le coefficient d'atténuation le plus grand. Par contre, sur les périphéries, la polarisation normale et horizontale ont présenté la même grandeur d'atténuation avec un avantage en termes d'amplitude pour la polarisation normale. L'analyse de la direction montre que ces deux polarisations, sur les périphériques, présente des vecteurs champs électriques normale à la surface avec des mouvements quasi-circulaire dans le sens de propagation. On peut conclure que la polarisation optimum pour communiquer entre antennes est la polarisation normale à la surface, se propageant avec une polarisation cylindrique dans le sens de propagation, et que les antennes optima doivent être capables de générer des ondes de ce type.

VIII.6 Conclusion

Dans cette partie, les résultats des simulations de l'antenne dipôle implanté sur un modèle du bras fantôme ont été analysés. Les différentes polarisations de l'antenne ont été simulées pour deux bilans de liaisons différents, au milieu et en périphérie du bras. Les résultats obtenus montrent que la polarisation optimale pour communiquer entre deux antennes émettrice et réceptrice, au milieu du bras, est la polarisation « horizontale » tandis que sur les périphéries la polarisation horizontale et la polarisation normale ont présenté la même grandeur d'atténuation. Afin de mieux comprendre ces résultats, on a complété l'étude de la propagation par la représentation des vecteurs champs électriques à la surface du bras. On a remarqué que les vecteurs champs électriques, pour la polarisation tangente, au milieu du bras, restent polarisés linéairement et tangents à la surface dans le sens de propagation. Par contre, sur la périphérie du bras, la polarisation tangente présente une polarisation quasi-

normale, elliptique dans le sens de propagation. La polarisation normale, au milieu du bras, montre des vecteurs champs électriques linéaire et normaux à la surface. Par contre, sur la périphérie, la polarisation devient quasi-circulaire dans le sens de la propagation. La dernière polarisation « horizontale » montre des vecteurs champs électriques en rotation elliptique à la surface, au milieu du bras, tandis que sur la périphérie, elle présente une polarisation en rotation quasi-circulaire dans le sens de la propagation. On peut conclure que la meilleure polarisation pour communiquer entre antennes est la polarisation normale à la surface en rotation circulaire dans le sens de la propagation et que les antennes doivent être conçues dans cette optique.

IX. Résultat de Mesure

Afin de valider la modélisation théorique des ondes de surface, nous avons effectué des mesures sur l'atténuation de propagation des ondes électromagnétiques à la surface d'un liquide ayant les propriétés physiques du muscle. Nous disposons d'un générateur (*Rohde & Schwarz MSR 20*) générant un signal entre 10 MHz-20 GHz. Nous disposons également d'un robot avec une sonde de mesure (*Langer RF-E 10*). Toutes les mesures sont effectuées à la fréquence de 2.5 GHz.

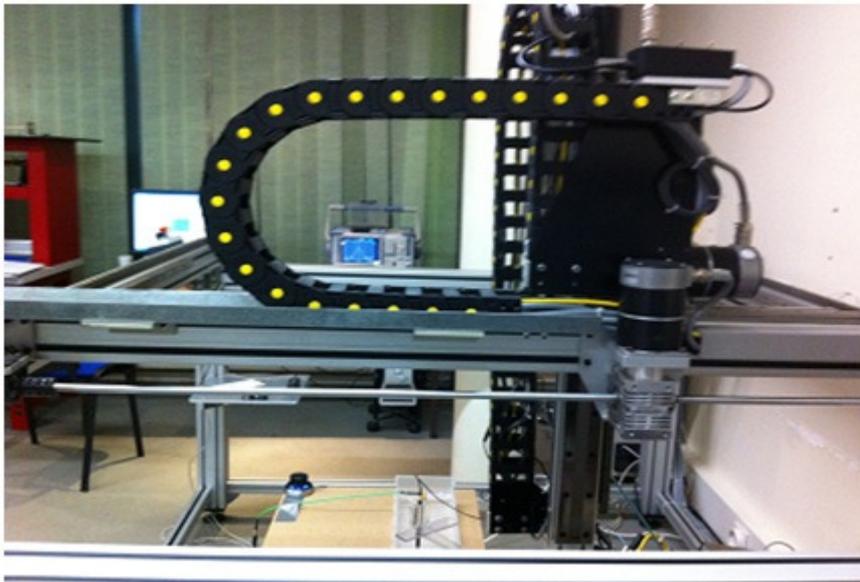


Figure III.55 Banc de mesure

L'antenne d'émission est un monopole, avec une polarisation normale, située à l'extrémité droit du bac (Figure III.55). La sonde a la même polarisation que l'antenne et elle

se déplace avec un pas de mesure 2 mm sur l'axe x et 10 mm sur l'axe y afin de récupérer le champ électromagnétique sur toute la surface.

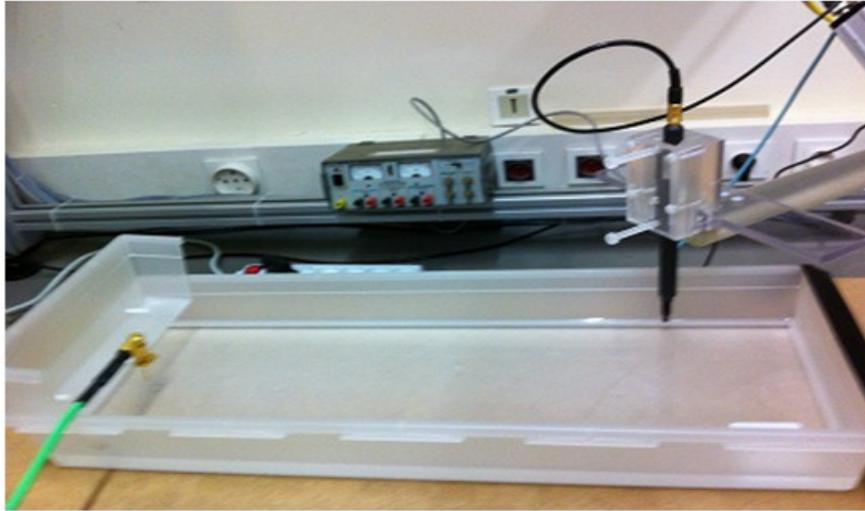


Figure III.56 Monopole situé à l'extrémité droite du bac avec une sonde de mesure (*Langer RF-E 10*)

La solution biologique utilisée est le DMEM, qui possède une permittivité de 35 à la fréquence 2.5 GHz. L'eau possède une permittivité d'environ 80 à la fréquence 2.5 GHz. Afin d'obtenir les propriétés physiques du muscle, on a mélangé 50 ml d'eau pour 100 ml de solution DMEM. Les résultats de mesure de la permittivité et de la conductivité sont illustrés dans les figures (III.57, III.58).

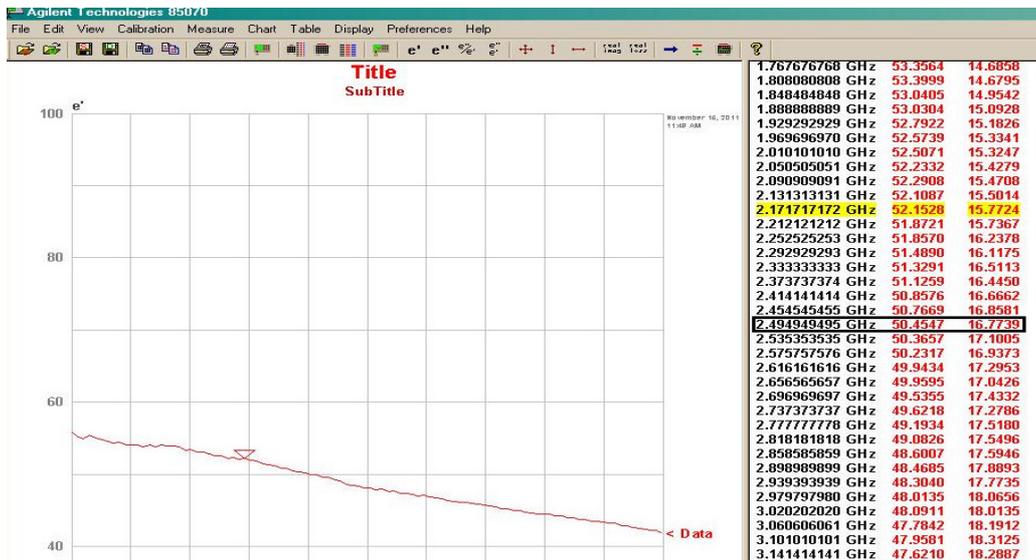


Figure III.57 Mesure de la permittivité réelle et imaginaire

La figure (III.57) présente les résultats de mesure effectués sur la solution biologique. La première colonne en noir présente la fréquence tandis que les colonnes en rouge présentent les parties réelles et imaginaires de la permittivité respectivement. La figure

(III.58) donne les valeurs de la conductivité de la solution (DMEM + EAU) en fonction de la fréquence.

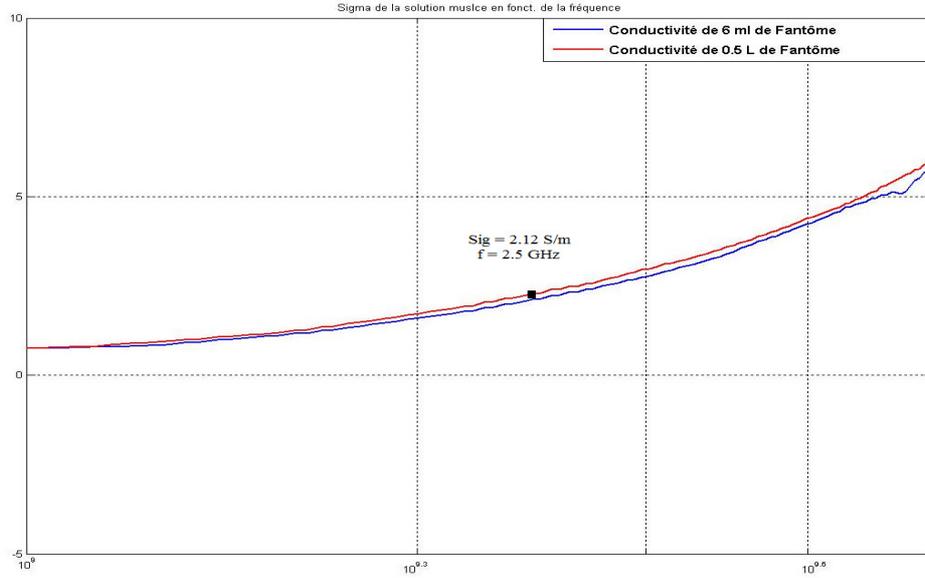


Figure III.58 Conductivité du liquide fantôme sur une fréquence 2.5 GHz

Les valeurs expérimentales des paramètres diélectriques (ϵ' , ϵ'' et σ) du milieu assimilé à un muscle sont mesurées à la température ambiante 22°C. L'influence de divers paramètres, comme l'espacement sonde/liquide (~1 à 2 mm) ainsi que l'échauffement qui peut se créer durant la mesure peut modifier les résultats obtenus. La figure (III.59) présente le modèle théorique de l'onde Norton défini précédemment en comparaison avec le résultat de mesure obtenu.

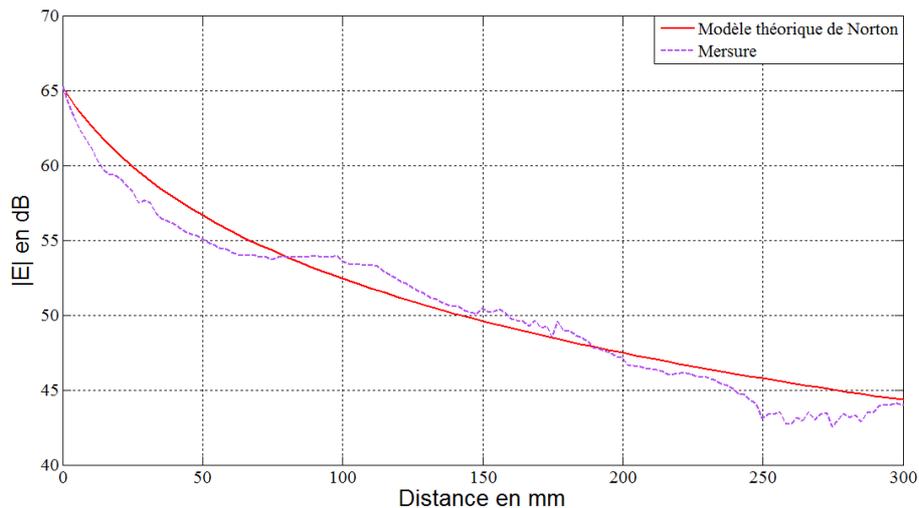


Figure III.59 Atténuation du champ à la surface du liquide fantôme en mesure et en théorie

On remarque une bonne concordance entre le modèle théorique et la mesure sur une distance de 30 cm. On conclut que la théorie des ondes Norton, modélisée par la formulation de Sommerfeld, donne de bons résultats pour les tissus biologiques.

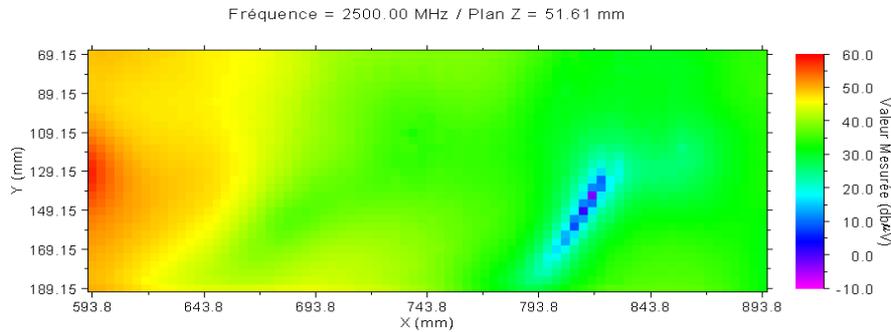


Figure III.60 Cartographie du champ mesurée à la surface du liquide fantôme

La figure (III.60) présente la cartographie du champ E mesurée à la surface du liquide fantôme sur une fréquence 2.5 GHz. Il faut indiquer que la mesure de la cartographie du champ commence à 1 cm de l'antenne pour donner l'agilité nécessaire au déplacement du bras du robot. Cependant, on remarque une zone de résonance en couleur bleu qui peut être due aux ondes stationnaires puisque notre bac n'est pas infini.

IX. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté des modèles théoriques applicables aux surfaces planes, quasi planes et cylindriques. Dans un premier temps, on présente une étude paramétrique sur la fonction d'atténuation de Sommerfeld qui prend en compte l'efficacité d'un mode par rapport à l'autre (TE, TM). Ensuite, on étudie l'influence des paramètres physiques des tissus biologiques sur la norme de l'atténuation le long d'une surface plane homogène. Des validations par simulation sont présentées dans la partie suivante.

Dans un deuxième temps, on présente le formalisme des ondes Watson, avec des études paramétriques permettent la simplification de la série de Watson. Ensuite, on étudie l'influence des paramètres physiques des tissus biologiques sur la norme de l'atténuation le long d'une surface homogène cylindrique et quasi plane avec des validations par simulation.

Dans la partie suivante, on présente une comparaison entre les différentes polarisations et les différents chemins afin d'améliorer le bilan de liaison entre antennes.

Finalement on présente des mesures sur l'atténuation des ondes électromagnétiques à la surface d'un liquide ayant les propriétés physiques du muscle.

Référence

- [1] Hall P. S., Hao Y., “Antennas and Propagation for On-Body Communication Systems”, IEEE Antennas and Propagation Magazine, Vol.49, No. 3, June 2007.
- [2] Wait J.R., “The Scope of Impedance Boundary Conditions in Radio Propagation”, IEEE Trans. on Geoscience and Remote Sensing, vol. 28, No. 4, July 1990.
- [3] Wait J.R., Electromagnetic Waves in Stratified Media, New York, Pergamon Press, First edition reprinted by IEEE press 1996.
- [4] Collin, Field Theory of Guided Waves.
- [5] Andrew Lea, Ping Hui, Jani Ollikainen and Rodney G. Vaughan “Propagation Between On-Body Antennas” IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION, VOL. 57, NO. 11, NOVEMBER 2009.
- [6] Rodney G. Vaughan, Andrew Lea, Ping Hui and Jani Ollikainen “Theory of propagation for direct ON-BODY Wirless sensor communication” School of Engineering Science, Simon Fraser University, British Columbia, Canada.
- [7] L.Akhoondzadeh-Asl, P.S. Hall, and Y. Nechayev. “ Novel Conformal Surface Wave Yagi Antenna for On-Body Communication Chanenel.”, University of Birmingham, UK, IEEE 2010.
- [8] Paknys R., D. R. Jackson, “The Relation Between Creeping Waves, Leaky Waves, and Surface Waves”, IEEE Trans. on Antennas and Propagation, Vol. 53, No. 3, Mars 2005.
- [9] Wait J.R., “The Ancient and Modern History of EM Ground-Wave Propagation”, IEEE Antennas and Propagation Magazine, Vol.40, No. 5, pp. 7-24, October 1998

**Chapitre IV: Etude sur l'interaction
Antennes / Corps**

I. Introduction

L'implantation des antennes sur le corps humain induit une altération de ses performances. Les dégradations portent sur le rayonnement, l'adaptation, la polarisation etc. Elles peuvent être d'ampleur très significative de sorte qu'il est souhaitable d'en tenir compte dès la conception ou au moins de les caractériser. Cela passe d'abord par une étude détaillée et une compréhension avancée de l'interaction antenne/corps. Pour être acceptées par l'utilisateur, il est également nécessaire que les antennes soient petites, cachées et si possible planaires. Ces antennes planaires peuvent éventuellement être intégrées dans les vêtements. D'autre part, pour des raisons de santé publique, il est indispensable de prendre des mesures de précaution et de limiter la puissance électromagnétique dissipée dans les organes vitaux des personnes. Des études internationales ont été menées reposant sur des analyses biologiques et physiques, et des limites à respecter en ont résulté. Ces limites sont imposées sur le taux d'absorption spécifique (SAR : *Specific Absorption Rate*), qui est une mesure de l'énergie électromagnétique absorbée par unité de masse et caractérise ce qu'on appelle habituellement « l'effet thermique » (élévation de température dans les tissus humains).

Il a été démontré dans le chapitre précédent que la nature inductive de la surface corporelle, qui augmente avec la permittivité et la conductivité, permet la propagation des ondes de surface de type TM. Pour exciter ce mode, nous devons donc utiliser des antennes capables de rayonner une onde polarisée dans une direction normale à la surface du corps, afin de minimiser les pertes et donc améliorer le bilan de liaison entre antennes.

