



HAL
open science

Conception d'antennes pour le réseau BAN et modélisation du canal de propagation

Thierry Alves

► **To cite this version:**

Thierry Alves. Conception d'antennes pour le réseau BAN et modélisation du canal de propagation. Autre [cs.OH]. Université Paris-Est, 2011. Français. NNT : 2011PEST1003 . tel-00664279

HAL Id: tel-00664279

<https://theses.hal.science/tel-00664279v1>

Submitted on 30 Jan 2012

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.



UNIVERSITE PARIS-EST
ECOLE DOCTORALE MSTIC

THESE
pour obtenir le grade de
Docteur de l'Université Paris-Est

Spécialité : Electronique

Soutenue publiquement par
Thierry Emmanuel Pires ALVES

CONCEPTION D'ANTENNES POUR LE RESEAU BAN
et
MODELISATION DU CANAL DE PROPAGATION

Thèse dirigée par Jean-Marc Laheurte

Rapporteurs :

Raphaël GILLARD
Xavier BEGAUD

Professeur à l'INSA de Rennes
Professeur à TELECOM ParisTech

Examineurs :

Jean-Marc LAHEURTE
Christophe ROBLIN
Jean-Louis RAULT
Jean François PINTOS
Benoît POUSSOT

Professeur à l'Université Paris-Est Marne-la-Vallée
Enseignant chercheur à TELECOM ParisTech
Ingénieur à THALES Communications S.A.
Ingénieur au CEA-LETI
Maîtres de conférences à l'Université Paris-Est Marne-la-Vallée

Table des matières

1 Introduction	1
1.1 Le BAN et ses applications	3
1.2 Le projet BANET	6
1.3 Classification des réseaux BAN et bandes de fréquences associées	7
1.4 Alimentation des capteurs	10
1.5 Plan de la thèse	11
2 Modélisation Analytique des Canaux BAN Déterministes	15
2.1 Motivations	17
2.2 Résultats expérimentaux préliminaires	19
2.3 Introduction aux mécanismes de propagation	21
2.4 Les ondes de surface et les ondes rampantes dans la littérature	23
2.5 La modélisation BAN dans la littérature	24
2.6 Impédance de surface pour les modes TE, TM	26
2.7 Expression générale de l'atténuation	31
2.8 Atténuation sur une surface plane	32
2.9 Atténuation sur une surface cylindrique	38
2.9.1 Polarisation verticale	38
2.9.1.1 Combinaison des trajets directs et indirects autour d'un cylindre	45
2.9.2 Polarisation horizontale	46
2.9.3 Performances de chaque polarisation	47
2.9.4 Amplitude de l'atténuation pour un trajet circumcorporel	48
2.10 Atténuation sur une surface quasi-planaire	52
2.11 Liaison par dipôles	58
2.12 Caractérisation expérimentale des canaux BAN	61
2.12.1 Equipement de mesure	62
2.12.2 Antennes	63
2.12.3 Procédure de caractérisation	66
2.12.4 Mesure sur des personnes	68
2.13 Résultats de mesure – Comparaison avec les modèles analytiques de canaux	71
2.13.1 Propagation sur le torse	71
2.13.2 Propagation sur le côté du corps (cheville-poitrine)	73
2.13.3 Propagation entre épaule et pied (passage par le dos)	73
2.13.4 Propagation le long des jambes	74
2.13.5 Propagation pour un trajet circumcorporel (la taille)	75
2.13.6 Propagation pour un trajet circumcorporel (la tête)	77
2.14 Conclusion du chapitre	77
3 Les Antennes BAN et les Interactions Corps-Antenne	83
3.1 Etat de l'art	85
3.1.1 Antennes adaptées au contexte BAN	85
3.1.2 Interactions corps-antenne	86
3.2 Interactions entre le corps et les antennes : Résultats préliminaires	87
3.3 Modélisation analytique de l'interaction corps-antenne dans le cas du dipôle horizontal	93

3.3.1	Expressions analytiques de l'impédance de pertes et de l'impédance totale du dipôle horizontal au-dessus du corps	93
3.3.2	Influence des paramètres biologiques sur l'impédance de pertes du dipôle à 2.4 GHz	95
3.3.3	Calcul du rendement pour le dipôle à 2.4 GHz	97
3.4	Conception d'antennes dédiées au BAN à 2.4 GHz	99
3.4.1	Fentes résonnantes - Dipôles résonants	99
3.4.2	Petites antennes	103
3.4.2.1	Antennes à structure en F-inversé ou IFA	103
3.4.2.2	IIFA ou Integrated Inverted F Antenna	106
3.4.2.3	PIFA ou Planar Inverted F Antenna	108
3.4.2.4	CWPA ou Coplanar Wire Patch Antenna	111
3.4.2.5	Monopôle court	113
3.4.2.6	Fente annulaire avec plan de masse	116
3.4.2.7	Boucle magnétique	116
3.4.3	Autres solutions	117
3.5	Estimation du rendement des antennes sur le corps	118
3.6	Techniques d'insensibilisation au corps	122
3.7	Mesure de la transmission entre antennes sur fantôme	127
3.7.1	Mesure du coefficient de transmission entre deux antennes identiques	127
3.7.2	Mesure du coefficient de transmission entre antennes différentes	134
3.7.3	Conclusion	136
3.8	Conclusion du chapitre	136
4 Modélisation Dynamique des Canaux BAN		143
4.1	Motivations pour une modélisation dynamique	145
4.2	Introduction générale aux canaux radio de type mobile	147
4.2.1	Modélisation d'un canal par sa réponse impulsionnelle	147
4.2.2	Caractéristiques des canaux de propagation	148
4.2.3	Les différents types d'évanouissements dans le cadre du BAN	150
4.3	Modèle physique des canaux BAN en mouvement	150
4.3.1	Mise en équation du modèle	150
4.3.2	Effet des déplacements dans la pièce	153
4.3.3	Effet des dimensions de la pièce	154
4.3.4	L'effet Doppler	155
4.4	Spectre HF des canaux BAN	156
4.5	Les outils mathématiques d'analyse dynamique des canaux BAN	158
4.6	Modélisation statistique des canaux BAN en mouvement	164
4.7	Méthode d'extraction des évanouissements	168
4.8	Méthode d'estimation statistique	176
4.9	Modèles statistiques des canaux BAN pour quelques scénarii	179
4.10	Génération d'un signal BAN à partir de la modélisation statistique	187
4.11	Conclusion du chapitre	190
5 Diversité d'Antennes Appliquée au BAN		193
5.1	Introduction	195
5.2	La diversité BAN dans la littérature	197
5.3	Problématique de la diversité orientée BAN	197
5.4	Conception de l'antenne à diversité sur le corps	201

5.5	Etude du rayonnement de la structure	203
5.6	Performances de l'antenne pour différents trajets	205
5.7	Conclusion du chapitre	208
6	Conclusion et Perspectives	210
6.1	Conclusion	212
6.2	Perspectives	213
	Liste des publications	215
	Annexes	217
A	CONCEPTION ANALYTIQUE DES ANTENNES EN F-INVERSE	218
A.1	Description et conception analytique des antennes à structure en F inversée	218
A.1.1	Etude des résonances	218
A.1.2	Calcul pratique de la longueur de résonances d'une IFA	222
A.1.3	Calcul pratique de la longueur de résonances d'une PIFA	223
B	CARACTERISTIQUES DES TISSUS BIOLOGIQUES	225
B.1	Constantes électriques	225
B.2	Epaisseur des tissus biologiques	228
B.3	Aspect multicouche des tissus biologiques	228
B.4	Résonance des tissus biologiques	229
C	CONCEPTION D'UN DIPÔLE DIRECTIF PLACE SUR LE CORPS	232
C.1	Dipôle au-dessus d'une interface diélectrique	232
C.2	Conception d'une antenne augmentant la composante E_{θ}	233
C.3	Conclusion de l'annexe C	236

Chapitre

1 Introduction

INTRODUCTION

1.1 Le BAN et ses applications

Les communications mobiles terrestres se développent pendant et après la première guerre mondiale, à l'exemple du bus équipé d'une antenne faisant partie d'un réseau de télécommunications installé en Angleterre dans la ville de Poole par Marconi et Fleming (Figure 1.1). C'est à la fin des années 30 qu'apparaissent les premières antennes portées sur le corps. Elles sont utilisées pour des communications au sein de l'armée de terre britannique. L'encombrement de l'antenne est problématique, les fréquences utilisées étant de l'ordre de la dizaine de MHz, ce qui n'autorise pas l'emploi d'antennes de type fouet. Ainsi, les premières antennes sur le corps étaient des boucles magnétiques (0).



