



HAL
open science

Contribution au dimensionnement d'une liaison radio sur le corps humain : étude canal et antenne à 60 GHz

Solofo Miharisoa Sarobidy Razafimahatratra

► To cite this version:

Solofo Miharisoa Sarobidy Razafimahatratra. Contribution au dimensionnement d'une liaison radio sur le corps humain : étude canal et antenne à 60 GHz. Electronique. Université Pierre et Marie Curie - Paris VI; Université libre de Bruxelles (1970-..), 2017. Français. NNT : 2017PA066544 . tel-01896562

HAL Id: tel-01896562

<https://theses.hal.science/tel-01896562>

Submitted on 16 Oct 2018

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

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



Université Pierre et Marie Curie
Faculté d'Ingénierie
Laboratoire d'Electronique et
Electromagnétisme



Université Libre de Bruxelles
Ecole polytechnique de Bruxelles
OPERA
Wireless Communications Group

CONTRIBUTION AU DIMENSIONNEMENT D'UNE LIAISON RADIO SUR LE CORPS HUMAIN : ETUDES CANAL ET ANTENNE A 60 GHz

Dissertation originale présentée en vue de l'obtention du Grade de
DOCTEUR en Sciences de l'Ingénieur
de l'**UNIVERSITE LIBRE DE BRUXELLES**

et

DOCTEUR en électronique de l'UNIVERSITE PIERRE ET MARIE CURIE
préparée sous la direction des Professeurs Benlarbi-Delaï Aziz et De Doncker Philippe

Présentée par

Mme RAZAFIMAHATRA Solofo Miharisoa Sarobidy

Soutenance le 14 novembre 2017 devant le jury composé de :

Mme Hélène Roussel	Professeur à l'UPMC	Présidente
M. Aziz Benlarbi-Delaï	Professeur à l'UPMC	Directeur de thèse
M. Philippe De Doncker	Professeur à l'ULB	Directeur de thèse
M. Christian Person	Professeur à l'IMT Atlantique	Rapporteur
M. Jean Marc Laheurte	Professeur à l'UPEM - ESYCOM	Rapporteur
M. François Qutin	Professeur à l'ULB	Examineur
M. François Horlin	Professeur à l'ULB	Examineur
M. Julien Sarrazin	MCF à l'UPMC	Encadrant



Except where otherwise noted, this work is licensed under
<http://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/3.0/>

« A mes parents et à ma sœur »
« A mes frères et sœurs »

Remerciements

Au cours de ces trois années, j'ai travaillé avec un encadrant de thèse et mes deux directeurs de thèse. Ma sincère gratitude va à Julien Sarrazin pour sa présence, sa disponibilité, sa rigueur, sa sympathie, son soutien, son implication dans ce travail. Et même depuis la préparation de l'audition pour candidater à cette thèse, avec Aziz Benlarbi-Belaï, vous m'avez beaucoup aidé. Merci d'avoir mis à ma disposition tous les outils nécessaires. Je remercie mon directeur de thèse Aziz Benlarbi-Belaï pour son recul, sa vision physique et ses réflexions pertinentes comme « sans repère, on se perd », son suivi du planning. Je remercie également mon directeur de thèse Philippe De Doncker de ses commentaires constructifs, de sa bonne connaissance mise en œuvre pour tout ce qui est propagation. Merci de me corriger pour mes « oui » qui ne sont pas « OUI » en pratique et au fil du temps.

Cette thèse n'aurait pu avoir lieu sans l'accord de l'Ecole Doctorale Informatique Télécommunication et Electronique. Je voudrais remercier particulièrement Bertrand Granado, directeur de l'EDITE, de m'avoir permis de poursuivre jusqu'au bout le projet de thèse. Merci aux membres jury de l'audition d'avoir donné leur avis favorable sur ma candidature.

Mes vifs remerciements s'adressent aux membres de jury de soutenance, Christian Person et Jean Marc Laheurte, rapporteurs ; François Qutin, Hélène Roussel, et François Horlin ; examinateurs; pour leur disponibilité à contribuer à l'amélioration de ce travail.

Guido Valério mérite une mention particulière pour toute l'aide qu'il a apportée en électromagnétisme avec les mathématiques avancées. Je rejoins à ces remerciements Massimiliano Casaletti pour ses avis et conseils et aussi pour des simulations sous FEKO. Je remercie également Marc Hélier pour sa disponibilité de venir en aide. Merci à Gérard Sou, à Pascal Gomez pour le côté logistique et informatique. Merci à Hamid Kokabi pour ses relations dans le domaine médical, pour les séminaires organisés ou partagés. Merci à Hakeim pour l'aide du côté CST, pour l'outil qu'il m'a mis à disposition.

J'exprime ma reconnaissance envers le Labex SMART pour leur projet, le financement d'une grande partie de mes travaux de thèse, les contacts, les formations. C'est en s'insérant dans l'équipe SMART que mes travaux trouvent plus de sens.

Je salue toutes les personnes qui sont passées par le laboratoire L2E (Laboratoire d'Electronique et Electromagnétisme) qui m'ont donné un environnement de travail très motivant. Merci à tous pour votre accueil, pour nos échanges, vos partages. Merci à Annie, merci à Chloé pour sa technicité, son efficacité et sa rapidité. Pensée particulière à tous mes collègues de bureau depuis octobre 2014 : Amine, Chen, Laurent, Kevin, Qiang, Yi, Liy, Ahmed, Mandiaye, Fernando, Marie-José.

Je n'oublie pas l'équipe du département OPERA (Optique, Photonique, Electromagnétisme, Radiocommunications et Acoustique) à Bruxelles pour leur accueil, pour le temps passé avec eux et particulièrement Luca et Théo de m'avoir aidé pour les mesures et bien plus. Merci à Théo qui est un peu mon prédécesseur en BANs à 60 GHz. Merci pour le modèle de doctorant que tu as donné ; pour tes conseils (« il faut te fixer un objectif »), pour ton éducation (« nous nous éduquons ») et ton référencement à l'antenne que j'ai conçue à ta soutenance. Merci à Natasha pour le bon déroulement des démarches administratives.

Je remercie également l'équipe de l'INSA Rennes pour la formation ESOA en antennes millimétriques et une mention particulière à Carole LEDUC pour la fabrication de fantôme modélisant le corps humain.

Ma gratitude va à l'endroit des personnels de la DGRIT avec qui j'ai travaillé en mission valorisation dont Arnaud Boissière. Merci de m'avoir permis de voir cette autre dimension.

Je suis reconnaissante envers Yann Douze, Annick Alexandre de l'Ecole Polytech UPMC pour l'accueil, l'organisation et l'intégration en enseignement pendant ma troisième année de thèse. Je joins à ce remerciement Frédérique Deshours pour notre collaboration et mes collègues d'enseignement en ATER.

Ma profonde gratitude va envers mes parents et ma sœur pour leur amour, leur encouragement, leurs prières, leur soutien. Je n'aurais pas soumis mon premier article pour ma première conférence sans vous trois. Je n'oublie pas la présence exceptionnelle de mes parents au moment opportun précédant mon audition pour ma candidature de thèse. Je remercie mon père pour les notions et conseils sur les principes scientifiques. Je remercie mes frères et sœurs pour leur amour et leur soutien. Merci pour vos remarques, vos questions pour connaître ce que je fais, vos prières particulièrement pour ma première conférence.

Mes vifs remerciements s'adressent à « namana » Esthelladi Ramanandraibe avec laquelle je peux discuter librement de mes questions en électromagnétisme, pour la place unique qu'elle tient. Mes pensées particulières vont à mon ami proche et ex-binôme Ibrahim Mohsen pour son implication dans ma thèse, pour son aide en mise en forme d'un de mes posters en conférence, pour ses questions, pour les échanges aussi et pour le temps passé ensemble. J'inclus Mohammad dans ce remerciement pour m'avoir sollicité à rejoindre son équipe au concours EUMW, ça a éveillé un côté pratique en moi. Je remercie Adeline Belle pour son anglais qui m'a été par quelques occasions utiles dans ma thèse et bien plus que l'anglais d'ailleurs, merci de penser à mon bonheur.

Je voudrais aussi remercier mes ex-colocataires Louise et Miangaly de leur présence et leur soutien. Merci à Miangaly pour le modèle de jeune qu'elle est, son sens de l'organisation. Je remercie ma famille VSG pour leur accueil et leur soutien. Merci à Mialy sur laquelle j'ai fait des mesures BANs on-body à Bruxelles, ton amitié m'est précieuse. Merci à Zoly, Miantsa et Miandry pour les concertations sur les derniers préparatifs. Merci à mes amis du groupe « jeunes parisiens », mes frères et sœurs de « Telecom Bretagne » Brest ; à Sarah, Mireille et Mélissa ; aux amis d'Agape Street Paris ; à qui je peux me confier, partager ma joie, mes intentions et demander conseils. J'associe à cette expression de reconnaissance tous mes amis et collègues. A tous ceux qui m'ont demandé « comment va ta thèse ? » ou « comment je vais » ou « qu'est-ce que je vais faire après la thèse », merci pour votre intérêt. Que tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à l'accomplissement de ce travail trouvent ici l'expression de ma gratitude.

ABSTRACT

CONTRIBUTION TO ON-BODY WIRELESS LINK DESIGN : CHANNEL AND ANTENNA CONSIDERATIONS AT 60 GHZ

The band around 60 GHz is interesting for BAN applications mainly for lower interference than at microwave frequencies, wide available band adapted to On-Off Keying (OOK) modulation for low energy consumption and low data rate communication (under 10 Mbps), antenna miniaturization. Nevertheless, due to high attenuation at this frequency, the design of a reliable and energy-effective communications for BANs requires a detailed analysis of the body channel. A planar and compact SIW horn antenna was designed and used for body channel measurements at 60 GHz. The main contribution in the antenna design is the bandwidth enhancement covering the whole available band around 60 GHz compared to the same antenna type available at this frequency. The on-body measurements with this antenna show that short-distance and LOS (Line Of Sight) links are possible at 60 GHz. The body dynamic is taken into account by statistical off-body channel measurements. For the first time, measurements are done for the same scenarios at 60 GHz and another frequency in the Ultra WideBand suitable with OOK impulse radio modulation. By taking into account transmission power standards and low power consumption receivers sensitivity in the literature, the potentiality of 60 GHz for BAN is shown with an outage probability lower than 8 % whereas this parameter is lower than 15 % at 4 GHz. When characterizing antenna on body, difficulties arise for antenna de-embedding due to the antenna-body coupling. In fact, the antenna gain depends on transmitter-receiver distance on body. For the first time, a formulation of the vertical dipole gain on body is given. Also a new theoretical approach based on the complex images method is proposed to compare two types of canonical antenna radiating on body. A vertical dipole and different rectangular apertures are normalized through their input impedance with the same accepted power. The aperture input impedance formulation has been developed during this study. The aperture efficiencies are 10% higher when antennas are at a height lower than 3 mm above the body phantom. The received power increases with the antenna size only for phantom direct touch, the difference among antennas is lower than 4 dB for the considered antennas limited with a monomode configuration.

Keywords : BAN, 60 GHz, millimeter wave, on-body, off-body, body channel, channel modeling, antenna, SIW horn antenna, antenna characterization on body

RESUME

CONTRIBUTION AU DIMENSIONNEMENT D'UNE LIAISON RADIO SUR LE CORPS HUMAIN : ETUDES CANAL ET ANTENNE A 60 GHZ

L'étude au cours de cette thèse a permis d'aborder en partie les défis des communications BANs à 60 GHz. Cette fréquence présente des intérêts pour les applications BANs, principalement la réduction des interférences, la miniaturisation poussée des antennes, la large bande disponible permettant d'utiliser une technique de communication à faible consommation d'énergie. Pourtant, la forte atténuation à cette fréquence et l'influence du corps, rendent l'établissement d'une liaison BAN fiable et efficace en termes d'énergie à 60 GHz un vrai défi. Pour une analyse détaillée de canal de communication à cette fréquence, une antenne planaire a été conçue et utilisée pour des mesures sur le corps. Les mesures on-body montrent que les liaisons courtes et en conditions LOS (Line Of Sight) sont possibles à 60 GHz, les autres liaisons nécessitent le routage en multi-saut. Pour les scénarios off-body considérés, la faisabilité de l'utilisation des BANs à 60 GHz pour des systèmes de faible consommation d'énergie a été démontrée. En comparaison avec une fréquence dans la bande UWB (4 GHz), la probabilité d'interruption de communication à 60 GHz est toujours inférieure (8%) à celle à 4 GHz (15%), en respectant les standards de puissance pour les deux fréquences. Sur le plan analytique, pour franchir les difficultés de séparation antenne-canal sur le corps (ou « de-embedding »), plutôt que de considérer le gain d'antenne, une approche théorique basée sur la méthode des images complexes est présentée pour comparer deux antennes canoniques sur le corps en termes d'efficacité et de bilan de liaison.

Mots clés : BAN, 60 GHz, onde millimétrique, on-body, off-body, canal de propagation, antenne, cornet SIW, caractérisation d'antenne sur le corps

Table des matières

LISTE DES ABBREVIATIONS	IV
INTRODUCTION GENERALE.....	1
CHAPITRE 1. RESEAUX DE CAPTEURS CORPORELS	4
1.1 Introduction	5
1.2 Généralités sur les réseaux de capteurs corporels (Body Area Networks ou BANs).....	5
1.2.1 Définition.....	5
1.2.2 Classification des réseaux BAN	6
1.2.3 Principaux domaines d'applications des BANs	7
1.2.4 Spécifications des réseaux BANs.....	9
1.3 Standards de communication	10
1.3.1 IEEE 802.15.4 et Zigbee	11
1.3.2 IEEE 802.15.6	11
1.4 Utilisation de la bande autour de 60 GHz pour les BANs	13
1.4.1 Avantages	14
1.4.1.1 Réduction des interférences et efficacité énergétique,	14
1.4.1.2 Sécurité de canal et décongestion spectrale.....	14
1.4.1.3 La miniaturisation poussée des antennes.....	15
1.4.1.4 Harmonisation des liaisons On-body et Off-body	15
1.4.1.5 Sureté.....	15
1.4.1.6 Intérêt pour les BANs à 60 GHz.....	16
1.4.2 Inconvénients.....	17
1.4.3 Régulation et standards de communication autour de 60 GHz	17
1.4.3.1 IEEE 802.11ad.....	18
1.4.3.2 IEEE 802.15.3c.....	19
1.4.4 Application des BANs à 60 GHz	19
1.5 Problématique de la consommation d'énergie	21
1.6 Modélisation de canal BAN	22
1.6.1 Méthodes	22
1.6.2 Modèles analytiques de canal.....	25
1.6.2.1 On-body.....	25
1.6.2.2 Off-body	27
1.6.3 Modèles statistiques de canal	27
1.6.3.1 On-body.....	27
1.6.3.2 Off-body	29
1.6.4 Limites des modèles existants	30
1.7 Conclusion.....	31
CHAPITRE 2. CONCEPTION D'UNE ANTENNE CORNET SIW POUR LA MESURE DE CANAL BAN A 60 GHZ.....	32
2.1 Introduction	33
2.2 Spécifications d'antennes pour les mesures de canal BAN à 60 GHz	33
2.3 Etude comparative d'antennes pour les mesures de canal BAN à 60 GHz.....	34
2.4 Conception de l'antenne cornet SIW à 60 GHz.....	35
2.4.1 Antenne cornet conventionnel.....	35
2.4.1.1 Dimensionnement du guide	38
2.4.1.2 Dimensionnement du cornet.....	39

2.4.2	Antenne cornet SIW équivalente.....	43
2.4.3	Ajout d'une transition imprimée pour l'élargissement de la bande d'adaptation .	46
2.4.4	Alimentation par transition microruban « taper »	50
2.5	Caractérisation de l'antenne cornet SIW à 60 GHz	52
2.5.1	Caractérisation en espace libre	52
2.5.1.1	Coefficient de réflexion S_{11}	52
2.5.1.2	Diagramme de rayonnement.....	53
2.5.2	Caractérisation sur le corps humain	56
2.5.2.1	Coefficient de réflexion pour différentes hauteurs de l'antenne par rapport au fantôme	57
2.5.2.2	Diagramme de rayonnement pour différentes hauteurs de l'antenne par rapport au fantôme	59
2.6	Conclusion.....	61
CHAPITRE 3. COMMUNICATION SUR LE CORPS		63
3.1	Introduction	64
3.2	Problématique de la définition du gain d'antenne sur le corps	65
3.2.1	Mesures de canal « on-body » sur un fantôme	65
3.2.2	Expression théorique du gain d'un dipôle sur un diélectrique avec perte.....	67
3.3	Considérations de puissance pour un dipôle et une ouverture	72
3.3.1	Considérations de puissance : bilan de liaison et efficacité	72
3.3.2	Champ électrique rayonné par un dipôle.....	74
3.3.3	Champ électrique rayonné par une ouverture sur le corps	75
3.4	Normalisation de puissance pour la comparaison d'antennes rayonnant sur le corps ...	77
3.4.2	Impédance d'un dipôle vertical	78
3.4.3	Impédance d'une ouverture rectangulaire	79
3.5	Comparaison d'antennes sur le corps en termes de bilan de liaison	86
3.5.1	Puissance reçue avec un dipôle	87
3.5.2	Bilan de liaison avec un dipôle et une antenne ouverture	90
3.5.3	Diagramme de rayonnement	91
3.6	Comparaison d'antennes sur le corps en termes d'efficacités.....	93
3.7	Discussion	95
3.8	Conclusion.....	96
CHAPITRE 4. MESURE BAN DYNAMIQUE EN MODES ON-BODY ET OFF-BODY : ETUDE ENERGETIQUE		97
4.1	Introduction	98
4.2	Mesure dynamique de canal on-body à 60 GHz	98
4.2.1	Caractérisation BAN	98
4.2.2	Liaisons BAN On-body	99
4.2.3	Chaînes de mesure et de calibration	100
4.2.4	Résultats expérimentaux.....	101
4.2.5	Conclusion.....	107
4.3	Mesure dynamique de canal off-body	108
4.3.1	Caractérisation BAN	108
4.3.2	Liaisons BAN Off-body à 4 GHz.....	109
4.3.2.1	Chaîne et configurations de mesure.....	109
4.3.2.2	Résultats expérimentaux.....	111
4.3.3	Liaisons BAN Off-body à 60 GHz.....	112
4.3.3.1	Chaîne et configurations de mesure.....	112

4.3.3.2	Résultats de mesure	114
4.3.4	Résultats et discussions	114
4.4	Conclusion.....	118
CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES.....		120
BIBLIOGRAPHIE		123
LISTE DES PUBLICATIONS.....		147

LISTE DES ABBREVIATIONS

5G : 5ème génération de réseau mobile
ADN : *Acide DésoxyriboNucléique*
AV : *Audio/Visuel*
BAN : *Body Area Network*
BPSK : *Binary Phase-Shift Keying*
BSN : *Body Sensor Network*
CDF : *Cumulative Distribution Function ou fonction de distribution cumulative*
CEPT : *Conférence Européenne des administrations des Postes et Télécommunications*
Ch d : *Cheville droite*
CMOS : *Complementary Metal-Oxide-Semiconductor*
Cu d : *Cuisse droite*
CW : *Continuous Wave*
DAS : *Débit d'Absorption Spécifique*
dBi : *Décibel Isotrope*
dBm : *Décibel milliWatt*
dBr : *Decibel relative to the frequency band center*
DQPSK : *Differential Quadrature Phase-Shift Keying*
DS : *Delay Spread*
ECG : *ElectroCardioGramme*
ECMA : *European Computer Manufacturers Association*
EEG : *ElectroEncephaloGramme*
EMF : *ElectroMotrice Force*
EMG : *ElectroMyoGramme*
ETSI : *European Telecommunications Standards Institute*
EVM : *Error Vector Magnitude*
FCC : *Federal Communication Commission*
FDTD : *Finite-Difference Time-Domain*
FM-UWB : *Frequency Modulation - Ultra WideBand*
GHz : *GigaHertz*
GO : *Geometrical Optics ou Optique Géométrique*
GPOF : *General Pencil Of Functions*
H : *Horizontale (polarisation d'antenne)*
HBC : *Human Body Communication*
HSI : *High Speed Interface*
ICNIRP : *International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection*
IEEE : *Institute of Electrical and Electronics Engineers*
IF : *Intermediate Frequency*
IoT : *Internet of Things (Internet des Objets)*
IR-UWB : *Impulse-Radio Ultra WideBand*
LIP6 : *Laboratoire Informatique de Paris 6*
LOS : *Line Of Sight*
LPSC : *Low-Power Single Carrier*
LTCC : *Low-Temperature Co-fired Ceramic*
MAC : *Media Access Control*
MHz : *MegaHertz*
MICS : *Medical Implant Communication Service*

MIMO : *Multiple Input Multiple Output*
mmW : *millimeter Wave ou onde millimétrique*
MRI : *Magnetic resonance Imaging*
mW : *milliWatt*
NLOS : *Non-line Of Sight*
OFDM : *Orthogonal Frequency Division Multiplexing*
OOK : *On-off Keying*
OPERA : *Optique, Photonique, Electromagnétisme, Radiocommunications et Acoustique*
P g : *Poignet gauche*
PAN : *Personal Area Network*
PAPR : *Peak-to-Average Power Ratio*
PDP : *Power Delay Profile, : Power Delay Profile*
PEC : *Perfect Electric Conductor ou Conducteur Electrique Parfait*
PHY : *Physique (couche physique d'un réseau)*
PIRE : *Puissance Isotrope Rayonnée Equivalente*
PL : *Affaiblissement de propagation ou « Path Loss »*
PML : *Perfect Match Layer*
PSK : *Phase Shift Keying*
QAM : *Quadrature Amplitude Modulation ou Modulation d'amplitude en quadrature*
QPSK : *Quadrature Phase-Shift Keying*
RF : *Radiofréquence*
RX : *Receiver ou récepteur*
SC : *Single Carrier*
SINR : *Signal-to-Interference-plus-Noise Ratio ou rapport signal à bruit et interférence*
SIW : *Substrate Integrated Waveguide*
Ta : *Taille*
TE : *Transversal Electric*
TEB : *Taux d'Erreur Binaire*
TM : *Transversal Magnetic*
To : *Torse*
TX : *Transmitter ou émetteur*
UTD : *Uniform Theory of Diffraction*
UWB : *Ultra WideBand ou Ultra Large Bande*
V : *Verticale (polarisation d'antenne)*
VHT : *Very High Throughput*
VNA : *Vector Network Analyzer ou Analyseur de réseau vectoriel*
WiFi : *Wireless Fidelity*
WiGig : *Wireless Gigabit*
WLAN : *Wireless Local Area Network*
WMTS : *Wireless Medical Telemetry System*

INTRODUCTION GENERALE

Les réseaux de capteurs sur le corps humain ou Body Area Networks (BANs) offrent un potentiel sans précédent pour le suivi médical à distance, en temps réel et en continu des patients. Dans un contexte de vieillissement de la population, cette nouvelle génération de réseaux communicants permet non seulement d'améliorer la sécurité et le confort des personnes âgées mais aussi de développer un modèle économique plus efficient. Le BAN est une technologie émergente issue de la technologie de réseau de capteurs « *Body Sensor Network* » (BSN) et de l'ingénierie biomédicale. L'expression « *Body Sensor Network* » a été formellement définie pour la première fois en 2006 [1]. Il s'agit de réseau de capteurs de signaux vitaux sur le corps humain. Les BANs sont à la fois une généralisation et un « raffinement » des BSNs. Leurs applications s'étendent, en effet, dans d'autres domaines comme les divertissements multimédia, le sport, les dispositifs d'aide aux personnes handicapées (aveugles, muets) [2], la domotique, le domaine militaire et bien d'autres, et cet élargissement va de pair avec la maturation de la technologie associée. Les dispositifs BANs sont souvent associés à des capteurs de signaux vitaux, parmi lesquels, on peut citer un Smartwatch qui peut assurer, entre autres fonctions, les fonctions d'oxymétrie et de mesure de pouls. D'autres capteurs, de glucose pour les personnes diabétiques, d'ECG (ElectroCardioGramme) pour le rythme cardiaque, d'EEG (ElectroEncephaloGramme) pour les activités cérébrales, de position pour la détection de chute, intègrent ce type de plateforme. Ces différents capteurs communiquent avec un réseau externe qui est responsable du suivi des patients ou qui collecte, traite et analyse les données pour ensuite informer l'utilisateur. Les débits de transmission de ces signaux vitaux sont généralement faibles (en dessous de 1 Mbps). Pour le confort des utilisateurs, les capteurs doivent être de petites tailles et légers, ce qui limite par conséquent la taille de leur batterie, et donc leur autonomie. Il est donc important, pour prendre en compte cette contrainte forte, de bien évaluer la consommation d'énergie des capteurs. Des stratégies de communication sont mises en œuvre pour améliorer l'efficacité énergétique comme l'utilisation d'une technique de modulation à très courte impulsion OOK (On-Off Keying) réduisant ainsi le temps de consommation. Cette technique nécessite une large bande, elle est bien adaptée pour les applications à faible débit qui nous intéressent [3].

Sachant que les liaisons radio consomment une grande partie de la puissance disponible sur les capteurs [4], [5], la connaissance de la puissance d'émission requise pour

établir une liaison BAN fiable est importante. Ceci implique la connaissance du canal ainsi que le rayonnement des antennes sur le corps humain et dans son environnement proche. La modélisation du canal statique et dynamique sur le corps permet d'estimer le bilan de liaison, de choisir l'antenne adaptée pour les différents nœuds et d'adapter une stratégie de propagation et de communication pour réduire la consommation d'énergie des réseaux BANs.

L'étude au cours de cette thèse se focalise sur l'étude de la caractérisation d'antennes pour les BANs et la propagation on-body sur le corps humain à 60 GHz. Elle concerne la couche physique d'un réseau BAN. Elle s'insère dans le cadre du projet SMART BAN du labex SMART (Smart Human/Machine/Human Interactions In The Digital Society) où les compétences en réseau du laboratoire Informatique de Paris 6 (LIP6) viennent compléter pour la couche MAC (Media Access Control) du réseau.

Le premier chapitre va explorer les différentes applications des BANs puis expliquer l'intérêt de l'utilisation d'une fréquence dans la bande millimétrique pour ces réseaux. Les différents modèles de canal BANs sont également ébauchés menant vers les limitations des modèles liées à la séparation antenne - canal.

Pour pouvoir effectuer des mesures de canal, une antenne planaire pour des mesures de canal BANs sur le corps a été conçue et réalisée en plusieurs prototypes. La conception de cette antenne ainsi que sa caractérisation en espace libre et sur le corps humain sont détaillées dans le deuxième chapitre. Il est observé dans la caractérisation de l'antenne sur le corps que le gain de l'antenne sur le corps n'est pas constant et ne peut pas être défini comme le gain en espace libre.

Le troisième chapitre aborde la question de l'intrication corps – antenne. Sur le plan théorique, le modèle de Norton a permis d'évaluer pour un dipôle l'influence de la présence du corps humain sur le diagramme de rayonnement. Nous avons établi l'expression d'un pseudo-gain d'antenne en fonction de la distance entre deux nœuds. En utilisant la méthode des images complexes, l'efficacité et le rayonnement d'une antenne ouverture sont comparés à une antenne dipôle omnidirectionnelle.

Finalement, la performance globale d'une antenne sur le corps est évaluée en termes de probabilité de non-liaison déduite de mesure dynamique. D'abord, des liaisons on-body sont considérées pour des scénarios de mouvements répétés. Puis, les performances de l'antenne conçue dans le chapitre 2 pour des liaisons off-body à 60 GHz ont été comparées aux performances obtenues avec une antenne monopole commercialisée à 4 GHz. La fiabilité

des BANs à 60 GHz est ainsi comparée à une autre fréquence compatible à des techniques de communication à faible consommation déjà utilisée et standardisée pour les BANs. Ces mesures dynamiques ont été menées pour un nœud sur le poignet et un nœud attaché sur le téléphone tenu dans la main. Le but de ces mesures est de montrer l'intérêt et la faisabilité du 60 GHz pour les BANs vis-à-vis de la conjoncture actuelle de régulation de puissance.

Chapitre 1. RESEAUX DE CAPTEURS CORPORELS

Résumé

Dans ce premier chapitre, le contexte des réseaux de capteurs corporels est abordé incluant les différentes applications et les standards de communication. Il est établi que le besoin en débit pour les réseaux BANs reste en dessous de 100Mbps voire 10 Mbps. Les principaux avantages de la bande autour de 60 GHz pour ces applications sont la réduction des interférences, la large bande disponible exploitable pour une meilleure efficacité énergétique, la miniaturisation des antennes, la sécurité des réseaux, sachant que l'utilisation de cette fréquence reste sans danger. La miniaturisation des capteurs limite l'autonomie des batteries et requiert des stratégies de réduction de la consommation énergétique. Comme une grande partie de la consommation est affectée aux liaisons radio, la problématique d'établissement de liaison à 60 GHz nécessite la prédiction des puissances nécessaires et donc la modélisation des canaux BANs. Les modèles de canal existants sont présentés avec leur limitation telle que l'intrication antenne-canal. Le chapitre 2 expose la conception d'une nouvelle antenne pour les mesures de canal BAN suivant une approche : conception d'antenne selon les spécifications BAN, caractérisation en espace libre puis caractérisation sur le corps humain. L'ambiguïté de la définition du gain d'antenne sur le corps introduit vers le chapitre 3 qui présente une nouvelle approche théorique de caractérisation d'antennes en puissance absolue sur le corps incluant le calcul d'impédance d'une ouverture rectangulaire sur le corps qui n'a pas été disponible dans la littérature. La faisabilité des liaisons BANs à 60 GHz est par la suite mise en évidence dans le chapitre 4 par des mesures dynamiques réalisées pour les mêmes scénarios à 60 GHz et à 4 GHz. Cette autre fréquence fait partie de la bande Ultra Large (UWB) et présente donc le même avantage pour la réduction de la consommation d'énergie.

1.1 Introduction

1.1 Introduction

Les réseaux de capteurs corporels ou BANs (Body Area Networks), initialement développés pour des applications médicales, voient aujourd'hui leurs usages se multiplier considérablement. Ce développement est encouragé par la miniaturisation constante des capteurs intelligents ainsi que par l'émergence des technologies de communication sans fil à faible puissance et à courte portée. Avec l'essor de l'Internet des Objets (IoT), les BANs seront amenés à se développer davantage et feront partie intégrante de la 5^{ème} génération de réseau mobile (5G). Pour donner un aperçu de l'étendue des applications des BANs, on se propose dans ce chapitre d'en explorer quelques-unes, et d'évoquer les principaux standards de communication établis. Ces principaux standards BANs qui ne concernent que les fréquences allant jusqu'à 10,6 GHz, excluent de fait les ondes millimétriques (30 GHz – 300 GHz) qui pourtant, comme nous le montrons dans ce chapitre, présentent de nombreux avantages, notamment la bande de fréquence autour de 60GHz. Afin d'articuler nos travaux avec l'état de la connaissance actuelle, nous explorons, dans ce chapitre, les modèles de canal BANs existants, et ébauchons les problématiques d'efficacité énergétique et de fiabilité des communications BANs à 60 GHz, qui motivent les travaux de recherches rapportés dans ce mémoire.

1.2 Généralités sur les réseaux de capteurs corporels (Body Area Networks ou BANs)

1.2.1 Définition

L'acronyme BAN (Body Area Network) ou réseau corporel désigne un réseau sans fil touchant le corps humain ou situé dans son environnement immédiat (moins de 3 m) [2]. Selon le classement des réseaux, le BAN est le réseau dont la portée est la plus courte après le PAN (Personal Area Network) allant jusqu'à quelques dizaines de mètres [2]. Les éléments rayonnants constituant les nœuds d'un réseau BAN sont associés à des capteurs « intelligents » placés à l'intérieur du corps humain ou à sa surface. Ce sont des dispositifs de faible puissance, miniaturisés et légers, capables de communiquer avec d'autres nœuds du réseau et/ou vers un nœud externe. Les différents types de liaison constituant un réseau BAN sont spécifiés dans la section suivante.

1.2.2 Classification des réseaux BAN

Dans la terminologie BAN, on note trois types de liaison possibles comme présentés sur la Figure 1.1 : In Body, On-body et/ou Off-body [6], [7].

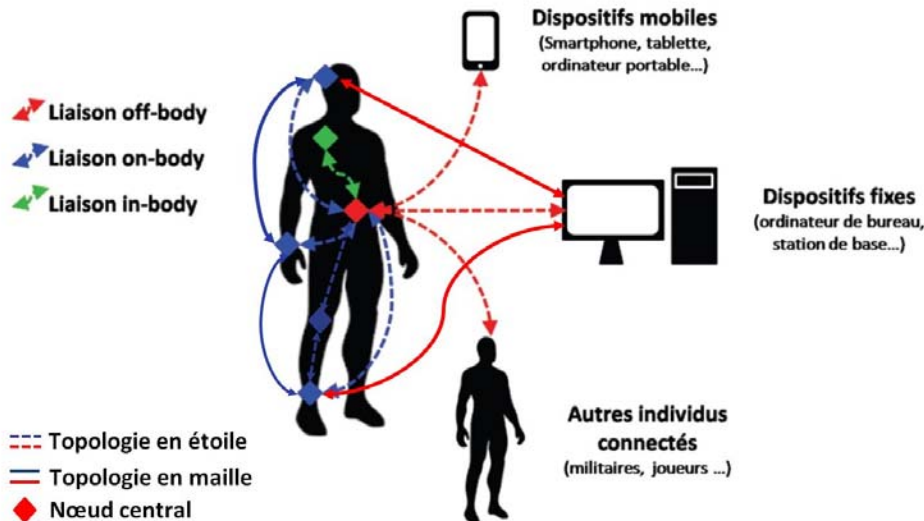


Figure 1.1 Vue schématique d'un réseau BAN pour les communications In-body, On-body et Off-body [7].

- Liaison In-body (ou In/On body) : le capteur, placé à l'intérieur du corps communique vers un récepteur à proximité immédiate du corps.
- Liaison On body : les capteurs, placés à la surface du corps, communiquent entre eux. La topologie du réseau de capteurs ainsi formé sur le corps peut être en étoile ou en maille. Pour une topologie en étoile, toute communication transite vers un nœud central ou nœud routeur. Ce nœud sert de relai vers au moins un nœud externe ou « coordinateur ». Tandis que pour une topologie en maille, plus d'un nœud peut communiquer vers un élément externe [8]. Pour les liaisons sans visibilité NLOS (Non-line Of Sight) ou à longue distance, l'utilisation de la technique "multi-saut" (exemple : liaison cheville – genou – taille) pour le routage des données peut s'avérer nécessaire pour établir la communication [9] ou pour réduire la consommation d'énergie ainsi que du taux d'erreur de paquets [10], [11].
- Liaison Off-body : comme les BANs servent pour un contrôle à distance, une partie de la communication est destinée à l'élément distant qui pourrait être le réseau mobile (téléphone) ou un réseau privé ou Internet. La communication entre deux individus connectés ou « body-to-body » fait aussi partie des BANs off-body [7].

1.2 Généralités sur les réseaux de capteurs corporels (Body Area Networks ou BANs)

1.2.3 Principaux domaines d'applications des BANs

La Figure 1.2 illustre les principales applications, connues à ce jour, des BANs. Le standard IEEE 802.15.6 classifie simplement les applications des BANs en médical et non-médical, nous trouvons aussi la même classification dans [8]. Nous distinguons, pour notre part, plutôt trois grands domaines : santé et médecine, défense et sécurité, sport et loisirs.

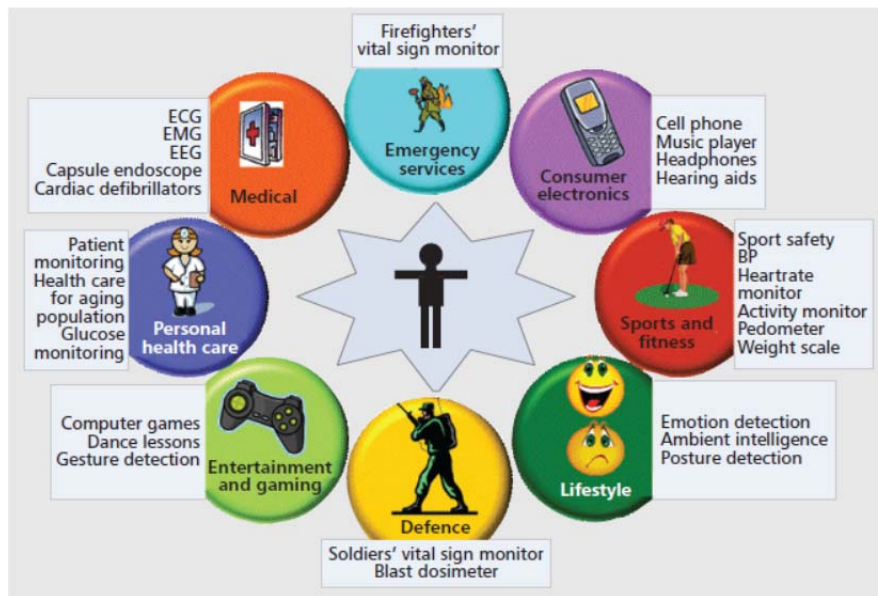


Figure 1.2 Différentes applications du BAN [12]

Dans le domaine médical, les BANs visent les services de soins, de réhabilitations physiques et le suivi physiologique des paramètres vitaux. Les soins incluent le diagnostic intelligent et le traitement thérapeutique à distance. Quant au suivi, il peut concerner les maladies chroniques, l'état de santé des personnes âgées ou s'agir d'un suivi post-opératoire. Parmi les applications médicales, on peut également compter l'assistance aux personnes handicapées avec un dispositif audio-visuel communicant comme présentée dans [2]. Par ailleurs, le remplacement, par des liaisons sans fil, des liaisons filaires entre les différents appareils de monitoring et le patient en salle d'opération [13] est aussi de plus en plus répandu, et améliore considérablement le confort du chirurgien et la sécurité du patient.

En dehors des dispositifs cliniques, des capteurs communicants de signaux vitaux sont accessibles au grand public sous forme de dispositifs liés à la santé. Nous décrivons brièvement trois exemples présentés sur la Figure 1.3 :

- Le casque EEG (Electroencephalogramme) [14] permet entre autres l'évaluation de la qualité de sommeil.

- Le smartwatch intègre un capteur de température, un accéléromètre, un podomètre, un capteur ECG (Electrocardiogramme) et un tensiomètre [15]. Il est très utilisé pour le suivi des activités physiques et pour évaluer la qualité de sommeil.
- Le dernier capteur ECG, qui s'attache autour de la poitrine [16], peut détecter les signes avant-coureurs annonçant la survenue d'un malaise cardiaque [17].

Les informations collectées par tous ces capteurs sont envoyées via une connexion Bluetooth vers un appareil mobile tel qu'un smartphone muni d'une application dédiée à leur lecture et à leur analyse. Ces dispositifs peuvent être vus comme des « gadgets » mais lorsque des études montrent leur fiabilité [17]–[19], ils deviennent des auxiliaires précieux dans la prévention de maladies

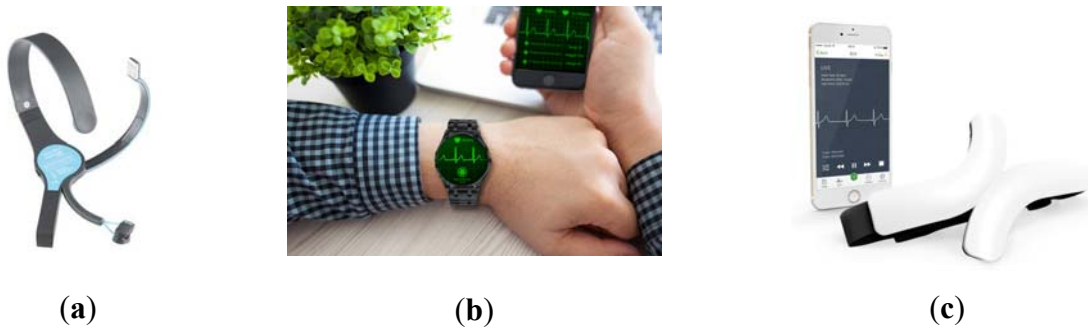


Figure 1.3 Exemples de dispositifs BANs : (a) casque EEG [14] ; (b) smartwatch muni de capteur ECG (ElectroCardiogramme) [15]; (c) capteur ECG [16].

En dehors du domaine médical, le réseau BAN intéresse le domaine militaire pour le suivi de signaux vitaux des soldats ou pour la communication entre soldats [20]. Il en est de même pour le sport où les BANs permettent le suivi en temps réel des performances des joueurs sur le terrain ou des professionnels sportifs dans leur quotidien. Enfin, avec l'évolution des divertissements multimédia, les jeux impliquant les avatars ont également recours aux BANs [21], [22].

Il est clair, au travers de ces exemples, que le potentiel d'applications des BANs est élevé et tend à s'accroître. Chaque application a comme nous le verrons dans la section qui suit, ses spécificités, mais dans l'ensemble, les communications dans les réseaux BANs doivent être optimisées pour garantir une faible consommation d'énergie. En prévision de leur densification, il faudrait aussi pouvoir gérer efficacement les interférences électromagnétiques. D'autres problématiques comme la sûreté des utilisateurs, la sécurisation des données et la fiabilité des communications, contribuent à justifier amplement les recherches actuelles sur les BANs.

1.2 Généralités sur les réseaux de capteurs corporels (Body Area Networks ou BANs)

1.2.4 Spécifications des réseaux BANs

Selon les applications, les spécifications requises pour les capteurs, en termes de débit, de consommation d'énergie et d'autonomie sont naturellement différentes. Le tableau 1.1 présente quelques exemples de capteurs avec les débits nécessaires, le taux d'erreur binaire (TEB) admissible et les contraintes sur la durée de vie de la batterie.

Tableau 1.1 Capteurs et performances requises par les BANs [12], [23]

Application	Débit	TEB	Durée de vie de la batterie
Stimulation du cerveau	< 1 Mbps	< 10^{-3}	> 3 ans
Aide auditive	200 kbps	< 10^{-10}	> 40 h
Capsule endoscope	1 Mbps	< 10^{-10}	> 24 h
Moniteur de taux de glucose, température	< 1 kbps	< 10^{-10}	> une semaine
ECG (ElectroCardioGramme)	10 - 300 kbps	< 10^{-10}	> une semaine
EEG (ElectroEncephaloGramme)	10 - 200 kbps	< 10^{-10}	> une semaine
EMG (ElectroMyoGramme)	10 - 1600 Mbps	< 10^{-10}	> une semaine
Capteur de mouvement / Accéléromètre	< 35 kbps	< 10^{-10}	> une semaine
Audio	1 Mbps	< 10^{-5}	> 24 h
Voix	50 – 100 kbps	-	-
Vidéo / imagerie médicale	< 10 Mbps	< 10^{-3}	> 12 h

Il apparaît clairement dans ce tableau que dans les applications médicales, le besoin en débit n'est pas très élevé (entre 10 kbps et 10 Mbps). Toutefois, ce besoin peut considérablement augmenter lorsqu'il s'agit de surveillance médicale impliquant par exemple l'enregistrement en continu, via des canaux multiples, d'activité neuronale [24] ou l'imagerie haute résolution [25].

Le tableau 1.1 indique aussi que la durée de vie de la batterie ainsi que le TEB sont très variables et dépendent étroitement de l'application. Ces deux paramètres de sortie, car fixés par le cahier des charges des applications, conditionnent directement les puissances mises en jeu et impactent donc logiquement les paramètres d'entrée que peuvent être le canal de propagation, les éléments rayonnants pour ne citer que les sujets électromagnétiques cadrant avec l'objet de notre étude. D'autres paramètres supplémentaires comme le nombre de

nœuds, la flexibilité du réseau vis à vis de l'ajout/suppression de nœud, le taux d'erreur sur les paquets, le délai de liaison sont également à prendre en compte pour un dimensionnement optimal d'un réseau BAN [26]. La section suivante présente les standards de communication pouvant être appliqués pour les BANs vis-à-vis des spécifications de ces applications.

1.3 Standards de communication

Quelques standards de communication compatibles avec les réseaux BANs sont présentés sur le Tableau 1.2 avec leurs bandes de fréquence, les débits requis et les puissances d'émission en jeu exprimées en PIRE (Puissance Isotrope Rayonnée Equivalente). Ces différents standards ont été à la base spécifiés pour des réseaux courte portée généralement pour les PANs d'une portée inférieure à 10 m. Parmi les différentes bandes de fréquence, la bande la plus utilisée est celle autour de 2,4 GHz. Les fréquences MICS (Medical Implant Communication Service) de 402 MHz à 405 MHz et la fréquence utilisée pour la liaison inductive (20 MHz) sont seulement spécifiées pour les liaisons « in-body ». Puisque le besoin en débit pour les BANs va de 10 kbps à 10 Mbps selon les applications, les standards sur le tableau 1.2 peuvent répondre à certaines applications. Il est surtout important d'avoir un fonctionnement faible puissance en dessous du mW.

Tableau 1.2 Standards et bandes de fréquence potentiels pour les BANs [12], [27], [28]

Standard	Bande de fréquence	Débit / largeur de bande	PIRE
IEEE 802.15.1 (Bluetooth)	2,4 – 2,4835 GHz	1 Mbps, 1 MHz	0 dBm
IEEE 802.15.4 et ZigBee	2,4 GHz 915 MHz 868 MHz	250 kbps 40 kbps 20 kbps	0 dBm
MICS	402 – 405 MHz	3 MHz	- 16 dBm
WMTS (« Wireless Medical Telemetry System »)	608 – 614 MHz 1395 – 1400 MHz, 1429 – 1432 MHz	5 / 6 MHz	≥ 10 dBm < 1.8 dBm
UWB (Ultra WideBand)	0 – 960 MHz 3,1 – 10,6 GHz	800 kbps, 27,24 Mbps	- 41dBm / MHz
Liaison inductive	< 20 MHz, 13,56 MHz	kbps	> 0 dBm

1.3 Standards de communication

D'autres standards de réseaux pour les BANs tels que ANT, Sensium, Zarlink, BodyLAN qui sont pour la plupart propriétaires sont présentés comme alternatives aux BANs dans [12], [29]. Nous décrivons brièvement, dans ce qui suit, deux standards, plus spécifiés pour les BANs : IEEE 802.15.4 et IEEE 802.15.6.

1.3.1 IEEE 802.15.4 et Zigbee

Le standard IEEE 802.15.4 est un standard pour les réseaux PANs [30], spécifié pour des dispositifs à faible puissance (0 dBm) autour de 2.4 GHz et d'une capacité de données de 250 kbps. Pour le rendre compatible avec les réseaux BANs notamment en ce qui concerne la consommation d'énergie, il a été associé à la norme Zigbee [31], [32] qui cible principalement l'utilisation rationnelle de l'énergie dans des applications comme la domotique. Cette norme répond toutefois aux exigences de la Continua Health Alliance pour son utilisation dans le domaine de la santé. Dans cette association, le standard IEEE 802.15.4 gère les couches PHY (Physique) et MAC (Media Access Control), tandis que la norme Zigbee gère les couches réseau et application [31].

Un exemple de prototype de réseaux de capteurs vitaux BAN a été réalisé suivant le standard IEEE 802.15.4 dans [33]. La bande de fréquence autour de 2.4 GHz utilisée par le standard est, en raison de la congestion du trafic WLAN (Wireless Local Area Network), sensible aux interférences [30]. Bien que ce standard soit encore utilisé pour les communications entre capteurs, la norme IEEE 802.15.6 (de février 2012) établit un nouveau standard dédié spécifiquement pour les communications BAN.

1.3.2 IEEE 802.15.6

La norme IEEE 802.15.6 est un standard de communication optimisé pour les dispositifs à faible puissance opérant à proximité ou à l'intérieur du corps humain. Ce standard publié en 2012, dépasse en termes de débit les standards ZigBee, Bluetooth et WiFi (« Wireless Fidelity »), tout en gardant une faible consommation de puissance (cf. Figure 1.4). Ce standard est défini pour les bandes de fréquence suivantes [34] :

- en communication à bande étroite : 402–405MHz, 420–450MHz, 863–870MHz, 902–928MHz, 950–958MHz, 2,36–2,4GHz, et 2,4–2,4835GHz ;
- en communication Ultra Large Bande (Ultra WideBand ou UWB) : 3,2-4,7 GHz et 6,2 – 10,2 GHz.

Toutefois, les bandes de fréquence qui présentent le plus d'intérêt dans les études présentes sont celles autour de 868 MHz et 2,4 GHz puisque la technologie radio est disponible à ces fréquences [35].

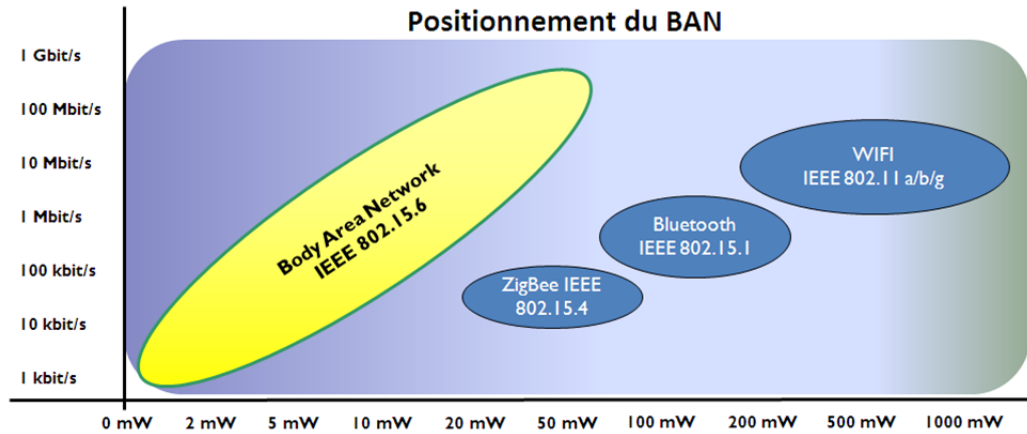


Figure 1.4 Débit et puissance moyenne [36]

Trois couches physiques sont identifiées: la couche physique à bande étroite (Narrow Band), la couche physique à bande ultra-large et la couche physique de la communication inductive sur le corps humain (Human Body Communication ou HBC). La couche MAC inclut la réparation et la transmission des trames, optimise la communication et agit sur la consommation d'énergie.

La couche physique à bande étroite (Narrow Band) utilise une modulation BPSK (Binary Phase-Shift Keying) ou QPSK (Quadrature Phase-Shift Keying) pour des bandes de fréquence comprise entre 402 MHz et 2483,5 MHz [24]. En utilisant une bande plus large et en optimisant le taux d'erreur en fonction du choix de la modulation, de meilleures performances sont obtenues en termes de débit et de portée, tout en gardant une faible complexité et une basse consommation d'énergie.

Trois modes de fonctionnement utilisant des canaux de 499,2 MHz sur la bande inférieure [3,2448 - 4,7424] GHz et la bande supérieure [6,24 - 10,2336] GHz de l'UWB sont définis comme suit [24], [37] :

- l'impulsion radio UWB (IR-UWB I) utilisant la modulation OOK, de débit entre 0,49 et 15,6 MHz, elle convient parfaitement pour des structures simples d'émetteur-récepteur ;

1.4 Utilisation de la bande autour de 60 GHz pour les BANs

- l'impulsion radio UWB (IR-UWB II) utilisant la modulation DBPSK / DQPSK (Differential Quadrature Phase-Shift Keying) : même débit de données non codées que l'IR-UWB I, plus robuste que l'OOK (On-off Keying) en termes de TEB mais récepteur plus complexe et par conséquent une consommation plus élevée;
- la modulation de fréquence à large bande (FM-UWB) pour un débit inférieur à 0,25 Mbps ; ce mode est optionnel et ne peut être utilisé qu'en supplément du mode IR-UWB qui est « mandatory » pour l'implémentation d'un BAN hub¹.

La couche physique HBC utilise uniquement une bande de fréquence centrée sur 21 MHz permettant d'établir des liaisons en champ proche sur le corps. Les émetteurs sont faciles à transporter et présentent une faible consommation d'énergie, due à l'absence d'antennes et de module de radiofréquence.

Au regard de ces standards, les bandes de fréquence utilisées, en dehors de la couche PHY HBC, occupent un spectre allant de 400 MHz à 10 GHz [38]. Ce qui exclut donc les ondes millimétriques (30 GHz – 300 GHz). Toutefois avec l'arrivée de la 5G et la disponibilité de composants bas coût, la bande millimétrique, notamment autour de 60 GHz, redevient pertinente. Elle présente par ailleurs de nombreux avantages pour les réseaux BAN dédiés au médical. Nous détaillons dans ce qui suit, cette bande de fréquence et les standards associés et apportons les motivations justifiant son utilisation dans le domaine des BANs.

1.4 Utilisation de la bande autour de 60 GHz pour les BANs

La bande autour de 60 GHz est la bande de fréquence retenue pour la nouvelle norme de réseau WLAN, le WiGig (Wireless Gigabit). Son principal atout pour les applications de très haut débit, comme le streaming de contenu multimédia sans compression est la large bande disponible. Elle est aussi standardisée pour les transferts de données sans fil, le Gigabit Ethernet en réseaux WPANs (Wireless Personal Area Networks). Le WiGig donne des spécifications techniques pour les communications à 60 GHz pour des applications à haut débit et courte portée comme le type de modulation, le taux de codage et la puissance.

Dans les années passées, ces fréquences n'étaient pas envisageables pour les BANs. Pourtant, grâce à l'évolution de solutions d'intégration de circuit, les barrières technologiques

¹ Une entité qui possède une fonctionnalité d'un nœud et coordonne l'accès au support et gestion de l'alimentation des nœuds dans le réseau de corps (BAN).

et de coût sont tombées. Plus précisément, la réduction de la longueur des grilles de transistors à moins de 50 nm en technologie CMOS (Complementary Metal-Oxide-Semiconductor) à base de silicium permet aujourd'hui le développement d'émetteurs et récepteurs à forte densité d'intégration [39]. Depuis quelques années, une production à échelle industrielle de composants micrométriques a rendu possible la commercialisation de dispositifs et sous-systèmes à 60 GHz [38]. Ces solutions ont été développées initialement pour les dispositifs WLAN à 60 GHz [40] mais dont les BANs peuvent bénéficier.