Dans ce domaine, plusieurs type d'antennes apparaissent sous différents noms : *wearable antennas* (antennes portables), *fabric antennas* (antennes vêtements) ou encore *textile antennas* (antennes textiles). Dans un premier temps, on souhaite travailler avec des antennes possèdent une seule composante de champ, afin de mieux comprendre ce qui se passe lors du contact avec le corps. Dans ce but, on va tester des antennes dipôles avec plusieurs topologies : l'antenne dipôle demi-onde, l'antenne fil plaque monopolaire, l'antenne dipôle imprimé sur un diélectrique, l'antenne monopole planaire et finalement l'antenne réseau de patches. Les antennes choisies ont des topologies différentes : par exemple l'antenne fil plaque monopolaire et l'antenne réseau de patches possèdent un large plan de masse, tandis que l'antenne dipôle imprimé et l'antenne monopole planaire possèdent un plan de masse réduit. L'antenne dipôle demi-onde ne possède pas de plan de masse, ce qui peut augmenter la

perturbation du corps sur le fonctionnement. Les antennes choisies possèdent l'avantage de répondre à la demande des patients. Elles sont de petites dimensions et de faible coût.

Dans un deuxième temps, on procède à des modifications sur la topologie de certaines antennes afin d'augmenter le niveau d'adaptation, la directivité, le gain, et favoriser si possible la génération des ondes de surfaces lorsqu'elles sont implantées sur le corps.

II. Conception des antennes à faible encombrement

Dans cette partie, on présente des prototypes d'antennes conçus, puis améliorés au cours de cette thèse afin d'atteindre certains objectifs. D'une manière générale, la méthode de conception commence par le choix d'une famille d'antennes adaptées au contexte applicatif visé. Ensuite, une simulation électromagnétique de la structure choisie est effectuée sous le logiciel CST MWS. Les résultats de simulation permettent d'étudier le fonctionnement des antennes en espace libre et sur le fantôme. On présente les études effectuées sur le coefficient d'adaptation, le diagramme de rayonnement et la propagation des ondes de surface pour chaque antenne ; en espace libre et sur un fantôme. Ensuite, des modifications ont été apportées afin de faire fonctionner ces dernières autour de 2.5 GHz et d'augmenter la directivité, tangentiellement au corps. Des modifications sur le type d'alimentation peuvent faciliter l'implantation sur le corps.

III. Antenne dipôle imprimée

III.1 Conception de l'antenne

L'antenne proposée a été imprimée sur un substrat (FR-4) d'épaisseur $h=0.8$ mm, de permittivité $\epsilon_r = 4.3$ et de tangente de perte $= 0.025$. Les dimensions de l'antenne sont 40 mm x 45 mm. La partie métallique est constituée de deux brins imprimés de part et d'autre du diélectrique. Les brins rayonnants sont définis avec une longueur de 25 mm et une largeur de 3 mm de part et d'autre du diélectrique. La ligne d'excitation est de 25.5 mm de longueur et 3 mm de largeur. La face inférieure de l'antenne contient le plan de masse avec une longueur de 20 mm et une largeur de 8 mm afin d'assurer une bonne adaptation (Figure IV.1). Dans le but d'augmenter la directivité de l'antenne tangentiellement au corps, on a ajouté des brins de part et d'autre du diélectrique afin de favoriser la propagation des ondes de surface (Figure IV.2). Le premier brin est décalé de 0.5 mm par rapport au brin principal. Les autres brins sont séparés d'une distance de 2.83 mm avec la même longueur et le même largeur que le brin

principal. La figure 1 présente les deux topologies de l'antenne dipôle imprimée. L'antenne dipôle imprimé principale est nommée modèle 1, tandis que la deuxième nommée modèle 2.

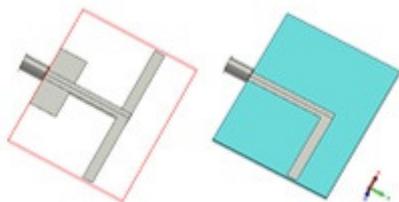


Figure IV.1 Dipôle imprimée standard

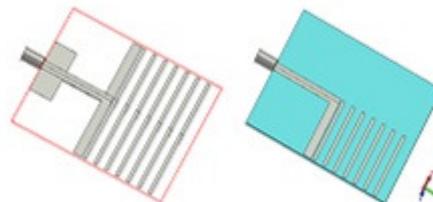


Figure IV.2 Dipôle imprimée optimisée

III.2 Performances en espace libre

Dans un premier temps, on présente le coefficient d'adaptation de l'antenne dipôle imprimée en espace libre. La figure (IV.3) montre les coefficients d'adaptations (S_{11}), du modèle 1 (courbe en rouge), et du modèle 2 (courbe en verte). On remarque que la bande passante du modèle 1 à -10 dB est inférieure à 200 MHz. Par contre, le modèle 2 présente une large bande passante [2.18 - 3.15 GHz]. En général, l'antenne dipôle imprimée ne possède pas un plan de masse important. Le fait d'implanter ce type d'antenne sur le corps va avoir pour conséquence un décalage en fréquence de la bande passante et une augmentation du niveau d'adaptation de valeur moyenne - 5 dB, ce qui permet à cette antenne (modèle 2), d'être large bande comme on va le présenter dans la partie suivante.

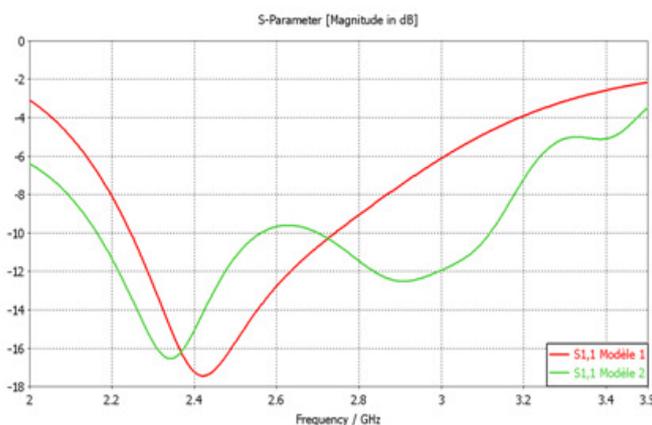


Figure IV.3 Coefficients de réceptions en espace libre

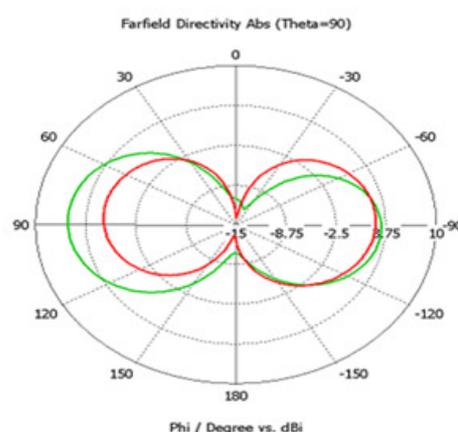


Figure IV.4 Directivité en espace libre

La figure (IV.4) présente les diagrammes du rayonnement en azimut des deux modèles en espace libre à 2.5 GHz. La courbe en rouge présente le diagramme de rayonnement en directivité du modèle 1, tandis que la courbe en vert présente celui du modèle 2. On constate des valeurs proches en directivité à l'arrière les antennes. Par contre, le modèle 2 présente un

décalage en directivité supérieur à 3.5 dB par rapport au modèle 1. Ce décalage est dû aux brins implantés devant l'antenne afin de favoriser la directivité de l'antenne vers le corps et donc augmenter la propagation des ondes de surface.

III.3 Performance sur un parallélépipède ayant les propriétés d'un fantôme

On présente dans un deuxième temps les résultats de simulation du coefficient de réflexion et du diagramme de rayonnement en directivité des antennes implantées au dessus d'un parallélépipède fantôme ayant les propriétés physiques du muscle à 2.5 GHz. Le parallélépipède fantôme est modélisé avec les dimensions suivantes : 65 mm x 65 mm x 10 mm.

La figure (IV.5) présente une comparaison entre les coefficients de réflexion. La courbe en rouge présente le coefficient d'adaptation du modèle 1. On remarque que la bande passante à -10 dB est très petite et elle est inférieure à 200 MHz. La couleur verte présente le coefficient de réflexion du modèle 2. On remarque que la bande passante à -10 dB est de [2.2 à 3.2 GHz, ce qui permet à cette antenne d'être considérée comme large bande.

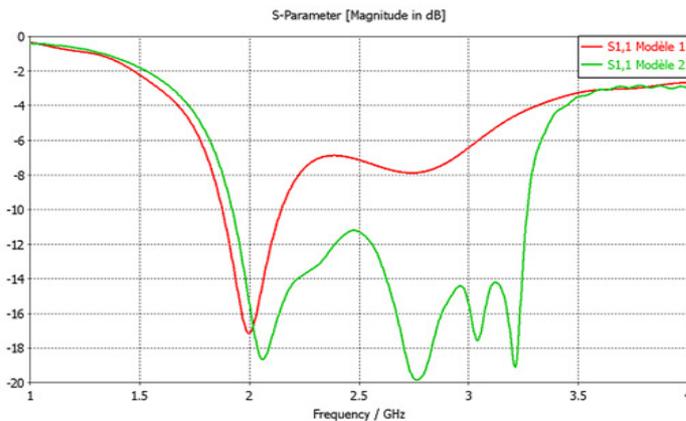


Figure IV.5 Coefficients de réflexion sur un fantôme

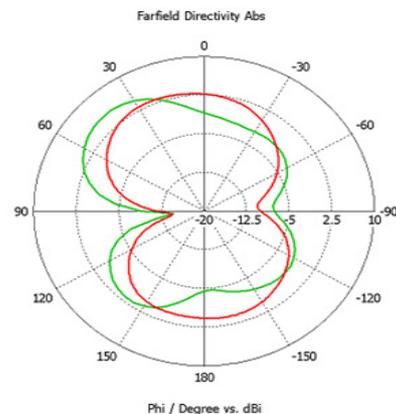


Figure IV.6 Directivité sur un fantôme

L'observation de la figure (IV.5) montre une très bonne adaptation pour les deux modèles dans la bande de résonance. La figure (IV.6) présente une comparaison entre les diagrammes de rayonnement des deux antennes tracé en directivité dans le plan azimutal. On remarque un changement important de la direction du rayonnement par rapport à l'espace libre. Le maximum de rayonnement se fait à l'extrémité des antennes avec une directivité de 2.5 dB pour le modèle 1. L'effet des brins implantés dans le modèle 2 (courbe verte) permet l'obtention d'une directivité qui atteint 5.2 dB. La distribution du champ électrique totale sur

la surface du rectangle fantôme permet de mieux comprendre ce phénomène de rayonnement (voire figure IV.6).

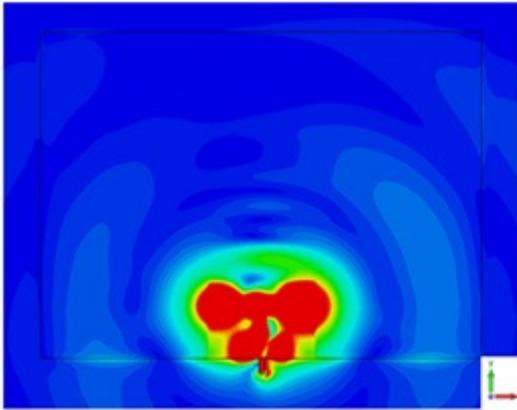


Figure IV.7 Distribution du champ du modèle 1

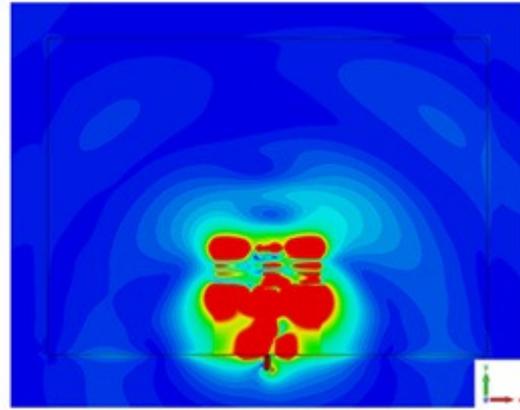


Fig. IV.8 Distribution du champ du modèle 2

La figure IV.7 et IV.8 présente une cartographie en amplitude du champ électrique totale normalisé sur la surface du fantôme pour les deux modèles proposés. On remarque un maximum de rayonnement vers les extrémités du dipôle. Par contre, on note que le modèle 2 présente une bonne répartition du champ devant l'antenne, ce qui peut être traduit par une augmentation de la propagation des ondes de surfaces dues à la présence des brins directifs.

On conclut que l'antenne dipôle imprimé avec des brins directifs présente des avantages en terme de bande passante qui dépasse le 1 GHz, tout en restant adaptée à la fréquence de travail lorsque l'antenne est implanté sur le corps. Par contre, cette bande est inférieure à 200 MHz en l'absence de ces brins (modèle 1) et elle présente un décalage significatif qui ne permet pas à cette antenne de fonctionner sur la fréquence souhaitée en présence du corps. D'autre part, l'effet de la présence d'un parallélépipède fantome, ayant les propriétés physiques d'un muscle, montre changement significatif du diagramme de rayonnement par rapport à l'espace libre, pour les deux modèles proposés.

IV. Antenne fil plaque mono polaire

IV.1 Conception de l'antenne

Nous allons maintenant proposer une antenne avec un plan de masse et un monopole disposé dans la partie diélectrique, afin d'étudier l'effet sur le coefficient de réflexion et sur le diagramme de rayonnement lorsque l'antenne se trouve à proximité des tissus biologiques. La structure de l'antenne et les dimensions sont prévues pour fonctionner à la fréquence 2.5 GHz.

L'antenne est constituée d'une partie métallique de forme carrée de 20 mm de côté, placée sur la face supérieure d'une lame diélectrique. La face inférieure est parfaitement métallisée, elle représente le plan de masse ayant la forme d'un rectangle (35 mm x 24 mm x 0.5 mm). Le premier diélectrique, nommé substrat 1, de dimension 35 mm x 24 mm x 1 mm, se trouve en contact direct avec le plan de masse. Le deuxième diélectrique, nommé substrat 2, est en contact avec le patch métallique. Il possède la même largeur que le diélectrique 1, mais avec une longueur de 28 mm et une épaisseur de 4.75 mm. Dans le but de minimiser la forme de l'antenne fil plaque mono polaire, des modifications ont été appliquées sur les dimensions en ajoutant des brins directifs permettant la propagation des ondes de surfaces dans une direction précise. La figure (IV.9) présente les topologies des antennes modélisées.

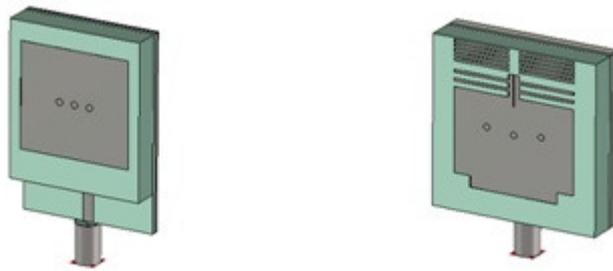


Figure IV.9 Topologie de l'antenne fil plaque monopolaire standard à gauche et optimisée à droite

Le modèle 2, est constitué d'une partie métallique de forme carrée de 17 mm de côté placée sur la face supérieure d'une lame diélectrique. La face inférieure, un carré de 30 mm de côté, est totalement métallisé et constitue le plan de masse. Le premier substrat diélectrique 1 (côté plan de masse), d'épaisseur 2 mm, est en téflon de permittivité relative de l'ordre de 2.08 et de tangente de perte 0.0002 S/m à la fréquence d'étude. Le deuxième substrat diélectrique 2, en contact direct avec le patch carré, est aussi en téflon avec les propriétés physiques déjà citées, présente une épaisseur de 4.75 mm. Entre les deux substrats, on implante une ligne d'excitation reliant le générateur principal à un monopole imprimé dans le substrat 2. Les fils de masse qui relient la partie métallique à la masse ont un rayon identique à celui de la sonde d'alimentation 0.55 mm, et ils sont disposés symétriquement à 4 mm de part et d'autre de la sonde. Les brins directifs situés de part et d'autre du patch ($d = 2$ mm), sont des rectangles (10 mm x 0.5 mm) séparés d'une distance 0.3 mm entre eux. Les brins connectés au patch ont les mêmes dimensions mais ils sont séparés d'une distance de 1mm.

IV.2 Performance en espace libre

Le coefficient de reflexion de l'antenne fil plaque monopolaire est présenté sur la figure (IV.10). La courbe rouge correspond à celui du modèle 1, tandis que la courbe verte correspond au modèle 2. On remarque un niveau d'adaptation moyen sur la fréquence 2.45 GHz pour les deux modèle en espace libre. La figure (IV.11) montre le diagramme de rayonnement en directivité. On remarque un diagramme bidirectionnel pour le modèle 1 avec une directivité de 1.5 dB. Le modèle 2 présente un diagramme de rayonnement en directivité quasi-omnidirectionnel avec un lobe d'amplitude 1.4 dB. On montre ainsi qu'on a pu forcer cette antenne à rayonner d'une manière privilégiée en direction de la surface du corps.

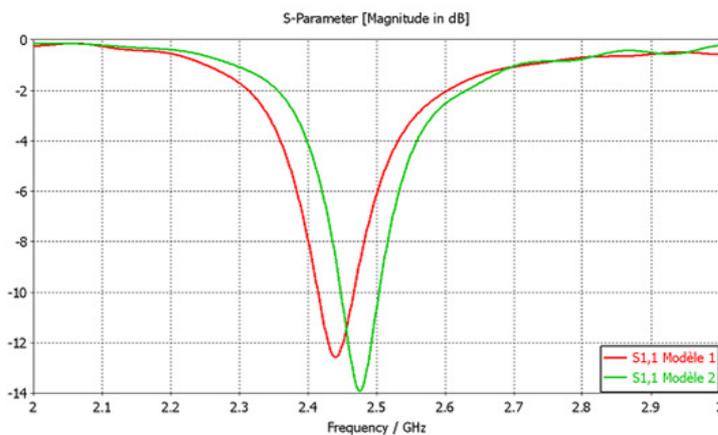


Figure IV.10 Coefficient d'adaptation en espace libre

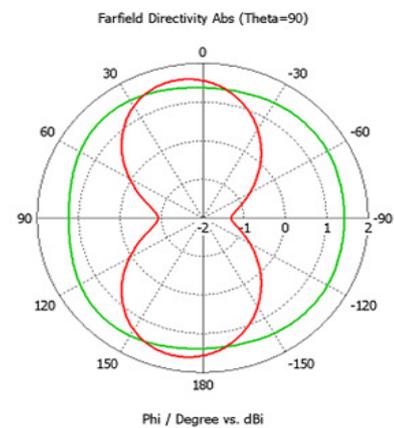


Figure IV.11 Directivité en espace libre

IV.3 Performance sur un parallélépipède ayant les propriétés électromagnétiques d'un fantôme

Dans ce paragraphe, on présente le résultat de simulation du coefficient de réflexion et du diagramme de rayonnement en directivité pour l'antenne fil plaque mono polaire implanté au dessus d'un parallélépipède ayant les caractéristiques électromagnétiques d'un fantôme. Le parallélépipède est modélisé avec les mêmes dimensions et les mêmes propriétés physiques que les précédentes.

