

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE



المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
Ecole Nationale Polytechnique

DÉPARTEMENT D'ÉLECTRONIQUE

Mémoire de projet de fin d'études pour l'obtention du diplôme
d'ingénieur d'état en Électronique

thème :

**Caractérisation du canal - Corps Humain - pour
HBC (Human Body Communication).**

Rayane BOUZEGHOUB

Sous la direction de Mme .Rachida TOUHAMI Pr.

Présenté et soutenu publiquement le (21/06/2018)

Composition du Jury :

Président	M .Hicham BOUSBIA-SALAH,	MCA	ENP
Promoteur	Mme .Rachida TOUHAMI,	Pr	USTHB
Examineur	M .Rachid ZERGUI,	MAT	ENP

ENP 2018

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE



المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
Ecole Nationale Polytechnique

DÉPARTEMENT D'ÉLECTRONIQUE

Mémoire de projet de fin d'études pour l'obtention du diplôme
d'ingénieur d'état en Électronique

thème :

**Caractérisation du canal - Corps Humain - pour
HBC (Human Body Communication).**

Rayane BOUZEGHOUB

Sous la direction de Mme .Rachida TOUHAMI Pr.

Présenté et soutenu publiquement le (21/06/2018)

Composition du Jury :

Président	M .Hicham BOUSBIA-SALAH,	MCA	ENP
Promoteur	Mme .Rachida TOUHAMI,	Pr	USTHB
Examineur	M .Rachid ZERGUI,	MAT	ENP

ENP 2018

Remerciement

Je remercie le bon Dieu, tout-puissant, pour toutes les bénédictions qu'il m'a offertes et de m'avoir donné la force de poursuivre ce modeste travail.

Je tiens à exprimer mes sincères remerciements à mon encadrante Madame R.TOUHAMI ainsi que son doctorant Monsieur F.MAAMIR, pour le temps qu'ils m'ont consacré, leurs disponibilités ainsi que pour l'ensemble des conseils prodigués au cours de ce projet. Je souhaiterais également, remercier vivement le président du jury Monsieur S.H. BOUS-BIA et mon examinateur Monsieur R.ZERGUI pour l'honneur qu'ils me font de juger mon travail.

J'adresse mes plus profonds remerciements pour ma famille : ma chère mère, mon cher et défunt père, mes grandes soeurs Sabrina et Latifa et mes grands frères Mohamed et Redhouane qui ont cru en moi et m'ont soutenu tout au long de mon parcours. Je tiens également à remercier l'ensemble de mes amis avec qui j'ai partagé des moments de joie inoubliables et incalculables. Un merci spécial à Hasna Lamri pour avoir accepté d'être mon sujet d'expérience et à Noura Mouloudj d'avoir toujours su m'encourager.

تعد تكنولوجيا اتصالات جسم الإنسان HBC طريقة موثوقة لنقل المعلومات بين الأجهزة الإلكترونية المحمولة. حيث يستخدم HBC السطح والجزء الداخلي من جسم الإنسان كوسيلة لنقل الإشارات ، أي أنه بمثابة حاملة مادية واعدة لشبكة منطقة الجسد BAN. هو يقدم طريقة مبتكرة لنقل البيانات ، والتي يتطلب إرسالها تداخلات بسيطة ووصلة بيانات موثوقة. يتمتع HBC بالعديد من المزايا مثل : انخفاض استهلاك الطاقة، والتكوين على المدى القصير، وهو مثالي للمجال الصحي. لذلك من الضروري نشر نظام HBC لضمان أداء اتصال جيد. وفي هذا الصدد، تُجرى دراسات مختلفة بشأن مسائل مهمة تتعلق بنقل بيانات HBC مثل خصائص الإشارة ونموذج انتشارها وكذلك أداء الاتصالات واعتبارات تجريبية.

الكلمات الدالة : توصيف القناة , توصيل بالسعة ، توصيل كلفاني , HBC, BAN.

Abstract

Human Body Communication (HBC) technology is a new way of secure transmission information between portable electronic devices. HBC uses the surface and interior of the human body as a means of signal transmission, that is, it serves as a promising physical carrier for the Body Area Network (BAN). It offers an advanced and original method for transferring data, the transmission of which requires a low interference and a reliability of transmission. HBC has many advantages, such as low energy consumption, short-term configuration, which is ideal for the health field. Therefore, the deployment of the HBC system ensuring good communication performance is necessary. In this regard, different studies are conducted on important issues related to HBC transmission such as channel characteristics, the performance of communication and signal propagation model.

Key words: Canal characterization, HBC, BAN, Capacitive Coupling, Galvanic Coupling.

Résumé

La technologie Human Body Communication (HBC) est un moyen sûr de transmission d'informations entre les appareils électroniques portables. L'HBC utilise la surface et l'intérieur du corps humain comme moyen de transmission du signal, c'est-à-dire, il sert de support physique prometteur pour le Body Area Network (BAN). Il offre une méthode innovante pour le transfert de données dont la transmission nécessite peu d'interférences et une liaison de données fiable. L'HBC possède de nombreux avantages, tels qu'une faible consommation d'énergie, une configuration de courte durée, ce qui convient parfaitement au domaine de la santé. Par conséquent, le déploiement du système HBC assurant de bonnes performances de communication est nécessaire. À cet égard, différentes études sont menées sur les questions importantes liées à la transmission de données HBC tels que les caractéristiques du canal, le modèle de propagation du signal, la performance de communication et les considérations expérimentales.

Mots clés: Caractérisation Canal, HBC, BAN, Couplage capacitif, Couplage galvanique.

Table des matières

TABLE DES FIGURES

LISTE DES TABLEAUX

ABREVIATIONS

INTRODUCTION GENERALE 11

1	Généralités sur le Human Body Communication	12
1.1	Introduction	12
1.2	Principe du Body Area Networks	12
1.3	Human Body Communication	14
1.4	Travaux réalisés	16
1.5	Méthodes de couplage	17
1.5.1	Couplage Capacitive	17
1.5.2	Couplage Galvanique	18
1.6	Comparaison entre le couplage Galvanique et capacitif	19
1.7	Les Caractéristiques du canal HBC et paramètres de transmission	22
1.8	Dispositif de réalisation de couplage	23
1.9	Exemples d'application pour l'HBC	25
1.10	Problématique et objectifs visés	26
1.11	Conclusion	26
2	Caractéristiques du corps humain - Canal de transmission	27
2.1	Introduction	27
2.2	Propriété diélectrique du corps humain	27
2.3	Modèle paramétriques du tissu humain	29
2.4	Modèle équivalent des tissus humain	33
2.4.1	Impédance d'interface	33
2.4.2	Modèle expérimental et théorique	34
2.5	Variation d'impédance d'un tissu biologique	34
2.6	Méthode de résolution Numérique	36
2.6.1	Finite-Difference Time-Domain FDTD	36
2.6.2	Finite Element Method	37
3	Caractérisation du canal par des mesures in vivo	39
3.1	Introduction	39
3.2	Mesures de sécurité	39
3.3	Les caractéristiques du sujet	41
3.4	Protocoles de mesure	42
3.4.1	Matériels utilisés	42

3.5	Les techniques de mesures	44
3.5.1	Première configuration : Générateur de fonction (Tx) avec analyseur de spectre (Rx)	44
3.5.2	Deuxième configuration : Générateur de fonction (Tx) avec oscilloscope (Rx)	46
3.5.3	Troisième configuration : Générateur de fonction (Tx) avec oscilloscope (Rx)	47
3.6	Résultats et discussions	49
3.6.1	Première configuration : Générateur de fonction (Tx) avec analyseur de spectre (Rx)	49
3.6.2	Deuxième configuration : Générateur de fonction (Tx) avec oscilloscope (Rx)	58
3.6.3	Comparaison entre les méthodes capacitive et galvanique	60
3.6.4	Troisième configuration	62
3.7	Comparaison des résultats	63
3.8	Conclusion	64
4	Caractérisation du canal par simulation	66
4.1	Introduction	66
4.2	Présentation du modèle de phantom	66
4.3	Description des antennes	68
4.4	Caractérisation du canal HBC par des mesures in virteo (simulation logiciel)	69
4.5	Conception et résultat des simulations	70
4.5.1	Modèle Réel	70
4.5.2	Modèle cylindrique	74
4.5.3	Modèle rectangulaire « grossier »	84
4.6	Comparaison des résultats	95
4.7	Conclusion	96
	CONCLUSION GENERALE	97
	BIBLIOGRAPHIE	98
A	Annexe	102

Table des figures

1.1	Principe de fonctionnement du BAN.	13
1.2	Les différentes catégories d'applications du BAN.	14
1.3	Aperçu général sur le fonctionnement du HBC.	15
1.4	Principe du couplage capacitive dans un PAN [8].	18
1.5	Principe du couplage galvanique.	19
1.6	Diapositive de transmission pour le couplage capacitive [8].	24
1.7	Diapositive de transmission pour le couplage galvanique [8].	24
2.1	Variation des propriétés diélectriques du tissu humain en fonction de la fréquence [1].	28
2.2	Variation de la permittivité relative en fonction de la fréquence pour les tissus humains suivants : peau, graisse, muscle, sang et Os.	31
2.3	Variation de la conductivité en fonction de la fréquence pour les tissus humains suivants : peau, graisse, muscle, sang et Os.	32
2.4	Circuit équivalent de l'équation de cole-cole $\alpha=0$	33
2.5	Comportement des tissus biologiques lors du passage d'un courant alternatif [25].(a) modèle du tissu humain et ses composants, (b) Déplacement du courant électrique dans une cellule à diverses fréquences.	35
2.6	Analogie entre un tissu biologique et circuit électrique. (a) circuit équivalent d'une cellule biologique, (b) circuit simplifié [1].	36
3.1	antenne patch, Electrode ECG et Balun.	43
3.2	Balun FTB-1-6 de Mini-Circuit : (a) balun, (b) circuit	44
3.3	Banc expérimental de mesure pour couplage galvanique HBC réalisé sous la deuxième configuration (type d'électrode : ECG, longueur du canal :10cm et distance transversale : 5cm).	45
3.4	Banc expérimental de mesure pour couplage capacitive HBC réalisé sous la deuxième configuration (type d'électrode : patch et longueur du canal :10cm)	45
3.5	Banc expérimental de mesure pour couplage capacitive HBC réalisé sous la deuxième configuration (type d'électrode : patch et longueur du canal :10cm,chambre anéchoïque).	46
3.6	Banc expérimental de mesure pour couplage galvanique HBC réalisé sous la premier configuration (type d'électrode : ECG, longueur du canal :10cm et distance transversale : 5cm).	47
3.7	Banc expérimental de mesure pour couplage capacitive HBC réalisé sous la premier configuration (type d'électrode : patch et longueur du canal :10cm)	47

3.8	Banc expérimental de mesure pour couplage galvanique HBC (effet de l'impédance électrique de contact).	48
3.9	Etalonnage du capteur FSR. (a) Banc expérimental d'étalonnage par des poids normalisés. (b) Circuit d'insertion (déviser de tension). (c) Etalonnage du capteur FSR par un modèle polynomiale de degré 6 (p : poids, v :volt).	49
3.10	Atténuation du signal lors du couplage capacitve HBC avec antenne type patch pour deux longueurs du canal : 10 et 138 cm.	50
3.11	Atténuation du signal lors du couplage capacitif HBC avec antenne type patch pour deux longueurs du canal : 10 et 138 cm, à l'intérieur de la chambre anéchiq.	51
3.12	Atténuation du signal lors du couplage capacitve HBC avec antenne type patch pour la longueur du canal de 10 cm, à l'intérieur et à l'extérieur de la chambre anéchiq.	52
3.13	Atténuation du signal lors du couplage capacitve HBC avec antenne type patch pour la longueur du canal de 138 cm, à l'intérieur et à l'extérieur de la chambre anéchiq.	53
3.14	Atténuation du signal lors du couplage capacitve HBC avec antenne type électrode ECG pour deux longueurs du canal : 10 et 138 cm.	54
3.15	Comparaison entre les atténuations du signal lors du couplage capacitve HBC avec deux antennes type : électrode ECG et patch, pour une longueur du canal de 10cm.	55
3.16	Atténuation du signal lors du couplage galvanique HBC avec antenne type électrode ECG pour deux longueurs du canal : 10 et 138 cm.	56
3.17	Atténuation du signal lors du couplage galvanique HBC avec antenne type électrode ECG pour deux longueurs du canal : 10 et 138 cm, à l'intérieur de la chambre anéchoïque.	57
3.18	Atténuation du signal lors du couplage galvanique HBC avec antenne type électrode ECG à l'intérieur et à l'extérieur de la chambre anéchoïque, pour deux longueurs du canal, (a) 10 cm, (b) 138 cm.	58
3.19	Atténuation du signal lors du couplage capacitif HBC avec antenne type patch pour deux longueurs du canal de 10 cm, avec et sans balun.	59
3.20	Atténuation du signal lors du couplage galvanique HBC avec antenne type électrode ECG pour deux longueurs du canal de 10 cm, avec et sans balun.	60
3.21	Comparaison entre les atténuations du signal lors du couplage capacitif et galvanique HBC avec antenne type patch pour une longueur du canal de 10 cm, avec (a) Première configuration, (b) Deuxième configuration.	61
3.22	Couplage galvanique amplitude du signal versus pression (force).	62
3.23	Couplage galvanique, variation de l'amplitude du signal Rx en fonction de la pression appliquée sur l'électrode du signal de Tx. (a) Avec gel de contact électrique, (b) Sans gel de contact électrique.	63
4.1	Modèle cylindrique du phantom, (a) vue de perspective, (b) vue découpée.	67
4.2	Antenne patch pour couplage capacitif, (a) vue de perspective, (b) vue de coupe.	68
4.3	Tableau récapitulatif de la densité de courant pour différentes fréquences.	71
4.4	Tableau récapitulatif du champ électrique pour différentes fréquences.	72

4.5	Tableau récapitulatif du champ magnétique pour différentes fréquences. . .	72
4.6	Tableau récapitulatif de différentes valeurs du SAR pour différentes fréquences.	73
4.7	Variations du coefficient de transmission S21 (dBm) en fonction de la fréquence pour une longueur de canal de 10 cm.	74
4.8	Tableau récapitulatif du courant pour différentes fréquences et longueurs de canal.	76
4.9	Tableau récapitulatif du champ E pour différentes fréquences et longueurs de canal, pour un bras de diamètre de 4 cm.	78
4.10	Variations du coefficient de transmission S21 (dBm) en fonction de la fréquence, pour plusieurs longueurs de canal (5, 10, 15, 20 et 130 cm).	79
4.11	Tableau récapitulatif du courant pour différentes fréquences et longueurs de canal.	81
4.12	Tableau récapitulatif du champ E pour différentes fréquences et longueurs de canal, pour un bras de diamètre de 6 cm.	83
4.13	Variations du coefficient de transmission S21 (dBm) en fonction de la fréquence, pour plusieurs longueurs de canal (5, 10, 15, 20, 130cm).	84
4.14	Tableau récapitulatif du courant pour différentes fréquences et longueurs de canal avec antenne de type II.	86
4.15	Tableau récapitulatif du courant pour différentes fréquences et longueurs de canal avec antenne de type III.	87
4.16	Tableau récapitulatif du courant pour différentes fréquences et longueurs de canal avec antenne de type IV.	88
4.17	Tableau récapitulatif du champ électrique pour différentes fréquences et longueurs de canal, avec l'antenne de type II.	90
4.18	Tableau récapitulatif du champ électrique pour différentes fréquences et longueurs de canal, avec l'antenne de type III.	91
4.19	Tableau récapitulatif du champ électrique pour différentes fréquences et longueurs de canal, avec l'antenne de type IV.	92
4.20	Modèle cylindrique du phantom, (a) vue de perspective, (b) vue découpée.	94

Liste des tableaux

1.1	Récapitulatif des paramètres caractéristiques du phantom.	21
3.1	Résumé des seuils de courant causant des effets indirects selon ICNIRP pour les femmes, hommes et enfants [24].	40
3.2	Caractéristiques physiques du sujet.	41
3.3	Récapitulatif et comparaison des résultats de mesures in vivo.	64
4.1	Récapitulatif des paramètres caractéristiques du phantom.	67
4.2	Récapitulatif des caractéristiques des antennes simulées.	69
4.3	Récapitulatif et comparaison des résultats de simulation.	95

Abréviations

AC	Alternating Current
BAN	Body Area Network
CPE	Constant Phase Element
DAS	Débit d’Absorption Spécifique
ECG	Électrocardiogramme
EEG	Électroencéphalographie
FDTD	Finite Difference Time Domain
FEM	Finite Element Methode
FFT	Fast Fourier Transform
FR-4	Flame Resistant 4
IBC	Intra-Body Communication
MAC	Media Access Control
PAN	Personal Area Network
PHY	Couche physique
RF	Radio fréquence
SAR	Débit d’Absorption Spécifique
WBAN	Wireless Body Area Network

Introduction Générale

Le domaine du biomédical suscite un intérêt grandissant en vue des facilités médicales qu'il peut procurer. Nous assistons dans les dernières années à une véritable accélération et expansion des outils utilisés et cela lors de l'acquisition de données, le traitement d'images ou lors de la détection de certaines pathologies. Le but recherché est de surpasser les limites des appareils et techniques de diagnostic actuelles. La communication sans fil n'en fait pas exception, en vue de l'intérêt grandissant pour la surveillance continue et la communication à distance qui a connu au cours des dernières décennies une évolution remarquable dans tous les domaines confondus.

Le paradigme actuel en matière de soins de santé est la notion de surveillance continue et à distance des patients, à l'aide d'un réseau de capteurs sans fil. Ces derniers évitent le recours à un système de santé manuel ou auto-administré et permettent aux utilisateurs de prendre en charge leurs troubles de santé. La technologie Body area Network (BAN) prévoit des capteurs permettant une surveillance permanente des paramètres de santé et agissant pour prévenir l'apparition d'événements critiques pour la santé. C'est ainsi que la nécessité du Human Body Communication (HBC) a vu son intérêt accroître dans le domaine médical.

L'HBC est une technologie sans fil prometteuse pour BAN, il représente une nouvelle facette de la communication de données qui utilise généralement une partie du corps humain comme support de transmission. HBC permet d'établir des communications adaptées au domaine et aux exigences d'ordre médical et cherche à promouvoir une surveillance constante et continue des patients atteints de maladies chroniques et ou à risque.

Dans ce rapport, nous nous intéresserons en premier lieu aux méthodes d'induction du signal électrique afin d'effectuer une communication HBC, à savoir le couplage capacitif et le couplage galvanique. La transmission du signal permettra par la suite d'identifier les caractéristiques du corps humain en tant que canal de transmission. En second lieu, nous étudierons le comportement du champ électrique et de la densité de courant à l'intérieur du canal humain et à sa proximité. Nous identifierons les tissus et paramètres intervenant lors de l'établissement d'une communication HBC.

Le présent mémoire est structuré en 4 chapitres, le premier chapitre a pour but de définir l'Humain Body Communication, l'origine de sa création, les méthodes et modèles permettant de le déployer, ses domaines d'applications ainsi que les résultats déjà atteints. Le second chapitre, traite des caractéristiques biologiques du corps humain permettant d'exploiter la technologie HBC et sa modélisation en tant que canal de transmission, ainsi que les méthodes de résolution numérique. Le troisième chapitre présente les résultats obtenus lors des mesures in vivo pour plusieurs configurations et pour deux types de couplages, incluant le matériel utilisé pour chaque configuration. Le dernier chapitre présente les résultats de simulations pour le couplage capacitif sur deux types de Phantom et quatre types d'antennes. On exposera le paramètre de transmission et les résultats de distribution du champ électrique et de la densité de courant dans les tissus humains.

Chapitre 1

Généralités sur le Human Body Communication

1.1 Introduction

Actuellement, le human body communication est une alternative pour la communication sans fil adapté au body area networks BAN. L'HBC trouve toute son utilité dans la surveillance permanente suite au développement d'un réseau de capteurs afin d'offrir aux médecins et aux patients un accès avancé à l'information clinique et une surveillance permanente des signes vitaux tels que l'électrocardiogramme (ECG), la température corporelle, la pression artérielle ou encore l'électroencéphalographie (EEG) avec un réel but d'exploiter des capteurs plus performants et ciblés, et enfin réaliser une surveillance à long terme et à temps réel.

L'utilisation du BAN nous permet de se défaire des capteurs connectés par fil aux terminaux médicaux. Cela permettra d'une part, une liberté de mobilité et une surveillance continue et à temps réel pour les patients, d'autre part, elle permet de traiter un nombre plus grand de patients qui n'occuperont plus les locaux des hôpitaux cédant ainsi la place à des cas plus risqués.

1.2 Principe du Body Area Networks

Le principe de fonctionnement du BAN sans fil (WBAN) consiste à la création d'un réseau qui fonctionne à proximité, à la surface ou bien à l'intérieur du corps humain, à l'aide de méthodes de communication sans fil à courte portée à faible puissance et extrêmement fiable dans la zone environnante du corps humain, supportant une vaste gamme de débits pour différentes applications [2]. Il existe plusieurs catégories de BAN, mais le principe de fonctionnement reste globalement identique. le réseau de surface sert principalement à la connexion de plusieurs capteurs, ces derniers peuvent être des capteurs collés à la surface de la peau ou bien incrustés à l'intérieur du corps humain. Ils peuvent également être des dispositifs attachés au corps ou à proximité de celui-ci sur une distance inférieure ou égale à deux mètres. L'ensemble des capteurs situés un peu partout dans le corps auront pour but de transmettre les informations du corps à un réseau externe, e.g : réseau d'un hôpital.

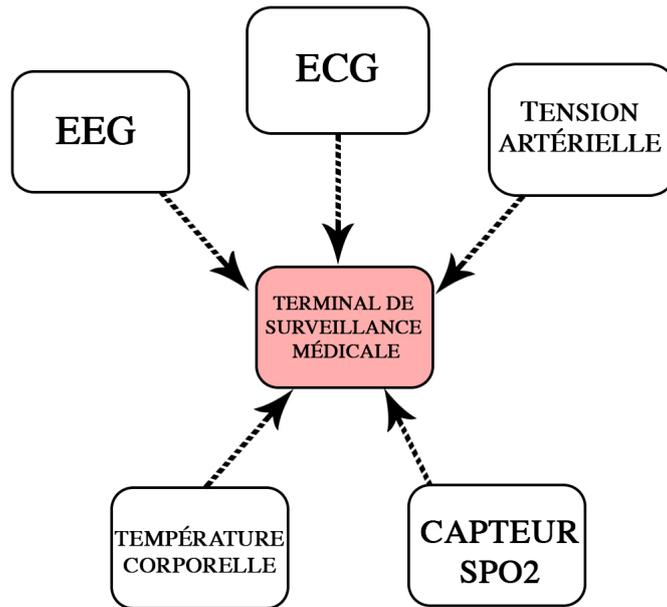


FIGURE 1.1 – Principe de fonctionnement du BAN.

Bien que la tendance du BAN couvre généralement le domaine médical, il existe plusieurs catégories [3] où l'exploitation du BAN devient de plus en plus populaire. Il permet des mesures et une transmission continues des signaux vitaux ou des données physiologiques du corps afin de faciliter la surveillance à distance et de répondre au service de soins, de l'assistance aux personnes handicapées, de l'interaction corporelle et du divertissement. La figure 1.1 illustre les différents domaines d'utilisation du BAN.

La norme IEEE 802.15.6 est une norme internationale qui prend en charge le réseau sans fil WBAN, qui correspond aux normes internationales pour la communication sans fil, à temps réel, à faible puissance et à courte portée dans le domaine médical. Il a été mis au point pour standardiser les couches physiques (PHY) et la couche liaison via le contrôle d'accès au support (MAC) pour les BAN sans fil. La mise au point d'un réseau tel que le BAN est sollicitée par l'industrie médicale qui est de plus en plus attirée vers des solutions digitalisées.

La norme IEEE 802.15.6 prend en charge trois (03) couches physiques (PHY) à savoir : Narrowband (NB), Ultra-wideband (UWB) et les couches de Human Body Communication (HBC).

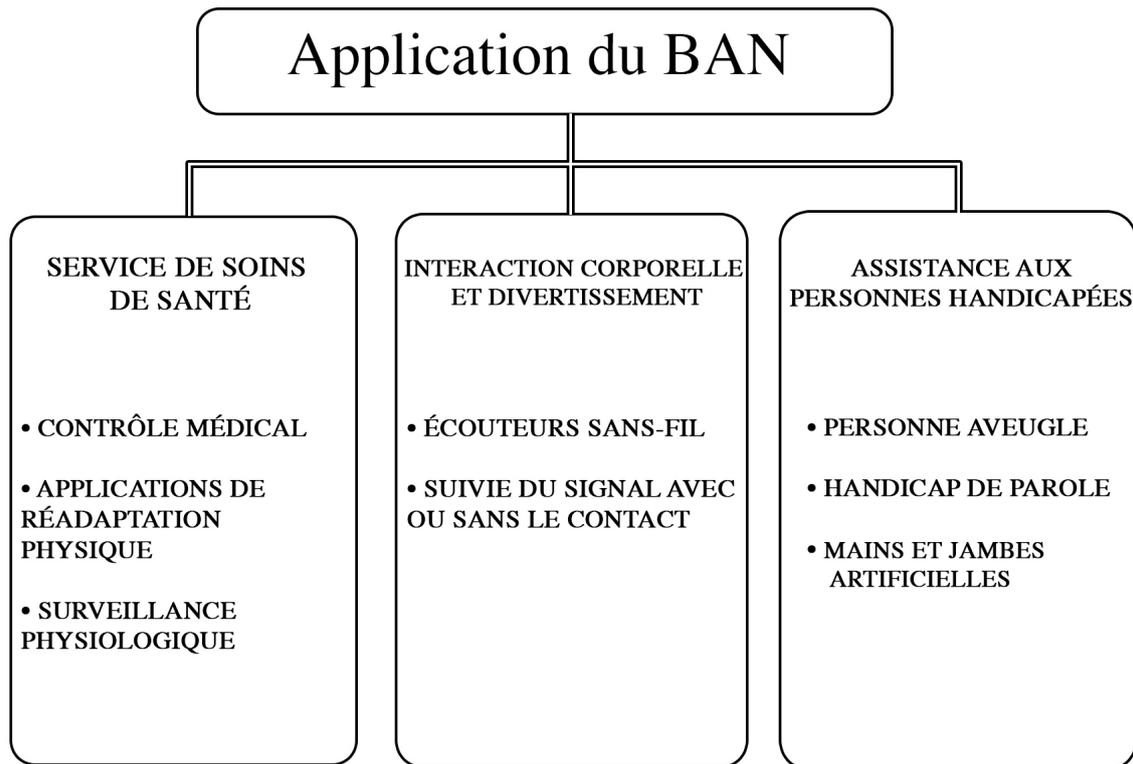


FIGURE 1.2 – Les différentes catégories d’applications du BAN.

1.3 Human Body Communication

Human Body communication est une nouvelle technique de communication sans fil qui utilise le corps humain comme un support de transmission pour un signal électrique, laissant ainsi le corps devenir un composant de la chaîne de transmission. Il a été créé afin de contrer l’inconvénient des communications RF dans le cadre d’un réseau BAN.

Les communications de données sans fil basées sur la radiofréquence (RF) ont été développées avec succès en utilisant des protocoles populaires tels que Bluetooth, Zigbee et ANT¹ [4], mais le principal inconvénient qu’a la communication RF réside dans sa grande consommation d’énergie rendant ainsi l’acquisition de données limitée dans le temps. Il est important de se rappeler que pour une application médicale certains critères sont importants à respecter lors de la communication :

- La consommation d’énergie doit être la plus faible possible ;
- Le signal de transmission ne doit pas interférer avec les signaux vitaux du corps humain ;
- La communication doit être en temps réel ;

1. Protocole de communication HF

- Les capteurs doivent être légers et non encombrants ;
- Le débit d'information échangé doit être plus ou moins élevé ;
- La puissance des dispositifs doit être faible ;

Nous avons illustré dans la figure 1.1 un exemple du fonctionnement du BAN, les capteurs communiquent individuellement et indépendamment les uns des autres avec les terminaux médicaux. La communication HBC permet de relier entre ces capteurs et ainsi créer un réseau de communication interne ou à proximité du corps humain. Chaque capteur est interconnecté et peut agir comme un relais pour les autres en cas de faible transmission entre le lien central et un capteur distant, la portée du HBC est limitée au corps humain, c'est pour cela que le récepteur doit toujours être placé à courte distance de l'émetteur. L'ensemble des données collectées par le réseau de capteurs convergent vers un dispositif central connecté aux terminaux médicaux via une communication RF. La communication RF permet d'envoyer et d'enregistrer les données instantanément grâce à un point d'accès sans fil. Elles seront par la suite consultables via un ordinateur ou un portable du patient ou bien chez son médecin traitant. La figure 1.3 résume le principe de fonctionnement de l'HBC [5].

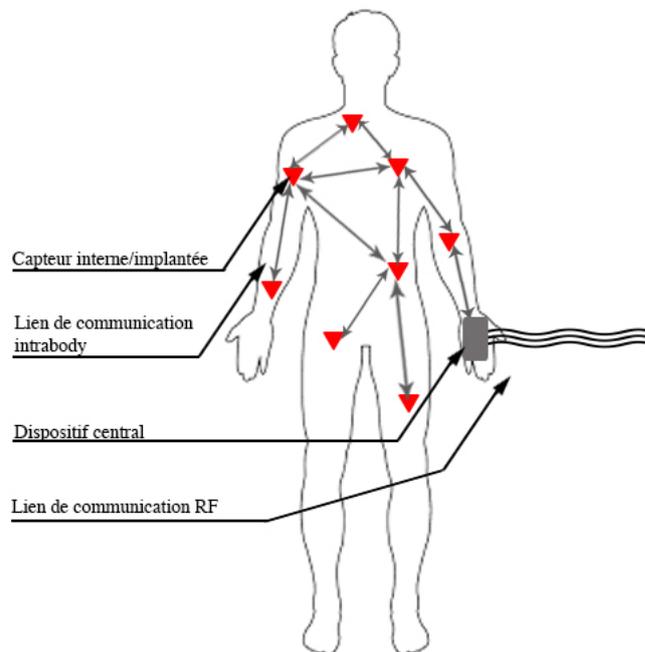


FIGURE 1.3 – Aperçu général sur le fonctionnement du HBC.

Techniquement, l'HBC est basé sur le couplage en champ proche, de telle sorte qu'une grande partie du signal est confinée à l'intérieur ou à la surface du corps humain, et c'est là tout l'intérêt de l'HBC [6], puisqu'une communication confinée au corps humain émet

moins de radiations dans l'espace ce qui la rend très efficace et adapté aux communications basses fréquences et aux signaux de faible puissance.

1.4 Travaux réalisés

La communication human body est l'utilisation du corps humain comme moyen de transmission et pouvoir l'intégrer comme composant dans un système de transmission. Pour cela nous devons connaître avec détails les caractéristiques du corps humain (support physique du canal) et l'influence de ses tissus sur la transmission du signal électrique.

Cependant, nos connaissances des influences du tissu humain sur la transmission du signal électrique sont très peu accrues, malgré le fait que plusieurs chercheurs ont prouvé la faisabilité de la transmission. Cela revient en majeure partie à la difficulté de réaliser un modèle fixe des tissus humains qui sont très variables d'un individu à l'autre, mais également sur la même personne (changement de corpulence).

Malgré cette difficulté, plusieurs dispositifs efficaces ont vu le jour et ont réussi à combler les faibles connaissances sur le comportement du canal d'une part et à améliorer la robustesse et le débit du signal traversant le support d'autre part. Ces dispositifs sont basés sur diverses recherches, les plus connues sont Wegmüller *et al.* [11 - 12] qui ont effectué une communication IBC avec le couplage galvanique. Ils ont évalué l'atténuation du signal sur une gamme de fréquence 10 kHz à 1 MHz, en injectant un signal sinusoïdal à l'aide d'un émetteur et d'un récepteur optiquement isolés, les résultats obtenus pour la meilleure transmission ont été réalisés sur le thorax avec un rapport signal-bruit typique de 20 dB, tandis que l'atténuation augmentait le long des extrémités. Ils ont mesuré l'impact de la structure du corps, des paramètres physiologiques, de la géométrie et de l'humidité sur la transmission [9]. Idem pour Ruiz *et al.* [13] qui ont mesuré les caractéristiques de transmission avec un couplage capacitive dans la gamme de fréquences de 1 MHz à 3 GHz. où ils ont trouvé que l'atténuation du signal du canal augmente lorsque la fréquence augmente, mais pour des raisons matérielles, le signal reçu est renforcé par rapport à une communication HBC réelle. Dans la même perspective, Cho *et al.* [14] à l'aide d'un couplage capacitive sur la gamme de fréquences allant de 100 kHz à 150 MHz découvrent qu'au dessous de 4 MHz, le canal du corps agit comme un filtre passe-haut et qu'il est approximativement déterministe. Au-delà de 10 MHz et en particulier aux plus grandes distances émetteur-récepteur, le couplage capacitive entre le corps et la masse externe devient plus important puisque l'effet d'antenne corporelle augmente, ce qui induit une perte de signal plus importante. Xu *et al.* [15] ont quant à eux mesuré les caractéristiques des canaux HBC de 1 MHz à 1 GHz en utilisant un analyseur de réseau vectoriel. Leurs mesures ont montré que le canal HBC a un profil passe bande avec une fréquence centrale autour de 42 MHz.

On constate aisément des résultats exposés que la caractéristique du canal humain dépend fortement de différents paramètres internes et externes, tel que, l'environnement de travail, la composition du tissu humain et sa morphologie, le type d'antenne utilisé, leurs tailles et leurs orientations, la plage de fréquence choisie, la position et les mouvements

effectués par le sujet et bien d'autres paramètres.

Nous allons donc au cours de notre travail effectuer des essais et des simulations sur le corps humain à l'aide d'antenne, c'est-à-dire que nos émetteurs et récepteurs ne seront que de simples antennes, sans aucun codage ou modulation. Cela nous permettra d'induire le courant électrique dans le tissu humain pour ensuite analysé sa réponse et extraire ses caractéristiques.

1.5 Méthodes de couplage

L'HBC repose principalement sur les deux techniques suivantes :

- Le couplage capacitive ;
- Le couplage galvanique ;

Ces méthodes permettant d'interagir avec les processus biologiques où le corps humain se comporte comme un canal de communication. La différence entre les deux méthodes consiste globalement sur le couplage du signal. C'est-à-dire le signal induit est soit contrôlé à l'aide d'un potentiel électrique ou simplement à l'aide d'un courant électrique.

1.5.1 Couplage Capacitive

Le premier à avoir essayé d'étudier cette technique de communication par champ électrique était T. G. Zimmerman [8 - 9], dans son étude sur Personal area network (PAN) et les champs proches pour l'intra body communication.

Il a exploité lors de ses travaux, la capacité du corps humain à être couplé avec le champ proche et son environnement pour en faire un canal de transmission sécurisé et fiable. Dans l'approche du couplage capacitive, le signal électrique induit est contrôlé par un potentiel électrique, et le chemin de retour du signal émis vers électrodes de masse du récepteur est fermé à travers l'environnement, c'est à dire, le corps agit comme un conducteur avec le sol comme voie de retour. Lors de la réception, une différence de potentiel est détectée entre l'électrode du récepteur et la terre (l'environnement essentiellement la terre).