1.4.1 Avantages

1.4.1.1 Réduction des interférences et efficacité énergétique,

Comme le montre une étude récente [41], la bande autour de 60 GHz est meilleure, en termes de niveau d'interférences et d'efficacité énergétique, que celle utilisée actuellement autour de 2.4 GHz. Cette étude montre en effet, en utilisant une approche dite de la théorie des jeux, que pour améliorer le rapport signal à bruit et interférence (SINR) et assurer une communication équilibrée entre les différents utilisateurs, la fréquence optimale est établie à 60 GHz.

Comme nous le verrons au paragraphe 1.4.3, les standards de communication de la bande autour de 60 GHz offrent une large bande (entre 7 et 9 GHz) continue, et autorisent une puissance d'émission plus élevée qu'aux fréquences inférieures. Ceci étant, il est possible d'une part de réduire l'impact des trajets multiples et d'autre part de compenser les différentes pertes par atténuation et ainsi permettre des liaisons de type Off-body (décrites précédemment dans la section 1.2.2), avec TEB raisonnable et un coût réduit. Et même si les débits requis pour les applications BANs restent faibles, on peut, comme déjà souligné, tirer profit de cette bande disponible pour réaliser des impulsions ultra courtes [42] et à très faible rapport cyclique, afin de réduire la puissance moyenne consommée et d'améliorer davantage l'efficacité énergétique.

1.4.1.2 Sécurité de canal et décongestion spectrale

Pour garantir la sécurité du canal ainsi que la confidentialité des communications, il est tiré bénéfice ici de l'atténuation de l'onde en espace libre (1.1) qui, évoluant au carré de la fréquence (en f^2), devient très élevée dans les bandes de fréquence millimétriques (68 dB pour 1m de liaison à 60 GHz [38], [43] contre 40 dB à 2,45 GHz).

1.4 Utilisation de la bande autour de 60 GHz pour les BANs

$$Att_{dB} = 10 \log \left(\frac{4\pi d}{\lambda} \right)^2 = 10 \log \left(\frac{4\pi d f}{c} \right)^2 \quad (1.1)$$

A cette atténuation en espace libre s'ajoute, de par la spécificité de la fréquence 60 GHz, une atténuation supplémentaire due à l'absorption de cette fréquence par la molécule d'oxygène [43], mais qui compte tenu des distances visées reste négligeable (0.2 dB à 1m [38]). En revanche cette forte atténuation permet la réutilisation de cette fréquence [1], [40] de manière plus dense et contribue à décongestionner le spectre.

1.4.1.3 La miniaturisation poussée des antennes

Une des contraintes majeures des réseaux BANs est la faible dimension des dispositifs portés sur le corps pour des raisons de confort et d'acceptabilité. Avec les techniques de miniaturisation d'antennes, des technologies efficaces associant plusieurs antennes, aujourd'hui irréalisables pour les BANs aux fréquences inférieures, pourront être développées. On peut citer le LTCC (Low-Temperature Co-fired Ceramic) et les substrats thermoplastiques pour créer des antennes discrètes, physiquement petites et de gain élevé [40].

1.4.1.4 Harmonisation des liaisons On-body et Off-body

Puisque les réseaux BANs ne se limitent pas uniquement à la communication entre deux nœuds sur le corps, mais incluent également la communication off-body, on voit donc une convergence vers les fréquences millimétriques qui présentent des avantages aussi bien pour les liaisons On-body que pour les liaisons Off-body. Cette convergence est de nature à limiter l'hétérogénéité et le nombre de composants dans une communication BAN.

1.4.1.5 Sureté

Pour les questions d'exposition et de sureté, nous savons que le réchauffement des tissus exposés aux ondes millimétriques est limité aux effets de surface. En effet, la profondeur de pénétration moyenne des ondes est assez faible (0,5 mm) [6] à 60 GHz. Cela signifie que les ondes à cette fréquence ne pénètrent que la peau et n'ont donc pas d'effets secondaires sur les organes. Il faut aussi noter que l'utilisation de l'ensemble du corps pour

évaluer le DAS² (Débit d’Absorption Spécifique) en dosimétrie classique peut être remise en cause puisque l’énergie absorbée n’est localisée que dans la peau [7].

Les recherches effectuées révèlent que les effets de l’exposition aux ondes millimétriques sur la corps sont tous de nature thermique [7], [44] et que cette exposition ne présente pas de risque de modification d’ADN par ionisation [44]. Pour les ondes millimétriques, le seuil de densité de puissance incidente pour percevoir une élévation de température entre 0,06°C et 0,08°C est plus faible (5 mW/cm²) à 60 GHz que pour les fréquences micro-ondes (au-delà de 10 mW/cm²) [45]. Le FCC (Federal Communication Commission) et l’ICNIRP (International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection) donnent la restriction sur la densité de puissance moyennée sur tout le corps à 10 W/m² pour une exposition publique générale des ondes millimétriques. Il a été prouvé qu’une telle densité produit une élévation de température de 0.1°C [44] à 60 GHz. Pour les parties du corps où la peau est plus fine que la profondeur de pénétration des ondes (0,48 mm), l’onde atteint la couche de graisse sur laquelle elle va être réfléchi. On aurait moins d’absorption mais plutôt de la réflexion résultant à une élévation de température plus faible que pour les épaisseurs de peau plus élevée [45]. Dans [46], il est mentionné que les changements de températures de 1°C dans le corps ne présentent pas de danger. Plusieurs études ont été conduites à ce sujet [47] qui montrent que le rayonnement à 60 GHz pour une densité de 10 mW/cm² pendant 8 h ne cause aucun dommage oculaire bien que les yeux sont faiblement irrigués et donc peu susceptibles d’évacuer rapidement la chaleur.

1.4.1.6 Intérêt pour les BANs à 60 GHz

Plusieurs résultats publiés pour les BANs à 60 GHz [20] montrent leur faisabilité. Différentes études autour des BANs à 60 GHz concernent la conception d’antennes [48]–[57], les modèles de canal sur le corps [58]–[70], l’interaction corps-antenne [57], [71]–[74], la fabrication de fantômes [75]–[77]. Ces études montrent l’intérêt de la communauté scientifique pour cette partie du spectre électromagnétique, quant à ses applications dans le domaine des BANs.

² DAS : indice indiquant la quantité d’énergie, véhiculée par les ondes radiofréquences reçues par l’usager d’un appareil radioélectrique lorsque cet appareil fonctionne à pleine puissance et dans les pires conditions d’utilisation, exprimée en W/kg [Wikipedia]

1.4 Utilisation de la bande autour de 60 GHz pour les BANs

1.4.2 Inconvénients

Les principaux inconvénients à retenir sont liés au bilan de la liaison. En effet, un gain d'antenne élevé ne suffit pas à garantir une communication fiable sur le corps à 60 GHz, en raison des mouvements du corps qui occasionnent, de manière aléatoire et donc imprévisible, des situations de masquage. Par ailleurs, la puissance d'émission, étant directement liée à la consommation d'énergie reste contrainte par l'autonomie des capteurs, limitant ainsi la portée. Pour l'ensemble de la liaison, il reste donc à améliorer la sensibilité du récepteur en l'optimisant en terme de facteur de bruit, mais de toute évidence se pose le problème de l'évaluation objective de la consommation énergétique et du bilan de liaison pour être en mesure de proposer des solutions présentant une bonne efficacité énergétique.

1.4.3 Régulation et standards de communication autour de 60 GHz

L'allocation des bandes de fréquences d'ondes millimétriques a commencé en 1995, avec la publication du FCC des bandes allouées entre 59 et 64 GHz (puis étendu de 57 GHz à 64 GHz) pour des applications commerciales sans fil. Les autres bandes de fréquence millimétrique sont le mmW-70 (71 – 76 GHz), le mmW-80 (81 – 86 GHz) et le mmW-90 (92-95 GHz). Les deux premières bandes sont allouées sous licence et l'utilisation de la bande mmW-90 GHz est restreinte à un environnement intérieur (« indoor »). Par contre, la bande autour de 60 GHz est disponible sans licence et présente moins de limitation dans sa régulation [38]. Le Tableau 1.3 présente la régulation de la bande autour de 60 GHz pour différentes régions du monde en termes de bande, de puissance de transmission et de gain d'antenne.

Tableau 1.3 Régulation de la bande non-licenciée autour de 60 GHz [38]

Région	Fréquences (GHz)	Puissance de transmission maximale (mW)	PIRE (dBm)	Maximum de gain d'antenne (dBi)
Etats-Unis	57 - 64	500	40	Non spécifié
Canada	57 - 64	500	40	Non spécifié
Japon	59 - 65	10	Non spécifié	47
Europe	57 - 66	20	Max 57	37
Australie	59.4 – 62.9	10	Max 51.76	47
Corée du Sud	57 - 64	10	A déterminer	A déterminer

En Europe, les organismes de régulation sont l'ETSI (European Telecommunications Standards Institute) et le CEPT (Conférence Européenne des administrations des Postes et Télécommunications). Une bande non-licenciée de 9 GHz est allouée avec un minimum de largeur de spectre de 500 MHz. La puissance de transmission maximale est de 20 mW et le gain maximum d'antenne de 37 dBi [1], [38]. Pour les liaisons off-body, le multi-trajet peut être souhaité pour maintenir un lien radio même en absence de lien LOS (Line Of Sight), c'est-à-dire aucune visibilité directe entre les nœuds. Des standards établis pour la bande autour de 60 GHz sont décrits dans ce qui suit : les standards IEEE 802.11ad et IEEE 802.15.3c.

1.4.3.1 IEEE 802.11ad

Le 802.11 est un standard pour les réseaux LANs. Les versions du standard ont été établies dans un contexte de demande en débits croissante tout en respectant l'interopatibilité des différentes versions. Les fréquences inférieures atteignant leur limite en termes d'efficacité spectrale, la bande autour de 60 GHz est choisie pour la dernière version 802.11ad visant des applications à très haut débit (> 1 Gbps) ou VHT (Very High Throughput) et à courte portée. Le haut débit est obtenu grâce à l'utilisation d'une bande de modulation large de 2 GHz, sachant que pour la norme précédente 802.11ac la largeur de bande maximale est de 160 MHz [40].

Les standards 802.11ac et 802.11ad diffèrent seulement par leur couche physique (même couche MAC). Le standard 802.11ad spécifie pour la couche physique PHY l'utilisation d'une antenne avec formation des voies avec « steering » (en mode optionnel) et pas de MIMO (Multiple Input Multiple Output).

Le 802.11 ad est le produit d'un consensus issu du travail de spécification technique dans IEEE (Institute of Electrical and Electronics Engineers), ECMA (European Computer Manufacturers Association), consortium WirelessHD et l'alliance WiGig. En Novembre 2011, la répartition de la bande en sous-canaux et le masque spectral correspondant pour le signal occupant a été approuvé par l'ITU-R WP 5A pour une standardisation globale [40]. Le masque du spectre est défini pour une bande spectrale à -20dB^3 autour de la fréquence centrale. La puissance de transmission maximale dépend du pays / région mais en pratique 10 dBm peut être considérée comme la limite. La bande est subdivisée en quatre canaux de fréquences centrales respectives 58.32 GHz, 60.48 GHz, 62.64 GHz et 64.80 GHz. Tous les

³ decibel relatif au niveau du signal au centre de la bande

1.4 Utilisation de la bande autour de 60 GHz pour les BANs

canaux ne sont pas disponibles dans tous les pays. Le canal 2 qui est globalement disponible est le canal par défaut pour les équipements fonctionnant dans cette bande de fréquence.

Il existe trois types de modes dans l'ordre de débit croissant : monoporteuse à faible puissance ou « Low-Power Single Carrier » (LPSC), monoporteuse ou « Single Carrier » (SC), multiporteuse OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing). Les paquets de données sont précédés par un paquet de contrôle. La complexité de modulation est variable suivant le schéma, allant du BPSK au 64 QAM (Quadrature Amplitude Modulation), les spécifications pour l'EVM (Error Vector Magnitude) vont de -6dBm à -25dBm [40].

1.4.3.2 IEEE 802.15.3c

Ce standard a été établi en 2009 pour compléter le standard IEEE 802.15.3-2003 spécifié pour les réseaux PANs à haut débit (>20 Mbps) [40] avec une définition de couche physique dans la bande millimétrique. Le débit peut aller jusqu'à 7,138 Gbps pour la version 1.1 (avril 2010) et avec le multiplexage spatial multiplié par quatre (jusqu'à 28,552 Gbps).

Il est constitué de trois modes d'architectures différentes:

- un mode monoporteuse ou SC : modulation PSK/QAM, plus faible débit et plus faible rapport entre l'amplitude de la puissance maximale et la puissance moyenne PAPR (Peak-to-Average Power Ratio) que l'OFDM (Orthogonal Frequency-Division Multiplexing), répond mieux aux limitations de puissance;
- un mode "High Speed Interface" (HSI) : même modulation (PSK/QAM) que SC mais avec un plus haut débit;
- un mode "Audio/Visuel" (AV) : OFDM, moins sensible aux phénomènes de multitrajet, plus large portée que les modes monoporteuses au prix d'une consommation de puissance plus élevée.

1.4.4 Application des BANs à 60 GHz

On donne à titre d'illustration sur la Figure 1.5 une vision d'un réseau BAN pour la télémédecine utilisant différents standards de communications dont celui à 60 GHz [78]. On y distingue différents capteurs (capteurs de signaux vitaux et de mouvements) placés aussi bien à l'intérieur du corps que sur le corps, et des capteurs dans l'environnement proche. Outre ces capteurs, la surveillance du patient se fait via une caméra haute résolution qui à travers une

liaison à 60 GHz permet la transmission de la vidéo vers un dispositif multi-interface 5G. Ce dernier sert de relai de tous les capteurs vers le cloud du système E-health par une liaison mobile 5G. On voit au travers de cet exemple qu'il s'agit d'un véritable écosystème qu'il convient de maîtriser afin d'être en mesure d'assurer une bonne efficacité énergétique et une sûreté de fonctionnement suffisante.

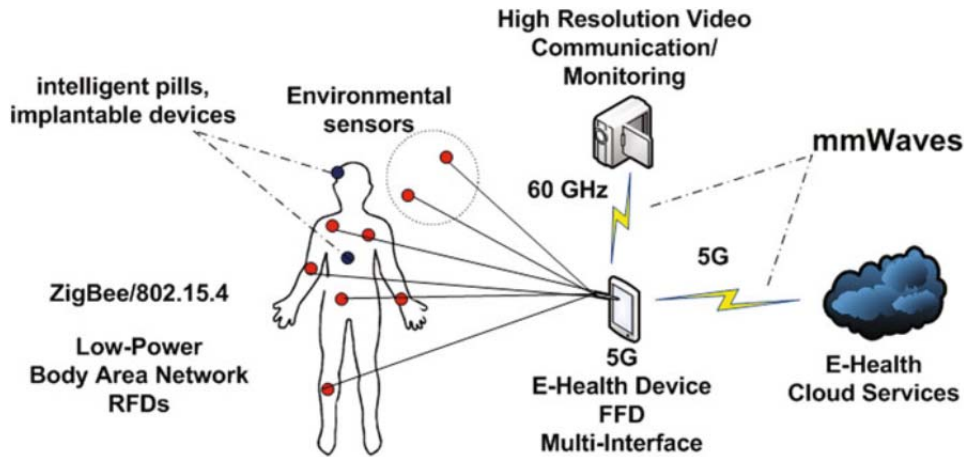


Figure 1.5 Schématisation du scénario E-Health 60 GHz / 5G [78]

Un deuxième exemple d'applications utilisant la bande millimétrique traite d'un moniteur de glucose non invasif, développé dans [79] et présenté sur la Figure 1.6, dénommé Gluowise. Son principe de fonctionnement est fondé sur l'analyse du signal traversant une épaisseur fine de peau à 65 GHz.



Figure 1.6 Gluowise™ [79]

Enfin le dernier exemple décrit un système de commande radar à courte distance par détection de mouvement à 60 GHz. Les travaux menés dans ce projet de Google appelé Soli [80], démontrent la possibilité de commander des objets connectés sur le corps (comme les montres connectés) par des mouvements de la main ou des doigts avec une précision de l'ordre du millimètre (cf. Figure 1.7).

1.5 Problématique de la consommation d'énergie

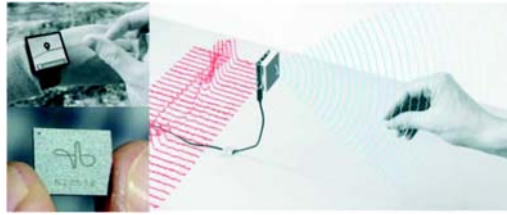


Figure 1.7 Dispositifs de détection de mouvement et commande à distance : (a) "Soli" de Google [80].

1.5 Problématique de la consommation d'énergie

Comme déjà évoqué au paragraphe 1.2.4, l'autonomie des capteurs est très variable selon le type d'applications : de quelques heures comme pour une pilule caméra endoscopique (12 heures) à quelques années sans intervention pour le cas d'un défibrillateur ou d'un stimulateur cardiaque (plus de cinq ans). Le niveau d'autonomie est plus critique pour les applications temps-réel qui, en cas d'interruption d'alimentation, ne peuvent plus remplir leur fonction. Il est donc primordial de fournir aux capteurs l'énergie nécessaire pour assurer ces services tout en gardant les capteurs de petite taille, légers et discrets. La partie Radiofréquence (RF) est souvent la partie qui consomme le plus d'énergie pour un capteur BAN [4], [5], [81].

Pour être en mesure d'apporter des solutions originales à cette problématique et viser la meilleure efficacité énergétique, il conviendrait d'établir de manière précise et fine le bilan énergétique d'un réseau BAN en considérant les trois types de liaisons. A l'issue de ce type d'étude, il sera possible de recommander un niveau de puissance minimal à l'émission et une sensibilité minimale à la réception assurant une liaison BAN avec un TEB donné. Ces deux recommandations permettront par ailleurs de dimensionner manières adaptée les sources d'énergie (batterie, micro-source de $60 \mu\text{W}$ [82] et de $3,5 \text{ mW}$ [83] ...) et d'évaluer avec pertinence l'autonomie des capteurs embarqués ou implantés.

Des stratégies visant à optimiser d'un point de vue énergétique, des liaisons entre différents objets connectés existent. Elles utilisent différentes approches dont celle basée sur la réduction du temps d'activation des liens hertziens ou encore celles utilisant la technique de communication par multi-sauts [84]. Parmi toutes ces stratégies, aucune ne prend en compte l'impact du corps humain dans le bilan énergétique. En effet il s'agit là d'un contexte difficile

qui met en lumière les relations de couplage complexes entre onde électromagnétique et corps humain, vu comme un milieu hétérogène dispersif présentant une grande variabilité spatiale et temporelle. D'un point de vue communication sans fil, cet environnement « hostile » doit malgré tout être vu comme un canal de propagation non stationnaire dont on a toutefois extrait les paramètres originaux (ondes directes, de surface, rampantes, guidées, réfractées ...), après avoir au préalable tenté de minimiser l'interaction des ondes avec les tissus biologiques.

La conception d'un réseau BAN fiable et efficace à 60 GHz nécessite donc, et c'est l'objet de cette étude, une analyse détaillée du canal de communication [38], incluant l'antenne dont il faudrait optimiser le fonctionnement et la géométrie compte tenu de la présence du corps humain.

1.6 Modélisation de canal BAN

1.6.1 Méthodes

Le calcul théorique, la simulation numérique et les mesures sont à la base de la modélisation de canal BAN qui peut être soit déterministe soit statistique. Le calcul théorique peut donner un modèle simple, et forcément imprécis, de la répartition du champ électromagnétique dans ce type de canaux. Il peut toutefois servir de base dans l'estimation et l'interprétation physique des résultats obtenus par d'autres méthodes.

En ce qui concerne la simulation, la disponibilité de fantômes numériques précis modélisant le corps favorise l'utilisation de cette solution pour l'analyse des canaux on-body. Toutefois, le corps humain étant électriquement très grand par rapport à la longueur d'onde à 60 GHz, sa modélisation nécessite beaucoup de ressources mémoire et de puissance de processeur pour réduire le temps de calcul. Les fantômes numériques utilisés vont des formes géométriques simples (cylindre, parallélépipède) à des modèles géométriques plus complexes et plus proches de la physiologie humaine. Ils sont divisés en trois types : volumétrique, surfacique et statistique [38]. Leur précision est définie par le nombre de modèles de tissus biologiques pris en compte et par la taille des voxels les composant. Ils proviennent soit d'images médicales MRI (Magnetic resonance Imaging) soit de photographie de corps humain (Visible Human Project). Les fantômes statistiques sont établis à partir de série de mesures MRI [1].

1.6 Modélisation de canal BAN

Quant à la modélisation via la mesure, il est important de bien contrôler l'environnement de mesure car il impacte fortement les résultats de mesure. Dans cette situation, le choix de l'antenne apparaît ici comme le plus déterminant, mais d'autres éléments comme la présence de câbles et d'appareils de mesure sont également à prendre en considération. Un autre problème à régler dans ce type de caractérisation canal BAN concerne la sécurité des personnes sur lesquelles les mesures sont faites. Il faut en effet s'assurer que les normes de sécurité sont respectées en termes de puissance émise, de fréquence et de durée d'exposition. Pour s'affranchir de ces contraintes, on peut effectuer des mesures sur des fantômes physiques qui peuvent se présenter sous forme d'un liquide, d'un semi-solide ou d'un solide reproduisant le comportement, d'un point de vue électromagnétique, d'un corps humain. A titre d'exemple, on peut noter dans [69], l'utilisation d'un fantôme physique semi-solide caractérisé à 60 GHz dans le cadre d'une liaison on-body. Il est apparu qu'un fantôme homogène formé d'une seule couche modélisant la peau est suffisant pour conduire, à un niveau de précision acceptable, les modélisations numériques et expérimentales de canaux BAN en bande millimétrique. Le Tableau 1.4 résume l'évaluation sur différents points des trois méthodes susmentionnées.

Tableau 1.4 Comparaison des méthodes de modélisation du canal : simulation numérique, calcul théorique, mesures [85]

Méthodes	Calcul théorique	Simulation numérique	Mesures
Avantages	Distinction des composantes d'onde	Compréhension physique Scenarios précis et réalistes	Validité, fiabilité
Problème de reproductibilité	Non	Non	Oui
Complexité	Extrêmes simplifications du corps humain	Pas besoin d'extrêmes simplifications du corps humain	Considération de plusieurs scénarios
Temps	court	long	long
Limitations	Résultats non fiables, phénomènes non pris en compte	Environnement non dynamique	Sécurité et confort du sujet, faible reproductibilité : utilisation de fantômes émulant les caractéristiques du corps humain

Une synthèse des différents modèles de canal BANs a été établie dans [38]. Parmi les méthodes numériques figurent les méthodes basées sur le tracé de rayons (« ray tracing ») telles que l'Optique Géométrique (GO) modélisant les phénomènes de réflexion et de réfraction, l'UTD (Uniform Theory of Diffraction) pour les phénomènes de diffraction sur les surfaces, et une association de ces deux méthodes (GO et UTD) pour améliorer la précision tout en conservant une approche simple. Les avantages de ces méthodes sont, en plus de leur simplicité et d'un temps de calcul court, la prédiction des paramètres canal classiques comme le « Power Delay Profile » (PDP) et le « Delay Spread » (DS). Ces méthodes sont utilisées pour la modélisation des effets de la présence du corps humain en propagation indoor dans [86], [87]. Pour des cas de liaisons « volatiles » (entre deux parties du corps humain : cheville-taille par exemple), les techniques "full-wave" sont complexes avec un nombre d'inconnus élevé, et souvent inefficaces lorsque les dimensions des objets d'études sont très grandes devant la longueur d'onde. Comparée avec des mesures sur des personnes et des simulations sur des fantômes numériques dans [88], les méthodes basées sur le « ray tracing » (hybride GO – UTD) sont attestées comme suffisamment fiables pour l'analyse des scénarios BAN. Elles sont adaptées pour des distances limitées où la méthode FDTD (Finite-Difference Time-Domain) serait moins efficace puisque les deux méthodes donnent approximativement les mêmes résultats (faible différence (<1,5dB) entre le PL (Perte de Liaison ou « Path Loss ») simulé avec le « ray tracing » et ce simulé en FDTD).

Parmi toutes ces études, les éléments manquants et néanmoins nécessaires pour être en mesure d'évaluer en J/bit une communication BAN⁴, sont :

- la modification du diagramme de rayonnement des antennes quand celles-ci sont placées à proximité du corps;
- et les mécanismes d'onde guidée à travers les couches de vêtement, voire à travers les couches de peau [89].

En résumé, les méthodes numériques de « ray tracing » sont adaptées pour les grandes dimensions, leur précision dépendant des scénarios et de l'emplacement des antennes. Les méthodes numériques « full-wave » (FDTD, méthodes des moments) sont précises mais limitées à des petites portions du corps pour être utilisées avec efficacité. En adaptant suivant les cas les formulations, ces deux types de méthodes numériques, basées le « ray-tracing » et

⁴ Sachant qu'à ce jour, aucune évaluation de l'efficacité énergétique en J/bit n'a été menée à 60 GHz autour des communications BANs.

1.6 Modélisation de canal BAN

les approches « full-wave » restent prometteuses pour la caractérisation du canal BAN en onde millimétrique d'autant plus que la qualité et la disponibilité des fantômes numériques croissent régulièrement.

La comparaison de résultats issus de différentes méthodes permet une validation croisée qui s'avère nécessaire lorsque des canaux complexes comme ceux du BAN sont étudiés. Les différents modèles de canal obtenus avec l'une ou la combinaison de ces méthodes sont présentés dans la section qui suit.

1.6.2 Modèles analytiques de canal

1.6.2.1 On-body

Une modélisation simple de l'atténuation ou « Path Loss » (PL) en fonction de la distance entre deux antennes sur le corps est donnée par l'équation (1.2) [8][6].

$$PL(d) = PL(d_0) + 10n \log\left(\frac{d}{d_0}\right) + X_\sigma \quad (1.2)$$

Cette expression contient des termes déterministes en fonction de la distance d et un terme statistique X_σ . Le paramètre n est l'exposant de l'atténuation (qui vaut 2 en espace libre) et d_0 , une distance de référence plus faible que d . X_σ est l'effet de masque modélisé par une variable aléatoire Gaussienne de moyenne nulle et d'écart type σ dépendant des caractéristiques des individus. Ces paramètres sont déduits de mesures expérimentales en chambre anéchoïque. Ils dépendent de la polarisation et des caractéristiques diélectriques du milieu de propagation. Dans [90], la propagation sur le corps est modélisée pour la première fois à 60 GHz, des valeurs de 3,3 et 4 de l'exposant n ont été établies. Ce modèle ne donne toutefois pas une explication physique des phénomènes de propagation sur le corps.

D'autres modèles analytiques déterministes sont applicables en approximant les parties du corps par des formes géométriques simples (planaire ou cylindrique) [6] avec des assignations de couches de diélectriques homogènes mais dispersives. Les premiers modèles ont été basés sur la fonction d'atténuation de Sommerfeld, la série de Watson ou encore le développement en série de Bremmer qui réunit les théories de Sommerfeld et de Watson. En l'occurrence, la première modélisation de canal BAN est basée sur la théorie des ondes rampantes [91], [92]. Les ondes rampantes se propagent suivant une atténuation linéaire sur

des surfaces présentant une courbure. Ce modèle est basé sur la transformation ou série de Watson. En introduisant la notion de rayon équivalent de courbure, il est validé même pour les trajets non cylindriques mais avec des courbures. Pour un trajet cylindrique, la pente de l'atténuation est décroissante avec l'augmentation du rayon du cylindre pour une distance donnée. Pour un rayon entre 0,1 m et 0,2 m, les pentes d'atténuation sont respectivement de 3-4 dB/cm et 4-6 dB/cm pour une polarisation normale et tangentielle au corps à 60 GHz. Cet ordre de grandeur est assez élevé par rapport à l'atténuation à 2,45 GHz qui vaut 0,73 dB/cm pour un rayon de 0,2 m [39] (ou 0,125 m de périmètre [6]).

La propagation entre deux nœuds sur une partie plane du corps humain peut être modélisée par une atténuation logarithmique et présente une décroissance en puissance plus faible que la propagation sur les trajets circumcorporels. L'atténuation est définie par la formulation de Norton basée sur les travaux de Sommerfeld [93]–[95]. Cette formulation est définie pour un dipôle élémentaire de polarisation normale ou tangentielle à la surface du corps. La propagation dépend de la polarisation et des caractéristiques diélectriques du milieu sur lequel l'onde se propage. Ces modèles sont validés pour différentes liaisons sur le corps à différentes fréquences [96]. Ces modèles, suffisants pour les liaisons en visibilité directe LOS, atteignent leur limite pour les liaisons NLOS. Dans cette situation, les phénomènes de diffraction sont à considérer. Un autre modèle de propagation sur une surface diélectrique planaire est le modèle de Bannister. A 60 GHz, le modèle de Bannister peut être simplifié et tend vers la formulation de Norton.

A 60 GHz, la liaison entre deux nœuds par onde pénétrante n'est pas possible puisque l'onde est fortement atténuée par le milieu de propagation (atténuation d'environ 120 dB pour une liaison poitrine-dos de 30 cm [6]). La propagation se fait donc physiquement soit par ondes directes / réfléchies / diffractées, soit uniquement par diffraction lorsqu'il n'y a pas de visibilité directe (LOS) et/ou par réflexion sur des parties du corps ou sur l'environnement proche lorsque ce dernier est considéré.

Différentes antennes sont utilisées pour les mesures de canal sur le corps [1], [38]. Le gain des antennes est considéré pour déduire le canal mais il n'est jamais défini théoriquement. Il est soit issu de la mesure en espace libre, soit issu de la simulation prenant en compte une partie du corps. En l'occurrence, pour une même liaison (poignet vers poitrine) dans [38] avec la même antenne d'émission (un cornet), l'atténuation est variable pour différentes antennes de réception. Elle est située entre -53,2 dB et -32,9 dB en utilisant une

1.6 Modélisation de canal BAN

antenne à fente SIW (Substrate Integrated Waveguide) [38] reconfigurable tandis qu'elle est plus forte avec un maximum de -45.1 dB en utilisant un cornet et entre -63.9 dB et -43.7 dB en utilisant un monopole à la réception. Le choix d'antenne est important pour les liaisons BANs et dépend du type de liaison. Effectivement, la liaison peut être fortement dégradée à cause du dépointage des antennes comme illustrée dans [39] (20 dB d'atténuation de plus par rapport à un monopole pour une liaison tête - poignet). L'utilisation d'une antenne reconfigurable est envisagée pour pallier aux variations du canal. Les antennes directives sont préconisées pour des liaisons quasi-statiques. L'influence du corps sur le rayonnement des antennes dépend également de leur position relativement au corps humain.

1.6.2.2 Off-body

Le canal off-body est modélisé par la méthode des tracés de rayons (« Ray tracing ») «Optique Géométrique» (GO) pour les régions en bonne visibilité ou LOS, et par les ondes rampantes pour les régions sans visibilité directe ou NLOS. Les modes supérieurs des ondes rampantes sont négligeables à 60 GHz. Les composantes du champ peuvent être calculées séparément. Un modèle cohérent est obtenu pour l'approximation du corps par un cylindre en métallique parfait (Perfect Electric Conductor ou PEC) et par un cylindre en diélectrique avec perte. Les pertes de liaison sont de l'ordre de 5 dB/cm pour une onde TM (« Transversal Magnetic ») et de 3,4 dB/cm pour une onde TE (« Transversal Electric ») [39]. Les résultats sont validés par des mesures dont l'écart type est estimé à 3,5 dB à 60 GHz [39].

1.6.3 Modèles statistiques de canal

1.6.3.1 On-body

Les modèles précédents sont limités à des positions statiques des nœuds sur le corps. La modélisation statistique permet de prendre en compte les effets des mouvements et de l'environnement dont les contributions peuvent avoir un effet positif ou négatif sur le bilan de liaison.

En bande étroite, des modèles spécifiques à un scénario sont établis [97], [98], auxquels s'ajoute un modèle généralisé englobant tous les scénarios envisageables. Dans une chambre anéchoïque, l'évanouissement observé sur une communication on-body est produit par l'effet de masquage du corps [35]. Les mouvements les plus étudiés sont des mouvements typiques répétitifs (marcher, courir, s'asseoir) ou des mouvements aléatoires dans un scénario

spécifique. Une large quantité de données mesurées pour plus de mouvements quotidiens montre dans [99] que l'atténuation d'une liaison on-body, fortement due à l'effet de masque, a une valeur médiane de 70 dB au voisinage des bandes de 900 MHz et 2.4 GHz.

Les modélisations statistiques du premier ordre concernent la modélisation de la composante du signal atténuée par le masquage. Son amplitude étant croissante avec le mouvement et dépendante du trajet, elle est modélisée par une distribution Lognormal. Les mesures dans [61] montrent que l'onde est plus atténuée par l'effet de masquage pour des liaisons sur une surface plus courbée et donc présentant une diffraction plus sévère. Comme en plus basses fréquences, l'exposant d'atténuation n (équation (1.2)) est plus élevé pour une polarisation horizontale par rapport à une polarisation verticale à 60 GHz.

L'évanouissement rapide du signal est modélisé soit par un modèle de « Rice » soit par des modèles Lognormal, Rayleigh, Nakagami- m ou Weibull. L'évanouissement obéissant à une loi Lognormal résulte des phénomènes de diffraction, de réflexion et d'absorption par le corps mais aussi des pertes au niveau de l'antenne. L'évanouissement de Rayleigh, quant à lui, est issu de la dispersion de plusieurs composantes du signal d'amplitudes et de phases différentes. Le modèle de Rice est plus approprié pour une liaison à faible atténuation soit à cause de la visibilité soit d'une réflexion ou des ondes rampantes. Sans composante dominante, le modèle de Rice pourrait être approché par le modèle de Rayleigh qui est à son tour l'équivalent d'un modèle Nakagami-1. En effet, le modèle Nakagami- m est la superposition de m (nombre entier) composantes de Rayleigh identiques et indépendantes. Ce modèle est plus performant pour un évanouissement fort. Il a été utilisé pour des mesures à 2.45 GHz et à 4.5 GHz. Finalement, un canal Weibull est construit par différents composants multitrajets d'amplitudes différentes. Ce modèle est recommandé dans [98] pour des niveaux d'évanouissement élevé dans un scénario à mouvements répétés.

Les paramètres statistiques de second ordre évaluent le décalage Doppler et le délai du signal, l'estimation des durées d'évanouissement. Un modèle Lognormal du second ordre est trouvé dans [100], les modèles Nakagami- m et Rice sont étudiés par Cotton et al. [101]. Le modèle Nakagami- m est le modèle d'ordre 2 le plus répandu [35]. Pour les communications large bande, les évanouissements rapides sont limités ou difficilement distincts de l'évanouissement lent. Le modèle souvent utilisé est le modèle Lognormal. Ce modèle donne également la meilleure approximation de l'évanouissement temporel pour des liaisons on-body sur le torse à 60 GHz dans [61]. Dans cette même étude, le spectre Doppler a été

1.6 Modélisation de canal BAN

modélisé pour des liaisons affectées par la respiration pour lesquelles l'évanouissement temporel ne suit pas une loi normale. En effet, à cause de la faible longueur d'onde, les mouvements du corps même la respiration causent la dispersion du temps d'arrivée qui accentue l'évanouissement du signal.

1.6.3.2 Off-body

Les liaisons BANs off-body se feront potentiellement dans un environnement « dans un couloir » (cas d'un hôpital) ou dans un bureau. Il est montré dans [102] qu'une combinaison de distributions Lognormal et de Rayleigh donne la meilleure approximation pour un environnement « dans un couloir » et qu'une distribution Lognormal est convenable pour les liaisons Off-body dans un bureau. Ces conclusions ont été tirées de simulations et de mesures en bande étroite autour de 5,2 GHz. Le modèle Nakagami-m donne les meilleures approximations en premier et second ordre pour un grand nombre de canaux off-body à 868 MHz [103]. La position des antennes et les mouvements ont un effet important sur le canal en environnement intérieur (indoor) [35], [104]. D'autres mesures dans [105] montrent que le modèle de canal off-body présente une dépendance de la position de l'antenne sur le corps, ce qui laisse envisager l'exploitation de la diversité spatiale. Pour différentes mesures à 820 MHz et 2,36 GHz [105], la distribution Lognormal présente la meilleure performance. L'évanouissement multitrajet est plus faible en ultra large bande par rapport à une communication à bande étroite [35]. A 60 GHz, un modèle de canal off-body en environnement intérieur (indoor) a été établi pour la première fois sur une large bande [106]. Comme dans [105], trois positions sont considérées pour le nœud central. Les nœuds sur la tête et sur le poignet donnent pour tous les scénarios une atténuation plus faible (de l'ordre de -70 dB pour une liaison LOS et -84 dB pour une liaison NLOS de 1 m) par rapport au nœud au niveau de la taille (-90,1 dB en LOS et -101,4 dB en NLOS pour 1 m de liaison). Le modèle d'atténuation est linéaire en échelle logarithmique par rapport à la distance pour les deux nœuds équivalents (tête et poignet). Quant à la dispersion des retards, elle est plus élevée pour le nœud au niveau de la taille et à cause du masquage par le corps, le signal issu du trajet direct est plus faible que le résultant du multitrajet. Aussi, la distribution de l'évanouissement du signal est établie et le modèle « Lognormal » donne la meilleure précision sauf pour les liaisons NLOS avec le nœud sur la tête ou sur le poignet, pour lesquelles le modèle retenu est le modèle de « Weibull ». Pour le modèle de PDP (Power Delay Profile), un modèle exponentiel a été trouvé.

1.6.4 Limites des modèles existants

Il apparaît, au vu de ce qui a été présenté jusqu'ici, que les modèles statiques de canal existants à 60 GHz sont spécifiques à certains scénarios, à certains types d'antennes, à certaines positions des antennes sur le corps. Aucune approche globale n'est donc considérée. La fiabilité des modèles dynamiques peut aussi être améliorée par des analyses physiques plus approfondies et des données empiriques ainsi que l'évaluation correcte de la non-stationnarité du canal.

Par ailleurs, le comportement des antennes est généralement noyé dans le canal lors des mesures. Pourtant, l'effet de la présence du corps sur les performances des antennes est rarement considéré dans les modèles de canal. On voit que les gains ou diagrammes de rayonnement utilisés sont ceux obtenus en espace libre corrigés des variations éventuellement amenées par le corps. Il est également possible de prendre en compte le rayonnement d'une antenne simulé sur une partie du corps. Une autre approche plus avancée est de considérer un modèle statistique du rayonnement d'antenne établi dans une étude récente [107], [108]. Le choix des antennes à utiliser n'est pas fixé pour chaque liaison. L'intrication antenne-canal est un problème complexe pour les BANs. Les travaux passés ont permis de concevoir des antennes dans l'optique de la miniaturisation, ce qui est un aspect très important, mais la relation antenne-canal a été encore ignorée en 2009 [109] au détriment de l'optimisation du bilan de liaison. Les efforts vers la séparation antenne – canal n'ont pas encore de résultats déterministes. Les études faites pour le « de-embedding » sont reportés dans [110] et la publication la plus récente est celle dans [111] mais sont des approches associant simulation numérique et calcul.

De plus, des études sont entreprises sur l'effet des vêtements, de leurs propriétés diélectriques qui ne sont pas négligeables pour une épaisseur de quelques millimètres (comparable à la longueur d'onde à 60 GHz). Certaines solutions d'amélioration de propagation millimétrique sur le corps considèrent l'utilisation de tissu métallisé [112].

Quant aux mesures, la répétabilité des mesures dynamiques n'est pas toujours assurée limitant l'universalité des modèles qui en sont issus. Les câbles et les autres équipements de mesures peuvent influencer sur les mesures pour les fréquences élevées. A cela s'ajoute la prise en compte de la variabilité des individus (genre, taille, âge). Cette variabilité peut affecter les propriétés diélectriques des tissus et même s'étendre à la variabilité de ces propriétés sur

1.7 Conclusion

différentes parties du corps. Pour des liaisons NLOS, l'effet de masquage peut être diversifié pour différents individus selon leurs morphologies. Néanmoins, les simulations numériques peuvent solutionner ces problèmes même si cela peut demander beaucoup de ressources.

Finalement, la sûreté des utilisateurs a été largement étudiée dans [7]. Même si les effets actuellement relevés ne sont pas dangereux dans les restrictions de puissance établie, le risque lié à la durée d'exposition selon les fréquences peut être étudié par l'utilisation de fantômes solides, semi-solides ou liquides (durée de vie courte) pour les mesures statiques.

1.7 Conclusion

En résumé, la bande à 60 GHz présente principalement comme avantages la faible interférence, la miniaturisation des antennes, la large bande disponible, la sécurité des réseaux, la possibilité de communication par impulsion qui optimise la consommation d'énergie. Les performances considérées pour les réseaux BANs dans le domaine médical sont la fiabilité, la qualité de service et la faible consommation d'énergie pour des capteurs de longue autonomie. A 60 GHz, la qualité de liaison est limitée par la forte atténuation, la limitation de la puissance d'émission, l'absorption du corps. Les modèles de canal disponibles ne permettent pas l'étude de l'impact antennaire. Et la modélisation de canal nécessite ainsi plus d'investissement pour la compréhension des phénomènes physiques et l'évaluation du bilan de liaison. L'étude au cours de cette thèse se focalise sur l'élaboration d'un BAN à 60 GHz pour des applications médicales de type On-Body. Ainsi, pour répondre au besoin d'établir des mesures à proximité de la surface du corps, le chapitre suivant est consacré à la conception d'une antenne planaire qui sera utilisée pour nos mesures ainsi que sa caractérisation sur le corps.

Chapitre 2. CONCEPTION D'UNE ANTENNE CORNET SIW POUR LA MESURE DE CANAL BAN A 60 GHZ

Résumé

Une antenne cornet SIW (Substrate Integrated Waveguide) a été conçue pour les mesures BANs à 60 GHz. L'antenne est planaire et de faibles dimensions $11.7 \times 22 \times 0,787$ [mm³]. Il nous a été pertinent de concevoir cette antenne pour se franchir de l'utilisation de l'antenne à gain élevé mais volumique utilisée pour les mesures précédents la thèse. La polarisation verticale a été choisie pour une plus faible sensibilité à la présence du corps par rapport à la polarisation horizontale. D'autres antennes répondent à ces spécifications de dimensions et de polarisation mais ne sont pas adaptées sur toute la bande disponible ou ne sont pas compatibles pour un rayonnement on-body. L'antenne conçue reste adaptée sur une bande de 57 – 64 GHz même placée sur le corps. Nous n'avons pas privilégié un gain élevé par rapport à la sensibilité aux mouvements pouvant causer le dépointage des antennes, d'où la directivité de l'antenne est relativement faible. Son gain en espace libre est de 6,6dBi. Dans la caractérisation sur le corps se pose un problème d'évaluation du gain à cause de sa dépendance à la taille du diélectrique modélisant le corps placée en dessous de l'antenne. Cette problématique de définition du gain sur le corps est formulée théoriquement dans le chapitre 3 et une autre approche se franchissant de cette définition est proposée.

2.1 Introduction

Pour conduire, dans des conditions expérimentales optimales, l'étude du canal de propagation sur le corps humain à 60 GHz, l'utilisation d'antennes planaires est requise. Dans le cadre de notre étude, une antenne cornet SIW (« Substrate Integrated Waveguide ») fonctionnant dans la bande allouée autour de 60 GHz (de 57 à 64 GHz en Europe) a été conçue selon les spécifications requises pour un réseau BAN.

L'objectif de ce chapitre est d'explicitier les principales étapes de conception de cette antenne. Après la définition d'un cahier des charges précisant les spécifications de l'antenne, nous avons d'abord conduit une étude bibliographique recensant les différentes antennes réalisées à 60 GHz. Ensuite, nous avons établi la géométrie de l'antenne cornet SIW et lancé une série de simulations sous le logiciel CST (« Computer Simulation Technology ») pour optimiser l'antenne notamment en termes de bande passante, d'efficacité et de diagramme de rayonnement. L'antenne réalisée est d'abord caractérisée en espace libre, puis en présence du corps humain. Une comparaison simulations-mesures est conduite en fin de chapitre.

2.2 Spécifications d'antennes pour les mesures de canal BAN à 60 GHz

Les antennes utilisées pour les communications BANs sont choisies de manière à occuper un faible volume et être peu encombrantes, voire « transparentes », pour les utilisateurs. Elles doivent de ce fait être planaires, de faibles dimensions et légères. Elles doivent en outre posséder une bande d'adaptation qui couvre toute la bande disponible de 57 à 64 GHz⁵, afin de pouvoir observer d'éventuelles variations du diagramme de rayonnement de l'antenne ou du canal en fonction de la fréquence. Un troisième critère important pour la conception de ce type d'antenne est sa robustesse vis-à-vis de l'environnement. En effet, contrairement aux antennes opérant en espace libre, les performances des antennes BANs sont optimisées en considérant, dès les premières phases de conception, la proximité du corps humain. Une première solution limitant les effets du corps humain consiste à choisir une polarisation linéaire orthogonale à la surface du corps. Les ondes de surfaces produites par ce type de polarisation verticale interagissent moins avec la surface du corps et se propagent mieux [6], [93]. Elles sont donc moins sensibles aux pertes d'absorption sur la peau que les

⁵ Bande disponible aux Etats-Unis, en Corée et en Europe, voir Tableau 1.2

ondes de surface produites par la polarisation horizontale ou tangentielle à la surface du corps [39], [113].

Pour établir des liaisons fiables sur le corps, l'utilisation d'antennes directives permet de compenser les pertes dues à la forte atténuation de l'onde, d'augmenter ainsi la portée ou de limiter la consommation d'énergie. Cependant, la communication est sensible à l'évanouissement du signal dû soit à la présence d'obstacle entre l'émetteur et le récepteur soit au dépointage des deux antennes induit par les mouvements du corps. Il faut donc trouver un compromis avec une antenne omnidirectionnelle qui maintient la connectivité et une antenne directive qui améliore le bilan énergétique. L'exemple de référence d'une antenne omnidirectionnelle utilisée et étudiée pour les communications on-body, est le monopole [114]. Il donne de très bons résultats pour les fréquences plus basses mais nécessite une amélioration de gain à 60 GHz. On vise donc une antenne à directivité modérée qui possède un gain supérieur à celui d'un monopole mais dont le lobe principal est assez large pour tolérer les situations de dépointage liées au mouvement du corps.

2.3 Etude comparative d'antennes pour les mesures de canal BAN à 60 GHz

De nombreuses réalisations d'antennes respectant les contraintes BAN sont rapportées dans la littérature. On donne sur le Tableau 2.1 une liste non exhaustive d'antennes planaires directives opérant à 60 GHz. Une seule antenne textile [54] est prise dans cette comparaison bien que les antennes textiles soient très pertinentes pour les réseaux BANs. Plus de détails sur les antennes textiles pour les BANs non présentées sur le Tableau 2.1 sont donnés dans [54], [56], [115].

Pour ce qui concerne l'influence du corps sur le rayonnement et les caractéristiques des antennes, de nombreuses études [57], [116], [117] ont été conduites, montrant que l'efficacité de l'antenne est réduite en présence du corps et que le rayonnement subit une déformation à cause de la réflexion. En l'occurrence, l'effet de la présence de fantôme modélisant le corps en simulation ou en mesure sur le rayonnement est la désorientation du lobe principal (12° pour l'antenne Yagi avec SIW suivant le plan H) [38]. En simulation, il est important de bien définir la dimension du fantôme pour que cette déviation angulaire du lobe principal ne soit pas sous-estimée et que la largeur du lobe principal du diagramme de rayonnement simulé soit plus large qu'en réalité. Ainsi, la conception d'une antenne sur le

2.4 Conception de l'antenne cornet SIW à 60 GHz

corps pour les BANs est différente de la conception d'une antenne utilisée en espace libre puisqu'elle doit prendre en compte l'effet du corps sur les caractéristiques de l'antenne.

Tableau 2.1 Comparaison de quelques antennes BAN à 60 GHz.

Types d'antennes	Dimensions [mm ³]	Bande [GHz]	Gain [dBi]
Yagi SIW RT5880 [52]	33,35 x 3,2 x 0,127	59 - 61	12,5 / 10
Réseaux d'antennes (4) Yagi [118]	32,6 x 15 x 0,127	55 - 60	15
Monopole planaire [119]	1,1 x 1,1 x 0,254	57 - 64	5.6
Yagi conventionnel [52], [54]	26 x 8 x 0,34	57 - 64	9.2
Cornet SIW GaAs $\epsilon_r = 12.7$ [120]	1,7 x 1,8 x 0,3	58,5 - 62,5	N.C.
Yagi avec SIW [121]	$\sim 29,67 \times 3,3 \times 0,787$	> 1 GHz autour de 60 GHz	18 (plan H) 15 (plan E)

Les antennes monopole planaire et Yagi conventionnel placées tangentiellement à la surface du corps présentent de bonnes performances en termes de gain et de largeur de bande mais rayonnent un champ dont la polarisation est tangentielle à la surface du corps. L'antenne Yagi réalisé en technologie SIW est de polarisation verticale mais est très directive. Une antenne cornet répond aux spécifications posées dans la section 2.2 pour sa polarisation verticale et sa directivité. La technologie SIW permet de la réaliser en planaire. La bande indiquée pour ce type d'antenne dans [120] ne couvre pas la bande de 7 GHz de large autour de 60 GHz. Dans le cas de notre étude, nous optons pour ce type d'antenne tout en adoptant des techniques pour élargir la bande. La conception de l'antenne sera décrite dans la section qui suit.

2.4 Conception de l'antenne cornet SIW à 60 GHz

2.4.1 Antenne cornet conventionnel

Une antenne cornet est une antenne directive pouvant fonctionner sur une large bande de fréquence [122] dite monomode, comprise entre la fréquence de coupure du mode de fonctionnement et celle du premier mode supérieur du guide d'onde rectangulaire servant à l'alimenter. Le cornet est donc l'évasement de ce guide qui fait la transition entre les modes guidés discrets et le continuum de modes dans l'espace libre. Le champ électrique E est

polarisé linéairement (verticalement dans le cas de la Figure 2.1), et les plans E et H sont donnés ci-dessous [123].

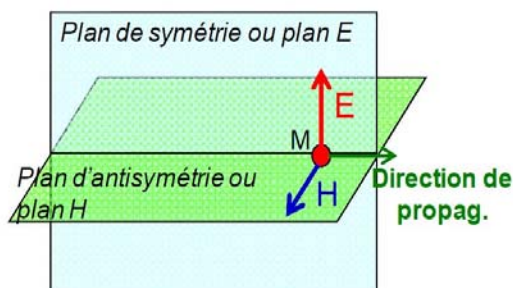


Figure 2.1 Plan E et plan H pour une polarisation verticale [123].

Il existe trois types d'antennes cornet rectangulaires suivant la section d'évasement (cf. Figure 2.2) : cornet plan H, cornet plan E et cornet pyramidal (plan H et plan E).

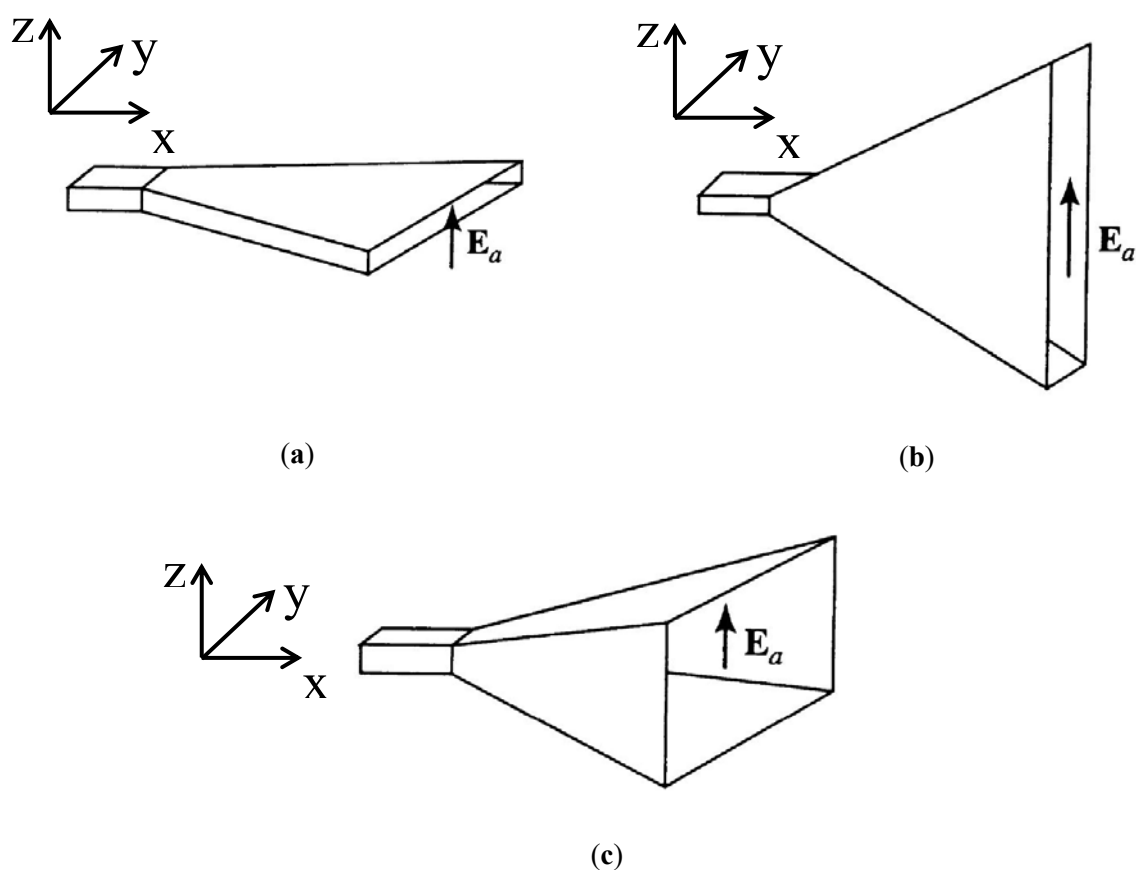


Figure 2.2 Différents types d'antennes cornet : (a) Cornet plan H, (b) cornet plan E, (c) cornet pyramidal [122].