Figure 1.1. Premier bus équipé d'une antenne en Angleterre dans les années 20



Figure 1.2. Soldat britannique portant un émetteur à ondes courtes et une antenne boucle (1937)

Par la suite, les longueurs d'ondes deviennent plus courtes, ce qui autorise dans les années 70 l'utilisation d'antennes de dimensions très réduites par les forces de l'ordre américaines. Portées sur l'épaule (Figure 1.3), ces antennes fonctionnaient en VHF et permettaient d'établir un réseau mobile entre les agents de sécurité à travers leur circonscription [KIN01]. Les travaux de l'époque mettent en évidence l'influence du corps sur le diagramme de rayonnement, le rendement et l'adaptation de l'antenne.



Figure 1.3. Prototype d'antenne magnétique VHF portée sur le corps (1974), [KIN02]

Depuis une dizaine d'années, la miniaturisation des ordinateurs a permis d'imaginer des applications informatiques pouvant être portées par une personne et fournissant une multitude de services. La Figure 1.4 montre une couverture prophétique de la revue SPECTRUM IEEE d'Octobre 2000 avec un homme portant les différents éléments constituant un ordinateur ; un disque dur, une carte son et une carte mère à la ceinture, un clavier sur le bras et un mini-écran devant les yeux. Dans l'article, on soulignait l'inconvénient lié aux câbles reliant les différentes unités avec le risque de déconnexions accidentelles d'où l'idée de développer des liaisons RF et des antennes de petites dimensions sur le corps.

Par extension, ces antennes, liées éventuellement à des capteurs, peuvent communiquer avec les couches physiques environnantes ou communiquer entre elles et constituer ainsi un réseau corporel. On parle alors de Body Area Network (BAN), Wireless Body Area Network (WBAN) ou Body Sensor Network (BSN), une traduction possible étant Réseaux Embarqués Personnels. Le BAN constitue donc un type de réseau mobile particulier, les différentes antennes du réseau étant fixes.

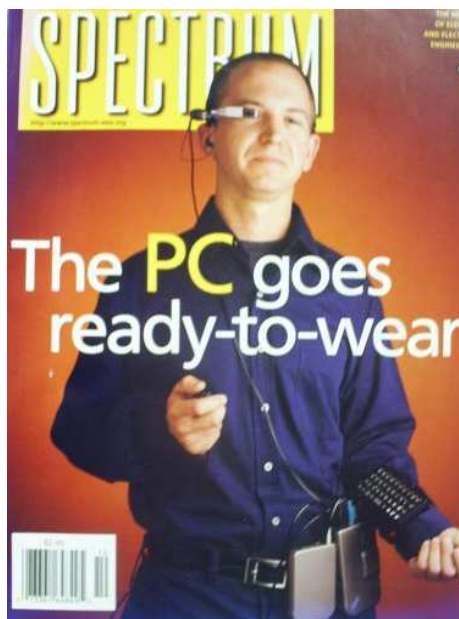


Figure 1.4. Publication de la revue SPECTRUM IEEE

Dans le domaine de la télémédecine, les informations issues de biocapteurs (surveillance des paramètres physiologiques, rythme cardiaque, taux de glucose, etc...) sont transmises à un centre d'analyse et/ou de surveillance. La Figure 1.5 montre l'inter-connectivité possible du BAN à travers Internet ou le réseau téléphonique, l'état du patient étant en permanence contrôlé afin de déclencher éventuellement la thérapie appropriée à la pathologie. Le patient n'a plus besoin de rester à l'hôpital ce qui réduit le coût des soins médicaux.

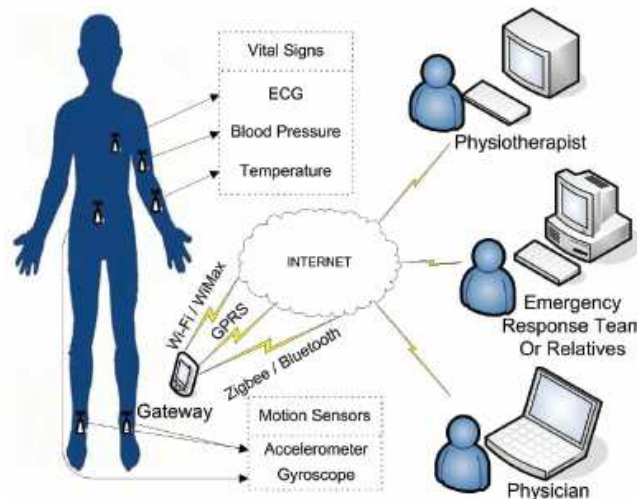


Figure 1.5. Le BAN en télémédecine [SAE01]

La figure 1.6 montre une application où des capteurs gyroscopiques placés sur les bras et les jambes permettent de connaître l'amplitude des mouvements du corps et de contrôler les progrès de la guérison d'une fracture, par exemple.

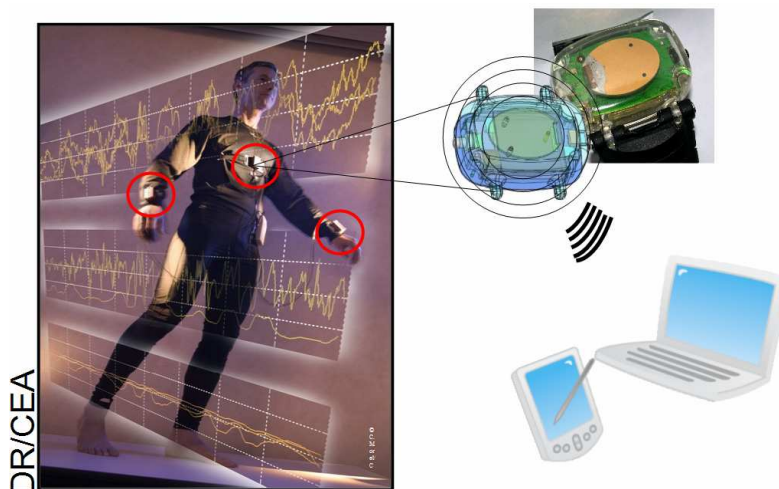


Figure 1.6. Prototype d'une application BAN pour l'étude des mouvements du corps

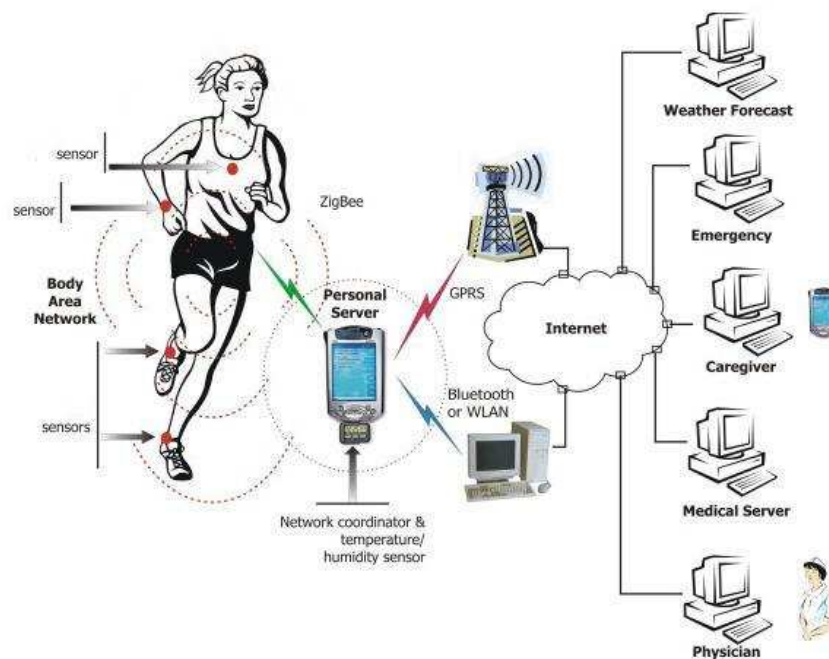


Figure 1.7. Le BAN dans le monitoring sportif [WIK01]