Techniquement, il suffit de mettre les électrodes qui induisent et captent le signal électrique en contact avec la surface de la peau et les électrodes de masse à l'air libre pour que le couplage capacitive soit mis en place. On peut également le réaliser à l'aide d'antennes patch puisque leurs masses (GND) se situent au dos du patch conducteur et sont donc à l'air libre (le but étant de ne pas mettre en contact la masse avec la surface de la peau).

La principale caractéristique de cette technique de communication électrique à champ proche est sa capacité à diminuer l'émission du champ électrique et son rayonnement dans l'espace, ce qui nous mène à réduire les interférences mutuelles entre le champ libre et le corps humain et permet une connexion intuitive par communication tactile puisque le

signal se propage sur la surface corporelle. Par conséquent, le niveau du signal reçu et sa qualité seront fortement affectés par l'orientation de l'émetteur par rapport au récepteur, du nombre d'électrodes de masse qui seront connectés au corps, de la taille du plan de masse du récepteur et enfin de l'environnement dans lequel évolue le corps.

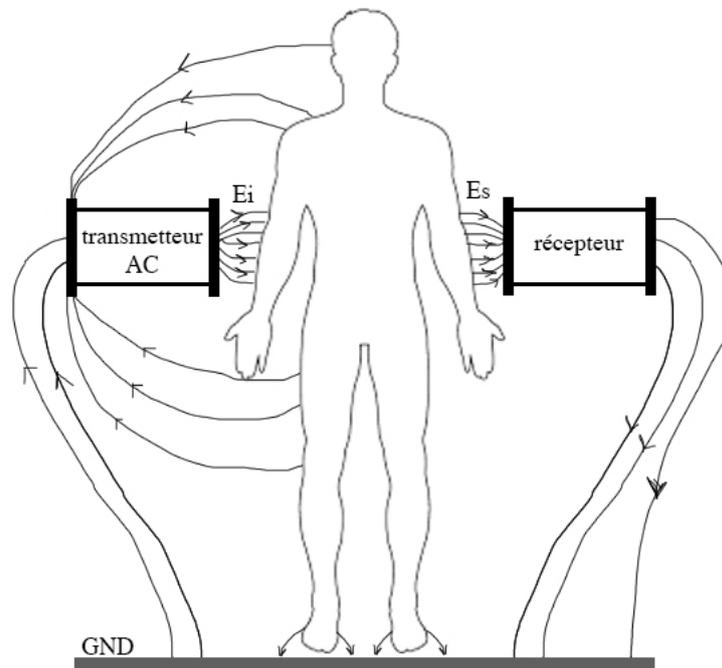


FIGURE 1.4 – Principe du couplage capacitive dans un PAN [8].

1.5.2 Couplage Galvanique

Dans l'approche du couplage galvanique, le signal induit est contrôlé par un courant alternatif (ou un potentiel). Le courant traverse le corps humain à travers des liquides ioniques ce qui nous oblige à mettre l'ensemble des électrodes en contact direct avec la peau du sujet.

Son principe est simple, il suffit de coupler un courant électrique alternatif différentiel dans le corps humain permettant ainsi la suppression du retour à la terre. Dans cette approche les deux électrodes du coupleur et détecteur seront directement liées au corps. Le processus consiste à injecter en premier temps un courant primaire, ce dernier se déplace entre les deux électrodes du coupleur (les électrodes d'émission), et un courant secondaire beaucoup plus faible traverse le corps humain pour créer une différence de potentiel (alternative) entre les électrodes du récepteur. Dans cette approche le support de l'information n'est plus la surface de la peau, mais ça sera les ions présents dans les fluides ioniques du corps humain. La réalisation expérimentale est tout aussi simple, puisqu'elle consiste à l'utilisation de deux électrodes au niveau de l'émetteur et deux autres au niveau du récepteur, la seule différence entre la réalisation capacitive et galvanique

consiste dans le contact de la terre avec la peau pour le galvanique et à l'air pour le capacitive. La figure 1.5 résume le concept du couplage.

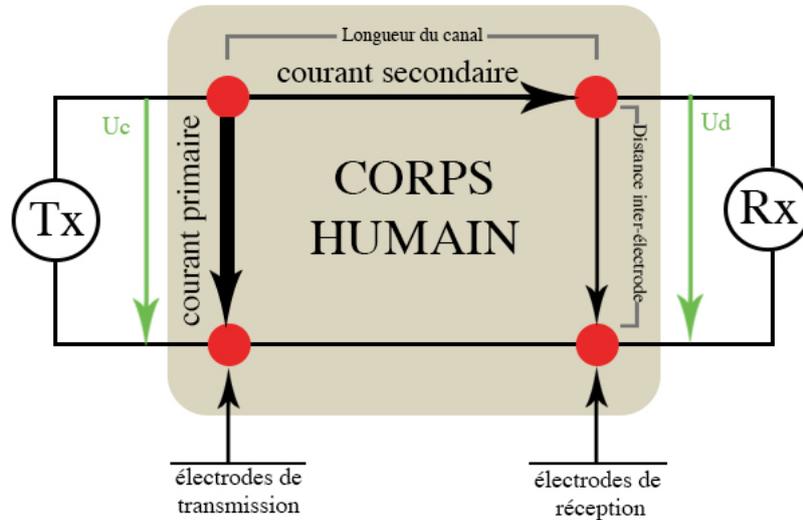


FIGURE 1.5 – Principe du couplage galvanique.

L'utilisation du couplage galvanique est régi essentiellement par les paramètres diélectriques du corps humain. Puisqu'il exploite les fluides ioniques du corps humain comme un support de transmission contrairement au couplage capacitive qui se propage sur la surface de la peau (principalement à l'extérieur du corps). Cette particularité rend le couplage galvanique fiable et hautement sécurisé. Cela dit, il rencontre quelques problèmes lorsqu'il s'agit de transmission haut débit, c'est pour cela que divers études travaillent sur la création d'un transmetteur récepteur adéquat afin d'avoir le débit désiré.

1.6 Comparaison entre le couplage Galvanique et capacitif

Les méthodes de couplage expliqués précédemment, présentent des caractéristiques différentes, mais restent néanmoins appropriées lors d'un couplage en basse fréquence et pour des applications identiques. Bien que dans la littérature l'utilisation du couplage capacitive est le plus en vogue et dans lequel un grand débit a été atteint, cela ne fait pas de lui un modèle sans inconvénient.

Il faut savoir que le modèle capacitif possède une multitude d'inconvénients, le plus évident étant celui du chemin de retour du signal qui doit être impérativement guidé, la conduction vers le sol est obligatoire si on désire une transmission sur le corps. Le second inconvénient, consiste dans la propagation du signal électrique, comme nous l'avons précisé précédemment, c'est à la surface de la peau que le signal se propage, parce que

le signal est distribué comme une onde surfacique. On ne peut pas parler proprement d'intra-body, puisqu'il y a une très faible pénétration du signal dans le corps humain. Le canal de transmission dominant n'est pas à l'intérieur du corps, mais à sa surface.

D'autres inconvénients de type expérimental, on prendra en exemple les antennes utilisées pour le couplage capacitive qui peuvent être sources de rayonnement et de parasites multiples. Il y a aussi les ambiguïtés sur le choix de la plage de fréquence utilisée, car nous le savons bien, le rayonnement dans l'espace sera d'autant plus grand que la fréquence porteuse est élevée.

Il est évident maintenant que le plus grand inconvénient du couplage capacitive est sa forte dépendance à l'environnement. Contrairement au couplage galvanique qui réduit cette dépendance tout en restant influençable par les propriétés diélectriques du tissu humain et par conséquent l'ensemble des éléments physiques et physiologiques.

Bien que les inconvénients du couplage capacitive sont notables, il n'en demeure pas moins un bon moyen de couplage. Comparé au couplage galvanique, le couplage capacitive possède un gain plus élevé et une gamme de fréquences de fonctionnement relativement plus large variant entre 1 et 100 MHz, ce qui permet de générer un débit élevé de transmission de données. Par conséquent, le couplage capacitive représente l'un des sujets de recherche les plus actifs dans le domaine du human body communication HBC, et plus précisément dans la modélisation des canaux, la mesure, l'analyse des principes physiques et le développement de prototypes [10].

Le Tableau 1.1 affiche l'ensemble des caractéristiques recueillies et qui différencient entre de couplage capacitive et galvanique.

Couplage Capacitive	Couplage Galvanique
Champ électrique induit et contrôlé par un potentiel électrique.	Les ondes électromagnétiques induites par un courant électrique alternatif.
Seules les électrodes de transmission et de réception sont attachées au corps, les électrodes de terre (GND) sont à l'air libre.	L'ensemble des électrodes de transmissions et de réceptions sont attachées au corps humain (électrodes d'excitation et GND).
L'utilisation d'un retour à la terre comme référence est obligatoire.	Suppression du retour à la terre.
Le canal de transmission du signal dominant est l'environnement.	Le canal de transmission du signal dominant est le tissu humain.
Débit de transmission du canal très élevé (Fréquence de fonctionnement plus élevée par rapport au couplage galvanique).	Débit de transmission du canal faible.
Le corps humain est modélisé comme un conducteur parfait.	Le corps humain est modélisé comme un guide d'onde.
Qualité du signal influencée par l'environnement autour du corps.	Qualité du signal influencée par les propriétés diélectriques du tissu humain.
Interférences provenant des dispositifs environnants (possibilité de couplage capacitive avec le dispositif d'IBC).	Sensible à l'emplacement du corps en raison de la dépendance à la distance entre les électrodes et leurs orientation le long du corps.
Ne nécessite pas un contact direct avec le corps humain, fonctionne à proximité.	Contact direct avec le corps humain primordial. Capteurs sur le corps ou implantés.
Consommation d'énergie faible.	Consommation d'énergie relativement importante.

TABLE 1.1 – Récapitulatif des paramètres caractéristiques du phantom.

1.7 Les Caractéristiques du canal HBC et paramètres de transmission

Les modèles de propagation du signal sont intimement liés à la caractéristique du canal, ces modèles permettent généralement à sélectionner les paramètres de transmission appropriés, tels que la bande de fréquence et les techniques de modulation.

Par définition, un système de transmission permet de transformer un signal électrique émis en Tx noté $e(t)$, en un signal électrique reçu en Rx noté $s(t)$ par l'intermédiaire d'un support. Le canal de propagation correspond au support qui transforme le signal $e(t)$ en signal $s(t)$, dans le HBC, le canal correspond au corps humain.

Il convient de faire la distinction entre le canal de propagation qui représente les transformations du signal électrique lors de sa propagation sur le canal isolé à savoir le bras humain pris seul et le canal de transmission, qui inclut également le rayonnement des antennes utilisées (corps humain et les capteurs de transmission). Pour connaître les caractéristiques d'un canal de propagation, on analyse l'ensemble des réponses de ce canal à une excitation qu'on note $e(t)$. La réponse à ce signal d'excitation présente un certain nombre de paramètres qui décrivent et informe sur les différents aspects du canal.

A partir des principaux résultats des modèles de propagation du signal présent dans la littérature, le gain du canal est généralement analysé. Le canal se comporte généralement comme un filtre passe-bande [33] ou un filtre passe-haut [34 - 35]. En outre, les caractéristiques de canal dans le comportement du corps statique (immobilité) et dynamique (mouvement) sont importantes. Ceci est dû au fait que le système HBC permet aux médecins d'accéder aux données physiologiques sans interrompre la vie quotidienne des patients, dans laquelle le corps humain bouge et affiche des gestes différents (comme marcher, boire...), ce qui devrait affecter la transmission de données.

Des résultats expérimentaux, il a été constaté que le comportement du corps comme la marche, la position assise et debout, a peu d'effet sur le canal [6 - 32]. Le comportement articulaire, tel que la flexion ou l'extension de l'articulation, peut entraîner une variation du gain de 2 à 5 dB, tandis que la phase est peu affectée [30]. Cependant, les autres caractéristiques des canaux, telles que la phase, la linéarité du canal et le bruit dans le canal, sont peu discutées. Néanmoins, le bruit dans le canal est supposé provenir principalement des composants électroniques et de l'interface électrode-peau, qui sont supposés suivre la propriété de bruit blanc gaussien additif (AWGN) [31].

Les paramètres de transmission qui obtiennent les meilleures performances, tels que la fréquence porteuse et la méthode de modulation sont sélectionnés selon les résultats empiriques obtenus [31]. Par exemple dans [8], la fréquence porteuse et la bande passante ont été déterminées selon la réponse du corps au signal d'excitation. Il a été suggéré que 10 MHz soit la fréquence porteuse appropriée en raison de son gain de canal maximal. De même dans [36], la plage de fréquence appropriée de 200 MHz à 600 MHz pour la transmission a été déterminée en fonction de la plus faible perte de trajet. Également dans [5], une fréquence porteuse de 256 kHz et une bande passante de 100 kHz ont été

choisies.

1.8 Dispositif de réalisation de couplage

En vue d'exploiter au mieux le corps humain comme un support de transmission, il est nécessaire de développer des émetteurs-récepteurs qui soient adaptés à l'application d'utilisation et au modèle de couplage choisie pour la transmission de notre signal électrique.

T. G. Zimmerman [8] a été le premier à réaliser lors de son travail sur le Personal Area Network (PAN), au Massachusetts Institute of Technology (MIT) en 1995. Il a mis au point un modèle de transmetteur PAN qui a été par la suite repris par plusieurs autres chercheurs dans le cadre d'amélioration du couplage capacitive. L'émetteur-récepteur du PAN est composé de deux unités, la première étant l'unité de transmission et la seconde l'unité de réception. Chaque unité est composée de deux électrodes, l'une émettrice de signal et la seconde représente le GND.

Le but d'un tel dispositif est de réaliser en premier lieu des communications robustes contre les interférences externes, mais ça permettra également d'immuniser le signal contre les attaques sur la confidentialité des données transmises le long du canal. En second lieu, ça permet d'améliorer le taux de débit échangé sur le canal de transmission, une opération qui revient à utiliser un signal analogique pour véhiculer l'information numérique

Par conséquent, le dispositif est utilisé pour optimiser les dépendances du signal aux caractéristiques physiques du support de transmission à travers des différentes techniques de transmission utilisées. C'est pour cela que plusieurs modèles basés sur celui de Zimmerman ont été mis au point et permettant de répondre aux différents défis demeurant encore d'actualité pour un déploiement optimal de la technologie HBC. Parmi les défis les plus intéressants pour la communication HBC sont : l'utilisation à long terme du dispositif dans le corps humain, l'optimisation de la communication par des modèles plus réalistes, l'amélioration du débit de transmission, l'envoi instantané du signal aux terminaux médicaux en temps réel, outrepasser l'influence des caractéristiques anthropométriques et celle des mouvements du sujet sur la performance de transmission, la standardisation des communications et enfin le développement de prototypes miniaturisés et économes en énergie tout en gardant un débit de données accru. Les Figure 1.6 et Figure 1.7 représentent le dispositif de transmission élaboré par T. G. Zimmerman [8] pour le couplage capacitive et galvanique respectivement.

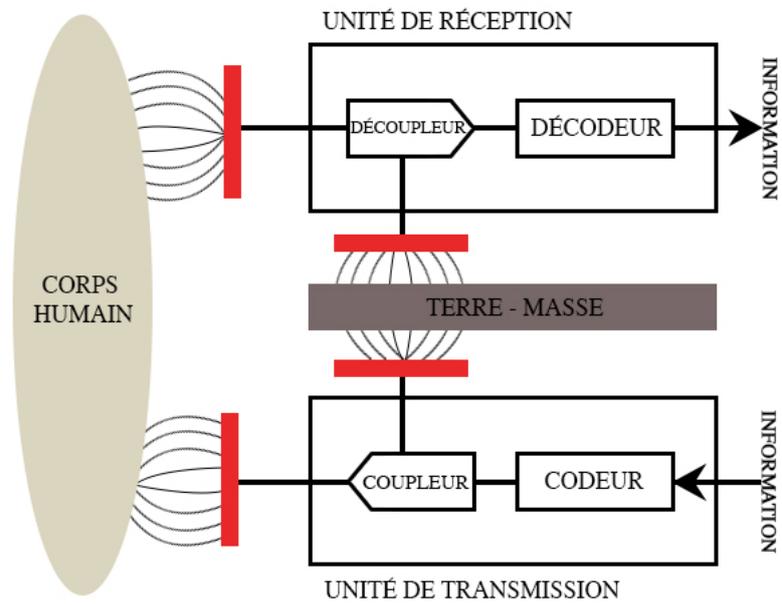


FIGURE 1.6 – Diapositive de transmission pour le couplage capacitive [8].

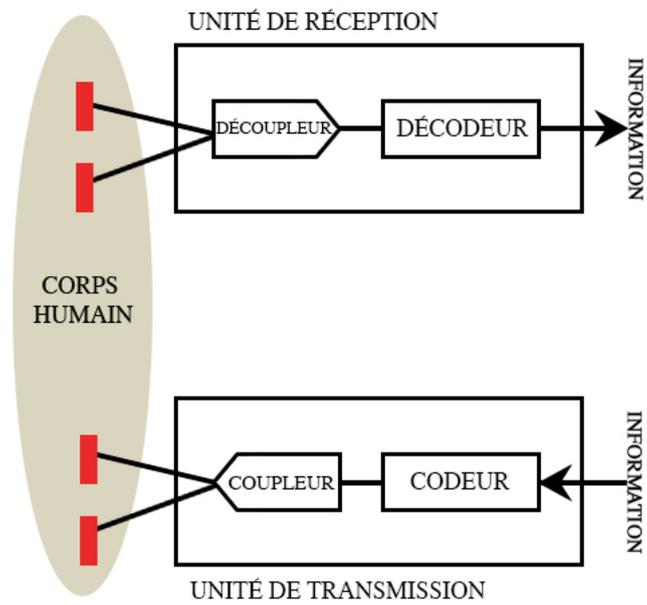


FIGURE 1.7 – Diapositive de transmission pour le couplage galvanique [8].

1.9 Exemples d'application pour l'HBC

Plusieurs recherches ont été menées afin de mettre au point le système WBAN et HBC, les plus populaires étant dans le domaine médical. Comme vu précédemment, un réseau de capteurs est déployé sur le corps, ces capteurs peuvent être sur les vêtements, collés sur la peau ou bien implantés à l'intérieur du corps humain. Ils ont pour but de mesurer constamment les signaux vitaux de la personne, entre autres, la température, la pression artérielle, l'ECG et l'EEG, la fréquence respiratoire et cardiaque etc.

Les applications réalisées ne s'arrêtent pas à la surveillance constante, mais travaillent également à administrer des médicaments. Les médicaments peut être administré à des moments prédéterminés par le médecin, peuvent être déclenchés par une source externe à un moment précis ou être délivrés automatiquement lorsqu'un capteur remarque une anomalie nécessitant une intervention immédiate. L'une des applications les plus parlantes étant celle de la surveillance du taux de glucose dans le sang chez les patients atteints de diabète. L'administration d'insuline étant plus ou moins gênante dans la vie quotidienne, un tel système permettant aux capteurs de surveiller d'éventuel changement du taux de glucose, un signal peut être envoyé à un actionneur (externe ou automatique) afin de commencer l'injection d'insuline. Et ainsi diminuer les diverses nuisances de la maladie.

Un autre exemple d'application est un stimulateur de la moelle épinière, qui sera implanté dans le corps afin de soulager les douleurs à long terme [16]. Un autre exemple d'application est l'aide aux malvoyants. Un groupe de chercheurs tentent de développer un implant d'une rétine artificielle, constituée d'une matrice de microcapteurs, cette matrice sera implantée sous la surface de la rétine. Le but est de stimuler les couches saines restantes de neurones rétiniens en utilisant de courtes impulsions de courant biphasiques. La rétine artificielle quant à elle traduira les impulsions électriques en signaux neurologiques. L'entrée peut être obtenue localement à partir de capteurs sensibles à la lumière ou par une caméra externe montée sur une paire de lunettes [18].

Idem, l'HBC combiné au WBAN, peut également être utilisé pour offrir une assistance aux personnes handicapées. Par exemple, un paraplégique peut être équipé de capteurs qui déterminent la position des jambes ou de capteurs attachés aux nerfs. De plus, les actionneurs positionnés sur les jambes peuvent stimuler les muscles [17]. On constatera qu'en général, l'interaction entre les données recueillies par les capteurs et le fonctionnement des actionneurs permet de restaurer les capacités perdues à cause d'un handicap ou d'une maladie.

Bien sur, l'application de l'HBC ne s'arrête pas qu'au domaine médical, d'autres domaines d'application peuvent être trouvés, notamment dans la sécurité publique où le WBAN peut être utilisé par les pompiers, les policiers ou dans un environnement militaire, à titre d'exemple, une surveillance du niveau de substances toxiques présentes dans l'air à l'aide d'un réseau de capteurs qui préviennent les pompiers ou les soldats si un niveau menaçant à la vie est détecté [17].

1.10 Problématique et objectifs visés

Dans la perspective de comprendre correctement les caractéristiques du canal et son comportement lors d'une HBC. Il est impératif de réaliser une investigation approfondie sur les propriétés du canal de communication, c'est-à-dire, l'impédance caractéristique, la bande passante et les fréquences optimales pour une bonne transmission, l'influence des bruits externes sur le corps humain en tant que canal de transmission, l'atténuation subit au cours du transport, les longueurs de canal maximal et bien d'autres...

Une étude complète sera réalisée, pour analyser les performances des techniques de couplage galvanique et capacitive avec l'utilisation d'un analyseur de spectre, d'un oscilloscope. Une simulation du canal humain sera réalisée à l'aide du logiciel de simulation CST Studio. La nouveauté consiste à séparer la couche sanguine de la peau et donc de considérer deux couches au lieu d'une seule. L'ensemble des mesures et simulation seront réalisées sur l'intervalle de fréquence de 100 khz à 228 mhz.

Il est aussi important de savoir que la caractérisation du canal humain est très difficile à mettre au point. Jusqu'à présent, un accord satisfaisant n'a pas toujours été atteint. De plus, les résultats obtenus se sont avérés être fortement dépendants des conditions expérimentales dans lesquelles les auteurs ont effectué leurs expériences. Ce qui fait qu'une comparaison entre eux s'est fréquemment révélée irréalisable.

1.11 Conclusion

Au cours de ce chapitre, plusieurs généralités sur l'Human Body Communication sont évoquées, tel que l'origine, les domaines d'utilisation, les exemples d'applications ainsi que les différentes techniques de réalisation de couplage, permettant d'induire un signal électrique à travers un corps humain.

Pour une bonne induction, il est important d'identifier et de comprendre les caractéristiques du corps humain tel que les propriétés diélectriques, le modèle paramétrique du tissu, les variations d'impédance du tissu humain etc. De même que les caractéristiques du corps humain, le choix de la méthode de résolution numérique sont importants. Pour cela, une comparaison entre la résolution numérique temporelle et fréquentielle sera réalisée, dans le but de déterminer la méthode la plus appropriée pour la simulation du canal humain.

Chapitre 2

Caractéristiques du corps humain - Canal de transmission

2.1 Introduction

Nous avons vu au cours du premier chapitre la faisabilité à transformer le corps humain en support de transmission pour un système de communication. Nous avons également eu un aperçu sur les différentes méthodes de couplage (capacitive ou galvanique) permettant d'établir une communication via le canal humain, ainsi que leurs principaux points forts et points faibles. Nous avons fini par citer les différentes applications dans différents domaines, que la communication human body pourrait offrir.

Avant de passer à l'aspect pratique, nous souhaiterons étudier les variations électriques du canal de propagation. Pour cela on s'intéressera particulièrement aux phénomènes biologiques permettant la conduction électrique, plus précisément la permittivité et la conductivité des tissus humains et leurs variations sur des plages de fréquences différentes. On s'intéressera également au modèle électrique du corps humain et à l'analogie biologique électrique, tout en tentant d'expliquer l'intérêt d'un modèle électrique proche du modèle réel.

L'étude des méthodes de résolution numérique et l'analyse comparative permettent de choisir la méthode de simulation correspondant le mieux au modèle (bras humain) et qui est susceptible d'offrir les meilleurs résultats.

2.2 Propriété diélectrique du corps humain

La propagation des ondes électromagnétiques sur le corps humain dépend directement des propriétés diélectriques des tissus qui le composent, c'est-à-dire de la permittivité et de la conductivité. Cela indépendamment de la manière dont le corps est exposé à ces ondes. En connaissant ses propriétés diélectriques, on pourra d'une certaine façon prédire avec exactitude, le chemin emprunté par le courant traversant le corps humain.

Les propriétés des tissus biologiques sont ceux des cellules qui les composent, ils peuvent varier selon plusieurs paramètres, les plus influant sont : la gamme de fréquences

utilisée, le type de tissus (peau, gras, muscle ou os), la quantité d'eau et de liquide ionique présent dans la partie du corps mesuré, la température, l'état de la membrane des cellules (nouvellement régénérées, mortes ou malades) [1].

L'une des études les plus intéressantes sur les propriétés diélectriques a été menée par Gabriel *et al.* en 1996 dans le cadre de leurs recherches sur les propriétés diélectriques des tissus biologiques [19]. Ils ont prouvé au cours de leurs travaux que les propriétés électriques de tissus vivant varient avec la dispersion de fréquence. Cette dispersion représente le comportement des tissus biologiques lorsqu'elles sont exposées à différentes plages de fréquences. On distingue l'existence de trois zones distinctes, appelées respectivement dispersion α , β et γ .

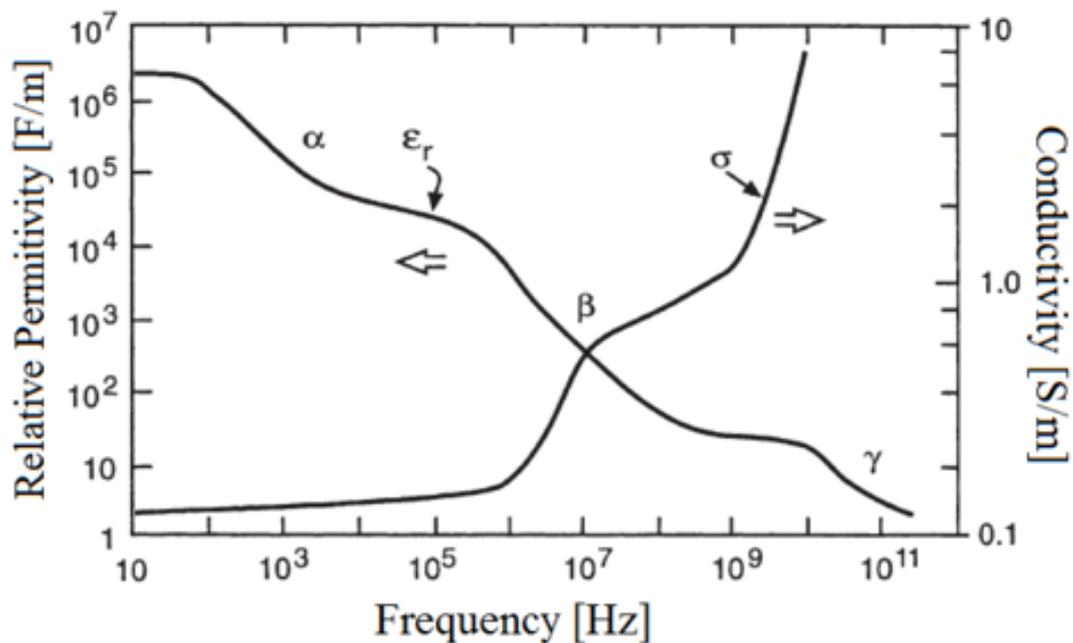


FIGURE 2.1 – Variation des propriétés diélectriques du tissu humain en fonction de la fréquence [1].

- La dispersion α :

La dispersion alpha (α) concerne le transport d'ions à travers les membranes biologiques à basse fréquence. La dispersion alpha se trouve dans la gamme de fréquences inférieure à 10 kHz. La permittivité est très élevée (varie entre 10^6 F/m - 10^4 F/m) alors que la conductivité est très faible, et varie entre 0.1 à 0.2 S /m.

Cette dispersion est associée à des processus de diffusion ionique des deux côtés de la membrane cellulaire et à la polarisation des ions près des surfaces chargées dans le tissu [5 - 23]. Dans cette dispersion, la membrane est bloquante et empêche l'écoulement des ions, ce qui explique la faible conductivité de la zone.

- La dispersion β :

La dispersion bêta (β) se trouve dans la gamme de 10 kHz à 10 MHz. Dans cette zone, on constate un décroissement continu de la permittivité de 10^5 F/m à environ 10^3 F/m. Il s'ensuit à cela une augmentation progressive de la conductivité, de 0.1 S/m à environ de 0.8 S/m.

Ceci est dû principalement à la polarisation des membranes cellulaires qui faisaient office de barrières à l'écoulement des ions entre les milieux intra et extra-cellulaires dans la distribution alpha. Ainsi on pourra dire que l'augmentation de la conductivité conduit directement à la dispersion bêta (β).

- La dispersion γ :

La dispersion gamma (γ) se trouve dans la gamme de fréquence des micro-ondes (gigaHertz). On constate que dans cette région la conductivité est maximale et la permittivité minimale, cela dit, cette zone n'a pas une grande influence sur les propriétés électriques des tissus car elle est créée par la polarisation unique des molécules d'eau.

Finalement, on constate que la conductivité du corps humain est conditionnée par la fréquence ainsi que l'état physique de ses tissus qui varient avec le temps. Malgré cette variation, on pourra représenter les couches tissulaires impliquées par leurs constantes diélectriques. Ce qui rend les propriétés électriques, un élément clé pour la conception d'un système HBC fiable et efficace, ainsi que pour la caractérisation du canal de transmission humain.

2.3 Modèle paramétriques du tissu humain

Les zones de relaxation vues dans la figure 2.1 donnent un indice sur les mécanismes et le niveau de polarisations des molécules dans des gammes de fréquences précises. Ces zones sont caractérisées par un retard momentané dans la constante diélectrique (ε) du matériau. Ce retard (τ) est provoqué principalement par le temps pris pour polariser les molécules par rapport au temps de propagation d'un champ électrique variable dans le milieu diélectrique. Cependant, il est important de savoir que ces zones (α , β et γ) représentent les paramètres diélectriques d'un ensemble de tissus superposés et différents non pas d'un tissu spécifique.

Pour établir un modèle paramétrique correct des propriétés tissulaires pour un matériel singulier, à titre d'exemple la peau. Il faut déterminer la variation diélectrique de ce matériel en fonction de la fréquence suivant l'équation 2.1 de Cole-Cole [20]. L'équation représente les changements de la permittivité d'un tissu précis sur une large gamme de fréquences.

$$\varepsilon^*(\omega) = \varepsilon_\infty + \frac{\Delta\varepsilon_n}{1 + (j\omega\tau_n)^{(1-\alpha_n)}} \quad (2.1)$$

L'équation 2.1 représente un modèle simple qui fournit une bonne représentation du comportement en fréquence de la conductivité et de la permittivité des milieux biologiques, mais il ne représente pas les phénomènes physiques à l'origine de ce comportement. Il est très fréquemment utilisé.

L'équation 2.1 est constituée de deux parties, la première indépendante de la fréquence qui est due à la conduction ionique et la seconde dépendante et basée sur la relaxation diélectrique. La diminution des trois régions de dispersion est décrite par l'addition de plusieurs équations de Cole-Cole. Pour les contributions multiples, la permittivité est défini par l'équation 2.2.

$$\varepsilon^*(\omega) = \varepsilon_\infty + \sum_n \frac{\Delta\varepsilon_n}{1 + (j\omega\tau_n)^{(1-\alpha_n)}} + \frac{\sigma_i}{j\omega\varepsilon_0} \quad (2.2)$$

avec :

$\varepsilon(\omega)$: permittivité relative complexe ;

α_n : paramètre de distribution ;

τ : constante de relaxation ;

ε_n : permittivité du vide ;

ε_∞ : permittivité au fréquence $f \gg \omega\tau_1$;

ε_s : permittivité au fréquence $f \ll \omega\tau_1$;

$\Delta\varepsilon = \varepsilon_s - \varepsilon_\infty$: quantité de dispersion ;

σ_i : conductivité ionique statique ;

L'équation 2.2 nous permet de prédire le comportement des paramètres diélectriques dans la gamme de fréquences désirée et en déduire l'impédance complexe (z^*) du tissu et sa conductivité complexe (σ^*) à l'aide des équations suivantes 2.3 et 2.4

$$\sigma^* = j\omega\varepsilon_0\varepsilon^* = \sigma_\infty + \omega\varepsilon_0\varepsilon_\infty + \frac{\sigma_s - \sigma_\infty}{1 + j\omega\tau} \quad (2.3)$$

$$z^* = \frac{1}{\sigma^*} \quad (2.4)$$

L'équation 2.5 permet de tracer l'évolution de la permittivité en fonction de la fréquence. Elle découle de l'équation 2.2 et est obtenue en effectuant une sommation de quatre expressions de Cole-Cole (4-Cole-Cole) sur une plage de fréquence de 1Hz à 1GHz.

$$\varepsilon(\omega) = \varepsilon_f + \frac{\text{del1}}{1 + (j\omega\tau_1)^{(1-\alpha f_1)}} + \frac{\text{del2}}{1 + (j\omega\tau_2)^{(1-\alpha f_2)}} + \frac{\text{del3}}{1 + (j\omega\tau_3)^{(1-\alpha f_3)}} \quad (2.5)$$

Les résultats obtenus sont illustrés dans les figures 2.2 et 2.3 qui représentent la variation de la permittivité et de la conductivité en fonction de la fréquence (les données utilisées sont dans l'annexe A).

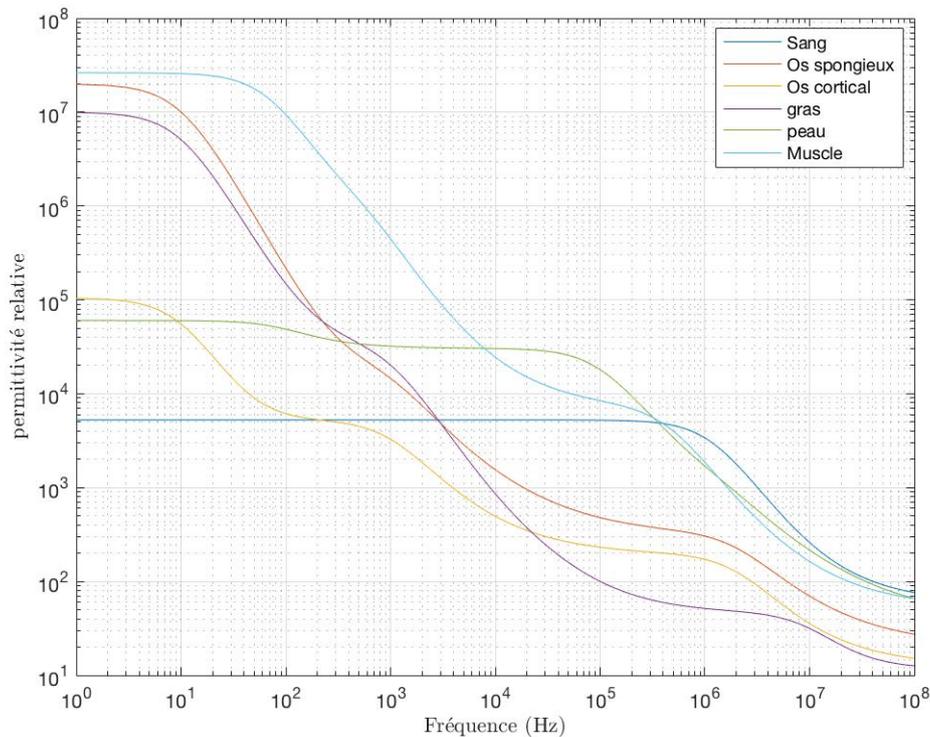


FIGURE 2.2 – Variation de la permittivité relative en fonction de la fréquence pour les tissus humains suivants : peau, graisse, muscle, sang et Os.