Dans les études préliminaires de mesure de canal BAN, précédant ce travail de thèse au sein du département OPERA (Optique, Photonique, Electromagnétisme, Radiocommunications et Acoustique) en collaboration avec le L2E (Laboratoire

2.4 Conception de l'antenne cornet SIW à 60 GHz

d'Electronique et Electromagnétisme), une antenne cornet pyramidal du commerce (cf. Figure 2.3) a été utilisée [59], [124], [125]. Cette antenne, très directive avec un gain de 20 dBi, possède un encombrement important puisque ces dimensions au niveau de l'ouverture sont de 3 cm x 2,3 cm.



Figure 2.3 Antenne cornet pyramidal utilisé pour les mesures BANs dans les précédents travaux [60].

Pour les mesures sur canal BAN, une antenne cornet plan H est donc plus appropriée pour réduire le volume. En choisissant ce type d'antenne, la hauteur pourrait être réduite d'un facteur 20 par rapport à l'antenne cornet pyramidale, c'est à dire de l'ordre de 1 mm, respectant ainsi les contraintes en matière d'encombrement.

Nous présentons dans ce qui suit, les principales étapes de la conception d'une antenne cornet métallique plan H [126]. La géométrie d'une telle antenne est décrite sur la Figure 2.4. On distingue deux parties : le guide d'onde rectangulaire et le cornet (cf. Figure 2.4b). Les sections suivantes expliquent le dimensionnement de chacune de ces parties. La largeur du guide a et la hauteur du guide b sont définies pour un fonctionnement monomode. La longueur du guide l_g est fixée à 2 mm, elle n'influe pas sur l'adaptation ni sur le diagramme de rayonnement de l'antenne. Les dimensions du cornet, la largeur d'ouverture w et la longueur D , sont paramétrées pour optimiser la bande d'adaptation de l'antenne.

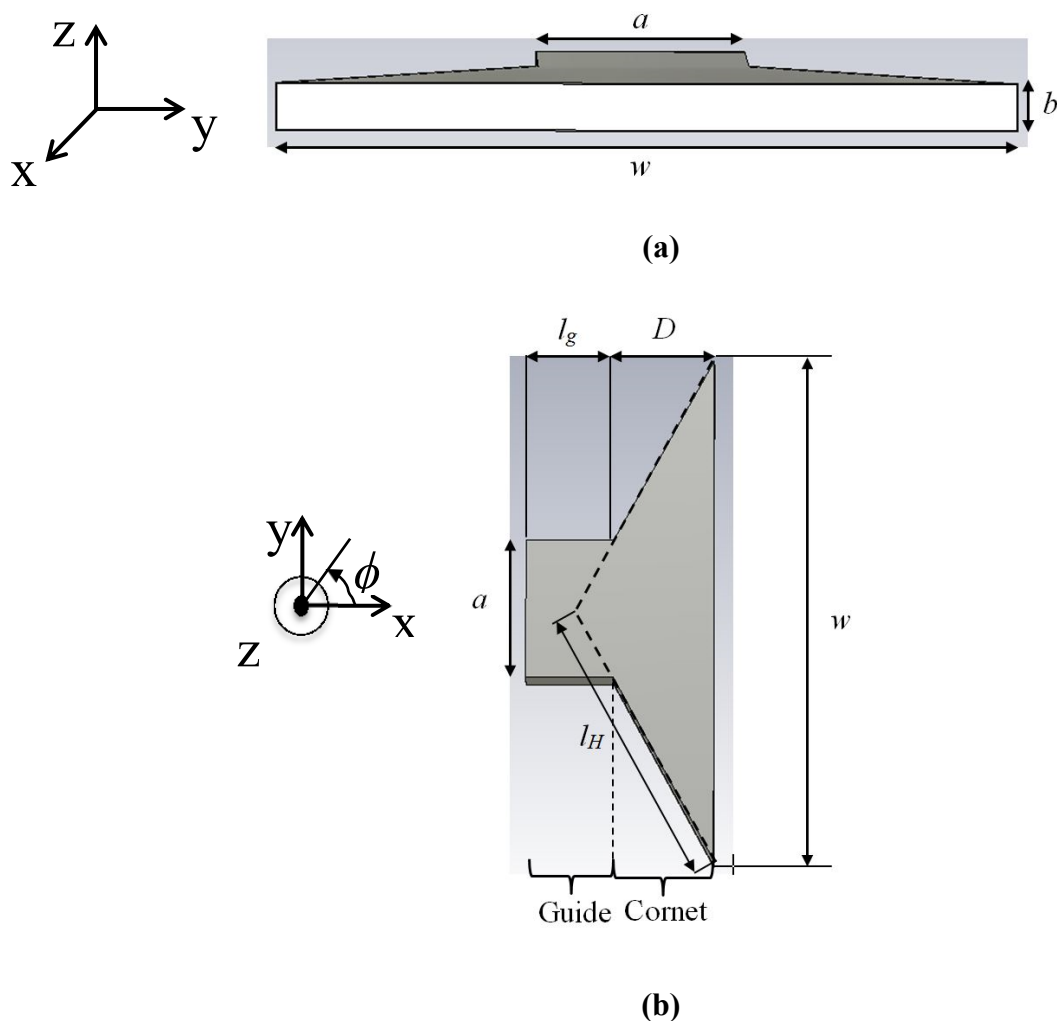


Figure 2.4 Géométrie d'une antenne cornet plan H conventionnelle : (a) vue de face ; (b) vue de haut [122].

2.4.1.1 Dimensionnement du guide

Les dimensions du guide d'onde (largeur a et hauteur b) alimentant le cornet sur la Figure 2.4 sont définies pour la propagation d'un mode TE_{mn} (« Transversal Electric »). La fréquence de coupure f_c de chaque mode (m,n) est donnée par l'équation (2.1).

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu_0\varepsilon_0\varepsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \quad (2.1)$$

où μ_0 et ε_0 sont respectivement la perméabilité et la permittivité du vide, ε_r désigne la permittivité du diélectrique remplissant le guide ($\varepsilon_r=1$ pour un guide rempli d'air).

2.4 Conception de l'antenne cornet SIW à 60 GHz

Pour avoir un fonctionnement monomode TE_{10} , la fréquence de fonctionnement doit être comprise entre la fréquence de coupure ce mode et celle du mode supérieur TE_{20} . De la relation (2.1), on tire que la largeur du guide a doit respecter la condition :

$$\frac{\lambda_0}{2\sqrt{\epsilon_r}} < a < \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.2)$$

où λ_0 est la longueur d'onde dans le vide. La hauteur du guide b est inférieure à sa largeur a et ne doit pas être trop faible pour ne pas trop réduire la bande d'adaptation qui est décroissante avec la hauteur. Une valeur arbitraire est prise pour l'adaptation :

$$b < a, b > \frac{\lambda_0}{10} \quad (2.3)$$

En choisissant comme fréquence de coupure basse une fréquence de 50 GHz, plusieurs couples de dimensions (a, b) répondent aux conditions (2.2) et (2.3). Ultérieurement, l'antenne sera réalisée en équivalent SIW sur un substrat diélectrique. Nous choisissons comme substrat le RT Duroid 5880 pour sa faible permittivité diélectrique $\epsilon_r = 2,2$ (proche de 1) et son faible facteur de dissipation $\tan\delta=0,0009$ à 10 GHz [127]. Plusieurs épaisseurs standards sont disponibles pour ce substrat [127]. En prenant comme valeur de la hauteur du guide b une valeur standard d'épaisseur de ce substrat, soit de 0,787 mm, la largeur du guide a correspondante est alors de 3,2 mm en considérant un guide rempli d'air dans un premier temps.

2.4.1.2 Dimensionnement du cornet

Les dimensions du cornet (D, w) sur la Figure 2.4b sont spécifiées en effectuant, dans le domaine temporel, une étude paramétrique sous CST Microwave studio. Cette étude paramétrique a pour objectif d'optimiser la bande de fréquence d'opération autour de 60 GHz tout en respectant la contrainte monomode en entrée du cornet.

Les différentes dimensions respectent la relation suivante [122] :

$$D = (w - a) \sqrt{\left(\frac{l_H}{w}\right)^2 - \frac{1}{4}} \quad (2.4)$$

où l_H est la longueur de l'évasement du cornet (cf. Figure 2.4b) et a la largeur du guide d'onde à son entrée. Plusieurs couples de valeur (D, w) respectant cette équation sont possibles. Ces paramètres sont définis en visant une bande d'adaptation $(|S_{11}| < -10\text{dB})$ entre

57 GHz et 64 GHz. La Figure 2.5 montre d'abord que l'adaptation de l'antenne n'est pas assurée pour une largeur d'ouverture trop faible ($w = 7$ mm). Le coefficient de réflexion de l'antenne cornet varie avec la largeur w (cf. Figure 2.6) et la longueur D (cf. Figure 2.7) de la structure en raison de la désadaptation de l'impédance de l'ouverture rayonnante avec l'impédance de l'air. En effet, contrairement aux cornets conventionnels de forme pyramidale, l'évasement ne s'effectue que suivant le plan H. La différence entre l'impédance de l'ouverture rayonnante et celle de l'air est donc plus élevée causant des réflexions au niveau de l'interface cornet-air. La résonance de l'antenne dépend de la longueur du cornet D .

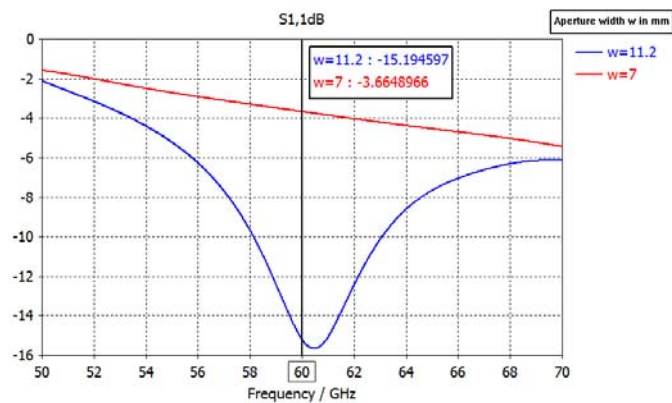


Figure 2.5 Coefficient de réflexion $|S_{11}|$ [dB] pour deux valeurs de la largeur de l'ouverture du cornet.

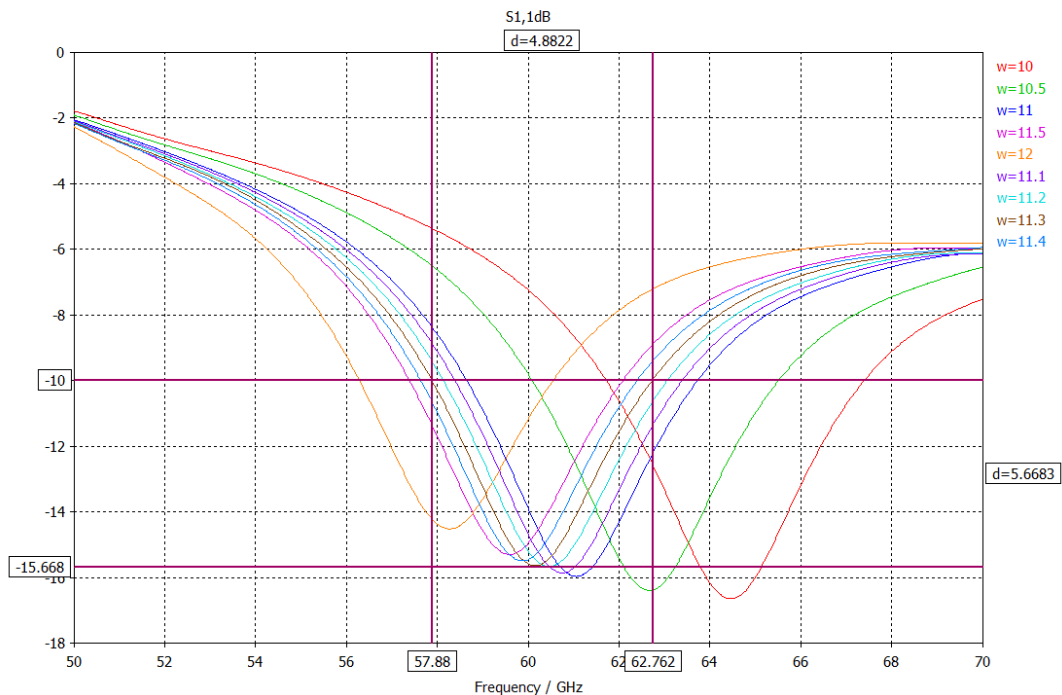


Figure 2.6 Coefficient de réflexion $|S_{11}|$ [dB] pour différentes largeurs du cornet w (Autres dimensions : $a = 3,2$ mm, $b = 0,7$ mm, $w = 11,2$ mm, $l_g = 2$ mm, $D = 2,28$ mm).

2.4 Conception de l'antenne cornet SIW à 60 GHz

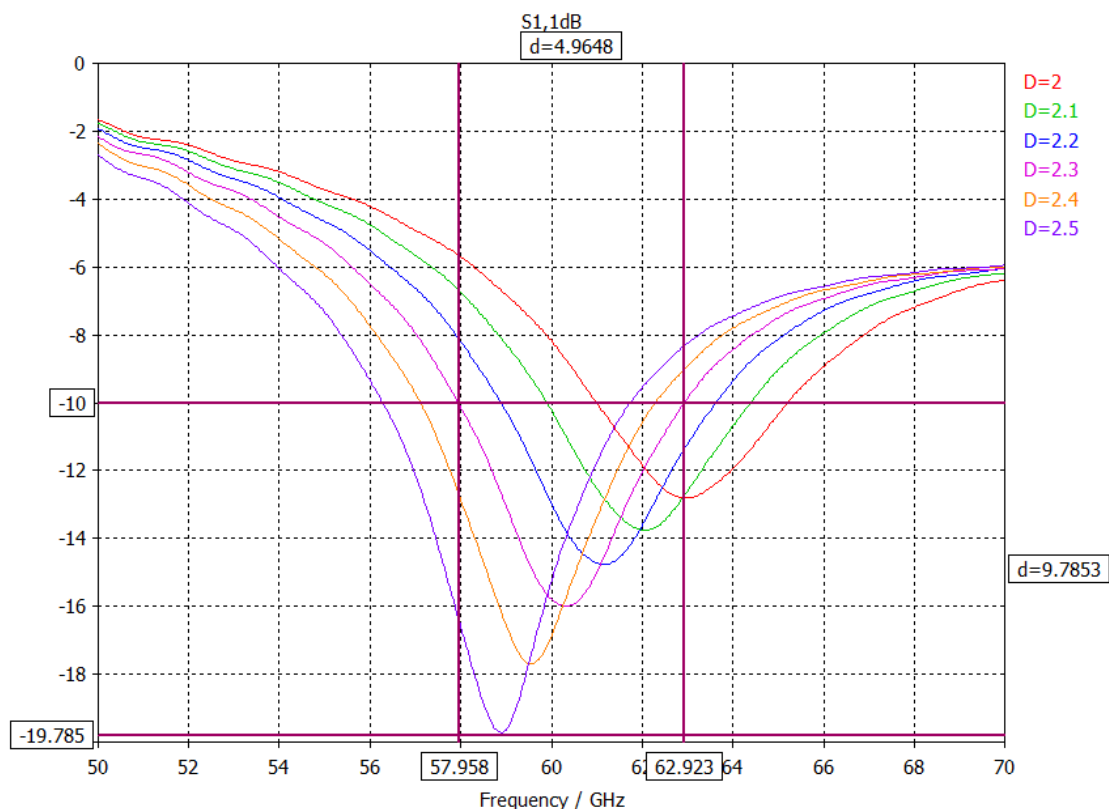


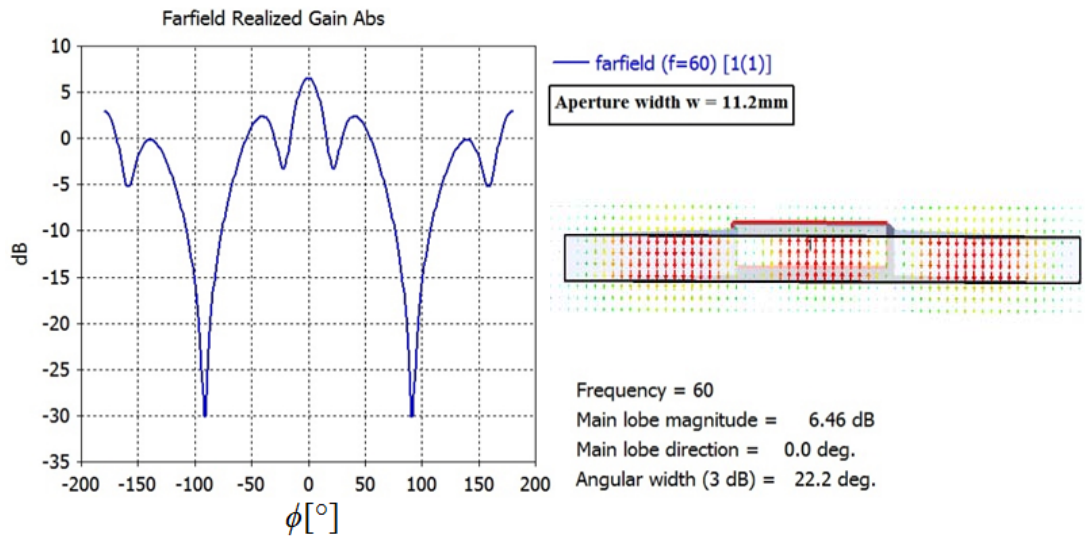
Figure 2.7 Coefficient de réflexion $|S_{11}|$ [dB] pour différentes longueurs du cornet D (Autres dimensions : $a = 3,2$ mm, $b = 0,7$ mm, $w = 11,2$ mm, $l_g = 2$ mm).

Sur la Figure 2.6, la fréquence de résonance décroît également en augmentant la largeur d'ouverture de cornet. La valeur optimale de w est de 11,2 mm donnant une adaptation sur 5 GHz de bande. Ensuite, en faisant varier la longueur du cornet autour de la valeur utilisée précédemment (2,28 mm), nous obtenons les différentes courbes de la Figure 2.7.

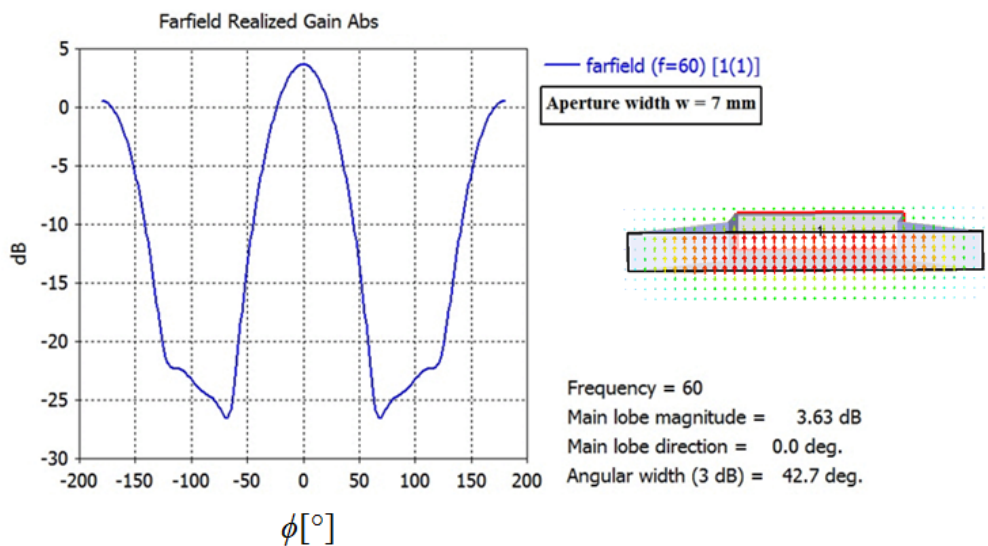
Nous y observons que la fréquence de résonance décroît logiquement avec la longueur du cornet D . Une bande d'adaptation de 5 GHz ($S_{11} < -10$ dB) est obtenue pour une longueur D de 2,3 mm. Pour une longueur de guide l_g de 2 mm, la longueur totale de l'antenne cornet est de 4,3 mm. La dimension finale de l'antenne est de 11,2 mm x 4,3 mm x 0,7 mm. Cette dimension offre un encombrement réduit et s'avère donc compatible avec les applications BANs.

Le diagramme de rayonnement sur le plan azimutal (Oxy) pour différentes valeurs de l'angle ϕ (cf. Figure 2.8a) montre un gain d'antenne de 6,5 dBi. Comparé à une ouverture de cornet plus faible $w = 7$ mm (cf. Figure 2.8b), ce gain est logiquement plus élevé. Mais aussi, on observe que les niveaux de lobes secondaires (les deux pics autour du lobe principal sur la

Figure 2.8a) sont plus élevés à cause de la propagation de modes supérieures au niveau du cornet, ici le mode TE_{30} , pour de plus grandes largeurs. Une cartographie du champ électrique a été rajoutée de chaque diagramme de rayonnement en appui pour voir les modes de propagation en sortie du cornet.



(a)



(b)

Figure 2.8 Diagramme de rayonnement du gain [dBi] d'une antenne cornet conventionnel en espace libre pour deux valeurs de sa largeur de son ouverture : (a) $w=11,2\text{ mm}$, (b) $w = 7\text{ mm}$.

2.4 Conception de l'antenne cornet SIW à 60 GHz

2.4.2 Antenne cornet SIW équivalente

La technologie SIW permet de réaliser l'équivalente planaire d'un guide d'onde métallique volumique. Les murs métalliques sont remplacés par des vias métalliques espacés entre eux, insérés dans un substrat diélectrique. Comme mentionné dans la section 2.4.1.1, le substrat utilisé est le RT Duroid 5880 [127] ($\epsilon_r = 2,2$; $\tan\delta = 0,0009$ à 10 GHz) d'épaisseur 0,787 mm. La Figure 2.9 présente les deux structures équivalentes.

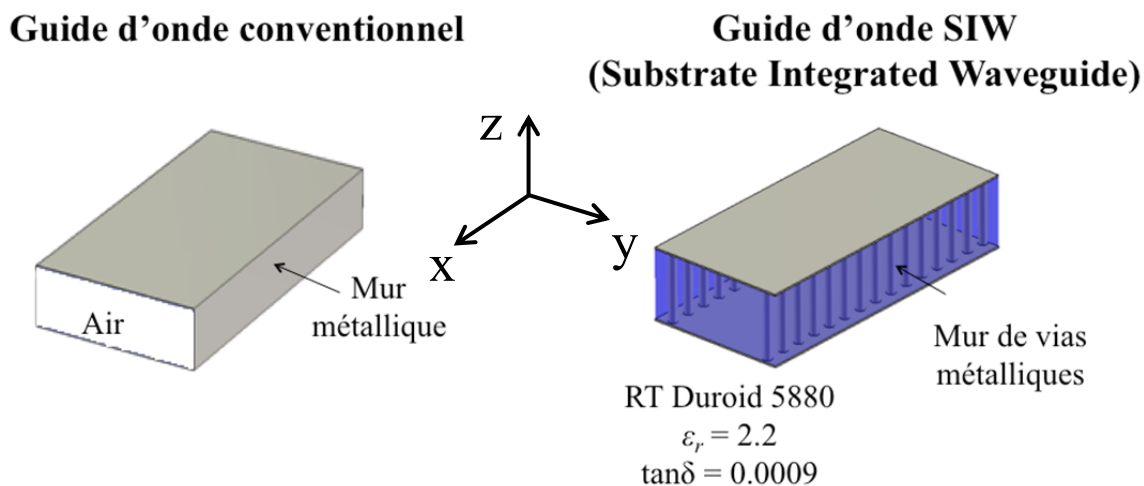


Figure 2.9 Equivalence guide d'onde conventionnelle et guide d'onde SIW

Les formulations sur l'équivalence de dimensions sont définies dans [128]–[130] à partir d'une équation empirique basée sur l'égalisation des caractéristiques de dispersion des deux guides (conventionnel et SIW) et aussi dans [131], [132]. Les différentes dimensions sont décrites sur la Figure 2.10.

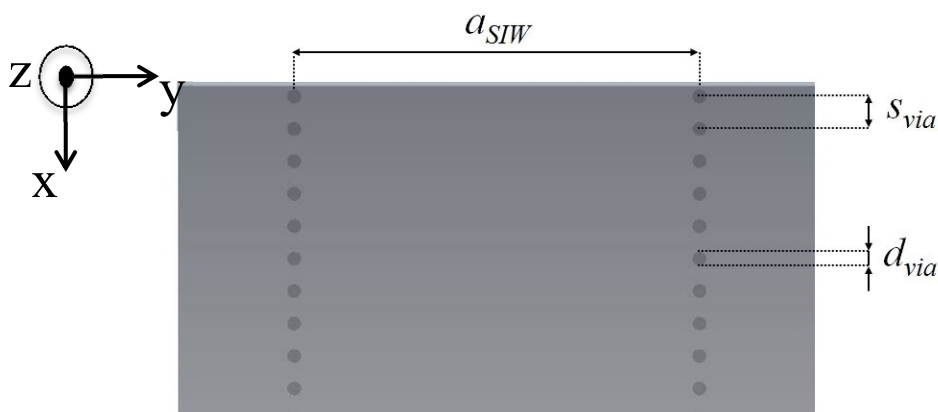


Figure 2.10 Description des dimensions du guide SIW.

Pour minimiser les pertes dues aux effets de bords, l'espacement s_{via} entre deux vias voisins et leur diamètre d_{via} sont spécifiés selon les inégalités suivantes [131] :

$$d_{via} < \lambda_c/5 \quad (2.5)$$

$$d_{via} \leq 0,4a \quad (2.6)$$

$$s_{via} \leq 2d_{via} \quad (2.7)$$

$$0,05\lambda_c \leq s_{via} \leq 0,5\lambda_c \quad (2.8)$$

où λ_c est la longueur d'onde correspondant à la fréquence de coupure f_c de l'équation (2.1) pour un mode TE₁₀ en considérant la permittivité du diélectrique RT Duroid 5880. Pour notre design, nous respectons ces conditions pour un espacement, entre les centres de vias voisins, de 0,24 mm avec un diamètre de vias de 0,12 mm.

La largeur du guide d'onde équivalent est reliée à la largeur du guide d'onde conventionnel, aux dimensions des vias et à la permittivité diélectrique du substrat par l'équation empirique (2.9) [128].

$$a_{SIW} = \frac{2a}{\pi} \cot^{-1} \left(\frac{\pi s_{via}}{4a} \ln \frac{s_{via}}{2d_{via}} \right), W_{SIW} = \frac{2W}{\pi} \cot^{-1} \left(\frac{\pi s_{via}}{4W} \ln \frac{s_{via}}{2d_{via}} \right) \quad (2.9)$$

Les différentes dimensions obtenues sont présentées sur le Tableau 2.2.

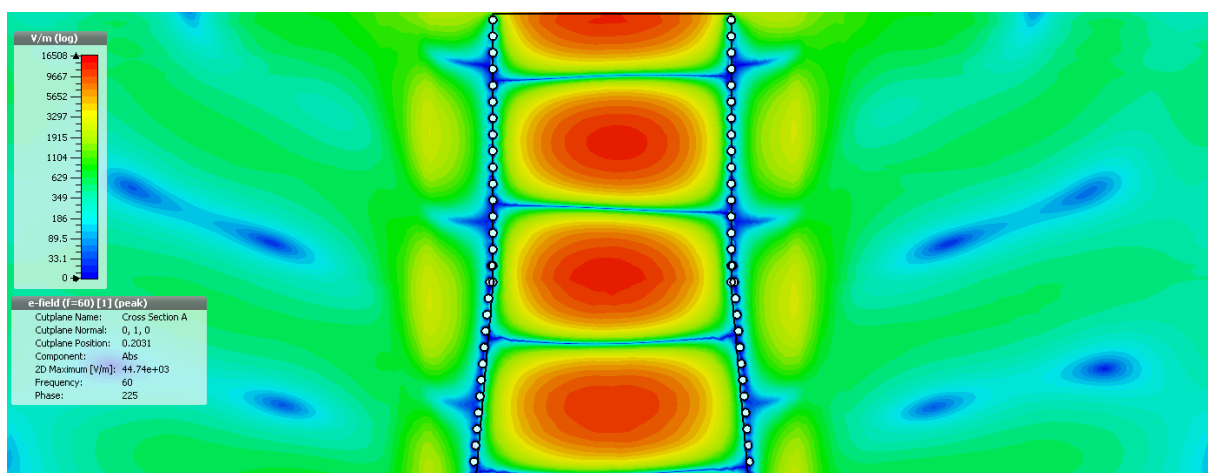
Tableau 2.2 Valeurs des dimensions du cornet SIW

Dimensions	Valeurs [mm]
Diamètre de via d_{via}	0,12
Espacement entre vias (centre-centre) s_{via}	0,24
Largeur du guide SIW a_{SIW}	2,53
Largeur de l'ouverture du cornet W_{SIW}	5,1
Longueur du guide l_g	4,07
Longueur du cornet D	9

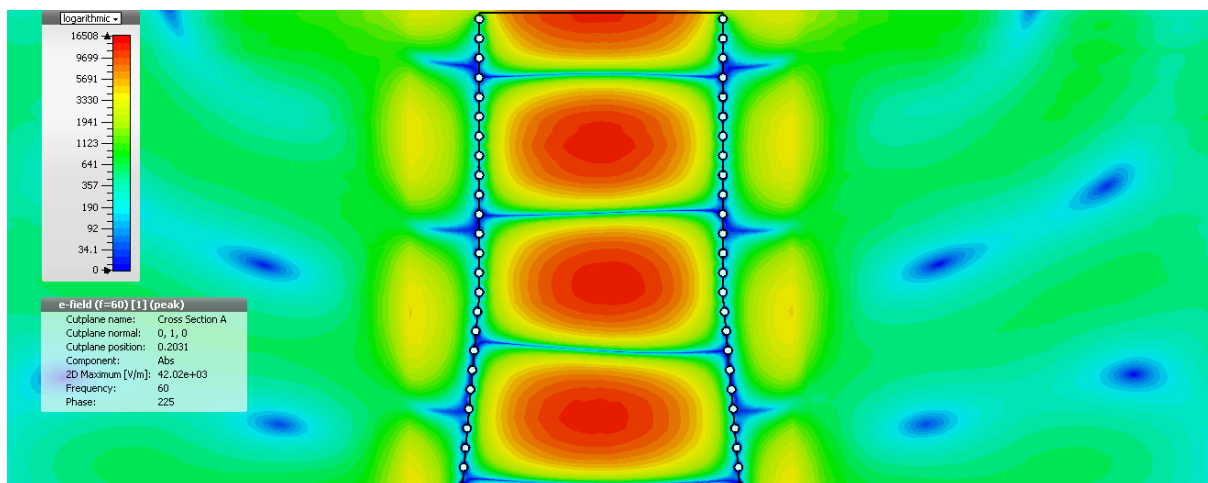
Le champ électrique simulé pour les dimensions obtenues par calcul est montré sur la figure 2.10a. Pourtant, en raison des contraintes de fabrication, l'espacement entre vias ne peut être inférieur à 0,28 mm. Par conséquent, en définissant cet espacement entre les vias, on observe, en simulation numérique, légèrement un niveau de champ plus élevé en fuite au niveau des murs de vias (cf. Figure 2.11b). Néanmoins, la performance générale de l'antenne en espace libre ne se trouve pas dégradée par la structure respectant les contraintes sur les

2.4 Conception de l'antenne cornet SIW à 60 GHz

dimensions de vias. L'efficacité de l'antenne est de 83,62 %, son gain est de 4.57 dBi. La bande passante ($S_{11} < -10$ dB), telle présentée sur la Figure 2.12 est de 2,8 % centrée à 60 GHz, ne couvrant pas ainsi la bande visée. Cette faible bande passante est due à la désadaptation d'impédance qui se situe au niveau de la transition antenne–air et ne dépend pas de l'alimentation de l'antenne. Pour élargir la bande, il a été démontré dans [126] que les dimensions du cornet doivent être plus grandes. Pourtant en élargissant l'ouverture du cornet au-delà d'une largeur de 7,5 mm, on risque d'exciter, les modes supérieures. Une solution alternative est présentée dans la section 2.4.3.



(a)



(b)

Figure 2.11 Amplitude du champ électrique [dBV/m] suivant le plan H (onde guidée en champ proche) entre les parois de vias métalliques de l'antenne cornet SIW : (a) dimensions calculées, (b) dimensions corrigées par rapport aux contraintes de fabrication

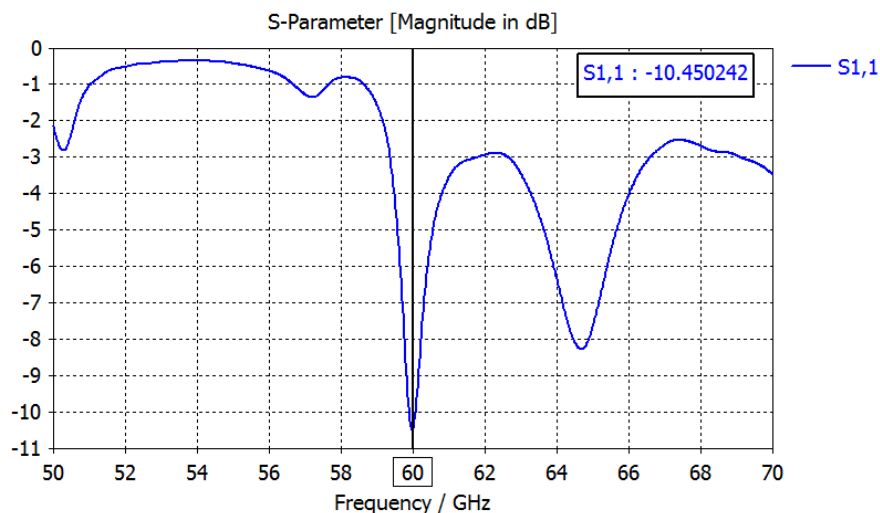


Figure 2.12 Coefficient de réflexion $|S_{11}|$ [dB] de l'antenne cornet SIW

2.4.3 Ajout d'une transition imprimée pour l'élargissement de la bande d'adaptation

Afin d'élargir la bande d'adaptation, une transition imprimée constituée de blocs de plaques métalliques placées en parallèle de part et d'autre du substrat prolongent le cornet (cf. Figure 2.13) [133].

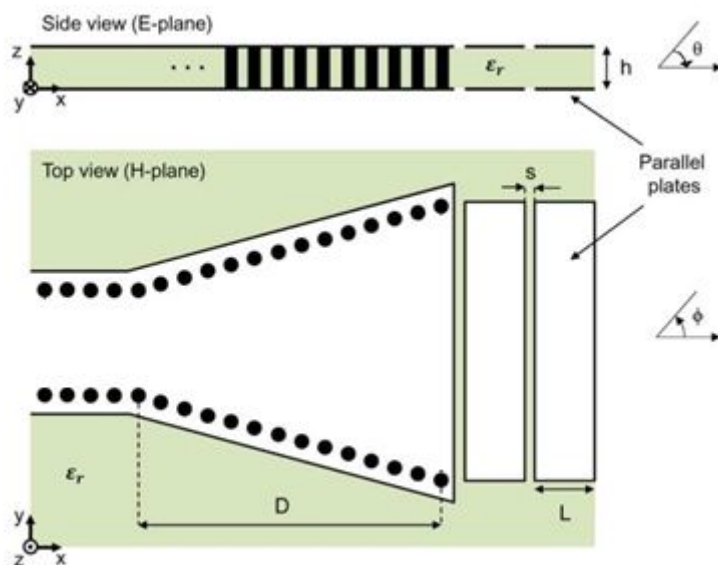


Figure 2.13 Antenne cornet SIW avec les Plaques parallèles : vue de côté et vue de haut [133].

Cette solution a été proposée pour l'adaptation des antennes SIW réalisées sur des substrats de faible épaisseur par rapport à la longueur d'onde dans [133]. Elle est convenable

2.4 Conception de l'antenne cornet SIW à 60 GHz

puisque l'on garde une forme planaire avec la même épaisseur de l'antenne ainsi que la même capacité de l'antenne sachant que les dimensions des plaques sont plus faibles que la dimension de l'antenne (de l'ordre de 1/5). Cette technique est aussi intéressante car facile à réaliser. Avec les plaques en parallèle au bout de l'antenne, des résonances supplémentaires sont produites élargissant ainsi la bande passante. En effet, la transition imprimée permet de moduler l'adaptation d'impédance au niveau de l'interface antenne-air que nous avons évoquée plus haut (section 2.4.2).

La transition imprimée peut être modélisée soit par des résonateurs couplés, permettant de définir la ou les fréquences de résonance(s), soit en ligne de transmission, donnant le coefficient de réflexion sur toute une bande. La modélisation en ligne de transmission est donc plus précise. Pour notre part, nous avons défini des dimensions initiales des plaques selon le modèle de résonateurs couplés puis optimisé la bande d'adaptation par études paramétriques en simulation sous CST.

Les fréquences de résonance de l'ensemble de la structure dépendent naturellement des dimensions des plaques et de l'espacement entre elles puisque les plaques parallèles sont équivalentes à des capacités. Leur nombre dépend du nombre de blocs. Nous avons commencé par l'ajout d'un bloc de plaques métalliques en parallèle mais n'avons obtenu la largeur de bande visée qu'en rajoutant un deuxième bloc. Pour un bloc de plaques ajouté, la bande est centrée sur une fréquence de résonance f_{r1} définie en fonction des dimensions des plaques (cf. Figure 2.13) et de la permittivité du substrat comme suit :

$$f_{r1} = \frac{c}{2L_{eq}\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.10)$$

L_{eq} est la longueur équivalente des plaques en tenant en compte l'effet des champs sur les bords (« fringing fields ») :

$$L_{eq} = L \left(1 + \frac{0.7h}{L} \right) \quad (2.11)$$

Pour deux blocs de transition avec la même longueur L de plaques, nous avons les relations suivantes exprimant les deux fréquences de résonance $f_{r2} \pm$ (2.12) décalées à partir de la fréquence de résonance dans (2.10). Le décalage de fréquence s'explique par l'effet de couplage qui respectivement, réduit et augmente, la capacité de stockage de charge d'un bloc donnant les fréquences de résonance supérieure et inférieure.

$$f_{r2\pm} = \frac{f_{r1}}{\sqrt{1 \mp k_2}} \quad (2.12)$$

k_2 est le facteur de couplage pour deux blocs de plaques s'obtenant par [133] :

$$k_2 = \frac{C_C}{C_0} \quad (2.13)$$

C_C désigne la capacitance générée par effet de couplage et C_0 , la capacitance de la structure originale :

$$C_C = \frac{1}{2} C_S(L, L) \quad (2.14)$$

C_S est la capacitance générée par les espacements sur les deux parties inférieure et supérieure du substrat contribuant à l'effet de couplage, elle est donnée par (2.15). Le facteur (1/2) dans (2.14) vient du fait que les deux capacitances sont en série.

$$C_S(L, L) = \varepsilon_0(\varepsilon_r + 1) \frac{K(\sqrt{1 - p^2(L, L)})}{K(p(L, L))} \quad (2.15)$$

K est l'intégrale elliptique complète du premier ordre et p inclut la dépendance à l'espacement s entre les deux blocs :

$$p(L, L) = \sqrt{\frac{1 + \frac{2L}{s}}{\left(1 + \frac{L}{s}\right)^2}} \quad (2.16)$$

La valeur de la capacitance de la structure originale C_0 est l'équivalent de celle de deux blocs de plaques parallèles montés en parallèle, chaque bloc ayant une capacitance C_P . On obtient donc le double de la capacitance entre deux plaques parallèles métalliques :

$$C_0 = 2C_P \quad (2.17)$$

où la capacitance C_P par unité de longueur peut être estimée par :

$$C_P \simeq \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_r L}{h} \left(1 + \frac{h}{\pi L} \ln\left(\frac{\pi L}{h}\right)\right) \quad (2.18)$$

Le facteur entre parenthèse dans (2.18) est ajouté pour prendre en compte l'effet des champs sur les bords.

2.4 Conception de l'antenne cornet SIW à 60 GHz

Les valeurs initiales de la longueur des plaques L et de leur emplacement s correspondantes à deux fréquences de résonance 59,97 et 60,29 GHz selon les formulations (2.10)-(2.18) sont respectivement 1,64 mm et 0,05 mm. En optimisant le coefficient de réflexion par études paramétriques sur ces dimensions de plaques, leurs valeurs ont été légèrement modifiées $L = 1,4$ mm et $s = 0,07$ mm (cf. Figure 2.14). Nous pouvons observer que ces plaques résonnantes ont bien permis d'élargir la bande jusqu'à 11,5% (cf. Figure 2.15) tout en portant le gain de l'antenne à 6.6 dBi. En effet, ces plaques servent également d'éléments directeurs réduisant le rayonnement - arrière de l'antenne d'où l'amélioration du gain. L'efficacité de la structure est de 97%. La dimension globale de la structure, comprenant les deux plaques parallèles mais sans tenir compte du circuit d'alimentation est de $22,7 \times 18 \times 0,7$ mm³.

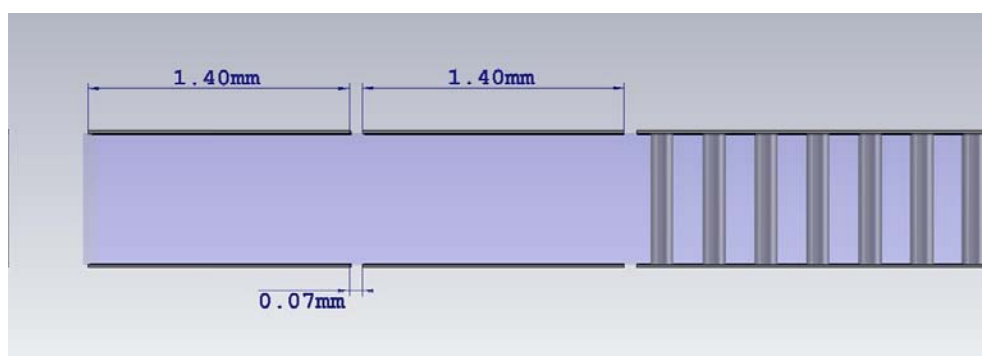


Figure 2.14 Vue de profil de la transition imprimée avec les dimensions des plaques.

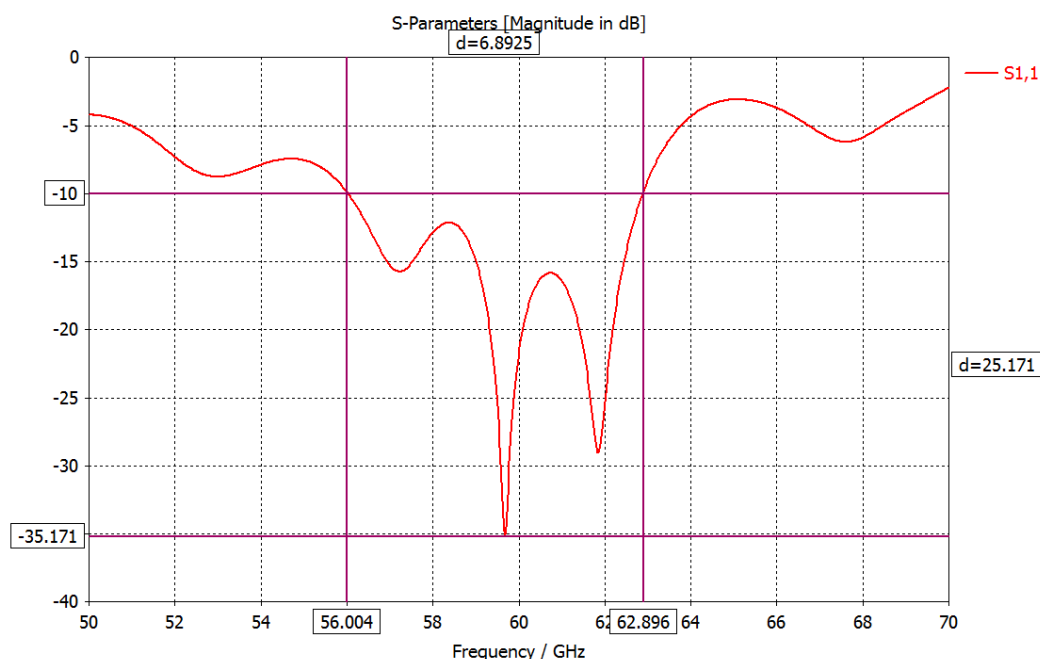


Figure 2.15 Coefficient de réflexion $|S_{11}|$ [dB] de l'antenne cornet SIW avec transition imprimée.

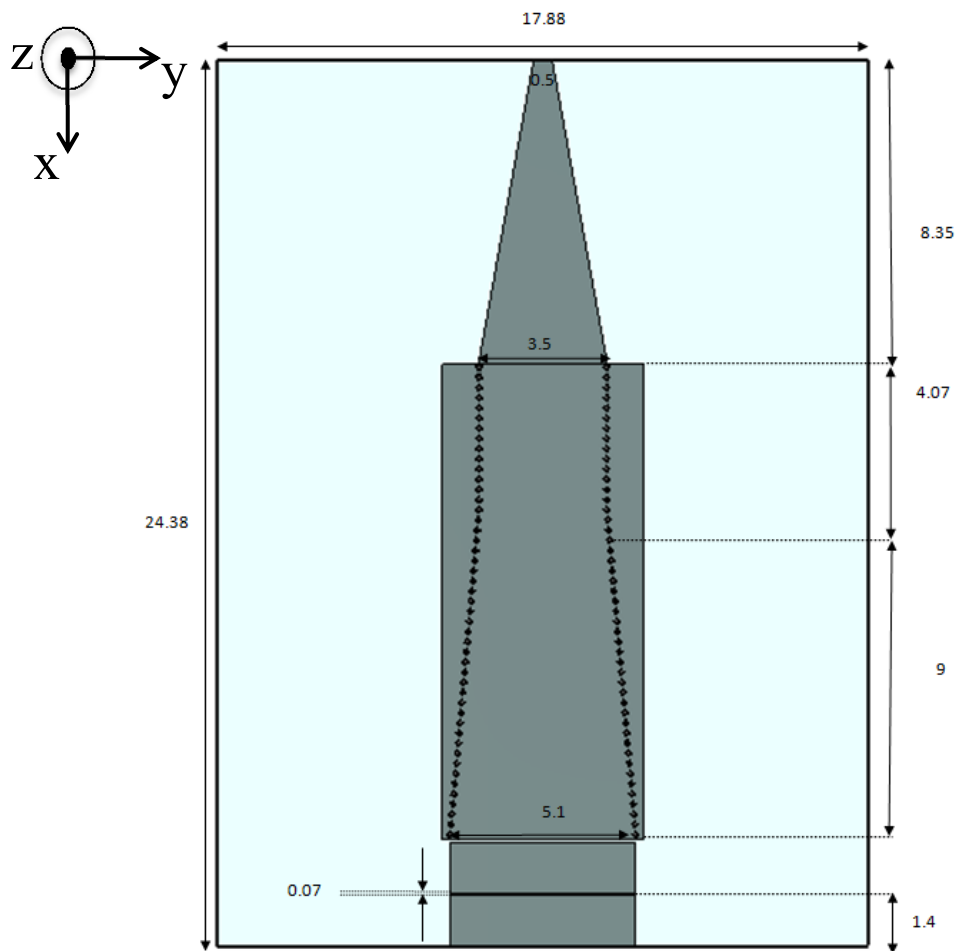
2.4.4 Alimentation par transition microruban « taper »

L'antenne est adaptée à un connecteur coaxial 50Ω via une transition taper. La largeur du taper à l'entrée du guide SIW dénotée W_{taper} ainsi que la longueur de la transition L_{taper} sont initialisées à partir de l'équation (2.19) et de la condition (2.20) issues de [130], [134].

$$W_{taper} = 0,4 (W_{SIW} - d_{via}) \quad (2.19)$$

$$\lambda_g/2 \leq L_{taper} \leq \lambda_g \quad (2.20)$$

Le faible diamètre du connecteur coaxial 50Ω qui sera utilisé par la suite pose une contrainte sur la largeur du microruban à l'entrée. La longueur de la transition microruban taper ainsi que sa forme sont optimisées par simulation sous CST pour un compromis entre l'adaptation de l'antenne sur la bande et le rapport de lobe avant – arrière. La largeur du guide a aussi été modifiée. Le design final de l'antenne avec la transition ainsi que les dimensions sont montrés sur la Figure 2.16.



(a)

2.4 Conception de l'antenne cornet SIW à 60 GHz

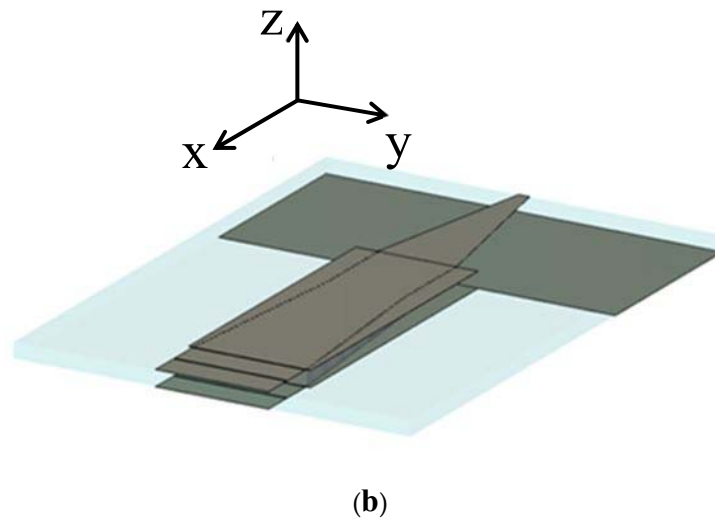


Figure 2.16 Antenne cornet SIW conçue sur CST: (a) vue de haut avec les dimensions, (b) vue de profil.

Pour la réalisation, l'épaisseur de métallisation conditionnée par l'épaisseur de peau du cuivre qui vaut $1,33 \mu\text{m}$ à 60GHz, est fixée à $17 \mu\text{m}$. Un prototype de l'antenne réalisé sur un substrat RT Duroid 5880 d'épaisseur $0,787 \text{ mm}$ est présenté sur la Figure 2.17.

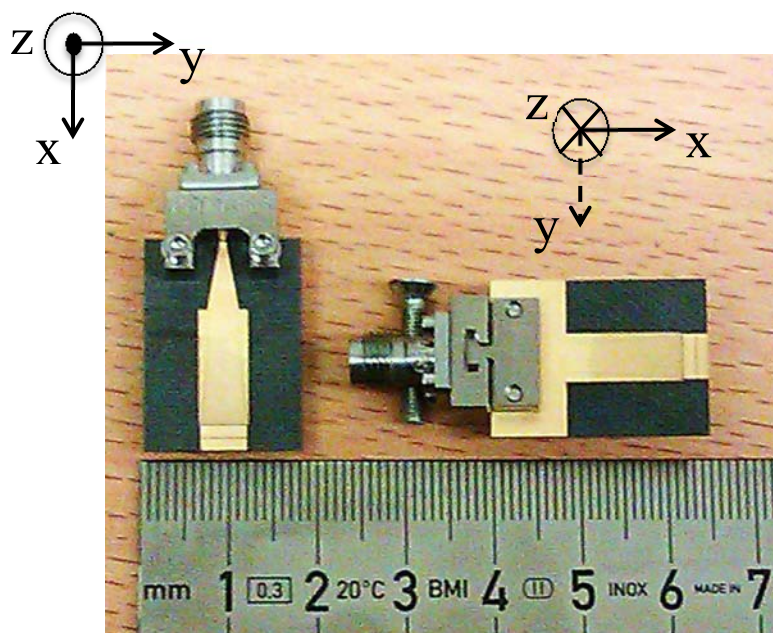


Figure 2.17 Prototype d'antenne cornet SIW réalisés (vue face avant et vue face arrière).

Cette antenne est caractérisée en espace libre puis sur un fantôme simulant le corps humain.

2.5 Caractérisation de l'antenne cornet SIW à 60 GHz

L'antenne cornet SIW conçue avec son connecteur a été caractérisée premièrement en espace libre puis sur un fantôme modélisant le corps. En simulation, le logiciel de calcul électromagnétique CST basé sur la méthode FDTD en « full-wave » a été utilisé. Les simulations conduites donc dans le domaine temporel permettent l'analyse large bande des structures étudiées. L'antenne est placée dans une boîte entourée de condition PML (« Perfect Match Layer ») à une distance minimale de $8\lambda_0$ de la structure. L'onde est excitée par un port de type « waveguide » placé à l'entrée. En rajoutant le connecteur, l'alimentation se fait via un câble coaxial qui est aussi un port de type « waveguide port ».

2.5.1 Caractérisation en espace libre

Pour la simulation, la structure est maillée en hexaèdres dont la taille est réduite près des bords. En effet, en activant la fonction « subgridding », on peut améliorer considérablement les précisions en prenant en compte davantage les effets de bords. Les résultats décrits ci-après ont été obtenus avec un maillage fin comprenant 2 381 553 mailles assurant une bonne convergence.

2.5.1.1 Coefficient de réflexion S_{11}

La Figure 2.18 montre le coefficient de réflexion obtenu par simulation sous CST et mesuré pour trois prototypes d'antennes réalisées.