Les possibilités offertes par le BAN en termes de monitoring sportif sont présentées sur la Figure 1.7 pour évaluer les performances des sportifs de haut niveau, l'évolution de leurs constantes physiologiques, etc. Le réseau BAN pourra ici contenir un capteur d'humidité pour mesurer la sudation, des capteurs de mouvements, un capteur cardiaque. L'inter-connectivité entre le BAN et le smartphone s'effectue par *Bluetooth* ou *ZigBee*.

On peut également citer l'application militaire du *soldat félin* (transmission d'image et de vidéo) ou le suivi et l'étude des animaux en milieu naturel.

Les applications multiples du BAN rendent particulièrement difficile la définition d'une interface air et d'une pile protocolaire commune et normalisée. Cela est toutefois l'objectif du groupe d'étude créé récemment au sein du comité de standardisation IEEE 802.15.

1.2 Le projet BANET

Le projet ANR BANET (Body Area Networks and Technologies) a réuni neuf partenaires français industriels et académiques, dont l'Université Paris-Est Marne-la-Vallée, de janvier 2008 à novembre 2010. Ce projet scientifique, piloté par le CEA-Leti, vise à fixer un cadre pour la conception d'un système de communication sans fil sur la personne, optimisé, performant et miniaturisé.

A travers les partenaires industriels, les domaines touchés couvraient l'électronique grand public, le médical et le sport. Ainsi, une application visée était l'enregistrement de données physiologiques (monitoring). Dans le domaine du sport, les informations recueillies à partir d'un réseau de capteurs placés sur le corps devaient permettre d'améliorer des équipements sportifs. Dans le domaine médical, les études portaient sur l'évolution des systèmes de communication sans fil pour les implants de nouvelle génération (stimulation cardiaque).

Le projet BANET visait à combler les faiblesses de l'état de l'art du BAN en apportant :

- une connaissance précise du canal de propagation BAN pour un large éventail de configurations, incluant les contraintes d'utilisation (mobilité, technologies et dispositions des antennes, vêtements, environnement, etc.). Ces modèles proposés pouvaient être des formules analytiques d'affaiblissement de propagation (path loss) ou des modèles statistiques plus sophistiqués destinés à être implémentés dans des simulateurs de couches physiques.
- des règles de conception des antennes en interaction avec le corps, en étudiant l'apport éventuel de la diversité
- une justification du choix d'une interface air et d'un protocole d'accès au médium (couches PHY et MAC) capables de couvrir l'essentiel des besoins en termes de disponibilité du lien radio, de débit, de consommation, de durée de vie et de qualité de service ;
- une étude de la coexistence d'un réseau BAN avec d'autres systèmes sans fil ;

L'objectif ultime du projet BANET est l'amélioration de l'efficacité énergétique des composants du réseau pour permettre à terme un réseau BAN autonome grâce à la récupération d'énergie (auto-énergie).

Notons que la base de données résultant des campagnes de mesures de canal de propagation sera utilisable sur le long terme à l'intérieur et à l'extérieur du consortium BANET.

1.3 Classification des réseaux BAN et bandes de fréquences associées

Dans la terminologie BAN, on distingue plusieurs types de communication possibles, (Figure 1.8) :

- *In/On* pour une communication entre des capteurs implantés dans le corps et un récepteur à proximité immédiate du corps
- *On/On* pour une communication entre des capteurs placés à la surface du corps
- *On/Off* pour une communication avec l'environnement ou d'autres personnes

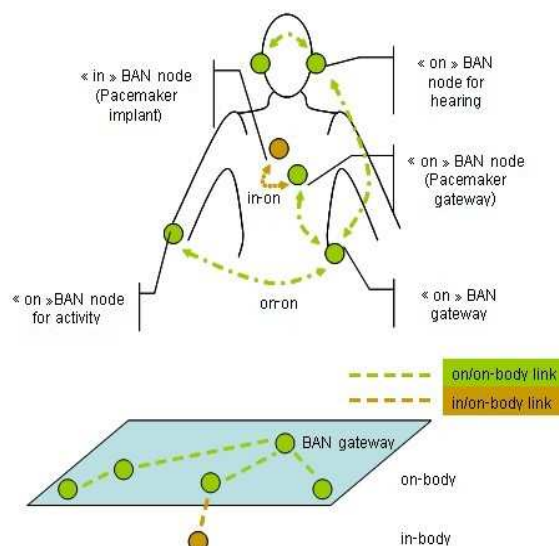


Figure 1.8. Vue schématique d'un réseau BAN pour les communications
In/On et On/On

Les systèmes BAN utilisent des bandes *ISM* (Industriel, Scientifique, Médicale) libres, principalement à 433, 915, 2450 et 5800 MHz, ou des bandes médicales dédiées tel que le 400 MHz, voir Table 1.1.

<i>Fréquence centrale</i>	<i>Limites de bandes</i>
402.5 MHz	402-405 MHz
433.92 MHz	433.05-434.79 MHz
915 MHz	902-928 MHz
2450 MHz	2400-2500 MHz
5800 MHz	5725-5875 MHz

Table 1.1 Liste indicative des fréquences les plus employées dans le BAN

Dans cette thèse, on se limitera à la bande ISM située autour de 2450 MHz pour la conception des antennes et le sondage du canal de propagation.

Les circuits du type In/On (Figure 1.8) fonctionnent dans la bande de fréquences destinée aux implants médicaux et allant de 402 à 405 MHz. Du fait que les antennes sont placées au sein des tissus biologiques, la longueur d'onde est bien plus faible dans le corps que dans l'air. Ceci permet des antennes relativement petites et implantables dans le corps. A l'heure actuelle, on utilise essentiellement des boucles magnétiques dans les pacemakers, (Figure 1.9). L'antenne est située dans la capsule en plastique qui loge également la connexion des électrodes pour le cœur.



Figure 1.9. Pacemaker muni d'une antenne magnétique pour la bande des 400 MHz

Les communications On/On fonctionnent principalement à 2.4 ou 5.8 GHz. Certains auteurs ont cependant testé d'autres bandes comme le 868 MHz (normalement attribué aux systèmes RFID) et le 10 GHz.