On retrouve dans les figures 2.2 et 2.3 les trois zones de dispersion α , β et γ de [1 - 19]. Pour l'ensemble des tissus. En basse fréquence la permittivité relative est importante et décroît au fur et à mesure que la fréquence augmente, contrairement à la conductivité qui semble restée constante sur l'ensemble de la gamme de fréquence de 1Hz à 100MHz sauf pour la conductivité de la peau qui accroît avec l'accroissement de la fréquence pour

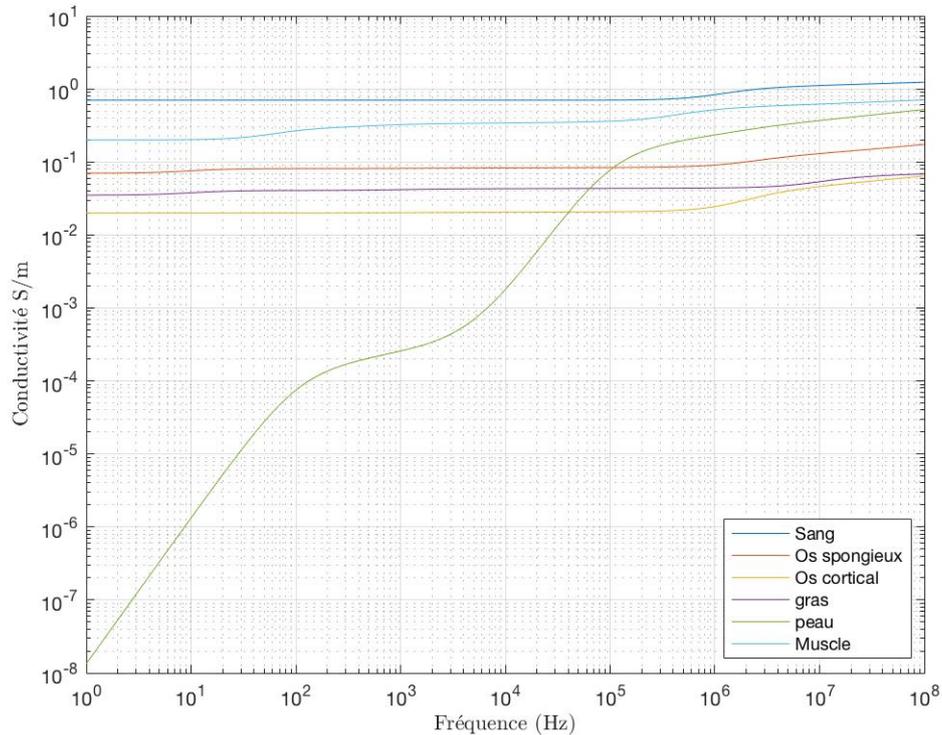


FIGURE 2.3 – Variation de la conductivité en fonction de la fréquence pour les tissus humains suivants : peau, graisse, muscle, sang et Os.

finalement converger au environs de 0.4 S/m. Une conductivité importante signifie des impédances faibles, ce qui entraîne une augmentation de la consommation d'énergie (Tx), car des courants de sortie plus élevés seront nécessaires pour piloter les signaux entre les électrodes [5].

On constate également la différence de conductivité des différents tissus, par exemple, le sang affiche la meilleure conductivité pour toutes fréquences confondues, suivie directement par les tissus musculaires. On remarque également qu'aux basses fréquences la conductivité de la peau est très faible, mais devient importante à partir de 100 KHz où elle est assez intéressante comparée à celle de la graisse ou de l'os qui est la plus faible constatée.

On pourra donc identifier les muscles et le sang comme étant d'excellents supports de transmission, ce qui est intéressant à exploiter lors d'un couplage galvanique qui consiste à injecter un signal (induction d'ondes électromagnétiques) via un courant électrique alternatif. De même pour la peau qui a une assez bonne conductivité et qui jusque-là, représente le support de transmission dans le couplage capacitive. Le choix de gamme optimale se fera dans l'intervalle où les conductivités et la permittivité seront plus ou moins stables.

2.4 Modèle équivalent des tissus humain

Les propriétés électriques du corps humain peuvent être représentées par des équivalences avec les composants électriques. Généralement ils sont représentés par une combinaison de résistances et de capacités [1]. La Figure 2.4 représente le circuit équivalent selon l'équation de cole-cole, pour $\alpha = 0$ et pour une seule constante de temps.

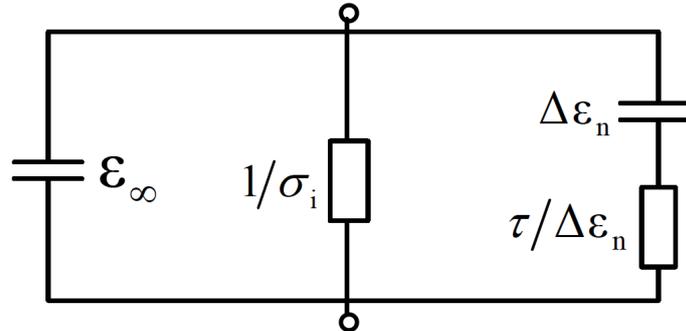


FIGURE 2.4 – Circuit équivalent de l'équation de cole-cole $\alpha=0$.

Dans la littérature, l'analogie entre les tissus biologiques et les composants électroniques se fait selon l'impédance d'interface et souvent en analogie avec les résultats expérimentaux et la distribution des caractéristiques des milieux biologiques, c'est-à-dire la distribution de la conductivité (σ) et de permittivité relative (ϵ_r)

2.4.1 Impédance d'interface

Lors des mesures in vivo, le contact constitue une interface entre le conducteur électrique (du dispositif de mesure) et le conducteur ionique (du milieu biologique étudié). La présence d'un champ électrique à cette interface entraîne la formation d'une "double couche" dans chaque milieu. Cette double couche est constituée d'une zone vide de charge et d'une zone où se concentrent les porteurs de charges. Dans le cas des bons conducteurs électriques, les électrons se concentrent au voisinage immédiat de l'interface et la double couche correspondante est d'épaisseur très faible. Mais dans le cas des conducteurs ioniques, l'application d'un champ électrique entraîne la formation d'une zone vide de charge au voisinage immédiat de l'interface, et d'une couche diffuse où se concentrent les porteurs de charges. En l'absence d'absorption, les ions sont séparés de l'électrode par des atomes de solvant entourant les cations. Il se forme donc une zone correspondant au diélectrique d'un condensateur. La répartition des charges dans cette zone est soumise à des phénomènes physiques complexes et dépend fortement de la fréquence de variation du champ électrique appliqué [23]. Cette répartition particulière des charges au niveau des interfaces résulte en une impédance modélisée par l'équation 2.6

$$Z_i = A(j\omega)^n \quad (2.6)$$

Ce modèle d'impédance d'interface est appelé Constant Phase Element CPE [1], où A est une constante et $n = \alpha$ tel que $0 < n < 1$. Cette impédance complexe devient une simple résistance lorsque $n = 0$ et une capacité quand $n=1$.

2.4.2 Modèle expérimental et théorique

L'utilisation de modèle combinant résistance et capacité a été considéré car il explique parfaitement les résultats expérimentaux ainsi que l'existence des trois zones de distributions.

Il est très difficile de mettre en œuvre un circuit équivalent du corps humain avec exactitude, cela est dû d'une part à la non-homogénéité présente dans l'ensemble des tissus biologiques (humain ou animal) et d'autre part aux différences aléatoires de géométrie et de tailles des cellules biologiques. Cependant en théorie, les tissus sont toujours considérés comme étant homogènes et de même tailles.

Dans [5], une étude a été réalisée sur un modèle de tissus humains plus détaillés. Les couches modélisées sont la peau, le muscle et l'os et sont construites par un maillage et une combinaison d'impédances complexes. Chaque impédance est représentée par une résistance et une capacité montée en parallèle. On verra ce modèle et on le détaillera plus tard. Les couches sont chacune constituées d'impédances transversales et longitudinales. Ce modèle a également pris en compte les impédances de couplages entre les couches ainsi que les impédances aux extrémités de chaque couche. Lors de la simulation, la valeur des impédances varie d'un 1Ω à $10 k\Omega$ et le couplage utilisé est le couplage galvanique.

Les résultats obtenus par mesure ont été comparés aux résultats théoriques (simulation numérique du modèle complexe), un taux de similarité montre que l'impédance équivalente simplifiée est suffisante pour comprendre le comportement du corps et que la recherche d'un modèle plus détaillé engendrera une complexité de calcul importante.

2.5 Variation d'impédance d'un tissu biologique

Dans [21], il a été montré expérimentalement que l'impédance d'un conducteur biologique varie en fonction de la fréquence du courant de mesure. Plus la fréquence est élevée, plus la valeur de l'impédance est faible et donc le courant passe facilement.

A partir des résultats de ces expériences, un modèle électrique a été mis au point afin d'expliquer les processus de variation d'impédance d'un tissu biologique. Ces variations sont déduites du comportement du courant électrique lorsqu'il traverse les tissus, comme cela est schématiquement représenté sur la figure 2.5, où une vue d'ensemble sur les tissus biologiques est présentée. On constate que les tissus sont constitués de plusieurs cellules qui flottent dans un fluide appelé fluide extra-cellulaire. Chaque cellule est caractérisée par un noyau, un fluide intra-cellulaire et une membrane qui sépare les fluides intra et extra-cellulaire, comme présenté dans la figure 2.5 (a).

Le courant électrique traversant les tissus humains suit plusieurs voies, y compris les voies membranaires intra-cellulaires, extra-cellulaires et cellulaires, comme l'illustre la figure 2.5 (b). lorsqu'on est en haute fréquence, l'impédance des tissus biologiques est faible et le courant aura tendance à passer facilement à travers les cellules, il utilisera ainsi le chemin le plus court en passant du fluide intra-cellulaire au fluide extra-cellulaire et vice-versa.

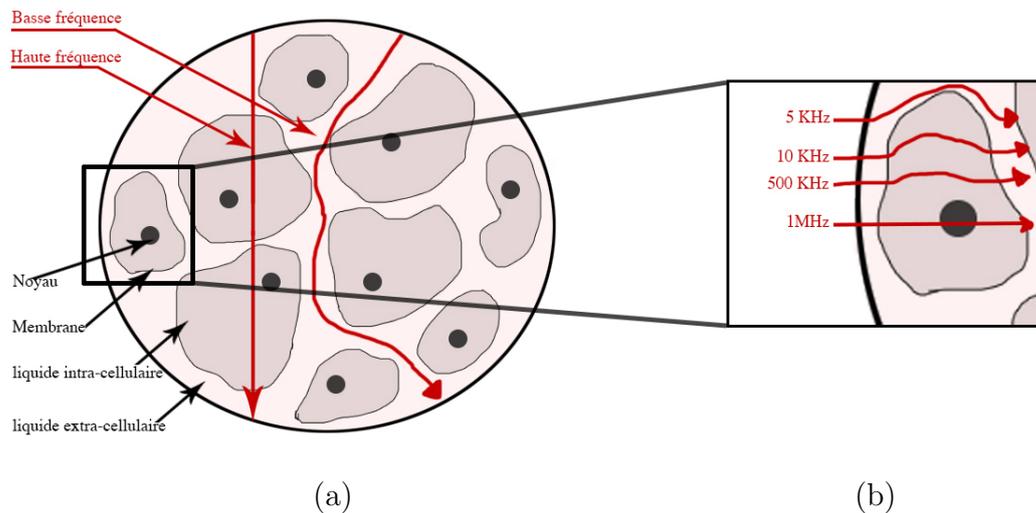


FIGURE 2.5 – Comportement des tissus biologiques lors du passage d'un courant alternatif [25].(a) modèle du tissu humain et ses composants, (b) Déplacement du courant électrique dans une cellule à diverses fréquences.

Cependant, plus la fréquence diminue, plus il devient difficile de traverser la membrane à cause de son impédance qui augmente, le courant tentera alors de se déplacer au travers du liquide extra-cellulaire, ce qui diminue fortement la conductivité du tissu. Ces résultats expérimentaux correspondent aux prédictions faites à partir de la courbe de conductivité tracée, des équations de cole-cole, figure 2.3.

C'est ainsi que le modèle électrique présenté dans la Figure 2.6 a été mis au point.

Contrairement au circuit simplifié présenté par [21], présenté dans la figure 2.5 (b), où les fluides intra et extra-cellulaires sont représentés par des résistances respectivement R_i et R_e et la membrane par un condensateur C_m . Le circuit équivalent complexe considère chaque composant biologique comme étant une combinaison d'une résistance et d'une capacité mises en parallèle, figure 2.5 (a). Dans ce modèle, le fluide extra-cellulaire est constitué d'une résistance R_e et d'un condensateur C_e . De même pour le fluide intra-cellulaire et la membrane qui sont représentés respectivement par une résistance R_i et R_m et un condensateur monté en parallèle C_i et C_m . Selon [1] le modèle de circuit complexe et simplifié des tissus, représentent les effets physiologiques incluant la circulation sanguine, le métabolisme des tissus et la concentration électrolytique des fluides intra et extra-cellulaires. Quant à l'écoulement du courant, il dépendra principalement des membranes cellulaires qui agissent comme un diélectrique ou un isolant séparant deux milieux conducteurs, avec le fluide extra-cellulaire et intracellulaire qui remplissent le rôle d'arma-

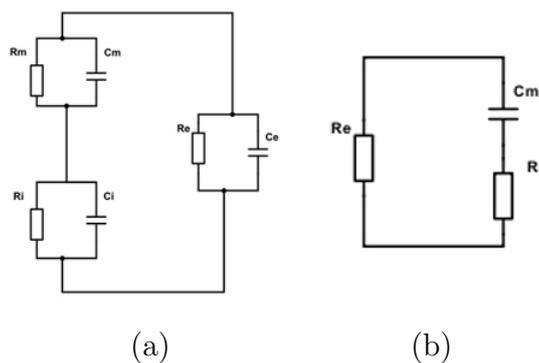


FIGURE 2.6 – Analogie entre un tissu biologique et circuit électrique. (a) circuit équivalent d'une cellule biologique, (b) circuit simplifié [1].

tures. Les membranes agissent comme des condensateurs dont l'impédance est très élevée en basses fréquences et faible en hautes fréquences. On peut rajouter que les membranes ne sont pas de bons isolants et que le condensateur qu'elles constituent est un condensateur de fuite.

2.6 Méthode de résolution Numérique

Pour qu'on puisse simuler le bras humain et prévoir le comportement des phénomènes électromagnétiques le parcourant, nous devons opter pour un choix de méthode numérique pour simuler notre modèle. Les plus populaires sont FEM et FDTD, nous allons donc comparer entre ces deux méthodes et choisir celle qui correspond le mieux à notre cas.

2.6.1 Finite-Difference Time-Domain FDTD

La simulation en mode FDTD consiste à résoudre les équations de Maxwell dans le domaine temporel. La méthode de résolution se fait par création d'un maillage sur l'ensemble du volume de notre modèle. Ce maillage sera de type hexaédrique, ça correspond à la forme que prendra la maille. Une fois notre modèle découpé entièrement en fine maille, on introduira à un temps « t » qui sera notre référence temporelle, un champ électrique et magnétique qui commenceront à se propager à travers le maillage. La propagation se fait par pas, c'est-à-dire que le temps sera incrémenté d'un pas (qu'on choisira nous même sous certaines conditions) et les champs E et H seront recalculés de nouveau. Il faut savoir que plus les mailles sont fines et nombreuses, plus le calcul des champs est précis, mais aussi plus lent.

La convergence sera atteinte lorsque les champs atteignent le régime permanent. L'avantage est que si on enregistre l'évolution des champs en domaine temporel, une réponse en domaine fréquentiel peut voir le jour si on effectue une FFT aux données enregistrées.

Les points forts

- FDTD utilise le formalisme différentiel, il nécessite un double maillage pour le champ E et H ;
- L'espace de stockage est faible comparé au FEM (puisqu'il n'y a pas d'inversion de matrice) ;
- Les solutions temporelles en tendance à évoluer plus linéairement, lorsque le problème devient important en terme de nombres d'inconnus ;
- La réponse temporelle permet de générer un haut débit d'information dans le domaine fréquentiel et cela en une seule simulation ;
- Une habilité à injecter des longueurs d'ondes aléatoires dans des structures discrètes, qui nous permettra de simuler des circuits numériques à haute vitesse dans des conditions transitoires ;
- Les réponses temporelles sont toujours causales, et permettent de localiser les discontinuités, les dispersions et les limites ;
- Il permet de modéliser des matériaux non linéaires ;
- Puisque les champs sont connues partout en espace et en temps, les propriétés non linéaires peuvent être mises à jour à chaque incrémentation selon la direction et l'intensité des champs ;
- Les solutions dans le domaine temporel sont très efficaces pour les réseaux réciproques à deux ports ;
- Une analyse est requise pour obtenir les paramètres S ;

Les points faibles

- La convergence dépendra de la taille du maillage, du nombre de pas ainsi que des structures ;
- Comme les mailles sont cubiques, on doit utiliser l'approximation en escalier pour des surfaces courbés ;
- Pour résoudre un point précis dans la structure, on doit réaliser un maillage extrêmement fin sur l'ensemble de la structure ;
- Le critère de stabilité qui impose le choix du pas temporel doit être inférieur au temps requis au signal pour traverser la diagonal de la plus petite maille de la structure ;
- Pour des problèmes a très grand format, il est plus facile de générer un maillage en FEM qu'en FDTD ;
- Pour les réseaux avec plus de deux ports, il est moins évident d'avoir l'ensemble des paramètres S, une simulation en FEM est plus efficace ;

2.6.2 Finite Element Method

La simulation en mode FEM consiste à résoudre les équations de maxwell dans le domaine fréquentiel. La méthode de résolution est identique à celle de FDTD, le changement principal réside dans le début, où il y a la création d'un maillage de type tétraédrique.

sur l'ensemble du volume. Ce maillage sera sur chacun des éléments finis (maille). La résolution se fait par remplacement des équations aux dérivées partielles par un système d'équations linéaires. Chaque élément fini sera décrit par une matrice créée à partir des systèmes d'équations linéaires citées précédemment.

Contrairement au FDTD, le maillage près du port d'alimentation est généralement plus fin et précis dans la méthode FEM, cela permettra de supprimer toute erreur de rayonnement à l'entrée de notre modèle suite à un choix de mailles trop grand.

Les points forts

- La plus grande force de la méthode des éléments finis est sa généralité ;
- Facilité de définir des géométries arbitraires avec différents niveaux de résolution ;
- Capacité de connaître avec précision une petite caractéristique dans un espace de problème plus grand et résoudre le problème de manière efficace ;
- Raffinement automatique des maillages unique et basé sur l'erreur rendu possible par la formulation de base de la méthode ;
- Possibilité de calculer des paramètres S multimodes avec capacité de visualisation la conversion de mode dans diverses structures, ce qui nous permet de l'optimiser ou d'essayer de le supprimer ;

Les points faibles

- Nous devons discrétiser un volume complet plutôt qu'une partie du volume.
- Le résultat est une grande matrice difficile à inverser ;
- Sensible aux erreurs lors de l'extraction de petites discontinuités ;
- Temps de calcul très lent ;
- Les structures résonantes ou d'autres problèmes à haute réflexion sur les ports sont particulièrement difficiles pour l'algorithme de maillage automatique ;

Conclusion

Finalement le choix de méthode de résolution dépend principalement de la structure de notre modèle et sa complexité géométrique, mais également de ce qu'on désire calculer. On optera lors de notre simulation pour la méthode FEM, d'une part à cause de sa généralité et ses mailles fines qui s'adaptent parfaitement à un modèle courbé (géométrie cylindrique pour simuler le bras humain) contrairement à la FDTD où on doit utiliser l'approximation en escalier, ce qui nous fait perdre en précision. Aussi, la FEM est plus adaptée pour des modèles contenant à la fois des éléments très grand format (phantom) et de petites structures (antennes), ainsi que pour les réseaux avec plus de deux ports.

Chapitre 3

Caractérisation du canal par des mesures in vivo

3.1 Introduction

Afin de mieux comprendre le comportement du corps humain lorsqu'il est soumis à de faibles tensions électriques et ainsi interpréter l'échange électrique qui se fait au niveau des couches de peau humaines, nous avons effectué un ensemble d'expérience, permettant de déterminer avec précision les caractéristiques électriques du corps humain lorsqu'il est utilisé en tant que canal de transmission. Ces mesures permettent d'identifier un ensemble de paramètres tel que : les propriétés des canaux, la distribution du courant, la sensibilité des propriétés tissulaires ainsi que l'influence de la taille et de la condition de contact de l'électrode sur l'atténuation et la distorsion du signal de transmission. Les recherches effectuées sur les propriétés diélectriques des couches de tissus humains et des modèles de circuits équivalents ont procuré une compréhension générale sur les principes de couplage et une prédiction du comportement du flux de courant électrique à travers le corps humain.

On peut donc penser que le corps humain de nature conductrice soit un excellent transmetteur et cela indépendamment de la zone de mesure, des conditions physiques et physiologiques, ou encore de la gamme de fréquences utilisée. A priori, tout porte à croire que les performances de transmission sont largement influencées par un ensemble de facteurs propres au corps humain et extérieur à celui-ci. Lors des mesures in vivo, nous avons pris en compte un ensemble de facteurs afin d'avoir les résultats les plus fiables possible. Les résultats auxquels nous avons abouti au cours de nos mesures seront présentés tout au long de ce chapitre.

3.2 Mesures de sécurité

Pour mener à bien nos mesures in vivo, un ensemble de mesure de sécurité a été pris en compte, nous avons pris soin de ne pas dépasser les limites d'exposition. Le signal injecté est d'une puissance de 1 dBm sur une gamme de fréquences allant de 100 kHz à 228 MHz. (La borne inférieure était imposée par l'analyseur de spectre et le générateur de fréquence utilisés). La durée d'exposition du sujet au signal pour les antennes patch et ECG sépa-

rément dure entre 20 et 30 min, ce qui correspondait en moyenne au temps de saisie des données. L'ensemble des mesures par journée ont duré entre 2h à 3 h. Pour éviter tout effet secondaire malgré les précautions prises, les mesures ont été séparées d'une semaine. Aucun effet secondaire dû à l'exposition au signal n'a été noté durant et après l'expérience.

Il faut savoir que les commissions internationales sont très exigeantes concernant les limites d'exposition aux champs électriques, magnétiques et électromagnétiques variant dans le temps. Ces réglementations sont basées sur des directives de la Commission internationale sur la protection contre les rayonnements non ionisants (ICNIRP) [24] et de la norme IEEE pour les niveaux de sécurité [25].

Effet indirect	seuil de courant ligne [mA]			
	50/60 Hz	1kHz	100kHz	1Mhz
Perception tactile	0.2-0.4	0.4-0.8	25-40	24-40
Douleur au contact du doigt	0.9-1.8	1.6-3.3	33-55	28-50
Choc douloureux	8-16	12-24	112-224	n/a
Choc sévère	12-23	21-41	160-320	n/a

TABLE 3.1 – Résumé des seuils de courant causant des effets indirects selon ICNIRP pour les femmes, hommes et enfants [24].

En général, il a été démontré que les seuils de courants produisant la perception et la douleur, varient très peu sur la gamme de fréquences allant de 100 kHz et 1 MHz. Au-dessous de 100 kHz, l'effet principal du courant alternatif est la stimulation nerveuse et musculaire perçue comme une sensation primaire de picotement nerveux. À des fréquences accrues de 100 kHz à 10 MHz, l'effet dominant change vers le chauffage, tandis qu'au-dessus de 10 MHz, les limites sont définies en termes de taux d'absorption spécifique (DAS). Les augmentations de température inférieures à 1 degré sont considérées comme sûres, c'est-à-dire qu'elles n'entraînent pas d'effets néfastes sur le chauffage de la peau. [5]

SAR-Specific Absorption Rate

Le DAS plus connu sous le nom de SAR Specific Absorption Rate représente le taux d'énergie absorbée par le corps humain lorsqu'il est exposé à un champ électromagnétique de radiofréquence (RF). Il peut également se référer à l'absorption d'autres formes d'énergie par les couches de tissus humaines, y compris les ultrasons. Il est défini comme suite :

$$SAR = \frac{\text{Puissance absorbée par masse de tissu (watts)}}{\text{Poids (kg)}} [W/kg] \quad (3.1)$$

avec :

$$P = 1\text{dBm} = 0.0012589 \text{ W};$$

$$\text{Poids} = 55 \text{ kg};$$

Elle est égale à 2.2810^{-5} w/kg $<$ 1.6 w/kg pour notre sujet, ce qui est très en dessous du seuil imposé par les normes IEEE.

3.3 Les caractéristiques du sujet

Notre sujet est une personne saine de genre féminin âgée de 23 ans et ayant un poids de 55 kg, de corpulence moyenne et d'activité modéré. Pendant toute la durée des mesures, le sujet été en position assise. Le sujet a été examiné et plusieurs de ses paramètres morphologiques ont été enregistré, tel que la longueur du bras (50 cm) et le diamètre moyen du bras (4 cm) Le tableau 3.2 énumère les caractéristiques physiques du sujet. L'ensemble des données recueillies dans le tableau 3.2 nous permettra d'argumenter la spécificité du signal de transmission aux caractéristiques physiques du sujet, puisque différentes études sur l'HBC montrent l'influence de la morphologie du corps humain sur la transmission du signal [5-1]. On notera dans ce cas l'ensemble des informations concernant notre sujet.

L'indice de masse corporelle (IMC)

L'indice de masse corporelle (IMC) est une variable basée sur le poids par rapport à la taille du corps, elle est définie par l'équation 3.2.

$$IMC[kg/m^2] = \frac{poids(kg)}{taille(m^2)} \quad (3.2)$$

The waist-to-hip ratio (WHR)

The waist-to-hip ratio (WHR) est un indicateur médical de la distribution des graisses dans le torse, il est définie par l'équation 3.3.

$$WHR = \frac{Tour\ de\ taille}{Tour\ de\ hanche} \quad (3.3)$$

Partie du corps	La valeurs
Poids	53 kg
Hauteur du corps	1m58
IMC	21.50
WHR	0.77
Avant-bras	17 cm
Haut du bras	21 cm
Tension artérielle	130/80 mmHg

TABLE 3.2 – Caractéristiques physiques du sujet.

3.4 Protocoles de mesure

L'ensemble des mesures in vivo ont été réalisées sur le même sujet et cela pour écarter les différences morphologiques spécifiques à chaque individu pouvant biaiser nos résultats. Cela nous permettra par la même occasion de définir les véritables éléments influençant la transmission d'un signal électrique de faible amplitude tout en omettant l'influence des caractéristiques physiques et physiologiques propre au sujet.

Avant d'entamer les mesures, il est important de choisir une posture pour le sujet, afin d'exclure des erreurs dues au mouvement. Dans notre cas, Le sujet est assis sur une chaise en bois avec la même posture durant toutes les séries de mesures.

Les mesures sont réalisées à l'aide de deux modèles d'antennes différentes afin d'évoquer l'influence de l'antenne sur le signal de transmission (en terme de forme, surface de contact, matériel etc),les mesures ont été effectués sur l'avant bras droit du sujet à l'aide d'une antenne patch de dimension 3x3 cm ainsi que des électrodes d'un rayon d'1 mm. Les configurations des antennes consistent à changer la longueur du canal qui correspond à la distance entre chaque point de mesure. Les premières mesures ont été effectuées sur l'avant bras droit avec une distance de séparation de 10 cm entre le transmetteur et le récepteur pour ensuite passer à une longueur de 138 cm qui correspond à une antenne émettrice située au poignet droit du sujet et de l'antenne réceptrice dans le poignet gauche.

Dans chaque cas, nous avons pris soin d'effectuer les mesures pour les deux méthodes de couplage c'est-à-dire pour la méthode capacitive et galvanique. Pour des raisons techniques, il nous était impossible d'utiliser la méthode galvanique avec l'antenne patch puisque la masse de celle-ci est situé au dos de l'antenne et ne peut être mise au contact de la peau.

3.4.1 Matériels utilisés

Lors de nos mesures, nous avons utilisé deux techniques de mesure pour souligner la difficulté d'avoir des résultats similaires sur un même sujet ainsi que des consensus avec d'autres chercheurs, mais aussi souligné le manque de précision et l'influence qu'a le matériel utilisé sur la transmission correcte du signal. Sachant que le matériel crée souvent des changements sur le signal transmis. Pour Maximiser les chances d'avoir des résultats proches, nous avons sélectionné une combinaison de réglages en vue d'optimiser la qualité du signal. C'est pour cela que plusieurs configurations ont été exploitées dans nos mesures.

Les antennes utilisés

Pendant les mesures nous avons utilisé deux types d'antennes pour chaque mesure, le but étant de montrer l'influence du type d'antenne pour chaque configuration de couplage. Pour le couplage capacitif nous avons utilisé une antenne patch et des électrodes, mais pour le couplage galvanique,nous avons uniquement utilisé les électrodes ECG.

a- Antenne patch

C'est une antenne qui a été fabriquée spécialement pour les mesures, de forme carrée et de dimension égale à 2x2 cm pour le côté conducteur et 3x3 cm pour la masse et le substrat. La masse et la couche conductrice sont faites à partir d'une fine couche de cuivre d'épaisseur de 18 μm . Quant au substrat, il est fabriqué à partir de FR-4 avec une épaisseur de 1.2 cm.

b- Electrode ECG

Acheté au commerce de forme circulaire, auto-adhésive et pré gelé, de la marque TOP-TRACE. Elle est composée d'une partie conductrice et d'une partie adhérente à la peau. Le cercle conducteur en Ag/AgCl est de rayon de 0.5 cm, il est recouvert d'une couche fine de gel conducteur qui permet de diminuer la résistance de contact.



FIGURE 3.1 – antenne patch, Electrode ECG et Balun.

Balun

Le balun, FTB-1-6 de Mini-circuits, c'est un transformateur qui permet de passer d'une configuration symétrique à une configuration asymétrique. Son rôle principal est de découpler les masses des ports et appareils de mesure et prévient des retours parasites, cause majeure d'interférences et de distorsion de la modulation.

Deux baluns FTB-1-6 de Mini-circuits (fig.xx) ont été utilisés dans les expériences, le premier à la sortie du générateur de fonction Tx et le deuxième à l'entrée de l'oscilloscope Rx pour découpler les ports et masses des équipements. Les baluns transforment un signal à une sortie en un signal différentiel. Ils ont été utilisés pour découpler les ports d'émetteur et récepteur les uns des autres et empêcher le chemin de retour parasite.

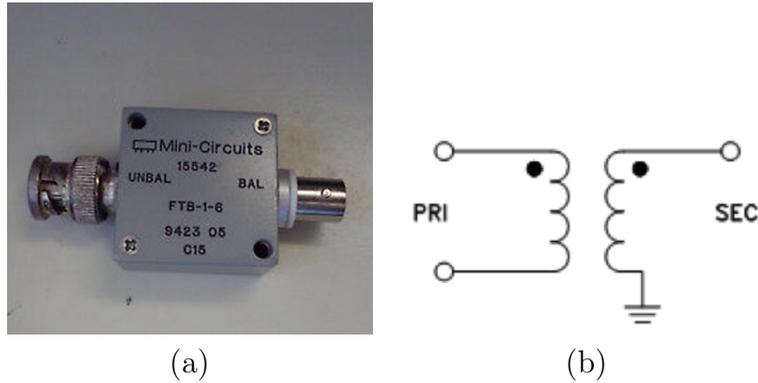


FIGURE 3.2 – Balun FTB-1-6 de Mini-Circuit : (a) balun, (b) circuit

3.5 Les techniques de mesures

Pour des mesures in vivo sur le canal HBC, trois configurations sont adoptées. La première utilise un générateur de fonction qui permet d’injecter un signal à l’entrée du canal à travers les électrodes Tx. Puis à l’aide d’un analyseur de spectre, on visualise le signal à la sortie du canal à travers les électrodes Rx. De même pour la deuxième configuration qui utilise un oscilloscope numérique au lieu d’un analyseur de spectre. Finalement, dans la troisième configuration une évaluation de l’impédance de contact à l’aide d’un capteur de pression (type FSR) sera réalisée.

En utilisant ces configurations, les effets de plusieurs paramètres sont évalués, tel que :

- L’effet de la méthodes de couplage HBC sur l’atténuation (coefficient de transmission S_{21}) ;
- L’effet de la longueur du canal : deux longueurs sont évaluées 10 cm et 138 cm ;
- L’effet de l’insertion du balun ;
- L’effet des perturbations et milieu de mesure ;
- L’effet de l’impédance de contact ;

3.5.1 Première configuration : Générateur de fonction (Tx) avec analyseur de spectre (Rx)

De la même façon que la première configuration, nous avons alimenté nos antennes par le générateur de fonction ROHDE & SCHWARZ SMB100A en injectant un signal de sortie sinusoïdale d’une puissance de 1 dBm tout en variant sa fréquence sur la gamme de 100 kHz jusqu’à 300 MHz.

En réception nous avons utilisé une antenne reliée à un analyseur de spectre ROHDE & SCHWARZ FSL [28]. Lors des mesures nous avons pris soin de noter le maxi-

mum pour chaque fréquence pour pouvoir tracer la courbe S21 qui nous informera sur l'état du canal. Comme précédemment vu, les mesures seront effectués sur l'avant-bras pour 10 cm puis sur les deux poignets pour une longueur de canal de 138 cm avec l'antenne patch et l'électrode pour les deux méthodes de couplage, galvanique et capacitive.

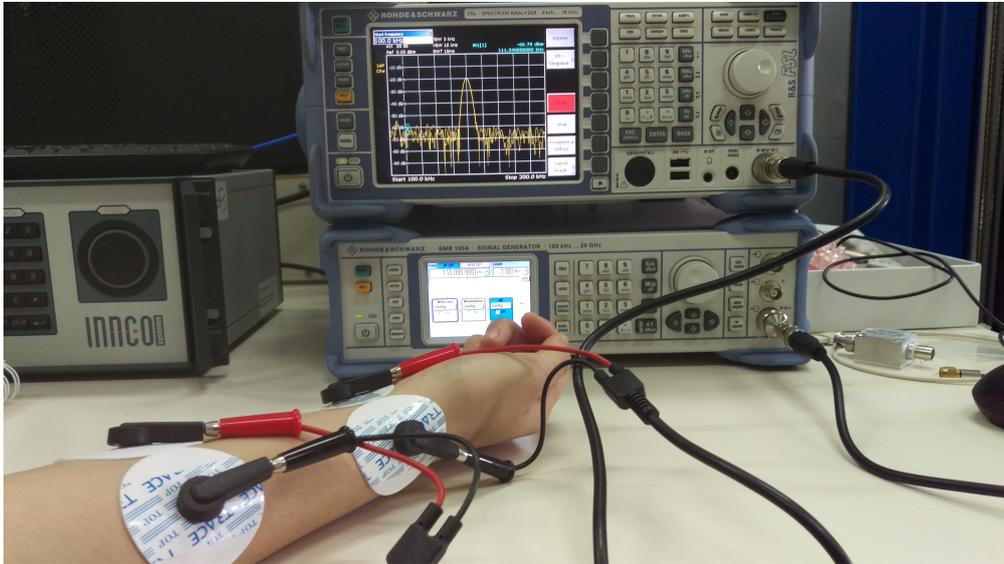


FIGURE 3.3 – Banc expérimental de mesure pour couplage galvanique HBC réalisé sous la deuxième configuration (type d'électrode : ECG, longueur du canal :10cm et distance transversale : 5cm).