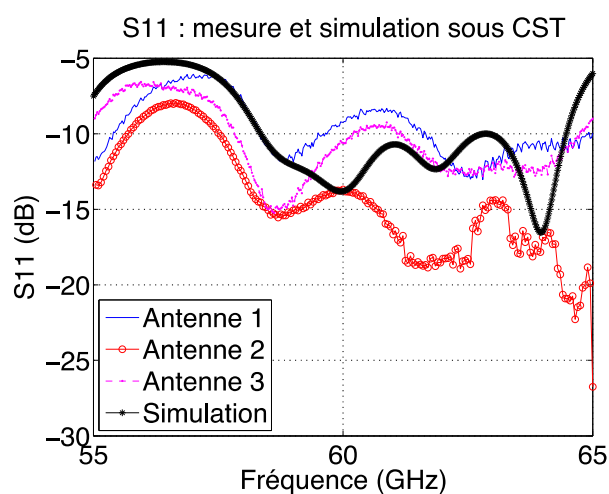


Figure 2.18 $|S_{11}|$ [dB] simulé et mesuré pour trois prototypes d'antenne cornet SIW.

2.5 Caractérisation de l'antenne cornet SIW à 60 GHz

La mesure a été effectuée avec un analyseur de réseau vectoriel (VNA – Vector Network Analyzer) de bande allant jusqu'à 65 GHz. La largeur de bande à -10dB est de 6 GHz en simulation et de plus de 7,7 GHz en mesure. Les différences entre simulation et mesure ainsi que la dispersion propre aux antennes mesurées peuvent s'expliquer par la tolérance de gravure (surtout sur les deux plaques en sortie du cornet dont les dimensions sont critiques) et par l'assemblage du connecteur vissé, sans soudure.

2.5.1.2 Diagramme de rayonnement

En simulant le diagramme de rayonnement de l'antenne sous CST, un gain de 6,6 dBi a été relevé à 60 GHz. Sur la bande de 57 à 64 GHz, le gain n'est pas toujours maximal dans la direction $\phi = 0^\circ$ et varie entre 4,2 dBi et 6,6 dBi. Le diagramme de rayonnement présenté sur la Figure 2.19 a été normalisé au gain maximal à 60 GHz. Le diagramme de rayonnement mesuré est présenté sur la même figure. Le diagramme de rayonnement a été déduit d'une mesure de paramètre S_{21} faite sur un prototype⁶ de l'antenne avec un VNA dans une chambre anéchoïque entre l'antenne cornet SIW en émission et une antenne cornet de 20 dBi de gain en réception. Les deux antennes sont distantes de 2,4 m. La puissance d'émission est de 0 dBm et les pertes câbles prises en compte ont été estimées à 0,4 dB. Les diagrammes de rayonnement simulé et mesuré, normalisés au gain maximal, présentent les mêmes variations suivant le plan H, un décalage est observé sur le plan E autour de $\theta = 60^\circ$.

Suivant le plan H (plan tangent à la surface de l'antenne), le rayonnement est maximal vers l'avant, les fluctuations observées sont essentiellement dues aux ondes de surface générées au niveau de la transition taper-guide. Le rapport lobe principal – premier lobe secondaire est de 5,8 dB. Le rapport avant/arrière est de 12 dB. Les lobes secondaires du diagramme de rayonnement sont dus au rayonnement de la transition taper (cf. Figure 2.20).

Sur le plan E, d'autres lobes secondaires sont observés. Ils sont dus à la réflexion des ondes sur le connecteur coaxial en bande V qui constitue un objet métallique, de taille non négligeable, proche de l'antenne. Le taux de rejection entre les rayonnements co-polarisation (ici polarisation verticale) et cross-polarisation (ici polarisation horizontale) est de 34,4 dB dans la direction « broadside » et toujours supérieure à 10 dB. Nous pouvons observer le champ électrique suivant le plan E sur la Figure 2.21.

⁶ Il s'agit du prototype 2 que nous reprenons par la suite dans la variation du coefficient de réflexion pour différentes hauteurs d'antenne sur le corps.

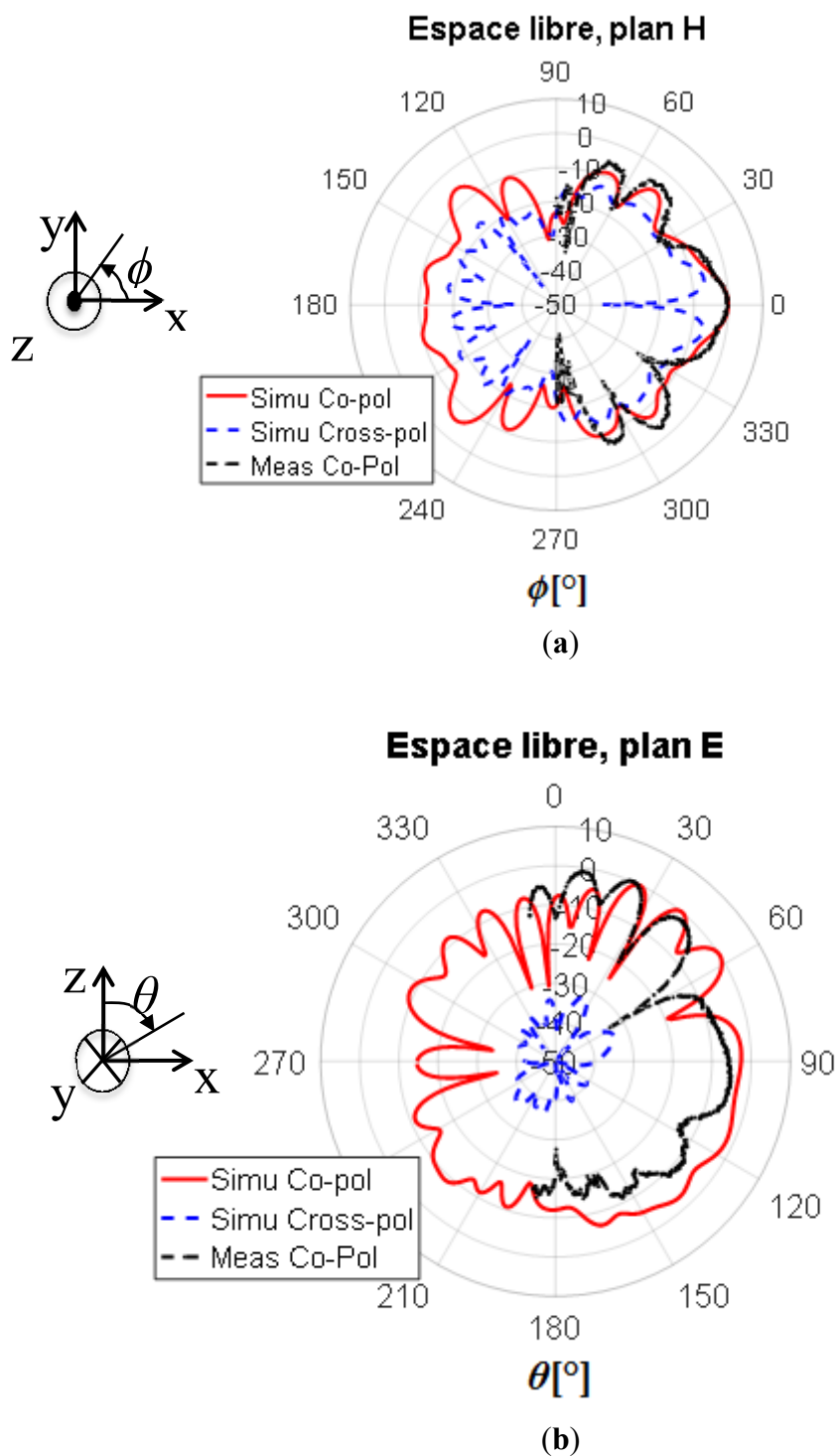


Figure 2.19 Diagrammes de rayonnement en gain normalisé [dBi] de l'antenne cornet SIW en espace libre - comparaison de la simulation et de la mesure, co-polarisation et « cross-polarisation » : (a) suivant le plan H, (b) suivant le plan E.

2.5 Caractérisation de l'antenne cornet SIW à 60 GHz

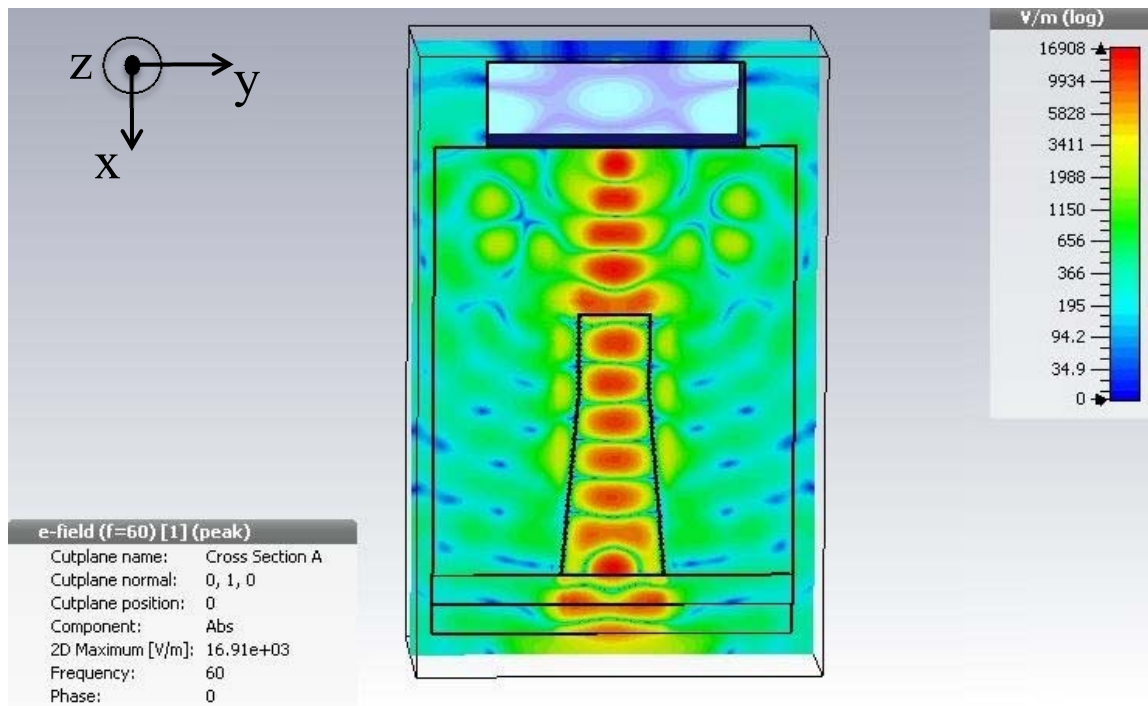


Figure 2.20 Amplitude du champ électrique [dBV/m] suivant le plan H.

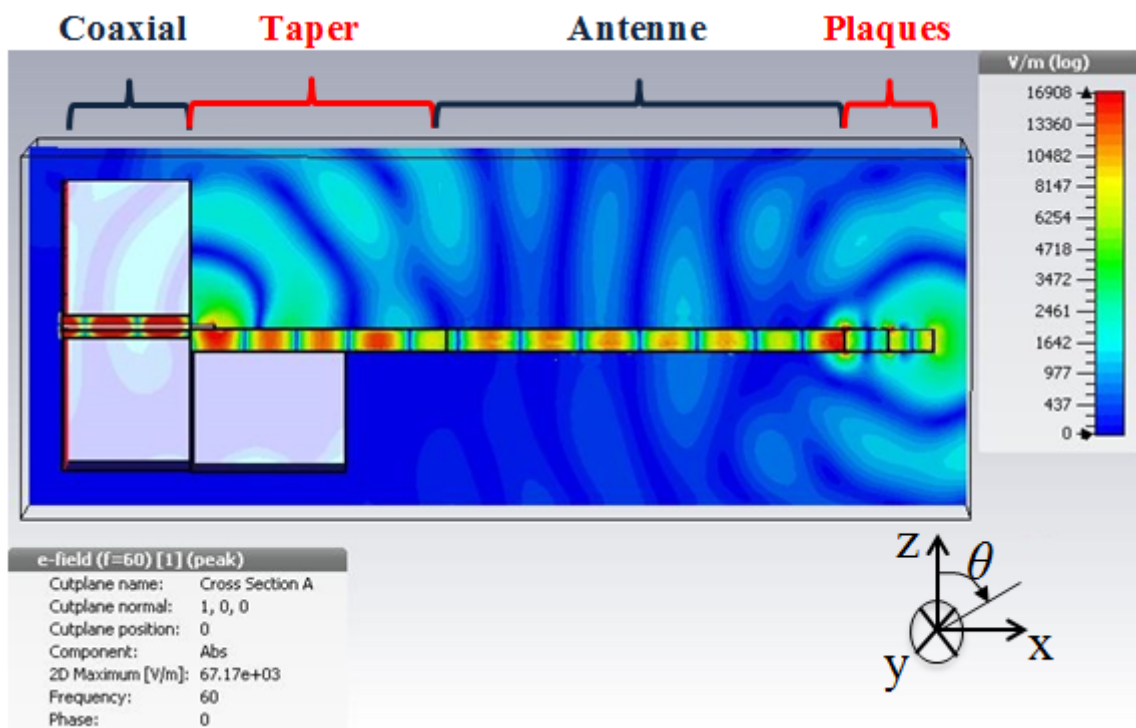


Figure 2.21 Amplitude du champ électrique [dBV/m] suivant le plan E.

2.5.2 Caractérisation sur le corps humain

L'adaptation de l'antenne et son rayonnement sur le corps ont été simulés sous CST. L'antenne cornet SIW est placée sur un fantôme modélisant le corps humain de même propriétés diélectriques que la peau : permittivité $\epsilon_r = 7,98$ et de conductivité $\sigma = 36,4$ S/m selon [135]. L'épaisseur du fantôme est de 2 mm (cf. Figure 2.22) supérieure à l'épaisseur de peau à 60 GHz. L'antenne est placée au centre du fantôme. Les conditions aux bords du fantôme sont des PML, évitant ainsi la réflexion des ondes de surface au niveau de la troncature du fantôme. Le connecteur bande V est aussi simulé comme faisant partie de la structure.

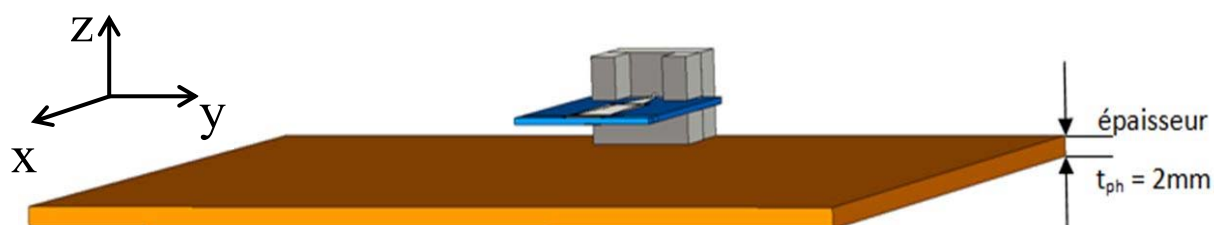


Figure 2.22 Simulation de l'antenne cornet SIW sur un fantôme

Pour l'analyse de l'influence de la présence du fantôme, différentes hauteurs antenne – fantôme h_T sont considérées (cf. Figure 2.23).

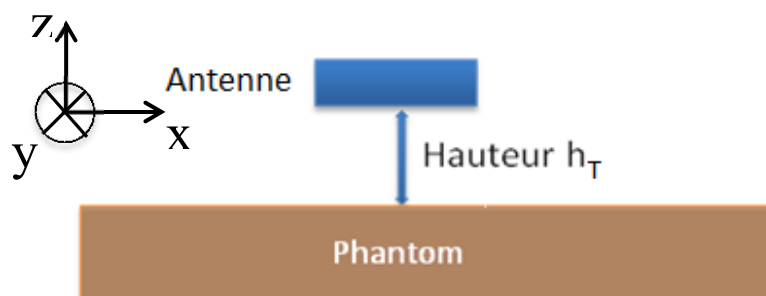


Figure 2.23 Géométrie de mesure antenne – fantôme.

L'influence de la distance séparant l'antenne et la surface de la peau aussi a été prise en compte dans des mesures de coefficient de réflexion. Les résultats obtenus sont discutés dans ce qui suit.

2.5.2.1 Coefficient de réflexion pour différentes hauteurs de l'antenne par rapport au fantôme

Les bandes de fréquence d'adaptation de l'antenne simulée à différentes hauteurs h_T ainsi que son efficacité de rayonnement sont reportées dans le Tableau 2.3. L'antenne reste adaptée, indépendamment de la hauteur, sur pratiquement toute la bande de fréquence considérée (57 – 64 GHz). Les performances de rayonnement de l'antenne sont détériorées en présence du fantôme et l'efficacité semble augmenter avec h_T à cause de l'absorption des ondes par le corps. Cette absorption est réduite en éloignant l'antenne de la surface du corps. L'efficacité totale calculée par CST est dépendante de la taille du fantôme. Cet aspect est étudié plus en détail dans le chapitre 3.

Tableau 2.3 Influence de la hauteur de l'antenne par rapport au fantôme

Hauteur fantôme – antenne h_T [mm]	Bande de fréquence à $ S_{11} < -10$ dB [GHz]	Efficacité totale [%]
0	50,83 – 63,3	28,85
2,5	57,5 – 63,5	55,23
5	57,75 – 63,2	59,31

Pour la mesure du coefficient de réflexion S_{11} , l'antenne a été placée sur le corps incluant la position où elle touche directement le corps ($h_T = 0$ mm). Pour faire varier la hauteur h_T , on a intercalé différentes couches de matériau Rohacell IG 31 (cf. Figure 2.24) dont la permittivité est proche de celle de l'air, ($\epsilon_r=1.05$) et à faible perte ($\tan\delta=0,0034$ à 26.5 GHz). Chaque couche de ce matériau a une épaisseur de 1 mm, permettant de faire évoluer h_T de manière relativement précise. Par contre, les mesures ne tiennent pas compte des courbures.



Figure 2.24 Antenne mesurée à différentes hauteurs h_T au-dessus de la surface du corps.

Pour différentes hauteurs de l'antenne par rapport au corps, les S_{11} mesurés du prototype 2 présentés sur la Figure 2.25 montrent une robustesse des performances de l'antenne en termes de coefficient de réflexion. L'antenne reste adaptée ($|S_{11}| < -10$ dB) sur la bande de fréquence désirée (57-64 GHz). Le S_{11} est plus faible sur une partie de la bande quand l'antenne est placée en proximité de la surface de la peau (i.e. $h_T = 0-2$ mm) dû à l'absorption du corps. Pour une hauteur plus élevée, l'influence du corps est réduite. A une hauteur h_T de 5 mm, la variation du S_{11} suit exactement celle mesurée en espace libre. La présence du corps et la hauteur de l'antenne par rapport au corps n'a qu'une légère influence sur l'adaptation de l'antenne. Ce caractère robuste par rapport à l'environnement est important pour les composants électroniques qui seront connectés à l'antenne puisqu'il dispense d'avoir des circuits d'adaptation d'impédance pour compenser les variations d'impédance d'entrée en fonction de la hauteur sachant que ces variations ne sont pas prédictibles dans la plupart des scenarios pratiques.

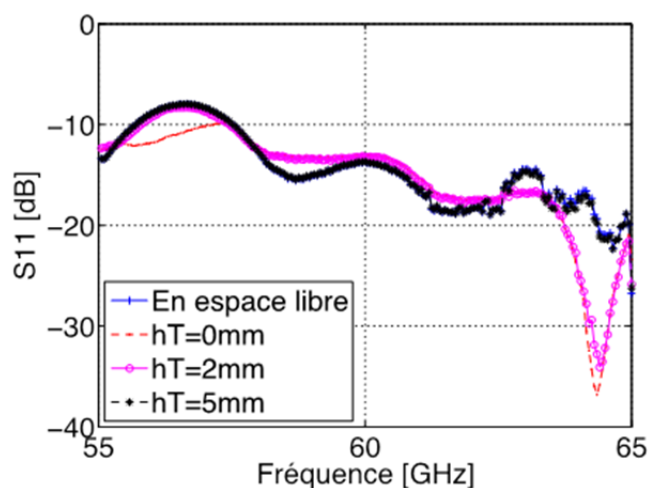


Figure 2.25 Influence de la hauteur h_T de l'antenne par rapport au corps sur le coefficient de réflexion $|S_{11}|$ [dB] de l'antenne (prototype 2).

L'apparition d'une fréquence de résonance à la fréquence proche de 64 GHz pour des hauteurs faibles d'antenne (0 mm et 2 mm) est due à l'absorption du corps et peut trouver plus d'explication en étudiant l'efficacité de l'antenne (un minimum à cette fréquence).

2.5.2.2 Diagramme de rayonnement pour différentes hauteurs de l'antenne par rapport au fantôme

Les diagrammes de rayonnement pour différentes hauteurs h_T sont comparés au rayonnement en espace libre et tracés respectivement suivant le plan H et suivant le plan E sur la Figures 2.26. Le plan du fantôme est le plan (xy) d'une élévation de 0° .

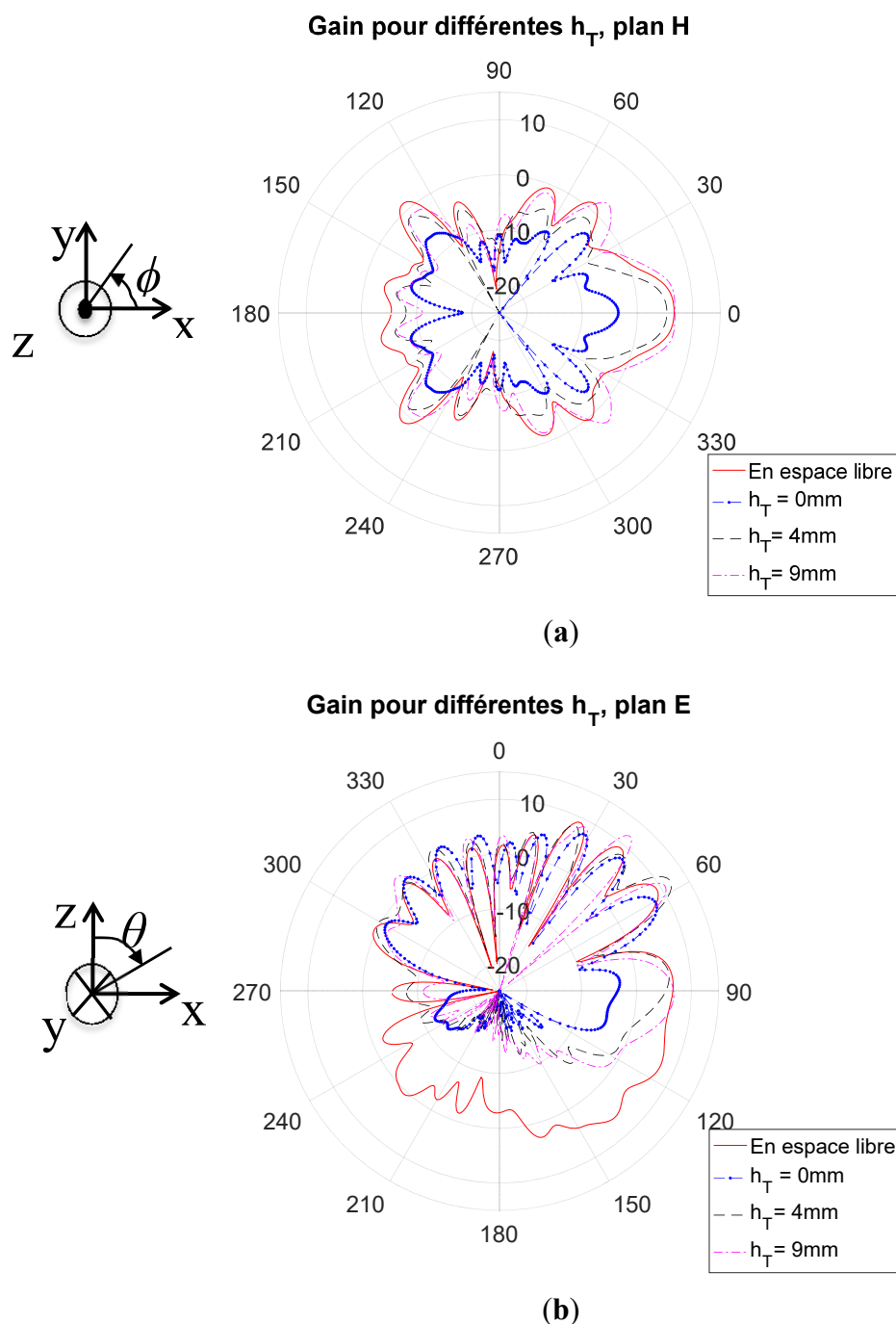


Figure 2.26 Diagramme de rayonnement simulé du gain [dBi] de l'antenne cornet SIW sur un fantôme planaire modélisant la peau à différentes hauteurs h_T du fantôme: (a) suivant le plan H; (b) suivant le plan E.

La Figure 2.26 montre que suivant les deux plans E et H, à $\theta = 0^\circ$, l'effet de la hauteur sur la propagation de surface est visible. Pour $h_T = 0$ mm, le gain décroît de 6,6 dBi (en espace libre) à -3.4 dBi. Pour un h_T plus élevé, le comportement converge vers le diagramme en espace libre. Par conséquent, monter l'antenne à une distance au-delà de 5 mm au-dessus du corps peut améliorer la propagation entre différents nœuds sur le corps. En effet, sur le corps, le lobe principal est orienté à 33° vers le haut à cause de la réflexion du corps illustrée sur la Figure 2.27. Le rayonnement en dessous de l'antenne sur la Figure 2.26b est dû à la limite de l'approche en champ lointain en simulation et ne peut être réduit en augmentant l'épaisseur du diélectrique modélisant la peau.

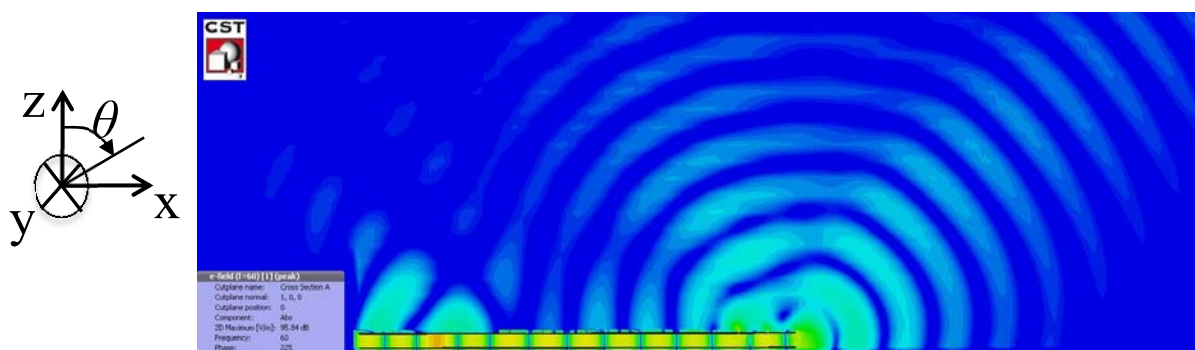


Figure 2.27 Champ électrique réfléchi par le fantôme planaire modélisant le corps humain.

En variant la taille du fantôme, la variation du diagramme de rayonnement est tracée sur la Figure 2.28. Pour un fantôme de taille $45 \times 64 \text{ mm}^2$ et à une hauteur $h_T = 4$ mm, le gain d'antenne décroît vers 5,3 dBi. En augmentant la taille du fantôme, le gain en avant devient de plus en plus faible allant jusqu'à -2 dBi pour un fantôme de $129 \times 205 \text{ mm}^2$. Cette diminution est visible aussi bien sur le plan H (cf. Figure 2.28a) que sur le plan E pour $\theta = 0^\circ$. Cet effet est relié à la propagation sur la surface du corps. Suivant le plan E, le gain dans les autres directions n'est pas autant affecté par la présence du fantôme. Seulement, quelques lobes sont légèrement inclinés à cause de la réflexion sur l'interface air/fantôme. A cause de la désorientation du lobe principal de 30° vers le haut, cette antenne peut être utilisée en communications off-body (cf. chapitre 4). Le rayonnement observé en dessous du fantôme s'explique de la même manière que pour la Figure 2.26b et ne peut être éliminé en augmentant l'épaisseur du fantôme.

2.6 Conclusion

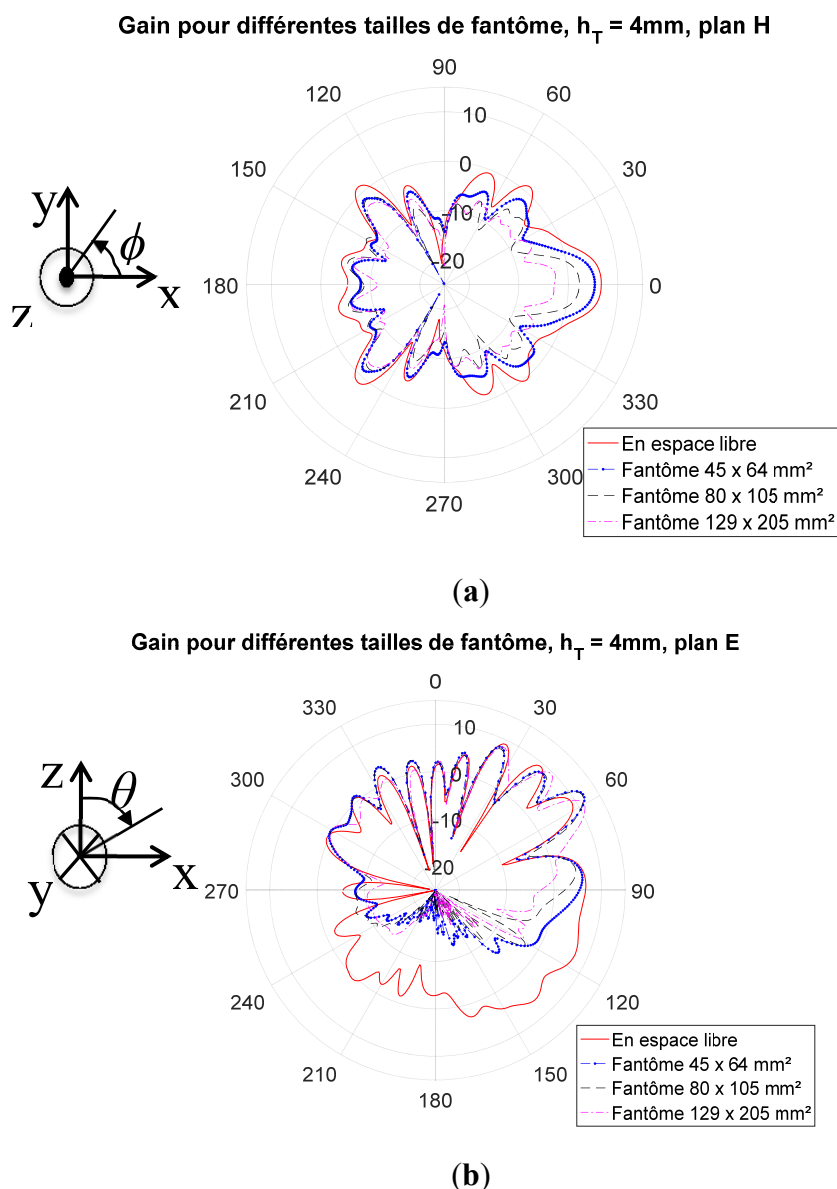


Figure 2.28 Diagramme de rayonnement du gain [dBi] de l'antenne cornet SIW simulé sur un fantôme modélisant la peau pour différentes dimensions du fantôme: (a) plan H; (b) plan E.

2.6 Conclusion

Une antenne cornet SIW est étudiée et caractérisée à 60 GHz. Les différentes étapes de conception ont été présentées. Partant de l'antenne cornet plan H métallique conventionnel, nous avons établi son équivalent en technologie SIW qui présente l'avantage d'un très faible encombrement. L'antenne planaire obtenue, de dimension $11.7 \times 22 \times 0,787$ [mm³], est compatible avec les applications BANs et a pour vocation d'être utilisée pour les campagnes de mesures de canal on-body. Sa polarisation verticale est avantageuse pour les bilans de

liaison. Des plaques parallèles créant des résonances supplémentaires ont été placées au bord de l'antenne afin d'en élargir la bande passante.

Contrairement à la conception classique d'antennes qui se fait généralement en considérant l'antenne en espace libre, l'influence de la présence du corps humain a été ici considérée. L'antenne est adaptée ($S_{11} < -10\text{dB}$) sur une bande de 6,1 GHz autour de 60 GHz. Le coefficient de réflexion de l'antenne S_{11} reste quasiment invariant sur le corps et à différentes hauteurs antenne – corps. Le diagramme de rayonnement suivant le plan tangent à la surface du corps (plan H) garde la même forme qu'en espace libre sur le corps. Suivant le plan normal (plan E), l'onde est réfléchi par le corps et le lobe principal est dépointé de 33° vers la partie de l'espace supérieure quand l'antenne est en contact avec le corps.

A une hauteur supérieure à 5 mm au-dessus du corps, le rayonnement tend vers un rayonnement en espace libre. Un gain de 5,3 dBi, une efficacité élevée et un rayonnement maximal à 0° sont obtenus. Il faut tout de même noter que le gain d'antenne passe de 6,6 dBi en espace libre à 5,3 dBi sur le corps pour une dimension de fantôme de $45 \times 64 \text{ mm}^2$ et réduit à -2 dBi pour un fantôme de dimensions $129 \times 205 \text{ mm}^2$.

La performance de l'antenne sur le corps est donc liée à son environnement champ proche, et dépend de la taille du fantôme et de sa distance au corps. Nous ne pouvons pas définir sans ambiguïté le gain d'une antenne sur le corps puisqu'il dépend de la distance entre l'émetteur et le point d'observation. La question de la caractérisation d'une antenne sur le corps vis-à-vis de la dissociation antenne-canal sera abordée dans le prochain chapitre ainsi que l'approche à adopter pour comparer deux antennes sur le corps.

Chapitre 3. COMMUNICATION SUR LE CORPS

Résumé

Le gain d'une antenne sur le corps est variable en fonction de la distance émetteur – récepteur. Une expression théorique du gain d'un dipôle sur un diélectrique avec perte modélisant le corps est établie pour la première fois et présentée dans ce chapitre. Elle est obtenue en utilisant la formulation de Norton et montre que la dépendance à la distance provient de la composante d'onde de surface. Pour une comparaison en puissance absolue d'antennes rayonnant sur le corps, nous introduisons une nouvelle approche, qui est de normaliser la puissance acceptée par chaque antenne via son impédance et ainsi déduire la distribution de courant. Cette approche a été appliquée à des antennes canoniques de polarisation verticale à savoir un dipôle et des ouvertures rectangulaires de différentes largeurs et de même dimension que le dipôle suivant l'axe normal à la surface du diélectrique. Pour la première fois, l'impédance d'une ouverture sur un diélectrique avec perte a été formulée en suivant la méthode EMF et le principe des images complexes. Nous avons obtenu qu'en termes de bilan de liaison, la croissance de la puissance reçue avec la largeur des antennes est seulement vérifiée quand l'émetteur et le point d'observation touchent le corps. La différence entre les bilans de liaisons est faible et on ne peut pas distinguer une variation de cette différence le long de la distance. Nous pensons que cela est dû au faible gain des antennes considérées sachant que la largeur des antennes ouvertures est limitée par la contrainte de propagation monomode TE₁₀. Quant à l'efficacité, en dessous de 3 mm, une meilleure efficacité (différence de 10%) est observée pour les antennes ouvertures tandis qu'au-delà de cette hauteur, la valeur converge vers 60%. La technique des images complexes donnent le même résultat en champ rayonné que la formulation de Norton qui est communément validée pour les liaisons on-body. Les résultats d'impédance et d'efficacité d'antennes sont vérifiés par des simulations sous CST.

3.1 Introduction

Nous venons d'évoquer dans le chapitre précédent que la caractérisation d'une antenne sur le corps est délicate à cause de l'intrication antenne – canal. Les propriétés de rayonnement d'une antenne sont caractérisées entre autres par son gain et son efficacité. La connaissance de ses paramètres est utile pour prédire la puissance nécessaire à l'établissement de liaisons. Le gain est une quantité déterminée sans ambiguïté en champ lointain en espace libre. Dans le contexte des BANs, une fois que l'antenne est placée sur la surface du corps, ses propriétés de rayonnement changent fortement et l'antenne et le canal sont difficiles à distinguer l'un de l'autre. Ce problème a été adressé dans [136] où la structure rayonnante comprend l'antenne et les tissus du corps limité à une distance arbitraire. Ainsi, une grande partie de l'influence du corps sur l'antenne est prise en compte en simulation FDTD. Les dipôles électriques élémentaires équivalents sont ensuite déterminés à la surface d'un cuboïde qui permet d'associer la structure rayonnante à un canal analytique, modélisé par les formulations de Bannister. En utilisant une approche similaire mais avec les fonctions d'onde sphérique, les auteurs de [111] élargissent le concept à des mesures avec quelques hypothèses de simplification. Les travaux dans [136] et [111] permettent de comparer les performances de différentes antennes spécifiques pour un canal donné mais ne sont pas purement analytiques. Quant à l'efficacité d'antenne sur le corps, des mesures menées à d'autres fréquences montrent que l'efficacité est dégradée en présence du corps [137] et s'améliore quand un espacement est inséré entre l'antenne et le corps [116]. Ces études considèrent des topologies d'antennes spécifiques et ne sont pas facilement exploitables pour tirer des conclusions générales. De plus, la question du choix d'utilisation d'une antenne avec une faible ou forte directivité n'a pas encore été investie d'un point de vue analytique.

Ce chapitre propose une approche théorique pour comparer deux antennes rayonnant sur le corps en termes de bilan de liaison et d'efficacité. L'étude est basée sur la méthode des images complexes pour des antennes canoniques à savoir un dipôle et une ouverture rectangulaire placées normalement à la surface d'un fantôme planaire de même caractéristique diélectrique que la peau à 60 GHz.

3.2 Problématique de la définition du gain d'antenne sur le corps

Des mesures de canal que nous avons menées entre deux antennes placées sur un fantôme modélisant le corps à 60 GHz sont d'abord présentées. Ces mesures mettent en évidence la problématique de la définition du gain d'antenne sur le corps. En effet, la différence de puissance reçue en utilisant deux antennes différentes à l'émission varie en fonction de la distance pour les mêmes configurations de mesure. Ensuite, pour une première approche théorique, l'expression du gain d'un dipôle sur le corps sera établie dans la section 3.2.2.

3.2.1 Mesures de canal « on-body » sur un fantôme

Nous avons effectué des mesures de canal sur un fantôme semi-solide⁷ modélisant le corps à 60 GHz entre deux guides rectangulaires (cf. Figure 3.1) et entre une antenne cornet SIW et un guide rectangulaire (cf. Figure 3.2).

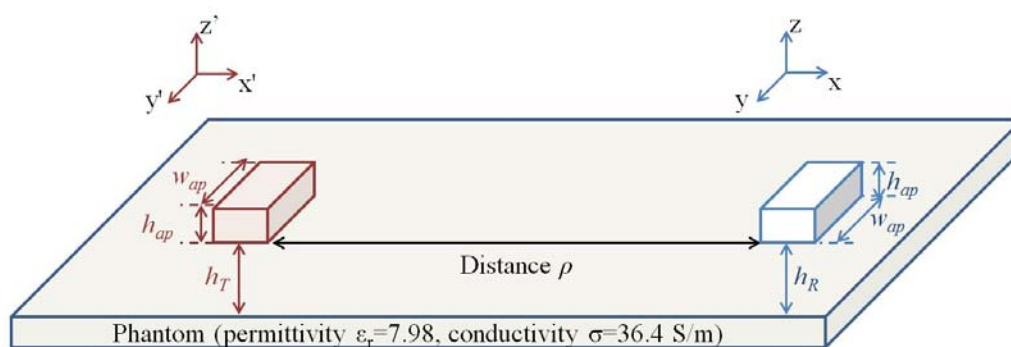


Figure 3.1 Liaison entre deux guides d'onde sur un fantôme modélisant le corps à 60 GHz.

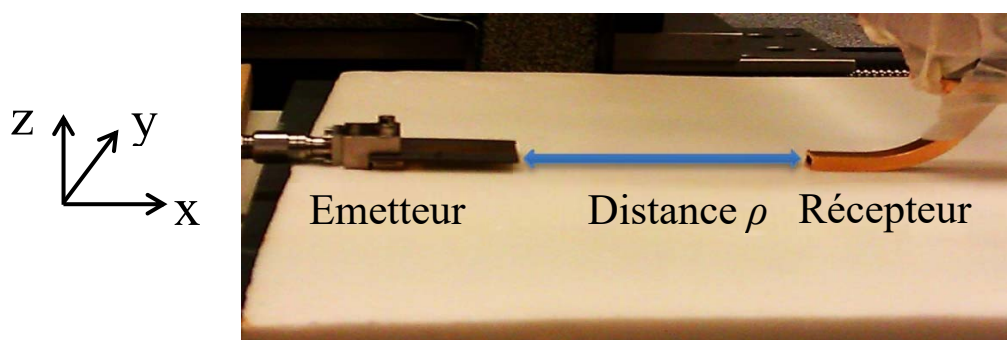


Figure 3.2 Liaison entre une antenne cornet SIW et un guide rectangulaire sur un fantôme modélisant le corps à 60 GHz.

⁷ Le fantôme a été fourni par l'IETR (Institute of Electronics and Telecommunications of Rennes) [165], notamment par l'équipe de Ronan Solau, Maxim Zhadobov et Carole Leduc.

Des mesures de paramètre S_{21} ont été effectuées pour différentes distances ρ entre les deux antennes et pour différentes hauteurs de l'antenne récepteur h_R (cf. Figure 3.1).

Les mesures entre deux guides sont comparées avec l'affaiblissement obtenu par la formulation analytique de Norton⁸ [138] normalisé avec le premier point de mesure

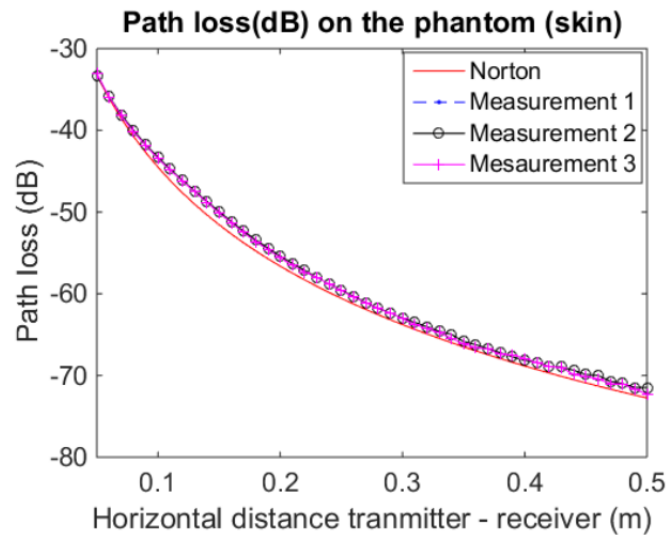


Figure 3.3 Variation de l'affaiblissement de propagation entre deux guides rectangulaires placées à une hauteur $h_T = 3$ mm en fonction de la distance sur le corps.

Nous observons que les mesures sont cohérentes avec la théorie. Pour la liaison cornet SIW- guide, les valeurs du paramètre S_{21} en dB pour différentes positions du guide sont présentées sur la Figure 3.4.

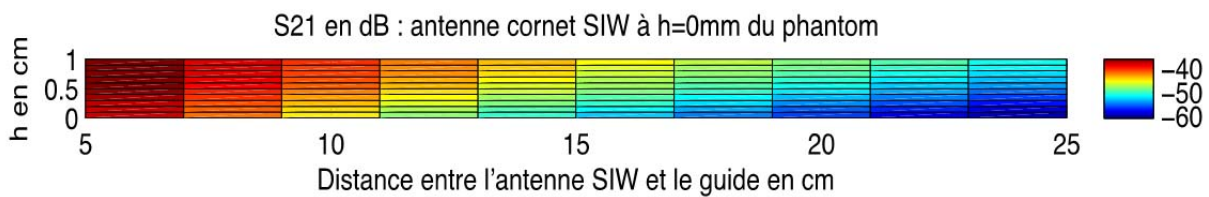


Figure 3.4 S_{21} en fonction de la distance cornet SIW – guide – $h_T = 0$ mm.

Nous pouvons observer que le rayonnement de l'antenne est dépointé vers le haut à cause de la réflexion par le fantôme.

Ensuite, les deux liaisons sont comparées quand les antennes d'émission sont placées à une hauteur h_T de 3 mm. Les mesures sont présentées sur la Figure 3.5.

⁸ La formulation de Norton sera plus développée dans la section 3.2.2.

3.2 Problématique de la définition du gain d'antenne sur le corps

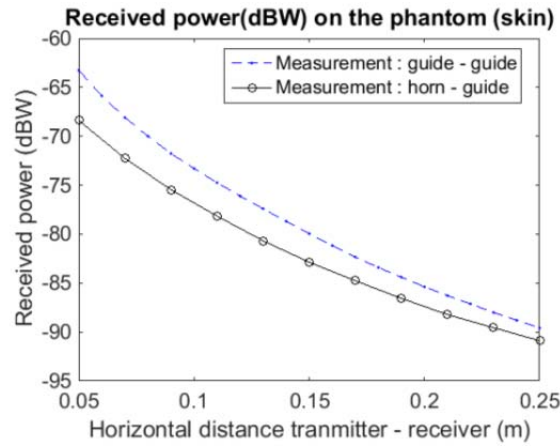


Figure 3.5 Puissance reçue [dBW] en fonction de la distance pour une liaison guide-guide et cornet SIW – guide à 60 GHz ; $h_T = 3\text{mm}$.

La différence de variation de l'affaiblissement de propagation entre guide - guide et antenne cornet SIW - guide montrent que les deux antennes n'ont pas les mêmes caractéristiques sans pour autant en déduire leurs gains respectifs puisque la différence entre les paramètres S_{21} varie en fonction de la distance. En effet, la liaison guide-guide présente un gain de 4 dB par rapport à la liaison guide-cornet pour une distance de 10 cm⁹, alors que ce gain n'est plus que 1 dB pour une distance de 25 cm. La section suivante aborde comment définir le gain d'une antenne sur le corps humain par une approche théorique en considérant une antenne dipôle.

3.2.2 Expression théorique du gain d'un dipôle sur un diélectrique avec perte.

Dans cette section, le gain d'un dipôle placé à une hauteur h_{Tc} au-dessus d'un fantôme modélisant le corps comme illustré sur la Figure 3.6 est établi. A 60 GHz, le corps peut être modélisé par un milieu dissipatif homogène planaire caractérisé par les propriétés diélectriques de la peau dans [139]. Les deux milieux, l'espace libre et le fantôme modélisant le corps, sont séparés clairement et caractérisés par leurs nombres d'onde respectifs, k_0 et k_{skin} :

$$k_0 = \omega \sqrt{\mu_0 \epsilon_0} = \frac{\omega^2}{c^2} \quad (3.1)$$

$$k_{skin} = \omega \sqrt{\mu_0 \epsilon_{skin}} \quad (3.2)$$

$$\omega = 2\pi f \quad (3.3)$$

⁹ Pour cette distance, les antennes se situent déjà en champ lointain l'une de l'autre.

ω est la pulsation. La permittivité diélectrique complexe de la peau est définie à partir de sa permittivité relative ε_{r_skin} et sa conductivité σ_{skin} par la relation (3.4).

$$\varepsilon_{skin} = \varepsilon_{r_skin} \varepsilon_0 - j \frac{\sigma_{skin}}{\omega} \quad (3.4)$$

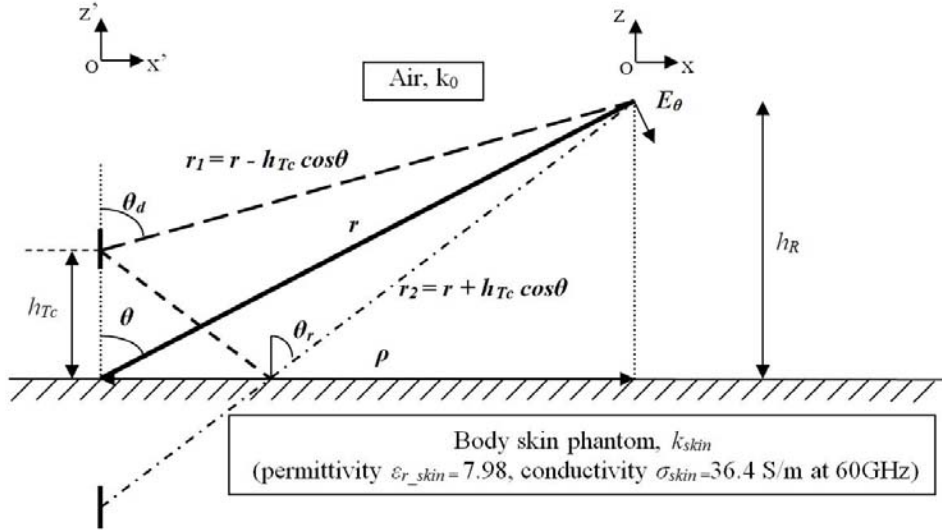


Figure 3.6 Dipôle vertical à une hauteur h_{Tc} sur un fantôme planaire modélisant le corps à 60 GHz.

Sur la Figure 3.6, les distances parcourues par les ondes directes et réfléchies sont représentées respectivement par r_1 et r_2 telles que :

$$r_1 = \sqrt{\rho^2 + (h_R - h_{Tc})^2}, r_2 = \sqrt{\rho^2 + (h_R + h_{Tc})^2} \quad (3.5)$$

où ρ est la distance horizontale, h_R dénote la hauteur du point d'observation par rapport au fantôme et h_{Tc} est l'espacement entre la surface du fantôme et le centre du dipôle suivant sa longueur, qui correspond également à son centre de phase.

En condition de champ lointain, les distances r_1 et r_2 peuvent être approchées :

- dans les variations d'amplitude du champ par :

$$r_1 \approx r_2 \approx r, \quad (3.6)$$

- et dans les variations de phase par :

$$r_1 \approx r - h_T \cos \theta, r_2 \approx r + h_T \cos \theta \quad (3.7)$$

3.2 Problématique de la définition du gain d'antenne sur le corps

Le gain d'une antenne est le rapport entre la puissance rayonnée vers une direction donnée par rapport à la puissance d'entrée rayonnée de manière isotrope suivant l'équation suivante [140] :

$$G_\theta = \frac{4\pi(r|E_\theta|)^2}{2\eta_0 P_{in}} \quad (3.8)$$

où r est la distance radiale (cf. Figure 3.6), η_0 , l'impédance intrinsèque du vide, P_{in} , la puissance acceptée par l'antenne et E_θ , la composante θ du champ électrique (en coordonnées sphériques) en champ lointain. Cette formulation diffère légèrement de la définition classique du gain en espace libre puisque l'axe de référence sur la Figure 3.6 est déporté du centre de phase de l'antenne. Pourtant, cette approche présente l'avantage d'être compatible avec la définition de la géométrie décrite sur la Figure 3.6 qui est utilisée pour dériver les expressions analytiques du champ sur un demi-espace avec perte.

La formulation de Norton [141] est utilisée pour le calcul du champ électrique. Cette formulation est dérivée de la formulation de Sommerfeld pour les ondes rayonnées sur un diélectrique avec pertes [142]. Il a été prouvé dans [96] qu'elle est adaptée pour la propagation des ondes millimétriques sur le corps. Elle est aussi plus simple par rapport à la formulation de Bannister [143] et suffisante pour la caractérisation du canal sur le corps dans notre gamme de fréquence. La composante E_θ du champ E dans (3.8) est reliée à ses composantes en coordonnées cylindriques E_ρ et E_z comme suit :

$$E_\theta = E_\rho \cos\theta - E_z \sin\theta \quad (3.9)$$

Suivant la formulation de Norton, les composantes cylindriques du champ rayonné par un dipôle vertical de distribution de courant uniforme I_0 et de longueur $2l$ à un point d'observation situé à une distance horizontale ρ et à une hauteur h_R au-dessus du plan du diélectrique sont données dans [138], [144] par :

$$E_\rho = -\frac{\eta_0}{4\pi} (I_0 l) \left\{ \begin{array}{l} e^{jk_0 r_1} \left(\frac{\rho}{r_1} \right) \left(\frac{z' - z}{r_1} \right) \left(\frac{jk_0}{r_1} - \frac{3}{r_1^2} - \frac{3j}{k_0 r_1^3} \right) \\ + e^{jk_0 r_2} \left(\frac{\rho}{r_2} \right) \left(\frac{z' + z}{r_2} \right) \left(\frac{jk_0}{r_2} - \frac{3}{r_2^2} - \frac{3j}{k_0 r_2^3} \right) \\ - 2ve^{jk_0 r_2} \left[\left(\frac{\rho}{r_2} \right) \left(\frac{jk_0}{r_2} - \frac{1}{r_2^2} \right) - k_0^2 v \sqrt{\frac{\pi}{k_0 r_2}} e^{-jP} f_P \right] \end{array} \right\} \quad (3.10)$$

$$E_z = \frac{\eta_0}{4\pi} (I_0 l) \left\{ \begin{array}{l} e^{jk_0 r_1} \left[\left(\frac{jk_0}{r_1} - \frac{1}{r_1^2} - \frac{j}{k_0 r_1^3} \right) - \left(\frac{z' - z}{r_1} \right)^2 \left(\frac{jk_0}{r_1} - \frac{3}{r_1^2} - \frac{3j}{k_0 r_1^3} \right) \right] \\ + e^{jk_0 r_2} \left[\left(\frac{jk_0}{r_2} - \frac{1}{r_2^2} - \frac{j}{k_0 r_2^3} \right) - \left(\frac{z' + z}{r_2} \right)^2 \left(\frac{jk_0}{r_2} - \frac{3}{r_2^2} - \frac{3j}{k_0 r_2^3} \right) \right] \\ - 2k_0^2 v e^{jk_0 r_2} \sqrt{\frac{\pi}{k_0 r_2} \frac{\rho}{r_2}} e^{-jP} f_P \end{array} \right\} \quad (3.11)$$

Les deux premiers termes dans l'expression du champ total sont indépendants des caractéristiques du diélectrique. Ces termes correspondent respectivement au champ rayonné en espace libre et au champ réfléchi en supposant un conducteur parfait (PEC) à la place du fantôme. Le troisième terme inclut l'effet du milieu avec perte sur la réflexion de l'onde ainsi que les contributions de l'onde de Norton. Dans le dernier terme, v est le rapport de nombres d'onde dans les deux milieux :

$$v = \frac{k_0}{k_{skin}} \quad (3.12)$$

La fonction f_P contient une intégrale de Fresnel bornée sur la distance numérique P .

$$f_P = \frac{1}{2}(1+j) - \int_0^P \frac{e^{jt}}{\sqrt{2\pi t}} dt \quad (3.13)$$

$$P = \left(\frac{k_0 r_2}{2} \right) \left(\frac{v r_2 + z' + z}{\rho} \right)^2 \in \mathbb{C} \quad (3.14)$$

La région en champ lointain est définie pour les conditions sur la distance numérique P données par (3.15) et qui est équivalente à une distance supérieure à 0,086 m (8,6 cm) pour la propagation sur le corps humain à 60 GHz [138].

$$4 < |P| < \infty \text{ ou } \left| \frac{8}{v^2} \right| < k_0 \rho < \infty \quad (3.15)$$

En champ lointain, les approximations (3.6) et (3.7) s'appliquent et nous obtenons l'expression de la composante θ du champ suivante :

$$E_\theta \approx -\frac{\eta_0}{4\pi} (I_0 l) \left[\begin{array}{l} \frac{j2k_0 e^{jk_0 r}}{r} \sin\theta \cos(k_0 h \cos\theta) \\ + 2k_0^2 v (v \cos\theta - \sin^2\theta) e^{jk_0 r_2} \sqrt{\frac{\pi}{k_0 r}} e^{-jP} f_P \end{array} \right] \quad (3.16)$$

3.2 Problématique de la définition du gain d'antenne sur le corps

Dans cette expression, la contribution du premier terme d'ordre supérieur au terme en $(1/r)$, qui est communément négligeable, a été retenue, donnant ainsi le deuxième terme de l'équation. En effet, même si ce terme se dissipe en champ lointain loin du corps, il n'est pas négligeable au niveau de l'interface air-peau.