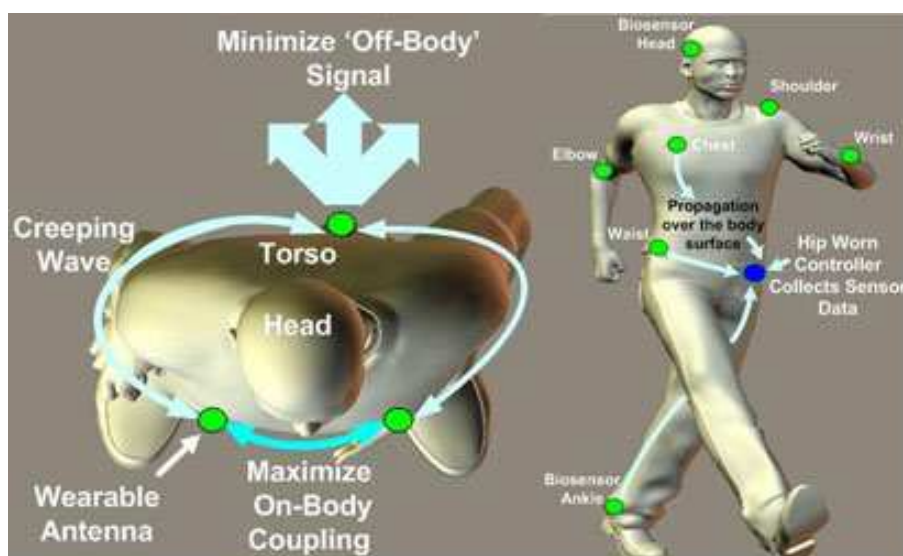


Figure 1.10. : Vue schématique d'un réseau BAN de type On/On [QUE01]

Pour ce type de communication, la propagation se fait en partie par ondes de surface le long du corps et par ondes rampantes autour du corps comme illustré sur les Figures 1.10 et 1.11. Les ondes diffractées dans l'environnement dépendent du milieu dans lequel se situe la personne.

Les communications On/Off fonctionnent essentiellement sur les mêmes fréquences, même si des études existent à 60 GHz pour les liaisons sécurisées à très courtes distances entre soldats.

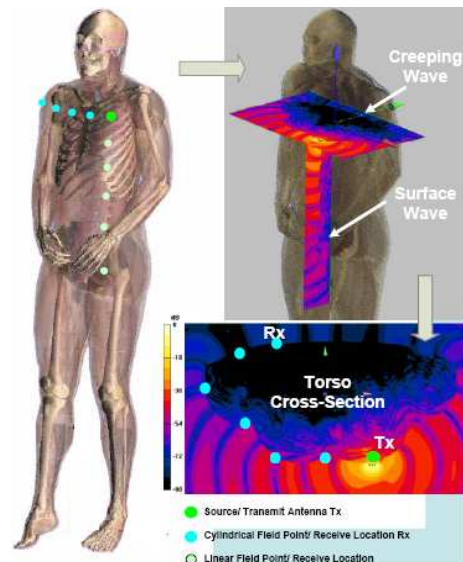


Figure 1.11. Illustration des ondes rampantes et de surface se propageant sur le corps

1.4 Alimentation des capteurs

Une problématique importante dans l'établissement d'un réseau BAN reste l'alimentation du transmetteur, puisqu'elle conditionne la puissance d'émission du capteur donc sa portée.

Pour des raisons d'autonomie, il serait avantageux que la batterie puisse se recharger automatiquement avec des énergies disponibles sur le corps. Parmi les énergies disponibles sur le corps susceptibles de fournir de l'électricité, on peut citer :

- les énergies mécaniques.
- les énergies thermiques.
- les énergies chimiques.



Figure 1.12. Dynamo placée sur le genou (image BBC News)

Pour produire de l'électricité avec le corps en mouvement, on peut intégrer de petits générateurs. Par exemple, l'université de Simon Fraser (Canada) développe de petites

dynamos qui placées au niveau du genou permettent de produire une puissance de 5 W, en mesure d'alimenter un téléphone portable (Figure 1.12). Mais à ce jour, le dispositif reste encombrant pour l'utilisateur avec un poids non négligeable de 1.6 kg.

Une autre solution pour récupérer de l'énergie à partir des mouvements du corps consiste à placer un élément piézoélectrique dans la semelle d'une chaussure. La puissance que peut fournir ce système est assez faible, de l'ordre du milliwatt. Un prototype du MIT est montré sur la Figure 1.13.

Il existe aussi les thermocouples qui, soumis à la différence de température existant entre le corps et l'air ambiant, sont capables de fournir 100 mW.

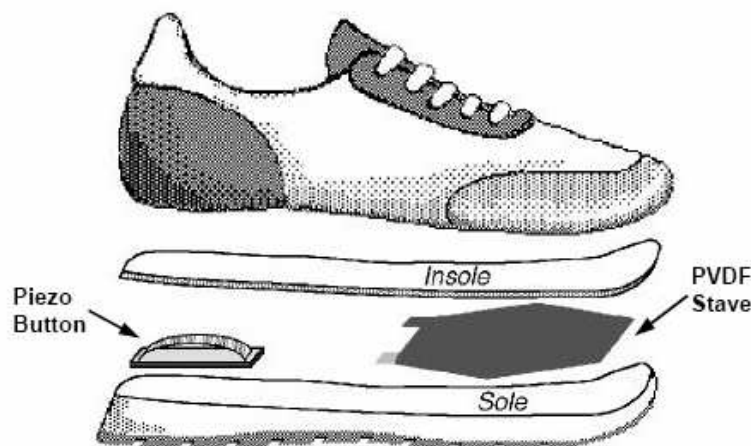


Figure 1.13. Générateur piézoélectrique intégré dans une chaussure

Notons que des travaux de chercheurs du MIT concernant des électrodes sur la peau utilisent un phénomène d'oxydoréduction pour produire des puissances très faible [IT01].

1.5 Plan de la thèse

Le *Chapitre 2* propose une étude analytique détaillée de la propagation des ondes à la surface du corps. Différentes formulations basées sur les théories de Sommerfeld et Watson sont présentées afin de décrire par des modèles simples l'atténuation des signaux dans le cadre des communications de type on-on. L'influence des tissus adipeux sera également prise en considération.

Le *Chapitre 3* s'intéresse à la conception d'antennes dédiées aux BAN. Pour cela, une étude introductive sur l'influence du corps y est présentée. A partir des conclusions établies, des prototypes antennaires sont conçus puis testés sur un fantôme en chambre anéchoïde. On présente également différentes méthodes pour réduire l'influence du corps et estimer le rendement des antennes.

Le *Chapitre 4* étudie la dynamique des signaux BAN en employant les méthodes couramment utilisées dans la caractérisation des canaux mobiles. Dans un premier temps, un modèle analytique est mis en place pour expliquer certaines caractéristiques de l'évolution temporelle

des signaux. Puis, l'introduction d'une nouvelle technique d'extraction des phénomènes d'évanouissement est présentée, basée sur les propriétés de l'autocorrélation des signaux. Puis finalement, trois modèles dynamiques fonction de la distance sur le corps sont présentés et implémentés dans un simulateur.

Le *Chapitre 5* décrit la conception d'une antenne à diversité basée sur les connaissances sur le canal et l'influence du corps acquises tout au long de ce travail de thèse. Une étude préliminaire basée sur des modèles dynamiques permet de conclure sur les avantages que peut apporter la diversité en fonction de l'emplacement du système sur le corps. Finalement, une antenne à diversité est conçue et testée dans un environnement indoor.

REFERENCES :

[IT01] IT, le Mag, n°919, Mars 2010

[KIN01] King H.E., “Assessment of Technology Applicable to Body-Mounted Antennas”, Rapport pour le *National Criminal Justice Reference Service* (NCJRS), U.S Department of Justice, 1973.

[KIN02] King H.E., “Characteristics of Body-Mounted Antennas for Personal Radio Sets”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Mars 1975.

[QUE01] http://www.asianhnm.com/knowledge_bank/technotrends/queens_university.htm

[SAE01] Saeed A., Faezipour M., Nourani M., Tamil L., “Plug-and-Play Sensor Node for Body Area Network”, *Life Science Systems and Applications Workshop*, 2009.

[SAR01] Sarkar T. K., Mailloux R. J., Oliner A. A., Salazar-Palma M., Sengupta D. L., “History of Wireless”, Wiley Edition, 2006.

[WIK01] Wikipédia, mot clé “Body Area Network”.