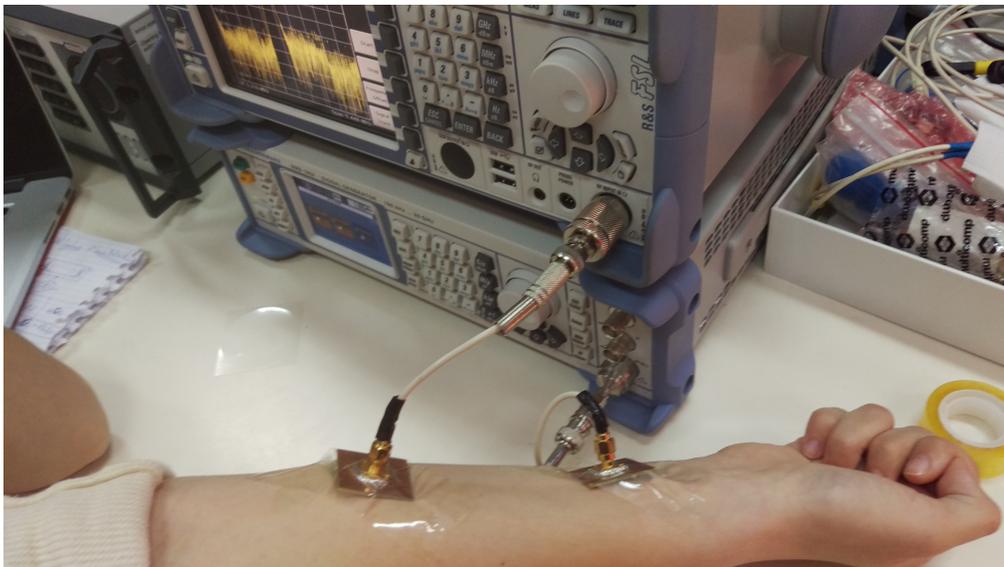


FIGURE 3.4 – Banc expérimental de mesure pour couplage capacitive HBC réalisé sous la deuxième configuration (type d'électrode : patch et longueur du canal :10cm)

Pour avoir davantage de consistance concernant la caractérisation du canal et la qualité du signal de transmission, nous avons effectué les mêmes mesures au niveau de la chambre anéchoïque afin d'éliminer l'ensemble des ondes externes qui pourraient s'ajouter à notre signal de base causant ainsi une atténuation non désirée.

La chambre anéchoïque a pour caractéristique son isolation des ondes externes. Elle absorbe l'ensemble des ondes sonores et/ou électromagnétiques. Elle permet également d'éliminer les réflexions des ondes sur ses parois, laissant pour source d'onde unique l'antenne émettrice. Elle nous a permis au cours de nos mesures de recréer les conditions de champ libre et ainsi mesurer le signal de transmission sans impureté.



FIGURE 3.5 – Banc expérimental de mesure pour couplage capacitve HBC réalisé sous la deuxième configuration (type d'électrode : patch et longueur du canal :10cm,chambre anéchoïque).

3.5.2 Deuxième configuration : Générateur de fonction (Tx) avec oscilloscope (Rx)

Un signal sinusoïdale d'1 dBm est injecté au côté transmission (Tx), à l'aide d'un générateur de fonction ROHDE & SCHWARZ SMB100A [26]. La gamme de fréquence choisie pour les mesures, varie de 100 kHz jusqu'à 300 MHz. Le choix de la borne inférieure a été imposé par les caractéristiques du générateur de fonction qui propose une fréquence de sortie minimale égale à 100 kHz. L'impédance de sortie est $R_{out} = 50 \text{ ohm}$

En réception, nous avons utilisé une antenne reliée à un oscilloscope ROHDE & SCHWARZ RTO 1014 [27].

Suite à cela, nous avons refait les mêmes mesures en rajoutant un balun FTB-1-6 de Mini-Circuit en transmission (Tx) et en réception (Rx).



FIGURE 3.6 – Banc expérimental de mesure pour couplage galvanique HBC réalisé sous la première configuration (type d'électrode : ECG, longueur du canal :10cm et distance transversale : 5cm).

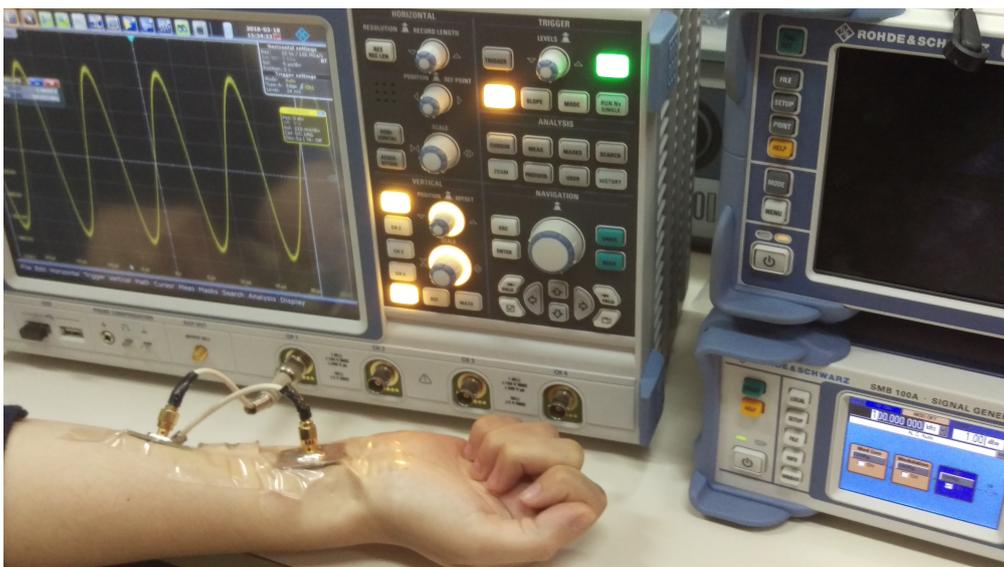


FIGURE 3.7 – Banc expérimental de mesure pour couplage capacitve HBC réalisé sous la première configuration (type d'électrode : patch et longueur du canal :10cm) .

3.5.3 Troisième configuration : Générateur de fonction (Tx) avec oscilloscope (Rx)

Afin de mettre en évidence l'influence de l'impédance électrique de contact sur l'amplitude (l'atténuation) du signal pour le couplage galvanique HBC. Nous avons effectué une série de mesure (Figure3.8) pour différentes valeurs de force (pressions) appliquées

sur une électrode en contact avec la peau cela avec et sans gel de contact électrique.

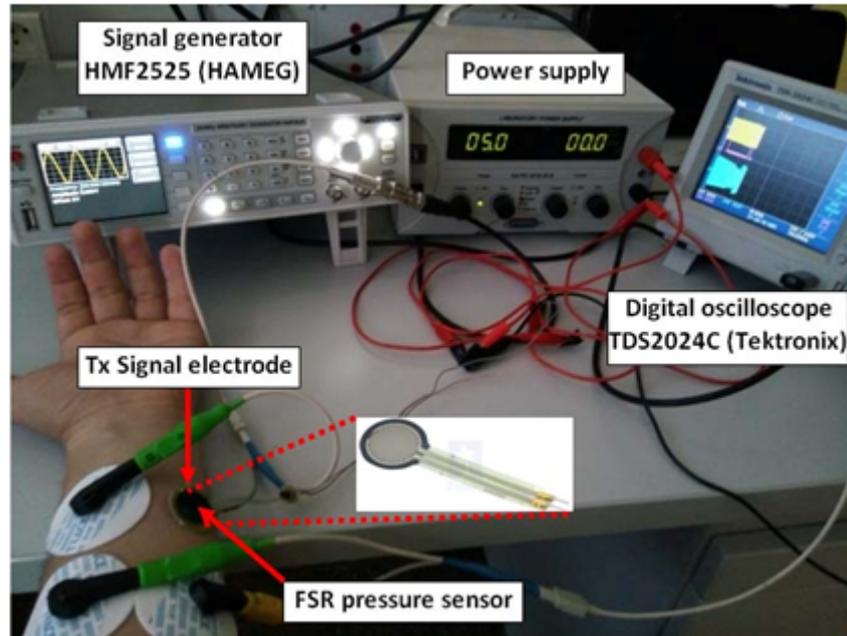


FIGURE 3.8 – Banc expérimental de mesure pour couplage galvanique HBC (effet de l'impédance électrique de contact).

Il est important de mentionner que l'évaluation de l'effet de l'impédance de contact électrique revient en partie à étudier l'effet de la pression sur la surface de contact et l'effet du gel de contact électrique, dans le but d'analyser leurs influences sur signal (amplitude et atténuation) en réception lors du couplage galvanique.

La mesure de la pression se fait par un capteur FSR (résistance sensible à la force), ces capteurs réagissent à la pression, donc au contact ou au poids, où la valeur de la résistance variable change en fonction de la pression appliquée.

Une électrode circulaire en cuivre de surface de 4cm^2 a été utilisée comme électrode de signal coté Tx. Cependant, l'électrode de mass Tx et les deux électrodes Rx sont de type électrodes ECG (voir figure 3.8). Le capteur FSR est collé sur la face extérieure de l'électrode en cuivre et est inséré dans un simple circuit (diviseur de tension) comme indiqué dans la figure 3.9(b) d'où la nécessité de son étalonnage comme le montre la figure 3.9 (c). L'étalonnage a été réalisé par un simple polynôme de degré six avec les coefficients suivants : $p_1 = -9.84$; $p_2 = 126$; $p_3 = -639.4$; $p_4 = 1644$; $p_5 = -2239$; $p_6 = 1547$ et $p_7 = -369.5$.

Un gel de contact électrique est inséré entre la peau et le côté conducteur (cuivre) de l'électrode. Ce gel se caractérise par une faible impédance, une résistance élevée à la polarisation et une excellente conductivité. Dans ces deux expériences, la longueur du canal était de 5 cm, la distance transversale était de 5 cm et la fréquence du signal était de 700 KHz.

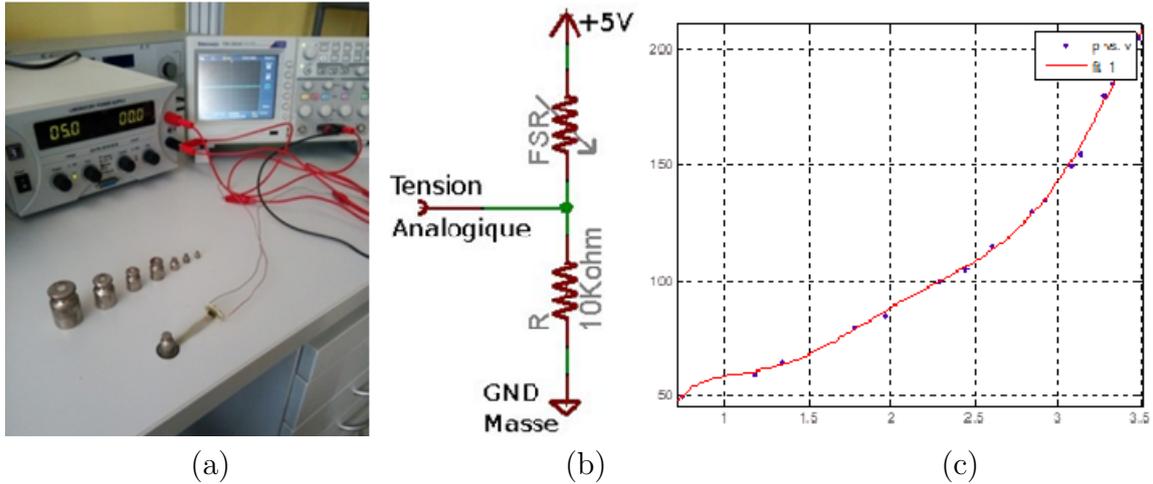


FIGURE 3.9 – Etalonnage du capteur FSR. (a) Banc expérimental d'étalonnage par des poids normalisés. (b) Circuit d'insertion (déviser de tension). (c) Etalonnage du capteur FSR par un modèle polynomiale de degré 6 (p : poids, v : volt).

3.6 Résultats et discussions

Lors des expériences réalisées sur le sujet, nous avons réussi à mettre en évidence certains paramètres influençant la qualité du signal de transmission. Les résultats de mesures seront présentés montrant l'influence de la longueur entre l'antenne émettrice et l'antenne réceptrice et son importance dans la robustesse du signal, nous avons également constaté l'effet des antennes utilisées et leurs surfaces de contact avec la peau, sans citer évidemment le choix du couplage qui a un effet important sur le signal de transmission. Pour une bonne présentation des résultats, ces derniers sont regroupés par méthodes de couplage ainsi que par types d'antennes utilisées.

3.6.1 Première configuration : Générateur de fonction (Tx) avec analyseur de spectre (Rx)

1. Méthode capacitive

a- Antenne Patch

La figure 3.10 représente l'évolution du coefficient de transmission S_{21} (dBm) en fonction de la fréquence (kHz). Les mesures ont été effectuées sur l'avant bras droit du sujet et sur les deux poignets correspondant respectivement aux longueurs de 10 cm et 138 cm. Les mesures ont été faites dans un environnement neutre (laboratoire) à l'aide de deux antennes patch, une en émission et l'autre en réception. Les antennes ont été alimentées par un générateur de fonction (Tx) et le signal récupéré à l'aide d'un analyseur de spectre (Rx)

Les deux allures du tracé mettent en évidence l'existence de deux zones délimitées par la fréquence $f_1 = 9.6$ MHz pour la longueur du canal de 10 cm et $f_2 = 11.9$ MHz pour la longueur de 138 cm. On remarque également une stabilité du signal de transmission sur de

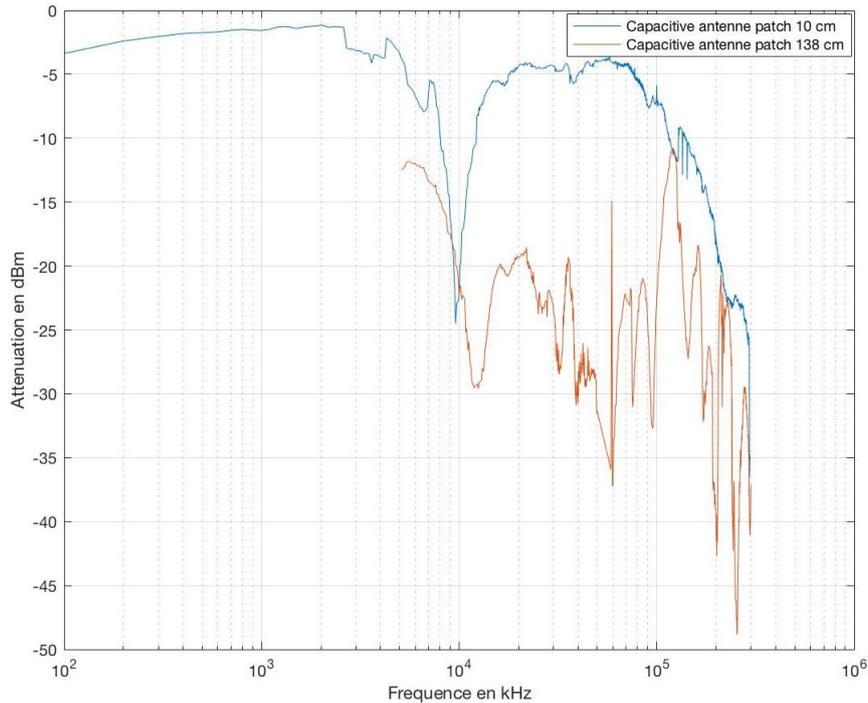


FIGURE 3.10 – Atténuation du signal lors du couplage capacitve HBC avec antenne type patch pour deux longueurs du canal : 10 et 138 cm.

petites longueurs contrairement à celle recueillie sur des longueurs les plus importantes, où le signal est très instable et quasiment indétectable pour les basses fréquences, dans notre cas sur la gamme de 100 kHz à 5MHz.

La fréquence optimale détectée f_{opt} pour le canal de transmission est de $f_{opt1} = 2.6$ MHz, qui se situe dans la première zone, correspondant au minimum d'atténuation détectée de valeur -1.31 dBm pour la longueur du canal de 10 cm ,alors que l'atténuation maximale notée qui atteint la valeur de -36.53 dBm pour une fréquence $f_{min1} = 294.9$ MHz se situant dans la seconde zone.

De même, on constate que pour la longueur du canal de 138 cm, l'atténuation minimale globale atteinte est de -10.82 dBm pour une fréquence $f_{opt2} = 120$ MHz, quant au maximum d'atténuation notée est de -48.85 dBm pour $f_{min2} = 255.8$ MHz, les deux se situant dans la seconde zone.

Finalement, les résultats des mesures révèlent l'importance de la longueur entre les antennes d'émissions et de réceptions, nous laissant croire qu'une plus grande atténuation peut être attendue pour des longueurs accrues (qui n'est autre que la longueur de canal). Cependant, ces résultats ne correspondent pas aux attentes théoriques que nous avons établies au chapitre 1. Néanmoins, nous ne pouvons pas écarter l'existence d'un facteur externe qui peut agir de manière directe ou indirecte sur la qualité de notre signal de transmission. Rappelons d'ailleurs que le couplage capacitif utilise la masse et le milieu environnant comme chemin de retour pour le signal se qui influence la qualité du signal.

Pour confirmer l'influence de la longueur du canal sur le couplage capacitif, nous allons effectuer des mesures dans un milieu isolé des bruits et perturbations externes (chambre anéchoïque). La figure 3.11 montre les résultats de l'atténuation mesurée avec une configuration identique à la précédente. Les nouvelles mesures ont été opérées à l'intérieur de la chambre anéchoïque afin d'omettre l'influence des ondes externes sur la qualité de notre signal de transmission, nous permettons ainsi, de mettre en évidence l'importance ou non de la longueur dans le couplage capacitif.

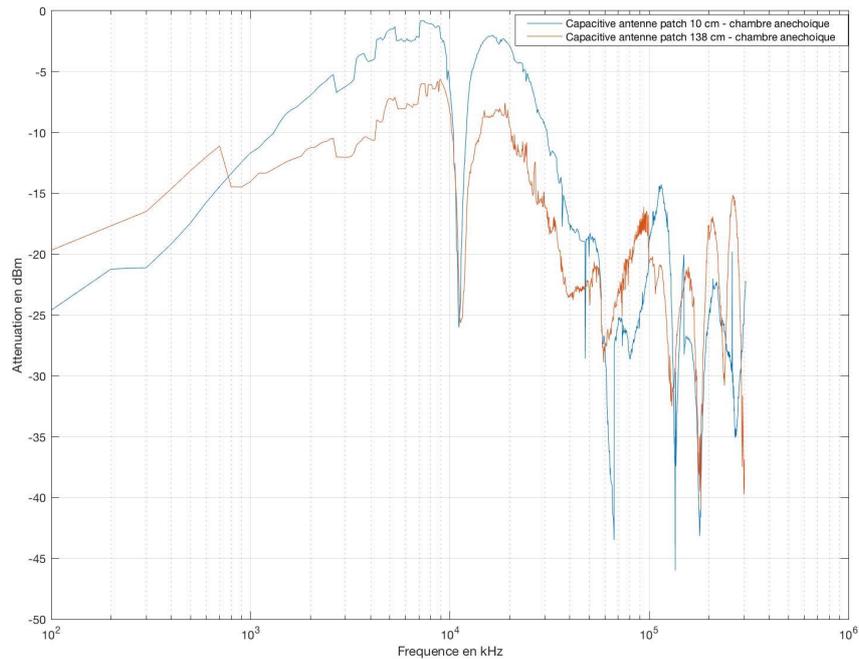


FIGURE 3.11 – Atténuation du signal lors du couplage capacitif HBC avec antenne type patch pour deux longueurs du canal : 10 et 138 cm, à l'intérieur de la chambre anéchoïque.

A première vue, le graphique montre une certaine similitude dans l'allure globale des deux graphes contrairement aux mesures prises à l'extérieur de la chambre anéchoïque avec un léger rehaussement des deux tracés et l'apparition d'une atténuation en basse fréquence. La différence d'atténuation entre les deux longueurs est seulement de 5 dBm. De même que dans les mesures précédentes, on constate l'existence de deux zones. Toutefois la fréquence délimitant entre ces zones coïncide pour les deux longueurs et est égale à $f = 11.1\text{MHz}$ pour une atténuation au voisinage de -26 dBm. On remarque également que la fréquence délimitant entre les deux zones est proche de celle relevée à l'extérieur de la chambre anéchoïque avec un gain d'environ 3dBm.

Il y a eu également, une amélioration de l'atténuation du signal de transmission le long du canal. Sur la gamme de fréquences de 100 kHz à 10MHz, qui constitue la première zone, où le signal converge vers une fréquence optimal $f_{opt1} = 7400\text{ kHz}$ avec une atténuation égale à -0.8 dBm pour la longueur de 10 cm et une atténuation de -5.62 dBm pour une fréquence $f_{opt2} = 9000\text{ kHz}$ correspondant à la longueur de 138 cm.

En supprimant les ondes extérieures, on constate que la longueur affecte peu ou pas le couplage capacitif, puisque ce dernier utilise l'environnement extérieur pour se déplacer qui est devenu très peu pollué par le bruit externe. Il est évident que le signal est devenu plus robuste sur de long canaux car il n'existe plus de perturbations externes qui causent de fortes atténuations, ni une absence de détection du signal de faible amplitude, souvent recouvert par du bruit.

Finalement, on remarquera une atténuation du signal aux basses fréquences pour la longueur de 10 cm qui s'explique par un mauvais contact entre la surface d'antenne et celle de la peau (les câbles utilisés étant courts) et aux différents changements de position et mouvement du bras, pendant la saisie du signal. Quant à la longueur du canal, elle importe peu pour le couplage capacitif.

Pour souligner davantage l'effet de contact entre la peau et l'antenne, les figures 3.12 et 3.13 comparent entre les signaux de même longueur à l'intérieur et à l'extérieur de la chambre anéchoïque.

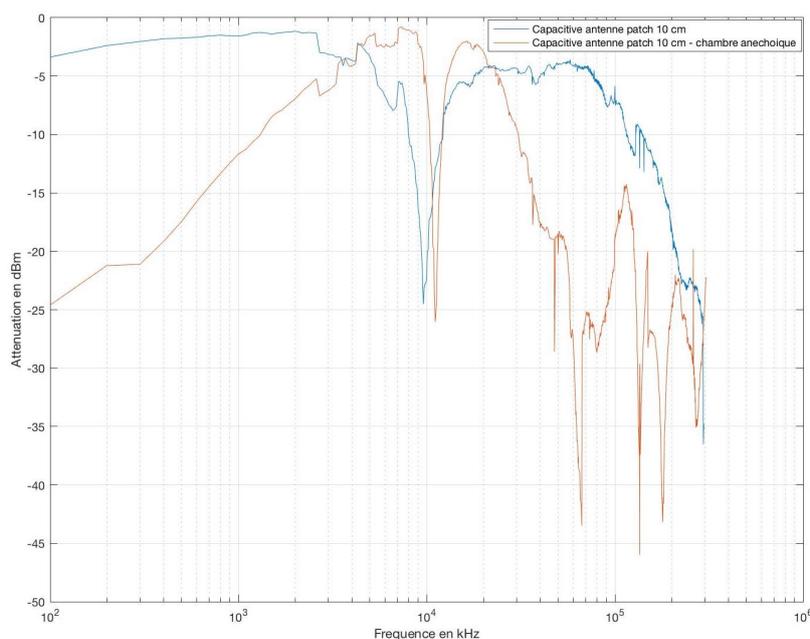


FIGURE 3.12 – Atténuation du signal lors du couplage capacitif HBC avec antenne type patch pour la longueur du canal de 10 cm, à l'intérieur et à l'extérieur de la chambre anéchoïque.

Le graphique 3.12 montre, les valeurs d'atténuation relevées à l'intérieur de la chambre anéchoïque pour la longueur de 10 cm ne semblent pas être meilleures que ceux relevés à l'extérieur pour plusieurs raisons, la première étant que sur de petite longueur, l'influence des ondes extérieures peut être négligeable, cela revient d'une part à l'intensité du signal transmis qui diminue au fur et à mesure que la longueur augmente, mais dans notre cas, la distance entre l'antenne émettrice et réceptrice n'est pas très importante, le signal reste

donc robuste lors de son déplacement tout au long du canal.

D'autre part, le mauvais contact entre la surface de l'antenne et celle de la peau crée des atténuations supplémentaires et une mauvaise exposition du bras au signal transmis, ce qui se traduit directement par une atténuation non négligeable. Le mauvais contact constitue le facteur principal menant à ce résultat, ce qui explique les valeurs basses dans la chambre anéchoïque.

Nous allons une nouvelle fois comparer entre les mesures à l'intérieur et à l'extérieur de la chambre anéchoïque pour la longueur de 138 cm, les résultats sont présentés dans la figure 3.13.

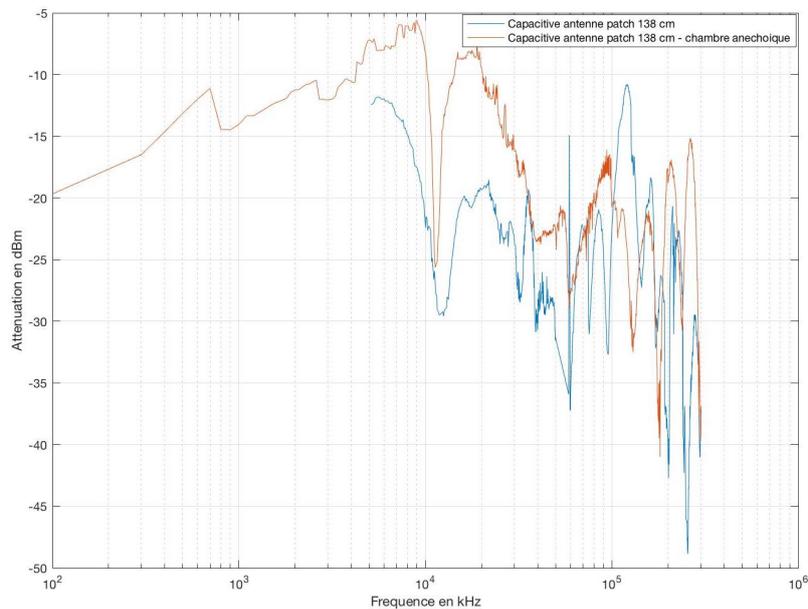


FIGURE 3.13 – Atténuation du signal lors du couplage capacitve HBC avec antenne type patch pour la longueur du canal de 138 cm, à l'intérieur et à l'extérieur de la chambre anéchoïque.

On remarque aisément que la qualité du signal de transmission le long du canal est meilleure à l'intérieur de la chambre anéchoïque qu'à l'extérieur, puisque les atténuations relevées à l'intérieur de la chambre anéchoïque pour la longueur de 138 cm sont meilleures et moins faibles contrairement à l'extérieur de la chambre, à l'opposer de valeurs exposées dans la figure 3.12. Cela dit, à partir de 50 MHz l'environnement extérieur n'aura plus une grande influence sur la qualité du signal de transmission, en vue de la forte zone d'instabilité affichée.

b- Electrode ECG

Une autre série de mesures est réalisée en changeant les antennes patch par des électrodes ECG afin de mettre en évidence l'existence ou non d'un facteur matériel qui agit

sur le canal et sa qualité de transmission. Tout en gardant la même configuration, on place deux électrodes à une distance de 10 cm puis pour une seconde mesure à une distance de 138 cm, une antenne à chaque poignet et en alimente avec un générateur de fonction en Tx et un analyseur de spectre en Rx. Les résultats obtenus sont illustrés dans la figure 3.14

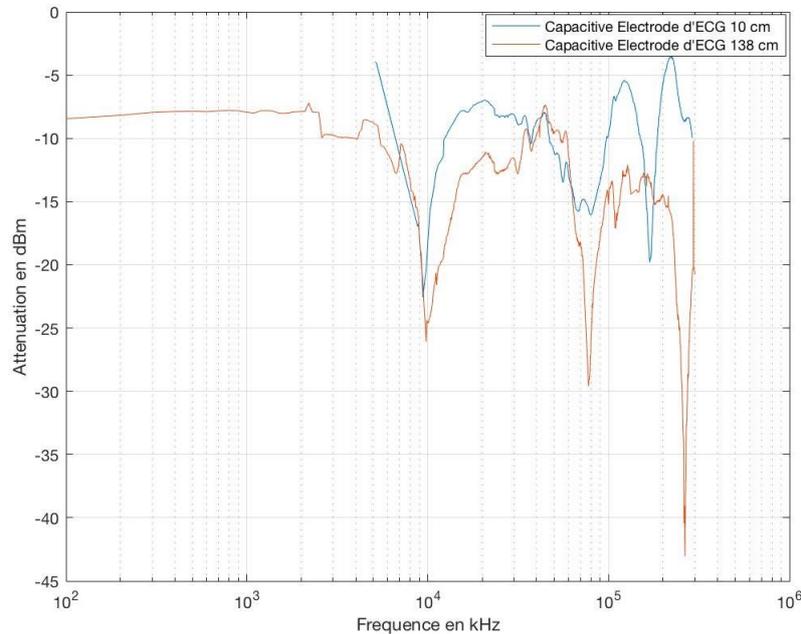


FIGURE 3.14 – Atténuation du signal lors du couplage capacitve HBC avec antenne type électrode ECG pour deux longueurs du canal : 10 et 138 cm.

On remarque qu'il y a une certaine similitude dans l'allure des deux graphes et la différence d'atténuation entre les deux longueurs est très faible. En basse fréquence l'allure des deux signaux est stable, mais plus on augmente la fréquence, plus les perturbations deviennent visibles, mais restent relativement stables si on les compare avec les variations relevées avec l'antenne patch sur une même plage de fréquences. Cette stabilité se traduit principalement par l'adhérence de l'antenne avec la surface de la peau, puisque la fixation des électrodes d'ECG étant bonne, elle permet d'éliminer toutes perturbations créées par un mauvais contact peau-antenne et par conséquent, avoir un signal stable. Cette stabilité résulte également de l'existence d'un gel conducteur, qui permet de réduire l'impédance de contact lors de la transmission, mais aussi à la réception.

Si on associe ces résultats avec ceux obtenus précédemment on peut arriver à une conclusion que le couplage capacitif s'avère très peu dépendant de la longueur du canal, étant donnée que les atténuations relevées pour les deux longueurs (10 cm et 138 cm) ne sont pas très lointaines et leurs valeurs varient entre 5 et 8 dBm pour une différence de 128 cm. On pourra donc conclure que le couplage capacitif n'est pas influencé par la longueur du canal, mais sa stabilité dépend fortement du bon contact de l'antenne émettrice et réceptrice avec la surface de la peau.

Cette série de mesures du couplage capacitif est complétée par une comparaison de

performance entre les deux antennes utilisées, la figure 3.15 affiche les différentes d'atténuation relevées pour une longueur de 10 cm à l'aide d'une antenne patch et ECG.

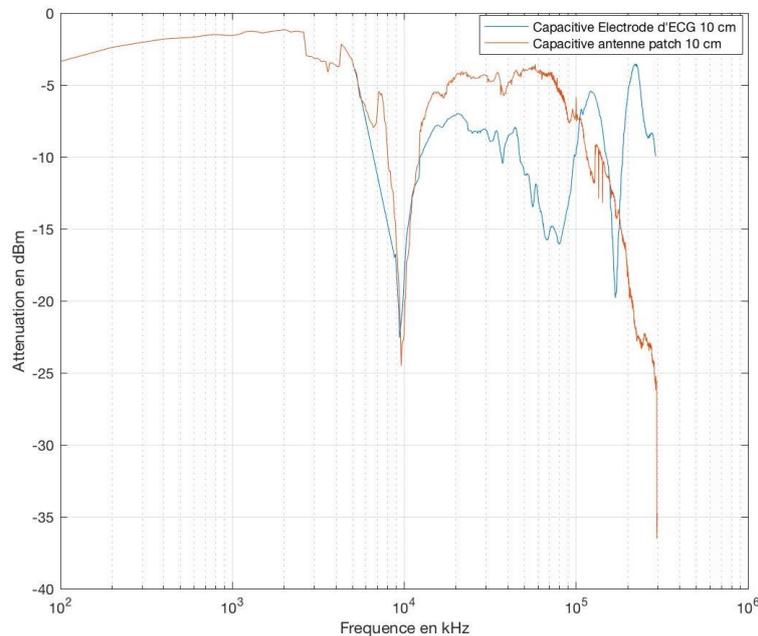


FIGURE 3.15 – Comparaison entre les atténuations du signal lors du couplage capacitif HBC avec deux antennes type : électrode ECG et patch, pour une longueur du canal de 10cm.

Le tracé prouve que l'antenne patch présente une meilleure atténuation que l'antenne ECG et cela malgré l'existence de perturbation due à un éventuel mauvais contact. Ceci résulte principalement de la taille de la masse qui est plus grande dans l'antenne patch (3x3 cm) comparée à celle de l'électrode qui a un rayon de 0.5 cm. On dira alors que les électrodes ayant une masse plus grande présenteraient une atténuation plus faible.

On remarquera une nouvelle fois l'existence de deux zones délimitées par la fréquence $f=9.8$ MHz ayant une atténuation aux environs de -24 dBm pour l'antenne patch et -22.5 dBm pour l'électrode. Cette atténuation brusque est aiguë et récurrente dans l'ensemble de nos mesures et représente une fréquence où il y a absence de transmission du signal.

En conclusion, les performances du couplage capacitif sont liées aux types d'antennes utilisés. Ainsi, pour avoir de meilleurs résultats un compromis entre la taille de l'antenne et la bonne transmission doit être mis au point.

2. Méthode galvanique

On réalise les mêmes configurations faites précédemment, c'est-à-dire, on représente l'évolution du coefficient de transmission S21 (dBm) en fonction de la fréquence (kHz). Les mesures sont effectuées sur l'avant bras droit du sujet (10 cm) et sur les deux poignets (138

cm). L'ensemble des mesures seront faites dans un environnement normal (laboratoire) à l'aide d'électrode d'ECG achetée au commerce. La particularité du couplage galvanique est la suppression du chemin de retour à la terre. On utilisera alors 2 antennes en émission pour l'envoi de l'excitation différentielle et deux autres en réception. De même que précédemment, les antennes ont été alimentées par un générateur de fonction (Tx) et le signal récupéré à l'aide d'un analyseur de spectre (Rx).

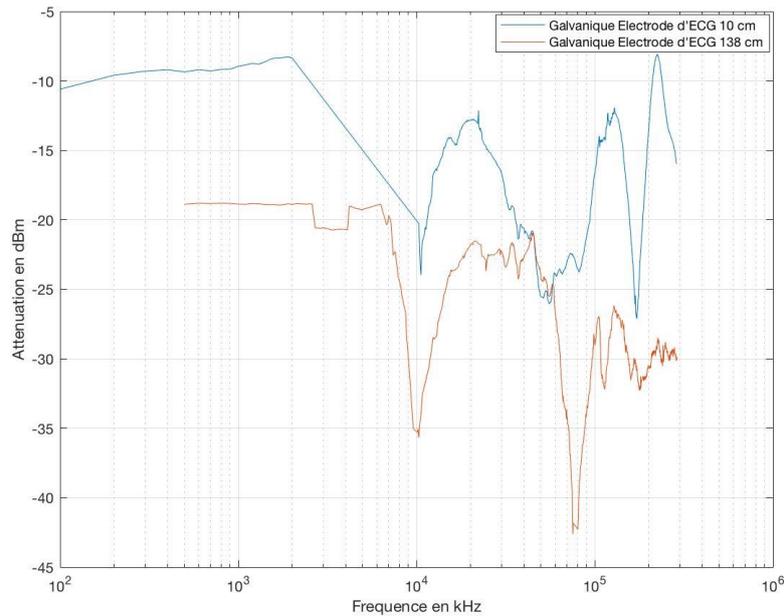


FIGURE 3.16 – Atténuation du signal lors du couplage galvanique HBC avec antenne type électrode ECG pour deux longueurs du canal : 10 et 138 cm.