En injectant (3.16) dans (3.8), l'expression finale du gain d'un dipôle sur un diélectrique avec perte revient à :

$$G_{\theta} = \frac{\eta_0(I_0 l)^2}{8\pi P_{in}} \left| j2k_0 e^{jk_0 r} \sin\theta \cos(k_0 h \cos\theta) + 2rk_0^2 \nu(\nu \cos\theta - \sin^2\theta) e^{jk_0 r_2} \sqrt{\frac{\pi}{k_0 r}} e^{-j^P f_P} \right|^2 \quad (3.17)$$

Nous notons qu'en négligeant le deuxième terme dans (3.17), l'expression du gain résultante est la même que celui d'un dipôle sur un PEC selon la théorie des images (3.18). Aussi, l'expression du gain (3.17), en ne gardant que la composante directe du champ est bien égale à l'expression du gain d'un dipôle infinitésimal en espace libre (3.19) [140].

$$G_{\theta PEC} = \frac{\eta_0 k_0^2 (I_0 l)^2}{8\pi P_{in}} (\sin\theta)^2 [2\cos(k_0 h \cos\theta)]^2 \quad (3.18)$$

$$G_{\theta direct} = \frac{\eta_0 (I_0 l)^2}{8\pi P_{in}} |jk_0 e^{jk_0 \rho} \sin\theta|^2 = \frac{\eta_0 k_0^2 (I_0 l)^2}{8\pi P_{in}} (\sin\theta)^2 \quad (3.19)$$

Contrairement aux gains en espace libre et sur un PEC, l'expression du gain d'un dipôle sur un diélectrique avec perte (3.17) comporte un terme dépendant de la distance d'observation, le terme contenant l'effet du diélectrique. Par conséquent, ce gain n'est pas une quantité très pertinente pour établir des bilans de liaison pour des communications sur le corps. Se pose donc également le problème de comparer la performance de deux antennes différentes utilisées en liaisons « on-body ». Pour aborder ce problème, deux antennes canoniques sont considérées : un dipôle vertical et une antenne ouverture. En espace libre, la connaissance de leurs gains suffit pour dimensionner des liaisons sans fil avec ces antennes. Pourtant, sur le corps qui est un milieu avec perte, l'interaction avec l'antenne va influencer l'efficacité de rayonnement. Les considérations de puissance (en termes de bilan de liaison et d'efficacité) pour l'étude de communications sur le corps avec ces deux antennes font l'objet de la section suivante. Nous soulèverons aussi le fait qu'une comparaison équitable ne peut

être établie entre ses deux antennes sans que la puissance injectée dans chaque antenne soit bien normalisée.

3.3 Considérations de puissance pour un dipôle et une ouverture

La configuration de la liaison « on-body » est présentée sur la Figure 3.7 pour une ouverture rectangulaire et un dipôle rayonnant vers un point distant sur un fantôme modélisant la peau. Les antennes considérées ont la même dimension suivant l'axe normal à la surface du corps (Oz') et sont de polarisation verticale. Le corps est modélisé par une demi-espace suivant le plan ($Ox'y'$).

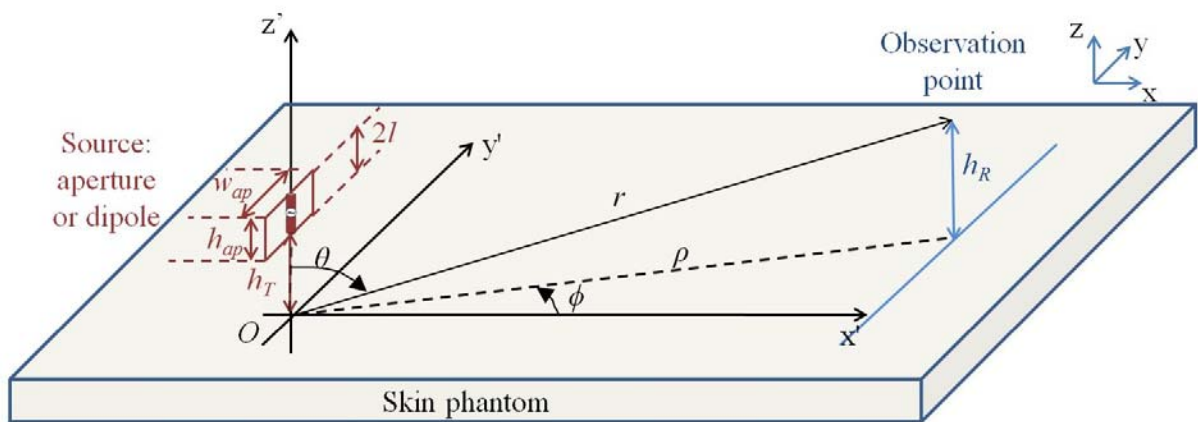


Figure 3.7 Systèmes de coordonnées pour l'analyse de rayonnement d'un dipôle vertical émetteur sur un fantôme planaire modélisant la peau.

La puissance reçue à un point d'observation distant dépend de la hauteur h_T de l'antenne source, de la distance source – point d'observation ρ et de la hauteur du point d'observation h_R . La hauteur de l'antenne source h_T considérée ici diffère de celle considérée précédemment (h_{Tc} de la Figure 3.6) puisqu'elle est mesurée entre la surface du fantôme et la partie inférieure de l'antenne plutôt que son centre.

3.3.1 Considérations de puissance : bilan de liaison et efficacité

Le bilan de liaison entre deux antennes est donné par :

$$P_{RX}(dBm) = P_{in}(dBm) - PL(dB) + G_{TX}(dBi) + G_{RX}(dBi) \quad (3.20)$$

où P_{in} est la puissance transmise par l'antenne, PL l'affaiblissement de propagation. La variabilité du gain de l'antenne d'émission G_{TX} a été discutée dans la section précédente.

3.3 Considérations de puissance pour un dipôle et une ouverture

Dans notre cas, le point d'observation en réception est équivalent à une antenne isotrope de gain unitaire ($G_{RX} = 0$ dBi). La surface équivalente d'une telle antenne est égale à $(\lambda^2/4\pi)$ où λ est la longueur d'onde [140]. Ainsi, la puissance reçue peut être déterminée à partir du champ rayonné par :

$$P_{RX} = \frac{|E_{RX}|^2 \lambda^2}{2\eta_0 4\pi} \quad (3.21)$$

η_0 est l'impédance du vide et E_{RX} , le champ reçu à la position du point d'observation.

L'efficacité η d'une antenne est le ratio entre la puissance rayonnée en champ lointain P_{rad} et la puissance injectée P_{in} [140] :

$$\eta = \frac{P_{rad}}{P_{in}} \quad (3.22)$$

L'efficacité de rayonnement d'un dipôle vertical placé sur le corps a été calculé dans [145]. Les formulations utilisées ont été élargies pour une ouverture placée verticalement sur le corps à différentes hauteurs h_T à 60 GHz. Dans notre cas, la puissance rayonnée prise en compte est uniquement celle rayonnée dans le demi-espace supérieur puisque celle rayonnée en dessous du plan du diélectrique ne contribue pas aux communications BAN et disparaît en champ lointain. En se référant au repère sur la Figure 3.7, la puissance rayonnée P_{rad} est obtenue à partir du champ électrique par la relation :

$$P_{rad} = \frac{1}{2\eta_0} \int_0^{\pi/2} \int_{-\pi}^{\pi} (|E_{RX}|^2) r^2 \sin \theta \, d\theta d\phi \quad (3.23)$$

L'angle d'élévation θ varie dans l'intervalle $[-\pi, \pi]$, l'angle en azimut ϕ dans l'intervalle $[0, \frac{\pi}{2}]$, la distance radiale r est fixe. Les expressions du champ reçu E_{RX} pour les deux antennes sont développées dans les sections 3.3.2 et 3.3.3, l'objectif étant de pouvoir comparer la performance des deux antennes en utilisant l'équation (3.21) pour la puissance reçue et (3.22) pour l'efficacité en prenant une distance émetteur – récepteur en champ lointain.

Les expressions du champ électrique rayonné par un dipôle vertical dans la section 3.2.2 selon la formulation de Norton sont des solutions analytiques. Une méthode équivalente mais qui peut être facilement élargie pour le champ rayonné par une ouverture sera utilisée pour le calcul du champ dans ce qui suit. Il s'agit d'une technique basée sur la théorie des images complexes.

3.3.2 Champ électrique rayonné par un dipôle

Le principe du calcul du champ par la méthode des images complexes est illustré sur la Figure 3.8 pour un dipôle vertical. Le champ total émanant d'une source placée sur un diélectrique planaire avec perte est la somme des contributions de l'antenne source (onde directe), d'une image quasi-statique (onde réfléchie) et des images complexes (modélisant la diffraction sur la surface). L'utilisation des images complexes permet de calculer le champ via l'intégrale de Pocklington (3.24) en évaluant les fonctions de Green [146].

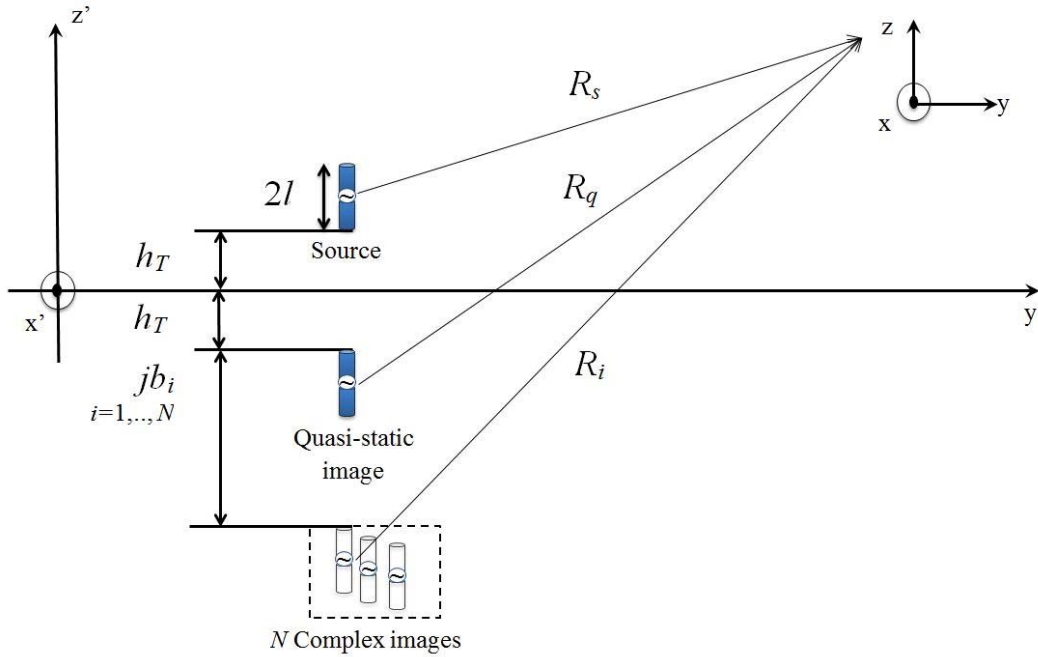


Figure 3.8 Principe des images complexes pour un dipôle vertical rayonnant sur un diélectrique avec perte suivant le plan Ox' .

Le champ rayonné est le résultat de la superposition de dipôles infinitésimaux sur la longueur $2l$ du dipôle :

$$E_{RX,d}(\mathbf{r}) = \frac{1}{j\omega\epsilon_0} \int_{h_T}^{2l+h_T} \left(k_0^2 + \frac{\partial^2}{\partial z'^2} \right) G_A^{zz}(z') dz' \quad (3.24)$$

\mathbf{r} étant le vecteur position du point d'observation, k_0 le nombre d'ondes en espace libre.

La fonction de Green pour le potentiel vecteur G_A^{zz} est composée des termes source, quasi-statique et des images complexes (3.25) :

$$G_A^{zz} = \underbrace{\frac{e^{-jk_0 R_s}}{4\pi R_s}}_{\text{terme source}} - \underbrace{K \frac{e^{-jk_0 R_q}}{4\pi R_q}}_{\text{terme quasi-statique}} + \underbrace{\sum_{i=1}^N a_i \frac{e^{-jk_0 R_i}}{4\pi R_i}}_{\text{terme des images complexes}}, \quad N = 3 \sim 5 \quad (3.25)$$

3.3 Considérations de puissance pour un dipôle et une ouverture

où R_s , R_q et R_i sont respectivement les distances parcourues par l'onde directe, l'onde réfléchie et les images complexes vers le point d'observation (cf. Figure 3.8) :

$$R_s = [\rho^2 + (z - z')^2]^{1/2} \quad (3.26)$$

$$R_q = [\rho^2 + (z + z')^2]^{1/2} \quad (3.27)$$

$$R_i = [\rho^2 + (z + z' - jb_i)^2]^{1/2} \quad (3.28)$$

La constante K est le coefficient de réflexion par le diélectrique défini à partir de sa permittivité complexe ε_{skin} donnée précédemment par 68(3.4) par :

$$K = \frac{1 - \varepsilon_{skin}}{1 + \varepsilon_{skin}} \quad (3.29)$$

Le nombre d'images complexes N est paramétré suivant l'erreur tolérée. La méthode GPOF (« General Pencil Of Functions ») est ici utilisée pour déterminer les coefficients a_i et b_i des images complexes dans les équations (3.25) et (3.28) [147].

Pour un dipôle, la variation du courant suivant l'angle d'azimut ϕ est négligée. La distribution du courant le long de la surface du cylindre est équivalente à une distribution linéaire de courant suivant la longueur du dipôle (suivant l'axe Oz'). Pour une distribution sinusoïdale, nous avons [146] :

$$I(z') = I_0 \sin(k_0[l - |z' - (l + h_T)|]) \quad (3.30)$$

où l est la demi-longueur du dipôle, z' la position d'une source élémentaire de courant sur le dipôle et h_T la hauteur du dipôle au-dessus du diélectrique (cf. Figure 3.8). La constante de courant I_0 dans (3.30) est reliée à la puissance acceptée à l'entrée de l'antenne P_{in} par :

$$I_0 = \sqrt{\frac{2P_{in}}{Re(Z_{in})}} \quad (3.31)$$

où Z_{in} est l'impédance d'entrée de l'antenne.

3.3.3 Champ électrique rayonné par une ouverture sur le corps

Le rayonnement d'une ouverture sur un diélectrique avec perte est étudié dans [148] utilisant la méthode des images complexes avec la technique GPOF (« Generalized Pencil Of Function »). Le principe est montré sur la Figure 3.9 par analogie au dipôle vertical pour une ouverture de largeur w_{ap} et de hauteur h_{ap} .

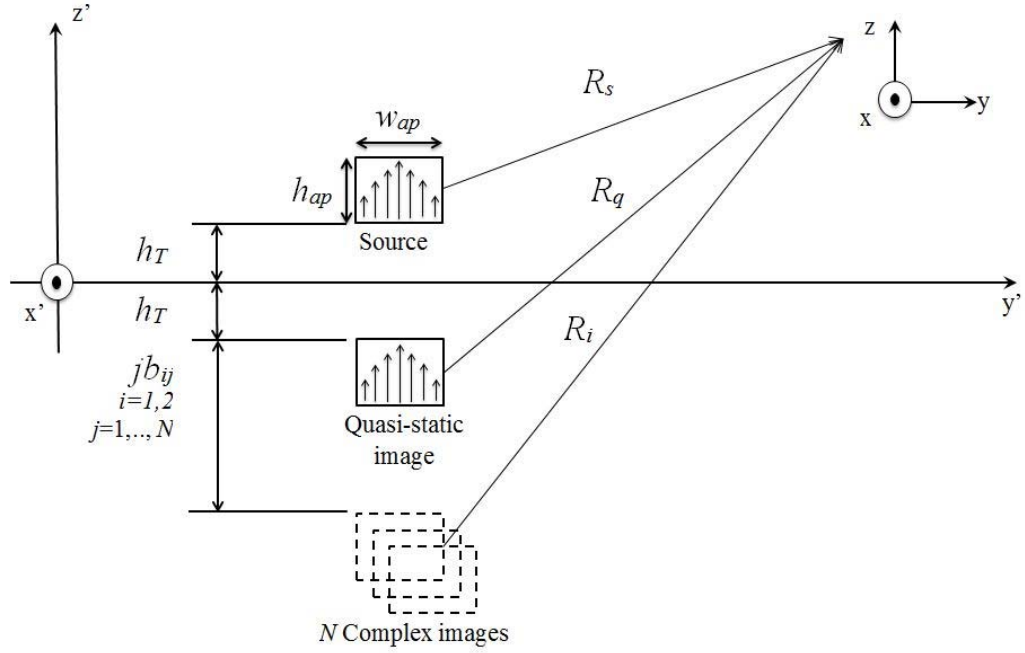


Figure 3.9 Principe des images complexes pour un ouverture rectangulaire rayonnante sur un diélectrique avec perte suivant le plan Ox' .

En appliquant le théorème de superposition, le champ rayonné par une ouverture est la somme des champs rayonnés par des dipôles infinitésimaux couvrant sa surface. Il se calcule à partir de la fonction de Green et du courant électrique comme suit :

$$E_{RX_ap}(\mathbf{r}) = \frac{1}{j\omega\epsilon_0} \iint_{S'} \left(k_0^2 + \frac{\partial^2}{\partial z'^2} \right) G_A^{zz} J(\mathbf{r}') dS' \quad (3.32)$$

- \mathbf{r} : vecteur position du point d'observation;
- \mathbf{r}' : vecteur position de la source;
- G_A^{zz} : fonction de Green pour le potentiel vecteur dû à un dipôle infinitésimal orienté suivant l'axe (Oz') donnée précédemment par (3.25) ;
- $J(\mathbf{r}')$: densité du courant de la source à la position \mathbf{r}' .

Les différentes distances R_s , R_q et R_i , parcourues par l'onde directe, l'onde réfléchie et les images complexes vers le point d'observation, données par (3.26)-(3.28) incluent la dimension suivant l'axe (Oy') et deviennent :

$$R_s = [\rho^2 + (y - y')^2 + (z - z')^2]^{1/2} \quad (3.33)$$

$$R_q = [\rho^2 + (y - y')^2 + (z + z')^2]^{1/2} \quad (3.34)$$

$$R_i = [\rho^2 + (y - y')^2 + (z + z' - jb_i)^2]^{1/2} \quad (3.35)$$

3.4 Normalisation de puissance pour la comparaison d'antennes rayonnant sur le corps

Pour un mode TE₁₀, le vecteur courant J est orienté suivant l'axe (Oz'), de distribution sinusoïdale :

$$J = J_0 \cos\left(\frac{\pi}{w_{ap}} y'\right) \widehat{z'}, y' \in \left[-\frac{w_{ap}}{2}, \frac{w_{ap}}{2}\right] \quad (3.36)$$

Le courant est nul en dehors de l'ouverture. La constante de courant J_0 est déterminée à partir du principe d'équivalence reliant le champ sur l'ouverture au courant (facteur 2 dans (3.37)) et la constante de normalisation dans [149] :

$$J_0 = \left(2 \sqrt{\frac{2}{h_{ap} w_{ap}}}\right) \sqrt{\frac{2P_{in}}{Re(Z_{in})}} \quad (3.37)$$

où h_{ap} est la dimension de l'ouverture suivant z' , w_{ap} sa largeur suivant y' (cf. Figure 3.9) et Z_{in} son impédance d'entrée.

Dans les relations (3.31) et (3.37), afin de calculer le champ rayonné pour une puissance P_{in} donnée, nous avons besoin de trouver l'impédance d'entrée des antennes dipôle et ouverture sur le corps. Pour pouvoir comparer leurs performances, la normalisation de la puissance d'entrée des antennes est abordée dans la section 3.4.

3.4 Normalisation de puissance pour la comparaison d'antennes rayonnant sur le corps

Nous allons comparer les deux antennes en fixant une même puissance d'entrée P_{in} . La normalisation de puissance consiste à injecter le courant correspondant à cette puissance dans chaque antenne. L'impédance d'une antenne Z_{in} est définie par la somme :

$$Z_{in} = R + jX = R_{rad} + R_{loss} + jX \quad (3.38)$$

où :

- R_{rad} : résistance de rayonnement de l'antenne ;
- R_{loss} : résistance de perte due à la présence du corps à proximité de l'antenne (antenne supposée sans perte) ;
- X : modélisant l'énergie emmagasinée dans l'antenne.

Pour nos calculs de constante de courant des antennes définies par (3.31) et (3.37), seule la partie réelle de l'impédance est impliquée. Les calculs des impédances des deux antennes sur le corps sont détaillés dans les sections 3.4.2 et 3.4.3.

3.4.2 Impédance d'un dipôle vertical

L'impédance d'un dipôle placé sur un diélectrique avec perte a été développée dans [146] pour une distribution de courant sinusoïdale. Elle est obtenue à partir de la distribution de courant sur le dipôle et le champ rayonné suivant la méthode EMF (« ElectroMotrice Force ») :

$$Z_{in} = -\frac{1}{I_{in}^2} \int_h^{2l+h} I(z)E_z(z)dz \quad (3.39)$$

Pour contourner le problème de singularité dans (3.39), cette expression est dérivée analytiquement en utilisant le principe des images complexes :

$$Z_{in} = Z_s - KZ_q + \sum_{i=1}^N a_i Z_i \quad (3.40)$$

où

$$Z_{s,q,i} = -j\eta_0 \int_h^{2l+h} \left(2\cos k_0 l \frac{e^{-jk_0 R_0}}{4\pi R_0} - \frac{e^{-jk_0 R_1}}{4\pi R_1} - \frac{e^{-jk_0 R_2}}{4\pi R_2} \right) \sin k_0 [l - |z - (l+h)|] dz \quad (3.41)$$

$$R_0 = [a^2 + (z - z_0)^2]^{1/2}, R_1 = [a^2 + (z - z_1)^2]^{1/2}, R_2 = [a^2 + (z - z_2)^2]^{1/2} \quad (3.42)$$

$$z_0 = \begin{cases} l+h & \text{pour } Z_s \\ -(l+h) & \text{pour } Z_q \\ jb_i - (l+h) & \text{pour } Z_i \end{cases}, z_1 = \begin{cases} h & \text{pour } Z_s \\ -h & \text{pour } Z_q \\ jb_i - h & \text{pour } Z_i \end{cases}, z_2 = \begin{cases} 2l+h & \text{pour } Z_s \\ -(2l+h) & \text{pour } Z_q \\ jb_i - (2l+h) & \text{pour } Z_i \end{cases} \quad (3.43)$$

Dans ces expressions, la variable a réfère au rayon du dipôle. Nous montrons dans l'annexe 1 que la constante de courant dans l'expression de l'impédance dans [146] correspond au courant maximal I_0 . En paramétrant le diélectrique avec les caractéristiques diélectriques de la peau à 60 GHz, la variation de l'impédance d'un dipôle demi-onde en fonction de sa hauteur est présentée sur la Figure 3.10. Pour comparaison, l'impédance du dipôle en espace libre est tracée sur la même figure. Nous observons que la partie réelle et la partie imaginaire de l'impédance sur le fantôme varient de manière sinusoïdale en fonction de sa hauteur h_T et convergent vers l'impédance en espace libre quand le dipôle est éloigné du fantôme.

3.4 Normalisation de puissance pour la comparaison d'antennes rayonnant sur le corps

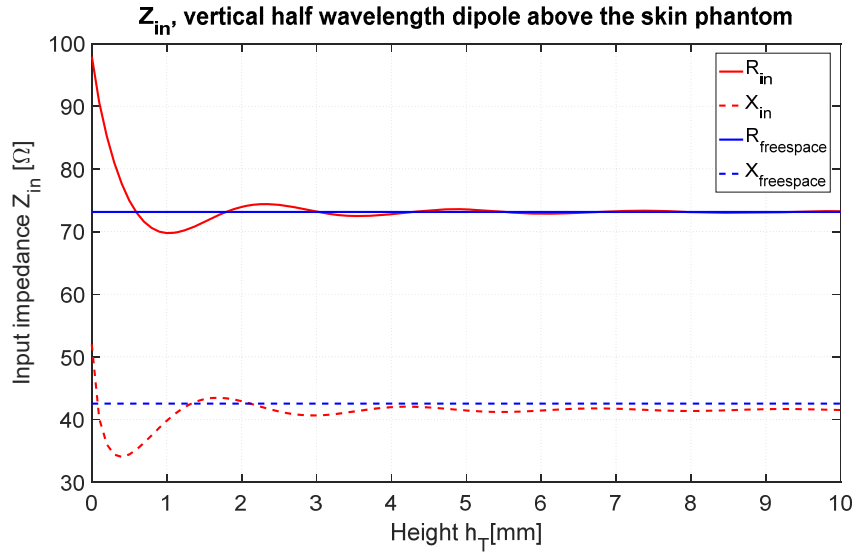


Figure 3.10 Impédance [Ω] d'entrée d'un dipôle demi-onde vertical en fonction de sa hauteur h_T sur le fantôme du corps.

3.4.3 Impédance d'une ouverture rectangulaire

L'impédance d'entrée d'une antenne ouverture sur un diélectrique avec perte n'a pas encore été investie et n'est pas disponible dans la littérature. L'impédance d'une ouverture rectangulaire est l'inverse de son admittance Y_{in} qui est donnée dans [140] par :

$$Y_{in} = \frac{2P^*}{|V_{in}|^2} \quad (3.44)$$

La puissance P sur la surface de l'ouverture est définie par l'intégration du vecteur de Poynting :

$$\mathbf{P} = \frac{1}{2} \iint (\mathbf{E} \times \mathbf{H}^*) \cdot \hat{\mathbf{n}} \, ds \quad (3.45)$$

Dans (3.45), \mathbf{H}^* est le conjugué du champ magnétique, $\hat{\mathbf{n}}$ est le vecteur normal à la surface de l'ouverture. Le champ électrique \mathbf{E} est relié à la distribution de courant magnétique \mathbf{M} sur l'ouverture selon le principe d'équivalence pour une ouverture sur un plan conducteur parfait (PEC) infini [140]:

$$\mathbf{M} = -2\hat{\mathbf{n}} \times \bar{\mathbf{E}}, \quad (3.46)$$

D'où l'expression de l'admittance :

$$Y_{in} = -\frac{1}{2|V_{in}|^2} \iint_S \mathbf{H}(\mathbf{r}) \mathbf{M}^*(\mathbf{r}) \, dS \quad (3.47)$$

Le champ magnétique rayonné par une surface rectangulaire est défini par l'intégrale de Pocklington [150]:

$$\mathbf{H}(\mathbf{r}) = \frac{1}{j\omega\mu_0} \iint_{S'} [k_0^2 \overline{\overline{G}}_A(\mathbf{r}|\mathbf{r}') - \nabla\nabla' G_q(\mathbf{r}|\mathbf{r}')] M(\mathbf{r}') dS' \quad (3.48)$$

où

- k_0 : nombre d'onde en espace libre;
- \mathbf{r} : vecteur position du point d'observation;
- \mathbf{r}' : vecteur position de la source;
- $\overline{\overline{G}}_A$: fonction de Green dyadique pour le potentiel vecteur d'un dipôle horizontal ;
- G_q : fonction de Green pour le potentiel scalaire.

Pour un dipôle infinitésimal magnétique orienté horizontalement (i.e., champ électrique polarisé verticalement):

$$\overline{\overline{G}}_A(\mathbf{r}|\mathbf{r}') = \widehat{\mathbf{y}}\widehat{\mathbf{y}}G_A^{yy} \quad (3.49)$$

$$\mathbf{H}(\mathbf{r}) = \underbrace{\frac{1}{j\omega\mu_0} \iint_{S'} k_0^2 G_A^{yy} M(\mathbf{r}') dS'}_{\mathbf{H}_A} - \underbrace{\frac{1}{j\omega\mu_0} \iint_{S'} \nabla\nabla' G_q(\mathbf{r}|\mathbf{r}') M(\mathbf{r}') dS'}_{\mathbf{H}_V} \quad (3.50)$$

Les indices A et V sont assignés respectivement aux termes vecteur et scalaire. L'admittance d'entrée peut être séparée en termes vecteur et scalaire comme suit.

$$Y_{in} = Y_{in}^A + Y_{in}^V, \quad (3.51)$$

$$Y_{in}^A = -\frac{1}{2|V_{in}|^2} \iint_S \mathbf{H}_A(\mathbf{r}) M^*(\mathbf{r}) dS \quad (3.52)$$

$$Y_{in}^V = -\frac{1}{2|V_{in}|^2} \iint_S \mathbf{H}_V(\mathbf{r}) M^*(\mathbf{r}) dS \quad (3.53)$$

Pour le mode de propagation TE₁₀, la distribution de courant magnétique est la suivante :

$$\mathbf{M} = M_0 \cos\left(\frac{\pi}{w_{ap}} y'\right) \widehat{\mathbf{y}}', y' \in \left[-\frac{w_{ap}}{2}, \frac{w_{ap}}{2}\right] \quad (3.54)$$

où le courant maximal M_0 est relié à la tension d'entrée V_{in} en suivant le même approche (principe d'équivalence [140] et constante de normalisation dans [149]) que pour la constante de courant J_0 dans l'équation (3.37) :

3.4 Normalisation de puissance pour la comparaison d'antennes rayonnant sur le corps

$$\frac{M_0}{V_{in}} = 2 \sqrt{\frac{2}{w_{ap} h_{ap}}} \quad (3.55)$$

En associant les équations (3.52)-(3.55), les termes vecteur et scalaire de l'admittance d'entrée sont respectivement :

$$Y_{in}^A = -\frac{4k_0^2}{j\omega\mu_0 w_{ap} h_{ap}} \int_{h_R}^{h_R+h_{ap}} dz \int_{h_T}^{h_T+h_{ap}} dz' \int_{-w_{ap}/2}^{w_{ap}/2} dy \int_{-w_{ap}/2}^{w_{ap}/2} dy' \left[\cos\left(\frac{\pi}{w_{ap}} y\right) G_A^{yy} \cos\left(\frac{\pi}{w_{ap}} y'\right) \right] \quad (3.56)$$

$$Y_{in}^V = \frac{4}{j\omega\mu_0 w_{ap} h_{ap}} \int_{h_R}^{h_R+h_{ap}} dz \int_{h_T}^{h_T+h_{ap}} dz' \int_{-w_{ap}/2}^{w_{ap}/2} dy \int_{-w_{ap}/2}^{w_{ap}/2} dy' \left[\cos\left(\frac{\pi}{w_{ap}} y\right) \nabla\nabla' G_q \cos\left(\frac{\pi}{w_{ap}} y'\right) \right] \quad (3.57)$$

Après intégration par partie (cf. annexe 2), le terme scalaire devient :

$$Y_{in}^V = \frac{4\left(\frac{\pi}{w_{ap}}\right)^2}{j\omega\mu_0 w_{ap} h_{ap}} \int_{h_R}^{h_R+h_{ap}} dz \int_{h_T}^{h_T+h_{ap}} dz' \int_{-w_{ap}/2}^{w_{ap}/2} dy \int_{-w_{ap}/2}^{w_{ap}/2} dy' \left[\sin\left(\frac{\pi}{w_{ap}} y\right) G_q \sin\left(\frac{\pi}{w_{ap}} y'\right) \right] \quad (3.58)$$

Dans ces intégrales, les expressions des fonctions de Green sont obtenues à partir de [151], [152] et par calcul :

$$G_A^{yy} = \frac{1}{4\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{j2k_{z0}} (e^{-jk_{z0}(z-z')} - K e^{-jk_{z0}(z+z')}) + \tilde{f}_1(k_{z0}) e^{-jk_{z0}(z+z')} H_0^{(2)}(k_\rho \rho) k_\rho dk_\rho \quad (3.59)$$

$$G_q = \frac{1}{4\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{j2k_{z0}} (e^{-jk_{z0}(z-z')} + \tilde{f}_2(k_{z0}) e^{-jk_{z0}(z+z')}) H_0^{(2)}(k_\rho \rho) k_\rho dk_\rho \quad (3.60)$$

où k_ρ est le nombre d'onde suivant la composante radiale, $H_0^{(2)}$ est la fonction de Hankel du second type et d'ordre zéro, ρ est la distance radiale $\rho = \sqrt{(x-x')^2 + (y-y')^2}$, et K , le coefficient de l'image quasi-statique définie précédemment par (3.29).

Nous remarquons que l'expression de G_A^{yy} (3.59) est similaire au vecteur potentiel G_A^{zz} sous forme d'intégrale de Sommerfeld d'un dipôle vertical infinitésimal placé dans un demi-plan donné dans [151]. Les trois termes de l'intégrande correspondent respectivement aux termes direct, quasi-statique et le terme des images complexes.

Les fonctions spectrales \tilde{f}_i sont données par les expressions suivantes pour une structure monocouche:

$$\tilde{f}_1(k_{z0}) = -\frac{k_{z_skin} - \varepsilon_{skin}k_{z0}}{k_{z_skin} + \varepsilon_{skin}k_{z0}} + K \quad (3.61)$$

$$\tilde{f}_2(k_{z0}) = \frac{(k_{z_skin} - k_{z0})[(\varepsilon_{skin} - 2)k_{z0} - k_{z_skin}]}{(k_{z_skin} + k_{z0})(k_{z_skin} + \varepsilon_{skin}k_{z0})} \quad (3.62)$$

Dans ces équations k_{z0} et k_{z_skin} sont les nombres d'ondes suivant l'axe Oz définies comme suit :

$$k_{z0}^2 + k_\rho^2 = k_0^2, k_{z_skin}^2 + k_\rho^2 = \varepsilon_{skin}k_0^2 \quad (3.63)$$

k_0 désigne le nombre d'onde spectrale radiale, ε_{skin} est la permittivité complexe de la peau définie par (3.4).

Comme expliqué dans [146], [153], la convergence des intégrales de Sommerfeld (3.59)-(3.60) est lente. Par conséquent, ces intégrales seront évaluées en utilisant la technique des images complexes. Chaque fonction spectrale $\tilde{f}_i(k_{z0})$, ($i = 1,2$) peut-être approchée par une courte série de fonctions exponentielles avec les coefficients d'images complexes calculées a_{ij} , b_{ij} .

$$\tilde{f}_{i(i=1,2)}(k_{z0}) = a_{i1}e^{b_{i1}k_{z0}} + a_{i2}e^{b_{i2}k_{z0}} + \dots + a_{iN}e^{b_{iN}k_{z0}} \quad (3.64)$$

Les coefficients d'images complexes sont obtenus suivant la GPOF. Le nombre de termes N dans (3.64) est choisi de manière à minimiser l'erreur d'approximation entre (3.61),(3.62) et (3.64) à un ordre de 10^{-12} . Généralement un nombre d'images entre 12 et 13 ont été trouvé dans notre cas.

En substituant les fonctions spectrales dans (3.59) et (3.60) par (3.64) et en utilisant l'identité de Sommerfeld [154] :

$$\frac{e^{-jk_0R}}{R} = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{j2k_{z0}} (e^{-jk_{z0}(z \pm z')}) H_0^{(2)}(k_\rho \rho) k_\rho dk_\rho \quad (3.65)$$

3.4 Normalisation de puissance pour la comparaison d'antennes rayonnant sur le corps

nous obtenons:

$$G_A^{yy} = \underbrace{\frac{e^{-jk_0 R_s}}{4\pi R_s}}_{\text{terme source}} - \underbrace{K \frac{e^{-jk_0 R_q}}{4\pi R_q}}_{\text{terme quasi-statique}} + \underbrace{\sum_{j=1}^{N_1} a_{1j} \frac{e^{-jk_0 R_{1j}}}{4\pi R_{1j}}}_{\text{terme des images complexes}}, N_1 = 12 \sim 13 \quad (3.66)$$

$$G_q = \underbrace{\frac{e^{-jk_0 R_s}}{4\pi R_s}}_{\text{terme source}} + \underbrace{\sum_{j=1}^{N_2} a_{2j} \frac{e^{-jk_0 R_{2j}}}{4\pi R_{2j}}}_{\text{terme des images complexes}}, N_2 = 12 \sim 13 \quad (3.67)$$

$$\text{avec} \quad R_s = [\Delta x^2 + (y - y')^2 + (z - z')^2]^{1/2} \quad (3.68)$$

$$R_q = [\Delta x^2 + (y - y')^2 + (z + z')^2]^{1/2} \quad (3.69)$$

$$R_{ij} = [\Delta x^2 + (y - y')^2 + (z + z' - j b_{ij})^2]^{1/2} \quad (3.70)$$

L'admittance d'entrée est calculée pour des points d'observation formant une ouverture de même dimension en face de l'ouverture rayonnante et espacée de la source d'une distance Δx infinitésimale. De ce fait, un problème de singularité se pose pour résoudre l'intégrale quadruple dans (3.56)-(3.58) en utilisant les fonctions de Green (3.66) et (3.67) quand R_s tend vers 0 (autrement dit quand la source élémentaire et le point d'observation sont presque sur la même position). Pour éviter cette singularité, un changement de variable $\sigma = y - y'$ est effectué sur (3.56),(3.58) et conduit aux expressions suivantes du terme vecteur :

$$Y_{in}^A = -\frac{4k_0^2}{j\omega\mu_0 W_{ap} h_{ap}} \int_{h_R}^{h_R+h_{ap}} \int_{h_T}^{h_T+h_{ap}} \left\{ \int_{-w_{ap}}^0 G_A^{yy} \varphi_1(\sigma) d\sigma + \int_0^{w_{ap}} G_A^{yy} \varphi_2(\sigma) d\sigma \right\} dz' dz \quad (3.71)$$

où

$$\varphi_1(\sigma) = \cos\left(\frac{\pi\sigma}{w_{ap}}\right) \left(\frac{w_{ap}}{\pi}\right) \left[\frac{\pi}{2a} (\sigma + w_{ap}) - \frac{1}{4} \sin\left(\frac{2\pi\sigma}{w_{ap}}\right) \right] - \sin\left(\frac{\pi\sigma}{w_{ap}}\right) \left(\frac{w_{ap}}{4\pi}\right) \left[1 - \cos\left(\frac{2\pi\sigma}{w_{ap}}\right) \right] \quad (3.72)$$

$$\varphi_2(\sigma) = \cos\left(\frac{\pi\sigma}{w_{ap}}\right) \left(\frac{w_{ap}}{\pi}\right) \left[\frac{\pi}{2w_{ap}} (-\sigma + w_{ap}) + \frac{1}{4} \sin\left(\frac{2\pi\sigma}{w_{ap}}\right) \right] + \sin\left(\frac{\pi\sigma}{w_{ap}}\right) \left(\frac{w_{ap}}{4\pi}\right) \left[1 - \cos\left(\frac{2\pi\sigma}{w_{ap}}\right) \right] \quad (3.73)$$

et du terme scalaire :

$$Y_{in}^V = \frac{4 \left(\frac{\pi}{w_{ap}} \right)^2}{j\omega\mu_0 w_{ap} h_{ap}} \int_{h_R}^{h_R+h_{ap}} \int_{h_T}^{h_T+h_{ap}} \left\{ \int_{-w_{ap}}^0 G_q \psi_1(\sigma) d\sigma + \int_0^{w_{ap}} G_q \psi_2(\sigma) d\sigma \right\} dz' dz \quad (3.74)$$

où

$$\begin{aligned} \psi_1(\sigma) = \cos\left(\frac{\pi\sigma}{w_{ap}}\right) \left(\frac{w_{ap}}{\pi}\right) \left[\frac{\pi}{2w_{ap}}(\sigma + w_{ap}) + \frac{1}{4} \sin\left(\frac{2\pi\sigma}{w_{ap}}\right) \right] \\ + \sin\left(\frac{\pi\sigma}{w_{ap}}\right) \left(\frac{w_{ap}}{4\pi}\right) \left[1 - \cos\left(\frac{2\pi\sigma}{w_{ap}}\right) \right] \end{aligned} \quad (3.75)$$

$$\begin{aligned} \psi_2(\sigma) = \cos\left(\frac{\pi\sigma}{w_{ap}}\right) \left(\frac{w_{ap}}{\pi}\right) \left[\frac{\pi}{2w_{ap}}(-\sigma + w_{ap}) - \frac{1}{4} \sin\left(\frac{2\pi\sigma}{w_{ap}}\right) \right] \\ - \sin\left(\frac{\pi\sigma}{w_{ap}}\right) \left(\frac{w_{ap}}{4\pi}\right) \left[1 - \cos\left(\frac{2\pi\sigma}{w_{ap}}\right) \right] \end{aligned} \quad (3.76)$$

L'expression finale de l'admittance d'entrée totale est :

$$\begin{aligned} Y_{in} = \frac{4(j\omega\varepsilon_0)}{w_{ap} h_{ap}} \int_{h_R}^{h_R+h_{ap}} \int_{h_T}^{h_T+h_{ap}} \left\{ \int_{-w_{ap}}^0 G_A^{yy} \varphi_1(\sigma) d\sigma + \int_0^{w_{ap}} G_A^{yy} \varphi_2(\sigma) d\sigma \right\} dz' dz \\ + \frac{4 \left(\frac{\pi}{w_{ap}} \right)^2}{j\omega\mu_0 w_{ap} h_{ap}} \int_{h_R}^{h_R+h_{ap}} \int_{h_T}^{h_T+h_{ap}} \left\{ \int_{-w_{ap}}^0 G_A^{yy} \psi_1(\sigma) d\sigma \right. \\ \left. + \int_0^{w_{ap}} G_A^{yy} \psi_2(\sigma) d\sigma \right\} dz' dz \end{aligned} \quad (3.77)$$

L'intégrale en (3.77) converge puisque nous avons réduit l'ordre de la singularité de 4 à 3. En évaluant la valeur de l'intégrale (3.77) pour différentes valeurs de $\Delta x < \lambda / 10^6$ (proche de 0 : points d'observation proches de l'ouverture source) dans (3.68)-(3.70), une admittance constante est obtenue. Ce qui confirme que la convergence est effective. On peut considérer que l'admittance calculée est bien l'admittance de l'ouverture pour une valeur extrêmement faible de $\Delta x (< \lambda / 10^6)$.

L'impédance d'une ouverture de même dimensions qu'un guide d'onde standard WR15 (3.76 x 1.88 mm²), pour un mode de propagation TE₁₀ à 60 GHz, est calculée en inversant l'admittance obtenue par l'équation (3.77) pour différentes hauteurs h_T allant de 0 à 10 mm au-dessus de la surface de la peau. Afin de valider les résultats, la même structure est simulée sous CST Microwave Studio en solveur temporel (cf. Figure 3.11). Le guide est placé au-dessus et au milieu du fantôme. Comme le calcul théorique de l'impédance part du principe de l'équivalence pour la définition de la distribution du courant, il assume un conducteur parfait planaire autour de l'ouverture (comme avec les ouvertures classiques en

3.4 Normalisation de puissance pour la comparaison d'antennes rayonnant sur le corps

espace libre dans [140]), nous avons simulé l'ouverture avec un PEC autour qui touche la boîte de simulation (« boundary box »). On peut donc dire que la géométrie simulée est bien proche de celle pour laquelle l'équation (3.77) est définie. La taille du fantôme est fixée à $200 \times 200 \times 3 \text{ mm}^3$ parce qu'aucune variation de l'impédance n'est observée en augmentant ces dimensions.

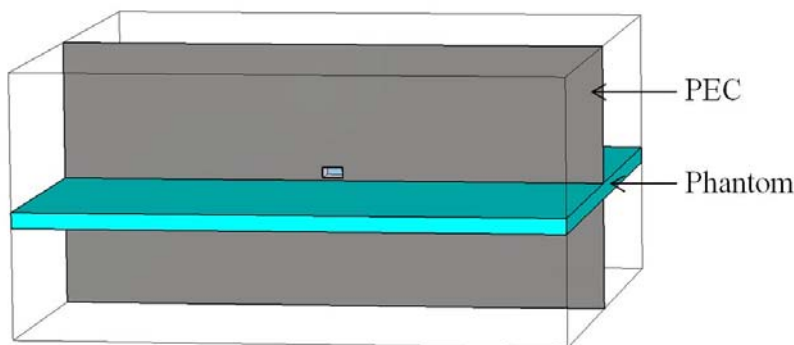
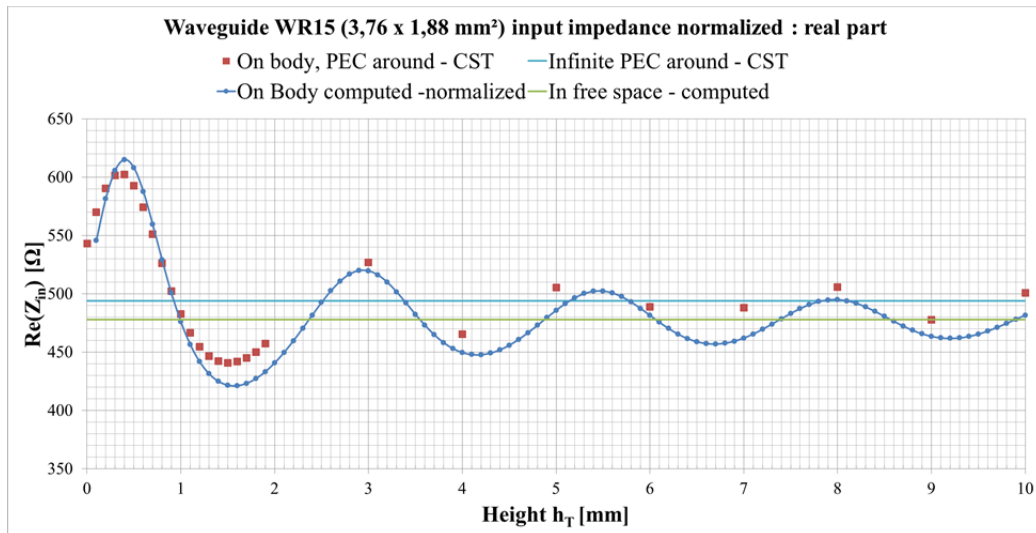


Figure 3.11 Guide d'onde placée sur un fantôme planaire émulant la peau.

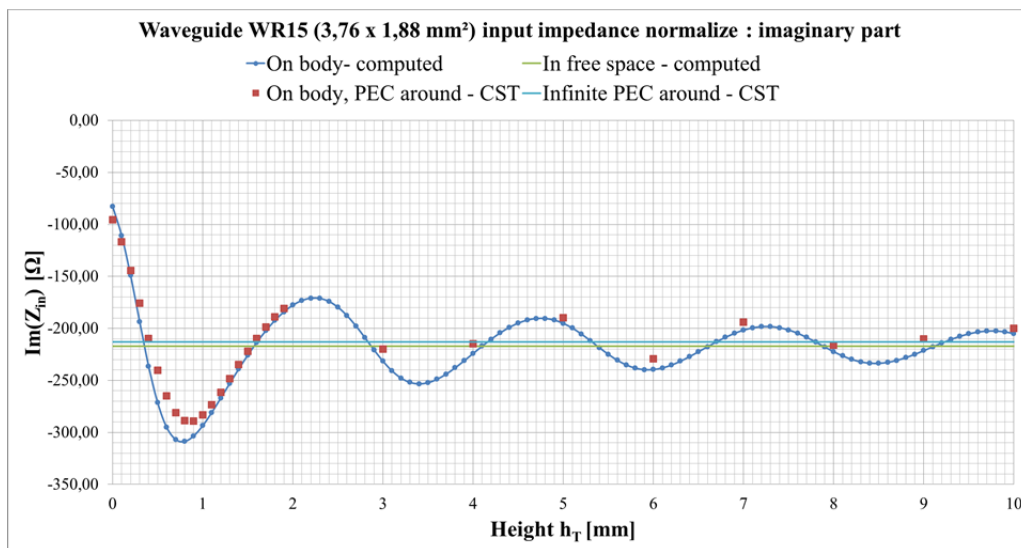
L'impédance d'une ouverture avec un PEC infini autour placé en espace libre est aussi calculée selon les formulations dans [149] et simulée sous CST en domaine temporel. Le but est de montrer la convergence de l'impédance de l'ouverture sur le fantôme pour des hauteurs h_T plus élevées vers l'impédance en espace libre. Les différentes valeurs de l'impédance obtenues pour les différentes configurations sont tracées sur la Figure 3.12.

L'impédance présente une variation sinusoïdale d'une période de demi-longueur d'onde (2,5 mm) autour de l'impédance en espace libre. L'amplitude décroît avec la hauteur d'antenne et tend vers l'impédance en espace libre. Les différences entre les résultats de calcul et la simulation est toujours en dessous de 30Ω pour la partie réelle (5%) et la partie imaginaire (10%). Dans la section suivante, la partie réelle est utilisée pour déduire le courant d'entrée de l'antenne qui assure une puissance P_{in} donnée.

Dans le scénario considéré dans ce chapitre, c'est-à-dire pour les communications sur le corps à 60 GHz, un modèle monocouche (seulement la peau) suffit pour modéliser le corps. Pour des fréquences inférieures, la considération d'une géométrie multicouche incluant les autres tissus du corps tels que le gras et le muscle est requise. Le calcul de l'impédance sur un diélectrique multicouche diffère de celle en monocouche seulement sur le coefficient de réflexion Γ_{TM} lié à l'impédance à l'interface air – peau. La formulation multicouche est reportée en annexe 3 pour résoudre l'intégrale (3.77) pour des communications en plus basses fréquences.



(a)



(b)

Figure 3.12 Variation de l'impédance d'entrée d'une ouverture (simulation et calcul) en fonction de la hauteur h_T : (a) partie réelle, (b) partie imaginaire.

3.5 Comparaison d'antennes sur le corps en termes de bilan de liaison

Connaissant l'impédance d'entrée des antennes Z_{in} (particulièrement sa partie réelle) et en supposant qu'il n'y a pas de perte résistance R_{loss} dans (3.38), nous pouvons calculer les constantes de courant du dipôle et de l'ouverture acceptant la même puissance d'entrée $P_{in} = 1W$ en utilisant les équations (3.31) et (3.37) ainsi que les champs rayonnés.

3.5 Comparaison d'antennes sur le corps en termes de bilan de liaison

3.5.1 Puissance reçue avec un dipôle

Pour une puissance d'entrée de 1W, les impédances du dipôle correspondantes ainsi que la constante de courant selon (3.31) sont résumées sur le Tableau 3.1. Les formulations du champ avec les images complexes données par les équations (3.24)-(3.31) ont été appliquées à l'équation de la puissance reçue (3.21). A chaque hauteur h_T de l'antenne, le point d'observation est placé à une distance fixe ρ en face de l'antenne dipôle émetteur ($\phi = 0^\circ$) et à des angles d'élévation θ (cf. Figure 3.7). La puissance reçue en fonction de θ pour un dipôle vertical placé à différentes hauteurs h_T au-dessus d'un fantôme planaire modélisant le corps humain est tracé sur la Figure 3.13.

Tableau 3.1 Impédance et constante de courant d'un dipôle de longueur ($2l = 1,88$ mm) à différentes hauteurs sur le corps.

Hauteur h_T [mm]	Impédance Z_{in} [Ω]	Constante de courant I_0 [mA]
0	45,88 - j8,19	208,8
3	29,05 - j 17,15	262,3
5	28,91 - j 16,7	263

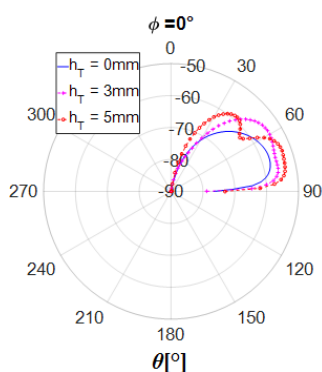


Figure 3.13 Puissance reçue en [dBW] à un point d'observation placée à $\rho = 0,25$ m d'un dipôle de longueur ($2l = 1,88$ mm), pour différentes hauteurs h_T .

Le lobe principal est dévié vers le haut de 30° en élévation. Quand on se rapproche du corps, cette déviation angulaire augmente et le niveau de puissance maximum ainsi que le niveau du champ sur la surface sont affaiblis.