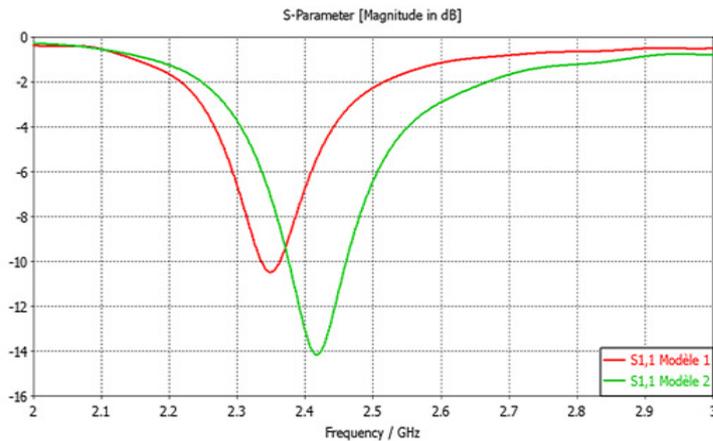


Figure IV.12 Coefficient d'adaptation sur un fantôme

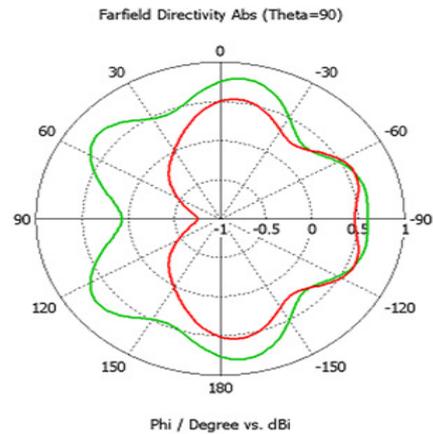


Fig. IV.13 Directivité sur un fantôme

La figure (IV.12) présente le coefficient d'adaptation des deux antennes (standard et modifié). On note que, le coefficient d'adaptation du modèle 1 est toujours tracé en couleur rouge tandis qu'il est tracé en couleur verte pour le modèle 2. L'analyse globale de la figure (IV.13) montre un décalage en fréquence pour les deux modèles. On remarque une stabilité en termes de niveau d'adaptation pour le modèle 2 en espace libre et sur le fantôme. Ce n'était pas le cas pour le modèle 1 où le niveau d'adaptation présente un décalage de -2 dB lorsqu'il est implanté sur le parallélépipède fantôme. La figure (IV.13) présente le diagramme de rayonnement en directivité des deux modèles à 2.4 GHz. On peut remarquer l'effet des brins sur le diagramme de rayonnement du modèle 2 dont la directivité maximale vaut 0.8 dB (courbe verte), tandis qu'elle vaut 0.5 dB pour le modèle 1 (courbe en rouge).

Comme précédemment, nous présentons sur la figure (IV.14) l'amplitude du champ électrique total normalisé des deux modèles, sur la surface du fantôme.

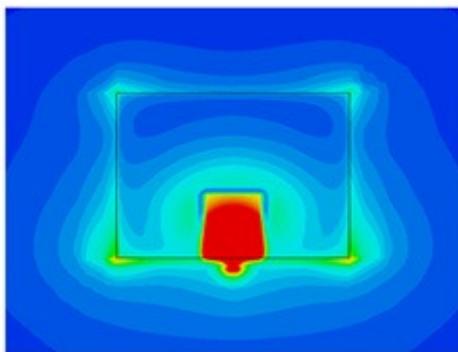


Figure IV.14 Distribution du champ pour le modèle 1

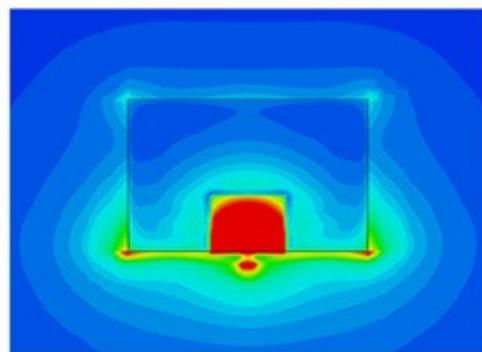


Figure IV.15 Distribution du champ pour le modèle 2

Les figures IV.14 et IV.15 présentent une cartographie en amplitude du champ électrique total normalisé, sur la surface ayant les propriétés électromagnétiques d'un fantôme pour les modèles 1 et 2. On constate une bonne répartition du champ pour les deux antennes

avec un avantage en amplitude pour le modèle 2. Ce résultat permet, dans un premier temps, de sélectionner l'antenne fil plaque monopolaire parmi les meilleures antennes permettant la génération d'un champ électrique normal à la surface et donc favoriser la propagation des ondes de surface. Ce type d'onde permet d'améliorer le bilan de liaison entre les antennes utilisant la surface du corps comme canal de propagation.

V. Antenne Réseau de patches

V.1 Conception de l'antenne

Dans cette partie on souhaite générer des ondes de surfaces grâce à un réseau de patches rectangulaires de côté 1.875 mm avec un gap de 0.315 mm, situé à la surface d'un diélectrique. Le réseau de patch est alimenté par couplage grâce à un disque circulaire, de rayon 5 mm, gravé à l'intérieur du substrat sur une hauteur de 1.5 mm. Le diélectrique est un carré de côté 37 mm et d'épaisseur 5 mm. La face inférieure est parfaitement métallisée et elle représente le plan de masse avec une épaisseur de 2 mm. L'alimentation se fait par une ligne d'excitation gravée dans le substrat et reliant le générateur principal au disque circulaire. La topologie de l'antenne proposée est présentée sur les figures IV.16 et IV.17.

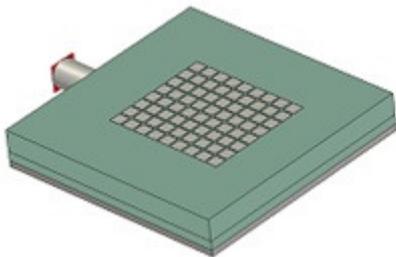


Figure IV.16 Topologie complète de l'antenne

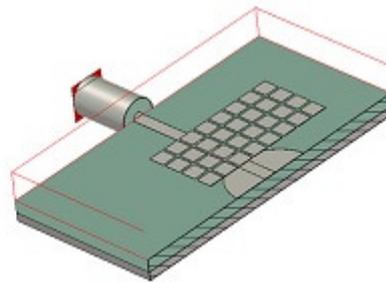


Figure IV.17 Topologie de l'antenne en plan de coupe

V.2 Performance en espace libre et sur un parallélépipède ayant les propriétés électromagnétiques d'un fantôme

On trace sur la figure (IV.18) le coefficient d'adaptation de l'antenne située en espace libre et sur le fantôme. La bande passante est de 3.5 – 4.7 GHz en espace libre et de -9.3 dB et -10 dB sur le fantôme respectivement. On remarque un décalage de la bande passante lorsqu'on implante l'antenne sur le fantôme. Ce décalage se fait à l'intérieur de la bande 3.5 –

4.7 GHz, l'antenne est donc adaptée dans la même bande en espace libre et sur le fantôme, ce qui n'est pas le cas de la majorité des antennes utilisé dans ce domaine.

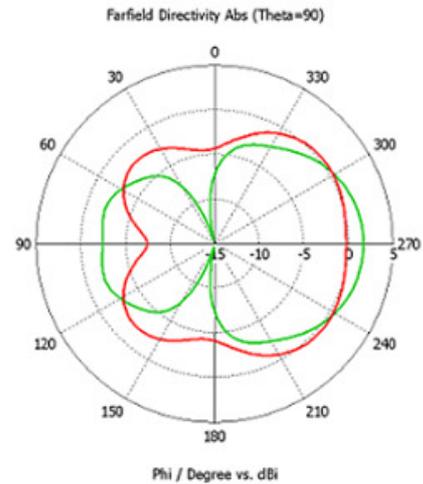
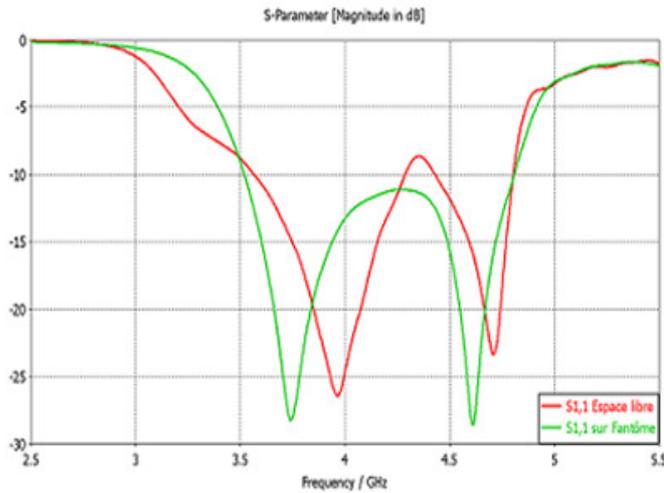


Figure IV.18 Adaptation en espace libre et sur le fantôme Figure IV.19 Directivité en espace libre et sur le fantôme

La figure (IV.19) présente la directivité de l'antenne réseau de patches en espace libre et sur le fantôme. On remarque un rayonnement quasi-omnidirectionnel en espace libre, tandis qu'il est bidirectionnel avec un avantage de 5 dB dans le sens de propagation lorsqu'il est implanté sur le fantôme. Le résultat obtenu montre que l'antenne réseau de patches est un bon candidat pour les communications entre antennes implantées sur le corps.

La zone du champ réactif a la forme d'une sphère de rayon de $\lambda/2$. Au-delà, l'énergie ne revient plus vers l'antenne et s'échappe sous forme d'onde de surface ou d'espace.

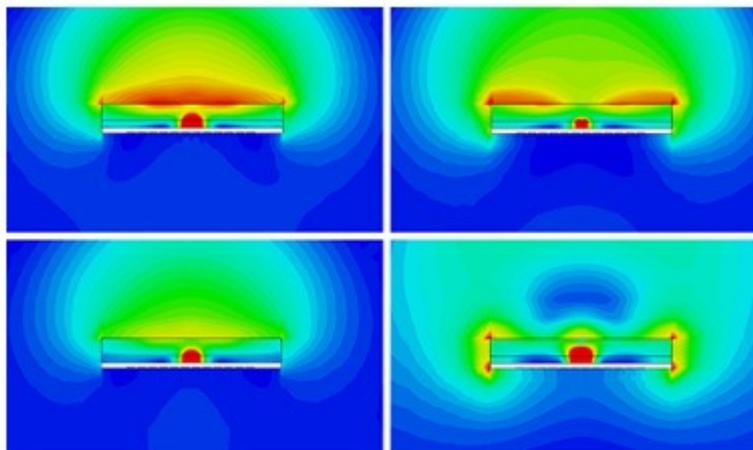


Figure IV.20 Propagation des ondes de surface à différents instants

La figure IV.20 présente le détachement des fronts d'ondes et la propagation des ondes de surface le long du réseau patches, à différents instants.

VI. Etude de la propagation des ondes de surface sur le corps en différents endroits

Nous nous donnons pour objectif dans cette partie d'étudier et d'analyser l'effet de la polarisation sur la communication entre antennes réparties à la surface du modèle complet du corps, ainsi que les meilleurs lieux dans lesquels il est préférable d'implanter les antennes réceptrices afin de maximiser le bilan de liaison sur le corps. La distribution du champ de l'antenne dipôle, déposée au milieu de l'abdomen, permet d'identifier les trajets subissant des faibles pertes et ceux subissant de grande perte. Cette étude permet de détecter la position optimum pour implanter les antennes réceptrices. Pour permettre l'étude d'un parcours assez long à la surface de la peau, l'antenne dipôle, en différentes polarisations, est placée au centre de l'abdomen comme le montre la figure IV.21 ci dessous.

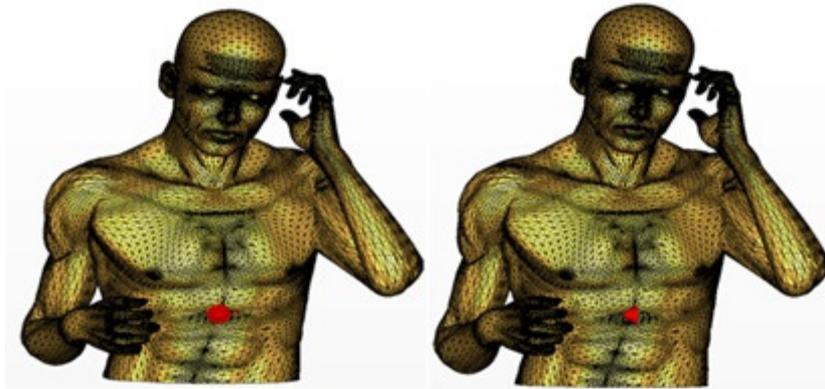


Figure IV.21 Différentes polarisations de l'antenne dipôle au milieu de l'abdomen

La simulation électromagnétique du dipôle montre une bonne adaptation en espace libre. La nature dispersive et les propriétés diélectriques des tissus humains influent sur son adaptation et celle-ci se dégrade différemment selon la position et la polarisation [6], [7]. On souhaite faire les études avec une adaptation inférieure a -10 dB. Pour atteindre cet objectif, une optimisation a été effectuée sur la longueur des antennes dans les différentes polarisations.

VI.1 Distribution du champ de l'antenne dipôle normal

La représentation de la distribution du champ à la surface du corps est présentée dans la figure IV.22. On remarque que les positions des bras ne produisent pas d'effet remarquable sur la répartition du champ pour la polarisation normale. Autrement dit, le module du champ se propage avec une amplitude quasiment identique de part et d'autre de l'antenne tout au long du corps. Ce qui n'est pas le cas pour la polarisation tangente orthogonale à la direction de propagation où le module du champ présente une bonne répartition d'amplitude du champ dans la zone contenant le bras en position basse.

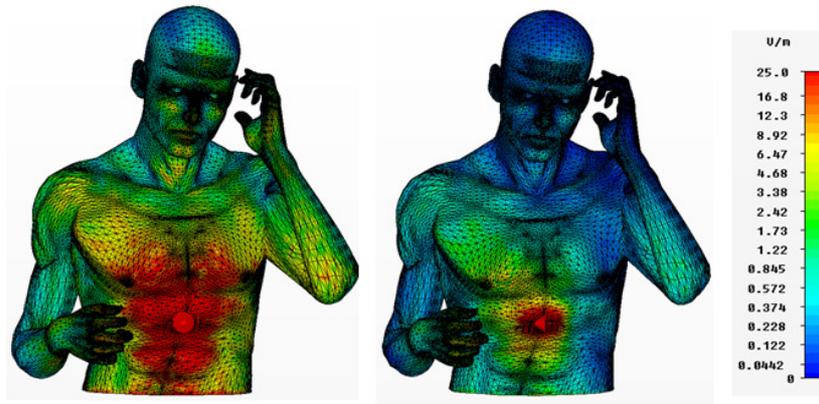


Figure IV.22 Distribution du champ à la surface du corps pour différentes polarisations

Une étude sur l'évolution de l'atténuation des ondes électromagnétiques sur la surface du corps va être menée dans cette partie, en sélectionnant le maximum, le minimum et la moyenne du champ normalisé pour différentes polarisations et dans différents plans de coupe. Dans le but de faciliter et d'automatiser la récupération et le traitement des données, une phase Matlab est développée pour permettre plus d'agilité et de versatilité [5] et donc éviter les zones noire du modèle et purifier les résultats. La démarche du traitement est décrite dans le schéma bloc ci dessous.

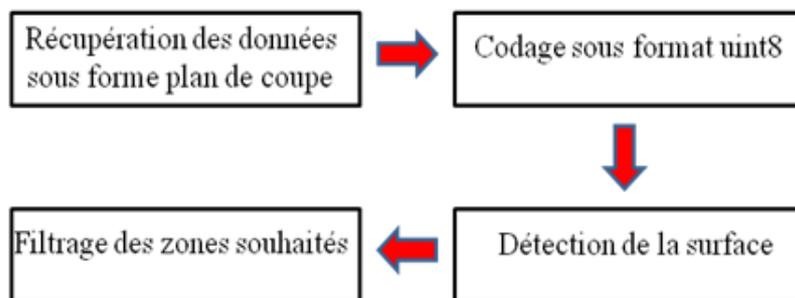
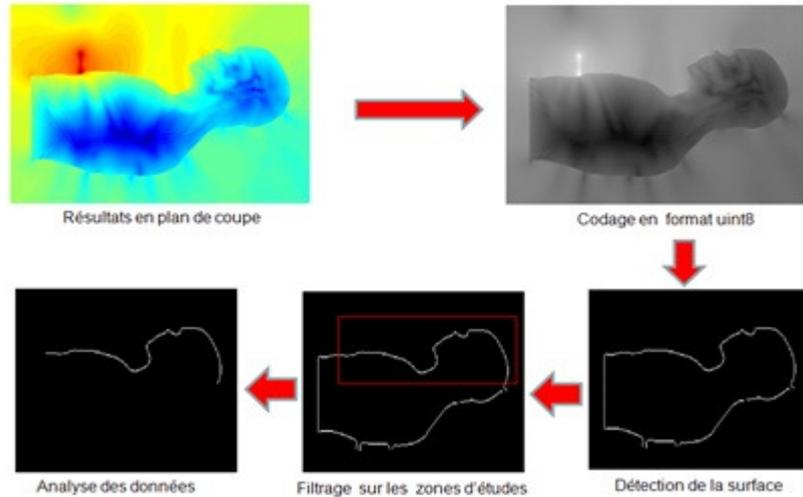


Schéma bloc décrivant la démarche du traitement

La première étape consiste à récupérer les résultats de la simulation sous forme d'image en plan de coupe. La deuxième étape consiste à coder les données en format uint8. La troisième étape permet la détection de la surface. La dernière étape permet de filtrer les zones à étudier. La démarche décrite va être appliquée sur trois plans de coupe pour les trois polarisations déjà présentées.