Les résultats illustrés sur la figure 3.16, montre la différence d'atténuation entre les longueurs de 10 cm et 138 cm. Comparé au résultat du couplage capacitif, où les atténuations des deux longueurs étaient relativement proches, ici on constate un décalage allant de 8 à 15 dBm. On remarquera une nouvelle fois la formation de deux zones délimitées par la fréquence $f_1 = 10$ MHz, pour les deux longueurs avec une atténuation égale à -24 dBm pour la longueur de 10 cm et -35 dBm pour celle de 138 cm.

Les fréquences optimales détectées sont $f_{opt1} = 1900$ kHz pour une atténuation de -8.3 dBm et $f_{opt2} = 22$ MHz pour une atténuation de -18.84 dBm, correspondant respectivement aux longueurs de 10 cm et 138 cm.

Ces deux fréquences optimales se situent dans la première zone, ce qui nous laisse croire que le couplage galvanique est plus adéquat en basse fréquence qu'en haute fréquence, puisque dans la seconde zone, on retrouve les atténuations les plus faibles, -27.12 dBm pour $f_{min1} = 171$ MHz et -42.64 dBm pour $f_{min2} = 75.5$ MHz respectivement pour les longueurs de 10 cm et 138 cm.

Si on compare les atténuations des fréquences optimales avec ceux du couplage ca-

pacitif, on constate immédiatement que le couplage galvanique présente une plus grande atténuation du signal. Ce qui est plus ou moins prévu, étant donné que le couplage galvanique utilise les ions présents dans le corps humain qui rencontrent plus d'obstacles que le couplage capacitif. De même pour la longueur du canal qui semble avoir un effet non négligeable sur l'atténuation de transmission de notre signal, même si le signal reste relativement stable sur toute la gamme de fréquences.

Pour mettre davantage en évidence l'influence de la longueur du canal dans le couplage galvanique, la figure 3.17 affiche les résultats des mesures à l'intérieur de la chambre anéchoïque, avec une configuration identique à la précédente.

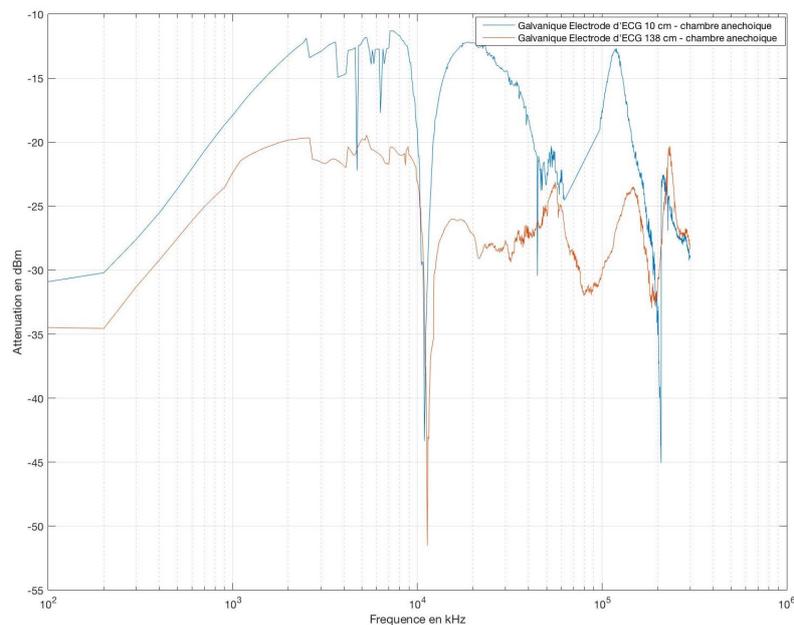


FIGURE 3.17 – Atténuation du signal lors du couplage galvanique HBC avec antenne type électrode ECG pour deux longueurs du canal : 10 et 138 cm, à l'intérieur de la chambre anéchoïque.

Les mesures prises à l'intérieur de la chambre anéchoïque confirment les résultats obtenus à l'extérieur. Tout d'abord, les tracés prouvent qu'il y a dépendance à la longueur du canal pour le couplage galvanique, puisque la différence entre les deux tracés varie de 5 dBm jusqu'à 15 dBm. Ensuite, on prouve que le couplage galvanique confine bien le signal à l'intérieur du corps humain, puisqu'il n'y a pas ou très peu l'influence des bruits externes sur le signal de transmission.

Encore une fois, l'apparition d'une faible transmission aux alentours de 10 MHz, atteignant une atténuation de -52 dBm pour la longueur de 130 cm et -43 dBm pour celle de 10 cm. On déduit de cela que cette baisse de transmission est une caractéristique du canal qui est propre à notre sujet d'expérience, car l'existence d'une telle coupure récurrente n'apparaît dans aucun résultat de la littérature.

Pour souligner davantage cette indépendance au milieu externe, la figure 3.18 compare

entre les deux longueurs 10 et 130 cm à l'intérieur et à l'extérieur de la chambre anéchoïque.

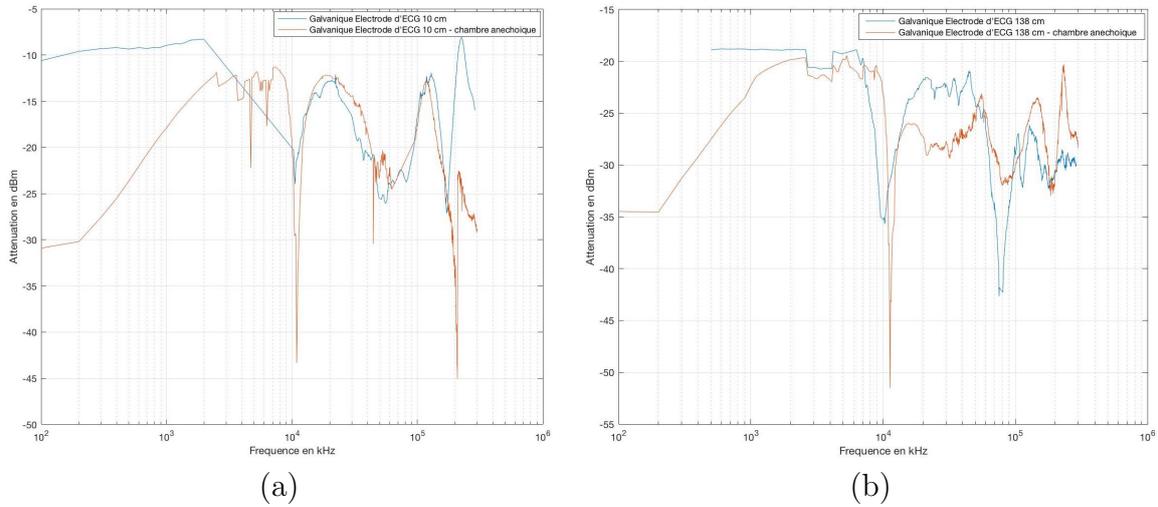


FIGURE 3.18 – Atténuation du signal lors du couplage galvanique HBC avec antenne type électrode ECG à l'intérieur et à l'extérieur de la chambre anéchoïque, pour deux longueurs du canal, (a) 10 cm, (b) 138 cm.

On constate que l'évolution des tracés est conforme à nos prévisions, puisqu'elle écarte l'influence du milieu externe sur le couplage galvanique, en mettant en évidence le rapprochement des courbes de transmission pour une même longueur et dans deux milieux différents. Finalement, on arrive à la conclusion que le signal dépend uniquement de l'impédance de l'électrode et des conditions particulières du volume corporel à travers lequel elle se propage, atténuant ainsi l'effet de toute perturbation externe. Cependant, au moment des mesures et saisie de données, nous avons constaté que les positions et mouvements du sujet influencent légèrement sur le signal.

Dans tous les cas on constate l'existence de deux zones séparées du environ de 10 MHz. On pourra alors dire que le couplage galvanique agit comme un filtre passe bas.

3.6.2 Deuxième configuration : Générateur de fonction (Tx) avec oscilloscope (Rx)

L'atténuation (path loss factor) fait référence à la perte de la force d'un signal entre émetteur-récepteur. Elle a été calculée afin de quantifier l'atténuation lors du canal HBC pour différentes fréquences. L'atténuation est le rapport entre la tension reçue (Rx) et la tension transmise (Tx) comme suit :

$$Pathloss(dB) = 20 \lg_{10} \left(\frac{V_{Rx}}{V_{Tx}} \right) \quad (3.4)$$

Tel que, V_{Rx} et V_{Tx} représentent respectivement les tensions de signal reçues et transmises.

1. Méthode capacitive

La figure 3.19 représente l'évolution de l'atténuation le long du canal (dBm) en fonction de la fréquence (kHz). Les mesures ont été effectuées sur l'avant bras droit du sujet à l'aide de deux antennes patch distantes de 10 cm, une en émission et l'autre en réception. Les mesures ont été réalisées dans un environnement neutre (laboratoire) pour le couplage capacitif. Les antennes ont été alimentées par un générateur de fonction (Tx) et le signal récupéré à l'aide d'un oscilloscope (Rx). Pour deux configurations différentes, l'une à l'aide d'un balun et l'autre sans.

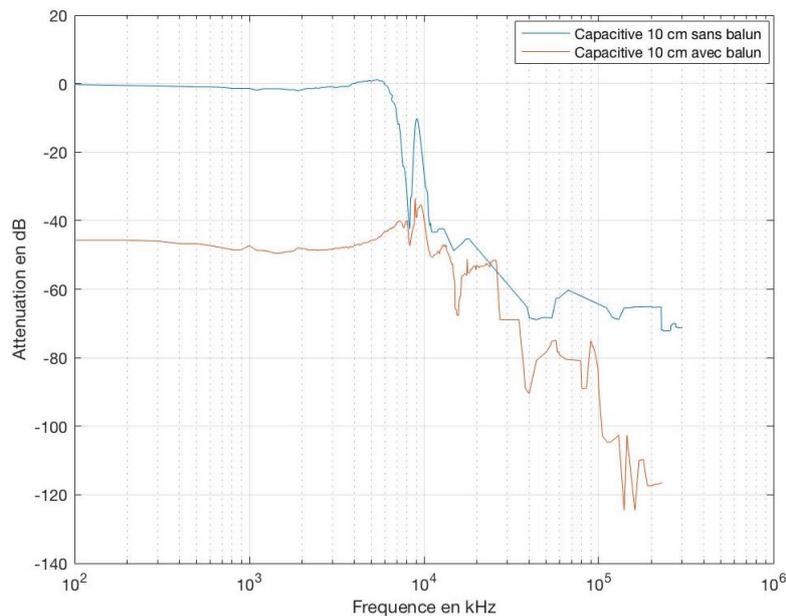


FIGURE 3.19 – Atténuation du signal lors du couplage capacitif HBC avec antenne type patch pour deux longueurs du canal de 10 cm, avec et sans balun.

Le couplage capacitif semble agir comme un filtre passe bas, l'atténuation est stable quasi inexistante sur la gamme de fréquences de 100 kHz à 9 MHz avec une fréquence optimale à 6 MHz pour la mesure sans balun, à partir de 9 MHz on constate une augmentation drastique de l'atténuation pour les deux tracés comprise entre 20 et 40 dB. Le tracé montre également que les atténuations du balun sont plus accentuées.

2. Méthode Galvanique

Identiquement aux mesures capacitives, La figure 3.20 représente l'évolution de l'atténuation le long du canal (dB) en fonction de la fréquence (kHz). Les mesures ont été effectuées sur l'avant bras droit du sujet à l'aide de quatre électrodes d'ECG, deux en émission et les deux autres en réception pour une longueur de canal de 10 cm. Sachant que la longueur transversale est de 5 cm entre les deux électrodes d'émission et de réception. Les

mesures ont été réalisées dans un environnement neutre (laboratoire) pour le couplage galvanique. Quant aux antennes, elles ont été alimentées par un générateur de fonction (Tx) et le signal récupéré à l'aide d'un oscilloscope (Rx). Pour deux configurations différentes, l'une à l'aide d'un balun et l'autre sans.

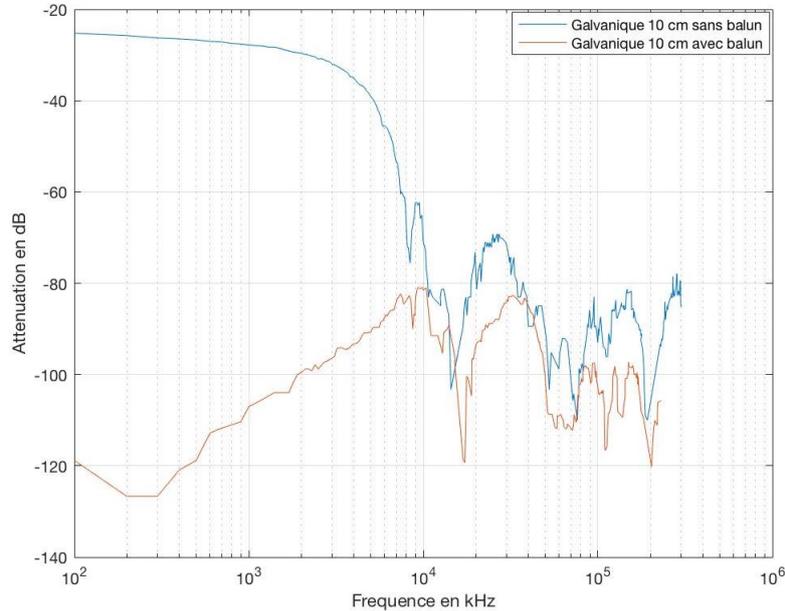


FIGURE 3.20 – Atténuation du signal lors du couplage galvanique HBC avec antenne type électrode ECG pour deux longueurs du canal de 10 cm, avec et sans balun.

Tout comme le couplage capacitif, le couplage galvanique semble agir comme un filtre passe bas. L'atténuation accentue petit à petit et au fur et à mesure que la fréquence augmente pour être totalement instable au-dessus de 10 MHz. L'allure du couplage avec balun rejoint celle sans balun au-dessus de 10 MHz, mais est totalement atténuée dans l'intervalle de transmission de 100 kHz à 10 MHz qui semble pourtant être la bande de fréquences les plus appropriées pour le fonctionnement des deux méthodes de couplage. Cette seconde mesure confirme que le balun absorbe une grande quantité d'énergie sur l'intervalle de 100 kHz à 10 MHz et que son utilisation dans cet intervalle détruit le signal et n'est donc pas recommandé.

3.6.3 Comparaison entre les méthodes capacitive et galvanique

On conclut nos mesures sur la transmission du signal, en faisant une légère comparaison entre le couplage capacitif et galvanique, les résultats sont présentés dans la figure 3.21.

Nous avons vu le long des mesures que le couplage capacitif présente de meilleure valeur d'atténuation que le couplage galvanique indépendamment du matériel utilisé. Il faut savoir que la différence d'atténuation entre les deux couplages est importante et varie de 15 à 22 db et augmente davantage pour des longueurs de canal importantes.

Cette différence d'atténuation s'explique par la nature du support utilisé dans les deux couplages. Comme le signal est confiné dans le couplage galvanique, ça rend son passage

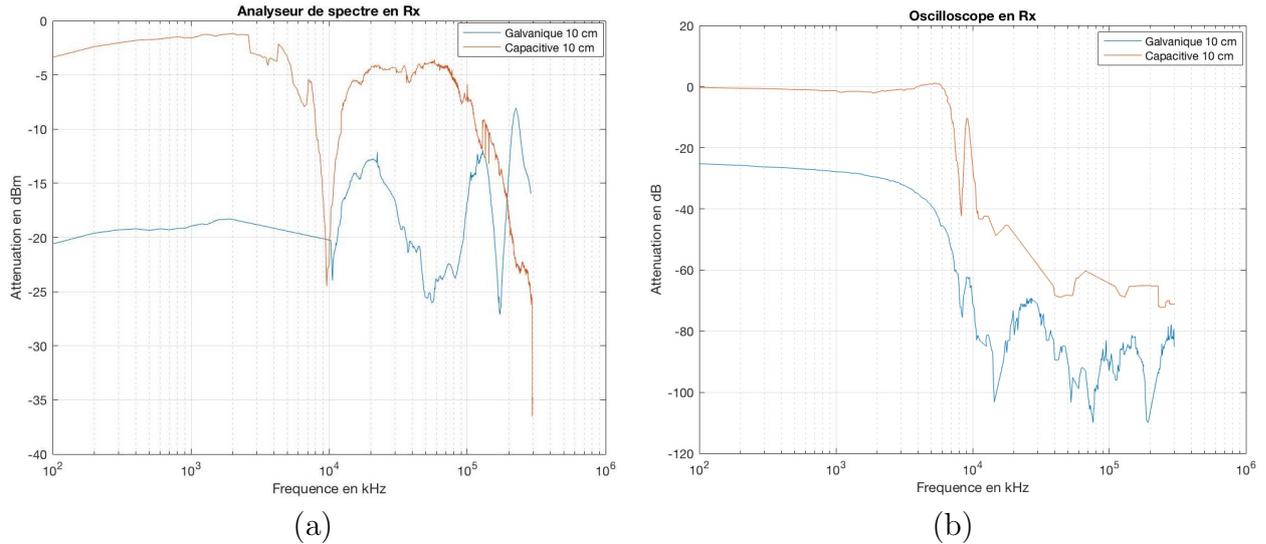


FIGURE 3.21 – Comparaison entre les atténuations du signal lors du couplage capacitif et galvanique HBC avec antenne type patch pour une longueur du canal de 10 cm, avec (a) Première configuration, (b) Deuxième configuration.

au travers des cellules plus difficile puisque de nombreuses pertes peuvent s'additionner à notre signal. Rappelons que dans la modélisation des tissus humains les fluides intra et extra cellulaires sont représentés par des résistances qui gênent l'écoulement du signal, mais surtout l'impédance de la membrane qui est importante en basse fréquence et qui représente le principal obstacle pour le déplacement du signal, contrairement au couplage capacitif qui rencontre peu d'obstacles si ce n'est un environnement pollué par un fort bruit. Sur de longues distances, cette différence tend à diminuer, mais le couplage capacitif reste plus robuste dans tous les cas.

Encore une fois, on retrouve la coupure de transmission aux environs de 10 MHz à 15 MHz, ce qui nous laisse conclure que les couplages capacitif et galvanique sont inexploitable au-dessus de 10 MHz, et que l'intervalle de transmission idéale est de 100 kHz à 10 MHz, du moins pour notre sujet d'études.

3.6.4 Troisième configuration

Effet de l'impédance de contact

La figure 3.9 montre les résultats engendrés par l'influence de la pression exercé à d'émission, sur l'amplitude de réception, c'est-à-dire, sur la qualité de transmission.

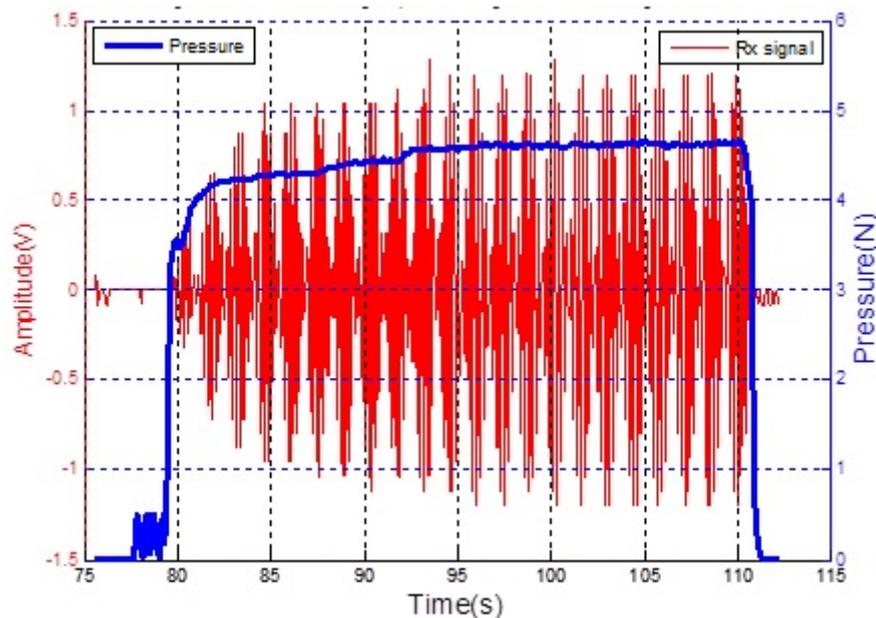


FIGURE 3.22 – Couplage galvanique amplitude du signal versus pression (force).

Les allures de la figure 3.22, prouve qu'en augmentant la valeur de la pression en émission (Tx), on obtient une augmentation de l'amplitude reçue en réception (Rx) et par conséquent, de faible valeur d'atténuation. Cela revient à l'augmentation significative de la surface de contact électrode/peau engendrée par la pression exercer en émission.

Ce résultat est dû au fait que la peau est déformable avec une certaine flexibilité, aussi que la pression chasse la couche d'air présente entre l'électrode et la peau. L'existence de cette couche d'air résulte des imperfections de l'état de surface (rugosité) qui est clairement visible au niveau microscopique.

On note que lors de l'absence de contact physique entre l'électrode et la peau, le canal ne peut conduire le signal. Cela est visible sur la première phase des graphes de la figure 3.9 (a).

La seconde expérience porte sur l'effet du gel conducteur présent dans les électrodes ECG sur la qualité de transmission.

L'utilisation du gel de contact électrique diminue significativement la couche d'air présente entre l'électrode et la peau, ceci est visible sur les graphes de la figure 3.23] (a, b).

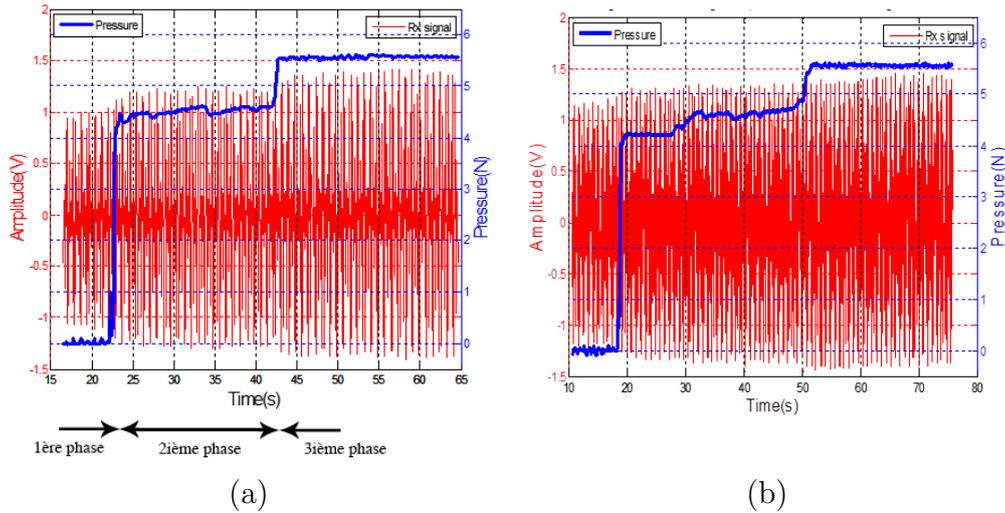


FIGURE 3.23 – Couplage galvanique, variation de l’amplitude du signal Rx en fonction de la pression appliquée sur l’électrode du signal de Tx. (a) Avec gel de contact électrique, (b) Sans gel de contact électrique.

Dans la première phase le contact est sans pression ($F = 0$ N). En absence de pression, on remarque que l’amplitude en réception pour un contact avec gel est plus grande que pour un contact sans gel, avec une valeur proche de $0.5 V_{cc}$ (1.94 dB en terme d’atténuation). Dans la seconde phase, une force $F \approx 4.5$ N est appliquée, la différence est de $0.2 V_{cc}$ (0.7243 dB). Finalement, dans la troisième phase, une nouvelle force $F \approx 5.5$ N est appliquée sur l’électrode en cuivre, où les amplitudes des deux configurations (avec et sans gel) convergent vers la même valeur. Cela peut être expliqué par l’atteinte de la limite de flexibilité de la peau sous la grande pression exercée, ainsi, la couche d’air est chassée dans les deux cas.

3.7 Comparaison des résultats

Le tableau 3.3, compare entre les résultats obtenus lors de nos mesures avec les résultats présents dans la littérature.

Réf	Couplage	Bande passante	Comportement du canal	Influence de la fréquence et de la longueur du canal
[11]	Galvanique	10kHz à 1MHz	Filtre passe-bas	Atténuation augmente avec l'augmentation de la fréquence, @antenne poignet
[12]	Galvanique	100kHz à 1MHz	Filtre passe-bas	La longueur du canal affect l'atténuation du signal
[13]	Capacitif	200MHz à 600MHz	Filtre passe-haut	Stabilité du signal entre 1 à 10MHz.
[14]	Capacitif	100kHz à 100MHz	Filtre passe-haut @4Mhz	<10MHz, l'atténuation varie en fonction de la fréquence et la longueur du canal
Nos résultats	Capacitif	100kHz à 10MHz	Filtre passe-bas	Atténuation augmente avec l'augmentation de la fréquence
Nos résultats	Galvanique	100kHz à 10MHz	Filtre passe-bas	La longueur du canal affect l'atténuation du signal

TABLE 3.3 – Récapitulatif et comparaison des résultats de mesures in vivo.

3.8 Conclusion

Au cours de ce chapitre nous avons testé plusieurs configurations de mesure dans le but de connaître les caractéristiques du canal humain. A priori les caractéristiques du canal dépendent fortement du type de couplage utilisé. Nous avons constaté que chaque changement de méthode souligne de nouvelles caractéristiques souvent propres à ladite méthode qu'au canal. Néanmoins, nous avons réussi à mettre en évidence les principales caractéristiques, tel que la bande passante, l'effet de la longueur du canal, la nature du bruit...

La bande passante varie de 100 kHz à 10 MHz avec l'existence d'une coupure de transmission aux environs de 10 MHz. Laissant ainsi le canal agir comme un filtre passe bas sur la bande de fréquences de 100 kHz à 300 MHz. Il existe également une seconde coupure de transmission aux environs de 90 MHz. Cette dernière est moins gênante en vue de l'instabilité du signal aux hautes fréquences. Ces deux coupures ne semblent pas avoir de source précise et n'existent pas dans les mesures réalisés en littérature. Elles sont donc propres à notre sujet d'expérience.

Le bruit du canal est supposé blanc et dont la puissance varie avec la variation des méthodes de couplage.

Finalement, connaître les caractéristiques du canal revient à analyser le fonctionnement du couplage capacitif et galvanique et à comparer entre eux.

Le couplage capacitif présente une meilleure atténuation quelque soit la longueur du canal, contrairement au couplage galvanique. Puisque l'atténuation, varie de 3dBm à 10 dBm pour le couplage capacitif à la différence de 5 dBm à 20 dBm pour le couplage

galvanique. Également, la longueur du canal affecte peu le couplage capacitif qui ne perd pas de ses performances, à l'encontre du couplage galvanique qui présente de grandes atténuations plus la longueur du canal est importante. Néanmoins, Le couplage capacitif présente une forte dépendance au milieu externe contrairement au couplage galvanique qui est peu influençable.

Certaines caractéristiques sont communes aux deux couplages à savoir, l'existence d'un mauvais contact des antennes avec la peau affecte les performances des deux couplages indépendamment de la plage de fréquences utilisées, ainsi, dans la troisième méthode, on prouve l'importance de l'utilisation d'un gel de contact. Idem pour la taille des antennes qui affecte les performances des deux couplages. Il est important de faire un compromis entre la taille de l'antenne et les performances de transmission souhaitées ;

Chapitre 4

Caractérisation du canal par simulation

4.1 Introduction

Nous avons prouvé dans le chapitre 3 la faisabilité de la propagation du signal électrique à travers du corps humain. Les mesures *in vivo* se sont portées sur une partie du corps où de fortes variations de l'atténuation lors de la transmission ont été observées et cela avec différentes antennes et appareils de mesure. Notre étude s'est porté sur les extrémités, avant bras droit, qu'on tentera au cours de ce chapitre de modéliser et de simuler.

On cherchera en premier lieu à modéliser le bras de notre sujet. On étudiera par la suite la distribution du champ électrique, du champ magnétique, les paramètres S ainsi que la distribution du courant dans le canal humain et enfin le débit d'absorption spécifique (SAR). On essayera de simuler nos modèles avec plusieurs longueurs de canal, différentes distances transversales, plusieurs épaisseurs pour les tissus biologiques (muscle, peau, graisse et os), plusieurs formes et surfaces d'électrode, plusieurs matériaux d'antennes etc.

La nouveauté rajoutée lors de ses simulations est la prise en compte de la couche sanguine qui souvent dans la littérature est négligée ou confondu avec la peau, cela revient principalement à la difficulté de séparer entre les deux couches finement liées.

4.2 Présentation du modèle de phantom

Pour mieux comprendre les mécanismes de transmission électrique du HBC à travers le tissu humain, nous proposons au cours de ce chapitre un modèle cylindrique multicouche FEM pour simuler le bras humain. Des modèles similaires ont déjà été utilisées dans la littérature HBC, mais omettent souvent la couche sanguine.

La géométrie considérée dans notre simulation du bras humain, consiste-en un cylindre multicouche formé de six couches concentriques différentes, chacune représentant un tissu différent : la peau, le sang, la graisse, le muscle, l'os cortical et spongieux, une vue d'ensemble de notre modèle est présentée dans la figure 4.1.

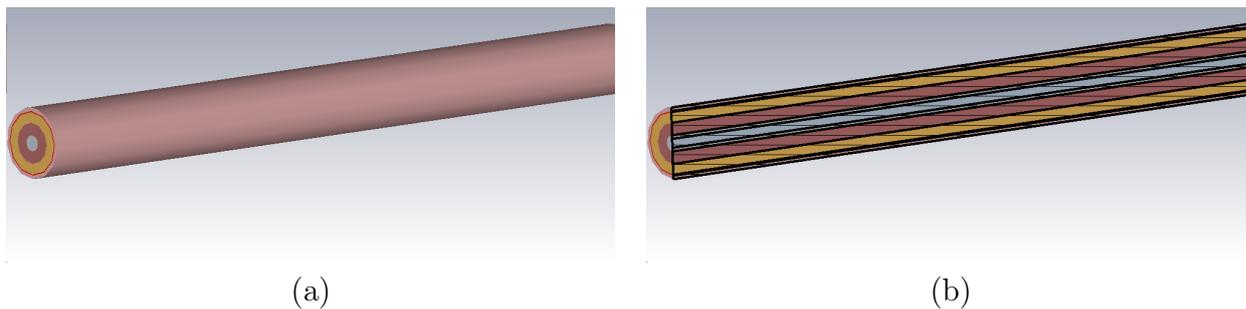


FIGURE 4.1 – Modèle cylindrique du phantom, (a) vue de perspective, (b) vue découpée.

Les simulations sont réalisées sur deux modèles de cylindre, le premier représente approximativement celui de notre sujet de mesure avec un rayon externe de 4 cm, le second aura un rayon plus grand de 6 cm, le but étant de montrer les différences de propagations chez les hommes et les femmes. Le tableau 4.1 énumère les principaux paramètres de ces deux modèles, on y retrouve l'épaisseur des différentes couches du tissu humain. Sachant que les différentes longueurs de canal considérées lors de notre simulation sont : 5 , 10, 15, 20 et 130 cm.

Description	Paramètres	Valeur [cm]	Description	Paramètres	Valeur [cm]
Bras cylindrique (femme)	R	4	Bras cylindrique (homme)	R	6
épaisseur de la peau	ep	0.2	épaisseur de la peau	ep	0.3
épaisseur de la couche sang	es	0.05	épaisseur de la couche sang	es	0.1
épaisseur du muscle	em	0.7	épaisseur du muscle	em	1
épaisseur de la graisse	eg	0.6	épaisseur de la graisse	eg	0.6
épaisseur de l'os cortical	eo	0.25	épaisseur de l'os cortical	eo	0.65
épaisseur de l'os spongieux	eos	0.2	épaisseur de l'os spongieux	eos	0.35

TABLE 4.1 – Récapitulatif des paramètres caractéristiques du phantom.

Un modèle de bras cylindrique a été présenté par [11] pour étudier l'influence du couplage galvanique sur l'atténuation ainsi que la taille des électrodes et des articulations humaines, entre autres. Cependant, seules trois fréquences ont été simulées et une seule des quatre électrodes a été considérée comme GND, ce qui ne correspond pas au couplage différentiel pur. De plus, l'isolation du bras par rapport à l'air extérieur était établie et le champ électrique n'était ni calculé dans l'air ni dans les tissus. Également dans [5], on retrouve un modèle basé sur une solution FEM d'un système IBC capacitif, l'analyse de

la distribution du courant sur le bras humain a été calculée et l'influence de paramètres tels que l'humidité de la peau et la taille de l'électrode ont été étudiées, montrant que la densité de courant la plus élevée était confinée dans le muscle.

Une étude plus récente [29] a proposé un modèle de couplage galvanique FEM du corps humain entier et a présenté la distribution du potentiel électrique étudiant la transmission du signal à partir de différentes parties du corps. Néanmoins, ils n'ont pas fourni de simulations de la densité de courant et du champ électrique à travers les différents tissus en fonction de la fréquence et pour différents paramètres tels que la longueur du canal et la distance entre électrode etc. Autrement dit, les différents mécanismes de transmission électrique par lesquels une telle dépendance existe, ainsi que leurs relations avec les voies de transmission de signaux réels à travers le corps humain, restent encore inconnus. Par conséquent, une analyse plus approfondie des causes et des effets des principaux paramètres et tissus du HBC galvanique doit être réalisée.

4.3 Description des antennes

La première antenne est modélisée à partir de notre antenne de mesure. Elle possède les mêmes caractéristiques c'est-à-dire, de forme carrée et de dimension égale à 2x2 cm pour le côté conducteur et 3x3 cm pour la masse et le substrat. Le matériel utilisé est le cuivre pour le patch et la masse avec une épaisseur de 18 μm , le substrat est modélisé avec FR-4 avec une épaisseur de 1.2 mm. L'antenne est alimenté par un câble coaxial relié à la couche conductrice. La figure 4.2 illustre notre antenne.