Pour comprendre le faible rayonnement sur la surface du corps et distinguer la contribution des composantes d'onde, le rayonnement sans le dernier terme d'onde de surface a été calculé. La Figure 3.14 montre que la puissance reçue dans la direction souhaitée ($\phi = 0^\circ$) est plus élevée sans le dernier terme.

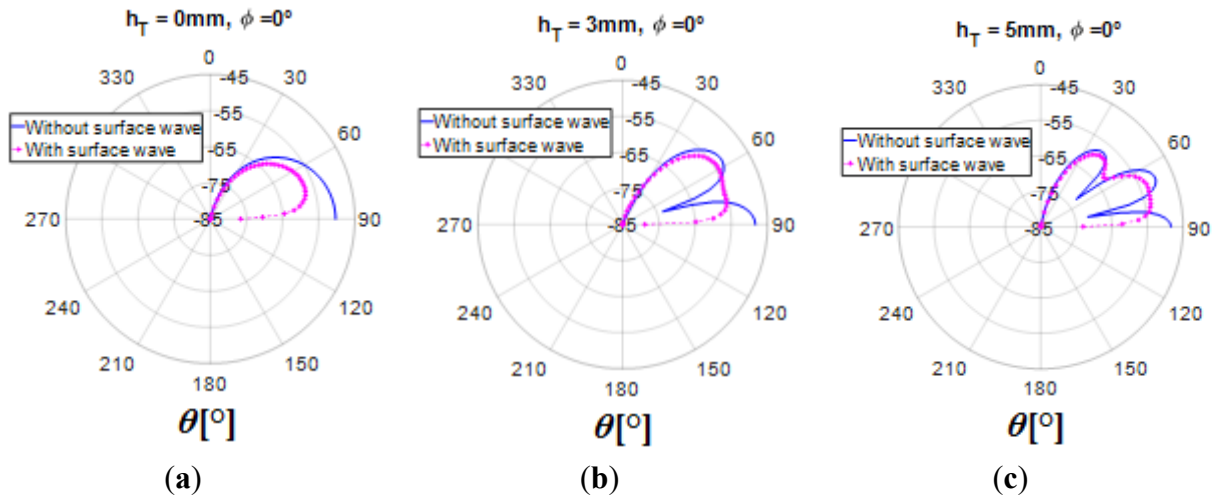


Figure 3.14 Puissance reçue en [dBW] en fonction de l'angle d'élévation θ [°], pour $\rho = 25$ cm, émise par un dipôle de longueur ($2l = 1,88$ mm) sans et avec le terme contenant l'effet du diélectrique : (a) $h_T = 0$ mm ; (b) $h_T = 3$ mm ; (c) $h_T = 5$ mm.

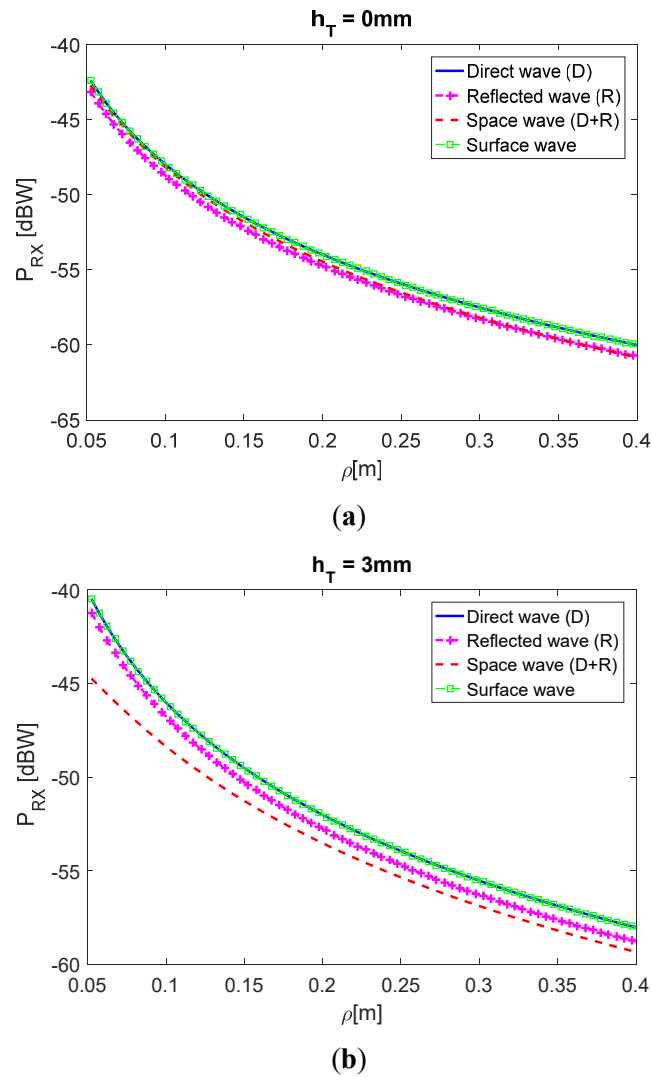


Figure 3.15 Puissance reçue en [dBW] en fonction de distance ρ [m] à $\phi = 0^\circ$, rayonnée par un dipôle de longueur ($2l = 1,88$ mm) : (a) $h_T = 0$ mm ; (b) $h_T = 3$ mm.

3.5 Comparaison d'antennes sur le corps en termes de bilan de liaison

La variation de la puissance reçue par la contribution de chacune des composantes d'ondes est présentée sur la figure 3.15. Nous pouvons observer que puissance reçue issue de l'onde de surface est de même ordre d'amplitude que celle issue des ondes d'espace. Pour une hauteur d'antenne plus élevée au dessus du corps, la somme des ondes directes et réfléchies deviennent plus faible à proximité de la source. On remarque aussi que la puissance totale reçue à 0,25m sur la figure 3.15 (-80 dBm) est beaucoup plus faible que les différentes puissances issues de chaque composante d'ondes sur la figure 3.15.

Pour justifier que ce résultat provient du déphasage des différentes composantes d'ondes, la Figure 3.16 montre le déphasage entre les deux premiers termes (somme de l'onde directe et de l'onde réfléchi) et le terme d'onde de surface pour les différentes hauteurs.

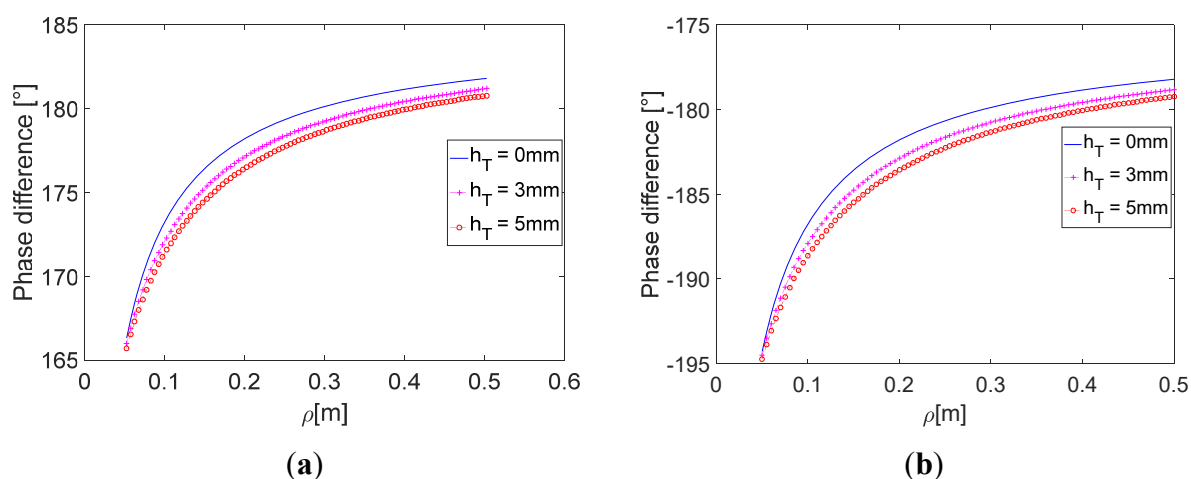


Figure 3.16 Différence de phase [°] entre les composantes d'espace et de surface du champ rayonné par un dipôle vertical sur le corps humain à 60 GHz en fonction de la distance horizontale ρ : (a) ρ multiple impaire de $(\lambda_0/2)$, (b) ρ multiple pair de $(\lambda_0/2)$.

La résultante des deux premiers termes (onde directe et onde réfléchi) est en opposition de phase par rapport au dernier terme dépendant du diélectrique (déphasage absolu de 180°). Ce qui explique que le champ total rayonné est plus faible que le champ issu de l'onde directe et de l'onde réfléchi. Le signe du déphasage varie en fonction de la distance horizontale ρ (cf. Figure 3.7) avec une période égale à la longueur d'onde ($\lambda_0 = 5\text{mm}$). L'onde d'espace est en avance de phase pour les multiples impaires de $(\lambda_0/2)$ (cf. Figure 3.16a) et en retard de phase pour les multiples pairs (cf. Figure 3.16b).

3.5.2 Bilan de liaison avec un dipôle et une antenne ouverture

L'affaiblissement de la puissance rayonnée entre chaque antenne et le point d'observation obtenu par la méthode des images complexes est tracé sur la Figure 3.17.

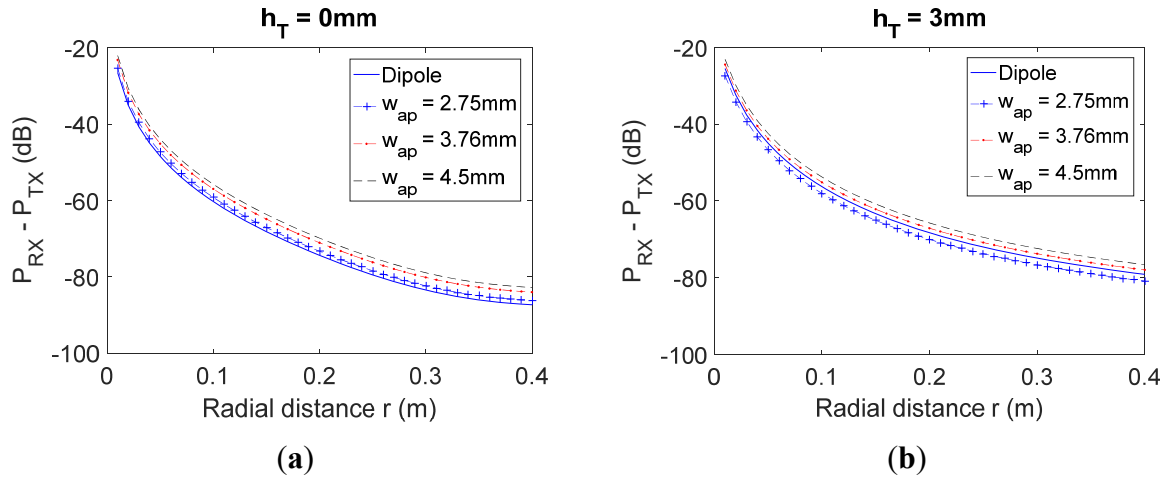


Figure 3.17 Affaiblissement de propagation entre les antennes considérées et un point de propagation sur le fantôme modélisant le corps ($h_R = 0$ mm) pour différentes hauteurs de l'émetteur : (a) $h_T = 0$ mm, (b) $h_T = 3$ mm.

Quand $h_T = 0$ mm, l'atténuation est plus élevée pour un dipôle émetteur et la puissance reçue est la plus élevée avec l'ouverture la plus large. La différence entre les puissances reçues issues du rayonnement d'un dipôle et d'une ouverture à différents points d'observation est relativement constante avec la distance et croissante suivant la largeur de l'ouverture : de 1 dB pour $w_{ap} = 2,75$ mm, 3,3 dB pour $w_{ap} = 3,76$ mm et 4,5 dB pour $w_{ap} = 4,5$ mm. Quand $h_T = 3$ mm, alors que l'ouverture la plus large donne toujours la meilleure performance, il est à noter que le dipôle est plus performant que l'ouverture de largeur 2.75 mm pour une différence de puissance reçue de 1.8 dB à une distance $r = 0,4$ m. L'atténuation à cette distance est plus élevée (87.3 dB) pour les antennes touchant le fantôme que celle à $h_T = 3$ mm (80.8 dB).

Pour deux hauteurs d'antenne différentes au-dessus du fantôme, l'atténuation décroît de -22 dB à -82 dB pour une distance radiale comprise entre 0,1 m et 0,4 m. Un niveau inférieur est observé pour une hauteur de l'émetteur de 3 mm. Ces résultats ne montrent pas une variabilité des « gains » relatifs entre les différentes antennes avec la distance. Nous pensons que ceci est dû à la limitation de la dimension des antennes et de leurs directivités dues à la validité seulement à une propagation monomode de nos formulations pour l'antenne ouverture. Dans la section suivante, le diagramme de rayonnement montrera davantage la directivité des antennes d'ouverture et les largeurs de lobe principal.

3.5 Comparaison d'antennes sur le corps en termes de bilan de liaison

3.5.3 Diagramme de rayonnement

La variation de l'atténuation de la puissance dans le plan azimutal (sur la surface du fantôme) est montrée sur la Figure 3.18 et le diagramme en élévation (normal à la surface au fantôme) sur la Figure 3.19 pour une distance radiale r de 0,25 m.

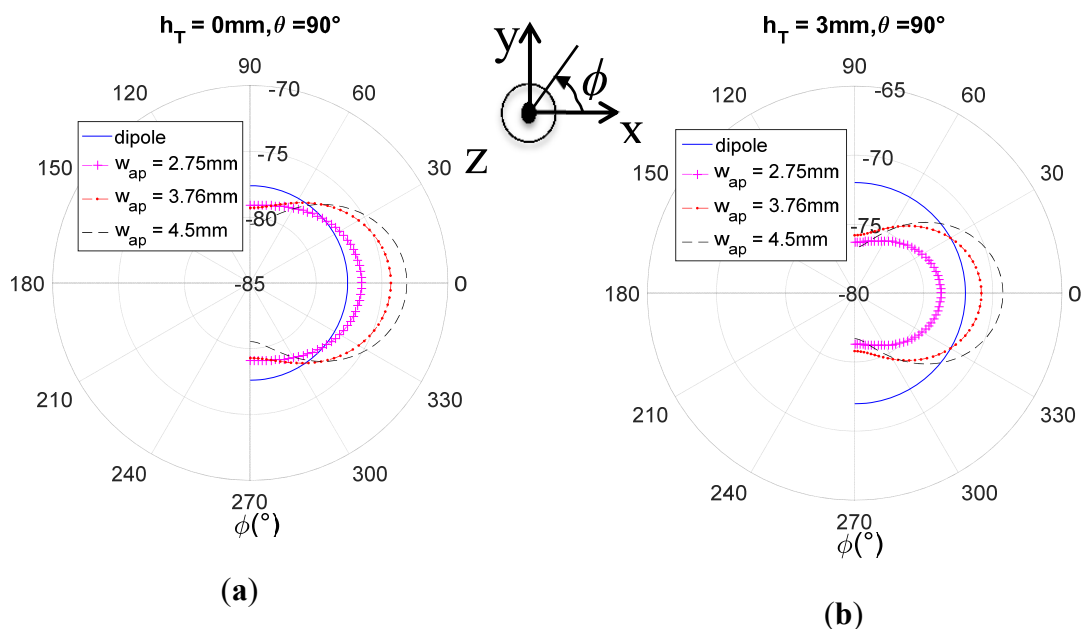


Figure 3.18 Diagramme de rayonnement en azimut (affaiblissement de propagation en [dB]) pour un rayon r de 0.25 m: (a) $h_T = 0$ mm, (b) $h_T = 3$ mm.

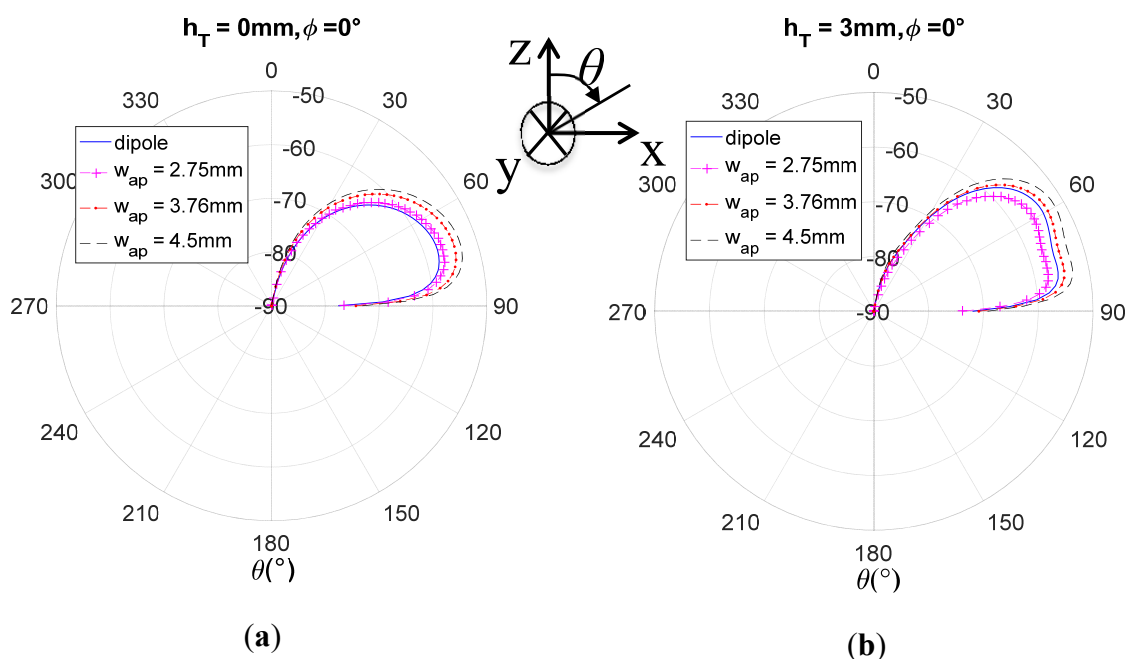


Figure 3.19 Diagramme de rayonnement en élévation (affaiblissement de propagation en [dB]) pour un rayon r de 0.25 m: (a) $h_T = 0$ mm, (b) $h_T = 3$ mm.

Suivant le plan xy (ou en azimut), l'atténuation est tracée seulement sur le demi-plan supérieur avant. Le rayonnement du dipôle est omnidirectionnel tandis que les ouvertures ont un rayonnement maximum vers l'avant ($\phi = 0^\circ$) pour tous les cas. Il est intéressant de noter que l'ouverture de largeur 2.75 mm rayonne moins de puissance que le dipôle dans toutes les directions en élévation ($\theta = 90^\circ$ et $r = 25$ cm) pour $h_T = 3$ mm. Les largeurs de lobe principal à -3 dB sont présentées sur le Tableau 3.2.

Tableau 3.2 Largeur de lobe principal à -3dB en Azimut ($\theta = 90^\circ$)

Largeur d'ouverture w_{ap}	$h_T = 0$ mm	$h_T = 3$ mm
2.75 mm	180°	180°
3.76 mm	96°	104°
4.5 mm	84°	82°

Comme en espace libre, la largeur de lobe décroît avec la largeur de l'ouverture d'antenne. On note aussi que quand la largeur d'ouverture w_{ap} est égale à 2.75 mm, la directivité de l'antenne est si faible que l'ouverture de lobe à -3 dB n'est pas observable, d'où la largeur de lobe de 180°.

En élévation (sur le plan normal à la surface du fantôme), le lobe principal est pointé à 30° au-dessus du plan du fantôme pour tous les cas présentés sur la Figure 3.19. La largeur de lobe principal est plus grande pour $h_T = 3$ mm. A cette même hauteur, comme mentionné précédemment pour le plan azimutal, l'ouverture de plus faible largeur (2,75 mm) rayonne moins de puissance que le dipôle vertical (cf. Figure 3.19b).

Dans le cas des liaisons off-body (entre une antenne sur le corps et une station de base à distance), la caractérisation en termes d'efficacité de rayonnement pourrait constituer un critère plus utile. En effet, puisque le corps est en mouvement, l'orientation de l'antenne sur le corps par rapport à la station de base change avec le temps, ce qui fait que l'évaluation de la puissance rayonnée suivant une direction particulière semble moins appropriée que l'évaluation de l'efficacité de rayonnement global. Par conséquent, l'efficacité de rayonnement pour les différentes antennes est calculée et discutée dans la section suivante.

3.6 Comparaison d'antennes sur le corps en termes d'efficacités

L'efficacité de rayonnement a été calculée pour un dipôle vertical [145] et pour des antennes ouvertures de différentes largeurs rectangulaires polarisées verticalement placées à différentes hauteurs h_T sur le corps sur la bande autour de 60 GHz. Le champ lointain est calculé pour un rayon r égal à 100 m. En champ lointain, la contribution principale du champ est celle issue des ondes directes et réfléchies. Les constantes de courant I_0 et J_0 des distributions de courant dans les expressions du champ (3.31), (3.32) pour chaque antenne sont normalisées pour une puissance d'entrée fixe de 1 W. Les efficacités de rayonnement à différentes fréquences autour de 60 GHz et à différentes hauteurs h_T au-dessus du fantôme modélisant la peau sont tracées séparément pour chaque antenne sur la Figure 3.20. La Figure 3.21 montre la variation de l'efficacité de rayonnement en fonction de la hauteur h_T pour les quatre antennes considérées à 60 GHz.

Pour une configuration donnée, la Figure 3.20 montre que l'efficacité de rayonnement ne varie pas beaucoup sur la bande de fréquence autour de 60 GHz¹⁰. La variation est inférieure à 3.5 % dans tous les cas. L'efficacité est largement plus faible quand $h_T = 0$ mm, soit autour de 20% (-7dB) pour le dipôle et de 30% (-5,2 dB) pour les antennes ouvertures, que quand l'antenne est déplacée à une hauteur plus élevée, efficacité autour de 60% (-2.2 dB) pour toutes les antennes sur les Figure 3.20 et Figure 3.21. En général, une large différence est observable en déplaçant l'antenne à 2 mm au-dessus du fantôme. L'ouverture la plus large donne la meilleure efficacité quand $h_T = 0$ mm mais on n'observe qu'une légère différence par rapport aux autres antennes ouvertures. Enfin, le dipôle étant l'antenne de plus faible dimension, présente l'efficacité la plus faible. Néanmoins, pour des hauteurs au-delà de 2 mm, les efficacités d'antennes diffèrent peu et convergent toutes vers 60% (-2.2 dB). Ces résultats se trouvent dans le même ordre de grandeur que celles trouvées par mesures à d'autres fréquences : une efficacité de 20% sur le corps pour une antenne textile double bande (2,45 GHz et 5,2 GHz) [137], une efficacité de 29% pour une antenne patch textile résonant à 2,4 GHz quand l'antenne touche le corps et à 51% quand une distance d'espacement de 8 mm est insérée entre l'antenne et le corps [116], efficacité d'une antenne à fente directive

¹⁰ La dispersion fréquentielle de la permittivité complexe de la peau est prise en compte en utilisant [166].

supérieure à celle d'une antenne monopole omnidirectionnel sur le corps entre 3 GHz et 6 GHz [155].

Tableau 3.3 Efficacités d'antennes sur le corps : valeurs calculées et simulées à différentes hauteurs d'antennes h_T au-dessus du corps.

Hauteur h_T [mm]	Dipôle		Ouverture WR15	
	Calcul	Simulation	Calcul	Simulation
0	22 %	23 %	30 %	35 %
3	51 %	59 %	53 %	56 %
5	56 %	69 %	60 %	63 %
10	60 %	85 %	61 %	68 %

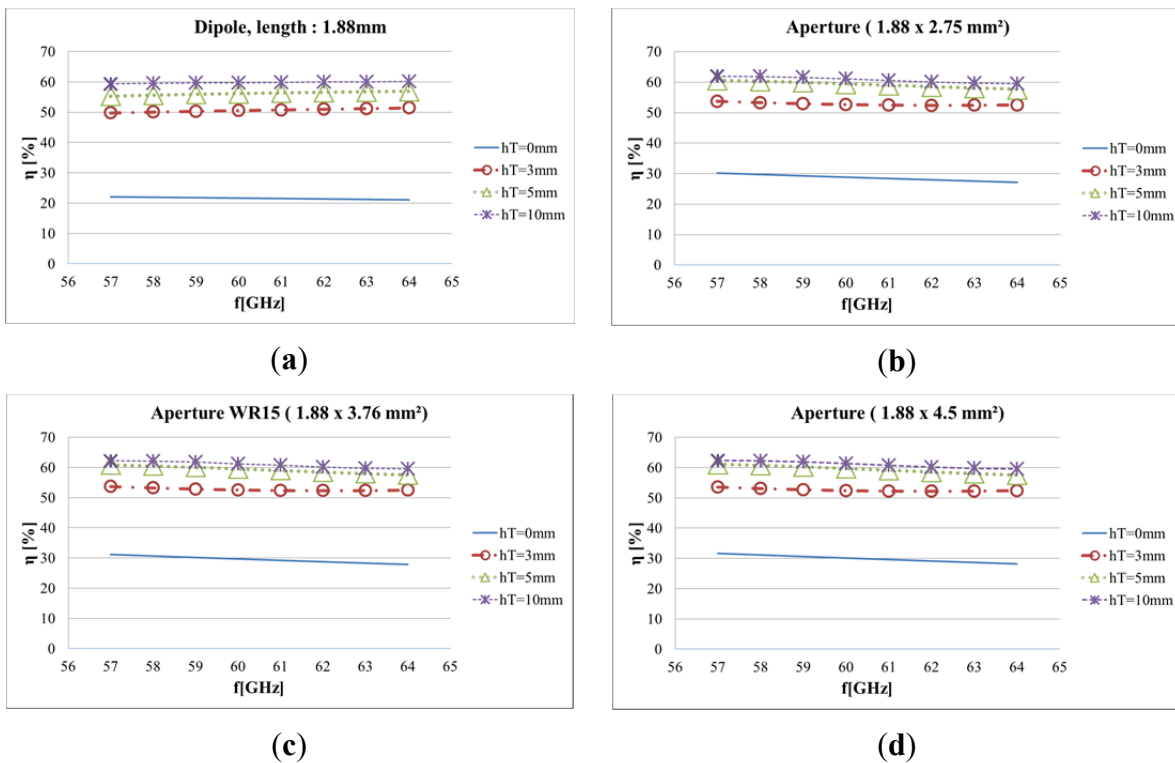


Figure 3.20 Efficacité de rayonnement en [%] pour différentes hauteurs sur un fantôme modélisant la peau : (a) dipôle de longueur $2l = 1,88$ mm ; (b) ouverture $1,88 \times 2,75\text{mm}^2$; (c) ouverture $1,88 \times 3,76\text{mm}^2$; (d) ouverture $1,88 \times 4,5\text{mm}^2$.

3.7 Discussion

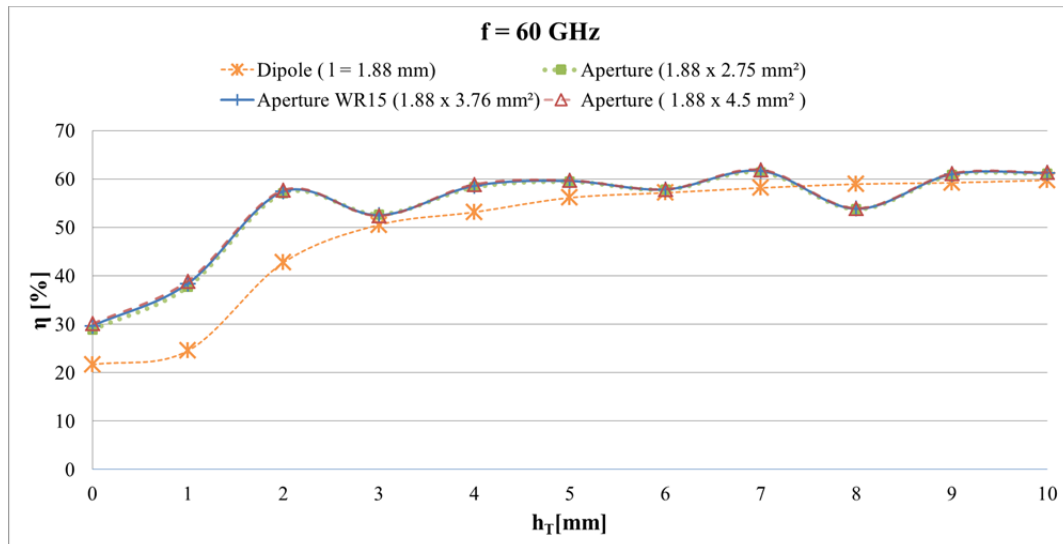


Figure 3.21 Efficacité de rayonnement en [%] à différentes hauteurs au-dessus du fantôme modélisant la peau à 60 GHz

3.7 Discussion

En contact direct du corps, une antenne ouverture directive polarisée verticalement donne une meilleure performance en termes d'efficacité de rayonnement qu'une antenne dipôle vertical quasi-omnidirectionnelle. Pourtant, en ajoutant un espacement vertical de 3 mm (0.6λ) entre l'antenne et le corps, il n'y a plus de réel bénéfice à utiliser l'antenne ouverture par rapport au dipôle. Aussi, il est intéressant de noter qu'une ouverture plus large menant naturellement à une directivité plus élevée n'est pas plus efficace et dans le contexte des BANS, ne serait en général pas utile, considérant le fait que la position des nœuds communiquant n'est pas fixée à cause des mouvements du corps. Ainsi, dans le scénario considéré, il apparaît que l'amélioration de l'efficacité de rayonnement n'est pas liée à la directivité mais à la distribution du courant elle-même. Il est aussi intéressant de noter que même si le dipôle donne légèrement une meilleure performance en termes bilan de liaison que l'ouverture de largeur de $w_{ap} = 2.75$ mm (voir Figure 3.18b et Figure 3.19b) pour $h_T = 3$ mm et $r = 0.25$ m, nous pouvons voir sur la Figure 3.21 que l'efficacité de rayonnement de cette ouverture ($w_{ap} = 2.75$ mm) est légèrement supérieure à celle du dipôle. Donc, même si l'efficacité de rayonnement déterminée en champ lointain comme sur la Figure 3.21 est un bon indicateur de performance pour les antennes utilisées sur le corps pour des liaisons off-body, elle est moins appropriée pour évaluer le bilan de liaison pour les communications on-body (entre deux nœuds sur le corps). L'information sur la diffraction locale dans la propagation on-body qui prend place au niveau de l'interface peau-air est perdue en champ lointain alors que celle-ci contribue au bilan de liaison on-body.

3.8 Conclusion

La dépendance du gain d'un dipôle rayonnant sur un diélectrique à la distance émetteur-récepteur a été établie dans un premier temps. Pour les BANs, cette dépendance constitue une limitation pour séparer les caractéristiques de l'antenne des caractéristiques du canal de propagation sur le corps ou pour comparer les caractéristiques de deux antennes sur le corps. Par conséquent, une approche théorique a été conduite pour comparer un dipôle vertical et une ouverture polarisée verticalement rayonnant sur un fantôme planaire modélisant le corps à 60 GHz. Pour établir les performances en termes de bilan de liaison et d'efficacité, il a été nécessaire de normaliser la puissance acceptée par les deux antennes. Pour ce faire, la méthode de calcul de l'impédance d'entrée d'un dipôle a été disponible dans la littérature, celle d'une ouverture a été dérivée suivant la même méthode en une intégrale à convergence rapide et facile à calculer basée sur la technique des images complexes. Il a été trouvé que l'ouverture présente une efficacité supérieure à celle d'un dipôle quand les antennes sont placées à proximité du corps (hauteur inférieure à $0.6 \lambda_0$). Pourtant, en augmentant la largeur de l'ouverture et ainsi la directivité, on n'obtient pas une meilleure efficacité. Cela suppose que c'est la distribution spatiale du courant qui influence majoritairement la quantité de puissance dissipée dans le corps humain. Quand le dipôle et les ouvertures de différentes largeurs sont placés à une hauteur supérieure à $0.6 \lambda_0$ du corps, il n'y a pas de différence significative entre leurs efficacités qui conservent une valeur autour de 60 %.

Cette étude est limitée à des liaisons statiques sur un diélectrique planaire et homogène, le chapitre 4 rapporte des mesures dynamiques de liaisons on-body et off-body à 60 GHz pour différents nœuds correspondant aux potentiels placements des capteurs sur le corps.

Chapitre 4. MESURE BAN DYNAMIQUE EN MODES ON-BODY ET OFF-BODY : ETUDE ENERGETIQUE

Résumé

Les mesures dynamiques de canal on-body ont été effectuées, avec des prototypes de l'antenne cornet SIW présentée dans le chapitre 2, pour différentes liaisons sur le corps. Un scénario statique et des scénarios de mouvements répétés sont considérés. Les liaisons en visibilité et relativement de courte distance telles que « torse-cuisse », « torse-nombril », « cuisse – cheville », « torse-taille » sont faisables à plus de 70% du temps si l'on tient compte d'une puissance d'émission de 7 dBm et d'une sensibilité de -68dBm à la réception. Les liaisons avec un des nœuds sur le poignet sont plus sensibles aux mouvements considérés comme marcher, courir, mettre une veste. Pour la première fois, des mesures dynamiques de canal off-body sont mises en œuvre à 60 GHz et à une autre fréquence pour les mêmes scénarios, les mêmes environnements permettant ainsi de comparer les performances à ces deux fréquences et de démontrer la potentialité du 60 GHz. L'autre fréquence a été choisie dans la bande UWB (Ultra Wide Band) qui permet aussi l'utilisation de technique de modulation par impulsion réduisant la consommation d'énergie et adaptée pour des transmissions à faible débit. Les mouvements durant les mesures sont aléatoires incluant des conditions de bonne visibilité LOS (Line Of Sight) et sans visibilité NLOS (Non Line Of Sight) entre les deux nœuds. En normalisant les mesures avec les standards de puissance à chaque fréquence et en considérant des récepteurs compatibles à la modulation et au débit visé pour définir le seuil de réception, la probabilité d'interruption de liaisons à 60 GHz est inférieure à 8 % pour un débit de 350 kbps, elle est inférieure à 15% à 4 GHz pour un débit plus élevé de 16,7 Mbps.

4.1 Introduction

Nous avons montré dans le chapitre précédent que le rayonnement d'une antenne sur le corps est très dépendant de son environnement proche. L'intrication antenne – canal BAN a été abordée, conduisant à la définition peu satisfaisante d'un pseudo-gain qui dépendrait de la distance émetteur-récepteur. Pour contourner cette difficulté, une caractérisation antenne-canal intégrée permet d'évaluer les performances réelles d'un réseau BAN, nécessaires pour établir un bilan de liaison réaliste. Dans ce chapitre, un réseau BAN est considéré sous les deux modes On-body et Off-body. Le corps humain équipé d'antennes à faible encombrement SIW, conçues et caractérisées au chapitre 2, se trouve dans un environnement contrôlé et effectue une série de gestes définissant le protocole de mesure. Ces mesures sont requises pour valider l'approche retenue permettant d'évaluer énergétiquement les liaisons BAN On-body à 60 GHz et les liaisons Off-body à 4 GHz et à 60 GHz.

4.2 Mesure dynamique de canal on-body à 60 GHz

4.2.1 Caractérisation BAN

Pour la caractérisation du canal BAN, on s'intéresse principalement à la mesure des coefficients de transmission S_{21} entre un nœud émetteur et un nœud récepteur sur le corps dans diverses situations. Les mesures ont été conduites sur une personne de 160 cm de taille - 59 kg, en utilisant deux prototypes de la même antenne cornet SIW (Figure 4.1).

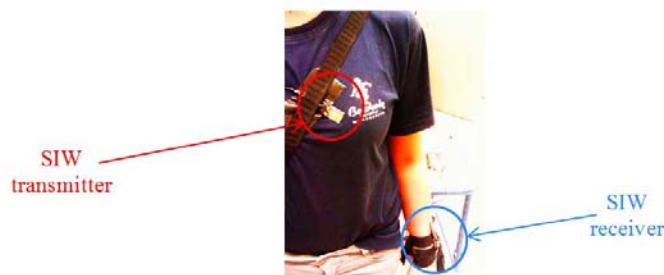


Figure 4.1 Exemple de liaison entre deux antennes cornet SIW se faisant face : « Torse côté droit » – « Poignet gauche ».

Les antennes, utilisées en polarisation verticale en émission et en réception, ont été placées aussi près que possible du corps et tangentiellement à la surface du corps. Les mesures ont été effectuées dans une salle relativement dégagée réduisant ainsi fortement l'impact des multitrajets.

4.2 Mesure dynamique de canal on-body à 60 GHz

Pour chaque liaison, dont les différentes variantes sont exposées dans la section 4.2.2, le scénario de mesure de référence est la mesure en position statique debout. Pour les autres scénarios, la position initiale est toujours la position debout, suivie d'un mouvement répété pendant 30 s. Les différents mouvements considérés sont :

- Marcher sur place ;
- Courir sur place ;
- Mettre une veste ;
- S'asseoir : position debout et assis sans flexion de l'avant-bras ;
- S'asseoir sur une chaise.

4.2.2 Liaisons BAN On-body

Pour la caractérisation BAN On-body, les différentes liaisons étudiées sont inspirées des mesures dans [156] et présentées en Figure 4.2.

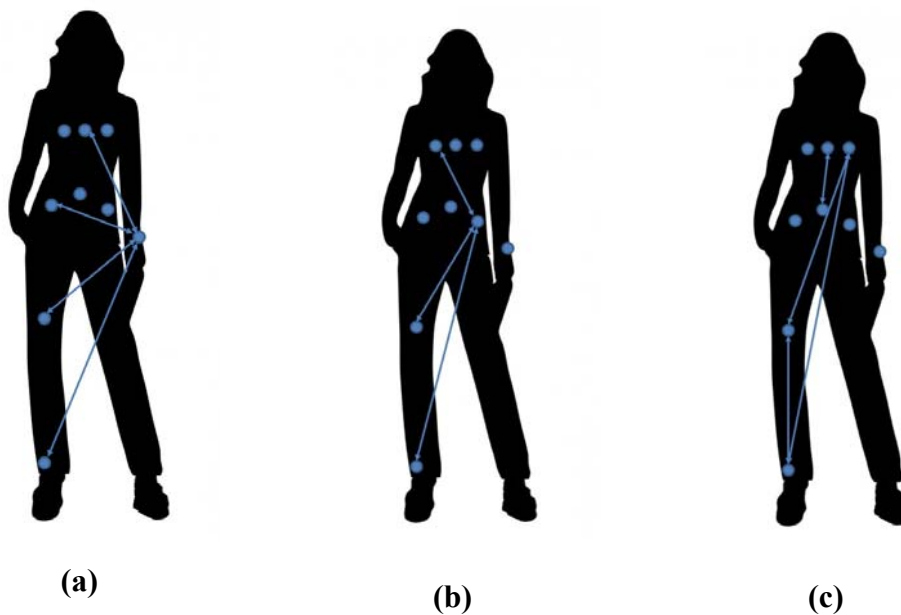


Figure 4.2 Liaisons entre différents nœuds sur le corps : **(a)** avec le nœud « Poignet gauche », **(b)** avec le nœud « Taille-côté droit », **(c)** autres liaisons.

On y distingue différents types de liaisons mettant en œuvre soit des nœuds centraux qui coordonnent toutes les autres liaisons, soit un mini réseau ad hoc. On voit par exemple figures 4.2.a, b, que les différents nœuds communiquent avec le nœud sur le poignet ou le nœud sur la taille qui pourrait correspondre respectivement à une SmartWatch ou à un smartphone, et agir ainsi comme une micro station de base du réseau BAN.

D'un point de vue pratique chaque nœud de la Figure 4.2 pourrait être associé à un capteur dont la nature et la répartition sur le corps humain sont données, à titre d'exemple, dans le tableau 4.1.

Tableau 4.1 Liste des nœuds et des capteurs associés

Nœuds	Capteurs
Taille (Ta) – 3 positions	Gyroscope, accéléromètre, Glucose
Poignet gauche (P g)	Gyroscope, accéléromètre, ECG, Oxymétrie de pulse, Pression artérielle, Glucose, Température, EMG
Cheville droite (Ch d)	Gyroscope, accéléromètre
Cuisse droite (Cu d)	Gyroscope, accéléromètre, EMG
Torse (To) – 3 positions	Gyroscope, accéléromètre, ECG, respiration

4.2.3 Chaînes de mesure et de calibration

Le paramètre de transmission S_{21} entre le nœud d'émission et le nœud de réception a été mesuré à l'aide d'un Analyseur de Réseau Vectoriel (VNA) Rohde & Schwarz pour une seule fréquence à 60 GHz. Pour fixer la puissance d'émission, nous nous sommes inspirés de la littérature dédiée aux capteurs faible consommation opérant à 60 GHz. En effet, les émissions faible puissance en bande millimétrique utilisent des configurations de modulation de faible efficacité spectrale telle que la modulation On Off Keying (OOK) [42], [157]. Cette technologie est compatible avec les BANs, dont le besoin en débit est, comme nous l'avons souligné au premier chapitre, relativement modéré (< 1 Mbps). En particulier, un générateur d'impulsion capable d'atteindre un débit de 10 Mbps est présenté dans [42] pour lequel la puissance d'émission est de 7 dBm avec une consommation de puissance moyenne de $100 \mu\text{W}$, conduisant à un rendement énergétique de 10 pJ/bit. Afin de conclure si ses performances sont compatibles avec les applications BANs, nous avons déduit les puissances reçues à partir des paramètres S_{21} mesurés en rajoutant en calcul une puissance d'émission de 7 dBm.

Le banc de mesure est présenté sur la Figure 4.3. Avec la puissance d'émission considérée, le niveau de la puissance reçue sur le port 2 du VNA est noyé dans le bruit. Pour étendre la dynamique des mesures, un amplificateur d'un gain (G_A) de 30 dB est inséré après l'antenne de réception.

4.2 Mesure dynamique de canal on-body à 60 GHz

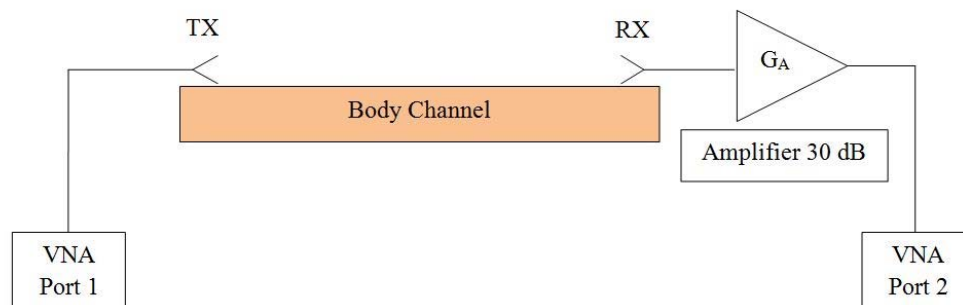


Figure 4.3 Mesure de paramètre de transmission S_{21} entre deux antennes sur le corps

La calibration de type « two ports » du VNA a nécessité l'utilisation d'un atténuateur de 45.2 dB pour sortir de la zone de saturation et augmenter ainsi la dynamique des mesures (Figure 4.4). Comme l'atténuateur n'est pas présent dans la chaîne de mesure, il convient de retrancher l'atténuation de 45.2 dB de la mesure de S_{21} . En revanche, l'amplificateur, comme les pertes des câbles, figurant aussi bien dans la chaîne de calibration que dans la chaîne de mesure, n'affectent pas la mesure de S_{21} .

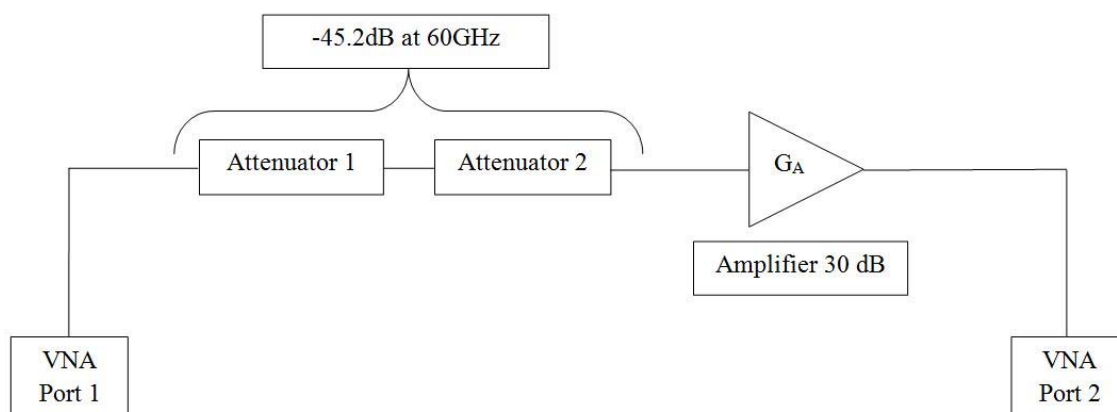


Figure 4.4 Banc de calibration de l'analyseur de réseau (VNA) pour les mesures de canal on-body à 60 GHz

Le niveau du bruit mesuré (Noise Floor) est de -75dBm. La fenêtre de mesure en fréquence intermédiaire du VNA a été paramétrée à 1 kHz autorisant l'exploitation, durant les 30 secondes de mesure, de 30 000 échantillons par scénario (compromis entre dynamique et rapidité de mesure).

4.2.4 Résultats expérimentaux

Pour la position statique prise comme référence, la puissance moyenne reçue évolue, selon les nœuds considérés, comme l'indique le Tableau 4.2.

Tableau 4.2 Moyenne de la puissance reçue P_{RX} en dBm pour chaque liaison en position statique.

	Liaisons / Posture	P_{RX} (dBm)
Liaison avec le poignet	Torse (centre) – poignet gauche	-74.6
	Taille (côté droit) – poignet gauche	-58.9
	Cuisse droite – poignet gauche	-72.4
	Cheville droite – poignet gauche	-74
Liaison avec la taille (côté gauche)	Torse (côté droit) – taille (côté gauche)	-66.1
	Cuisse droite – taille (côté gauche)	-74.7
	Cheville droite – taille (côté gauche)	< -75
Autres liaisons	Torse (côté droit) - cuisse	-62.4
	Torse (côté droit) - cheville	-68.5
Liaisons courte distance	Torse (centre) – nombril	-35.8
	Cuisse droite – cheville droite	-55,7

On remarque que ces liaisons sont de distances relativement courtes et d'assez bonne visibilité directe LOS, sauf en ce qui concerne la liaison « Taille (côté droit) – poignet gauche ». La puissance reçue est particulièrement faible pour la liaison « Torse (centre) - poignet gauche », probablement en raison d'un dépointage des antennes et donc d'un manque de visibilité directe entre les deux nœuds.

Lorsque les mesures sont effectuées en considérant les scénarios intégrant les mouvements des corps, les situations de dépointage se produisent plus souvent, et de manière aléatoires, conduisant à des valeurs moyennes de puissance reportées, pour chaque scénario, dans le Tableau 4.3. Cette fois, nous avons défini un seuil au niveau de la réception qui considère un récepteur à faible consommation fonctionnant à 60 GHz. Il s'agit du récepteur « wake-up » fonctionnant à 60 GHz pour un débit allant jusqu'à 350 kbps pour une consommation de puissance de $9 \mu\text{W}$ dans [157]. La sensibilité d'un tel récepteur permettant d'avoir un TEB non codé de 10^{-3} , est de -68 dBm. Toutes les puissances reçues en dessous de ce seuil sont reportées en rouge sur le Tableau 4.3.

4.2 Mesure dynamique de canal on-body à 60 GHz

Tableau 4.3 Moyenne de la puissance reçue P_{RX} (dBm) pour les différentes liaisons et scénarios.

Liaisons / scénario	Statique	Marcher	Courir	Mettre une veste	S'asseoir en l'air	S'asseoir sur une chaise
Torse (centre) – P g	-74,6	-74,7	-72,2	-72,1	-69,9	-65,2
Taille (côté droit) – P g	-58,9	-64,2	-68,2	-65,8	-65,2	-56,2
Cuisse droite – P g	-72,4	-74,2	-73,7	-76,1	-74,6	-74
Cheville droite – P g	-74	-74,8	-76,2	-75,8	-75,2	-74,4
Torse (côté droit) – Ta g	-66,1	-61,1	-64,5	-64,4	-65,2	-68,2
Cuisse droite – Ta g	-74,7	-74,4	-74	-73,1	-74,6	-69,8
Cheville droite – Ta g	-76	-76,6	-76,2	-76,3	-73,5	-67,7
Torse (côté droit) - cuisse	-62,4	-60,8	-55,7	-66,2	-51,2	-42,6
Torse (côté droit) - cheville	-68,5	-67,3	-67,6	-66,2	-66,9	-66,1
Torse (centre) – nombril	-55,7	-62,8	-65,7	-54,4	-62,7	-61,5
Cuisse droite- cheville d	-35,8	-38	-48,8	-48,6	-41,7	-49,7

Les puissances reçues pour les liaisons « Cheville droite – P g », « Cuisse droite – poignet gauche », « Cuisse droite – Ta g » et « Cheville droite – Ta g » sont pratiquement toutes en dessous du seuil. La liaison «torse –nombril» présente les meilleurs résultats pour toutes les postures étudiées.

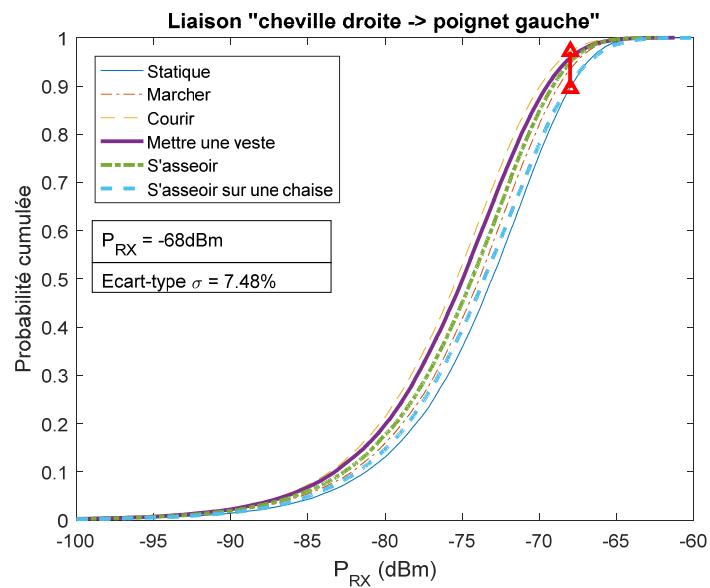
Dans ces mesures, on trouve que certains scénarios « dynamiques » jouent un rôle positif dans l'amélioration du bilan de liaison au regard de la position, de référence, statique. Il s'agit des scénarios impliquant les mouvements suivants :

- "Courir sur place" pour les liaisons "cuisse droite - torse" et "torse - poignet gauche" ;
- "Marcher sur place" pour la liaison "cuisse droite - torse" ;
- "Mettre une veste" pour la liaison "torse – poignet gauche ".

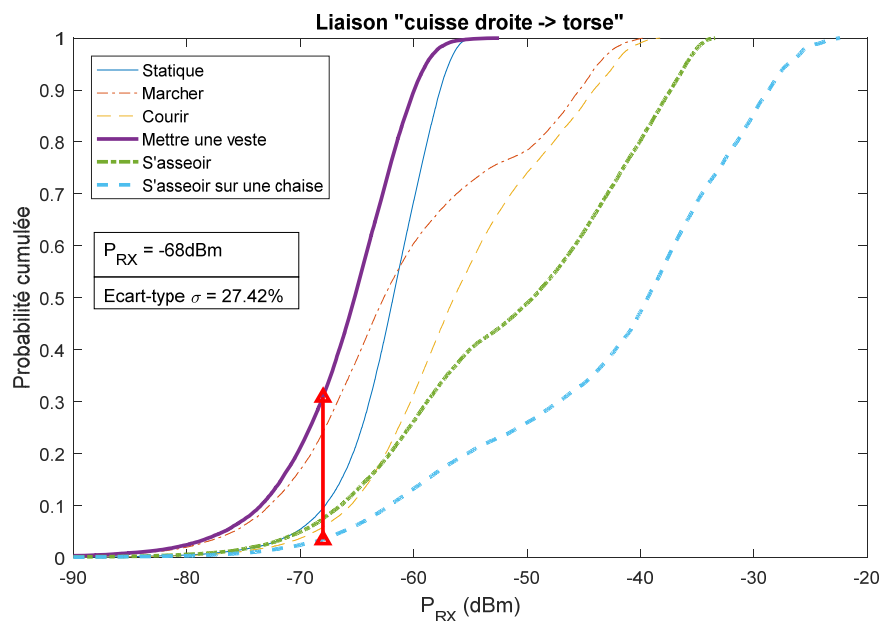
En revanche, certains scénarios détériorent la puissance reçue. Il s'agit des scénarios impliquant les mouvements suivants :

- "Courir sur place" pour la liaison "taille - poignet gauche" ;
- "Mettre une veste" pour la liaison "cuisse droite - torse".

Pour prendre en compte la variabilité de ces mesures, il nous a semblé plus pertinent de les associer à la fonction de répartition permettant d'établir de manière cumulative, la probabilité que le niveau de la puissance reçue soit inférieur à celui indiqué en abscisse. On présente sur la Figure 4.5 deux exemples de fonctions de répartition associées aux liaisons « cheville droite – poignet gauche » (Figure 4.5a) et « cuisse droite – torse » (Figure 4.5b). L'écart type de la probabilité de recevoir une puissance supérieure à la sensibilité du récepteur considéré ($P_{min} = -68 \text{ dBm}$) est également indiquée.