Chapitre

2 Modélisation Analytique des Canaux BAN Déterministes

LISTE DES SYMBOLES :

λ	longueur d'onde en mètre
k	constante de propagation du vide ($k=2\pi/\lambda$) en rad/m
p	tour de taille de la personne
a	rayon du cylindre en mètres
d	distance en mètres
h_1, h_2	hauteur en mètre des antennes au-dessus du cylindre
η_0	impédance du vide en ohms
c	vitesse de la lumière en m/s
ϵ_0	permittivité du vide en F/m
ϵ_r	permittivité relative
μ_0	perméabilité du vide en H/m
σ	conductivité électrique en S/m
θ	angle d'incidence par rapport à la verticale sur une surface ($\theta=90^\circ$ pour une incidence rasante) en rad
δ	angle de perte en rad/s
h_g	épaisseur de graisse
h_p	épaisseur de peau
T_f	périodicité fréquentielle en Hz
T_s	périodicité spatiale en m
p_h	distance numérique en polarisation horizontale (mode TE)
p_v	distance numérique en polarisation verticale (mode TM)
Δ_h	admittance de surface normalisée (mode TE)
Δ_v	impédance de surface normalisée (mode TM)
z	hauteur de réception
h	hauteur d'antenne

MODÉLISATION ANALYTIQUE DES CANAUX BAN DÉTERMINISTES

2.1 Motivations

Il est primordial d'évaluer le bilan de liaison entre deux antennes placées sur le corps et cela pour n'importe quel trajet envisageable (Figure 2.1) afin de quantifier le bilan énergétique du système de transmission. Une évaluation correcte permet une diminution de la puissance à l'émission donc une réduction de l'interaction électromagnétique avec les tissus biologiques [KIV01] et une augmentation de la durée de vie des piles. Une connaissance précise des processus de propagation permet également de concevoir des antennes adaptées au canal de transmission.

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 ignoré jusqu'à peu [CON01] au détriment de l'optimisation du bilan de liaison.

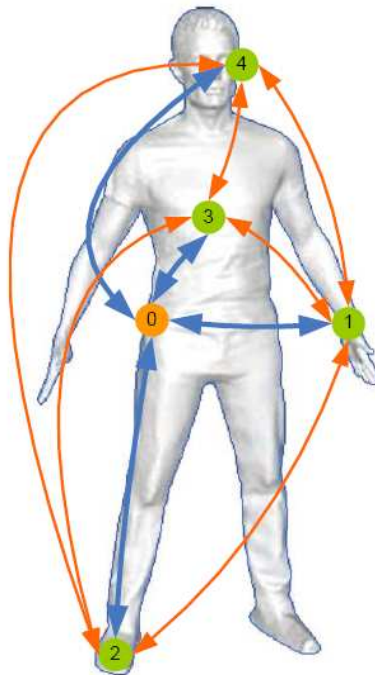


Figure 1.14. Quelques exemples de trajets ou trajets BAN [dessin issu du projet BANET]

Il est habituel de déterminer une modélisation analytique pour les canaux de télécommunications hautes fréquences, même les plus perturbés comme les canaux ionosphériques ou les plus sporadiques comme les canaux par réflexions météoriques, [UIT01], [BOI01]. Cependant, il n'existe aucun modèle analytique pour les canaux BAN alors que l'on dispose de suffisamment de bases théoriques pour mettre en place une modélisation simple et précise.

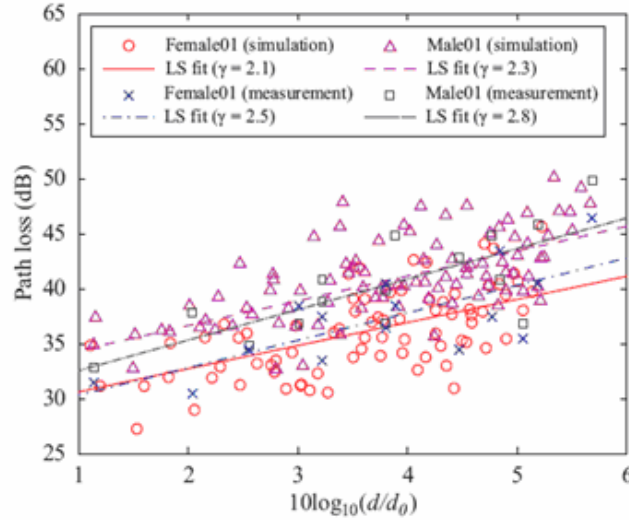


Figure 2.2 : Simulation et mesure de l'atténuation sur le corps d'une femme et d'un homme en fonction de la distance normalisée [ZHA01]

Dans une récente étude [ZHA01], une comparaison entre simulations et mesures est présentée avec 5 femmes et 4 hommes de différentes corpulences. Afin que les caractéristiques morphologiques des différentes personnes soient prises en compte par le simulateur, leur corps est soumis à un IRM pour que chaque détail géométrique puisse être par la suite fidèlement reconstitué dans le maillage FDTD.

Ces mêmes personnes sont ensuite soumises à une mesure de l'atténuation entre antennes sur leur propre corps et dans une chambre anéchoïde. Les auteurs présentent quelques résultats dont ceux que nous reportons en Figure 2.2 pour le cas où les antennes sont en visibilité directe. Cette Figure montre une disparité forte entre les personnes et plus ou moins importante entre la mesure et la simulation.

Dans le cas des canaux BAN, les premiers travaux publiés admettaient un modèle de type logarithmique dit de *fitting* contenant en même temps une composante déterministe et statistique. Ce modèle simple se résume à l'équation suivante, qui est par ailleurs utilisée pour les canaux terrestres :

$$PL(d) = PL(d_0) + 10\gamma \log\left(\frac{d}{d_0}\right) + X_\sigma \quad (2.1)$$

Cette fonction d'atténuation, très généraliste, contient un terme constant $PL(d_0)$ qui est l'atténuation de l'onde prise à une distance d_0 dite de référence.

Puis vient un terme déterministe où le coefficient gamma est l'exposant d'atténuation dépendant de la façon dont vont se propager les ondes. Par exemple, dans le cas de l'espace libre, on aurait $\gamma=2$. Dans le cas où l'environnement pénètre suffisamment dans la première ellipsoïde de Fresnel et que l'on peut ainsi considérer un trajet direct entre les antennes et un trajet avec réflexion, on aurait alors $\gamma=4$.

Le dernier terme X_σ est statistique. Il correspond à une variable aléatoire Gaussienne de moyenne nulle. Il traduit la dispersion des caractéristiques des individus et est obtenu par des mesures faites dans une chambre anéchoïde. Il ne modélise pas une caractéristique essentielle des canaux de télécommunication : les évanouissements liés à l'environnement.

Le modèle (2.1) très simple est critiquable car il ne considère pas l'ensemble des modes de propagation pouvant exister sur le corps. L'objectif de ce chapitre est de proposer des modèles analytiques de canaux BAN basés sur une analyse physique préalable des modes de propagation et valables pour les différentes parties du corps. L'étude des modes de propagation effectivement présents sera approfondie en considérant essentiellement deux types de trajets :

- ceux pouvant être considérés comme quasi-planaires (torse, dos,...)
- ceux pouvant être considérés comme cylindriques (tête, tronc, ...)

Les modèles que nous allons développer sont dits *déterministes*, c'est-à-dire qu'ils dépendent des paramètres physiques du canal et du gain des antennes. On parlera également de canal *statique* car on ne tient pas compte des éventuelles variations des paramètres du modèle ainsi que de l'espace environnant. Dans un autre chapitre, on y associera une *modélisation statistique* permettant cette fois-ci une modélisation *dynamique* du canal.

2.2 Résultats expérimentaux préliminaires

Dans les conditions expérimentales qui seront détaillées par la suite, nous avons mesuré à 2.4 GHz la décroissance du signal le long et autour du corps en chambre anéchoïde en utilisant différents types d'antennes.

La Figure 2.3 présente le gain en dB en fonction de la distance entre les antennes pour deux trajets sur le torse.