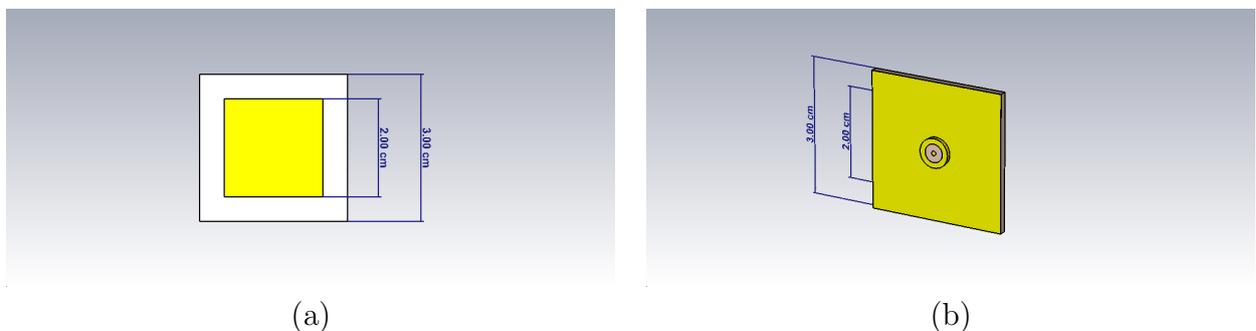


FIGURE 4.2 – Antenne patch pour couplage capacitif, (a) vue de perspective, (b) vue de coupe.

La seconde antenne est constituée d'une couche conductrice de 2x2 cm et d'épaisseur 18 μm . Elle est superposée à une couche de substrat d'épaisseur de 2 mm et de surface 4x4 cm. Le substrat est aussi superposé à une masse en cuivre de surface de 4x4 cm et d'épaisseur de 18 μm . De même pour la 3e antenne qui est de forme ronde, avec une surface de contact d'environ 0.78 cm^2 et de surface de masse d'environ 2 cm^2 . Le tableau 4.2 récapitule l'ensemble des antennes utilisées lors de notre simulation, leurs matériels ainsi que leurs dimensions.

Dimension	Type I	Type II	Type III	Type IV
Forme	Carrée	Carrée	Carrée	ronde
Matériel de la couche conductrice et de la masse	Cuivre (Cu)	Cuivre (Cu)	Argent (Ag)	Cuivre(Cu)
Matériel du substrat	FR-4	FR-4	FR-4	FR-4
Surface de la couche conductrice	2x2 cm	2x2 cm	2x2 cm	0.5 cm
Épaisseur de la couche conductrice	18 μ m	18 μ m	18 μ m	18 μ m
Surface du substrat	3x3 cm	4x4 cm	4x4 cm	rayon : 0.8 cm
Épaisseur du substrat	1.2 cm	0.2 cm	0.2 cm	0.2cm
Surface de la masse	3x3 cm	4x4 cm	4x4 cm	0.8 cm^2
Épaisseur de masse	18 μ m	18 μ m	18 μ m	18 μ m

TABLE 4.2 – Récapitulatif des caractéristiques des antennes simulées.

4.4 Caractérisation du canal HBC par des mesures in virteo (simulation logiciel)

Cette méthode de caractérisation permet essentiellement de mesurer et d’acquérir des informations qu’on ne peut avoir en utilisant des mesures in vivo ou in vitro, tels que les distributions de la densité du courant et les champs électriques et magnétiques dans l’espace de mesure et par fréquence tous en changeant les paramètres diélectriques du corps humain et les géométries de sa morphologie.

Au cours de la simulation de la méthode capacitive, nous avons utilisé deux types d’antennes, la première est identique à celle utilisée dans les mesures in vivo, quant à la seconde, il s’agit d’une simple antenne patch. Ce choix permet d’une part, de réaliser un modèle où ces résultats de simulation peuvent être comparés au résultat de mesures in vivo (comparaison in vivo/in vitro). D’autre part, réaliser une antenne simple nous permettant d’effectuer des changements de tailles, de matériaux et d’orientation pour souligner l’existence d’une influence ou non sur le signal de transmission et le canal HBC.

Aussi, dans la même philosophie que les antennes et pour avoir des simulations rapides et flexibles, nous avons réalisé deux structures de phantom différentes, l’une cylindrique proche du modèle réel et la seconde rectangulaire « grossière ». Le but étant d’avoir un gain de temps et de mémoire de calcul nécessaire pour la simulation des différentes configurations, chose qui avère être difficile pour des modèles plus complexes tels qu’un phantom cylindrique.

4.5 Conception et résultat des simulations

Le canal est modélisé par cinq (05) couches distinctes empilées l'une sur l'autre, ces couches sont : la peau, la graisse (tissus adipeux), les muscles, le sang, et l'os. L'épaisseur des couches est très variable et différente d'une personne à une autre, mais en général l'épaisseur des couches peut être classée du plus fin au plus épais comme suit : le sang, la peau, la graisse, les muscle et l'os.

Dans l'ensemble des simulations réalisées, une paire d'électrodes ont été placées sur la peau à des distances différentes, allant de 5 cm à 130 cm. Les épaisseurs du tissu considérées dans ces modèles sont résumées dans le tableau 4.1. Le comportement fréquentiel complexe des propriétés diélectriques des tissus, à savoir la conductivité électrique σ et la permittivité ε , ont été modélisées au moyen mis a disposition par les bibliothèques du logiciel de simulation, qui sont basées sur les modèles de Cole-Cole à quatre paramètres. Les résultats de simulation sont présentés par modèle dans la suite du chapitre.

la méthode de résolution numérique FEM est utilisée lors de la simulation, à rappeler que cette méthode est fréquentielle et où la géométrie du bras est maillée à l'aide d'un élément tétraèdre libre extra-fin. Pour alléger le temps de calcul (simulation) et les ressources de mémoire allouées pour le calcul, l'option de maillage par défaut fournie par CST Studio est utilisée. Néanmoins, pour plus de précisions, un maillage plus affiné et précis est exécuté au voisinage des électrodes et des ports d'alimentations. Les paramètres par défaut mènent à un nombre d'éléments (mailles) compris entre 50 000 et 150 000.

4.5.1 Modèle Réel

Le modèle réel représente la simulation la plus fidèle possible aux mesures faites sur sujet. Les dimensions de l'antenne, l'alimentation réalisée ainsi que les dimensions du bras sont tous approximativement identiques aux mesures expérimentales.

à l'aide de ce modèle, nous identifierons en premier lieu, les paramètres influençant et montrant la transmission du signal électrique dans le corps humain. La simulation est effectuée sur une longueur de canal de 5 cm, où on étudiera, la densité de courant. S'ensuit une étude du champ électromagnétique, où on mettra en évidence le champ E et H séparément. On finira par exposer le débit d'absorption spécifique (DAS) pour valider la conformité des antennes aux réglementations sur l'exposition aux champs électromagnétiques.

a- Présentation des densités de courant

La figure 4.3 représente la distribution de la densité de courant pour six (06) fréquences différentes (100kHz, 1, 10, 100, 200 et 300 MHz) et aux deux extrémités du canal (Tx et Rx). Les résultats représentent la distribution logarithmique (dB) de la densité de courant.

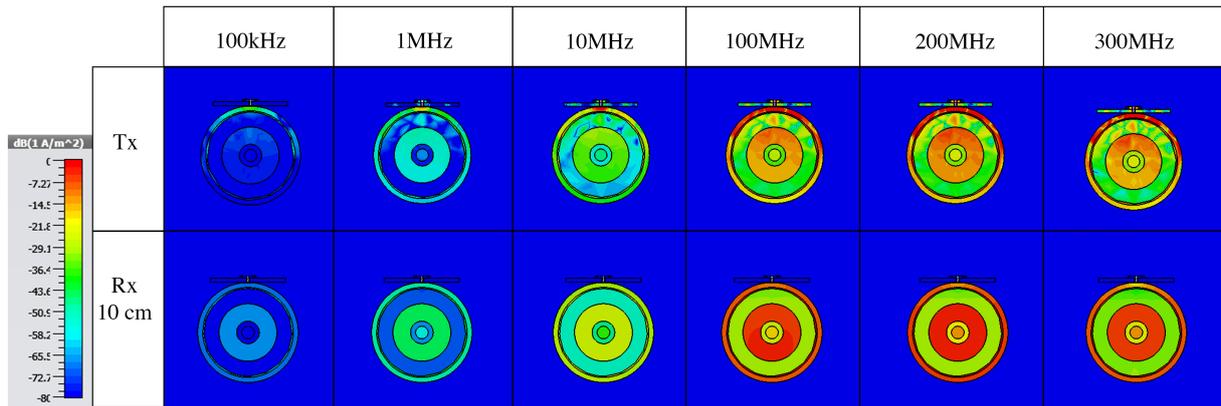


FIGURE 4.3 – Tableau récapitulatif de la densité de courant pour différentes fréquences.

En premier lieu, on constate qu'en basse fréquence, l'induction du courant dans le canal humain et l'antenne est très faible et est inférieure à -80 dB avec une légère propagation sur la surface de contact peau-antenne. C'est à partir de 1MHz qu'on commence à constater l'apparition du courant dans le corps humain au niveau des couches musculaires, sanguine et de la peau. A mesure que la fréquence augmente, l'intensité du courant augmente de façon homogène et cela sur les deux extrémités (Tx et Rx).

Dans l'ensemble des cas, le courant est principalement confiné dans le muscle, le sang et la peau. Cependant, à partir de 10 MHz, la densité de courant varie entre -50 dB et -45 dB dans l'os et les couches graisseuses qui jusque-là n'étaient pas impliquées dans la conduction du courant électrique, on remarquera que plus la fréquence augmente plus le courant induit est intense. Cela revient principalement à l'augmentation de la conductivité des tissus biologiques en haute fréquence, selon les équations de Cole-Cole. D'autres configurations et méthodes d'alimentation, nous permettrons par la suite de confirmer les couches susceptibles de conduire un courant électrique.

b- Présentation du champ électrique et magnétique

La figure 4.4 présente les diagrammes du champ électrique simulé au niveau des électrodes émettrice et réceptrice pour cinq (05) fréquences différentes (1, 10, 100, 200 et 300 MHz) sous une échelle logarithmique (dB). Les résultats sont normalisés à 50 ohms et représentent le diagramme de champ électrique.

On constate que la distribution du champ E se fait principalement à l'extérieur du canal humain et cela sur l'ensemble des fréquences de simulation. Néanmoins l'intensité importante du champ autour de l'antenne est à proximité, à mener à l'induction du champ à l'intérieur du canal, aux deux extrémités du canal (Tx et Rx). Cela ne nous permet pas d'affirmer que le champ se déplace en majorité à l'extérieur du canal humain.

Ainsi, on remarque que malgré l'intensité importante du champ dont la valeur maxi-

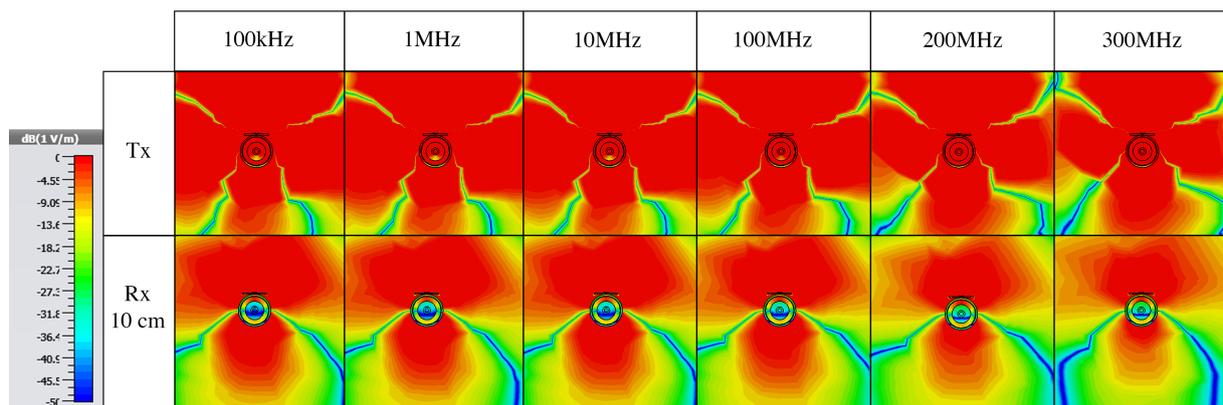


FIGURE 4.4 – Tableau récapitulatif du champ électrique pour différentes fréquences.

male est de 0dB, la présence du champ dans les tissus musculaires varie entre -50 dB et -27 dB en réception (Rx) et entre -27 dB et -4.55 dB en émission (Tx). De même pour les couches de sang et peau, à la différence de l'émission où, l'exposition directe à l'antenne présentent des valeurs importantes en champ E.

Finalement, on remarque que la transmission du champ E varie faiblement avec l'augmentation de la fréquence. On confirmera davantage l'effet de la fréquence tout au long du chapitre.

On s'intéressera par la suite au champ magnétique. La figure 4.5 présente la distribution du champ magnétique avec les mêmes configurations précédentes.

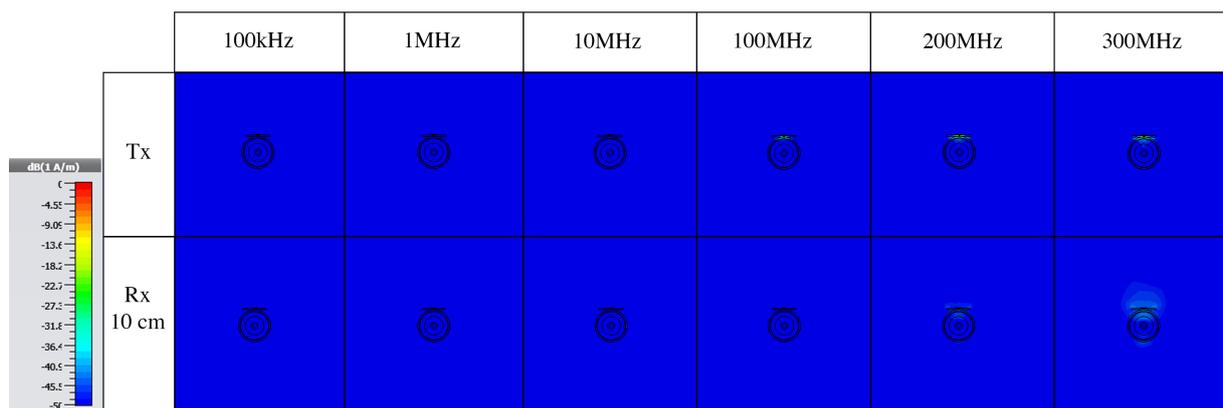


FIGURE 4.5 – Tableau récapitulatif du champ magnétique pour différentes fréquences.

On constate que le champ magnétique ne possède aucun rôle dans la transmission du signal puisqu'il est quasi inexistant sur l'ensemble du canal et pour différentes valeurs de fréquences. L'augmentation de la fréquence à partir de 100 MHz est accompagnée d'une

légère apparition, mais reste très faible pour être exploitée.

Finalement, on conclut que le champ H n'a aucun rôle ni effet de la transmission et sur le comportement du canal, pour le couplage capacitif. C'est pour cela que dans la suite des simulations, on ne s'intéressera pas aux valeurs du champ H.

c- Débit d'absorption spécifique (DAS/SAR) :

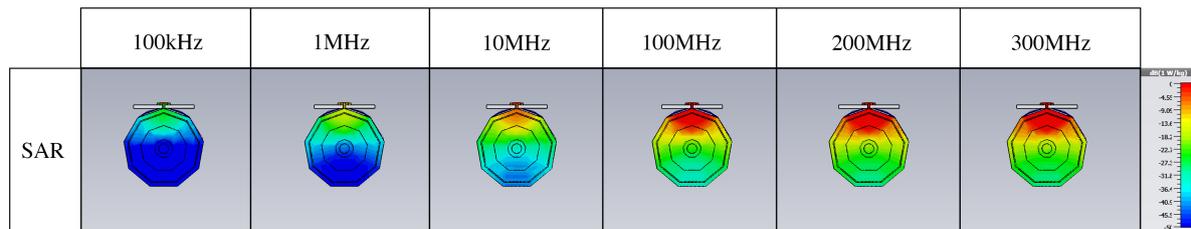


FIGURE 4.6 – Tableau récapitulatif de différentes valeurs du SAR pour différentes fréquences.

De la figure 4.6, les valeurs du SAR semblent être proportionnelles avec la fréquence dans le cas du canal humain. On constate que le taux d'absorption augmente avec l'augmentation de la fréquence, ce phénomène s'explique par le fait que le SAR est un paramètre dosimétrique, si l'atténuation est grande dans le canal le SAR sera faible. Cependant, l'atténuation simulée pour le couplage capacitif semble s'améliorer avec l'augmentation de la fréquence, il en résultera un taux d'absorption élevé.

Les valeurs obtenues au niveau de l'antenne d'émission (Tx) pour notre plage de fréquence sont acceptables et ne présente pas de danger pour le corps humain. Sur la gamme de 100kHz à 300MHz, le SAR max correspondant à $1.4 \text{ W/Kg} < 2 \text{ W/Kg}$ (pour 10g de tissus) pour la fréquence de 300 MHz.

d- Transmission du canal - Coefficient S21 :

La figure 4.7 illustre les variations du coefficient de transmission S21 (dBm) en fonction de la fréquence. Pour la simulation du modèle réel et pour une longueur du canal de 10 cm. Les valeurs sont prises sur la gamme de fréquence de 100 kHz à 300 MHz.

À première vue, l'atténuation relevée pour un canal de 10 cm du couplage capacitif, diminue avec l'augmentation de la fréquence.

Contrairement à l'atténuation mesurée, le canal simulé semble se comporter comme un filtre passe-bas sur la gamme de fréquence de 100 kHz à 300 MHz. De même, la fréquence de coupure constatée à 10MHz dans les mesures in vivo, n'apparaît pas dans nos simulations. Ainsi, l'hypothèse qu'une fréquence d'atténuation de transmission (coupure) propre au corps humain puisse exister, ne peut être exclue.

Il semblerait également que l'atténuation du canal simulé soit déterministe.

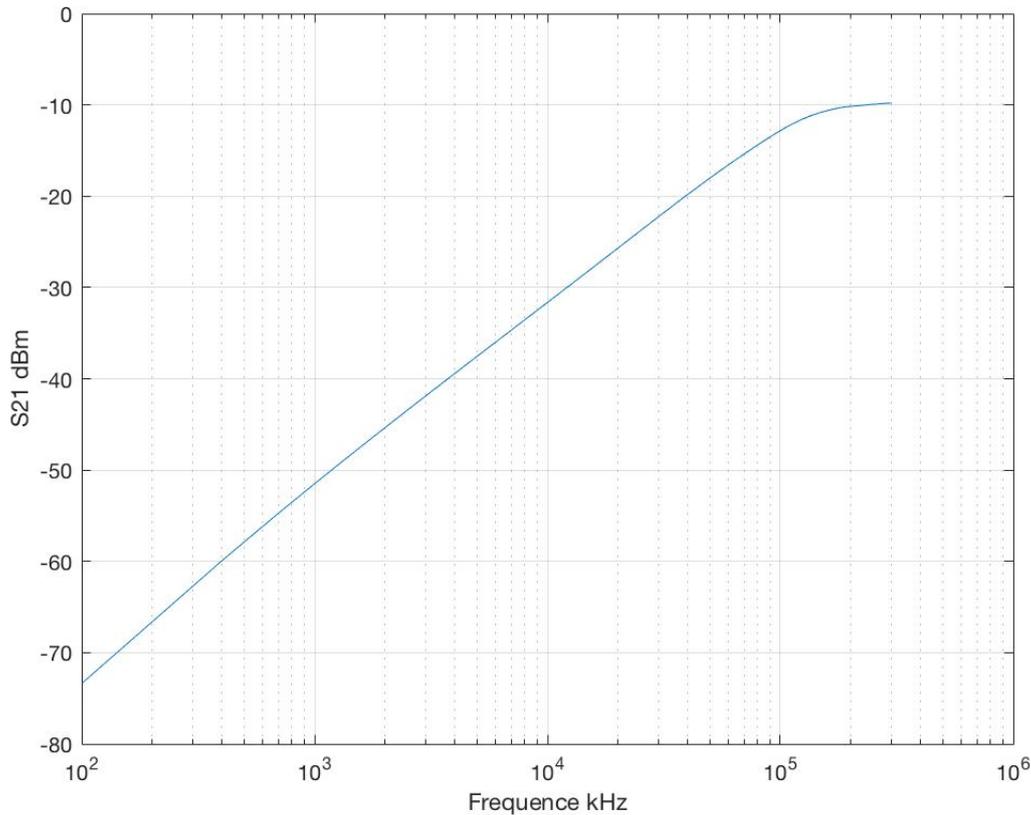


FIGURE 4.7 – Variations du coefficient de transmission S21 (dBm) en fonction de la fréquence pour une longueur de canal de 10 cm.

4.5.2 Modèle cylindrique

Pour le modèle cylindrique, deux modèles sont présentés afin de souligner et mettre en évidence les différences de la transmission de signal qui utilise un canal HBC avec les caractéristiques d'un homme et une autre avec celle d'une femme (l'influence du genre). Les différences entre les deux modèles sont causées essentiellement par l'hétérogénéité dans la distribution de l'ensemble des couches, précisément l'épaisseur de la couche musculaire qui est plus importante que la couche grasseuse chez les hommes, contrairement au femme où la couche musculaire est légèrement plus faible ou moins importante que la couche grasseuse sous-cutanée.

Pour ce modèle plusieurs configurations sont prises en compte, telles que :

- Plusieurs longueurs de canal ont été prises en considération ;
- Deux valeurs de diamètre ont été exploitées : 4 cm et 6 cm ;
- Deux matériaux d'antenne ont été pris en compte ;

Ces configurations permettent d'évaluer le canal selon plusieurs paramètres, ces paramètres sont : la distribution de la densité du courant, champ électromagnétique ainsi que

l'atténuation S21.

D'autre part, il faut noter qu'à mesure que la fréquence augmente, la longueur d'onde commence à montrer un ordre de grandeur similaire aux dimensions géométriques du modèle et d'autres phénomènes imprévisibles tels que l'effet d'antenne corporelle devient non négligeable [26 - 27]. Pour cette raison, une solution dans le domaine fréquentiel dans la plage de 1 kHz à 100 MHz a été utilisée.

1. Phantom cylindrique de diamètre de 4 cm

À partir des résultats précédents et de simulation du modèle réel, nous allons nous intéresser cette fois-ci uniquement à la densité de courant, au champ E et à l'atténuation S21.

a- La distribution de la densité du courant

La figure 4.8 représente la distribution de la densité du courant pour vingt cinq (25) combinaisons entre longueurs de canal et fréquences d'utilisation, où cinq (5) longueurs de canal sont évaluées (5, 10, 15, 20 et 130 cm) pour cinq (5) fréquences d'utilisation (1, 10, 100, 150, 300MHz). Cette densité est simulée à travers les différents tissus composant le bras humain. Les résultats représentent la distribution logarithmique (dB) de la densité de courant.

On remarque que la distribution du courant électrique varie considérablement en fonction de la fréquence ainsi que de la longueur du canal. En effet, la densité du courant augmente avec l'augmentation de la fréquence. On constate d'ailleurs que la concentration de la densité de courant dans l'ensemble des cas pris en considération est confinée dans les trois couches suivantes : la peau, le sang et le muscle.

Dans ces différentes couches, la distribution du courant n'est pas homogène, puisqu'on observe que la quantité de courant est plus élevée dans les couches sanguine et musculaire comparées aux autres couches (os, graisse et précisément la peau). À l'exception des zones où l'antenne et en direct contact avec la peau, précisément en émission, où il nous est impossible de préciser les couches impliquées dans la transmission du courant électrique.

Bien qu'il soit évident que la densité augmente sur l'ensemble des fréquences mesurées indépendamment des longueurs du canal. Néanmoins, on constate une augmentation de la densité de courant (meilleure transmission) pour la fréquence 150 MHz, où la densité de courant semble être plus concentrée et uniformément distribuée sur les couches conductrices comparées aux deux fréquences 100 MHz et 300 MHz. On notera finalement que dans l'ensemble des cas lorsque la fréquence augmente (100 MHz), le courant se propage également dans le reste des tissus du bras qui sont de moins bons conducteurs, tel que les couches grasses et les os, sachant que l'os spongieux dans tous les résultats de simulation présente une meilleure conductivité que les couches grasses.

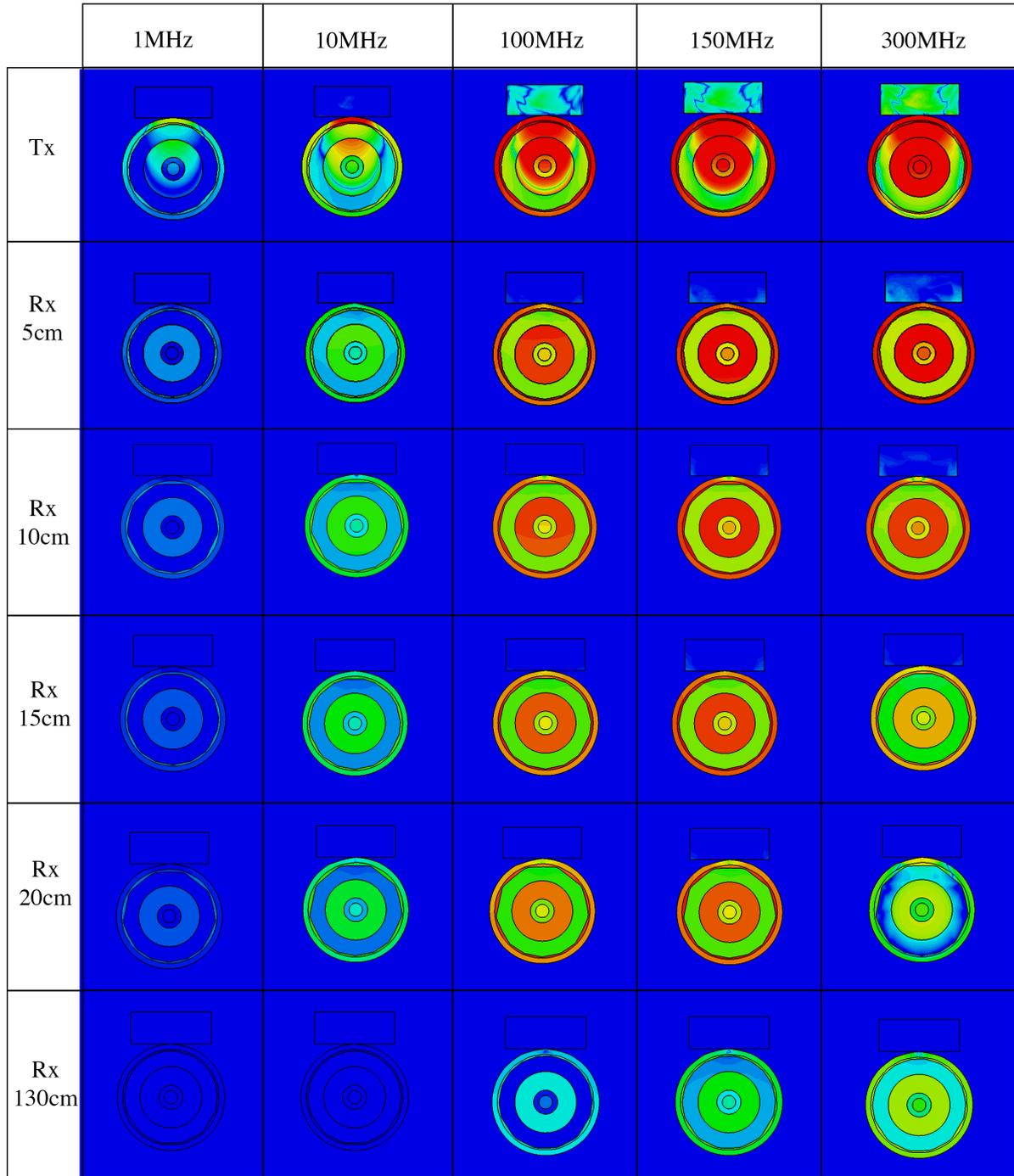


FIGURE 4.8 – Tableau récapitulatif du courant pour différentes fréquences et longueurs de canal.

La densité de courant est inversement proportionnelle à la longueur du canal, où elle est considérablement atténuée surtout en basse fréquence où on remarque qu'une minime partie du courant électrique atteint les électrodes du récepteur (Rx). Toutefois, de meilleures performances semblent être trouvées pour des fréquences plus élevées, puisqu'une quantité intéressante de courant est observée en réception (Tx) à partir de 100 MHz.

Les observations faites sur ses simulations correspondent parfaitement aux résultats théoriques établis dans le chapitre 2 et calculés à partir des équations de cole-cole, mais la conductivité de peau est meilleure qu'en théorie. Néanmoins, certaines études attestent que le courant total traversant un tissu n'est pas seulement déterminé par la densité de courant, mais aussi par la surface du tissu. On essayera de montrer cela au cours de ce chapitre et à l'aide d'un modèle de bras de plus grands diamètres.

b- La distribution du champ électrique

Les diagrammes du champ électrique simulé au niveau des électrodes d'émettrice et réceptrice sont présentés dans la figure 4.9 pour cinq fréquences différentes (1, 10, 100, 150 et 300 MHz) sous une échelle logarithmique (db). Les résultats sont normalisés à 50 ohms et représentent le diagramme de champ électrique.

La figure 4.9 montre la distribution du champ électrique pour les vingt cinq (25) combinaisons, on peut voir qu'à 1 MHz, le champ électrique est principalement présent dans l'air environnant et légèrement confiné dans la couche grasseuse du bras alors qu'il est négligeable ailleurs, en l'occurrence dans la peau, le sang, le muscle et l'os. Cela pour toutes les longueurs du canal. On notera qu'en Tx, le champ E n'a pas toujours eu la même distribution, mais elle est approximativement la même dans tous les cas!

Au fur et à mesure que la fréquence augmente, le champ électrique augmente ainsi que sa pénétration vers les tissus internes commence à devenir plus intense. À titre d'exemple, à 10 MHz, le champ électrique s'intensifie, mais continue à se propager à l'extérieur du bras humain. Par la suite, on constate une pénétration plus intense du champ E dans les couches grasseuses sur l'ensemble des longueurs du canal contrairement au champ à 1 MHz, probablement due à la forte permittivité du gras comparé aux autres couches, ainsi qu'une légère pénétration du champ dans les couches externes (peau et sang), qui n'apparaît que pour les longueurs de 5 et 10 cm.

A partir de 100MHz le champ électrique devient de plus en plus dense au-dessus de l'antenne et la pénétration vers les tissus internes augmente également et devient non négligeable sur l'ensemble des couches du bras. Ainsi le champ électrique n'est plus limité à la graisse, mais augmente considérablement dans le muscle et l'os. Néanmoins, la propagation reste forte dans la couche grasseuse, variant de -9 dB à 0 dB. Contrairement aux couches externes et aux couches musculaires et osseuses où il varie de -27 dB à -50 dB. On notera une nouvelle fois la fréquence de 150 MHz qui présente les meilleures valeurs de propagations indépendamment des longueurs du canal.

Toutefois, on remarque une légère dépendance entre la propagation du champ E et la longueur du canal, de 5 cm à 20 cm la variation du champ en fonction de la longueur du canal est très légère précisément à partir de 100 MHz. Mais à 130 cm une forte atténuation du champ est notée. Cela revient en majeure partie aux limites de la simulation et au rapprochement des antennes Tx et Rx des extrémités du modèle qui causent ainsi davantage de pertes. Nous ferons dans ce qui suit une comparaison du paramètre de transmission

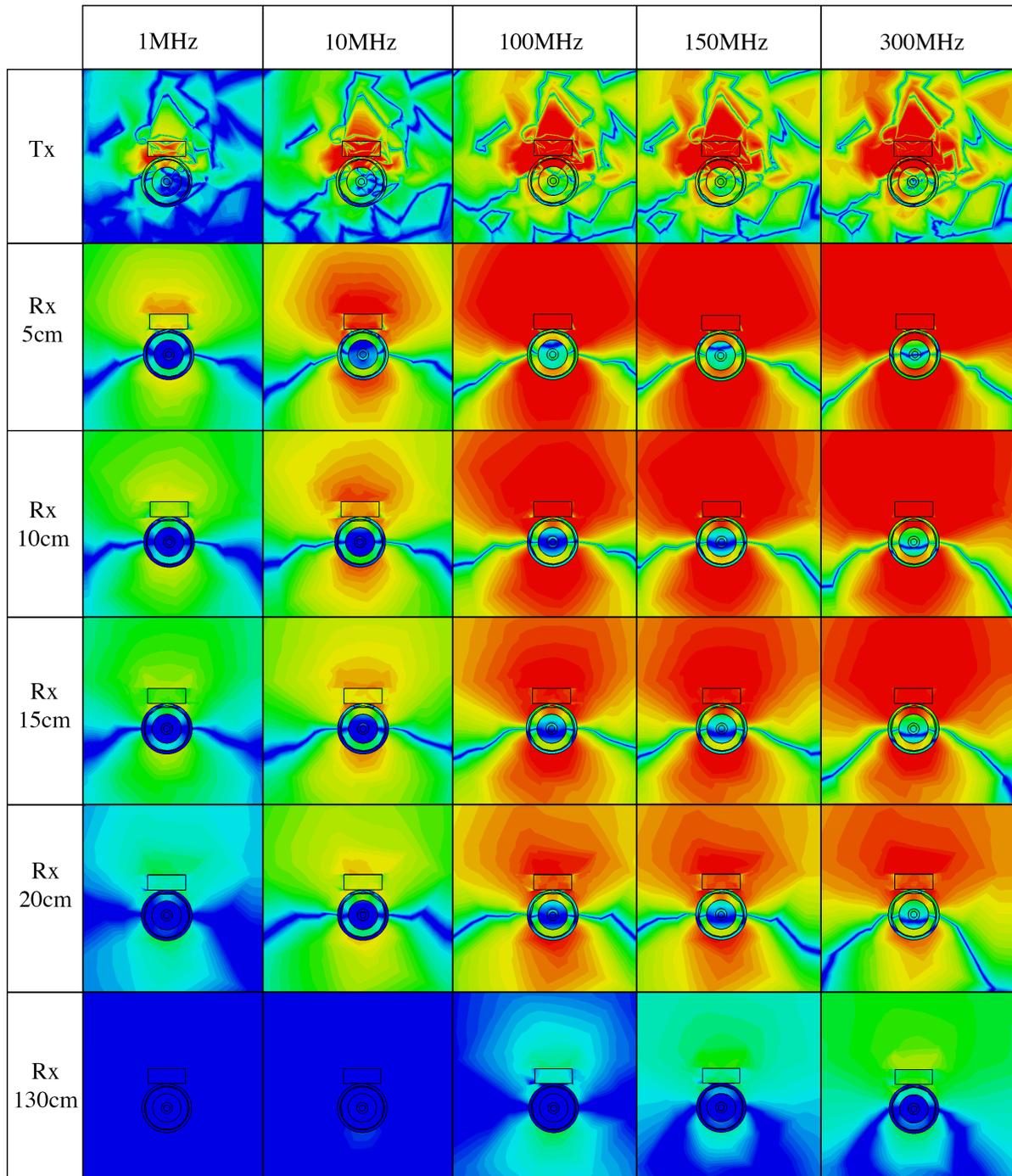


FIGURE 4.9 – Tableau récapitulatif du champ E pour différentes fréquences et longueurs de canal, pour un bras de diamètre de 4 cm.

qui explique ce phénomène.

Encore une fois, les résultats correspondent aux attentes théoriques des chapitres 1 et 2. La propagation du champ électrique dans le couplage capacitif se fait bien à la surface du corps et à son environnement, le laissant ainsi dépendant des paramètres externes. Son

intensité autour du bras diminue à mesure que la distance augmente. Toutefois, il existe une faible quantité qui pénètre dans le corps, mais elle n'est pas suffisamment importante pour considérer le bras comme un support de transmission sur la gamme de fréquences étudiée.

c- Transmission du canal - Coefficient S21

La figure 4.10 illustre les variations du coefficient de transmission S21 (dBm) en fonction de la fréquence. Pour la simulation d'un phantom cylindrique avec différentes longueurs de canal et sur la plage de fréquences allant de 100 kHz à 300 MHz.