(a)



(b)

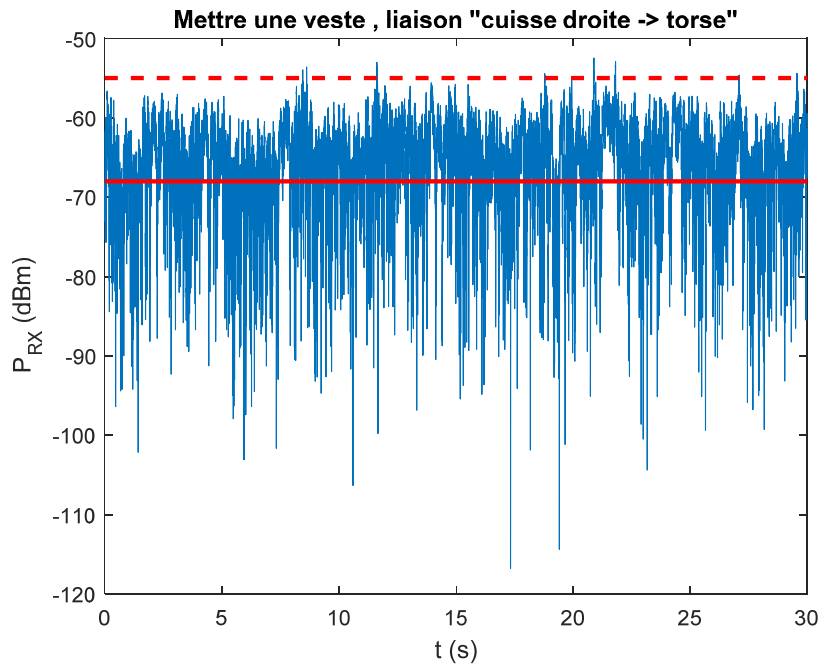
Figure 4.5 Fonction de répartition (distribution cumulative) pour deux liaisons : (a) « cheville droite – poignet gauche »; (b) « cuisse droite – torse ».

4.2 Mesure dynamique de canal on-body à 60 GHz

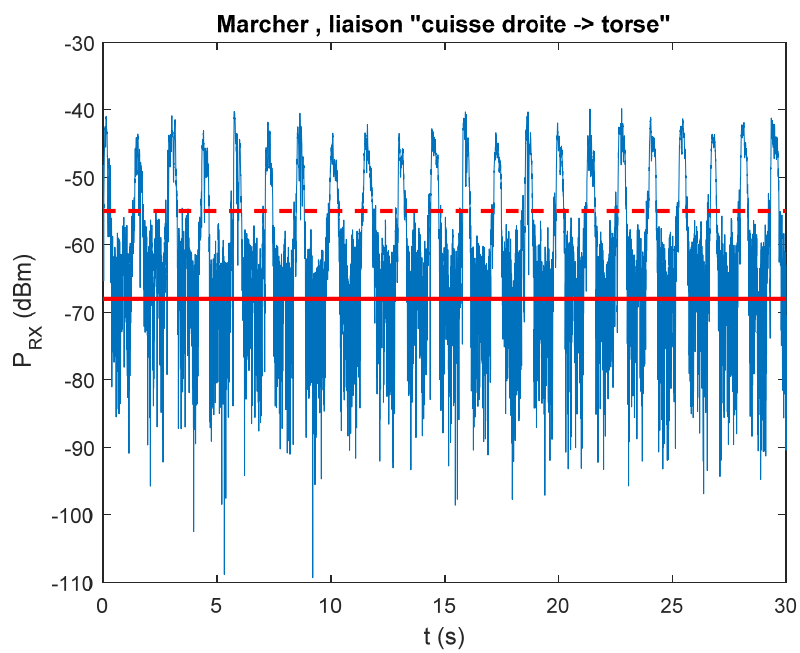
On note sur la Figure 4.5.a, un faible écart type indiquant que ce type de lien radio n'est pas très affecté par les mouvements du corps mais la majorité de la courbe ($P_{RX} < -75$ dBm) se situe dans le bruit. Il apparaît que la probabilité de détecter un signal exploitable ($> P_{min}$) est très faible ($< 10\%$) contrariant la connectivité des nœuds considérés. Ce type de liaison reste donc problématique pour les nœuds éloignés. En revanche, pour la Figure 4.5.b, l'écart type est plus important, s'expliquant par la variation des conditions de propagation (visibilité, distance) entre les deux nœuds (cuisse droite et torse) au cours des mouvements. Mais la probabilité de détecter un signal dont le niveau de puissance est supérieur -68 dBm (P_{min}) est au minimum de 70% . On observe que le scénario dynamique donnant la meilleure probabilité de connexion est le mouvement consistant à s'asseoir sur une chaise, pour lequel la probabilité d'existence d'un lien radio entre les nœuds cuisse droite et torse, est supérieure à 90% . Deux graphes de la puissance en fonction du temps peuvent être visualisés sur la figure 4.6 pour cette liaison pour deux scénarios : « mettre une veste » et « marcher ».

Sur la Figure 4.6, la puissance reçue pour le scénario « marcher » présente plus de variabilité et de périodicité que celle pour le scénario « mettre une veste ». Pour les deux scénarios, la puissance reçue est généralement supérieure au seuil de -68 dBm (marqué par un trait rouge continu). Par contre, si l'on prend un seuil plus élevé de -55 dBm par (marqué par un trait rouge discontinu), aucune liaison n'est établie pour le scénario de la Figure 4.6a alors qu'un fonctionnement bimodal ON-OFF sera obtenu pour le scénario de la Figure 4.6b.

Pour un même seuil de réception (-68 dBm) pour toutes les configurations (liaisons et scénarios), et en conservant la même normalisation de puissance dans les calculs de la puissance reçue (puissance d'émission de 7 dBm), on montre dans le Tableau 4.4 que les antennes cornet SIW permettent d'assurer, à 70% du temps (probabilités mises en gras), la communication entre les nœuds « taille et poignet gauche », « cheville droite et cuisse droite », « cuisse droite et torse ». Rappelons qu'il s'agit de liaisons courtes distances, et que pour couvrir des portées plus importantes, la technique de la communication par multi-sauts reste envisageable à 60 GHz.



(a)



(b)

Figure 4.6 Variation temporelle de la puissance reçue sur la liaison « cuisse droite – torse » pour une puissance d’émission $P_{TX} = 7$ dBm: (a) mettre une veste; (b) marcher.

4.2 Mesure dynamique de canal on-body à 60 GHz

Tableau 4.4 Probabilité en [%] de recevoir une puissance $P_{RX} > -68\text{dBm}$ pour $P_{TX} = 7\text{dBm}$ pour les différentes liaisons et scénarios.

Liaisons / scénario	Statique	Marcher	Courir	Mettre une veste	S'asseoir en l'air	S'asseoir sur une chaise
Torse (centre) – P g	5.31	8.85	24.03	26.73	40.92	61.84
Taille (côté droit) – P g	96.93	78.72	58.86	61.83	72.58	87.39
Cuisse droite – P g	20.56	9.9	13.69	4.7	9.87	13.47
Cheville droite – P g	10.37	6.55	2.89	4.27	5.1	9.52
Torse (côté droit) – Ta g	75.08	90.57	74.67	76.22	72.52	51.9
Cuisse droite – Ta g	6.38	8.53	11.06	15.51	8.54	41.18
Cheville droite – Ta g	2.79	1.75	2.35	2.24	16.75	57.2
Torse (côté droit) - cuisse	90.53	75.84	94.19	69.15	92.58	96.58
Torse (côté droit) - cheville	55.2	62.31	60.02	71.33	65.87	69.29
Torse (centre) – nombril	100	100	99.56	97.93	100	99.51
Cuisse droite- cheville droite	100	82.72	71.99	99.97	78.6	88.97

4.2.5 Conclusion

Nous avons démontré que la mesure de la puissance reçue, dépendant principalement de la distance entre les deux nœuds et du dépointage des antennes, permet, moyennant l'utilisation de la fonction de répartition, d'établir la fiabilité d'une liaison et sa robustesse vis-à-vis des gestes et mouvements considérés. Les écarts type de la puissance reçue restent faibles pour les liaisons à fortes pertes (sans visibilité ou longue distance). Quelques mouvements, comme « courir » pour la liaison « cuisse droite – torse », ont été identifiés comme améliorant la puissance moyenne reçue, tandis que d'autres, comme courir pour la liaison « taille – poignet gauche », la détériorent. Ces données ont servi d'entrée pour un algorithme de routage de données sur le corps humain réalisé dans le cadre du Labex SMART en collaboration avec des chercheurs au Laboratoire d'Informatique de Paris 6 (LIP6) [158].

4.3 Mesure dynamique de canal off-body

Dans le cadre des mesures Off-body, on se propose de tester deux bandes de fréquences, la première à 4 GHz et la seconde à 60 GHz, afin d'en comparer les performances. Cette comparaison permet de mettre en évidence le potentiel des ondes millimétriques par rapport aux fréquences plus basses naturellement candidates pour les BANs. Le choix s'est porté sur la fréquence de 4 GHz car elle appartient à la bande UWB requise pour des applications faible consommation [9]. En nous basant sur les dispositifs d'émission et de réception à l'état de l'art, ainsi que sur les réglementations existantes à 60 GHz, il nous est possible d'estimer la fiabilité d'une communication BAN.

4.3.1 Caractérisation BAN

Pour les mesures BANs Off-body, les antennes de réception sont placées sur les nœuds centraux qui communiquent vers la station de base à proximité du corps. Les emplacements de ces nœuds correspondent, potentiellement, à la position d'une SmartWatch sur le poignet ou à un téléphone mobile. La liaison entre l'antenne d'émission (comme une station de base) distante du sujet et l'antenne de réception portée par le sujet est illustrée sur la Figure 4.7.



Figure 4.7 Mesures entre une antenne cornet SIW attaché sur le téléphone et une antenne guide d'onde distante.

Le coefficient de transmission S_{21} est mesuré entre la station de base émettrice et l'antenne proche du corps. En effectuant un grand nombre de mesures dans différentes configurations, la variabilité du canal est caractérisée statistiquement pour différentes positions d'antennes sur le corps et pour deux polarisations de l'émetteur distant : verticale et horizontale. Les mesures ont été conduites sur deux sujets de test qui sont une jeune femme de 168 cm de taille et de poids égal à 52 kg, et un jeune homme de 182 cm de taille et un poids de 80 kg. Comme pour les mesures on-body, les mesures ont été effectuées dans une salle relativement dégagée.

4.3 Mesure dynamique de canal off-body

Le mouvement considéré dans chaque scénario est un mouvement aléatoire en position debout, incluant des liaisons LOS et NLOS, effectué par les deux sujets de test. On dénombre quatre scénarios répétés pour les deux polarisations de l'antenne d'émission : d'abord verticale puis horizontale, et pour chacune des deux fréquences. La hauteur des antennes de réception sur le corps par rapport à la surface de la peau est notée h et vaut 0 mm quand l'antenne est en contact direct.



Figure 4.8 Antenne à une hauteur h au-dessus du corps en insérant des couches de diélectrique Rohacell IG31 d'épaisseur 1 mm.

Les différents scénarios peuvent être décrits comme suit :

- Scénario 1 : antenne récepteur à une hauteur $h = 0$ mm (séparation antenne – peau) sur le poignet (cf. Figure 4.8) : mouvement aléatoire non spécifique ;
- Scénario 2 : antenne récepteur à une hauteur $h = 5$ mm (séparation antenne – peau) sur le poignet (cf. Figure 4.8) : mouvement aléatoire non spécifique ;
- Scénario 3 : antenne récepteur attachée à un téléphone portable : mouvement aléatoire dont « saisir un message », « passer un appel » ;
- Scénario 4 : antenne récepteur attachée à un téléphone portable placée dans la poche, mouvement aléatoire non spécifique.

4.3.2 Liaisons BAN Off-body à 4 GHz

4.3.2.1 Chaîne et configurations de mesure

À 4 GHz, les antennes TX et RX utilisées sont les antennes UWB Skycross SMT-3TO10M disponibles dans le commerce. A la fréquence de travail, elles sont caractérisées par un gain de 2,2 dBi [159]. Ces antennes sont largement utilisées pour évaluer la performance de propagation BAN [9], [160]–[162] et sont donc intéressantes pour permettre une comparaison avec d'autres systèmes. Les dimensions de l'antenne sont de 13.6 mm x 16 mm x 3 mm, les rendant comparables en encombrement à l'antenne cornet SIW que nous avons conçue pour les mesures à 60 GHz. En référence aux données de spécifications de l'antenne Skycross dans [159], nous avons vérifié que le coefficient de

réflexion (S_{11}) de cette antenne mesuré à 4 GHz est en dessous de -8 dB en espace libre. La mesure montre que ce coefficient de réflexion peut monter jusqu'à -3,5 dB lorsque l'antenne est positionnée sur la peau. Les mesures ont été réalisées en mode continu ou « Continuous Wave » (CW) en utilisant un analyseur de réseau (VNA) Anritsu. La chaîne de transmission est présentée sur la Figure 4.9.

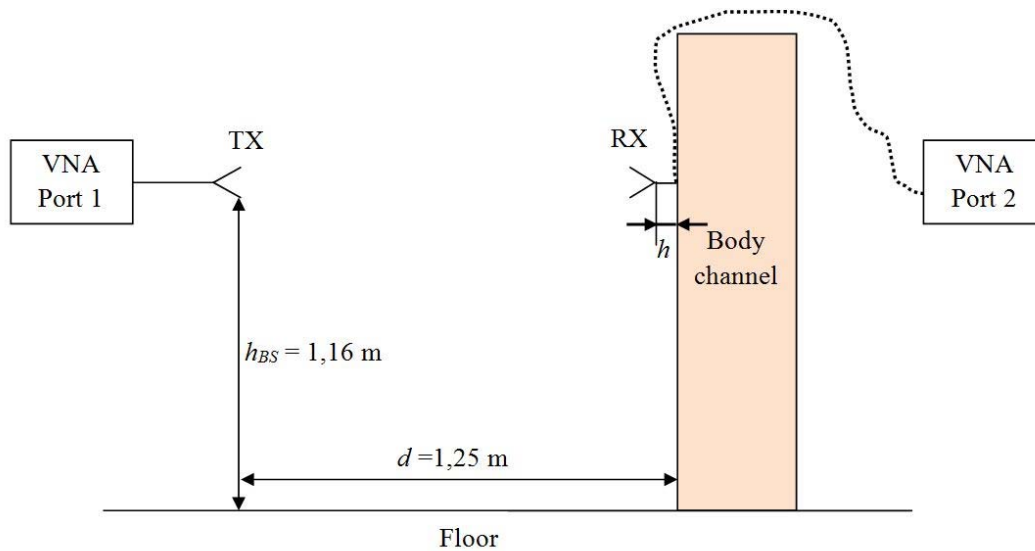


Figure 4.9 Mesure de canal « off-body » à 4 GHz entre deux antennes.

Les mesures ont été effectuées directement entre les deux nœuds sans amplificateur ni autres éléments. La station de base a été placée à une hauteur h_{BS} de 1,16 m par rapport au sol et à une distance d de 1,25 m du sujet de test.

Les conditions de test sont résumées dans le tableau 4.5 ci-dessous :

Tableau 4.5 Paramètres d'émission pour la mesure Off-body à 4 GHz.

Puissance d'émission [dBm]	Pertes câble [dB]	Gain de l'antenne d'émission [dBi]	PIRE [dBm]
9,5	0,7	2.2	11

Le filtre IF (« Intermediate Frequency ») du VNA a été paramétré à 10 Hz permettant de ramener le plancher du bruit à -97 dBm. La calibration a été faite directement entre les deux ports du VNA utilisant le mode full-two ports.

Les deux premiers scénarios sont montrés sur la Figure 4.10 où l'antenne Skycross est montée à deux différentes hauteurs ($h=0$ mm et $h=5$ mm) au-dessus du poignet. La hauteur de

4.3 Mesure dynamique de canal off-body

5 mm est obtenue en rajoutant cinq couches d'une lamelle (1 mm d'épaisseur) du matériau Rohacell IG 31 (cf. section 2.5.2) entre la peau et l'antenne. Ce matériau est de caractéristique diélectrique quasi-identique à celle de l'air ($\epsilon_r=1,05$) et à faible perte ($\tan\delta=0.0034$ à 26,5 GHz). Les autres scénarios considèrent l'antenne fixée sur un téléphone.

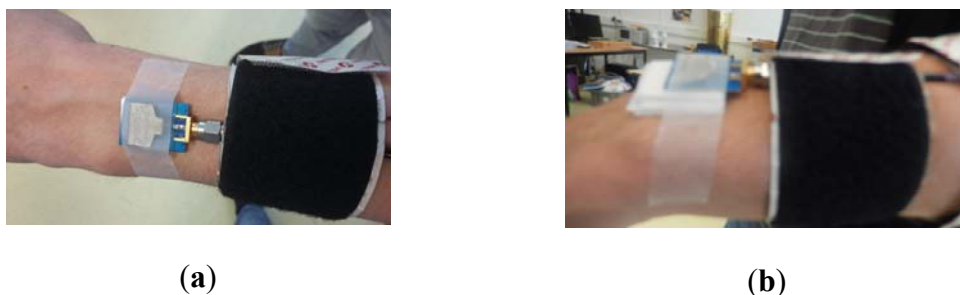


Figure 4.10 Antenne SkyCross sur le poignet gauche (a) $h = 0$ mm, (b) $h = 5$ mm.

Les résultats de mesure sont présentés dans la section qui suit pour les quatre scénarios (cf. section 4.3.1).

4.3.2.2 Résultats expérimentaux

Les valeurs moyennes de la puissance reçue pour chaque scénario et pour chaque polarisation de l'antenne émettrice sont présentées dans le Tableau 4.6.

Tableau 4.6 Valeur moyenne de la puissance reçue pour les liaisons off-body à 4 GHz, PIRE = 11 dBm

Scénario	Puissance reçue – polarisation verticale [dBm]	Puissance reçue – polarisation horizontale [dBm]
Scénario 1 : $h = 0$ mm sur le poignet	-63,2	-72,5
Scénario 2 : $h = 5$ mm sur le poignet	-59,9	-76,3
Scénario 3 : antenne attachée à un téléphone	-60	-74,5
Scénario 4: antenne attachée à un téléphone dans la poche	-61,6	-72,8

La puissance moyenne reçue est comprise entre -77 dBm et -59 dBm. La polarisation verticale présente une meilleure performance avec un écart minimum de 9 dB par rapport à la polarisation horizontale.

4.3.3 Liaisons BAN Off-body à 60 GHz

4.3.3.1 Chaîne et configurations de mesure

L'ensemble du banc de mesure de canal off-body à 60 GHz est présenté sur la Figure 4.11. Un prototype de l'antenne cornet SIW du chapitre 2 a été utilisé comme récepteur (RX) sur le corps humain et un guide d'onde rectangulaire WR15, de 5.7 dBi de gain, situé à 1,25 m de distance (d) et à une hauteur h_{BS} de 1,16 m du plancher comme émetteur (TX). L'antenne d'émission est prise comme référence et joue le rôle de station de base. Elle est montée d'abord en polarisation verticale (V) puis en polarisation horizontale (H). Les mesures ont été réalisées en mode CW en utilisant un VNA Anritsu. Sachant que le bilan de liaison est beaucoup plus faible à 60 GHz qu'à 4 GHz, un amplificateur de 22 dB de gain a été utilisé à l'entrée de l'antenne d'émission. Il compense parfaitement (à 1,5 dB près) l'atténuation en espace libre additionnelle liée à la montée en fréquence¹¹.

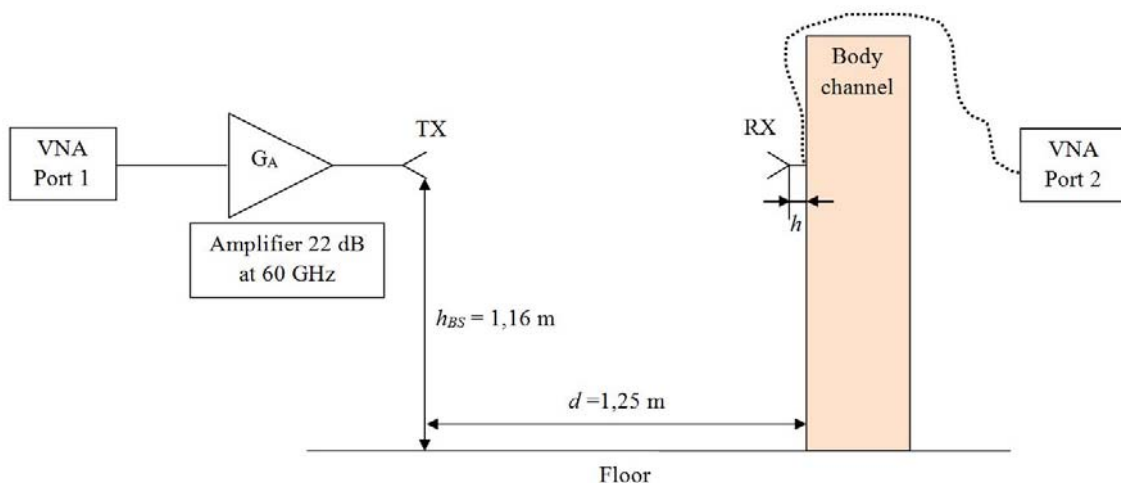


Figure 4.11 Mesure de canal « off-body » à 60 GHz entre un guide d'onde WR15 et l'antenne cornet SIW placé sur le poignet gauche.

On donne ci-après la photographie de l'émetteur complet en guide rectangulaire.



Figure 4.12 Amplificateur et guide d'onde WR15 utilisé comme émetteur pour les mesures BANs Off-body à 60 GHz.

¹¹ En calcul de la différence d'atténuation en espace libre à ces deux fréquences : $20 \log(60/4) = 23,5\text{dB}$

4.3 Mesure dynamique de canal off-body

La puissance d'émission a été fixée à -2 dBm. Avec des pertes câble de 6 dB, la PIRE résultante est de 19,7 dBm. Les différents paramètres d'émission sont rappelés sur le Tableau 4.7.

Tableau 4.7 Paramètres d'émission pour la mesure Off-body à 4 GHz.

Puissance d'émission [dBm]	Perte câble [dB]	Gain de l'antenne d'émission [dBi]	Gain ampli [dB]	PIRE [dBm]
-2	6	5,7	22	19,7

Toujours dans le but de réduire le plancher de bruit et d'assurer une bonne précision de mesure, la bande en fréquence intermédiaire du VNA a été fixée à 10 Hz ramenant le niveau de bruit à -80 dBm.

L'amplificateur de gain 22 dB à 60 GHz du banc de mesure a été utilisé pendant la calibration (cf. Figure 4.13).

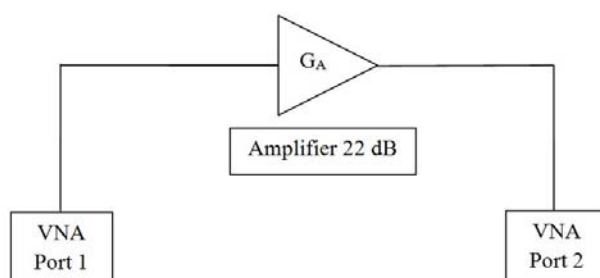


Figure 4.13 Banc de calibration pour les mesures off-body à 60 GHz

Parallèlement à la description des mesures à 4 GHz, nous montrons sur la Figure 4.14 les deux premiers scénarios où l'antenne de réception, cornet SIW, est montée à deux différentes hauteurs ($h=0$ mm et $h=5$ mm) au-dessus du poignet. Le même matériau Rohacell IG 31 (cf. section 2.5.2) est utilisé pour avoir l'espacement antenne-corps.



(a)



(b)

Figure 4.14 Antennes cornet SIW à 60 GHz sur le poignet gauche (a) $h = 0$ mm, (b) $h = 5$ mm.

Les scénarios de mesure à 60 GHz sont identiques à ceux menés à 4 GHz. Chaque série de mesure a été effectuée pendant environ 60 s donnant 500 échantillons donnant les résultats présentés ci-après.

4.3.3.2 Résultats de mesure

Comme à 4 GHz, nous relevons dans le tableau suivant les valeurs moyennes de la puissance reçue pour chaque scénario et pour chacune des deux polarisations linéaires de l'antenne d'émission.

Tableau 4.8 Valeur moyenne de la puissance reçue pour les liaisons off-body à 60 GHz, PIRE = 19,7 dBm

Scénario	Puissance reçue – polarisation verticale [dBm]	Puissance reçue – polarisation horizontale [dBm]
Scénario 1 : h = 0mm sur le poignet	-75,8	-76,7
Scénario 2 : h = 5mm sur le poignet	-76,1	-75,6
Scénario 3 : antenne attachée à un téléphone	-72,9	-77,3
Scénario 4: antenne attachée à un téléphone dans la poche	-73,9	-75,4

Pour toutes les configurations envisagées, la puissance moyenne reçue se situe autour de -75 dBm. La puissance reçue est naturellement beaucoup plus faible à 60 GHz par rapport à celle à 4 GHz même avec une PIRE plus élevée. Peu de différence est observée au niveau des mesures quant à la nature de la polarisation (V ou H).

Dans la section suivante, une comparaison croisée de ces résultats de mesure à 4 GHz et 60 GHz permet de mieux discuter leurs différences. Les résultats seront aussi présentés statistiquement par les fonctions de distribution cumulative de la puissance reçue comme établies, précédemment, pour les liaisons On-body.

4.3.4 Résultats et discussions

Les mesures ont été premièrement normalisées pour la même PIRE égal à 19.7 dBm aux deux fréquences 4 GHz et 60 GHz. On montre la fonction de distribution cumulative (CDF) de la puissance reçue sur la Figure 4.15 pour chaque scénario. Comme attendu, il peut

4.3 Mesure dynamique de canal off-body

être observé que la propagation à 60 GHz souffre d'une plus forte atténuation qu'à 4 GHz de l'ordre de 10 à 30 dB de plus. Cependant, la communication à 60 GHz est plus invariante au changement de la polarisation de l'antenne émetteur (TX) que celle à 4 GHz. De plus, comme l'on peut voir sur la Figure 4.15a, le changement de la hauteur de l'antenne sur le corps h influence davantage la puissance reçue à 4 GHz, que celle obtenue à 60 GHz, incriminant probablement l'antenne. En effet, l'absence de plan de masse dans l'antenne SkyCross utilisée à 4 GHz réduit l'isolation de l'antenne au regard du corps humain et justifie donc la sensibilité des résultats à 4 GHz.

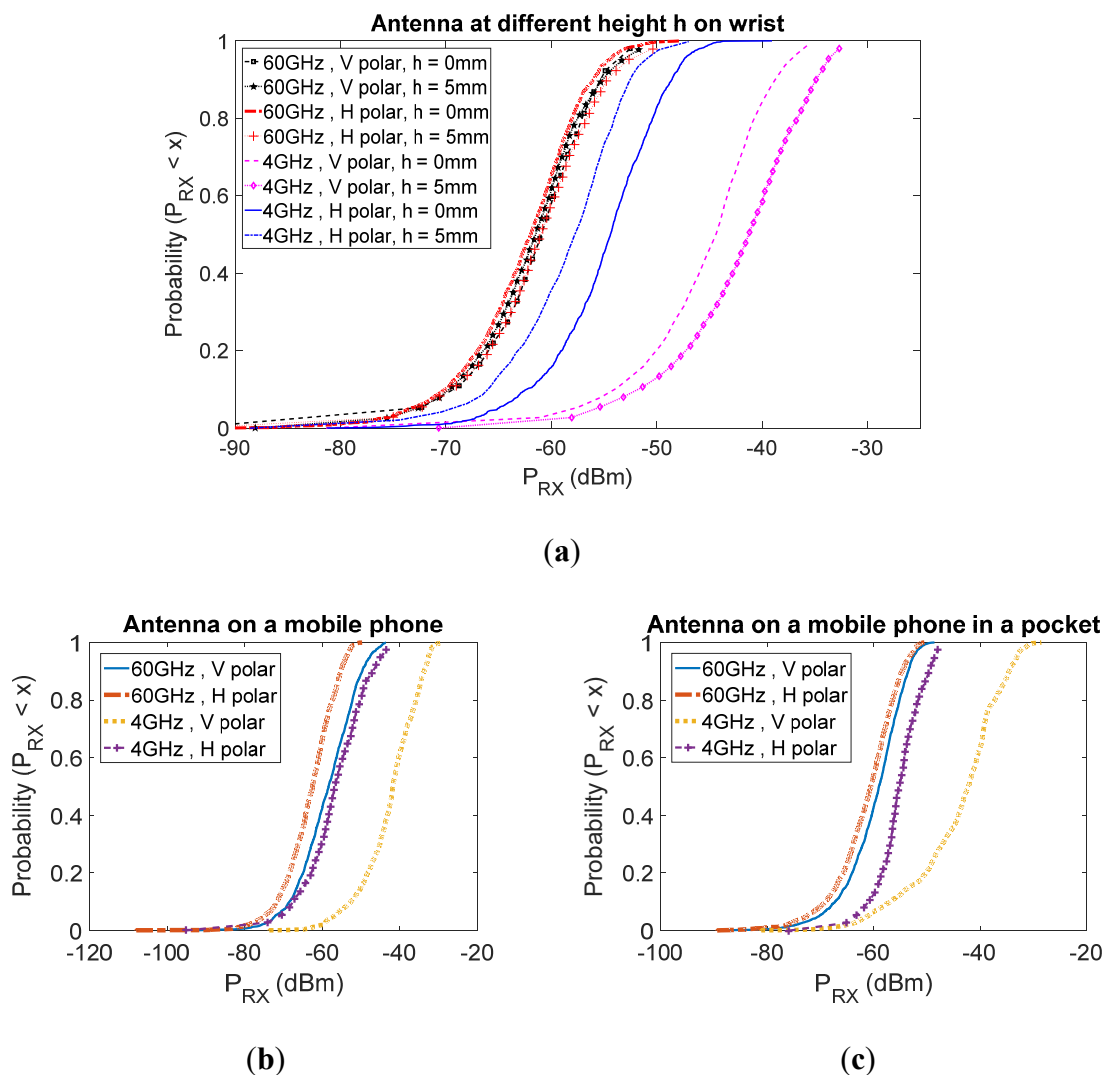


Figure 4.15 Distribution de puissance reçue normalisée pour une émission à un PIRE = 19.7 dBm: **(a)** antenne sur le poignet - $h = 0$ mm et $h = 5$ mm; **(b)** attachée derrière un téléphone mobile; **(c)** attachée derrière un téléphone mobile placée dans une poche.

Ces mêmes résultats de CDF sont maintenant décalés suivant une autre normalisation de puissance de PIRE en accord avec les normes établies à chaque fréquence. Pour la technologie UWB, la PIRE est limitée par -41.3 dBm/MHz, équivalent -14.31 dBm si on considère une bande de 500 MHz comme défini dans le standard IEEE 802.15.6 [37]. À 60 GHz, les normes sur la PIRE sont différentes selon les régions mais une PIRE de 25 dBm est acceptable partout [163]. Pour évaluer la probabilité d'établissement de communication, les sensibilités des récepteurs typiques qui ont été testés avec des communications par Impulsion Radio (IR) sont considérées. Dans [157], le même récepteur que dans la section 4.2.3 est pris comme référence. Ce récepteur fonctionne à 60 GHz en modulation OOK, avec une très faible consommation de puissance de 9 μ W, pouvant atteindre un débit de 350 kbps. La sensibilité d'un tel récepteur est de -67.8 dBm pour un Taux d'Erreur Binaire (TEB) non codé de 10^{-3} . Nous nous référons aux récepteurs décrits dans [164] pour la liaison en bande UWB (3-5 GHz). La sensibilité est de -50 dBm pour un débit de 100 Mb/s (modulation IR ou « Impulsion Radio ») et de -99 dBm pour un débit de 16.7 Mb/s (modulation OOK). Le tableau 4.9 synthétise les données mentionnées ci-dessus.

Tableau 4.9 Caractéristiques des différents récepteurs de référence et PIRE pour le bilan de liaison.

Référence	[157]	[164]	[164]
Bande de fréquence	60 GHz	3 – 5 GHz	3 – 5 GHz
Débit	350 kbps	16.7 Mb/s	100 Mb/s
PIRE	25 dBm	-14.3 dBm	-14.3 dBm
Sensibilité (TEB = 10^{-3})	-67.8 dBm	-99 dBm	-50 dBm

En considérant les PIRE standardisées, la Figure 4.16 montre la distribution de probabilité en CDF de la puissance reçue, c'est-à-dire la probabilité que la puissance reçue soit inférieure au seuil indiqué en abscisse. Les lignes verticales indiquent les seuils de sensibilité des récepteurs. Basé sur les résultats obtenus illustrés sur la figure 4.16, le Tableau 4.10 récapitule pour chacun des scénarios décrits en section 4.3.1 la probabilité d'interruption de liaison (probabilité que la puissance reçue soit inférieure à la sensibilité du récepteur).

4.3 Mesure dynamique de canal off-body

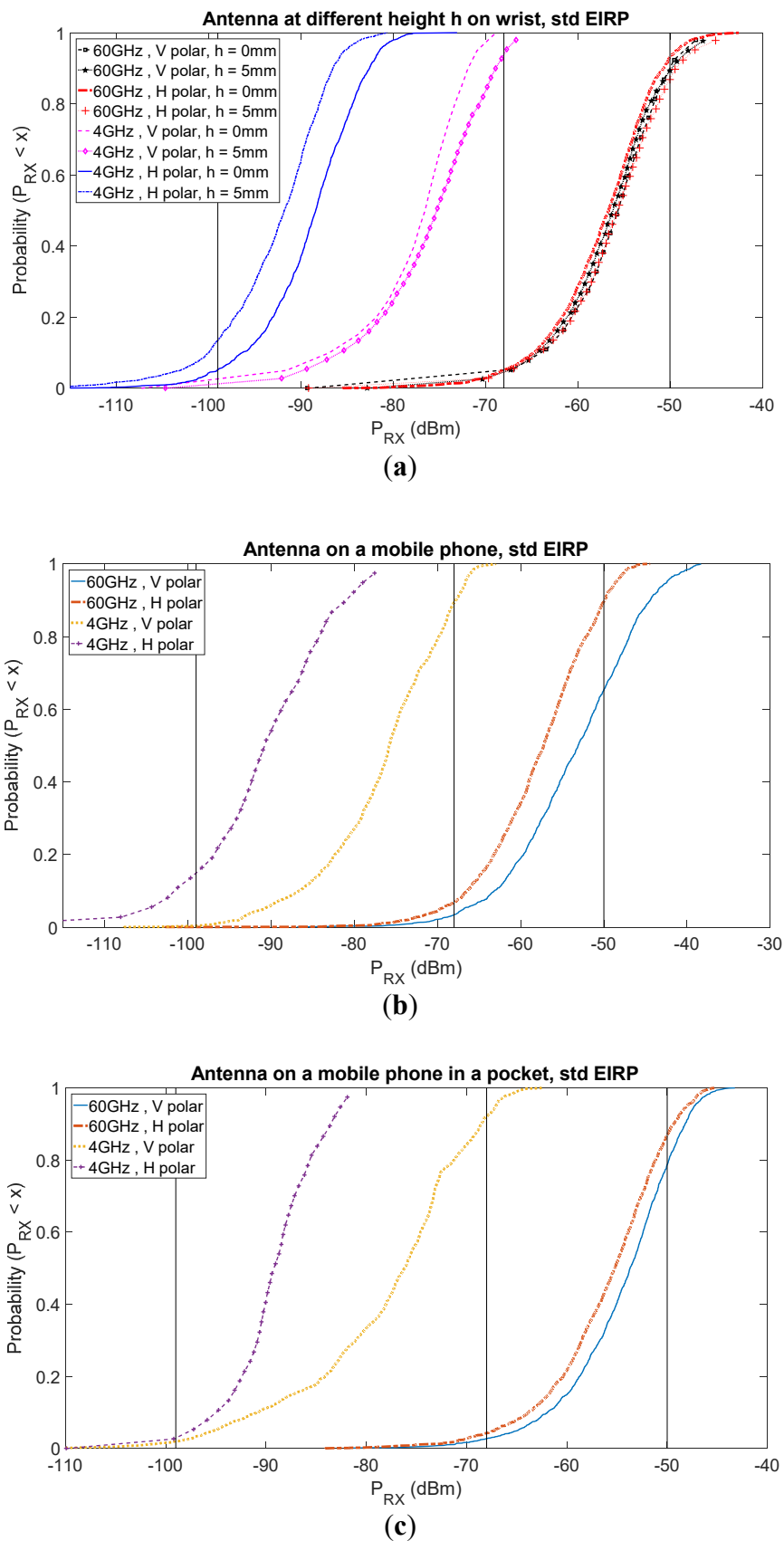


Figure 4.16 Distribution de puissance reçue, PIRE standardisés : -14.31 dBm à 4 GHz et -25 dBm à 60 GHz: (a) antenne sur le poignet - $h = 0\text{mm}$ et $h = 5\text{mm}$; (b) attachée derrière un téléphone mobile; (c) attachée derrière un téléphone mobile placée dans une poche.

Tableau 4.10 Probabilité d'interruption de liaison en respectant les standards de puissance PIRE et les caractéristiques des récepteurs dans [157], [164] pour les quatre scenarios.

Fréquence, débit, PIRE, sensibilité	Scénario 1 (V/H)	Scénario 2 (V/H)	Scénario 3 (V/H)	Scénario 4 (V/H)
60 GHz, 350 kb/s, 25 dBm, -67.8 dBm	4.6% / 5.3%	4.6% / 4.2%	3.6% / 7%	2.8% / 4.3%
4 GHz, 16.7 Mb/s, -14.3 dBm, -99 dBm	1.1% / 0.5%	5.1% / 13.4%	0.4% / 15.2%	2% / 2.9%
4 GHz, 100 Mb/s, -14.3 dBm, -50 dBm	100%	100%	100%	100%

De la Figure 4.16 et du Tableau 4.10, il est clair qu'à 4 GHz, pour les scénarios considérés, un débit de 100 Mb/s ne peut pas être atteint. Cependant, pour le récepteur de sensibilité -99 dBm opérant à un débit de 16.7 Mo/s, la probabilité d'interruption de communication est toujours inférieur à 15 % si la station de base est horizontalement polarisée et inférieur à 5 % pour la polarisation verticale. À 60 GHz, la probabilité de recevoir une puissance inférieure au seuil de -67.8 dBm est de moins de 8 % pour tous les scénarios. Les performances en termes de probabilité de liaisons à 60 GHz surpassent donc celles à 4 GHz. Cela montre la faisabilité de l'utilisation du 60 GHz pour les communications BANs.

4.4 Conclusion

Nous avons dans ce chapitre étudié le canal de communication BAN pour deux types de liaisons on-body à 60 GHz et off-body à 4 GHz et à 60 GHz.

Pour la liaison BAN on-body à 60 GHz, les affaiblissements mesurés sont normalisés en calcul avec une puissance d'émission de 7 dBm pour obtenir la puissance reçue et la sensibilité du récepteur est prise à -68 dBm. Moyennant l'utilisation d'antenne SIW, nous avons montré que la connexion entre nœuds proches est assurée dans 70% des cas quel que soit le mouvement considéré. Les nœuds éloignés restent problématiques. Les mesures ont été faites dans un milieu indoor dégagé supposant que comme la longueur d'onde est faible à 60 GHz, ce milieu est équivalent à une chambre anéchoïque (nous excluons les signaux issus du multitrajet). En perspective, une étude de l'impact du multitrajet sur les performances de communication peut être entreprise dans une chambre réverbérante voire en modifiant le nombre d'absorbants.

4.4 Conclusion

En communication « off-body », différents scénarios de mouvement aléatoire ont été étudiés expérimentalement à 60 GHz et à 4 GHz. Les résultats montrent que pour la même puissance PIRE, la puissance reçue à 60 GHz est de 10 à 30 dB plus faible qu'à 4 GHz. Cependant, en termes de probabilité d'interruption de liaison, le système à 60 GHz offre plus de robustesse que le système à 4 GHz, et ce quel que soit le scénario considéré. On obtient en effet respectivement une probabilité d'interruption de moins de 15% avec une sensibilité de réception de -99 dBm à 4 GHz et moins de 8% avec une sensibilité de réception de -68 dBm à 60 GHz.

CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES

Les objets connectés, opérant sur ou dans le corps humain et formant un réseau BAN, constituent aujourd'hui une réelle avancée pour le suivi médical des malades longue durée ou pour la surveillance à distance des personnes âgées ou vulnérables. Leur extension au domaine des loisirs et divertissements prend également de l'ampleur et inscrit d'emblée ces objets dans la nouvelle norme en émergence, à savoir la 5G.

L'utilisation massive de ces objets connectés et leur densité croissante ne va pas sans poser des problèmes d'interférences électromagnétiques et de consommation énergétique. Ces problèmes sont d'autant plus ardues que l'environnement, accueillant ces objets, est le corps humain qui, d'un point de vue électromagnétique, constitue un milieu complexe nécessitant des modélisations très poussées, et d'un point de vue sociétal, soulève des questions d'ordres éthique et moral. Ce dernier point sera investigué ultérieurement dans le cadre de projets transverses combinant sciences dures et sciences humaines et sociales.

Pour répondre simultanément aux problèmes posés par les interférences électromagnétiques et la consommation énergétique, nous avons proposé, dans ce mémoire, une étude qui privilégie des approches utilisant les technologies millimétriques. Il est clair que cette bande de fréquence, notamment celle située autour de 60GHz, présente naturellement des propriétés intéressantes pour résoudre le problème des interférences, et améliorer la sécurité et la confidentialité des communications. Elle est aussi pertinente pour réduire l'encombrement des dispositifs embarqués ou implantés. En revanche, il est moins évident de penser à cette solution pour réduire la consommation. En réalité la solution millimétrique, en offrant une bande passante très large et donc potentiellement un débit élevé, permet des compressions d'impulsions importantes et ne requiert que des modulations simples (de type OOK), qui sont de nature à réduire la puissance moyenne consommée, contribuant ainsi à une amélioration générale de l'efficacité énergétique des liaisons sans fil sur le corps humain.

Pour valider ces hypothèses de travail et être en mesure d'établir un bilan de liaison réaliste (On-body et Off-body), à même de permettre l'évaluation de l'efficacité énergétique et un dimensionnement juste de la communication dans un réseau BAN, il s'est avéré indispensable de disposer d'abord d'antennes peu encombrantes et adaptées au corps humain, puis de modéliser finement le canal de propagation, composé des antennes d'émission et de réception ainsi que d'une partie du corps humain (poignet-cheville, taille-torse...).

Bien que de nombreuses et multiples études, rapportées dans la littérature, aient traité cette problématique, aucune, à notre connaissance, n'a cherché à découpler, d'un point de vue purement théorique, les effets du canal des effets des antennes. En effet, il apparaît clairement lorsqu'on étudie le gain d'une antenne en présence d'un milieu à pertes, le corps humain en l'occurrence, que celui-ci devient dépendant de la distance, et s'écarte ainsi de la définition du gain communément admise.

Cette difficulté nous a amené à envisager des approches qui s'affranchissent de cette notion de gain absolue, en considérant davantage l'efficacité du rayonnement et la variation de la puissance reçue. Pour cela, un premier travail de normalisation des puissances en jeu a été effectué. Il consiste à relier la puissance à l'entrée de l'antenne d'émission à la distribution du courant sur cette antenne via la connaissance de son impédance d'entrée. Ce travail a fait appel à des notions électromagnétiques connues mettant en œuvre le formalisme des images complexes.

La deuxième étape a permis d'opérer une comparaison systématique entre deux classes d'antennes canoniques (dipôle vertical, ouvertures) pour statuer sur le choix de l'antenne optimale au regard du canal considéré. Là encore le formalisme des images complexes a permis de calculer l'efficacité des antennes ainsi que la puissance reçue. Il apparaît logiquement que l'antenne à ouverture est caractérisée par une meilleure efficacité de rayonnement que le dipôle vertical, et que son efficacité croît avec la surface de l'ouverture. Cette efficacité plafonne toutefois à 60% lorsque l'antenne est positionnée à environ $0,6 \lambda_0$ (longueur d'onde en espace libre) au-dessus du corps.

En plus de ces caractéristiques qui ont été établies en mode statique, une mesure de canal en mode dynamique a été réalisée en différents endroits sur le corps humain. Au préalable cette campagne de mesure a requis la conception, la fabrication et la caractérisation d'antennes SIW fonctionnant à 60GHz. Cette antenne présente la particularité d'être relativement bien adaptée au corps humain puisqu'elle est de faible dimension, planaire et adaptée sur toute la bande entre 57GHz et 64GHz. Son efficacité, en présence du corps humain, varie entre 28% et 59%.

Les résultats de mesure du canal montrent qu'à 60 GHz, les liaisons « on-body » sont possibles dans 70% des cas, considérant une puissance d'émission de -7 dBm et une sensibilité de -68 dBm. Pour les liaisons de plus grande distance (poignet-cheville), ou avec des antennes dépointées, le signal reçu est noyé dans le bruit.

Pour ce qui concerne les liaisons « Off-body », nous avons montré la faisabilité de l'utilisation de la bande autour de 60GHz, qui permet des probabilités d'interruption de liaison plus faibles qu'à une fréquence inférieure prise dans la bande UWB utilisée dans les systèmes à très faible consommation.

En termes de perspective, ce travail s'inscrit dans un effort constant qu'il convient de poursuivre en travaillant d'une part, dans un cadre transverse et pluridisciplinaire, avec les chercheurs dans le domaine des sciences humaines et sociales, et d'autre part en élargissant l'approche théorique, initiée dans ce mémoire, en considérant différentes classes d'antennes. Un travail complémentaire, intégrant les autres couches réseau et les nouvelles normes en gestation dans le cadre de la 5G, est également requis pour être en mesure de chiffrer rigoureusement l'efficacité énergétique d'une liaison BAN, notamment en termes de Joule par bit.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] P. S. Hall, Y. Hao, and S. L. Cotton, "Progress in antennas and propagation for body area networks," in *International Symposium on Signals, Systems and Electronics (ISSSE)*, 2010, pp. 1–7.
- [2] H.-B. Li and K. Y. Yazdandoost, *Wireless Body Area Network*. River Publishers, 2010.
- [3] R. K. Dokania, X. Y. Wang, S. G. Tallur, and A. B. Apsel, "A low power impulse radio design for body-area-networks," *IEEE Trans. Circuits Syst. I Regul. Pap.*, vol. 58, no. 7, pp. 1458–1469, 2011.
- [4] O. Mokrenko, "Energy management of a Wireless Sensor Network at application level," Université Toulouse III Paul Sabatier, 2015.
- [5] N. Zhu, "Simulation and Optimization of Energy Consumption on Wireless Sensor Networks," Ecole Centrale de Lyon, 2013.
- [6] T. E. P. Alves, "Conception d'antennes pour le reseau BAN et modelisation du canal de propagation," Université Paris-Est, 2012.
- [7] C. Leduc, "Réseaux corporels sans fil en ondes millimétriques : antenne, propagation et interaction avec le corps," Université de Rennes 1, 2015.
- [8] S. Mehfuz, S. Urooj, and S. Sinha, "Wireless Body Area Networks : A Review with Intelligent Sensor Network-Based Emerging Technology," in *Information Systems Design and Intelligent Applications*, New Delhi: Springer, 2015, pp. 813–821.
- [9] H. Liu *et al.*, "Performance Assessment of IR-UWB Body Area Network (BAN) based on IEEE 802.15.6 Standard," *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 15, no. 2, pp. 1645–1648, 2016.
- [10] R. D'Errico, R. Rosini, and M. Maman, "A performance evaluation of cooperative schemes for on-body area networks based on measured time-variant channels," in *Communications (ICC), 2011 IEEE International Conference*, 2011, pp. 1–5.
- [11] D. B. Smith and D. Miniutti, "Cooperative Body-Area-Communications : First and Second-Order Statistics with Decode-and-Forward," in *Wireless Communications and Networking Conference (WCNC)*, 2012, pp. 689–693.
- [12] M. Patel and J. Wang, "Applications, challenges, and prospective in emerging body area networking technologies," *IEEE Wirel. Commun.*, vol. 17, no. 1, pp. 80–88, 2010.

- [13] “iSuite operating Rooms,” *Stryker*. [Online]. Available: <http://www.stryker.com.br/arquivos/I-Suite Overview V2.pdf>.
- [14] “Capteur EEG NeuroSky Mindware Mobile,” *Arobose*. [Online]. Available: <http://www.arobose.com/shop/biometrique/1107-neurosky-mindwave-mobile.html>.
- [15] “Cronovo.” [Online]. Available: <http://www.cronovo.com/>.
- [16] “QardioCore,” *Qardio*, 2016. [Online]. Available: <https://www.getqardio.com/qardiocore-wearable-ecg-ekg-monitor-iphone/>.
- [17] G. Wolgast, C. Ehrenborg, A. Israelsson, J. Helander, E. Johansson, and H. Månefjord, “Wireless Body Area Network for Heart Attack Detection [Education Corner],” *IEEE Antennas Propag. Mag.*, vol. 58, no. 5, pp. 84–92, 2016.
- [18] “LG reveals a circular smartwatch, the G Watch R,” *the INQUIRER*, 2014. [Online]. Available: <http://www.theinquirer.net/inquirer/news/2362309/lg-reveals-a-circular-smartwatch-the-g-watch-r>.
- [19] D. Phan, L. Y. Siong, P. N. Pathirana, and A. Seneviratne, “Smartwatch: Performance evaluation for long-term heart rate monitoring,” *2015 Int. Symp. Bioelectron. Bioinforma.*, pp. 144–147, 2015.
- [20] S. L. Cotton, W. G. Scanlon, and B. K. Madahar, “Millimeter-wave soldier-to-soldier communications for covert battlefield operations,” *IEEE Commun. Mag.*, vol. 47, no. 10, pp. 72–81, 2009.
- [21] H. Tannous *et al.*, “Exploring various orientation measurement approaches applied to a serious game system for functional rehabilitation,” in *38th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society (EMBC)*, 2016, pp. 1987–1990.
- [22] H. Tannous *et al.*, “A new multi-sensor fusion scheme to improve the accuracy of knee flexion kinematics for functional rehabilitation movements,” *Sensors (Basel)*, vol. 16, no. 11, p. 1914.17, 2016.
- [23] S. A. Hanna, “Regulations and Standards for Wireless Medical Applications,” in *3rd international symposium on medical information and communication technology*, 2009, pp. 23–26.
- [24] H.-B. Li and K. Hamaguchi, “A prototype BAN for medical and healthcare monitoring based on high band UWB,” *2011 14th Int. Symp. Wirel. Pers. Multimed. Commun.*, pp.

- 1–5, 2011.
- [25] S. Drude, “Requirements and application scenarios for body area networks,” *2007 16th IST Mob. Wirel. Commun. Summit*, 2007.
- [26] D. B. Smith and L. W. Hanlen, “Channel Modeling for Wireless Body Area Networks,” in *Ultra-Low-Power Short-Range Radios*, Springer International Publishing, 2015, pp. 25–55.
- [27] M. R. Yuce, T. N. Dissanayake, and H. C. Keong, “Wideband technology for medical detection and monitoring,” in *Recent Advances in Biomedical Engineering*, InTech, 2009, pp. 335–360.
- [28] Y. Hao, “Antennas and Propagation for Body Centric Wireless Communications in Healthcare.”
- [29] M. Ghamari, B. Janko, R. S. Sherratt, W. Harwin, R. Piechockic, and C. Soltanpur, “A survey on wireless body area networks for ehealthcare systems in residential environments,” *Sensors (Switzerland)*, vol. 16, no. 6, pp. 1–33, 2016.
- [30] P. Gandolfo, D. Radovic, M. Savic, and D. Simic, “IEEE 802.15.4a UWB-IR radio system for telemedicine,” in *IEEE International Conference on Ultra-WideBand (ICUWB2008)*, 2008, vol. 3, pp. 11–14.
- [31] S. Gonzalez-Valenzuela, X. Liang, H. Ao, M. Chen, and V. C. M. Leung, “Body Area Networks,” in *Autonomous Sensor Networks*, no. August 2012, Springer Berlin Heidelberg, 2012, pp. 17–37.
- [32] H. Cao, V. Leung, C. Chow, and H. Chan, “Enabling technologies for wireless body area networks: A survey and outlook,” *IEEE Communications Magazine*, pp. 84–93, 2009.
- [33] V. Shnayder *et al.*, “Sensor networks for medical care,” *Proc. 3rd Int. Conf. Embed. networked Sens. Syst. - SenSys '05*, pp. 314–314, 2005.
- [34] D. B. Smith, D. Miniutti, T. A. Lamahewa, and L. W. Hanlen, “Propagation models for body-area networks: A survey and new outlook,” *IEEE Antennas Propag. Mag.*, vol. 55, no. 5, pp. 97–117, 2013.
- [35] S. L. Cotton, R. D’Errico, and C. Oestges, “A review of radio channel models for body centric communications,” *Radio Sci.*, vol. 49, no. 6, pp. 371–388, 2014.
- [36] J. Schwoerer, “Body Area Network -A Standard for a Very Personal Network...,” in

3rd International Conference on Wireless Mobile Communication and Healthcare (MobiHealth), 2012.