Nous constatons que suivant le trajet considéré, l'onde peut soit s'atténuer linéairement (trajet épaule-taille), soit de façon logarithmique, (trajet cou-taille). Il existe donc deux mécanismes distincts, pouvant se manifester sur une même partie du corps correspondant à deux types de trajets :

- Les trajets *planaires* comportant des régions de propagation comme le torse ou le dos. Si ces régions présentent une certaine courbure, on parlera alors de trajets *quasi-planaires*.
- Les trajets *circumcorporels* comportant des régions de propagation comme le tronc ou la tête.

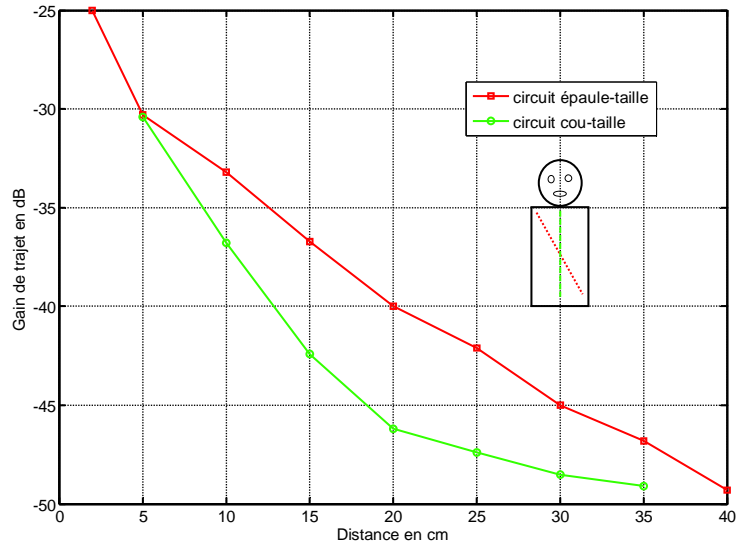


Figure 2.3 : Dépendance du canal statique en fonction de la distance le long du torse

Les mesures préliminaires autour de la taille pour différentes personnes (Table 2.1) montrent que l'atténuation du signal est fonction du tour de taille du sujet, noté p .

Partie du corps	Atténuation
Torse	~ 0.4 dB/cm
Tête $p=60$ cm	1.07 dB/cm
Taille $p=70$ cm (femme)	1.12 dB/cm
Taille $p=77$ cm (homme)	1.05 dB/cm
Taille $p=92$ cm (")	0.94 dB/cm
Taille $p=125$ cm (")	0.76 dB/cm

Table 2.1 : Atténuation observée à 2.4 GHz pour différentes personnes et différentes parties du corps

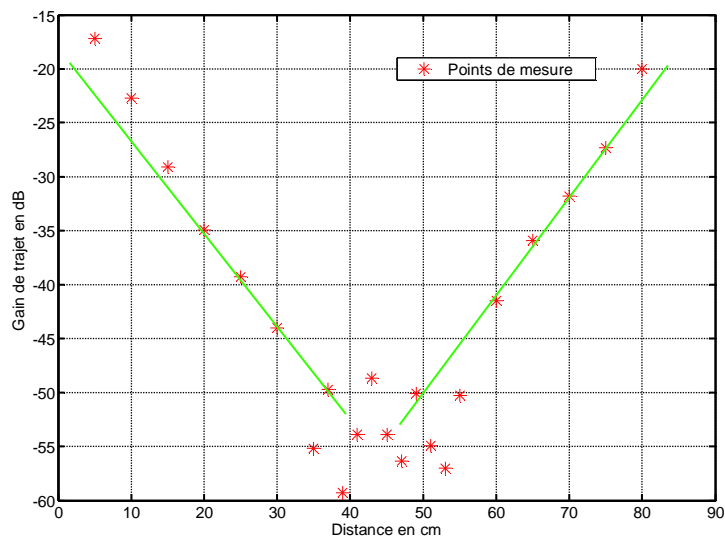


Figure 2.4 : Exemple de variation du canal statique autour de la taille ($p=85$ cm)

La Figure 2.4 présente la variation typique d'un canal circumcorporel, dans le cas d'une liaison autour d'une personne ayant un tour de taille de 85 cm. On constate que de part et d'autre du mi-parcours, il existe une zone de variation linéaire dont la pente est donnée pour différents tours de taille dans la Table 2.1.

A mi-parcours, on note des variations brutales du canal avec une amplitude d'au moins 10 dB. Comme nous le verrons plus loin, ces variations brusques ne sont pas liées à un bruit de mesure car les niveaux de puissance sont suffisamment au-dessus du seuil de sensibilité du récepteur, ni à une erreur de manipulation. En effet, cette caractéristique se retrouve dans tous les trajets circumcorporels.

De ces mesures préliminaires, on tire finalement les informations de base sur la dépendance morphologique du canal :

- Un trajet sur le torse présente une décroissance en puissance plus faible que les trajets circumcorporels.
- Pour les trajets circumcorporels, la décroissance du signal diminue avec l'augmentation du périmètre pour une distance donnée

On peut à présent s'intéresser à la physique des modes pouvant se propager dans le contexte du BAN et les relier à ces mesures préliminaires.

2.3 Introduction aux mécanismes de propagation

Trois mécanismes sont envisageables dans la liaison entre deux antennes présentes sur le corps:

- Propagation par ondes pénétrantes
- Propagation par ondes de surface
- Propagation par ondes rampantes

Détaillons ces trois mécanismes en les confrontant à nos mesures.

- Propagation par ondes pénétrantes :

Ce type de propagation pourrait concerner les trajets circumcorporels, où les ondes traverseraient le corps pour passer du torse au dos, par exemple. Aux fréquences qui nous intéressent ici, le domaine des micro-ondes, le corps peut être en première approximation considéré comme un diélectrique à faibles pertes du fait que les caractéristiques électriques des tissus biologiques satisfont la condition suivante : $(\sigma/\omega\epsilon_0\epsilon_r)^2 \ll 1$, [HAL01]. Une relation approchée valable dans ce cas permet de calculer l'atténuation de l'onde à l'intérieur du corps :

$$\alpha_{Np/m} \approx \frac{\sigma}{2} \frac{\eta_0}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.2)$$

A 2.4 GHz, les paramètres électriques habituellement utilisés sont les suivants : $\epsilon_r=50$ et $\sigma=1.7$ S/m, [HAL01]. Considérons maintenant le trajet direct à travers le corps, entre deux points opposés sur le torse (trajet poitrine-dos), distants d'au moins 30 cm chez l'adulte (épaisseur de la cage thoracique). En utilisant l'équation (2.2), on trouve une atténuation qui vaut approximativement 120 dB.

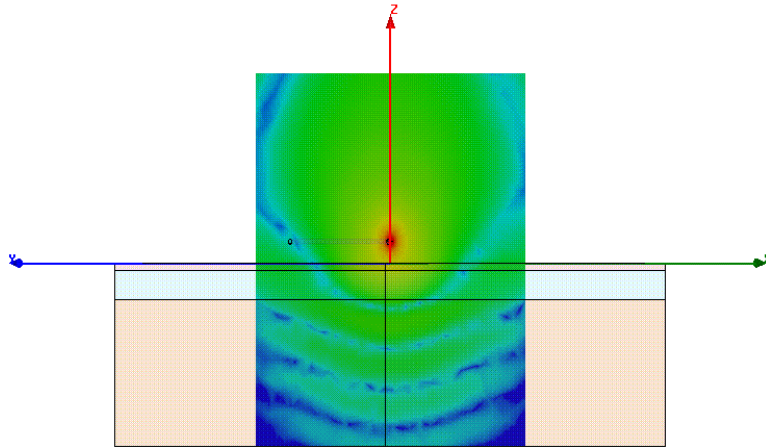


Figure 2.5 : Propagation par ondes pénétrantes à l'intérieur du corps

Or, l'amplitude de l'atténuation mesurée en chambre anéchoïde pour une liaison circumcorporelle est comprise entre 50 et 70 dB. Il est donc exclu que les ondes traversent le corps à 2.4 GHz et au-delà car elles s'atténuent beaucoup trop rapidement (Figure 2.5).