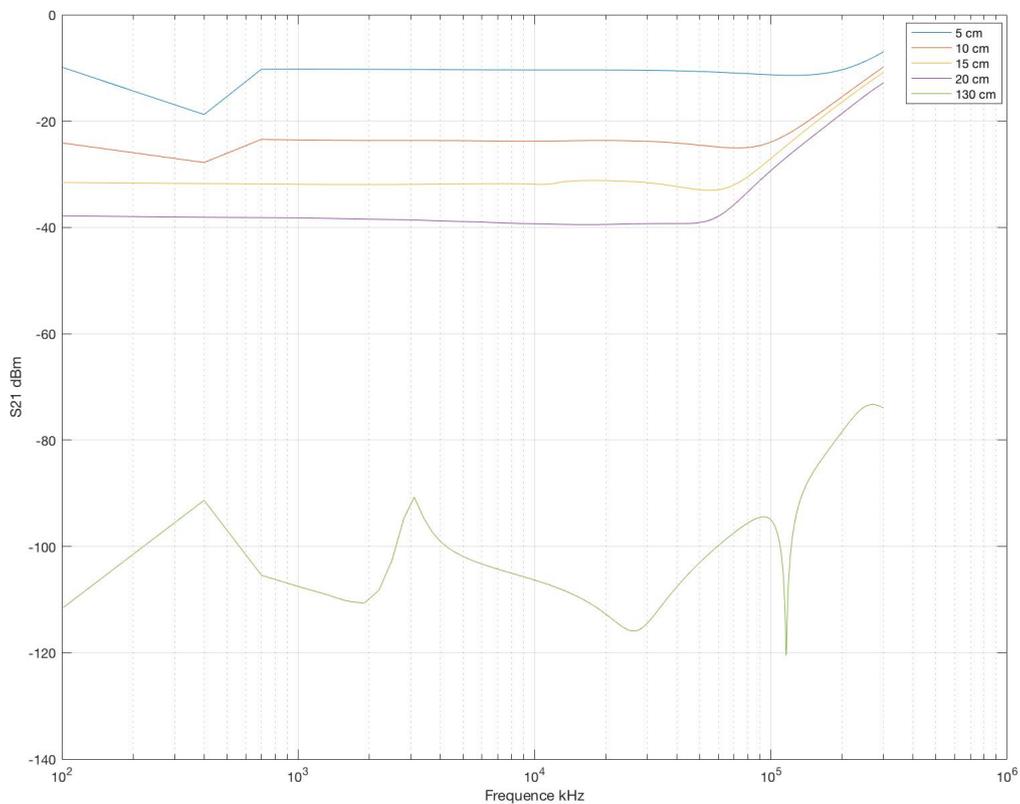


FIGURE 4.10 – Variations du coefficient de transmission S21 (dBm) en fonction de la fréquence, pour plusieurs longueurs de canal (5, 10, 15, 20 et 130 cm).

À première vue, les atténuations relevées pour différentes longueurs de canal semblent proches. On constate qu'une augmentation de 5 cm dans la longueur du canal est accompagnée d'une atténuation variant entre 6 et 13 dBm.

À 400 KHz une légère diminution de transmission est constatée pour les distances de 5 et 10 cm pour ensuite redevenir stable sur la gamme de 1 MHz à 90 MHz. À partir de

90 MHz l'ensemble des atténuations diminuent et semblent converger vers le même point, cela signifie qu'il y a une amélioration de transmission dans cette gamme de fréquences. On constatera aussi qu'à partir de 90 Mhz, la longueur du canal importera peu en vue de l'amélioration de transmission et qu'il n'y a plus aucun obstacle pouvant nuire à l'onde transmise.

Pourtant, on constate que la transmission est très atténuée et perturbée sur le canal de 130 cm, nous laissant ainsi croire que le couplage capacitif n'est pas entièrement indépendant de la longueur du canal.

2. Phantom cylindrique de diamètre de 6 cm

a- La distribution de la densité du courant

Identiquement aux mesures précédentes, la figure 4.11 représente la distribution de la densité du courant pour vingt-cinq (25) combinaisons entre longueurs de canal et fréquences d'utilisation, où cinq (5) longueurs de canal sont évaluées (5, 10, 15, 20 et 130 cm) pour cinq (5) fréquences d'utilisation (1, 10, 100, 150, 300 MHz). Cette densité pour un bras humain d'un rayon de 6 cm (homme). Les résultats représentent la distribution logarithmique (dB) de la densité de courant, pour un courant injecté de 1 A. On expliquera par la suite l'influence du genre et de la taille du canal et des tissus le constituant.

De même que les résultats affichés pour le modèle de 4 cm, on remarque que la distribution du courant électrique varie considérablement en fonction de la fréquence ainsi que de la longueur du canal et que l'intensité du courant augmente avec l'augmentation de la fréquence et est inversement proportionnelle avec la longueur du canal. On constate une nouvelle fois que la concentration de la densité de courant dans l'ensemble des cas est confinée dans trois couches conductrices à savoir : la peau, le sang et le muscle.

Contrairement aux valeurs recueillies pour un bras de diamètre de 4 cm, on constate que la densité est légèrement moins intense dans l'ensemble des cas, cela revient à deux facteurs différents. Le premier est l'augmentation de la surface des tissus permettant ainsi une distribution du courant sur une plus grande surface et de façon plus homogène, menant ainsi à la présence de courant moins dense sur une petite surface. Le second facteur est la diminution de surface de contact, puisque l'antenne utilisée est identique à celle utilisée pour un bras de diamètre de 4 cm, donc la surface de contact peau-antenne est légèrement moins importante dans le cas d'un bras de 6 cm, puisque la surface globale du bras a augmenté.

Un autre point important à constater est la distribution ciblée du courant sur les tissus conducteurs. Visible à la fréquence de 10 MHz, on constate que la présence du courant dans les tissus graisseux et l'os est très faible comparé à aux tissus tels que le muscle, le sang ou encore la peau. Néanmoins, avec l'augmentation de la fréquence, l'apparition du courant se fait sur l'ensemble des couches, mais avec des intensités différentes et devient plus robuste face à de longueur de canal important. On notera que la fréquence qui propose la meilleure transmission pour ce cas est encore une fois 150 MHz.

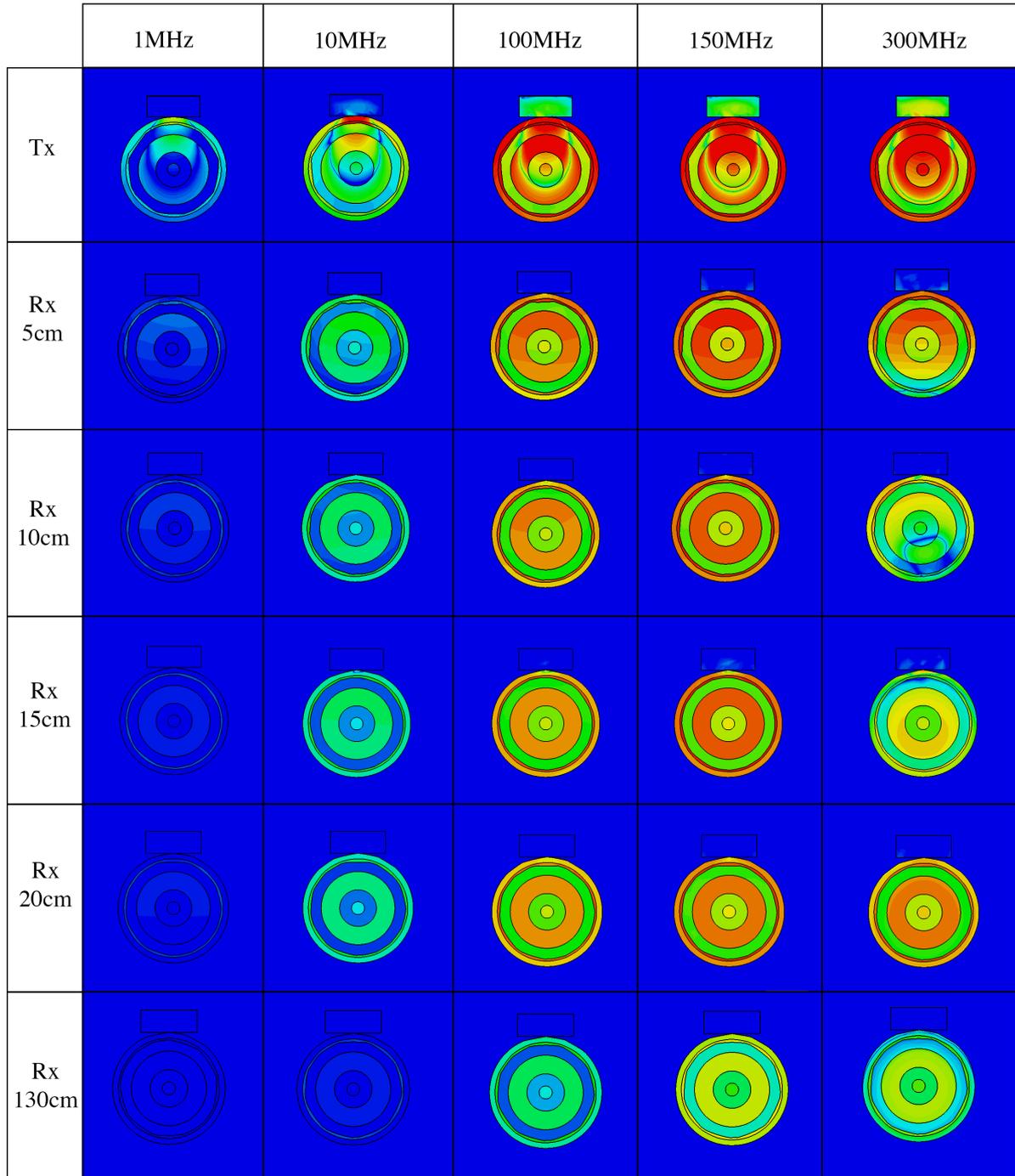


FIGURE 4.11 – Tableau récapitulatif du courant pour différentes fréquences et longueurs de canal.

On conclut de cette simulation que le courant total traversant un tissu n'est pas seulement déterminé par la fréquence et la longueur du canal, mais aussi par la surface du tissu. Par conséquent, on s'attend à ce que plus de courant passe à travers les tissus qui ont une plus grande surface, comme le muscle. On retiendra également qu'un canal plus

large est plus robuste face à la longueur du canal, ainsi en moyenne de faibles valeurs d'atténuation de transmission sont attendues chez les hommes que chez les femmes.

b- La distribution du champ électrique

Les diagrammes du champ électrique simulé au niveau des électrodes d'émission et réception sont présentés dans la figure 4.12 pour cinq fréquences différentes (1, 10, 100, 150 et 300 MHz) sous une échelle logarithmique (db). On rappellera que sur l'ensemble des simulations, les valeurs du champ E sont comprises entre un max = 0 dB et un min = -50 dB.

Contrairement à la densité de courant, la distribution du champ E dans le canal humain ne présente pas une grande différence suite au changement de la largeur du canal, c'est-à-dire, le champ E est principalement présent à l'extérieur du canal et qu'il augmente proportionnellement avec l'augmentation de la fréquence.

Toutefois, on remarquera que le champ E pour ce nouveau canal est très peu confiné à l'intérieur des tissus, notamment les tissus musculaires qui présentaient des traces de champ à partir de 10 MHz pour le canal de 4 cm. De même, pour la valeur du champ dans les couches grasses où sa valeur ne dépasse pas -27 dB sur l'ensemble des canaux et fréquences. À l'exception de la longueur de 5 cm qui reste relativement proche de l'antenne d'émission, ainsi son comportement est moins fiable.

En conclusion, le changement des surfaces et épaisseurs des tissus biologiques (augmentation de la couche musculaire et la diminution de la couche grasseuse) représente un obstacle à l'induction du champ E à l'intérieur du bras humain. Un canal faible en tissus gras, induira peu le champ E en son sein.

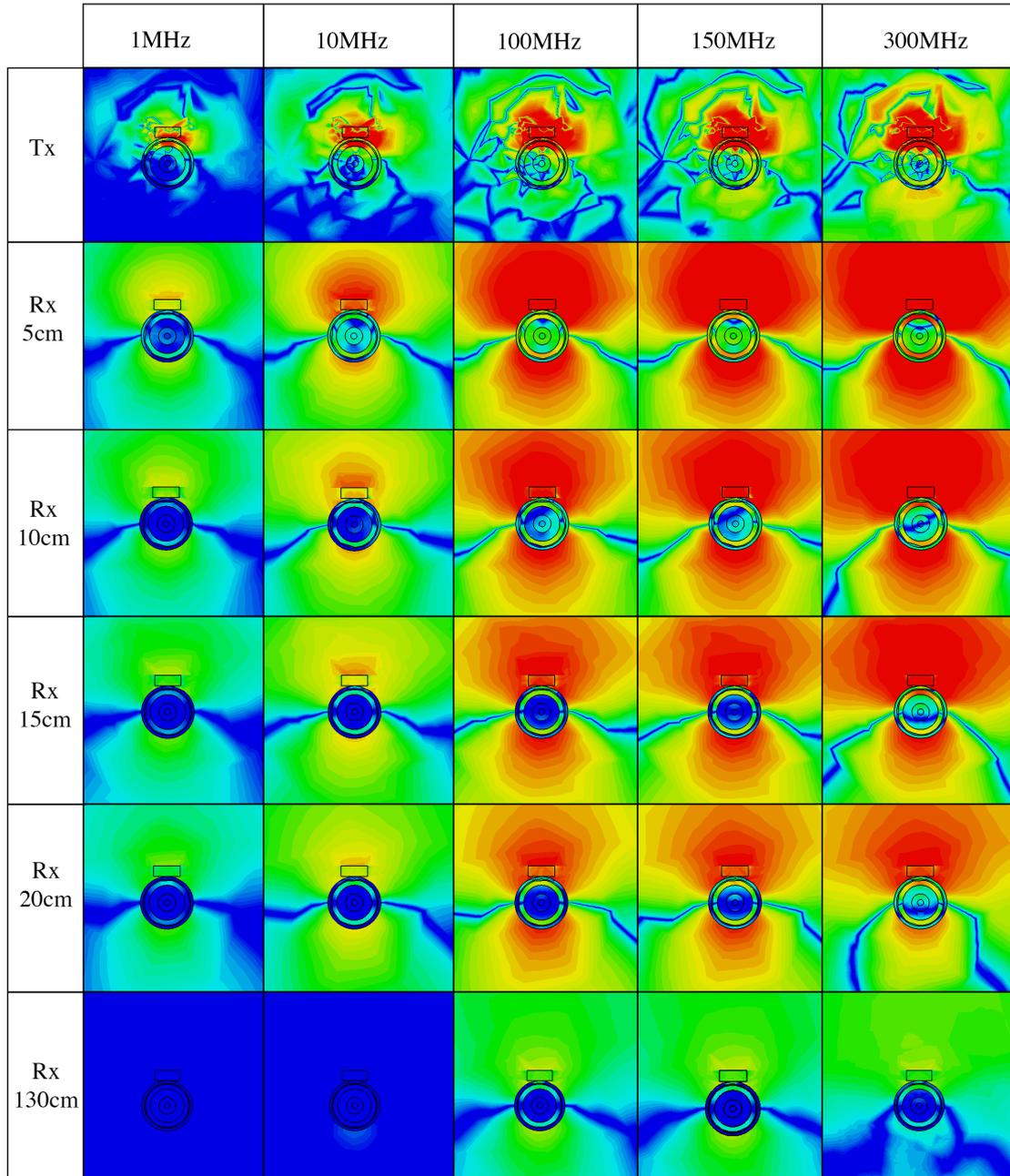


FIGURE 4.12 – Tableau récapitulatif du champ E pour différentes fréquences et longueurs de canal, pour un bras de diamètre de 6 cm.

c- Transmission du canal - Coefficient S21

La figure 4.13 illustre les variations du coefficient de transmission S21 (dBm) en fonction de la fréquence. Pour la simulation d'un phantom cylindrique avec plusieurs longueurs de canal et sur la plage de fréquences allant de 100 kHz à 300 MHz.

Pour commencer, les paramètres d'atténuations sont moins stables comparés aux valeurs de la figure 4.13 pour un canal de diamètre 4 cm. En revanche, leurs allures se

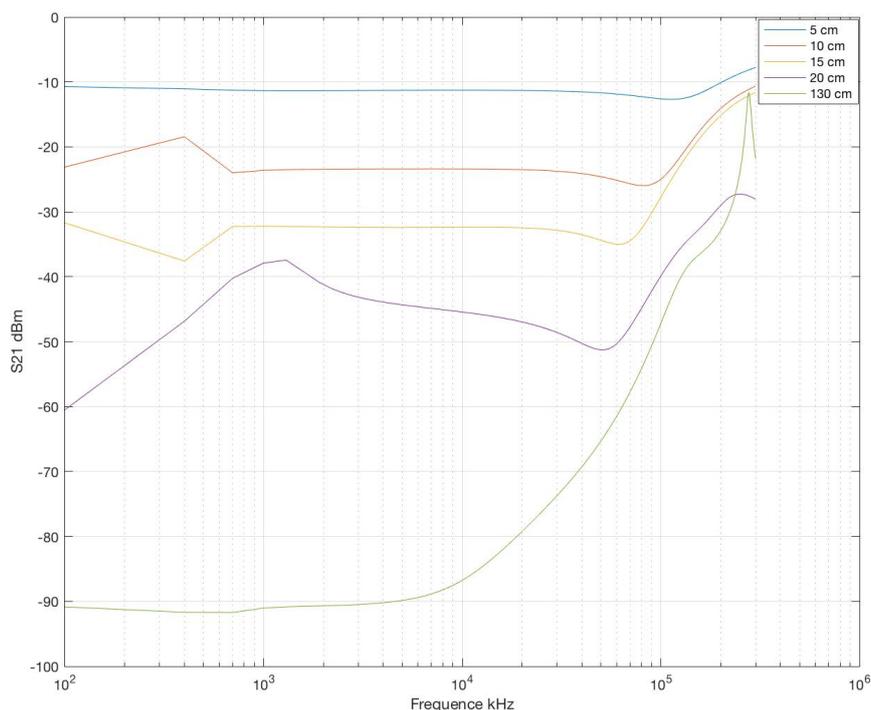


FIGURE 4.13 – Variations du coefficient de transmission S_{21} (dBm) en fonction de la fréquence, pour plusieurs longueurs de canal (5, 10, 15, 20, 130cm).

rapprochent à partir de 100 MHz, où l'ensemble des atténuations s'améliorent avec l'augmentation de la fréquence pour converger vers une même valeur d'atténuation proche à -10 dBm.

D'autant plus que le canal de 130 cm a subi une nette amélioration avec une diminution de l'atténuation de 14 dBm et augmente exponentiellement avec l'augmentation de la fréquence, pour converger vers des valeurs plus faibles. Contrairement au canal de 20 cm qui a subi une réelle dégradation.

Au final, malgré l'existence de certaines perturbations, en moyenne la transmission avec un canal plus large présentera des atténuations relativement meilleures.

4.5.3 Modèle rectangulaire « grossier »

Pour le modèle rectangulaire, le canal humain prend la forme grossière d'un parallélépipède, ce dernier est composé de six (06) couches de tissu à savoir : la peau, le sang, la graisse, le muscle et les os. Les épaisseurs des différentes couches sont respectées et prennent les valeurs du modèle cylindrique de diamètre de 4 cm. Avec ce nouveau modèle, trois (03) types d'antennes et deux (02) types de matériaux sont utilisés. Les antennes sont présentées en détail dans le tableau 4.2 (type II, type III et type IV). Dans

ce contexte, on s'intéressera spécialement à l'influence des surfaces d'antenne ainsi que celles des matériaux les constituants.

De la même manière que le modèle cylindrique, on s'intéressera pour cette configuration à la distribution de la densité du courant, au champ électromagnétique ainsi qu'à l'atténuation S21.

a- La distribution de la densité du courant

Les figures 4.14, 4.13 et 4.13 représentent la distribution de la densité du courant pour vingt cinq (25) combinaisons entre longueurs de canal et fréquences d'utilisation, pour trois types d'antennes différentes, respectivement type II, type III et type IV.

De la même manière que les simulations précédentes, cinq (05) longueurs de canal sont évaluées (5, 10, 15, 20 et 130 cm) pour cinq (05) fréquences d'utilisation (1, 10, 100, 150, 300 MHz). Les résultats représentent la distribution logarithmique (dB) de la densité de courant variant d'un min = -80 dB à un max = 0 dB.

En premier lieu, on constate de la figure 4.14, que la distribution du courant dans le nouveau phantom est très proche de celle du phantom cylindrique et cela au niveau des couches impliquées dans la propagation du courant, comme au niveau de la dépendance qu'à la densité de courant à la fréquence et à la longueur du canal. Ainsi, le nouveau phantom est considéré comme valable.

Pour l'antenne en cuivre (Cu, Type II) l'induction du courant est importante à sa proximité et diminue au fur et à mesure que la longueur du canal augmente. Néanmoins, une meilleure induction du courant le long du canal est constatée ainsi que sur l'ensemble des fréquences, à l'opposition des résultats atteints précédemment.

Cela revient principalement à l'augmentation de la surface de la masse qui passe de 9 cm^2 (3x3 cm) à 16 cm^2 (4x4 cm) et ainsi montrer l'existence de l'influence de la surface de masse dans le couplage capacitif. Une surface plus grande permettra une meilleure qualité de transmission. Par conséquent, un compromis entre la qualité de signal et la miniaturisation doit être pris en considération.

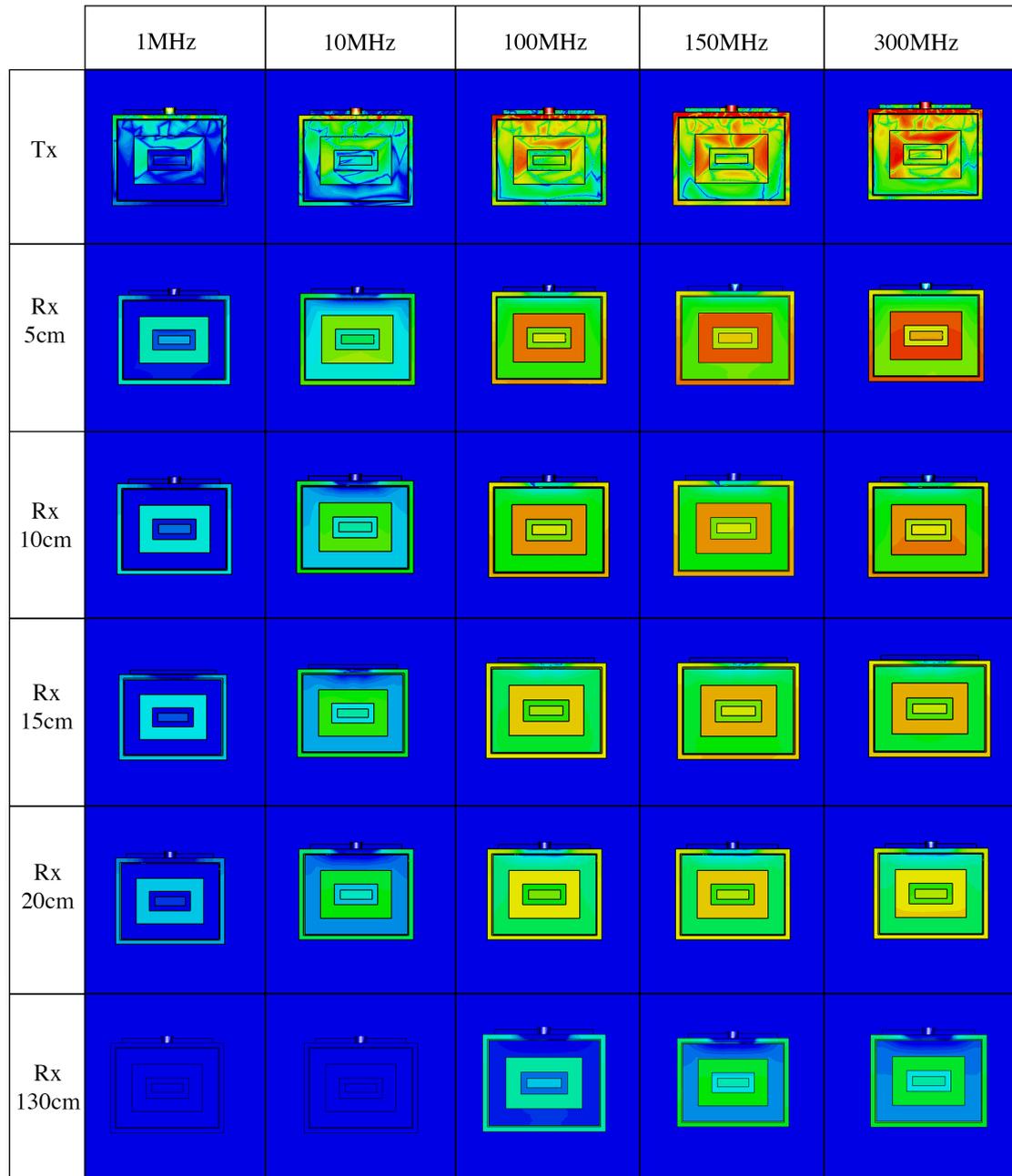


FIGURE 4.14 – Tableau récapitulatif du courant pour différentes fréquences et longueurs de canal avec antenne de type II.

En second lieu et dans la perspective de montrer l'influence du matériel constituant l'antenne sur la qualité de transmission, on observe dans la figure 4.15 la distribution du courant induit par une antenne patch en argent (Ag, Type III) avec une configuration identique à celle de la figure 4.14.

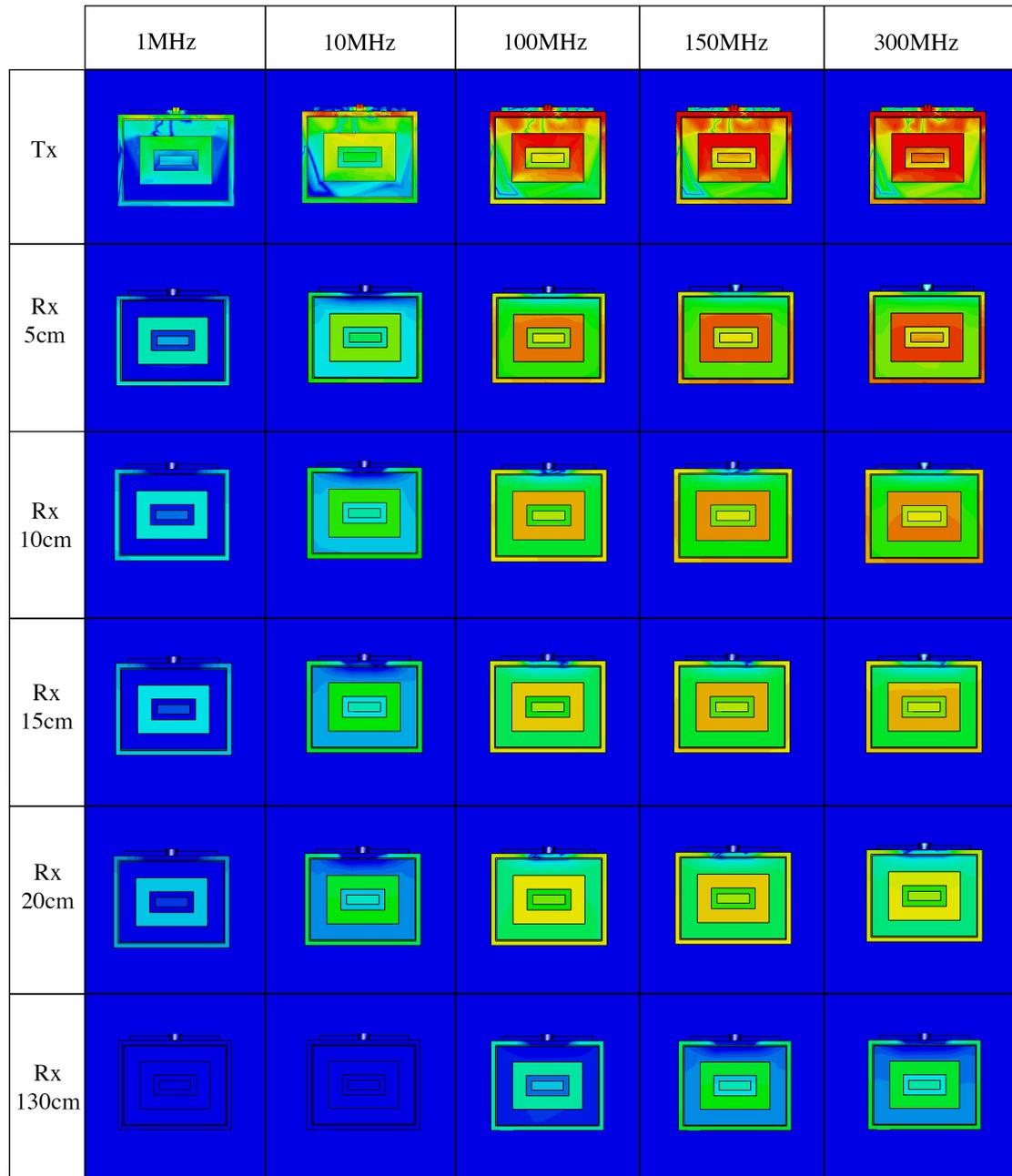


FIGURE 4.15 – Tableau récapitulatif du courant pour différentes fréquences et longueurs de canal avec antenne de type III.

En changeant les matériaux conducteurs de l'antenne, on constate une légère amélioration du signal de transmission sur l'ensemble des fréquences et longueurs du canal, mais cette amélioration n'est pas suffisamment importante pour préférer le type III au type II. D'autant plus que les résultats restent globalement semblables pour les deux antennes et différentes méthodes d'alimentation.

En dernier lieu, on étudiera l'influence de la forme de l'antenne et de la taille. La figure 4.15, illustre la distribution du courant induit par une antenne patch ronde en cuivre (Cu,

Type IV) avec une configuration d'alimentation identique aux antennes précédentes.

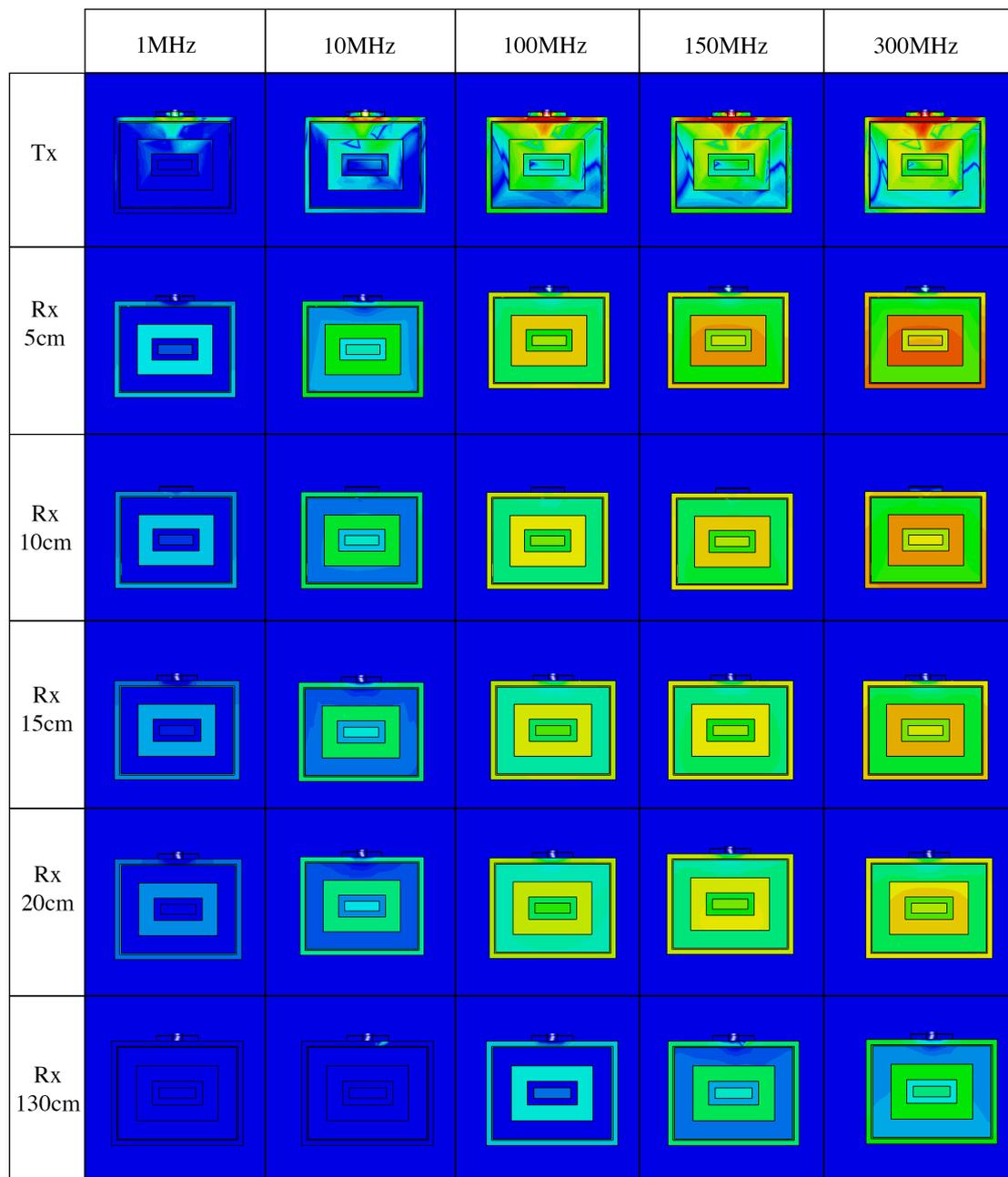


FIGURE 4.16 – Tableau récapitulatif du courant pour différentes fréquences et longueurs de canal avec antenne de type IV.

Cette fois-ci nous avons changé la forme d'antenne de carrée à ronde, dans le but de souligner un quelconque changement de comportement du canal ou un changement de la qualité de transmission influencé par la forme d'antenne. Le changement de forme à également mené à un changement de surface de contact qui passe de 4 cm^2 à 0.8 cm^2 , ainsi qu'à un changement de la surface de masse, dont nous avons déjà montré l'influence.

À première vue, il y a une très grande ressemblance entre la distribution du courant pour la nouvelle antenne, toutefois, on constate une atténuation non négligeable des courants induits dans le canal humain en comparaison avec l'antenne type II. Cela revient principalement à la diminution de la surface de contact et de la masse.

À priori, la miniaturisation de l'antenne n'affectera pas fortement l'induction du courant dans le corps humain. De même, pour l'utilisation de matériaux conducteurs différents. Ainsi, la densité de courant est faiblement influençable par les antennes d'émission et de réception.

b- La distribution du champ électrique

Dans cette démarche on s'intéressera à la propagation du champ E à l'intérieur et à l'extérieur du canal pour le cas du couplage capacitif. Cela dans la perspective de souligner les différences de distribution des diagrammes du champ électrique simulé au niveau des électrodes émettrices et réceptrices pour trois (03) modèles d'antenne. Et ainsi, mettre en évidence l'existence d'une influence entre l'antenne et le champ E via la comparaison entre les différentes distributions du champ E engendrées.