- [37] “IEEE standards Association. IEEE Standard for Local and metropolitan area networks - Part 15 . 6 : Wireless Body Area Networks,” *IEEE Stand. Inf. Technol.*, vol. 802, no. 6, pp. 1–271, 2012.
- [38] A. Pellegrini *et al.*, “Antennas and propagation for body-centric wireless communications at millimeter-wave frequencies: A review,” *IEEE Antennas Propag. Mag.*, vol. 55, no. 4, pp. 262–287, 2013.
- [39] T. Mavridis, “Channel modeling for 60GHz Body Area Networks,” ULB - UPMC, 2016.
- [40] A. Technologies, “Wireless LAN at 60 GHz - IEEE 802 . 11ad Explained, Application Note,” 2013.
- [41] M. N. Anjum and H. Fang, “Coexistence in Millimeter-Wave WBAN : A Game Theoretic Approach,” in *International Conference on Computing, Networking and Communications (ICNC): Cognitive Computing and Networking*, 2017, pp. 571–576.
- [42] C. Loyez, N. Rolland, and M. Bocquet, “A 60 GHz Transceiver for Low Power Ad Hoc Networks,” *2012 IEEE Int. Conf. Green Comput. Commun.*, pp. 671–674, 2012.
- [43] T. Sarrazin, “Conception et réalisation d’antennes reconfigurables à base de MEMS en intégration hétérogène 3D pour systèmes de communication millimétriques,” ISTIC, 2013.
- [44] T. Wu and T. S. Rappaport, “Safe for Generations to Come,” *IEEE Microw. Mag.*, vol. 16, no. 2, pp. 65–84, 2015.
- [45] T. Konno, M. Hanazawa, S. Watanabe, M. Taki, and H. Shirai, “A study of warmth sensation produced by millimeter wave exposure,” in *XXVIIIth General Assembly of International Union of Radio Science K*, 2005, no. 1, pp. 1–4.
- [46] E. R. Riu, P. J.; Foster, K. R.; Blick, D. W.; Adair, “A thermal model for human thresholds of microwave-evoked warmth sensations,” *Bioelectromagnetics*, vol. 18, no. 8, pp. 578–583, 1997.
- [47] H. A. Kues, S. A. D’Anna, R. Osiander, W. R. Green, and J. C. Monahan, “Absence of ocular effects after either single or repeated exposure to 10 mW/cm² from a 60 GHz CW source,” *Bioelectromagnetics*, vol. 20, no. 8, pp. 463–473, 1999.

- [48] S. A. Razavi, P. S. Kildal, L. Xiang, H. Chen, and E. Alfonso, "Design of 60GHz planar array antennas using PCB-based microstrip-ridge gap waveguide and SIW," in *8th European Conference on Antennas and Propagation, EuCAP 2014*, 2014, pp. 1825–1828.
- [49] J. S. Fu, "Preliminary study of 60 GHz air-filled SIW H-plane horn antenna," in *IEEE Electrical Design of Advanced Packaging and Systems Symposium (EDAPS)*, 2011, pp. 1–4.
- [50] N. Caillet *et al.*, "High gain conical horn antenna integrated to a planar substrate for 60 GHz WPAN applications," in *Fourth European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, 2010, pp. 1–5.
- [51] B. Pan, Y. Li, G. E. Ponchak, J. Papapolymerou, and M. M. Tentzeris, "A 60-GHz CPW-fed high-gain and broadband integrated horn antenna," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 57, no. 4, pp. 1050–1056, 2009.
- [52] S. S. Hsu, K. C. Wei, C. Y. Hsu, and H. Ru-Chuang, "A 60-GHz millimeter-wave CPW-fed Yagi antenna fabricated by using 0.18 μ m CMOS technology," *IEEE Electron Device Lett.*, vol. 29, no. 6, pp. 625–627, 2008.
- [53] S. Sugawara, Y. Maita, K. Adachi, K. Mori, and K. Mizuno, "A mm-Wave Tapered Slot Antenna with Improved Radiation Pattern," in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 1997, vol. 2, pp. 959–962.
- [54] N. Chahat, M. Zhadobov, L. Le Coq, and R. Sauleau, "Wearable endfire textile antenna for on-body communications at 60 GHz," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 11, pp. 799–802, 2012.
- [55] A. R. Guraliuc, N. Chahat, C. Leduc, M. Zhadobov, and R. Sauleau, "End-Fire Antenna for BAN at 60 GHz: Impact of Bending, On-Body Performances, and Study of an On to Off-Body Scenario," *Electronics*, vol. 3, no. 2, pp. 221–233, 2014.
- [56] N. Chahat, M. Zhadobov, S. A. Muhammad, L. Le Coq, and R. Sauleau, "60-GHz textile antenna array for body-centric communications," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 61, no. 4, pp. 1816–1824, 2013.
- [57] N. Chahat, C. Leduc, M. Zhadobov, and R. Sauleau, "Antennas and interaction with the body for body-centric wireless communications at millimeter-waves," in *7th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, 2013, pp. 772–775.

- [58] Y. I. Nechayev, X. Wu, C. C. Constantinou, and P. S. Hall, "Effect of Body Motion on Propagation Path Gain At 60 GHz," in *6th European Conference on Antennas and Propagation, (EuCAP)*, 2011, pp. 3397–3401.
- [59] L. Petrillo *et al.*, "Analytical Creeping Wave Model and Measurements for 60 GHz Body Area Networks," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 62, no. 8, pp. 4352–4356, 2014.
- [60] T. Mavridis, L. Petrillo, J. Sarrazin, D. Lautru, A. Benlarbi-Delai, and P. De Doncker, "Theoretical and experimental investigation of a 60-GHz off-body propagation model," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 62, no. 1, pp. 393–402, 2014.
- [61] L. Petrillo, T. Mavridis, J. Sarrazin, A. Benlarbi-Delai, and P. De Doncker, "Statistical on-body measurement results at 60 GHz," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 63, no. 1, pp. 400–403, 2015.
- [62] L. Petrillo, T. Mavridis, J. Sarrazin, A. Benlarbi-Dela, and P. De Doncker, "Indoor Channels Around a Human Subject at 2.4 GHz and 60 GHz," in *Radio Science Meeting (Joint with AP-S Symposium), 2015 USNC-URSI*, 2015, p. 264.
- [63] T. Mavridis, L. Petrillo, J. Sarrazin, A. Benlarbi-Delaï, and P. De Doncker, "Human influence on 60 GHz communication in close-to-user scenario," in *XXXIth General Assembly and Scientific Symposium (URSI GASS) 2014*, 2014, pp. 1–4.
- [64] S. L. Cotton, W. G. Scanlon, and P. S. Hall, "A simulated study of co-channel inter-BAN interference at 2.45 GHz and 60 GHz," in *3rd European Wireless Technology Conference (EuWIT)*, 2010, pp. 61–64.
- [65] X. Y. Wu *et al.*, "Preliminary estimate for observability of 60 GHz wireless body area networks," *2012 IEEE Asia-Pacific Conf. Antennas Propag.*, pp. 110–111, 2012.
- [66] D. Manteuffel, "Towards analytic Path Loss models in On-Body wireless communications," in *International Workshop Antenna Technology: "Small Antennas, Novel EM Structures and Materials, and Applications" (iWAT)*, 2014, p. 296.
- [67] A. Brizzi, A. Pellegrini, and Y. Hao, "Experimental characterization of the propagation on the human torso at W band," in *Radio Science Meeting (Joint with AP-S Symposium), 2013 USNC-URSI*, 2013, p. 39.
- [68] G. Valerio, N. Chahat, M. Zhadobov, and R. Sauleau, "Theoretical and Experimental Characterization of On-Body Propagation at 60 GHz," in *7th European Conference on*

- Antennas and Propagation (EuCAP)*, 2013, no. Eucap, pp. 583–585.
- [69] N. Chahat, G. Valerio, M. Zhadobov, and R. Sauleau, “On-body propagation at 60 GHz,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 61, no. 4, pp. 1876–1888, 2013.
- [70] X. Y. Wu, Y. Nechayev, and P. S. Hall, “Antenna design and channel measurements for on-body communications at 60 GHz,” in *XXXth URSI General Assembly and Scientific Symposium*, 2011, pp. 1–4.
- [71] M. Zhadobov, N. Chahat, R. Sauleau, C. Le Quement, and Y. Le Drean, “Millimeter-wave interactions with the human body: state of knowledge and recent advances,” *Int. J. Microw. Wirel. Technol.*, vol. 3, no. 2, pp. 237–247, 2011.
- [72] T. Wu, T. S. Rappaport, and C. M. Collins, “The Human Body and Millimeter - Wave Wireless Communication Systems : Interactions and Implications,” in *EEE International Conference on Communications (ICC)*, 2015, pp. 2423–2429.
- [73] C. Leduc, M. Zhadobov, N. Chahat, and R. Sauleau, “Interactions corps/antennes à 60 GHz : Impact de la méthode d’alimentation d’antenne,” in *Journées scientifiques URSI*, 2014.
- [74] N. Chahat, M. Zhadobov, L. Le Coq, S. I. Alekseev, and R. Sauleau, “Characterization of the interactions between a 60-GHz antenna and the human body in an off-body scenario,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 60, no. 12, pp. 5958–5965, 2012.
- [75] N. Chahat, M. Zhadobov, and R. Sauleau, “Broadband tissue-equivalent phantom for BAN applications at millimeter waves,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 60, no. 7, pp. 2259–2266, 2012.
- [76] A. R. Guraliuc, M. Zhadobov, O. De Sagazan, and R. Sauleau, “Solid phantom for body-centric propagation measurements at 60 GHz,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 62, no. 6, pp. 1373–1380, 2014.
- [77] N. Chahat, M. Zhadobov, and R. Sauleau, “Skin-equivalent phantom for on-body antenna measurements at 60 GHz,” in *Proceedings of 6th European Conference on Antennas and Propagation, EuCAP 2012*, 2012, pp. 1362–1364.
- [78] N. Rendeviski and D. Cassioli, “UWB and mmWave communication techniques and systems for healthcare,” in *Ultra-Wideband and 60 GHz Communications for Biomedical Applications*, Springer US, 2014, pp. 1–22.
- [79] “glucowise.” [Online]. Available: <http://www.gluco-wise.com>.

- [80] J. Lipsky, “Google Gestures at 60 GHz,” *EETimes*, 2015. [Online]. Available: http://www.eetimes.com/document.asp?doc_id=1326726.
- [81] L. HUANG *et al.*, “Ultra-Low Power Sensor Design for Wireless Body Area Networks-Challenges, Potential Solutions, and Applications,” *Int. J. Digit. Content Technol. its Appl.*, vol. 3, no. 3, pp. 136–148, 2009.
- [82] K. Malleron, A. Gensbittel, and Z. Talleb, Hakeim; Ren, “Etude expérimentale d ’ un transducteur magnétoélectrique pour les besoins de la télé- alimentation de capteurs biomédicaux implantés .,” in *Journées d’Etude sur la TéléSANTé (JETSAN)*, 2017, pp. 3–4.
- [83] G. Yang, H. Talleb, A. Gensbittel, and Z. Ren, “FEM Modeling of a Magnetolectric Transducer for Autonomous Micro Sensors in Medical Application,” *Sens. Imaging*, vol. 16, no. 1, pp. 1–10, 2015.
- [84] X. Li, Y. I. Nechayev, C. C. Constantinou, and P. S. Hall, “Multi-hop Channel Modeling at 60 GHz for On-body Communications,” in *8th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, 2014, pp. 2286–2289.
- [85] Y. Hall, Peter S.; Hao, *Antennas and propagation for body-centric wireless communications*, 2nd ed. Artech House, 2012.
- [86] M. Ghaddar, L. Talbi, T. a Denidni, and A. Sebak, “A Conducting Cylinder for Modeling Human Body,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 55, no. 11, pp. 3099–3103, 2007.
- [87] S. Collonge, G. Zaharia, and G. El Zein, “Influence of the human activity on wide-band characteristics of the 60 GHz indoor radio channel,” *IEEE Trans. Wirel. Commun.*, vol. 3, no. 6, pp. 2396–2406, 2004.
- [88] K. Ali, A. Pellegrini, A. Brizzi, and Y. Hao, “Full Wave and Ray - Based Analysis of a Body- Centric Scenario at V Band,” in *7th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, 2013, pp. 780–783.
- [89] Q. Zhang, J. Sarrazin, M. Casaletti, L. Petrillo, P. De Doncker, and A. Benlarbi-delaï, “On-Body Skin Confined Propagation for Body Area Networks (BAN),” in *11th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, 2017, pp. 693–695.
- [90] G. Valerio, N. Chahat, M. Zhadobov, and R. Sauleau, “Study of propagation along the body at 60 GHz with analytical models and skin-equivalent phantoms,” in *IEEE*

- Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI)*, 2013, pp. 2097–2098.
- [91] T. Alves, B. Poussot, J.-M. Laheurte, H. Terchoune, M.-F. Wong, and V. F. Hanna, “Analytical propagation modelling of BAN channels based on the creeping wave theory,” *Antennas Propag. (EuCAP), 2010 Proc. Fourth Eur. Conf.*, vol. 59, no. 4, pp. 1269–1274, 2010.
- [92] T. Alves, B. Poussot, and J. M. Laheurte, “Analytical propagation modeling of BAN channels based on the creeping-wave theory,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 59, no. 4, pp. 1269–1274, 2011.
- [93] K. A. Norton, “The propagation of radio waves over the surface of the earth and in the upper atmosphere - Part 1 : ground-wave propagation from short antennas,” *Proc. Inst. Radio Eng.*, vol. 24, no. 10, pp. 1367–1387, 1936.
- [94] R. W. P. King and M. F. Brown, “Lateral Electromagnetic Waves Along Plane Boundaries: A Summarizing Approach,” *Proc. IEEE*, vol. 72, no. 5, pp. 595–611, 1984.
- [95] J. R. Wait, *Electromagnetic Waves in Stratified Media*, First edit., vol. 2, no. 7. New York: Pergamon Press, 1996.
- [96] M. Grimm and D. Manteuffel, “Norton surface waves in the scope of body area networks,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 62, no. 5, pp. 2616–2623, 2014.
- [97] M. Kim and J. I. Takada, “Characterization of wireless on-body channel under specific action scenarios at sub-GHz bands,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 60, no. 11, pp. 5364–5372, 2012.
- [98] M. Kim and J. I. Takada, “Statistical model for 4.5-GHz narrowband on-body propagation channel with specific actions,” *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 8, pp. 1250–1254, 2009.
- [99] A. Boulis, D. Smith, D. Miniutti, L. Libman, and Y. Tselishchev, “Challenges in body area networks for healthcare: The MAC,” *IEEE Commun. Mag.*, vol. 50, no. 5, pp. 100–116, 2012.
- [100] V. G. Chaganti, S. Member, D. B. Smith, and L. W. Hanlen, “Second-Order Statistics for Many-Link Body Area Networks,” *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 9, pp. 322–325, 2010.

- [101] S. L. Cotton, G. a Conway, and W. G. Scanlon, “A Time-Domain Approach to the Analysis and Modeling of On-Body Propagation Characteristics Using Synchronized Measurements at 2 . 45 GHz,” *Trans. Antennas Propag.*, vol. 57, no. 4, pp. 943–955, 2009.
- [102] K. I. Ziri-Castro, W. G. Scanlon, and N. E. Evans, “Indoor radio channel characterization and modeling for a 5.2-GHz bodyworn receiver,” *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 3, pp. 219–222, 2004.
- [103] S. L. Cotton and W. G. Scanlon, “Characterization and modeling of the indoor radio channel at 868 MHz for a mobile bodyworn wireless personal area network,” *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 6, pp. 51–55, 2007.
- [104] S. L. Cotton, W. G. Scanlon, and W. G. Cotton, S. L.; Scanlon, “Spatial diversity and correlation for off-body communications in indoor environments at 868MHz,” *IEEE Veh. Technol. Conf.*, pp. 372–376, 2007.
- [105] D. Smith, L. Hanlen, J. Zhang, D. Miniutti, D. Rodda, and B. Gilbert, “Characterization of the dynamic narrowband on-body to off-body area channel,” in *IEEE International Conference on Communications (ICC’09)*, 2009, pp. 1–6.
- [106] L. Petrillo, T. Mavridis, J. Sarrazin, A. Benlarbi-dela, and P. De Doncker, “Wideband Off-Body Measurements and Channel Modeling at 60 GHz,” vol. 1225, no. c, pp. 6–9, 2016.
- [107] M. Mackowiak, C. Oliveira, and L. M. Correia, “Radiation pattern of wearable antennas: A statistical analysis of the influence of the human body,” *Int. J. Wirel. Inf. Networks*, vol. 19, no. 3, pp. 209–218, 2012.
- [108] M. Mackowiak and L. M. Correia, “A statistical model for the influence of body dynamics on the gain pattern of wearable antennas in off-body radio channels,” *Wirel. Pers. Commun.*, vol. 73, no. 3, pp. 381–399, 2013.
- [109] G. A. Conway, S. L. Cotton, and W. G. Scanlon, “An Antennas and Propagation Approach to Improving Physical Layer Performance in Wireless Body Area Networks,” *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 27, no. 1, pp. 27–36, 2009.
- [110] T. Aoyagi, M. Kim, and J. Takada, “Characterization for a Electrically Small Antenna in Proximity to Human Body — Towards Antenna De-embedding in Body Area Network Channel Modeling,” in *7th European Conference on Antennas and*

- Propagation*, 2013, pp. 3421–3422.
- [111] J. Naganawa, J. Takada, T. Aoyagi, and M. Kim, “Antenna Deembedding in WBAN Channel Modeling Using Spherical Wave Functions,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 65, no. 3, pp. 1289–1300, 2017.
- [112] A. R. Guraliuc, M. Zhadobov, G. Valerio, and R. Sauleau, “Enhancement of on-body propagation at 60 GHz using electro textiles,” *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 13, pp. 603–606, 2014.
- [113] S. L. Hall, P S; Hao, Y.; Cotton, “Progress in antennas and propagation for body area networks,” in *International Symposium on Signals, Systems and Electronics (ISSSE)*, 2010, pp. 1–7.
- [114] Y. I. Nechayev *et al.*, “Millimetre-wave path-loss variability between two body-mounted monopole antennas,” *IET Microwaves, Antennas Propag.*, vol. 7, no. 1, pp. 1–7, 2013.
- [115] S. Agneessens, M. Bozzi, R. Moro, and H. Rogier, “Wearable textile antenna in substrate integrated waveguide technology,” *Electron. Lett.*, vol. 48, no. 16, pp. 985–987, 2012.
- [116] H. Giddens, D. L. Paul, G. S. Hilton, and J. P. McGeehan, “Influence of body proximity on the efficiency of a wearable textile patch antenna,” in *6th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, 2012, pp. 1353–1357.
- [117] S. J. Boyes *et al.*, “Measurement and performance of textile antenna efficiency on a human body in a reverberation chamber,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 61, no. 2, pp. 871–881, 2013.
- [118] H. R. Khaleel, H. M. Al-Rizzo, D. G. Rucker, and T. A. Elwi, “Wearable Yagi microstrip antenna for telemedicine applications,” in *IEEE Radio and Wireless Symposium (RWW 2010)*, 2010, pp. 280–283.
- [119] S. Yoshida, S. Kameda, T. Takagi, and K. Tsubouchi, “Radiation Characteristics of a Planar Monopole Antenna Integrated with a 60 GHz Band WPAN Module Using Organic Substrates,” in *4th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, 2010, pp. 1–4.
- [120] H. Y. Tsao, D. H. Yang, J. C. Cheng, J. S. Fu, and W. P. Lin, “W-band SIW H-plane horn antenna development,” in *4th International IEEE High Speed Intelligent*

- Communication Forum (HSIC 2012)*, 2012, pp. 1–3.
- [121] X. Y. Wu, L. Akhoondzadeh-Asl, Z. P. Wang, and P. S. Hall, “Novel Yagi-Uda antennas for on-body communication at 60GHz,” in *IEEE Loughborough Antennas and Propagation Conference (LAPC 2010)*, 2010, pp. 153–156.
- [122] K. Nikolova, “LECTURE 18. Horn Antennas,” *Modern antennas in wireless telecommunications ECE753*. [Online]. Available: <https://www.yumpu.com/en/document/view/12013784/1-lecture-18-horn-antennas-rectangular-horn-antennas->.
- [123] A. Boyer, “Antennes,” in *Support de cours, énoncé de travaux dirigés*, Institut National des Sciences Appliquées (INSA) de Toulouse, 2011, pp. 1–79.
- [124] L. Petrillo, T. Mavridis, J. Sarrazin, D. Lautru, A. Benlarbi-Dela, and P. De Doncker, “Analytical Creeping Waves Model at 60 GHz for Off-Body Communications,” in *7th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, 2013, pp. 570–573.
- [125] L. Petrillo, T. Mavridis, J. Sarrazin, D. Lautru, A. Benlarbi-Dela, and P. De Doncker, “Analytical Creeping Waves Model at 60 GHz for On-Body Communications,” in *7th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, 2013, pp. 570–573.
- [126] S. Razafimahatratra, J. Sarrazin, A. Benlarbi-delaï, and P. De Doncker, “Horn antenna design for BAN millimeter wave on-body communication,” in *IEEE APS*, 2014, p. 204.2.
- [127] S. R. Avenue, “RT/duroid ® 5870 /5880,” *Rogers Corp.*, pp. 100–101, 2016.
- [128] W. Che, K. Deng, D. Wang, and Y. L. Chow, “Analytical equivalence between substrate-integrated waveguide and rectangular waveguide,” *IET Microwaves, Antennas Propag.*, vol. 2, no. 1, pp. 35–41, 2008.
- [129] D. Deslandes and K. Wu, “Integrated microstrip and rectangular waveguide in planar form,” *IEEE Microw. Wirel. Components Lett.*, vol. 11, no. 2, pp. 68–70, 2001.
- [130] H. Kumar, R. Jadhav, and S. Ranade, “A Review on Substrate Integrated Waveguide and its Microstrip Interconnect,” *IOSR J. Electron. Commun. Eng.*, vol. 3, no. 5, pp. 2278–2834.
- [131] D. Deslandes and W. Ke, “Accurate modeling, wave mechanisms, and design considerations of a substrate integrated waveguide,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 54, no. 6, pp. 2516–2526, 2006.

- [132] V. Kumari and S. Srivastava, "Design of H-plane Horn Antenna using Substrate Integrated Waveguide."
- [133] M. Esquiús-Morote, B. Fuchs, J. F. Zürcher, and J. R. Mosig, "A printed transition for matching improvement of SIW horn antennas," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 61, no. 4, pp. 1923–1930, 2013.
- [134] D. Deslandes, "Design equations for tapered microstrip-to-Substrate Integrated Waveguide transitions," in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 2010, pp. 704–707.
- [135] S. Gabriel, R. W. Lau, and C. Gabriel, "The dielectric properties of biological tissues: III. Parametric models for the dielectric spectrum of tissues," *Phys. Med. Biol. Phys. Med. Biol.*, vol. 41, no. 41, pp. 2271–2293, 1996.
- [136] M. Grimm and D. Manteuffel, "On-Body Antenna Parameters," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 63, no. 12, pp. 5812–5821, 2015.
- [137] S. J. Boyes, P. J. Soh, Y. Huang, G. A. E. Vandenbosch, and N. Khiabani, "On-body performance of dual-band textile antennas," *IET Microwaves, Antennas Propag.*, vol. 6, no. 15, pp. 1696–1703, 2012.
- [138] R. W. P. King, G. J. Fikioris, and R. B. Mack, *Cylindrical antennas and arrays*. Cambridge university Press., 2002.
- [139] P. A. Haggall, E. Neufeld, M. C. Gosselin, A. Klingeböck, and N. Kuster, "TIS Database for Thermal and Electromagnetic, Parameters of Biological Tissues," *Version 2.6*, 2015. [Online]. Available: www.itis.ethz.ch/database.
- [140] C. A. Balanis, *Antenna Theory: Analysis and Design*, 3rd ed. John Wiley and Sons, 2005.
- [141] K. A. Norton, "The propagation of radio waves over the surface of the earth and in the upper atmosphere - Part 2 : The propagation from vertical, horizontal, and loop antennas over a plane earth of finite conductivity," *Proc. Inst. Radio Eng.*, vol. 23, no. 9, pp. 1203–1236, 1937.
- [142] A. Sommerfeld, "Propagation of waves in wireless telegraphy," *Ann. Phys.*, vol. 28, no. 3, pp. 665–736, 1909.
- [143] P. R. Bannister, "New formulas that extend Norton's farfield elementary dipole equations to the quasi-nearfield range," *Nav. Underw. Syst. Cent. NEW LONDON CT*,

- no. NUSC-TR-6883, 1984.
- [144] R. W. P. King and S. S. Sandler, “The Electromagnetic Field of a Vertical Electric Dipole over the Earth or Sea,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 42, no. 3, pp. 382–389, 1994.
- [145] J. Sarrazin *et al.*, “Antenna Radiation Efficiency Considerations in Body Area Networks,” in *11th EAI International Conference on Body Area Networks. ICST (Institute for Computer Sciences, Social-Informatics and Telecommunications Engineering)*, 2016, pp. 10–11.
- [146] R. M. Shubair and Y. L. Chow, “A Closed-Form Solution of Vertical Dipole Antennas above a Dielectric Halfspace,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 41, no. 12, pp. 1737–1741, 1993.
- [147] G. Dural and M. I. Aksun, “Closed-Form Green’s Functions for General Sources and Stratified Media,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 43, no. 7, pp. 1545–1552, 1995.
- [148] B. A. Arand, M. Hakkak, K. Forooghi, and J. R. Mohassel, “Analysis of aperture antennas above lossy half-space,” *Prog. Electromagn. Res. PIER*, vol. 44, pp. 39–55, 2004.
- [149] R. T. Compton, “The admittance of aperture antennas radiating into lossy media,” The Ohio State University, 1964.
- [150] H. T. Shelkunoff, S. A.; Friis, *Antennas: Theory and Practice*. New York: Wiley, 1952.
- [151] J. J. Yang, Y. L. Chow, and D. G. Fang, “Discrete complex images of a three-dimensional dipole above and within a lossy ground,” *IEE Proc. H (Microwaves, Antennas Propagation), IET Digit. Libr.*, vol. 138, no. 4, pp. 319–326, 1991.
- [152] A. Banos, *Dipole radiation in the presence of a conducting half-space*. Pergamon, 1966.
- [153] X. Xu and Y. F. Huang, “An efficient analysis of vertical dipole antennas above a lossy half-space,” *Prog. Electromagn. Res. PIER*, vol. 74, pp. 353–377, 2007.
- [154] K. A. Michalskia and A. R. Mosigb, “The Sommerfeld half-space problem revisited : from radio frequencies and Zenneck waves to visible light and Fano modes,” *J. Electromagn. Waves Appl.*, 2015.
- [155] M. Klemm, I. Z. Kovacs, G. F. Pedersen, and G. Tröster, “Comparison of directional

- and omni-directional UWB antennas for Wireless Body Area Network applications,” in *18th International conference on Applied Electromagnetics and Communications (ICECom)*, 2005, pp. 1–4.
- [156] J. I. Naganawa, K. Wangchuk, M. Kim, T. Aoyagi, and J. I. Takada, “Simulation-based scenario-specific channel modeling for WBAN cooperative transmission schemes,” *IEEE J. Biomed. Heal. Informatics*, vol. 19, no. 2, pp. 559–570, 2015.
- [157] T. Wada, M. Ikebe, and E. Sano, “60-GHz , 9- μ W Wake-up Receiver for Short-Range Wireless Communications,” in *IEEE ESSCIRC*, 2013, pp. 383–386.
- [158] Q. Bramas, “Energy-centric wireless sensor networks,” Université Pierre et Marie Curie, 2017.
- [159] Skycross, Inc., “Antenna Products, 3.1–10 GHz ultra-wideband antenna.” [Online]. Available: http://www.uwblab.net/Publications/skycross_antenna.pdf.
- [160] T. Zasowski, G. Meyer, F. Althaus, and A. Wittneben, “UWB signal propagation at the human head,” *Microw. Theory Tech. IEEE Trans.*, vol. 54, no. 4, pp. 1836–1845, 2006.
- [161] Q. Wang, T. Tayamachi, I. Kimura, and J. Wang, “An on-body channel model for UWB body area communications for various postures,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 57, no. 4, pp. 991–998, 2009.
- [162] J. Chen, “UWB Characteristics of RF Propagation for Body Mounted and Implanted Sensors,” Worcester Polytechnic Institute, 2013.
- [163] P. F. M. Smulders, “Impact of regulations on feasible distance between 60 GHz devices,” in *4th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, 2010, pp. 1–4.
- [164] L. Xia *et al.*, “0.15-nJ/b 3–5-GHz IR-UWB System With Spectrum Tunable Transmitter and Merged-Correlator Noncoherent Receiver,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 59, no. 4, pp. 1147–1156, 2011.
- [165] N. Chahat, M. Zhadobov, and R. Sauleau, “Human skin-equivalent phantom for on-body antenna measurements in 60 GHz band,” *Electron. Lett.*, vol. 48, no. 2, pp. 67–68, 2012.
- [166] “Modelling the frequency dependence of the dielectric properties to a 4 dispersions spectrum.” [Online]. Available: <http://niremf.ifac.cnr.it/docs/DIELECTRIC/AppendixC.html#C33>.

Annexe 1. Constante de courant

Il s'agit de démontrer que les deux expressions (4) et (13) de l'impédance d'entrée Z_{in} d'un dipôle dans [146] sont équivalentes et aussi d'identifier le courant d'entrée I_{in} .

- **Expression 1 - équation (4) dans [146]**

La première expression (équation (4) dans [146]) de l'impédance d'entrée d'un dipôle de longueur $2l$ placée au-dessus d'un plan diélectrique sans perte est définie selon la méthode EMF (ElectroMotive Force) :

$$Z_{in} = -\frac{1}{I_{in}^2} \int_h^{2l+h} I(z) E_z(z) dz \quad (A1.1)$$

où le champ électrique E_z peut être calculé à partir de la fonction de Green G_A^{zz} et du courant $I(z')$ distribué le long de la longueur du dipôle :

$$E_z(z) = \frac{1}{j\omega\epsilon_0} \int_h^{2l+h} \left(k_0^2 + \frac{\partial^2}{\partial z^2} \right) G_A^{zz} I(z') dz' \quad (A1.2)$$

$$E_z(z) = \frac{1}{j\omega\epsilon_0} \left(\underbrace{\int_h^{2l+h} k_0^2 G_A^{zz} I(z') dz'}_{\text{terme 1}} + \underbrace{\int_h^{2l+h} \frac{\partial^2 G_A^{zz}}{\partial z^2} I(z') dz'}_{\text{terme 2}} \right) \quad (A1.3)$$

$$I(z') = I_0 \sin k_0 [l - |z' - (l+h)|], \quad h \leq z' \leq 2l+h \quad (A1.4)$$

$$G_A^{zz} = \underbrace{\frac{e^{-jk_0 R_s}}{4\pi R_s}}_{\text{terme source}} - \underbrace{K \frac{e^{-jk_0 R_q}}{4\pi R_q}}_{\text{terme quasi-statique}} + \underbrace{\sum_{i=1}^N a_i \frac{e^{-jk_0 R_i}}{4\pi R_i}}_{\text{terme des images complexes}}, \quad N = 3 \sim 5 \quad (A1.5)$$

$$R_s = [\rho^2 + (z - z')^2]^{1/2} \quad (A1.6)$$

$$R_q = [\rho^2 + (z + z')^2]^{1/2} \quad (A1.7)$$

$$R_i = [\rho^2 + (z + z' - jb_i)^2]^{1/2} \quad (A1.8)$$

- **Expression 2 - équation (13) dans [146]**

La deuxième expression est obtenue en appliquant la méthode des images complexes :

$$Z_{in} = Z_s - K Z_q + \sum_{i=1}^N a_i Z_i \quad (A1.9)$$

où

$$Z_{s,q,i} = -j\eta_0 \int_h^{2l+h} \left(2\cos k_0 l \frac{e^{-jk_0 R_0}}{4\pi R_0} - \frac{e^{-jk_0 R_1}}{4\pi R_1} - \frac{e^{-jk_0 R_2}}{4\pi R_2} \right) \text{sinc} k_0 [l - |z - (l+h)|] dz \quad (\text{A1.10})$$

Pour établir l'équivalence entre (A1.1) et (A1.9), l'intégrale du terme source est d'abord calculée. Par la suite, la même résolution est applicable pour le terme quasi-statique et celui des images complexes puisque les termes sont des combinaisons linéaires de la même forme de fonction.

La fonction de Green liée au terme source est donnée par :

$$G_{As}^{zz} = \frac{e^{-jk_0 R_s}}{4\pi R_s} \quad (\text{A1.11})$$

Comme la dérivée de la distance source vérifie les relations suivantes :

$$\frac{\partial R_s}{\partial z'} = \frac{1}{2} (-2(z-z')) [\rho^2 + (z-z')^2]^{-1/2} \quad (\text{A1.12})$$

$$\frac{\partial R_s}{\partial z'} = \frac{-(z-z')}{R_s} = -\frac{\partial R_s}{\partial z} \quad (\text{A1.13})$$

Nous avons pour la fonction de Green :

$$\frac{\partial G_{As}^{zz}}{\partial z} = -\frac{\partial G_{As}^{zz}}{\partial z'} \quad (\text{A1.14})$$

$$\frac{\partial^2 G_{As}^{zz}}{\partial z^2} = \frac{\partial^2 G_{As}^{zz}}{\partial z'^2} \quad (\text{A1.15})$$

et le champ électrique suivant z de la terme source devient :

$$E_{zs}(z) = \frac{1}{j\omega\epsilon_0} \left(\underbrace{\int_h^{2l+h} k_0^2 G_{As}^{zz} I(z') dz'}_{\text{terme 1}} + \underbrace{\int_h^{2l+h} \frac{\partial^2 G_{As}^{zz}}{\partial z^2} I(z') dz'}_{\text{terme 2}} \right) \quad (\text{A1.16})$$

Le terme 1 dans (A1.16) n'a pas besoin de simplification. Pour simplifier le terme 2, nous intégrons par partie. La première intégration par partie du terme donne :

$$\int_h^{2l+h} \underbrace{\frac{\partial^2 G_{As}^{zz}}{\partial z'^2}}_{u'} \underbrace{I(z')}_v dz' = \left(\underbrace{\frac{\partial G_{As}^{zz}}{\partial z'}}_u \underbrace{I(z')}_v \right) \Big|_h^{2l+h} - \int_h^{2l+h} \underbrace{\frac{\partial G_{As}^{zz}}{\partial z'}}_u \underbrace{\frac{\partial I(z')}{\partial z'}}_{v'} dz' \quad (\text{A1.17})$$

et en intégrant par partie une deuxième fois, nous avons :

$$uv' = \int_h^{2l+h} \underbrace{\frac{\partial G_{AS}^{ZZ}}{\partial z'}}_{s'} \underbrace{\frac{\partial I(z')}{\partial z'}}_t dz' = \left(\underbrace{G_{AS}^{ZZ}}_s \underbrace{\frac{\partial I(z')}{\partial z'}}_t \right) \Big|_h^{2l+h} - \int_h^{2l+h} \underbrace{G_{AS}^{ZZ}}_s \underbrace{\frac{\partial^2 I(z')}{\partial z'^2}}_{t'} dz' \quad (\text{A1.18})$$

$$t' = \frac{\partial^2 I}{\partial z'^2} = \frac{\partial^2 (I_0 \text{sink}_0[l - |z' - (l+h)|])}{\partial z'^2} = -k_0^2 I_0 \text{sink}_0[l - |z' - (l+h)|] \quad (\text{A1.19})$$

$$= -k_0^2 I(z')$$

$$uv' = \left(\underbrace{G_{AS}^{ZZ}}_s \underbrace{\frac{\partial I(z')}{\partial z'}}_t \right) \Big|_h^{2l+h} + \int_h^{2l+h} \underbrace{G_{AS}^{ZZ}}_s \underbrace{k_0^2 I(z')}_{-t'} dz' \quad (\text{A1.20})$$

$$\int_h^{2l+h} \underbrace{\frac{\partial^2 G_{AS}^{ZZ}}{\partial z'^2}}_{u'} \underbrace{I(z')}_v dz' \quad (\text{A1.21})$$

$$= \left(\underbrace{\frac{\partial G_{AS}^{ZZ}}{\partial z'}}_u \underbrace{I(z')}_v \right) \Big|_h^{2l+h} - \left(\underbrace{G_{AS}^{ZZ}}_s \underbrace{\frac{\partial I(z')}{\partial z'}}_t \right) \Big|_h^{2l+h} - \int_h^{2l+h} \underbrace{G_{AS}^{ZZ}}_s \underbrace{k_0^2 I(z')}_{-t'} dz'$$

L'expression du terme source du champ électrique E_{zs} obtenu en remplaçant le terme 2 par (A1.21) dans (A1.16) est la suivante :

$$E_{zs}(z) = \frac{1}{j\omega\epsilon_0} \left(\underbrace{\int_h^{2l+h} k_0^2 G_{AS}^{ZZ} I(z') dz'}_{\text{terme 1}} + \underbrace{\left(\underbrace{\frac{\partial G_{AS}^{ZZ}}{\partial z'}}_u \underbrace{I(z')}_v \right) \Big|_h^{2l+h} - \left(\underbrace{G_{AS}^{ZZ}}_s \underbrace{\frac{\partial I(z')}{\partial z'}}_t \right) \Big|_h^{2l+h} - \int_h^{2l+h} \underbrace{G_{AS}^{ZZ}}_s \underbrace{k_0^2 I(z')}_{-t'} dz'}_{\text{terme 2}} \right) \quad (\text{A1.22})$$

$$E_{zs}(z) = \frac{1}{j\omega\epsilon_0} \left(\underbrace{\left(\frac{\partial G_{AS}^{ZZ}}{\partial z'} I(z') \right) \Big|_h^{2l+h}}_{=0} - \left(G_{AS}^{ZZ} \frac{\partial I(z')}{\partial z'} \right) \Big|_h^{2l+h} \right) \quad (\text{A1.23})$$

Le premier terme dans (A1.23) s'annule puisque le courant est nul sur les deux extrémités du dipôle :

$$I(2l+h) = I_0 \text{sink}_0[l - |(2l+h) - (l+h)|] = 0$$

$$I(h) = I_0 \text{sink}_0[l - |h - (l+h)|] = 0$$

On obtient donc pour le champ :

$$E_{zs}(z) = \frac{-1}{j\omega\epsilon_0} \left(G_{As}^{zz} \frac{\partial I(z')}{\partial z'} \right) \Big|_h^{2l+h} \quad (\text{A1.24})$$

$$E_{zs}(z) = \frac{-1}{j\omega\epsilon_0} \left(G_{As}^{zz} \frac{\partial I(z')}{\partial z'} \right) \Big|_h^{2l+h} = \frac{-1}{j\omega\epsilon_0} \left[\left(G_{As}^{zz} \frac{\partial I(z')}{\partial z'} \right) \Big|_h^{l+h} + \left(G_{As}^{zz} \frac{\partial I(z')}{\partial z'} \right) \Big|_{l+h}^{2l+h} \right] \quad (\text{A1.25})$$

Selon la hauteur de l'élément du dipôle source suivant z' :

- $h \leq z' \leq l + h$ (la moitié en dessous de son centre de phase) :

$$\frac{\partial I(z')}{\partial z'} = \frac{\partial}{\partial z'} \left[I_0 \sin(k_0(l + z' - (l + h))) \right] = I_0 k_0 \cos(k_0(z' - h)) \quad (\text{A1.26})$$

$$\left(G_{As}^{zz} \frac{\partial I(z')}{\partial z'} \right) \Big|_h^{l+h} = I_0 k_0 G_{As}^{zz}(l + h) \cos(k_0 l) - I_0 k_0 G_{As}^{zz}(h) \quad (\text{A1.27})$$

- $l + h \leq z' \leq 2l + h$ (la moitié en dessus de son centre de phase)

$$\frac{\partial I(z')}{\partial z'} = \frac{\partial}{\partial z'} \left[I_0 \sin(k_0(l - z' + (l + h))) \right] = -I_0 k_0 \cos(k_0(2l - z' + h)) \quad (\text{A1.28})$$

$$\left(G_{As}^{zz} \frac{\partial I(z')}{\partial z'} \right) \Big|_{l+h}^{2l+h} = -I_0 k_0 G_{As}^{zz}(2l + h) + I_0 k_0 G_{As}^{zz}(l + h) \cos(k_0 l) \quad (\text{A1.29})$$

Le champ électrique résultant ainsi que la fonction de Green sont donnés par :

$$E_{zs}(z) = \frac{-I_0 k_0}{j\omega\epsilon_0} \left[(2\cos(k_0 l) G_{As}^{zz}(l + h)) - G_{As}^{zz}(h) - G_{As}^{zz}(2l + h) \right] \quad (\text{A1.30})$$

$$G_{As}^{zz}(l + h) = \frac{e^{-jk_0[\rho^2 + (z - (l+h))^2]^{\frac{1}{2}}}}{4\pi[\rho^2 + (z - (l+h))^2]^{\frac{1}{2}}} = \frac{e^{-jk_0 R_0}}{4\pi R_0} \quad (\text{A1.31})$$

$$\text{où } R_0 = [\rho^2 + (z - z_0)^2]^{\frac{1}{2}} \text{ et } z_0 = l + h$$

De la même manière, pour les hauteurs de source aux extrémités du dipôle :

$$G_{As}^{zz}(h) = \frac{e^{-jk_0 R_1}}{4\pi R_1} \quad (\text{A1.32})$$

où $R_1 = [\rho^2 + (z - z_1)^2]^{\frac{1}{2}}$ et $z_1 = h$

$$G_{AS}^{zz}(2l + h) = \frac{e^{-jk_0 R_2}}{4\pi R_2} \quad (\text{A1.33})$$

où $R_2 = [\rho^2 + (z - z_2)^2]^{\frac{1}{2}}$ et $z_2 = 2l + h$

En remplaçant les fonctions de Green dans (A1.30) par (A1.31) – (A1.33), l'expression du champ électrique suivant z devient :

$$E_{zs}(z) = \frac{-I_0 k_0}{j\omega\epsilon_0} \left[\left(2\cos(k_0 l) \frac{e^{-jk_0 R_0}}{4\pi R_0} \right) - \frac{e^{-jk_0 R_1}}{4\pi R_1} - \frac{e^{-jk_0 R_1}}{4\pi R_1} \right] \quad (\text{A1.34})$$

En substituant E_{zs} dans l'expression du terme source de l'impédance Z_s (A1.10) et en tenant compte d'une distribution de courant sinusoïdale (A1.4), l'expression de l'impédance devient :

$$Z_s = \left(\frac{I_0^2 k_0}{j\omega\epsilon_0 I_{in}^2} \right) \int_h^{2l+h} \left[\left(2\cos(k_0 l) \frac{e^{-jk_0 R_0}}{4\pi R_0} \right) - \frac{e^{-jk_0 R_1}}{4\pi R_1} - \frac{e^{-jk_0 R_1}}{4\pi R_1} \right] \text{sinc}_0[l - |z - (l + h)|] dz \quad (\text{A1.35})$$

Selon l'équation (14) dans [146] :

$$Z_s = -j\eta_0 \int_h^{2l+h} \left[\left(2\cos(k_0 l) \frac{e^{-jk_0 R_0}}{4\pi R_0} \right) - \frac{e^{-jk_0 R_1}}{4\pi R_1} - \frac{e^{-jk_0 R_1}}{4\pi R_1} \right] \text{sinc}_0[l - |z - (l + h)|] dz \quad (\text{A1.36})$$

Par identification entre (A1.35) et (A1.36), nous avons :

$$\left(\frac{I_0^2 k_0}{j\omega\epsilon_0 I_{in}^2} \right) = -j\eta_0 \quad (\text{A1.37})$$

Sachant que :

$$k_0 = \frac{2\pi}{\lambda} = \frac{\omega}{c} = \omega\sqrt{\mu_0\epsilon_0} \quad (\text{A1.38})$$

$$\eta_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} \quad (\text{A1.39})$$

nous pouvons démontrer que le courant I_{in} est égal au courant maximum I_0 au centre du dipôle :

$$I_{in}^2 = I_0^2 \quad (A1.40)$$

Il suffit de réappliquer la même procédure au terme quasi-statique et au terme des images complexes pour obtenir l'expression totale de l'impédance d'entrée du dipôle Z_{in} . Comme la fonction de Green est donnée par (A1.5), nous retrouvons bien les mêmes expressions que dans (A1.9)-(A1.10).

$$Z_{in} = Z_s - KZ_q + \sum_{i=1}^N a_i Z_i \quad (A1.41)$$

$$Z_{s,q,i} = -j\eta_0 \int_h^{2l+h} \left(2\cos k_0 l \frac{e^{-jk_0 R_0}}{4\pi R_0} - \frac{e^{-jk_0 R_1}}{4\pi R_1} - \frac{e^{-jk_0 R_2}}{4\pi R_2} \right) \text{sink}_0[l - |z - (l+h)|] dz \quad (A1.42)$$

$$R_0 = [a^2 + (z - z_0)^2]^{1/2}, R_1 = [a^2 + (z - z_1)^2]^{1/2}, R_2 = [a^2 + (z - z_2)^2]^{1/2} \quad (A1.43)$$

$$z_0 = \begin{cases} l+h & \text{pour } Z_s \\ -(l+h) & \text{pour } Z_q \\ jb_i - (l+h) & \text{pour } Z_i \end{cases} \quad (A1.44)$$

$$z_1 = \begin{cases} h & \text{pour } Z_s \\ -h & \text{pour } Z_q \\ jb_i - h & \text{pour } Z_i \end{cases} \quad (A1.45)$$

$$z_2 = \begin{cases} 2l+h & \text{pour } Z_s \\ -(2l+h) & \text{pour } Z_q \\ jb_i - (2l+h) & \text{pour } Z_i \end{cases} \quad (A1.46)$$

Annexe 2. Simplification du terme vecteur dans l'expression de l'admittance d'une ouverture rectangulaire

Le terme scalaire du champ H est donné par l'équation (3.50) peut être écrite isolement comme suit :

$$H_V = -\frac{1}{j\omega\mu_0} \nabla \iint_{S'} \nabla' G_q(\mathbf{r}|\mathbf{r}') \mathbf{M}(\mathbf{r}') d\mathbf{S}' \quad (\text{A2.1})$$

En intégrant par partie, on obtient :

$$H_V = -\frac{1}{j\omega\mu_0} \nabla \left\{ \underbrace{\int_{dl} G_q(\mathbf{r}|\mathbf{r}') \mathbf{M}(\mathbf{r}') d\hat{\mathbf{n}}}_{=0} - \iint_{S'} G_q(\mathbf{r}|\mathbf{r}') \nabla' \mathbf{M}(\mathbf{r}') d\mathbf{S}' \right\} \quad (\text{A2.2})$$

$d\hat{\mathbf{n}}$ étant le vecteur normal élémentaire normal à la surface de l'ouverture, dl le contour de l'ouverture. Le courant magnétique $\mathbf{M}(\mathbf{r}')$ possède un composant non-nul suivant l'axe Oy mais son composant est nul le long du contour :

$$\mathbf{M}(\mathbf{r}') = M_0 \cos\left(\frac{\pi y'}{w_{ap}}\right) \cdot \hat{\mathbf{y}} \quad (\text{A2.3})$$

$$\mathbf{H}_V = \frac{1}{j\omega\mu_0} \nabla \iint_{S'} G_q(\mathbf{r}|\mathbf{r}') M_0 \left(\frac{\pi}{w_{ap}}\right) \left(-\sin\left(\frac{\pi y'}{w_{ap}}\right)\right) d\mathbf{S}' \quad (\text{A2.4})$$

D'où l'expression du terme scalaire de l'admittance,

$$Y_{in}^V = \frac{1}{j\omega\mu_0 2|V_{in}|^2} \iint_S \left\{ \nabla \iint_{S'} G_q(\mathbf{r}|\mathbf{r}') M_0 \left(\frac{\pi}{w_{ap}}\right) \sin\left(\frac{\pi y'}{w_{ap}}\right) d\mathbf{S}' \right\} \mathbf{M}^*(\mathbf{r}) d\mathbf{S} \quad (\text{A2.5})$$

En intégrant par partie une deuxième fois, on obtient :

$$Y_{in}^V = -\frac{1}{j\omega\mu_0 2|V_{in}|^2} \left\{ \int_{dl} \left[\iint_{S'} G_q(\mathbf{r}|\mathbf{r}') M_0 \left(\frac{\pi}{w_{ap}}\right) \left(-\sin\left(\frac{\pi y'}{w_{ap}}\right)\right) d\mathbf{S}' \right] \underbrace{M_0 \cos\left(\frac{\pi y}{w_{ap}}\right) \hat{\mathbf{y}} \cdot d\hat{\mathbf{n}}}_{=0} - \iint_S \left\{ \iint_{S'} G_q(\mathbf{r}|\mathbf{r}') M_0 \left(\frac{\pi}{w_{ap}}\right) \left(-\sin\left(\frac{\pi y'}{w_{ap}}\right)\right) d\mathbf{S}' \right\} \nabla \left(M_0 \cos\left(\frac{\pi y}{w_{ap}}\right) \right) d\mathbf{S} \right\} \quad (\text{A2.6})$$

$$Y_{in}^V = \frac{M_0^2 \left(\frac{\pi}{w_{ap}}\right)^2}{j\omega\mu_0 2|V_{in}|^2} \iint_S \iint_{S'} G_q(\mathbf{r}|\mathbf{r}') \sin\left(\frac{\pi y'}{w_{ap}}\right) \sin\left(\frac{\pi y}{w_{ap}}\right) d\mathbf{S}' d\mathbf{S} \quad (\text{A2.7})$$

Annexe 3. Impédance d'une ouverture sur un diélectrique multicouche

Pour prendre en compte la structure multicouche du corps, les fonctions des images complexes dans (3.59) et (3.60) sont redéfinies. Les fonctions de Green, G_A^{xx} et G_q , restent les mêmes que dans (3.57) et (3.58). K est l'amplitude de l'image quasi-statique définie par (3.19).

Les fonctions spectrales \tilde{f}_i pour une structure multicouche deviennent :

$$\tilde{f}_1(k_{z0}) = -\Gamma_{TM} + K \quad (A3.1)$$

$$\Gamma_{TM} = \frac{Z_{skin_top} - Z_{0_air}}{Z_{skin_top} + Z_{0_air}} \quad (A3.2)$$

$$\tilde{f}_2(k_{z0}) = \left(\frac{\varepsilon_{r_skin} - 1}{\varepsilon_{skin}} \right) \frac{Z_{0_air} (Z_{skin_top} \varepsilon_{r_skin} - Z_{0_air})}{(Z_{skin_top} \varepsilon_{r_skin} + Z_{0_air}) (Z_{skin_top} + Z_{0_air})} - \left(\frac{1}{\varepsilon_{skin}} \right) \frac{(Z_{skin_top} \varepsilon_{r_skin} - Z_{0_air})}{(Z_{skin_top} + Z_{0_air})} \quad (A3.3)$$

où Z_{0_air} est l'impédance de l'air et Z_{skin_top} l'impédance à la surface de la peau en contact avec l'air.

$$Z_{0_air} = \frac{k_{z_air}}{\omega \varepsilon_0} \quad (A3.4)$$

$$Z_{skin_top} = Z_{0_skin} \frac{Z_{fat_top} + j Z_{0_skin} \tan(k_{z_skin} h_{skin})}{Z_{0_skin} + j Z_{fat_top} \tan(k_{z_skin} h_{skin})} \quad (A3.5)$$

$$Z_{0_skin} = \frac{k_{z_skin}}{\omega \varepsilon_0 \varepsilon_{r_skin}} \quad (A3.6)$$

$$k_{z_skin} = \sqrt{k_0^2 (\varepsilon_{r_skin} - 1) + k_{z_air}^2} \quad (A3.7)$$

$$Z_{fat_top} = Z_{0_fat} \frac{Z_{0_muscle} + j Z_{0_fat} \tan(k_{z_fat} h_{fat})}{Z_{0_fat} + j Z_{0_muscle} \tan(k_{z_fat} h_{fat})} \quad (A3.8)$$

$$Z_{0_fat} = \frac{k_{z_fat}}{\omega \varepsilon_0 \varepsilon_{r_fat}} \quad (A3.9)$$

$$k_{z_fat} = \sqrt{k_0^2 (\varepsilon_{r_fat} - 1) + k_{z_air}^2} \quad (A3.10)$$

$$Z_{0_muscle} = \frac{k_{z_muscle}}{\omega \varepsilon_0 \varepsilon_{r_muscle}} \quad (A3.11)$$

$$k_{z_muscle} = \sqrt{k_0^2 (\varepsilon_{r_muscle} - 1) + k_{z_air}^2} \quad (A3.12)$$

Dans ces équations $k_{z(layer)}$ sont les nombres d'ondes suivant l'axe Oz, k_0 est le nombre d'onde spectral radial; $H_0^{(2)}$ est la fonction de Hankel de second type et d'ordre zéro ; ρ est la distance radiale ($\rho = \sqrt{(x - x')^2 + (y - y')^2}$).

Les coefficients des images complexes a_i, b_i calculés pour chaque fonction spectrale $\tilde{f}_i(k_{z0})$ sont différentes de ceux pour une structure monocouche. L'impédance d'une ouverture de dimension standard WR15 placée sur le corps en multicouche ne diffère pas de celle en monocouche à 60 GHz puisque la pénétration de l'onde à cette fréquence (0,5mm) est inférieure à l'épaisseur de la peau (entre 0,5mm et 1,5mm).

LISTE DES PUBLICATIONS

Conférence

S. Razafimahatratra, J. Sarrazin, A. Benlarbi-delaï, and P. De Doncker, “Horn antenna design for BAN millimeter wave on-body communication,” in *IEEE APS*, 2014, p. 204.2.

S. Razafimahatratra, T. Mavridis, L. Petrillo, J. Sarrazin, P. De Doncker, and A. Benlarbi-Delaï,” Antenne cornet SIW pour réseaux de capteurs corporels à 60 GHz,” in *XIXèmes Journées Nationales Microondes*, 2015.

S. Razafimahatratra, J. Sarrazin, T. Mavridis, L. Petrillo, P. De Doncker, A. Benlarbi-Delaï, et al., “ On-body propagation characterization with an H-plane Substrate Integrated Waveguide (SIW) horn antenna at 60 GHz,” in *IEEE European Microwave Conference (EuMC)*, 2015, p. 211-214.

J. Sarrazin, G. Valerio , S. Razafimahatratra et al., “ Antenna radiation efficiency considerations in body area networks,” in *Proceedings of the 11th EAI International Conference on Body Area Networks*, 2016, p. 10-11.

S. Razafimahatratra, J. Sarrazin, T. Mavridis, L. Petrillo, P. De Doncker, and A. Benlarbi-Delaï, “ 60 GHz SIW horn antenna : off-body performance comparison with 4 GHz UWB monopole antenna,” in *IEEE APS*, 2017.

Journal

En cours de soumission

S. Razafimahatratra, J. Sarrazin, G. Valerio , et al., “Input impedance of an aperture over a lossy half-space: application to on-body antenna performance at 60 GHz” (PIER)