Les étapes du traitement des données

Dans un premier temps, on code les données récupérées sous format uint8 ou niveau de gris. Ensuite, on peut détecter la surface du modèle en utilisant soit la dérivée première dans différentes directions, soit la dérivée seconde. Le degré de liberté a été choisi différemment selon les plans de coupes et la polarisation du dipôle afin de réduire les erreurs obtenues durant la détection de la surface. Dans la dernière étape, on applique un filtre pour définir la zone de travail ou d'étude. La figure IV.23 présente les plans de coupes pour un dipôle en polarisation normale déposé au milieu de l'abdomen du corps. Le premier plan est défini au milieu du modèle, tandis que les deux autres plans sont définis à 10 cm de part et d'autre de l'antenne.

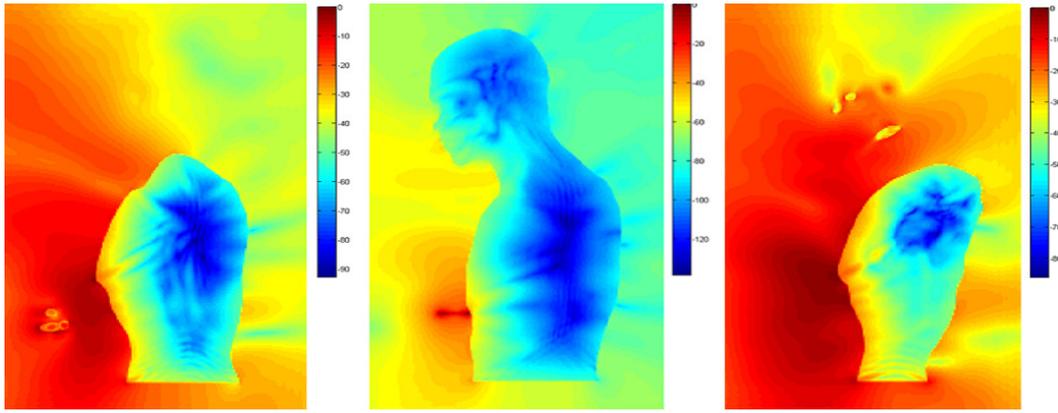


Figure IV.23 Distribution du champ au milieu du corps (figure du milieu), à 10 cm de l'antenne émettrice (figure gauche) et à -10 cm (figure droite) de l'antenne émettrice.

Le tableau (IV.1) ci-dessous présente l'amplitude du champ électrique total normalisé pour les différentes parties du corps (abdomen, dos, tête), pour une antenne dipôle normale située au centre de l'abdomen.

E normalisé en dB pour la polarisation Normale			
Parties du corps	Plan de coupe au milieu		
	<i>Champ maximum</i>	<i>Champ minimum</i>	<i>Atténuation dB/cm</i>
Abdomen	-2.3 dB	-54.8 dB	-1.63 dB/cm
Dos	-78.1 dB	-107.6 dB	-5.30 dB/cm
Tête	-50.3 dB	-97.9 dB	-4.23 dB/cm
Parties du corps	Plan de coupe à -10 cm de l'antenne		
	<i>Champ maximum</i>	<i>Champ minimum</i>	<i>Atténuation dB/cm</i>
Abdomen	-3.5 dB	-26.2 dB	-0.9 dB/cm
Dos	-27.7 dB	-69.9 dB	-3.25 dB/cm
Parties du corps	Plan de coupe à 10 cm de l'antenne		
	<i>Champ maximum</i>	<i>Champ minimum</i>	<i>Atténuation dB/cm</i>
Abdomen	-0.93 dB	-14.4 dB	-0.51 dB/cm
Dos	-15.3 dB	-61.1 dB	-2.54 dB/cm

Tableau IV.1 Répartition du champ sur la surface du corps pour une polarisation normale

L'analyse du tableau IV.1 montre que l'atténuation du champ électrique total normalisé sur la surface du corps n'est pas similaire pour les trois trajets. La longueur du trajet, pour lequel les calculs sont effectués, est environ de 30 cm. On constate que pour maximiser le bilan de liaison, il est préférable d'implanter les antennes réceptrices sur les côtés du corps, et non plus au milieu où le champ électrique présente une amplitude moyenne de -75.3 dB : à 10 cm de part et d'autre de l'antenne émettrice, le champ présente une amplitude moyenne de -54.2 et -35 dB.

D'autre part, on remarque l'effet pénalisant de la position du bras sur la répartition du champ. Par exemple, sur une distance de 10 cm de l'antenne émettrice le bras se trouve proche de la tête, donc loin de l'abdomen, ce qui permet une bonne répartition du champ sur la surface (valeur moyenne -35.4 dB). Par contre, à -10 cm de l'antenne émettrice, le bras se trouve proche de l'abdomen. La permittivité élevée du bras permet à ce dernier de jouer le rôle d'un réflecteur, ce qui ne permet pas une simple répartition du champ sur la surface de l'abdomen (valeur moyenne -54.2 dB).

VI.2 Distribution du champ électrique rayonné par l'antenne dipôle tangente

La figure (IV.24) présente les plans de coupes pour un dipôle en polarisation tangente orthogonale au sens de propagation, situé au milieu de l'abdomen. Le premier plan de coupe est défini au milieu du modèle, tandis que les deux autres plans sont définis à 10 cm de part et d'autre de l'antenne.

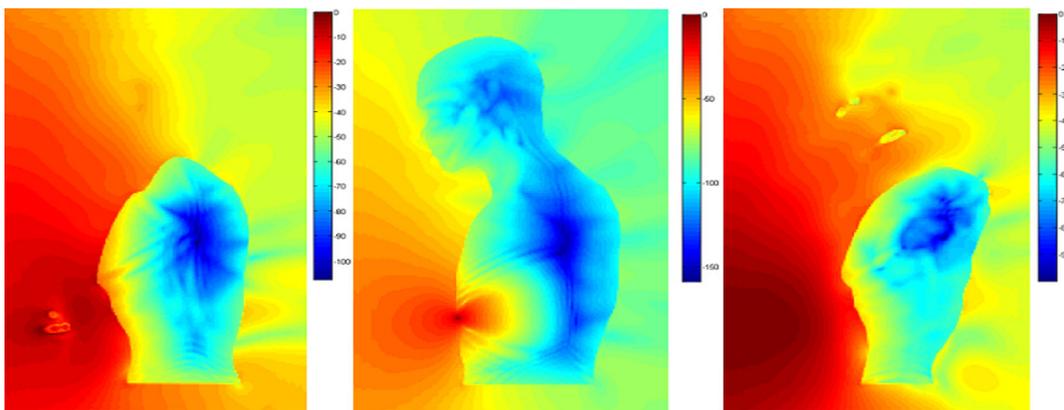


Figure IV.24 Distribution du champ électrique au milieu du corps (figure au milieu), à 10 cm (figure gauche) et à -10 cm (figure droite) pour l'antenne dipôle tangente.

Le tableau (IV.2) ci-dessous présente l'amplitude du champ électrique total normalisé pour les différentes parties du corps (abdomen, dos, tête), pour une antenne dipôle tangente orthogonal situé au centre de l'abdomen. Les résultats obtenus montrent une bonne

propagation du champ à 10 cm de part de d'autre de l'antenne émettrice. La position du bras présente toujours l'effet du réflecteur et ne permet pas une simple répartition du champ. Ce résultat est similaire à celui du dipôle normal, mais avec une amplitude de champ plus atténuée pour le dipôle tangent. L'amplitude du champ au milieu de l'abdomen présente une valeur moyenne qui vaut -82.5 dB pour une polarisation tangente du dipôle, tandis qu'elle est égale à -75.3 dB avec un dipôle normal. L'atténuation en périphérie présente aussi des valeurs d'amplitudes faibles pour la polarisation tangente. On note une amplitude moyenne de -59.3 dB et -50.7 dB dans le plan située à 10 cm de part et d'autre de l'antenne émettrice respectivement. On constate le moindre intérêt de la polarisation tangente par rapport à la polarisation normale.

E normalisé en dB pour la polarisation tangente orthogonal			
Parties du corps	<i>Plan de coupe au milieu</i>		
	<i>Champ maximum</i>	<i>Champ minimum</i>	<i>Atténuation dB/cm</i>
Abdomen	-32.3 dB	-70.2 dB	-2.92 dB/cm
Dos	-99.9. dB	-113.1 dB	-6.08 dB/cm
Tête	-58.7 dB	-115.1 dB	-4.96 dB/cm
Parties du corps	<i>Plan de coupe à -10 cm de l'antenne</i>		
	<i>Champ maximum</i>	<i>Champ minimum</i>	<i>Atténuation dB/cm</i>
Abdomen	-13.9 dB	-28.6 dB	-1.41 dB/cm
Dos	-36.9 dB	-77.1 dB	-3.8 dB/cm
Parties du corps	<i>Plan de coupe à 10 cm de l'antenne</i>		
	<i>Champ maximum</i>	<i>Champ minimum</i>	<i>Atténuation dB/cm</i>
Abdomen	-7.8 dB	-31.7 dB	-1.31 dB/cm
Dos	-30.6 dB	-68.8 dB	-3.31 dB/cm

Tableau IV.2 Répartition du champ électrique sur la surface du corps pour une polarisation tangente orthogonale

On peut conclure que le trajet direct n'est pas toujours le trajet optimal pour communiquer entre antennes avec les ondes de surface. Le bilan de liaison peut être maximisé en déposant les antennes réceptrices à la périphérie du corps, par exemple sur les épaules. Un autre avantage peut être présenté pour ces lieux c'est leur stabilité lors des mouvements. Les articulations sont en général les endroits les moins perturbés par les mouvements des patients. Par exemple, les bras et les jambes peuvent être très loin ou très proches du corps durant un exercice physique, tandis que les articulations sont stables quel que soit le mouvement effectué.

VI.3 Distribution du champ électrique rayonné par l'antenne dipôle autour de l'abdomen

On souhaite faire une étude sur la distribution et l'atténuation du champ autour de l'abdomen ainsi que l'effet du bras sur le bilan de liaison abdomen/dos.

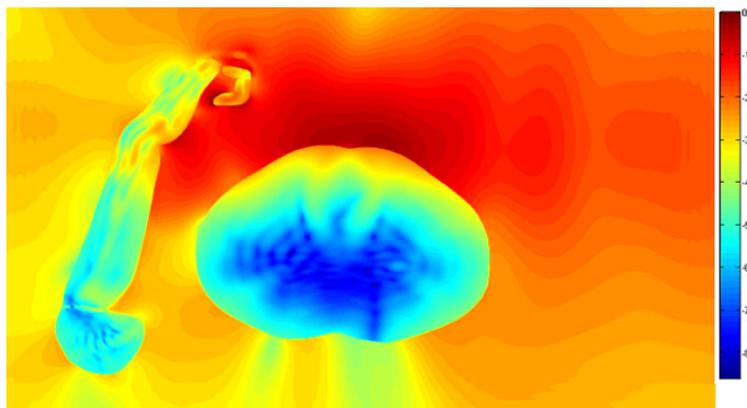


Figure IV.25 Distribution de l'amplitude du champ autour de l'abdomen

La figure IV.25 présente la répartition du champ de l'antenne dipôle normale autour de la surface du corps. L'étude de la polarisation tangente de l'antenne dipôle n'est pas prise en compte dans cette partie, à cause l'inefficacité de la propagation de cette polarisation (mode TE) sur la surface du corps. Le calcul de l'amplitude des champs maximum, minimum et moyen ainsi que la comparaison de l'atténuation entre les trajets direct et indirect autour du corps nécessitent la réutilisation de la phase Matlab déjà développé dans la partie précédente. La figure IV.26 présente les étapes du traitement pour un dipôle normal à la surface.

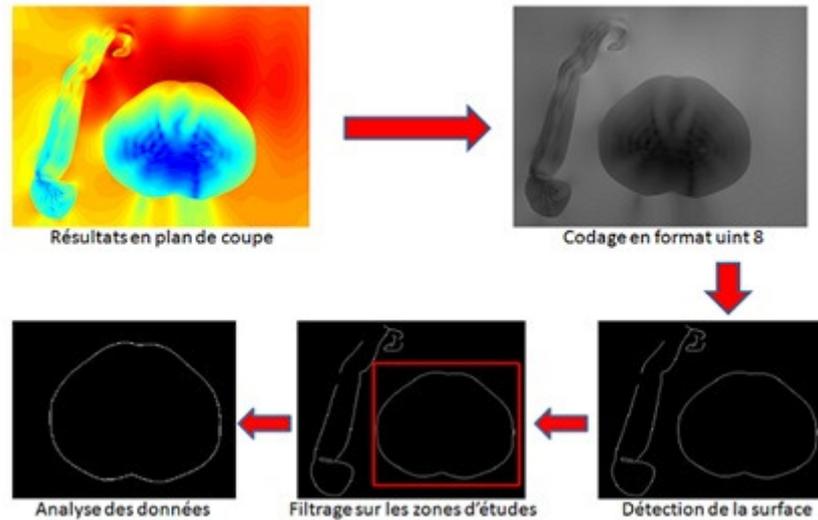


Figure IV.26 Les étapes des traitements des données

Le traitement des données se fait en commençant par un codage sur les données récupérées en format uint8 ou niveau de gris. Ensuite, on détecte la surface du modèle en utilisant, soit la dérivée première dans différentes directions, soit la dérivée seconde. Dans la dernière étape, on applique un filtre pour définir la zone de travail ou d'étude. On définit le premier trajet de l'onde comme étant le trajet de l'antenne émettrice vers le dos « côté bras ». Le deuxième trajet est défini pareillement mais dans le sens inverse, donc loin du bras.

Le tableau (IV.3), ci-dessous présente l'amplitude du champ électrique normalisé pour les différents trajets.

E normalisé en dB pour la polarisation normale			
Parties du corps	Trajet 1 (côté du bras)		
	<i>Champ maximum</i>	<i>Champ minimum</i>	<i>Atténuation dB/cm</i>
Abdomen/ Dos	-0.65 dB	-37.02 dB	-1.07 dB/cm
Parties du corps	Trajet 2 (côté loin du bras)		
	<i>Champ maximum</i>	<i>Champ minimum</i>	<i>Atténuation dB/cm</i>
Abdomen/ Dos	-0.66 dB	-38.1 dB	-1.1 dB/cm

Tableau IV.3 Répartition du champ autour de l'abdomen pour une polarisation normale

Le résultat présenté dans le tableau (IV.3) est quasi-similaire pour les deux trajets étudiés. L'étude de l'amplitude moyenne du champ montre un effet négligeable de la position du bras sur la propagation des ondes électromagnétiques autour de l'abdomen. L'étude sur l'atténuation du champ peut nous donner une idée plus claire sur l'effet de la position du bras sur le bilan de liaison. La figure IV.27 présente une comparaison entre l'atténuation du champ normalisée pour les différents trajets.

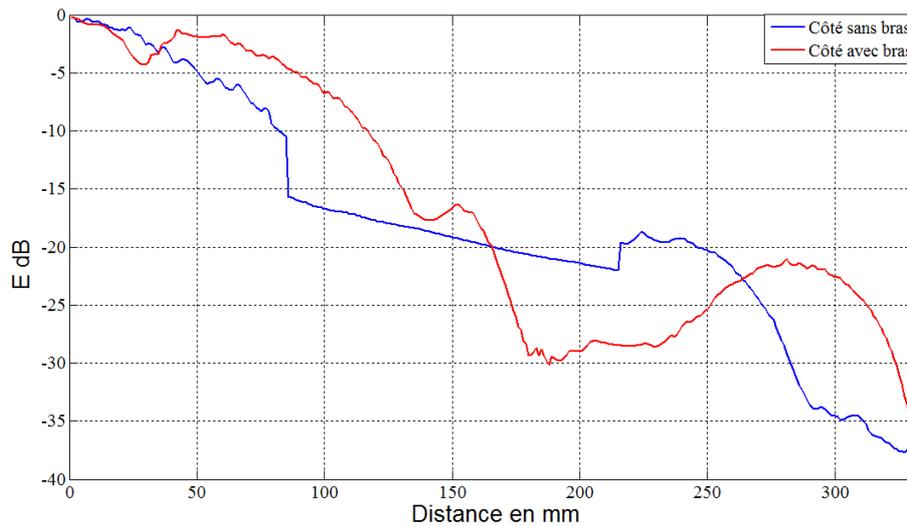


Figure IV.27 Comparaison de l'atténuation champ normalisée autour de l'abdomen.

L'analyse de la figure (IV.27) permet de conclure que la présence du bras présente un effet favorisant la propagation de l'onde autour de l'abdomen au début du parcours (courbe en rouge). Cependant, l'effet positif du bras ne dure pas et on remarque une chute en amplitude qui peut atteindre -20 dB pour une distance comprise entre 10 et 20 cm. D'autre part, la propagation de l'onde au début du deuxième trajet (courbe en bleu) présente une atténuation en amplitude inférieure de -5 dB par rapport à l'atténuation présentée par le premier trajet.

Au milieu du trajet, on remarque une atténuation linéaire en amplitude, ce qui n'a été pas le cas pour le premier trajet. Cette atténuation reste inférieure à -10 dB sur une distance de 15 cm. L'amplitude du champ présente des niveaux quasi-identiques à la fin du parcours. On peut conclure que la présence du bras à côté de l'abdomen permet la réflexion d'une partie du champ vers la surface corporelle, ce qui augmente l'amplitude du champ de 5 dB. Cet effet n'est pas stable le long du parcours et il devient pénalisant au milieu du trajet où l'amplitude présente une chute de -20 dB sur une distance inférieure à 10 cm.

VII. Influence de la position des antennes sur leur fonctionnement

Dans ce paragraphe on montre l'influence de la position sur le fonctionnement des antennes implantées à 5 mm du corps (épaisseur des vêtements) pour différentes positions. Pour ce faire, plusieurs antennes ont été utilisées afin de tester celles qui sont les plus appropriées aux applications BAN. La figure (IV.28) présente les positions choisies pour atteindre notre objectif. En général, les articulations ont l'avantage d'être stables quel que soit le mouvement du patient. De plus comme nous l'avons déjà montré dans le paragraphe précédent, les trajets en périphérie présentent une atténuation plus faible que le trajet central. En position 1 l'antenne est implantée sur l'abdomen. En position 2, l'antenne est implantée sur l'épaule gauche. En position 3 l'antenne est implantée sur l'épaule droite et en position 4 l'antenne est implantée dans le dos. Nous avons considéré que l'épaisseur des vêtements était de 5 à 7 mm. Les antennes sont disposées à cette distance du corps qui est modélisé avec une permittivité $\epsilon_r = 50$ et une conductivité $\sigma = 1.4$ S/m à 2.5 GHz.