La figure 4.17 montre la distribution du champ E pour l'antenne type II. Le champ E relevé à proximité de l'antenne (Tx) est très élevé et il pénètre sur l'ensemble des couches avec une forte intensité. De même pour le champ entourant le canal, qui est au maximum de son intensité, à savoir 0 dB.

Identiquement au constat fait précédemment, le champ E dépend fortement de la fréquence et de la longueur du canal. À mesure que la longueur du canal augmente, le champ électrique s'affaiblit et ne pénètre plus au sein du canal.

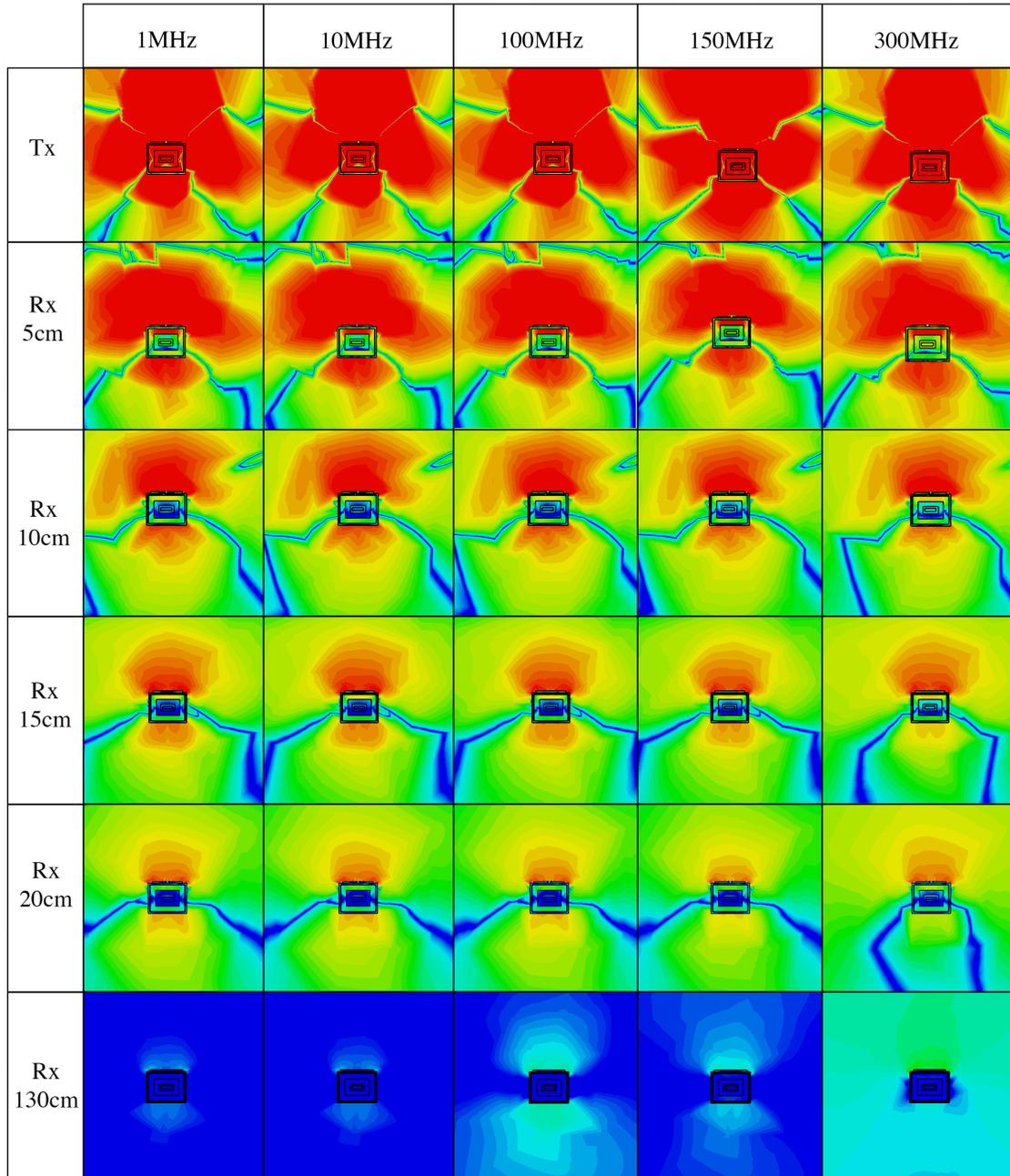


FIGURE 4.17 – Tableau récapitulatif du champ électrique pour différentes fréquences et longueurs de canal, avec l’antenne de type II.

On aperçoit la même distribution du champ électrique dans la figure 4.18, engendrée par l’antenne du type III. Une légère augmentation du champ est constatée.

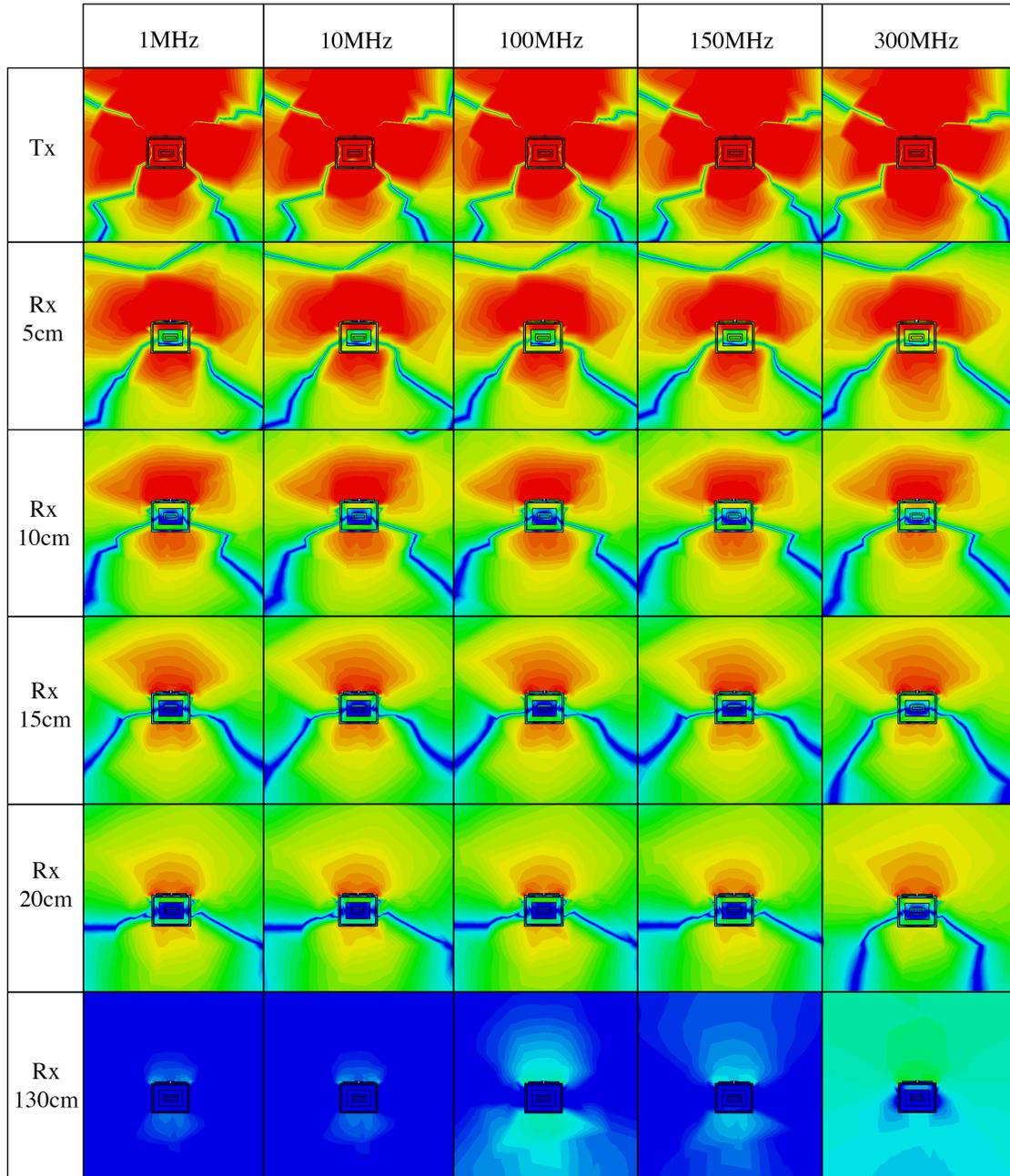


FIGURE 4.18 – Tableau récapitulatif du champ électrique pour différentes fréquences et longueurs de canal, avec l’antenne de type III.

L’antenne de type IV présente dans la figure 4.19, des valeurs du champ électrique moins intense que les deux premières. Un zoom de 30 px est effectué pour mieux distinguer les valeurs du champ E à l’intérieur et autour du bras.

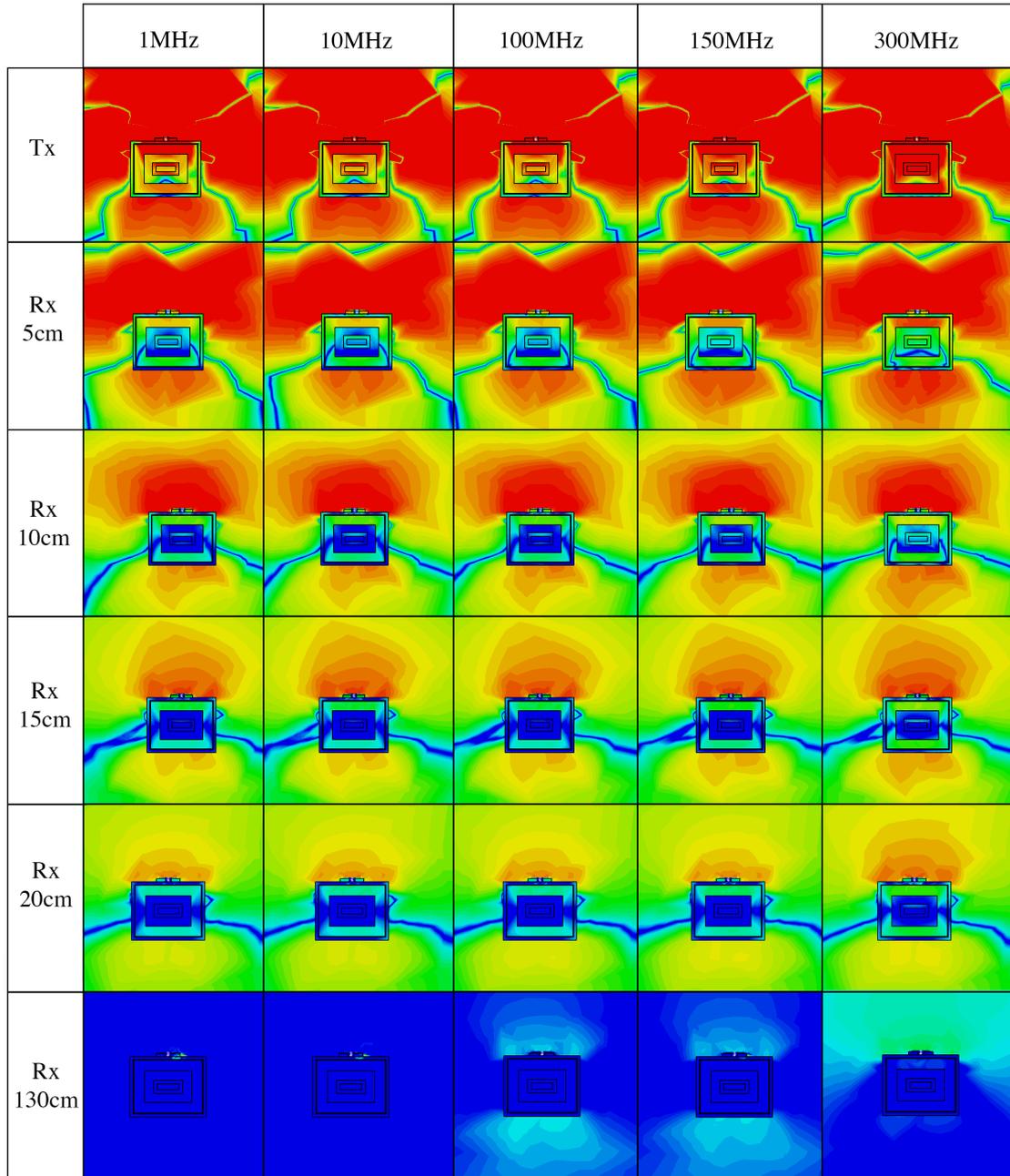


FIGURE 4.19 – Tableau récapitulatif du champ électrique pour différentes fréquences et longueurs de canal, avec l’antenne de type IV.

Finalement, la distribution du champ E et du courant varie légèrement avec le changement d’antenne, certaines variations restent néanmoins peu explorées à cause de la normalisation de l’échelle qui évolue d’un minimum de -50 dB à un maximum de 0 dB. Certaines configurations présentent un maximum pouvant atteindre 26 dB.

c- Transmission du canal - Coefficient S21

La figure 4.20 illustre les variations du coefficient de transmission S21 (dBm) simulées pour trente-cinq (35) cas différents, à savoir une combinaison entre trois (03) modèles d'antenne et cinq (05) longueur de canal. La gamme de fréquence utilisée pour ses simulations varie de 100 kHz à 300 MHz.

L'allure de l'ensemble des courbes semble linéaire et accroît de manière proportionnelle avec l'accroissement de la fréquence. On constate également que dans l'ensemble des cas, l'atténuation du signal pour le couplage capacitif dépend fortement de la taille de l'antenne. Un changement d'antenne peut causer jusqu'à 20 dBm d'atténuation pour une même configuration.

La longueur du canal, quant à elle, constitue un élément faiblement influençant sur le signal de transmission dans le cas capacitif, puisqu'une augmentation de la longueur du canal de 120 cm crée une atténuation maximale de 8 dBm pour les modèles types II et type III et 15 dBm pour l'antenne de type IV (principalement causée par le modèle de l'antenne).

De même pour un changement de matière, on remarque que l'atténuation engendrée pour l'antenne en cuivre (Cu, Type II) et l'antenne en argent (Ag, Type III) sont très similaires, avec une légère différence en faveur de l'argent. Néanmoins, ces différences sont négligeables, contrairement aux atténuations engendrées par l'antenne de type IV, qui varient entre 10 dBm à 30 dBm pour une même configuration. Ainsi, la surface de contact et de la masse influence fortement la qualité de notre signal dans le cas du couplage capacitif. Cela confirme les hypothèses faites lors de l'analyse du champ E et du courant, qui consiste à faire un compromis judicieux entre la taille de l'antenne et leurs miniaturisation.

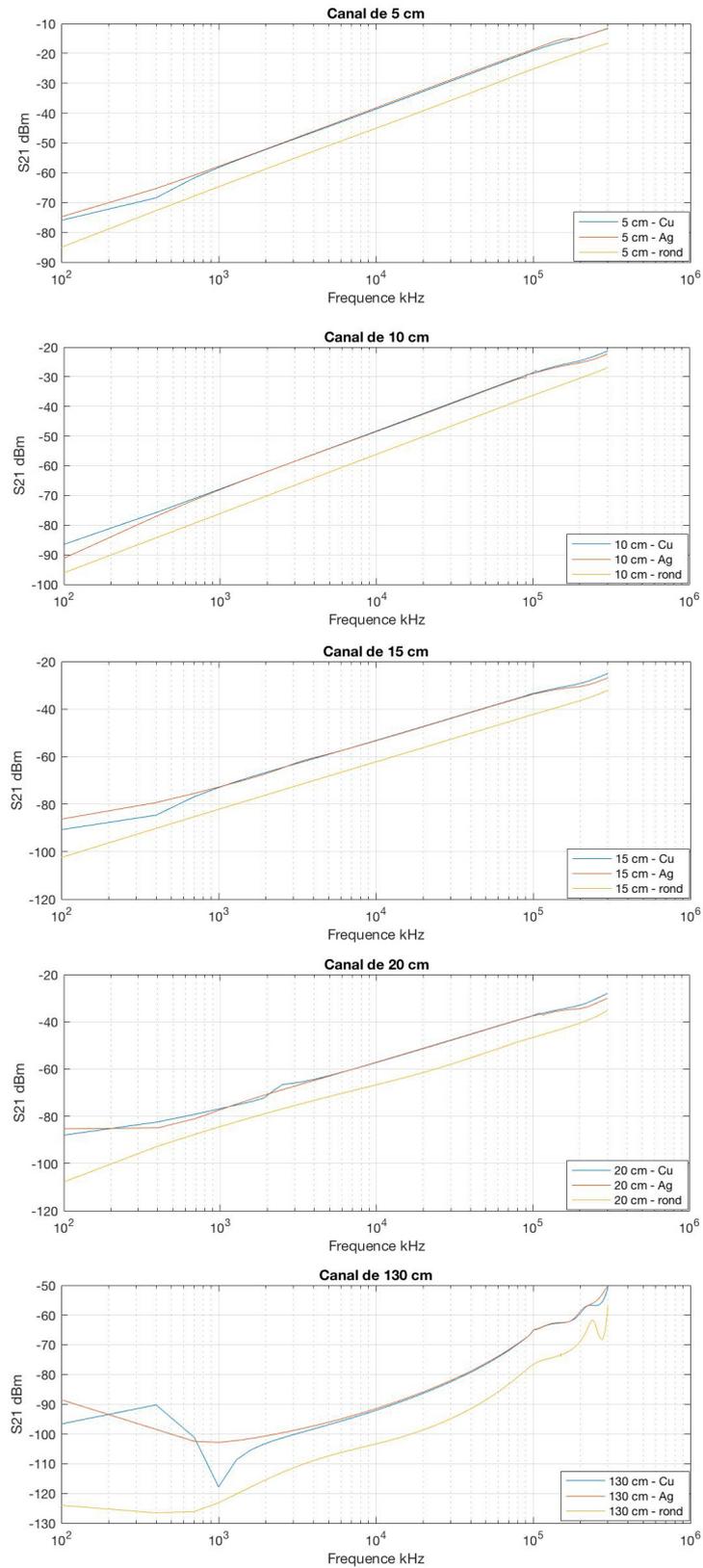


FIGURE 4.20 – Modèle cylindrique du phantom, (a) vue de perspective, (b) vue découpée.

4.6 Comparaison des résultats

Le tableau 4.3, compare entre les résultats obtenus lors de notre simulation avec les résultats présents dans la littérature.

Auteurs	Couplage	Densité de courant	Champ électrique
[5]	Galvanique	Confinée dans les tissus musculaires	Se propager à l'intérieur et à l'extérieur du corps humain
[11]	Galvanique	Confinée dans les tissus musculaires	/
[34]	Capacitif	/	Se propage principalement à l'extérieur du corps humain et est présent à l'intérieur
Nos Simulations	Capacitif	Confinée dans les tissus musculaires	Se propage principalement à l'extérieur du corps humain

TABLE 4.3 – Récapitulatif et comparaison des résultats de simulation.

4.7 Conclusion

Au cours des simulations de la méthode capacitive, nous avons abouti à plusieurs affirmations théoriques faites dans les chapitres précédents, à savoir : La fréquence idéale de transmission pour le couplage capacitif est de 100 MHz à 200 MHz avec comme fréquence idéale de transmission 150 MHz. Egalement, Le couplage capacitif n'est pas entièrement indépendant de la longueur du canal, mais reste robuste face à de grandes longueurs. Néanmoins, un canal large (diamètre de 6cm) présente de meilleures performances de transmission qu'un canal étroit (diamètre de 4cm).

Le matériel qui constitue les antennes influence peu la transmission du signal, sa distribution du champ électrique ainsi que sa densité de courant. Cependant, la taille des antennes de transmission influence fortement les performances de transmission, précisément l'atténuation du signal.

Les simulations montrent que le champ électrique est distribué sur la surface du corps humain et se propage à sa surface et que son intensité autour du corps humain diminue à mesure que la longueur du canal augmente, mais aussi à mesure que la distance de la

surface du corps augmente.

Concernant la gamme de fréquences de fonctionnement du couplage capacitif, les simulations opérées ne présentent pas de similitude avec les mesures in vivo. Cela est dû principalement à l'absence de contrainte externe qui peut interagir avec notre simulation à l'encontre des mesures in vivo qui présente beaucoup de faiblesses, telles que : les bruits externes, les bruits et anomalies engendrés par l'équipement d'alimentation et de réception, les pertes de contact présentes au niveau des surfaces de contact peau-antenne etc.

Toutefois, les mesures in vivo sont effectuées sur une même personne, ainsi certaines caractéristiques obtenues peuvent être propres au sujet, contrairement à la simulation, qui prend les caractéristiques du corps humain moyen.

Conclusion Générale

Au cours de ce projet de fin d'études, nous avons atteint l'objectif consistant à caractériser le canal pour une transmission Humain Body Communication - HBC, à l'aide de deux méthodes de couplages à savoir le capacitif et le galvanique. La caractérisation est également faite à l'aide de mesure in vivo et de simulation.

Les caractéristiques du canal corporel pour la communication HBC obtenues lors des mesures in vivo sont centrées sur l'atténuation du canal et la bande passante. L'atténuation obtenue à travers le canal est mesurée sur une gamme de fréquences de 100 KHz à 300 MHz, pour deux longueurs différentes, 10 cm et 138 cm. A partir des résultats de mesure, le canal du corps présente des caractéristiques d'un filtre passe-bas avec une fréquence de coupure de transmission à 10MHz, Cette dernière est propre à notre sujet d'étude et cela sur l'ensemble des mesures effectuées, ainsi, la gamme de fréquences idéale retenue pour notre sujet d'expérience est de 100kHz à 10 MHz.

Egalement, les performances du canal de propagation sont très influencées par la nature du couplage et la surface de contact peau-antenne. En effet, le couplage capacitif a présenté de meilleurs performances que le couplage galvanique dans l'ensemble des configurations. Cependant, dans le cas d'un mauvais contact peau-antenne et indépendamment du couplage utilisé, la qualité de transmission du signal se voit détériorer.

Les caractéristiques du canal corporel pour la communication HBC obtenues lors des simulations, répondent aux caractéristiques diélectriques des tissus biologiques. En effet, la densité de courant est confinée dans la couche musculaire, sanguine et à la surface de la peau. Ces derniers représentent les principaux supports de transmission du courant électrique dans le corps humain, avec une bonne conductivité. La densité de courant est influencée à la fois par la fréquence de transmission et la longueur du canal.

De même, la simulation affirme que pour un couplage capacitif, le champ électrique évolue à proximité et à l'extérieur du canal humain et dépend principalement de la longueur du canal. Il faut également noter que le champ E à proximité de l'antenne pénètre dans les couches internes du canal et est principalement confiné dans les couches grasses et la peau. Ainsi, la majeure partie du champ électrique est concentrée autour des antennes de transmission, tandis que l'autre partie du champ électrique se répartit uniformément le long de la surface du corps humain et se dégrade rapidement en quittant le corps humain.

Finalement, l'étude menée permet d'identifier les principaux paramètres du canal humain et les moyens de l'exploiter. Il est possible de travailler sur l'amélioration de la transmission à l'aide d'antenne plus adaptée et de modulation du signal injecté. Des résultats plus précis peuvent être atteints lors des simulations capacitives en considérant l'influence du sol (la terre) et une simulation comparative entre le couplage capacitif et galvanique peut être réalisée sur la base de ce travail.

Bibliographie

- [1] M. SEYEDI, B. KIBRET, D. T.H. LAI, M. FAULKNER. *A Survey on Intrabody Communications for Body Area Network Applications*. IEEE Transactions on Biomedical Engineering.[en ligne]. 2013, vol., 60, n°8. Disponible sur IEEE.
- [2] H.-B. LI, K. TAKIZAWA, R. KOHNO. *Trends and standardization of Body Area Network (BAN) for medical healthcare* : European Conference on Wireless Technology, 27-28 Oct. 2008, Amsterdam, Netherlands. IEEE, 2009. 978-2-87487-008-8.
- [3] H.-B. LI, K. TAKIZAWA, B. ZHEN, K. Y. YAZDANDOOST, S. HARA, and R. KOHNO. *Response to IG-BAN's call for applications*. IEEE 802 15-06-0241/r0, May 2006.
- [4] S. ADIBI. *Link technologies and BlackBerry mobile health (mHealth) solutions : A Review*. IEEE Transactions on Information Technology in Biomedicine [en ligne]. July 2012, Vol., 16, Issue : 4. Disponible sur IEEE.
- [5] M.S. WEGMÜLLER. *Intra-Body Communication for Biomedical Sensor Networks*. [en ligne]. Thèse de doctorat. ETH ZURICH, 2007. Disponible sur : <https://pdfs.semanticscholar.org/a58a/301a413da8a57cd9441d46b3cb2152f0befb.pdf>
- [6] M. AMPARO CALLEJON, D. NARANJO-HERNANDEZ , J. REINA-TOSINA, L. M. ROA. *A Comprehensive Study into Intrabody Communication Measurements*. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement [en ligne]. Sept. 2013, Vol., 62, n°9, p. 2446 –2455. Disponible sur IEEE.
- [7] J. WANG, Y. NISHIKAWA, and T. SHIBATA. *Analysis of on-body transmission mechanism and characteristic based on an electromagnetic field approach*. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques [en ligne]. Oct. 2009, Vol., 57, n°10, p. 2464 – 2470. Disponible sur IEEE.
- [8] T. G. ZIMMERMAN. *Personal Area Networks (PAN) :Near-Field Intra-Body Communication*. [en ligne]. Mémoire de master : Humanities and Engineering. Massachusetts Institute of Technology, 1995. Disponible à l'adresse : <http://cba.mit.edu/docs/theses/95.09.zimmerman.pdf>
- [9] T. G. ZIMMERMAN. *Personal area networks : Near-field intrabody communication*. IBM SYSTEMS JOURNAL [en ligne]. 1996, vol., 35, n°3.4. P. 609 – 617. Disponible sur : <https://pdfs.semanticscholar.org/0c40/5f3731673651dd6ee2e8247bb220463545fc.pdf>
- [10] C. Ma, Z. HUANG, Z. WANG, L. ZHOU and Y. LI. *An Energy Efficient Technique Using Electric Active Shielding for Capacitive Coupling Intra-Body Com-*

- munication*. Sensors (Basel). [en ligne]. 2017, 17.9 : 2056. Disponible sur : <http://www.mdpi.com/1424-8220/17/9/2056/htmsensors-17-02056-f001>
- [11] M. S. WEGMULLER, A. KUHN, J. FROELICH, M. OBERLE, N. FELBER, N. KUSTER, and W. FICHTNER. *An attempt to model the human body as a communication channel*. IEEE Transactions on Biomedical Engineering [en ligne]. 2007, vol., 54, n°.10, P. 1851 – 1857. Disponible sur IEEE.
- [12] M. S. WEGMULLER, M. OBERLE, N. FELBER, N. KUSTER, and W. FICHTNER. *Signal transmission by galvanic coupling through the human body*. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement [en ligne]. 2010, vol., 59, n°.4, P. 963 – 969. Disponible sur IEEE.
- [13] J. A. RUIZ, J. XU, and S. SHIMAMOTO. *Propagation characteristics of intrabody communications for body area networks*. 3rd IEEE Consumer Communications and Networking Conference, 2006, CCNC Las Vegas, NV, USA, USA. IEEE, February 2006. 1-4244-0085-6.
- [14] N. CHO, J. YOO, S.-J. SONG, J. LEE, S. JEON, and H.-J. YOO. *The human body characteristics as a signal transmission medium for intrabody communication*. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques [en ligne]. 2007, vol., 55, n°.5, P. 1080 - 1086. Disponible sur IEEE.
- [15] R. XU, H. ZHU, AND J. YUAN. *Characterization and analysis of intrabody communication channel*. 1-5 June 2009, Antennas Propag. Soc. Int. Symp., Charleston, SC. IEEE, 24 July 2009. 978-1-4244-3647-7
- [16] F. HAFEZ. *Continuous Health-monitoring for early Detection of Patient by Web Telemedicine System*. International Conference on Circuits, Systems and Signal, Sep,23-25, 2014, Saint Petersburg State Politechnical University, Russia. Recent Advances in Electrical Engineering and Computer Science. 978-1-61804-249-1
- [17] A. ARYA, N. BILANDI. *A Review : Wireless Body Area Networks for Health Care*. International Journal of Innovative Research in Computer and Communication Engineering[en ligne]. 2014, vol., 2, n°.4, P. 1080 - 1086. Disponible sur : <https://pdfs.semanticscholar.org/5b99/5225a5da8708295ccaed15ea73e4ea0bf180.pdf>
- [18] L. THEOGARAJAN, J. WYATT, J. RIZZO, B. DROHAN, M. MARKOVA, S. KELLY, G. SWIDER, M. RAJ, D. SHIRE, M. GINGERICH, J. LOWENSTEIN, and B. YOMTOV. *Minimally invasive retinal prosthesis*. Solid-State Circuits, 2006 IEEE International Conference Digest of Technical Papers, Feb. 2006, pp. 99-108. 1-4244-0079-1. Disponible sur : <https://ieeexplore.ieee.org/document/1696038/>
- [19] S. GABRIEL, R. LAU, and C. GABRIEL. *The dielectric properties of biological tissues : III. Parametric models for the dielectric spectrum of tissues*. Phys. Med. Biol., vol. 41, no. 11, pp. 2271-2293, Nov. 1996.
- [20] KENNETH S. COLE and ROBERT H. COLE. *Dispersion and absorption in dielectrics I. Alternating current characteristics*. The Journal of Chemical Physics [en ligne]. 2004, vol., 9, n°.4, P. 341–351.
- [21] *Skin effect and bio-electrical impedance analysis*. (May, 2011). [en ligne]. disponible sur google :Skin Effect and Bio-Impedance Analysis
- [22] H. KANAI, M. HAENO, and K. SAKAMOTO. *Electrical measurement of fluid distribution in legs and arms*. Med. Prog. Technol., vol. 12, no. 3-4, pp. 159-170, 1987. Disponible sur : <https://lc.cx/mXTn>

- [23] L. BERNARD. *Caractérisation électrique des tissus biologiques et calcul des phénomènes induits dans le corps humain par des champs électromagnétiques de fréquence inférieure au GHz* [en ligne]. Thèse de doctorat : Electronique, Electrotechnique, Automatique. Ecole centrale de Lyon, 2007, Disponible sur : <https://tel.archives-ouvertes.fr/tel-00179791v1/document>
- [24] International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection (ICNIRP), Guidelines for limiting exposure to timevarying electric, magnetic, and electromagnetic fields (up to 300GHz), 1997, pp. 513–514. Disponible sur : <https://www.icnirp.org/cms/upload/publications/ICNIRPemfgdl.pdf>
- [25] IEEE Standard for Safety Levels with Respect to Human Exposure to Radio Frequency Electromagnetic Fields, 3 kHz to 300 GHz,” in IEEE Std C95.1-2005 (Revision of IEEE Std C95.1-1991) , vol., no., pp.1-238, April 19 2006 doi : 10.1109/IEEESTD.2006.99501
- [26] RohdeSchwarz RSMB100A RF And Microwave.Générateur de fonction.Datasheet, disponible sur :<https://cdn.rohde-schwarz.com/pws/dl-downloads/dl-common-library/dl-manuals/gb-1/s/smb/SMB100A-OperatingManual-en-21.pdf>
- [27] RohdeSchwarz RRTO. Digital Oscilloscopes. Datasheet, disponible sur : <http://www.testequipmenthq.com/datasheets/Rohde-Schwarz-RTO1014-Datasheet.pdf>
- [28] RohdeSchwarz RFSL. Spectrum Analyzer. Datasheet, disponible sur : <https://www.distrame.fr/var/import/documents/FICHES/FSL6-analyseur-spectre-rohde-schwarz-EN.pdf>
- [29] Y. SONG, K. ZHANG, Q. HAO, L. HU, J. WANG, and F. SHANG. *A finiteelement simulation of galvanic coupling intra-body communication based on the whole human body*. Sensors, vol. 12, no. 10, pp. 13567–13582, Oct. 2012. Disponible sur : <https://www.ncbi.nlm.nih.gov/pmc/articles/PMC3545581/>
- [30] X. M. CHEN, S. H. PUN, J. F. ZHAO, P. U. MAK, B. D. LIANG, and M. I. VAI. *Effects of human limb gestures on galvanic coupling intra-body communication for advanced healthcare system*. Biomedical Engineering Online, vol. 15, no. 1, article no. 60, 2016.
- [31] F.Zhao, J.M. Chen, X.D. Liang, B.X. Chen, Qiu. *A Review on Human Body Communication : Signal Propagation Model, Communication Performance, and Experimental Issues*. Wireless Communications and Mobile Computing. 2017. 1-15. 10.1155/2017/5842310. Disponible sur : <https://www.hindawi.com/journals/wcmc/2017/5842310/>
- [32] Z. D. NIE, J. J. MA, Z. C. LI, H. CHEN, and L. WANG. *Dynamic propagation channel characterization and modeling for human body communication*. Sensors, vol. 12, no. 12, pp. 17569–17587, 2012.
- [33] M. AMPARO CALLEJÓN, D. NARANJO-HERNÁNDEZ, J. REINA-TOSINA, AND L. M. ROA. *Distributed circuit modeling of galvanic and capacitive coupling for intrabody communication*. IEEE Transactions on Biomedical Engineering, vol. 59, no. 12, pp. 3263–3269, 2012. Disponible sur : Google Scholar, Publisher, Scopus. 20. M.I. Kazim, M. I. Kazim, J. J. Wikner, An Efficient Full-Wave Electromagnetic Analysis for Capacitive Body-Coupled Communication. Hindawi Publishing Corporation, 2015

- [34] B. KIBRET, M. SEYEDI, D. T. H. LAI, and M. FAULKNER. *Investigation of galvanic-coupled intrabody communication using the human body circuit modelc*. *IEEE Journal of Biomedical and Health Informatics*, vol. 18, no. 4, pp. 1196–1206, 2014. Disponible sur : Google Scholar, Publisher, Scopus.
- [35] Y.-T. LIN, Y.-S. LIN, C.-H. CHEN, H.-C. CHEN, Y.-C. YANG, and S.-S. LU. *A 0.5-V biomedical system-on-a-chip for intrabody communication system*. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. vol. 58, no. 2, pp. 690–699, 2011. Disponible sur : Google Scholar, Publisher, Scopus.

Annexe A

Annexe

Tissue Type \ Parameter	ef	del1	tau1 (ps)	alf1	del2	tau2 (ns)
Blood	4.000	56.00	8.377	0.100	5200	132.629
Bone (Cancellous)	2.500	18.00	13.263	0.220	300	79.577
Bone (Cortical)	2.500	10.00	13.263	0.200	180	79.577
Fat (Average Infiltrated)	2.500	9.00	7.958	0.200	35	15.915
Muscle	4.000	50.00	7.234	0.100	7000	353.678
Skin (Dry)	4.000	32.00	7.234	0.000	1100	32.481

alf2	sig	del3	tau3 (us)	alf3	del4	tau4 (ms)	alf4
0.100	0.700	0.00E+0	159.155	0.200	0.00E+0	15.915	0.000
0.250	0.070	2.00E+4	159.155	0.200	2.00E+7	15.915	0.000
0.200	0.020	5.00E+3	159.155	0.200	1.00E+5	15.915	0.000
0.100	0.035	3.30E+4	159.155	0.050	1.00E+7	15.915	0.010
0.100	0.200	1.20E+6	318.310	0.100	2.50E+7	2.274	0.000
0.200	0.000	0.00E+0	159.155	0.200	0.00E+0	15.915	0.200