- *Propagation par ondes de surface :*

Ce type de propagation ne concerne que les zones du corps qui peuvent être considérées comme planaires telles que le torse et le dos (Figure 2.6).

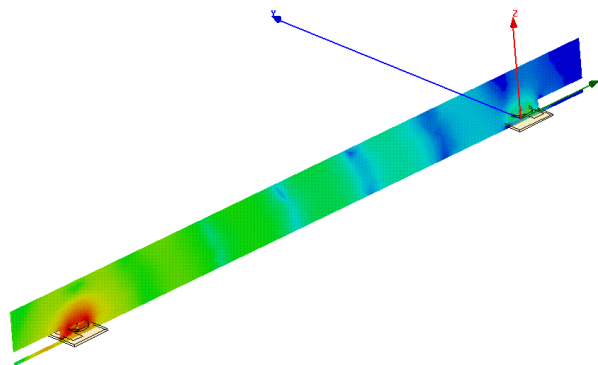


Figure 2.6 : Propagation par ondes de surface sur un plan diélectrique

La propagation du front d'onde dépend de sa polarisation et de l'impédance de surface du plan le long duquel s'effectue le cheminement des ondes [BAR01]. L'atténuation de ces ondes est prédictible grâce à la *fonction d'atténuation de Sommerfeld-Norton* [WAI01]. La

forme de décroissance logarithmique du signal est alors similaire à celle observée sur la Figure 2.3 pour le trajet cou-taille ce qui sera vérifié rigoureusement plus loin.

- *Propagation par ondes rampantes* :

Ce mode de propagation concerne les trajets circumcorporels (tête, tronc) et tous les trajets où il existe une surface courbe comme le dos (recourbé), le torse, les bras, les jambes,...

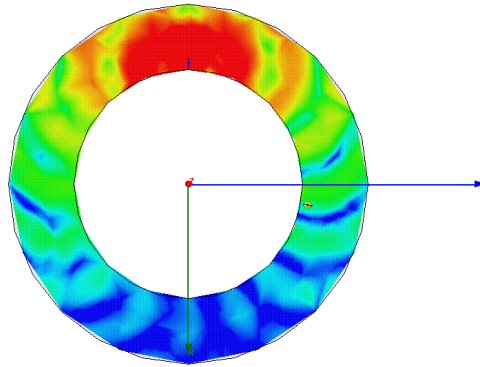


Figure 2.7 : Propagation par ondes rampantes autour d'un cylindre diélectrique

L'atténuation dépend de la polarisation, de l'impédance de surface, mais aussi du périmètre du cylindre considéré [BAR01]. En effet, on peut assimiler la tête ou le tronc à un tronçon de cylindre autour duquel se fait le cheminement du front d'ondes, et ce dans les deux sens possibles (Figure 2.7).

Pour les surfaces courbes, on peut les assimiler à un fragment de cylindre ayant un rayon important que l'on peut estimer pour certaines portions du corps.

Une des caractéristiques majeures de ce mode est son atténuation linéaire avec la distance. Cette dépendance linéaire a été observée dans le cas des trajets circumcorporels (Figure 2.4) et pour le trajet épaule-taille de la Figure 2.3. Nous en concluons que pour ces trajets, la propagation se fait par ondes rampantes.

De cette introduction aux mécanismes de propagation, nous déduisons que les seuls modes à prendre en compte à 2.4 GHz et au-delà sont les modes par ondes rampantes et ondes de surfaces. Il est maintenant possible d'approfondir l'aspect modélisation et la nature physique des ondes évoquées précédemment.

2.4 Les ondes de surface et les ondes rampantes dans la littérature

Le concept d'ondes de surface comme explication possible de la télégraphie sans-fil est d'abord apparue en 1898 et est citée par Blondel et Poincaré lors du congrès de Nantes sur l'avancement des sciences [ZEN01]. Puis Lecher en 1902 appuie également cette théorie, mais ce n'est qu'en 1903 que le guidage d'une onde plane à l'interface de deux milieux diélectriques suscite une première approche mathématique par Uller [COL01]. Une résolution rigoureuse est proposée par Zenneck en 1907 dont l'article restera pendant très longtemps l'article de référence sur un mode de propagation qui sera plus tard nommé *onde de Zenneck*.

En 1909, Sommerfeld introduit un raffinement mathématique à l'étude théorique des ondes de surface. Son analyse repose sur l'étude des champs dipolaires électriques et magnétiques au-

dessus d'un demi-espace infini conducteur. Malheureusement, une erreur de signe dans la résolution d'une intégrale complexe conduisait à penser que l'onde de Ze-neck était la principale cause de la propagation des ondes le long de la terre. Or de nombreuses mesures ont prouvé que ceci n'était pas correct et en 1919 Weyl démontre que les ondes de Ze-neck ne jouent qu'un rôle mineur dans la genèse d'une onde de surface.

Sommerfeld republie son article corrigé en 1926 et ses travaux théoriques sont confirmés par Van der Pol et Niessen en 1930 [WAI01]. Nous savons aujourd'hui que les ondes de Ze-neck ne sont en fait qu'une très faible composante du champ total présent à l'interface de deux milieux [KIN01].

En 1936, l'ingénieur Norton publie un article didactique de synthèse basé sur les derniers travaux de Sommerfeld qui s'avérera être la base de la théorie des ondes de surface [NOR01]. C'est sur *l'onde de surface de Norton* que s'appuiera notre étude théorique de la propagation sur les surfaces planes du corps.

La notion d'ondes rampantes apparaît sommairement dans le "Wireless Telegraphy" de Ze-neck en 1907 [ZEN01]. L'intérêt pour ce mode vient du fait que la théorie de Sommerfeld ne pouvait s'appliquer au-delà d'une certaine distance pour laquelle on ne pouvait plus ignorer la rotondité de la terre. On envisageait alors que cette rotondité pouvait compenser les pertes dues à la conductivité du sol [BUR01].

Dans son livre, Ze-neck introduit la notion de *energy straying* (dispersion d'énergie) sous la forme d'une exponentielle $e^{-\alpha d}$ où α dépend de l'inverse de la racine cubique de la longueur d'onde et de l'inverse de la puissance $2/3$ du rayon de la terre.

Cette dépendance a été plus tard démontrée par le mathématicien Watson en 1919 dans le cas d'une sphère parfaitement conductrice [WAT01]. Cet auteur a mis en évidence la décomposition du champ électrique sous la forme d'une somme de modes qui correspond à une série de résidus. Des travaux purement mathématiques pour traiter le cas d'une sphère conductrice ayant des propriétés quelconques fut traité par Van der Pol, Bremmer, Eckersley et Millington. Après les travaux de Wait [WAI03], la formulation améliorée du mathématicien Watson a été appliquée à la diffraction par les collines [WAI02], ou au rayonnement des antennes au-dessus d'une sphère [WAI04].

C'est sur *la série de Watson* améliorée telle que celle employée par Wait que s'appuiera notre étude théorique de la propagation pour les trajets circumcorporels.

2.5 La modélisation BAN dans la littérature

Le canal déterministe peut être déterminé par l'intermédiaire de considérations électromagnétiques, soit en partant des équations de Maxwell, [GUP01], [MA01], [KES01], [FOR01], soit en utilisant des théories adaptées à une situation de propagation bien particulière [LEA01].

Le canal déterministe peut également être modélisé à partir de simulations numériques [RYC01] ou à partir de mesures *in-situ* en environnements appropriés, [REU01], [HAL01], [GHA01].