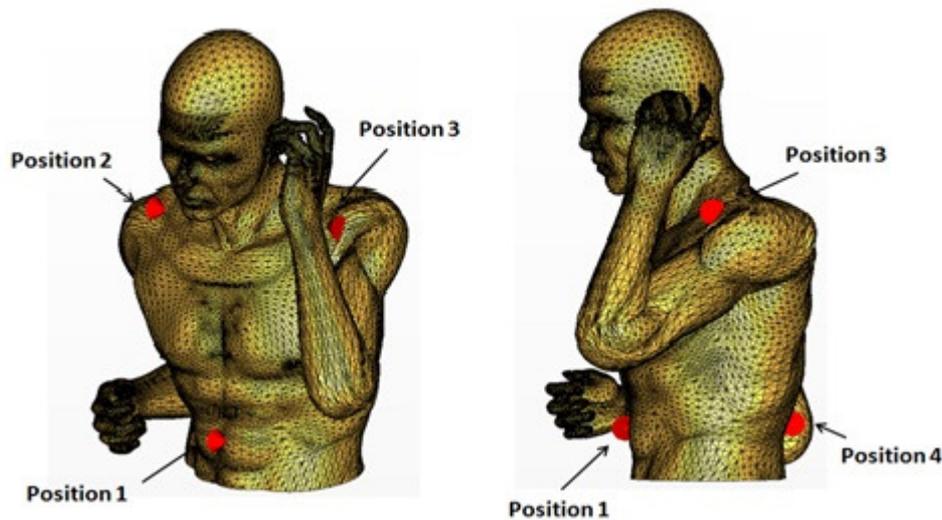


Figure IV.28 Différentes positions des antennes émettrices et réceptrices implantées sur le corps

VII.1 Antenne Dipôle

Dans un premiers temps, l'antenne dipôle est implantée en position normale sur les différentes parties du corps. On présente les résultats de la simulation obtenue sur le coefficient de réflexion, le diagramme de rayonnement en gain dans deux plans différents, la distribution du champ et le bilan de liaison entre les antennes. Dans un deuxième temps, on présente les mêmes résultats pour une configuration relative à un dipôle tangent.

VII.1.1 Polarisation normale

VII.1.1.1 Influence de la position sur le coefficient de réflexion.

Les coefficients de réflexion de l'antenne dipôle normale disposée à plusieurs endroits sont présentés dans la figure IV.29. Le comportement général constaté à ces différents endroits du corps est le décalage en fréquence. Le niveau d'adaptation présente un changement, mais ce changement reste inférieur a -5 dB. Le coefficient de réflexion S11 a -10 dB est respecté sur toutes les parties testées du corps.

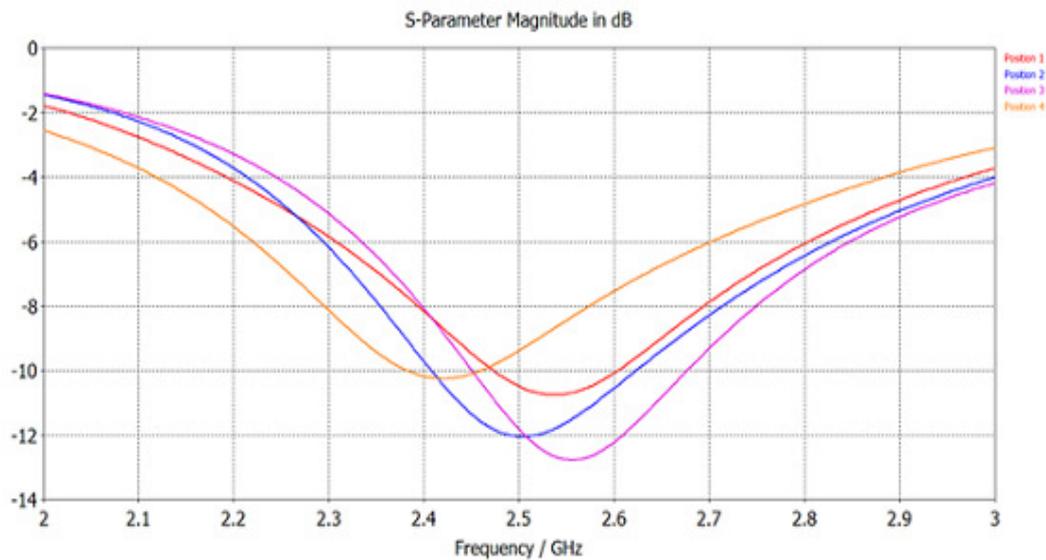


Figure IV.29 Comparaison entre les coefficients de réflexions de l'antenne dipôle normal pour différentes positions

VII.1.1.2 Influence de la position sur le diagramme de rayonnement.

Sur la figure IV.30 on présente la directivité tridimensionnelle de l'antenne en polarisation normale située aux différents endroits à 2.5 GHz.

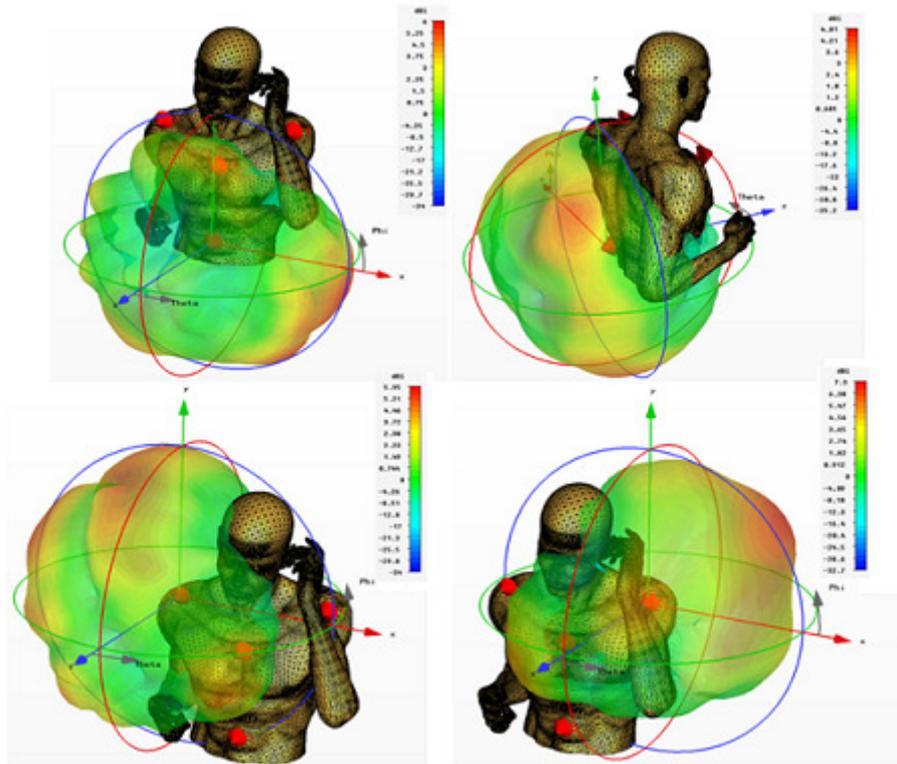
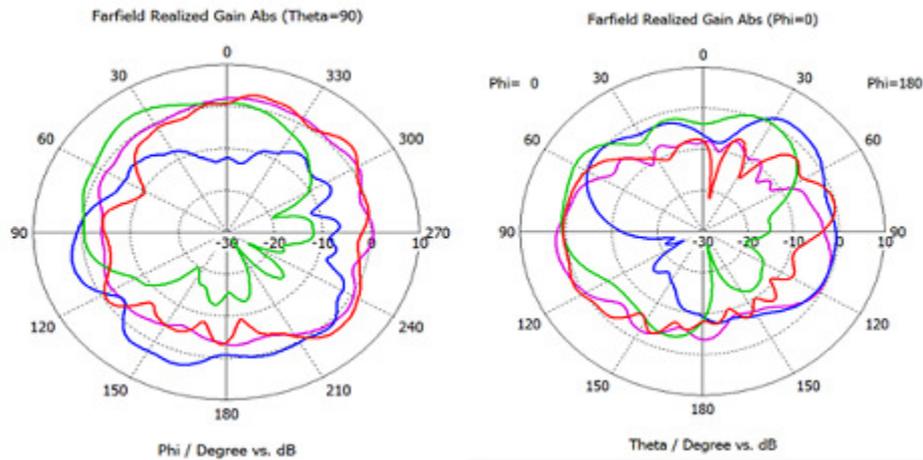


Figure IV.30 Diagramme de rayonnement en 3D de l'antenne dipôle normale située en différents endroits

On remarque que suivant la position de l'antenne, il y a des différences significatives sur le diagramme de rayonnement. Les positions 1 et 2 ont une directivité de ~ 6 dBi, par contre les directions du rayonnement des deux antennes sont différents. On remarque que le diagramme de rayonnement présente un maximum dans le sens opposé au corps. D'autre part, la position 3 et 4 donnent des directivités différentes, ~ 4.8 dBi et ~ 7.3 dBi respectivement. De manière analogue à ce qu'on a trouvé pour les positions 1 et 2, le rayonnement de l'antenne présente un maximum dans le sens opposé au corps. Les variations du niveau de la directivité dépendent principalement des organes qui se trouvent à côté de l'antenne émettrice. Par exemple, la position 3 présente la directivité la plus élevée : ceci est dû à la présence du bras, de la tête et du corps. La position 4 présente la directivité la plus basse car l'antenne est loin de la tête et loin des bras puisqu'elle est située dans le dos.

On présente par la suite le diagramme de rayonnement en coordonnées polaires dans deux plans différents. La figure (IV.31) présente le diagramme de rayonnement dans le plan azimutal XY pour $\theta = 90^\circ$, tandis que la figure (IV.32) présente le diagramme de rayonnement dans le plan XZ pour $\phi = 0^\circ$. Notons que le plan azimutal permet de présenter le champ qui recouvre la surface corporel. Le plan XZ permet de présenter le champ rayonné devant et derrière le corps.



Représentation polaire en gain réalisé, des antennes dipôle normal, rayonnant dans le plan azimutal (à gauche), Figure IV.31 et à l'extérieur du corps (à droite), Figure IV.32.

Les positions 1 et 4 sont présentées en couleur rouge et violet respectivement. On remarque un gain quasi-omnidirectionnel pour les deux positions. On peut conclure que lorsque les antennes émettrices sont situées sur l'abdomen ou dans le dos, le rayonnement couvre quasiment tout la surface corporelle. Au contraire, les positions 2 et 3, tracées en couleur vert et bleu respectivement, présentent un gain important dans une seule direction.

La position du bras joue un rôle important sur le rayonnement de l'antenne. On remarque que, dans le sens opposé à l'antenne, la position 3 présente un gain supérieur à -10 dBi, tandis qu'en position 2, le gain est inférieur à -10 dBi. La différence observée entre les antennes situées sur les épaules est due à l'effet du bras qui joue le rôle de réflecteur, ce qui permet une bonne répartition du champ à la surface corporelle.

La figure (IV.32) présente le diagramme de rayonnement en gain à l'extérieur du corps pour les quatre positions. Les positions 1 et 4 tracées en couleur rouge et violet, présentent une bonne répartition devant et derrière le corps. Les positions 2 et 3 tracées en couleur vert et bleu, présentent un diagramme de rayonnement unidirectionnelle. Le rayonnement maximum se localise dans le sens opposé au corps, tandis qu'il est très faible dans le sens opposé à l'antenne émettrice, appelé « zone noire ». On ne remarque pas un effet significatif de la position du bras sur le rayonnement à l'extérieur du corps.

On peut conclure que pour une communication à la surface du corps (*On body*), il est préférable d'implanter les antennes émettrices sur l'abdomen ou sur le dos, tandis que pour une

communication antenne/central (*Off body*), il est préférable de les implanter sur les épaules. La position optimal pour une communication antenne/antenne et antenne/central (*On body*, *Off body*) en même temps est celle de la position 3 grâce à la présence de la tête qui favorise la directivité dans le sens opposé au corps et à la présence du bras qui favorise la répartition du champ à la surface du corps.

VII.1.2 Polarisation tangente

VII.1.2.1 Influence de la position sur le coefficient de réflexion

Dans ce paragraphe on conserve les mêmes positions que celles qui ont été définies avec une polarisation tangente. Les coefficients de réflexion de l'antenne dipôle tangent implantée à différents endroits sont présentés dans la figure IV.33. Le comportement global constaté sur le coefficient de réflexion est le décalage en fréquence. Ce résultat a été déjà mentionné pour le cas d'un dipôle normal. Le niveau d'adaptation présente une variation qui peut dépasser -20 dB, contrairement au cas d'un dipôle normal ou le niveau d'adaptation à présenté un changement maximum de -5 dB. On note que le coefficient de réflexion S_{11} a -10 dB est respecté sur toutes les parties testées du corps.

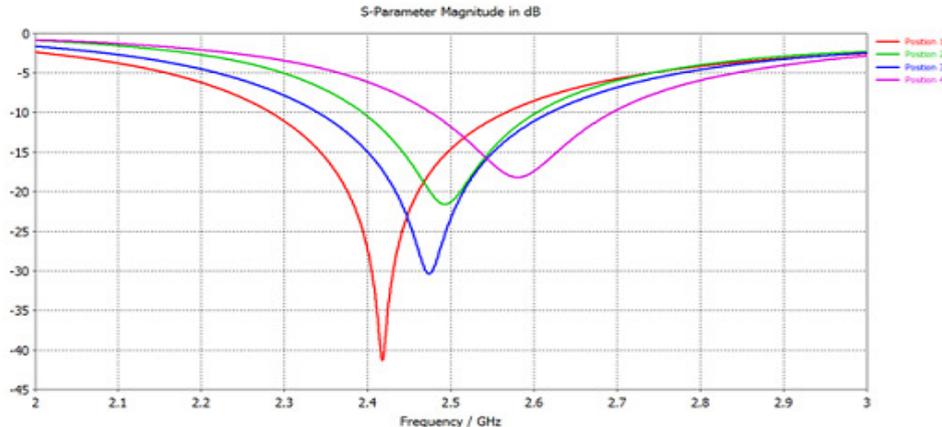


Figure IV.33 Comparaison entre les coefficients de réceptions de l'antenne dipôle tangent en différentes positions

VII.1.2.2 Influence du positionnement de l'antenne sur le diagramme de rayonnement du dipôle tangente.

Dans la figure IV.34 on présente la directivité tridimensionnelle de l'antenne en polarisation tangente et implantée aux différents endroits déjà cités.

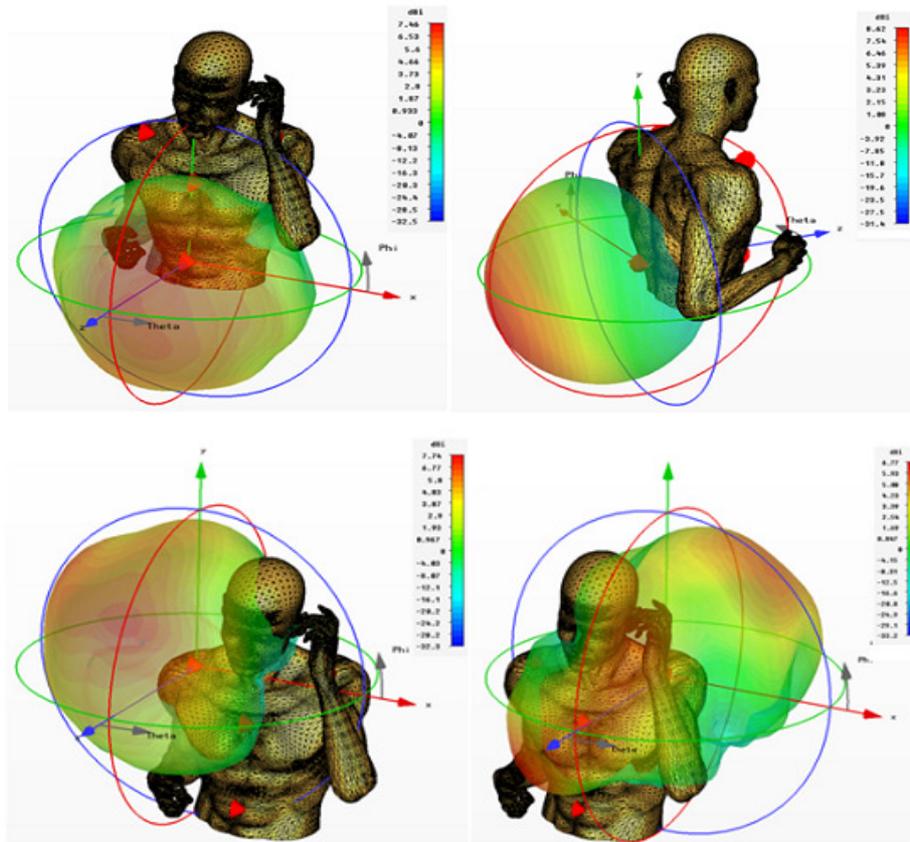
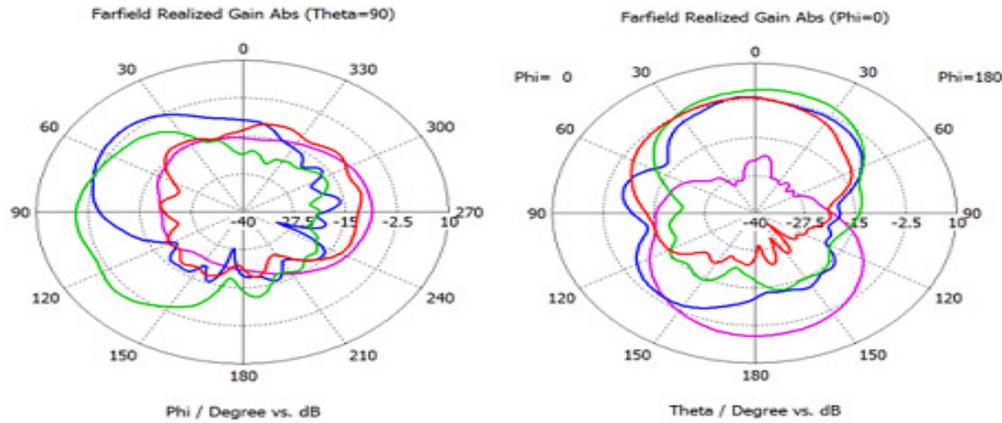


Figure IV.34 Diagramme de rayonnement en 3D de l'antenne dipôle tangente située à différentes positions

Le résultat de simulation présente en général des diagrammes de rayonnement unidirectionnel pour la majorité des positions. Les positions 1 et 2, présentent un niveau de directivité très proche qui vaut ~ 7.5 dBi. Ce résultat peut être expliqué par la présence d'un seul organe à côté de l'antenne dans les deux positions. Par exemple, dans le cas où l'antenne est implantée sur l'abdomen (position 1), le diagramme de rayonnement est perturbé par la présence du bras, tandis qu'il est perturbé par la présence de la tête lorsqu'elle est implantée sur l'épaule gauche (position 2). Les positions 3 et 4 présentent les niveaux de directivité le plus faible et le plus élevé respectivement, quelle que soit la polarisation de l'antenne dipôle. Par exemple, dans le cas où l'antenne est tangente, la position 3 montre une directivité ~ 6.7 dBi, tandis que la position 4 montre une directivité ~ 8.6 dBi.

Reprenons le cas de l'antenne normale : on remarque que la position 3 présente une directivité ~ 7.3 dBi, tandis qu'elle est égale à ~ 4.3 dBi pour la position 4. On constate que le maximum et le minimum sont échangés pour les deux polarisations. On peut conclure que la meilleure directivité, pour une antenne tangente, peut être obtenue lorsque celle-ci est implantée loin de tous les organes. Par contre, la meilleure directivité, pour une antenne normale, peut être obtenue lorsque l'antenne est implantée proche de toutes les organes (tête,

bras). On présente par la suite le diagramme de rayonnement en gain dans deux plans différents. La figure (IV.35) présente le diagramme de rayonnement dans le plan azimutal XY pour $\theta = 90^\circ$, tandis que la figure (IV.36) présente le diagramme de rayonnement dans le plan XZ pour $\varphi = 0^\circ$. Rappelons que le plan azimutal permet de présenter le champ qui recouvre la surface corporelle, tandis que le plan XY permet de présenter le champ rayonné devant et derrière le corps.



Représentation polaire en gain réalisé, des antennes dipôle tangent, rayonnant dans le plan azimutal (à gauche), Figure IV.35, et à l'extérieur du corps (à droite) Figure IV.36.

Les positions 1 et 4 sont présentées en couleurs rouge et violet respectivement. On remarque un gain quasi-omnidirectionnel pour les deux positions. On peut conclure que lorsque les antennes émettrices sont disposées sur l'abdomen ou dans le dos, le rayonnement couvre quasiment toute la surface corporelle.

La valeur moyenne de gain réalisé est environ de -10 dBi dans le cas où l'antenne est configurée en position tangentielle à la surface, tandis qu'il est environ de 0 dBi lorsqu'elle est configurée en position normale à la surface. On note que la polarisation tangente de l'antenne dipôle présente un niveau d'adaptation supérieur à -40 dB et à -15 dB pour la position 1 et 4, respectivement. Ce niveau important permet la réduction de l'effet de perte par adaptation. Le décalage en gain (-10 dBi) entre les deux polarisations est dû à la dissipation de la puissance électromagnétique dans les organes vitaux. On remarque l'inefficacité de la configuration tangente de l'antenne dipôle pour une communication à la surface du corps.

Le diagramme de rayonnement en gain des positions 2 et 3 sont présentés en couleur vert et bleu respectivement. On observe un rayonnement unidirectionnel pour les deux positions. La présence du bras n'influe pas sur le fonctionnement de l'antenne en position 3,

ce qui n'était pas le cas de l'antenne normale, où le bras joue le rôle d'un réflecteur favorisant la distribution du champ sur la surface corporelle.

La figure (IV.36) présente le diagramme de rayonnement en gain à l'extérieur du corps pour les quatre positions. La position 1, tracée en couleur rouge, montre une bonne répartition du champ devant le corps. Le rayonnement vers le dos est très faible autour de -27 dBi. La position 4, tracée en couleur violet, présente une bonne répartition derrière le corps avec un gain de -2.5 dBi. Le rayonnement vers le ventre présente un faible gain inférieur à -15 dBi.

D'autre part, les positions 2 et 3, tracées en couleur bleu et verte respectivement, présentent un rayonnement unidirectionnel pour les positions 2, et multidirectionnelles pour la position 3. Ce dernier est dû à la présence du bras qui influe sur le rayonnement de l'antenne, à l'extérieur du corps, différemment du cas de l'antenne normale où l'effet de bras intervient seulement dans le plan azimutal (rayonnement vers la surface corporelle).

VII.1.3 L'antenne dipôle imprimée

VII.1.3.1 Influence de la position sur le coefficient de réflexion

Les coefficients de réflexion de l'antenne dipôle imprimé et placée aux différents endroits sont présentés sur la figure (IV.37). Le comportement global constaté est la grande variation des niveaux d'adaptation pour les positions 2 et 3. Les positions 1 et 4 ne montrent pas un effet significatif. On note, la sensibilité de l'antenne dipôle imprimé à la présence des autres parties du corps.

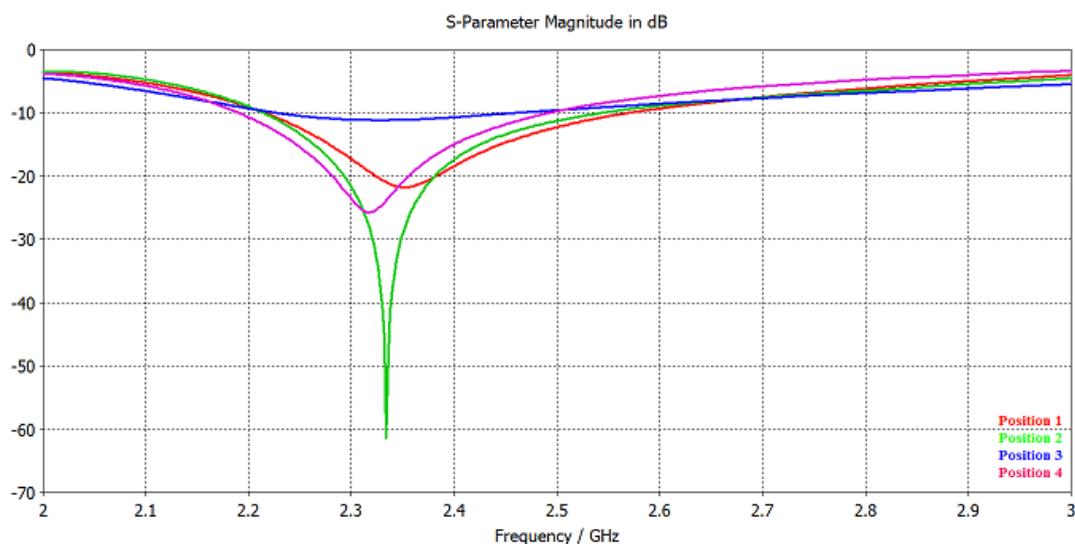


Figure IV.37 Comparaison entre les coefficients de réceptions de l'antenne dipôle imprimé aux différentes positions

VII.1.3.2 Influence de la position sur le diagramme de rayonnement

L'antenne dipôle imprimé présente quasiment les mêmes résultats que ceux obtenus pour le dipôle demi onde en polarisation tangente, mais avec un niveau de directivité plus faible. La position 1 présente la directivité la plus élevée de 8 dBi, tandis que la position 4 présente une directivité de 4.4 dBi. Les autres positions 2 et 3 présentent une directivité qui ne dépasse pas 4 dBi.

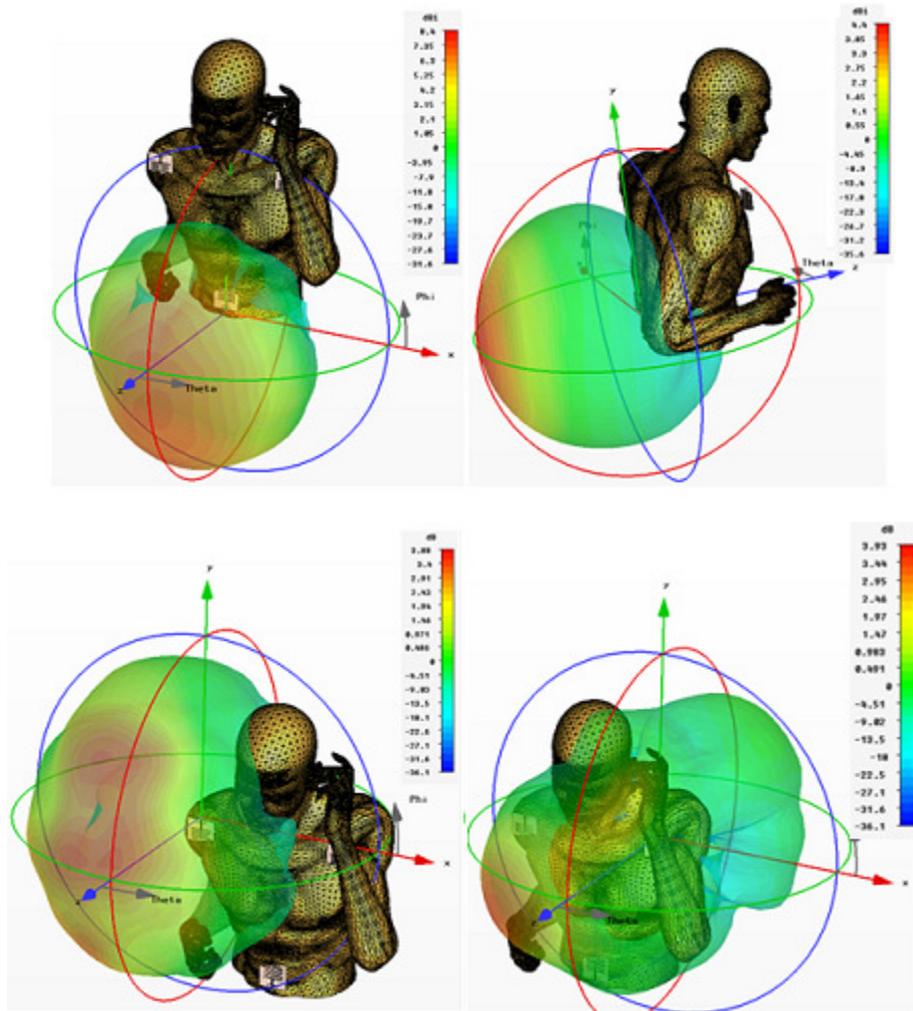
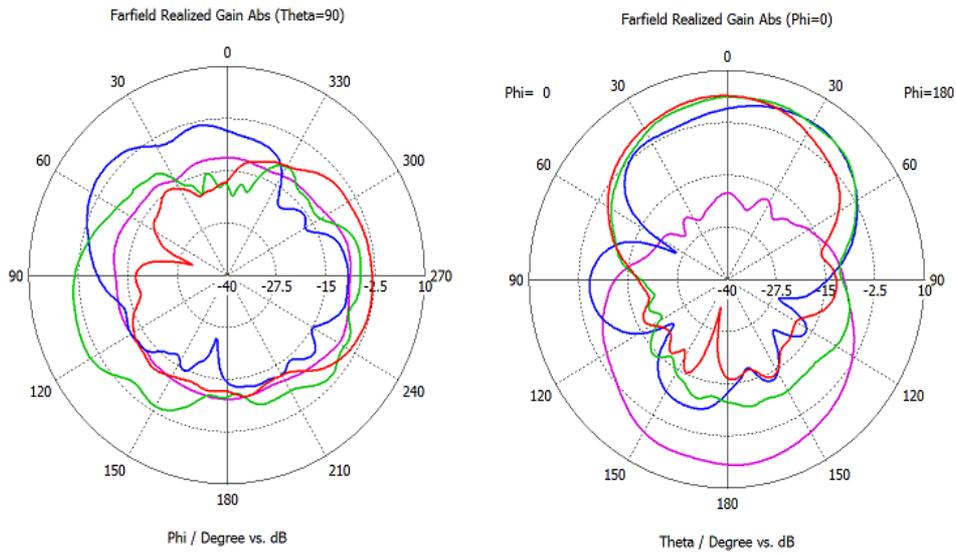


Figure IV.38 Diagramme de rayonnement en 3D de l'antenne dipôle imprimée située à différentes positions

La figure (IV.38) présente le diagramme de rayonnement dans le plan azimutal XY pour $\theta = 90^\circ$ et à l'extérieur du corps. On note une amélioration du niveau de gain pour l'antenne dipôle imprimée. Cette amélioration est due à la présence de la partie diélectrique qui réduit le contact direct entre les brins métalliques du dipôle et le corps. On remarque un niveau de gain qui peut atteindre 10 dBi de plus que l'antenne dipôle demi-onde pour les positions 1 et 4. Les positions 2 et 3 présentent aussi un niveau de gain de 5 dBi de plus. A

l'extérieur du corps, l'antenne dipôle imprimée présente un niveau de gain de 3 dBi par rapport à l'antenne dipôle.



Représentation polaire en gain réalisé, des antennes dipôle imprimé, rayonnant dans le plan azimutal (à gauche), Figure IV.38, et à l'extérieur du corps (à droite), Figure IV.39.

VII.1.4 Antenne fil plaque mono polaire

On présente dans cette partie l'influence de la position de l'antenne fil plaque mono polaire pour améliorer son fonctionnement en termes de coefficient de réflexion, directivité 3D et gain.

VII.1.4.1 Influence de la position sur le coefficient de réflexion

Les coefficients de réflexion de l'antenne fil plaque mono polaire implantée à différents endroits sont présentés dans la figure (IV.40).

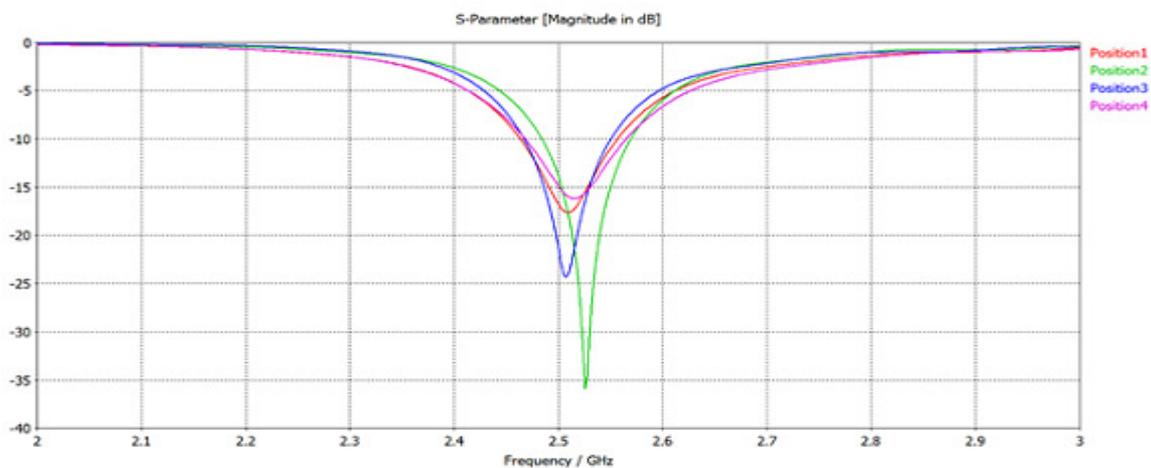


Figure IV.40 Comparaison entre les coefficients d'adaptation de l'antenne fil plaque mono polaire aux différentes positions

Le comportement global constaté sur le coefficient de réflexion est un faible décalage en fréquence. Le niveau d'adaptation présente des variations importantes selon la position de l'antenne. On peut conclure que les performances des structures ayant un plan de masse sont assez intéressantes, car elles permettent la stabilité de la fréquence de résonance de l'antenne. Cependant, cet effet ne se conserve pas sur le niveau d'adaptation qui peut se dégrader suivant la position de l'antenne.

VII.1.4.2 Influence de la position sur le diagramme de rayonnement.

La figure (IV.41) présente la directivité tridimensionnelle de l'antenne patch monopole implantée aux les différents endroits.

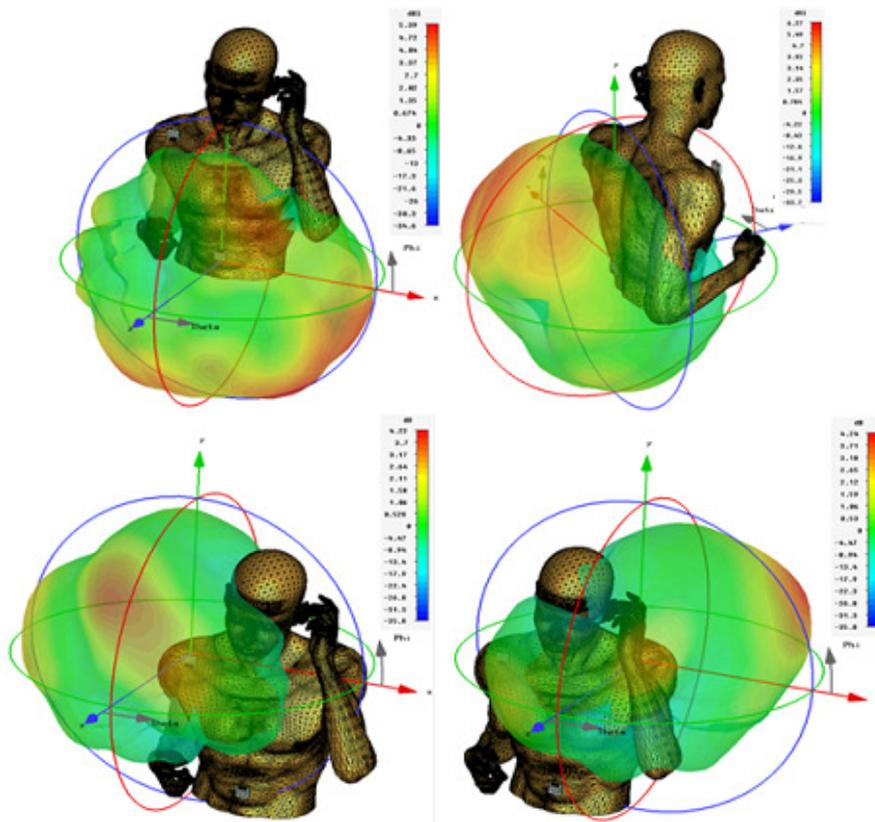
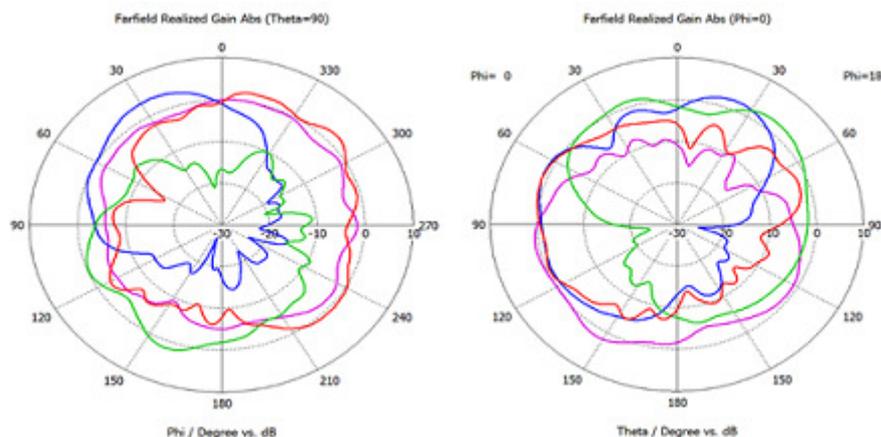


Figure IV.41 Diagramme de rayonnement en 3D de l'antenne dipôle fil plaque mono polaire située à différentes positions

Les résultats de simulation montrent un diagramme de rayonnement directif loin du corps pour les différentes positions. On constate que la directivité de l'antenne présente un niveau plus atténué que l'antenne dipôle. Cette diminution en directivité est due à l'effet du plan de masse qui réduit l'influence du corps sur l'antenne et donc permet la distribution du champ à la surface du corps. On note une directivité moyenne de 5.03 dBi pour l'antenne fil-

plaque mono polaire, tandis qu'elle était 7.7 dBi pour l'antenne dipôle tangent et 6.01 pour le dipôle normal.



Représentation polaire en gain réalisé, des antennes dipôle tangent, rayonnant dans le plan azimutal (à gauche), Figure IV.42, et à l'extérieur du corps (à droite), Figure IV.43.

La figure (IV.42) présente le diagramme de rayonnement dans le plan azimutal XY pour $\theta = 90^\circ$. On observe un diagramme de rayonnement en gain omnidirectionnel pour les positions 1 et 4 tracées en couleur rouge et violet respectivement. Le niveau du gain est environ de 0 dBi, ce qui permet de conclure que les pertes par absorption sont faibles par rapport à l'antenne dipôle tangent. Les positions 3 et 4 tracées en couleurs vert et bleu respectivement présentent un diagramme de rayonnement en gain unidirectionnel dans le sens opposé au corps.

La figure (IV.43) présente le diagramme de rayonnement dans le plan XZ pour $\phi = 90^\circ$. On remarque que la position 1 présente un diagramme de rayonnement en gain de 0 dBi devant le corps et -10 dBi dans le sens opposé. Les mêmes résultats sont aussi obtenus en position 4 avec un diagramme de rayonnement en gain de 0 dBi derrière le corps et -10 dBi dans le sens opposé.

En résumé, l'antenne dipôle tangente présente des avantages dus à son niveau d'adaptation important quelle que soit sa position, et dans sa directivité unidirectionnel dans le sens opposé au corps, ce qui permet de faciliter la communication avec les centrales. La topologie du dipôle tangente permet une implantation simple sur le corps. Cependant, ce type de polarisation ne donne pas une bonne répartition du champ à la surface du corps du aux niveaux de perte élevés dans les tissus biologiques. La propagation du mode TE générée par

ce type de polarisation souffre d'une atténuation de propagation importante due à la nature inductive du corps comme on nous l'avons montré dans le chapitre précédent. On constate que cette antenne n'est pas optimum pour une communication antenne/antenne (*on body*).

L'antenne dipôle normal fournit une bonne répartition du champ à la surface du corps. Les pertes d'absorption du dipôle normal sont plus faibles que celle présentées par le dipôle tangent. Tous ces avantages suggèrent son utilisation pour une communication à la surface du corps (*on body*). L'antenne fil plaque mono polaire présente des résultats très proches de l'antenne dipôle normal en terme de directivité et de gain. L'avantage de l'antenne fil plaque mono polaire se situe dans la stabilité en fréquence de résonance, due à la présence du plan de masse. Ce n'était pas le cas pour l'antenne dipôle normal dont la stabilité de sa fréquence de résonance se dégrade selon sa position.

L'antenne dipôle normale présente un problème majeur dans sa topologie (longueur importante) ce qui ne permet pas une implantation simple sur le corps. Par contre, l'antenne fil plaque mono polaire est constitué d'un simple rectangle d'épaisseur 6 mm, ce qui permet une implantation facile sur le corps. La partie métallique à la surface du diélectrique présente un effet capacitif, ce qui permet de concentrer le champ proche sur les parties métalliques de l'antenne. Ce phénomène permet la réduction de la dissipation thermique dans les tissus et le détachement et la propagation des ondes de surface le long du corps. Tous ses avantages font de l'antenne fil plaque mono polaire une antenne intéressante pour les communications BAN.

VII.1.5 L'antenne réseau de patches

Les coefficients de réflexion de l'antenne réseau de patches implantée à plusieurs endroits du corps sont présentés dans la figure (IV.44). On observe une large bande passant pour l'antenne réseau de patches. La bande passant présente un maximum (supérieur à 1 GHz) lorsque l'antenne émettrice est placée sur l'abdomen ou sur le dos, tandis qu'elle est plus réduite lorsqu'elle est placée sur les épaules.

VII.1.5.1 Influence de la position sur le coefficient de réflexion.

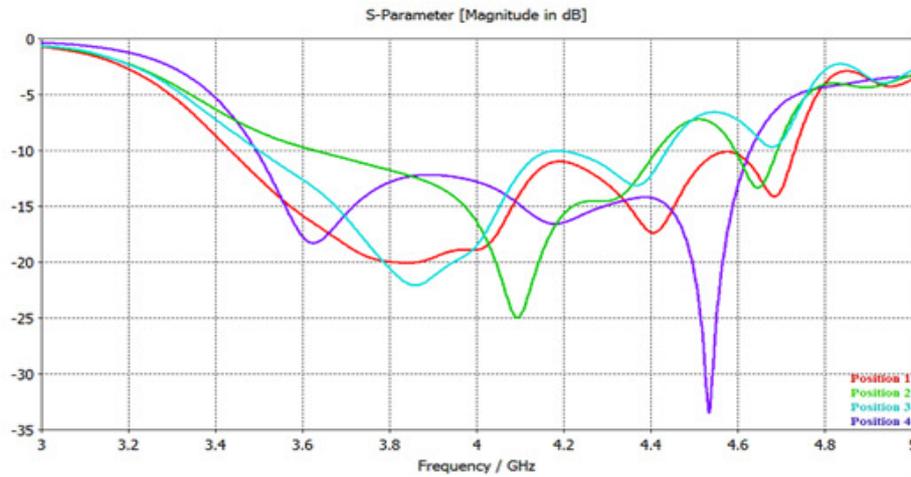


Figure IV.44 Comparaison entre les coefficients d'adaptation de l'antenne fil plaque mono polaire aux différentes positions

VII.1.5.2 Influence de la position sur le diagramme de rayonnement.

Dans la figure IV.45 on présente la directivité tridimensionnelle de l'antenne réseau de patches aux différents endroits et à la fréquence de 4 GHz.

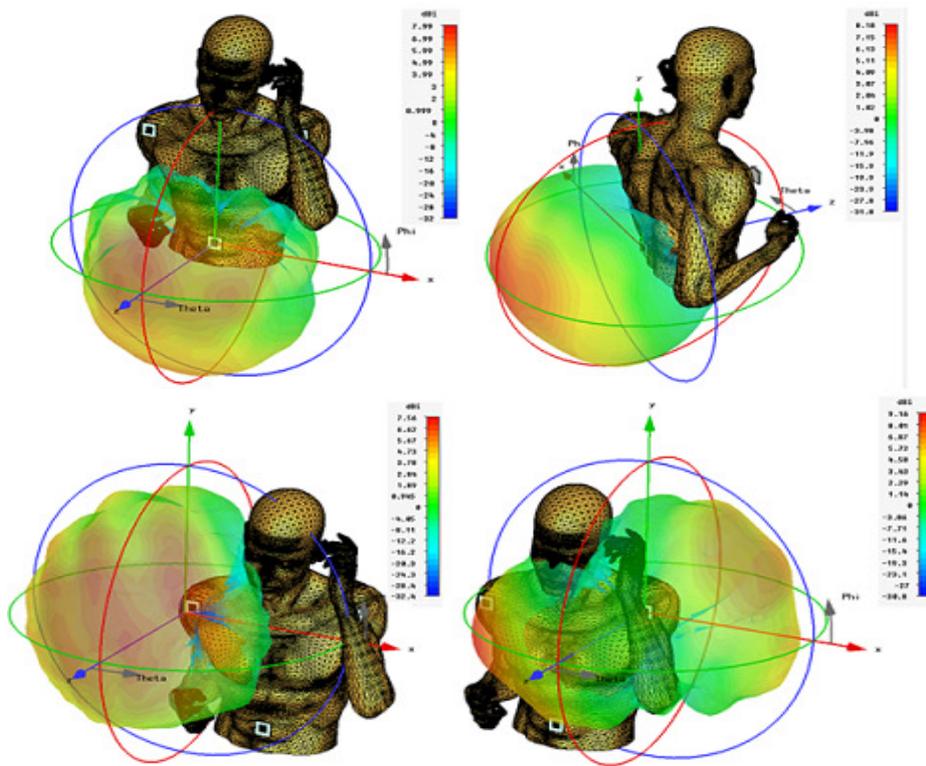
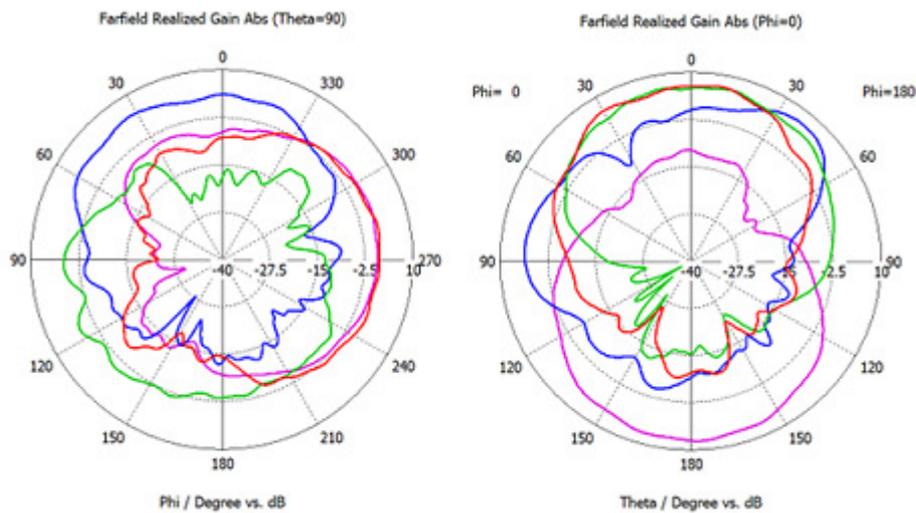


Figure IV.45 Diagramme de rayonnement en 3D de l'antenne réseau de patches localisée à différentes positions

On observe une très bonne directivité quelque soit la position de l'antenne. Les positions 1, 2 et 4 présentent une directivité approchée de 8 dBi, tandis que la position 3 présente une directivité de 9.16 dBi. On peut signaler l'effet directif due à la présence du bras en position 3.

On présente par la suite le diagramme de rayonnement en polaire dans deux plans différents. La figure (IV.46) présente le diagramme de rayonnement dans le plan azimutal XY pour $\theta = 90^\circ$, tandis que la figure (IV.47) présente le diagramme de rayonnement dans le plan XZ pour $\varphi = 0^\circ$.



Représentation polaire du gain réalisé de l'antenne réseau de patches, rayonnant dans le plan azimutal (à gauche), Figure IV.46, et à l'extérieur du corps (à droite), Figure IV.47.

On remarque que les positions choisies permettent à l'antenne réseau de patches de couvrir toute la surface du corps si elles fonctionnent simultanément. Le niveau de gain individuel est de -15 dBi et il passe à environ 3 dBi si les antennes fonctionnent en réseau. Des résultats similaires apparaissent sur la figure (IV.47). Le fonctionnement des antennes en réseau permet de couvrir toutes les centrales avec un niveau de gain maximum de 8 dBi et minimum de -2.5 dBi. On peut conclure que l'antenne réseau de patches est un très bon candidat pour les applications antenne / central (*off body*), grâce à sa directivité qui peut atteindre 9 dBi et à sa large bande passante qui est supérieure à 1 GHz. Cette antenne est aussi un bon candidat pour des liaisons sur la surface corporelle grâce à sa topologie favorisant la propagation des ondes de surface sur les différents trajets du corps.

VIII. Bilan de liaison entre antennes implantées sur le corps

Le but dans cette partie est la recherche d'un optimum multicritère (antenne, trajet, position, configuration, etc.) permettant d'améliorer le bilan de liaison entre antennes implantées sur le corps. Nous avons déjà vu, dans le paragraphe II, que dans le but d'assurer une amplitude du champ maximum le long du parcours de communication, il faut déposer les antennes sur des trajets croisés et non pas obliques.

On définit deux configurations pour déposer les antennes tout en conservant les positions choisies précédemment. La première configuration consiste à déposer les antennes dans leurs états standards. La deuxième est proposée avec une rotation de 90° . La figure 36 présente le dipôle imprimé, choisi comme un exemple, pour représenter les deux configurations proposées.

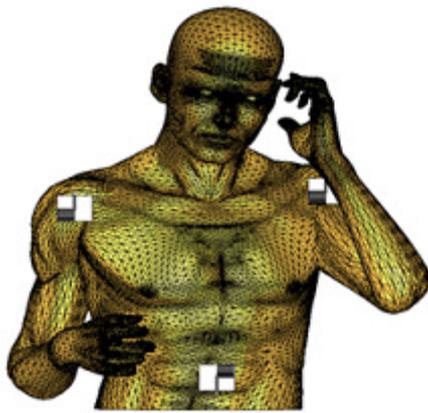


Figure IV.48 Dipôle imprimé configuration 1



Figure IV.49 Dipôle imprimé configuration 2

On présente dans la suite la répartition du champ électromagnétique sur la surface du corps, ainsi que les coefficients de transmission des antennes réceptrices distribuées différemment sur le corps. Ce résultat permet de juger de l'efficacité des antennes étudiées pour exciter les ondes de surface ainsi que la configuration optimale dans laquelle ces antennes doivent être déposées afin de maximiser le bilan de liaison.

VIII.1 Coefficient de transmission de l'antenne dipôle.

La figure IV.50 montre la distribution du champ sur la surface du corps pour l'antenne dipôle normale émettrice implantée respectivement sur l'abdomen, l'épaule gauche et l'épaule droite. On remarque une bonne répartition du champ lorsque l'antenne émettrice est disposée sur l'abdomen et sur l'épaule gauche. Par contre, la présence du bras à proximité de l'antenne

émettrice sur l'épaule gauche, ne permet pas une répartition uniforme du champ sur la surface du corps.

Le tableau IV.4 présente les valeurs du coefficient de transmission entre antennes à 2.5 GHz, lorsque l'antenne émettrice est déposée respectivement sur l'abdomen, l'épaule gauche, droite, et sur le dos. Il nous paraît important de noter que le niveau des coefficients de transmission est quasi-constant dans la bande 2.3 - 2.6 GHz.

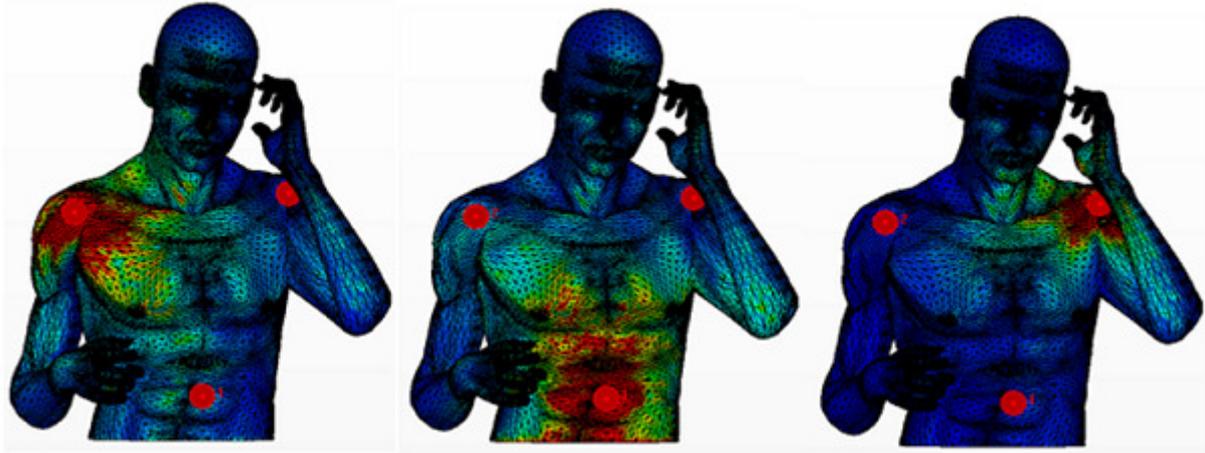


Figure IV.50 Distribution du champ électrique de l'antenne dipôle émettrice déposée à différents endroits

L'analyse globale du tableau IV.4 montre un bon coefficient de transmission (S_{21}), pour l'antenne dipôle placé en configuration 1 (dipôle normale à la surface), quelle que soit la position de l'antenne émettrice. La première ligne du tableau IV.4 présente le résultat obtenu pour un dipôle placé selon la configuration 1 (dipôle normal à la surface). On remarque que, dans le cas où l'antenne émettrice est déposée sur l'abdomen, on a un maximum de réception (-36 dB) sur le trajet *abdomen / épaule gauche*, tandis qu'elle est minimum sur le trajet *abdomen / épaule droite* (-45 dB). Ce résultat permet de signaler l'effet pénalisant de la position du bras à proximité de l'antenne. Par contre, lorsque l'antenne émettrice est déposée sur le dos, le niveau du coefficient de transmission présente la valeur la plus faible. Le trajet entre les épaules présente un coefficient de transmission moyen de -47 dB.

Coefficient de transmission (S21) de l'antenne dipôle						
<i>Dipôle déposé en configuration 1 et 2</i>						
S21 du Trajet	Abdomen / épaule gauche	Abdomen / épaule droite	Abdomen / dos	épaule gauche/ épaule droite	dos / épaule gauche	dos / épaule droit
Configuration 1	-36 dB	-45 dB	-40 dB	-47 dB	-56 dB	-55 dB
Configuration 2	-57 dB	-76 dB	-76 dB	-68 dB	-88 dB	-67 dB

Tableau IV.4. Coefficient de transmission sur le corps en deux configurations

Dans le but de chercher la configuration optimale de l'antenne dipôle, on présente dans la deuxième ligne du tableau IV.4 le coefficient de transmission (S21) de l'antenne dipôle placée en configuration 2 (dipôle tangent orthogonal à la direction de propagation). On remarque un coefficient de transmission très faible par rapport à la première configuration. On peut conclure que la configuration 1 est la configuration optimale pour communiquer entre antennes sur le corps.

VIII.2 Coefficient de transmission de l'antenne dipôle imprimée

La figure IV.51 présente la distribution du champ électrique à la surface du corps pour l'antenne dipôle imprimée émettrice en différentes positions. Une analyse primaire montre une faible amplitude du champ par rapport aux antennes déjà présentées.



Figure IV.51 Distribution du champ de l'antenne dipôle émettrice déposée à différents endroits

Le tableau IV.5 présente les coefficients de transmission de l'antenne dipôle imprimée émettrice déposée en différentes positions, pour les deux configurations déjà définies.

Coefficient de transmission (S21) de l'antenne dipôle imprimée						
<i>Dipôle déposé en configuration 1 et 2</i>						
S21 du Trajet	Abdomen / épaule gauche	Abdomen / épaule droite	Abdomen / dos	épaule gauche/ épaule droite	dos / épaule gauche	dos / épaule droit
Configuration 1	- 48 dB	-53 dB	-70 dB	-53 dB	-75 dB	-82 dB
Configuration 2	-51 dB	-47 dB	-76 dB	-44 dB	-64 dB	-78 dB

Tableau IV.5. Coefficient de transmission de l'antenne dipôle imprimé

On observe un niveau faible du coefficient de transmission sur les trajets contenant l'épaule droite. Autrement dit, la configuration 1 est perturbée par la présence du bras, ce qui n'est pas le cas pour la configuration 2 où les valeurs du coefficient de transmission sont supérieures à celles présentées par la configuration 1. On peut conclure que la configuration 2 est préférable pour ce type d'antenne.

VIII.3 Coefficient de transmission de l'antenne fil plaque mono polaire

La figure IV.52 présente la distribution du champ électrique à la surface du corps pour l'antenne fil plaque mono polaire émettrice en différentes positions. On note une bonne répartition du champ lorsque l'antenne émettrice est placée sur l'abdomen et sur l'épaule, tandis qu'elle est moyenne lorsqu'elle est placée sur l'épaule droite.

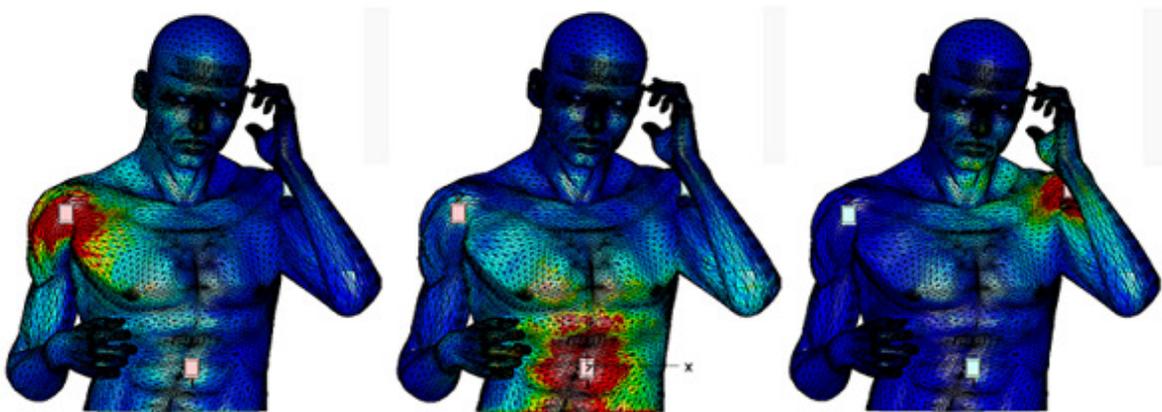


Figure IV.52 Distribution du champ de l'antenne dipôle émettrice déposée à différents endroits

Le tableau IV.6, présente le coefficient de transmission de l'antenne fil plaque mono polaire selon les deux configurations déjà définies. On remarque que, dans le cas où l'antenne émettrice est déposée sur l'abdomen, la configuration 1 présente des coefficients de transmission très proches sur les trajets *abdomen / épaules* (gauche et droite) avec un chute de 4 dB seulement. Pour le même cas, et sur les mêmes trajets, la configuration 2 présente une chute de 25 dB.

Coefficient de transmission (S21) de l'antenne fil plaque mono polaire						
<i>Dipôle déposé en configuration 1 et 2</i>						
S21 du Trajet	Abdomen / épaule gauche	Abdomen / épaule droite	Abdomen / dos	épaule gauche/ épaule droite	dos / épaule gauche	dos / épaule droit
Configuration 1	-41 dB	-45 dB	-47 dB	-63 dB	-59 dB	-78 dB
Configuration 2	-35 dB	-60 dB	-55 dB	-52 dB	-58 dB	-63 dB

Tableau IV.6 Coefficient de transmission de l'antenne fil plaque mono polaire

De plus, la configuration 2 se montre stable lorsque l'antenne émettrice est placée sur le dos. Elle présente une chute de -5 dB pour les deux trajets *dos / épaules* (gauche et droite), tandis que la configuration 1 présente une chute de -19 dB. On peut conclure, que la configuration 1 est préférable lorsque l'antenne émettrice est déposée sur l'abdomen, tandis que la configuration 2 est optimale lorsque l'antenne est placée sur le dos.

VIII.4 Coefficient de transmission de l'antenne réseau de patch.

La figure IV.53 présente la distribution du champ électrique de l'antenne réseau de patch placée à différents endroits. Le tableau IV.7 donne les niveaux du coefficient de transmission des antennes lorsque l'antenne émettrice est placée sur les différentes positions du corps.



Figure IV.53 Distribution du champ de l'antenne réseau de patchs émettrice déposée à différents endroits

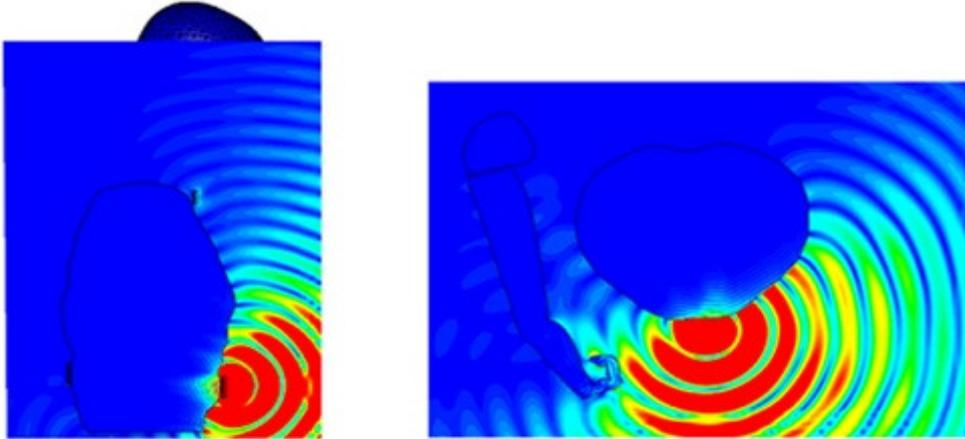
L'analyse du tableau IV.7 montre la stabilité de la configuration 1 sur les trajets perturbés par le bras. En outre, la configuration 1 de l'antenne réseaux de patchs présente de bons coefficients de transmission en terme d'amplitude sur le trajet *épaule / épaule*.

Coefficient de transmission (S21) de l'antenne réseau de patch						
<i>Dipôle déposé en configuration 1 et 2</i>						
S21 du Trajet	Abdomen / épaule gauche	Abdomen / épaule droite	Abdomen / dos	épaule gauche/ épaule droite	dos / épaule gauche	dos / épaule droit
Configuration 1	-42 dB	-51 dB	-67 dB	-55 dB	-77 dB	-60 dB
Configuration 2	-51 dB	-52 dB	-65 dB	-62 dB	-72 dB	-80 dB

Tableau IV.7 Coefficient de transmission de l'antenne réseaux de patchs

On peut conclure que la configuration 1 est la configuration optimale pour maximiser le bilan de liaison entre les antennes réseau de patchs implantées sur le corps.

Les figures ci-dessous permettent de donner une idée générale sur la génération et la propagation des ondes de surface sur les différents trajets existant sur le corps, pour l'antenne réseaux de patch placée sur l'abdomen. La figure (IV.54) présente la propagation des ondes de surface sur un trajet quasi planaire, tandis que la figure (IV.55) présente la propagation des ondes de surface tout autour de l'abdomen.



Propagation des ondes de surface sur une surface quasi planeaire (Figure IV.54 à gauche), et sur une surface elliptique (Figure IV.55 à droite).

IX. Conclusion

Dans ce chapitre, l'interaction antenne / utilisateur a été traitée grâce à des simulations électromagnétique sous le logiciel CST MWS. Dans un premier temps, on a présenté différents types d'antennes (bande étroite et large bande) ainsi que les modifications qu'on a appliquées à certaines d'entre elles afin de favoriser la propagation des ondes de surface.

Une comparaison a été présentée entre ces antennes en espace libre et sur un parallélépipède ayant les propriétés physiques d'un muscle à 2.5 GHz. On a étudié aussi la conception de l'antenne réseau de patches avec une comparaison de son fonctionnement en espace libre et sur le fantôme. Dans un deuxième temps, la distribution du champ sur la surface corporelle a été étudiée afin de trouver les positions optimales pour placer les antennes réceptrices. Les effets de la position du bras sur la propagation des ondes électromagnétiques ont été analysés.

Ensuite, on a mis en évidence l'influence de la position des antennes sur leur fonctionnement en termes de coefficient d'adaptation et de diagramme de rayonnement (directivité et gain) sur la surface corporelle et à l'extérieur du corps. Cet effet se traduit le plus souvent par un décalage de la fréquence ou de la bande résonante. On a également présenté l'effet du plan de masse permettant une meilleure stabilité en adaptation. En ce qui concerne le bilan de liaison entre les différentes antennes, des tableaux de comparaison ont été mis en place afin de comparer le coefficient de transmission des antennes placées selon deux configurations différentes et d'en déduire les positions optimales.

**Conclusion Générale et
Perspectives**

Depuis quelques années, les avancées technologiques en termes de miniaturisation des machines et des supports de communication y afférant ont rendu envisageable le déploiement et l'exploitation de milliers de capteurs et des antennes organisées en réseau. Ces réseaux facilitent le suivi et le contrôle à distance de l'environnement physique avec une meilleure précision. Ils peuvent avoir de très diverses applications (environnementales, militaires, médicales, etc). Notons qu'un réseau de capteur est constitué d'un grand nombre d'unités appelées nœuds capteurs. Chaque nœud est composé principalement d'un ou plusieurs capteurs, d'une unité de traitement et d'un module de communication. Ces nœuds se communiquent entre eux grâce à trois canaux, l'air (avec les ondes d'espace), la surface du support (avec les ondes de surface) et à l'intérieur du support (avec les ondes pénétrantes). Le but final sera l'acheminement des informations à une unité de commande en dehors de la zone de mesure. Dans le cas où le support est un milieu biologique, et dans les bandes allouées aux applications médicales (GHz), la permittivité élevée du milieu impose à l'onde de s'échapper loin du support, ce qui réduit la probabilité de se communiquer par l'onde d'espace. D'autre part, et pour le même support, la grande conductivité ne permet pas la communication par les ondes pénétrantes. Le canal de propagation restant est la surface du support par lequel la communication entre les nœuds se fait grâce aux ondes de surface.

Cependant, la communication par les ondes de surface nécessite des connaissances théoriques sur la physique du support (impédance, propriétés physiques, etc.), la position des capteurs, (milieu, périphérique, etc.) et la modulation de l'information (fréquence, mode TE ou TM, système émettrice, etc.). Tous ces facteurs jouent un rôle primordial sur la qualité de la liaison entre les nœuds.

Les travaux de cette thèse sont axés sur la caractérisation et l'optimisation du canal de propagation constitué par le corps humain. Après une présentation des réseaux de communication sans fils qui existe actuellement (BAN, BSN, WBAN, WPAN, etc.), nous détaillons l'état de l'art des antennes utilisées pour une communication sur le corps en soulignant les principales caractéristiques physiques de ce dernier. Ensuite, le deuxième chapitre présente, de manière détaillée les bases théoriques de la propagation par les ondes de surface. On a étudié la propagation des ondes de surfaces selon deux modèles, plane et cylindrique, en se basant sur les équations de Sommerfeld et Watson.

Le troisième chapitre est consacré à la caractérisation des modes TE « le champ électrique est tangent à la surface » et TM « le champ électrique est normale à la surface » ainsi que l'influence des propriétés physiques, de la fréquence et du parcours, sur l'atténuation

des ondes de surfaces et des ondes rampantes. Les résultats obtenus montrent l'inefficacité de la polarisation transverse électrique (TE) qui provoque une forte atténuation par rapport à la polarisation transverse magnétique (TM). D'autre part, on montre que l'augmentation de la permittivité et de la conductivité permet d'améliorer le bilan de liaison et que l'augmentation de la fréquence présente un rôle pénalisant sur la propagation des modes TM et TE. Ensuite, on propose deux modèles mathématiques permettant de caractériser l'atténuation des ondes de surface sur une surface plane en fonction des propriétés physiques du milieu et de la fréquence. Des études similaires ont été effectuées sur des surfaces non plan (cylindrique) et les résultats obtenus montrent, une petite amélioration du bilan de liaison lorsqu'on augmente la permittivité et la conductivité ; Cette amélioration est très importante lorsqu'on diminue la fréquence. Les rayons des différentes surfaces cylindriques ont été aussi pris en compte et on conclut la décroissance très rapide du coefficient d'atténuation lorsque le rayon du cylindre diminue. A la fin de ce chapitre, on présente des mesures sur l'atténuation des ondes électromagnétiques à la surface d'un liquide fantôme ayant les propriétés physiques du muscle.

Dans le quatrième chapitre, nous avons abordé la conception des différentes antennes ainsi que les modifications qu'on a appliquées à certaines d'entre elles afin de maximiser le bilan de liaison. Les résultats obtenus montrent une amélioration dans la bande passante, du niveau d'adaptation et du diagramme de rayonnement. Une comparaison de la performance des antennes en espace libre et sur un modèle fantôme ainsi que l'influence des positions des antennes sur leur fonctionnement a été ensuite présentée et étudiée. On a constaté un diagramme de rayonnement quasi-omnidirectionnel pour les antennes implantées avec une polarisation normale à la surface du corps, tandis qu'ils sont unidirectionnels pour ceux qui sont implantées tangentiellement. L'influence de la présence ou l'absence des organes à proximité de l'antenne ont été aussi envisagées. Les résultats de simulation montrent les coefficients de transmission des antennes implantées à différents endroits sur un modèle de corps complet ainsi que la distribution de l'amplitude du champ pour des antennes situées sur la surface corporelle.

Dans la continuité de nos travaux, il serait intéressant d'étudier la propagation des ondes de surface pour un aspect multicouche. Généralement, on peut utiliser un modèle à trois couches : la peau, les tissus adipeux et les muscles. Cette structuration peut être apparentée à un modèle de lignes cascades ou chaque tissu à sa propre impédance caractéristique. Dans nos travaux, nous avons étudiés la propagation des ondes de surface sur un modèle bicouche

(aire-muscle) dans lequel l'antenne émettrice a été implantée dans la première couche (aire). On souhaite faire l'étude des ondes de surface entre les couches, ce qui est possible si l'antenne émettrice sera déposée entre les tissus adipeux et les muscles. Aussi, une étude multi-trajets «MIMO» pour améliorer les bilans de liaison et une étude ultra-large bande (antenne + corps) complétera l'aspect fréquentiel de notre étude.

Liste des Publications

Liste des Publications

- [1] **BARAKE Rabih, RAMMAL Mohamed, VAUDON Patrick**, “Effect of Antenna Polarization on Body-Centric Communications”.
Accepté à International Journal of Pure and Applied Sciences and Technology.
- [2] **BARAKE Rabih, RAMMAL Mohamed, VAUDON Patrick**, “Study of the validity of the formalism of Norton to describe the propagation of electromagnetic waves on the surface of the body”
Soumis à International Journal of Therapy and Rehabilitation - UNITED KINGDOM.
- [3] **BARAKE Rabih, VAUDON Patrick, RAMMAL Mohamed**, “Surface Wave Propagation on human body communications links”, *IEEE Conference: Science of Electronic, Technologies of Information and Telecommunication - SETIT 2012*, 21 – 24 March 2012.
- [4] **BARAKE Rabih, RAMMAL Mohamed, VAUDON Patrick**, “Study of Wave Propagation on The Human Body Surface in Normal Polarization”, *IEEE Conference: International Conference on Telecommunication - ICT2012* 23 – 25 April 2012.
- [5] **BARAKE Rabih, VAUDON Patrick, RAMMAL Mohamed**, “Analyse du Canal de Propagation Corporel en Régime Implusionnel”, *17^{ème} Journée Nationale Micro-ondes, JNM2011*, 18 – 20 Mai 2011.
- [6] **BARAKE Rabih, VAUDON Patrick, RAMMAL Mohamed**, “Communication entre Antennes Implantées sur le Corps Humain par Ondes de Surface”, *Pluridisciplinaire sur les Matériaux, l'Environnement et l'Electronique PLUMEE 2011*, 30 mai – 1^{er} juin 2010.

Résumé

Dans ce travail de thèse, on s'intéresse à l'étude des ondes électromagnétiques qui permettent la communication entre deux antennes situées à la surface du corps humain. On utilise le modèle de propagation par ondes de Norton avec la notion de fonction d'atténuation de Sommerfeld afin de modéliser l'atténuation de propagation sur des surfaces plane. Le modèle de Watson permet quant à lui, l'étude du coefficient d'atténuation des ondes électromagnétique qui se propagent tout autour d'un disque ou d'un cylindre. Afin de générer des d'onde dans une polarisation TM et TE, les sources d'excitation utilisées, dans un premier temps, sont des petits dipôles électriques élémentaires avec une polarisation normale et tangente. Afin d'affiner les résultats obtenus, nous proposons d'étudier plus en détail la polarisation du vecteur champ électrique durant sa propagation, au niveau de la surface d'un modèle complet du corps, pour différentes polarisations et pour différents trajets. Enfin, différents types d'antennes ont été modélisés et améliorés afin de favoriser la propagation des ondes de surface et donc de maximiser le bilan de liaison entre antennes.

Mots Clés: *Onde de Surface, Réseaux sans fils, Propagation sur le corps, Antennes et corps, Onde Norton.*

Abstract

In this thesis, we focus on the study of the electromagnetic waves that allow the communication between two antennas lying on the surface of a human body. We use the wave propagation model of Norton with the notion of Somerfield attenuation function to model the attenuation in the case of propagation on flat surface. On the other hand, Watson's model allow to studying the attenuation coefficient of electromagnetic wave that propagate around a disc or a cylinder. To generate a TM and TE wave polarization, the excitation sources used in a first step, are small elementary electric dipoles with a tangent and normal polarization. To refine the results, we propose to further investigate the polarization vector of the electric field during its propagation at the surface of a full body model, for different polarization and for different paths. Finally, various types of antennas were designed and studied in the goal of promoting the propagation of the surface waves and thus maximizing the link budget between antennas.

Key words: *Surface wave, Wireless body links, On-body propagation, Body centric antenna, Norton wave.*