Plusieurs auteurs [GUP01] et [MA01] se sont basés sur la résolution de l'équation de propagation autour d'un cylindre ou d'un ellipsoïde à pertes excités par des sources

canoniques tels que des dipôles infinitésimaux ou des lignes de courants. Malheureusement, cette approche aboutit à des résultats relativement complexes et dénués de sens pratique.

Dans [KES01] et [FOR01], Fort et Keshmiri calculent le bilan de liaison autour d'un cylindre à pertes de rayon 15 cm et obtiennent une bonne similitude entre la théorie et la mesure *in-situ* sur différents individus.

Dans [LEA01], les auteurs considèrent entre autres les ondes de Zenneck comme un possible mode de propagation à considérer pour le BAN. Cependant il a déjà été démontré que ce mode ne peut être excité que par une fente verticale de longueur infinie [HIL01]. Pour une antenne de longueur finie, ce mode n'est présent que pour les faibles distances et compose le champ total [HIL01], [KIN01]. En se reportant aux mesures faites par d'autres auteurs, l'article conclut que les ondes de Norton (ondes de surface) suffisent à modéliser correctement le bilan de liaison à la surface du corps.

D'autres études proposent d'extraire un modèle à partir de simulations *FDTD* (Finite-Difference Time-Domain). Dans [RYC01], Ryckaert développe un modèle basé sur des simulations *FDTD* pour des trajets circumcorporels au niveau du torse à des fréquences de 400, 900 et 2400 MHz. L'étude est réalisée sur le fantôme numérique *Sam* du *Visual Human Project*. Dans [HAL01], le bilan de liaison autour de la taille est mesuré avec des caractéristiques très similaires à la Figure 2.4 et un modèle est extrait. Cependant, dans ces deux dernières études les modèles ne sont valables que pour une personne unique ayant la morphologie du fantôme numérique ou de la personne ayant servi à faire les mesures.

Tous les modèles présentés jusqu'à aujourd'hui sont :

- soit trop simples et imprécis car ils utilisent des formulations inadaptées aux cas traités.
- soit beaucoup trop complexes, n'offrant pas une compréhension des phénomènes propagatifs et ne permettant pas d'en déduire des lois simples de l'ingénieur ;
- soit corrects mais ne correspondant qu'à un seul individu et n'incluant pas de paramètres essentiels tels que le tour de taille ou de tête, les caractéristiques de rayonnement des antennes, etc...

Le but de notre étude est de développer une formulation analytique qui soit à la fois simple, précise et qui ne nécessite pas de simulation lourde. Une approche à la modélisation du canal peut être basée sur la *théorie unifiée de la diffraction (UTD)* qui permet une étude du bilan de liaison pour un support et une antenne quelconque. Cependant, celle-ci nous apparaît également trop complexe pour aboutir à une caractérisation simple du bilan de liaison. Nous appuierons notre modélisation sur l'onde de Norton en utilisant la fonction d'atténuation de Sommerfeld-Norton et sur les ondes rampantes en employant la série de Watson.

Ainsi, les formulations que nous développerons dans la suite de ce chapitre tiennent compte des propriétés électriques équivalentes des tissus biologiques (ANNEXE B), du gain et de la polarisation des antennes, et finalement du périmètre (ou du rayon équivalent) des trajets circumcorporels.

2.6 Impédance de surface pour les modes TE, TM

Le concept d'impédance de surface est présenté pour la première fois par Schelkunoff en 1938, où il propose une généralisation du concept d'impédance aux champs électromagnétiques. L'impédance de surface exprime la relation entre les champs E et H à la surface d'un milieu [WAI05]. Cette grandeur dépend des propriétés diélectriques du milieu et de l'angle d'incidence. Mais ce dernier peut souvent être négligé ou considéré comme fixe, les communications par ondes de surface se faisant en incidence rasante.

Suivant l'orientation du champ électrique, on peut définir deux modes de propagation nommés TE (*Transverse Electrique*) et TM (*Transverse Magnétique*) :

- Pour le mode TM le champ magnétique est transverse à la direction de propagation. En incidence rasante, le champ électrique possède une composante verticale perpendiculaire à la surface et une autre composante tangentielle dans la direction de propagation. Le rapport entre les composantes du champ E dépend de l'impédance de surface.
- Pour le mode TE le champ électrique est transverse à la direction de propagation. En incidence rasante, le champ magnétique possède une composante verticale perpendiculaire à la surface et une autre composante tangentielle dans la direction de propagation.

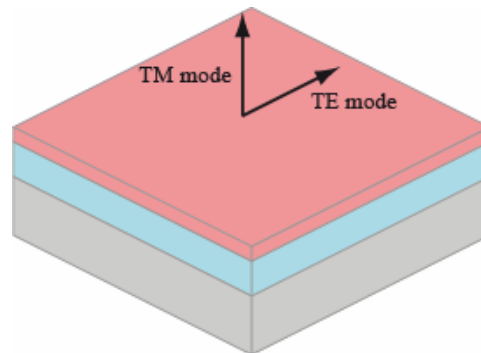


Figure 2.8 : Configuration du champ électrique à la surface.

Si l'impédance de surface est faible, on peut facilement en déduire que le champ E sera faible en mode TE, ce qui traduit une forte atténuation de ce dernier par rapport au mode TM.

L'impédance de surface d'un milieu dépend du mode et de l'angle d'incidence et est donnée par Wait dans [WAI06]. Nous récapitulons ici les différentes formulations qui permettent d'obtenir l'expression des impédances de surface.

- *Support de propagation homogène :*

D'abord, il faut calculer la constante de propagation en incidence oblique qui vaut :

$$u = \sqrt{k^2 \sin^2 \theta + \gamma^2} \quad (2.3)$$

Où γ est la constante de propagation du support de l'onde :

$$\gamma^2 = j\mu\omega (\sigma + j\epsilon_0 \epsilon_r \omega) \quad (2.4)$$

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

$$Z_s = Z_{TM} = \frac{u}{\sigma + j\epsilon_0 \epsilon_r \omega} \quad (2.5a)$$

d'où:

$$Z_s = Z_{TM} = \eta_0 \frac{\sqrt{\epsilon_r - \sin^2 \theta}}{\epsilon_r} \quad (2.5b)$$

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

$$Y_s = Y_{TE} = \frac{u}{j\mu_0 \omega} \quad (2.6a)$$

d'où :

$$Z_s = Z_{TE} = \frac{\eta_0}{\sqrt{\epsilon_r - \sin^2 \theta}} \quad (2.6b)$$

Pour les deux modes et dans le cas du BAN, on s'intéresse à des ondes de surfaces, qui sont donc en incidence rasante, soit $\theta=90^\circ$. De plus, la partie réelle de la permittivité complexe est toujours très supérieure à 1 (~50 pour la peau et les muscles), ce qui permet d'aboutir à une expression simplifiée valable quelque soit le mode :

$$Z_{TM} \approx Z_{TE} \approx \frac{\eta_0}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.7)$$

Ce résultat est remarquable d'autant plus qu'il correspond au cas de l'incidence normale ($\theta=0^\circ$). On en déduit que pour un fantôme homogène, il est possible de ne pas prendre en compte l'angle d'incidence à condition que $\epsilon_r \gg 1$.

- *Support de propagation stratifié :*

Ce cas est très différent du précédent car il fait intervenir un milieu multicouche avec des caractéristiques électriques différentes. Il en résulte un régime d'ondes stationnaires à l'intérieur des couches. Il est donc envisageable de résoudre le problème de l'impédance de surface par la technique des lignes de transmissions cascades.

En effet, chaque couche est assimilable à une ligne d'impédance caractéristique donnée par (2.5b) ou (2.6b), suivant le mode considéré. La première couche en partant du bas est considérée comme infini, le haut de la dernière couche étant le support de transmission de l'onde.

L'impédance de la première couche se verra donc transformée au fur et à mesure que l'on progresse jusqu'à la surface, voir figure 2.9.

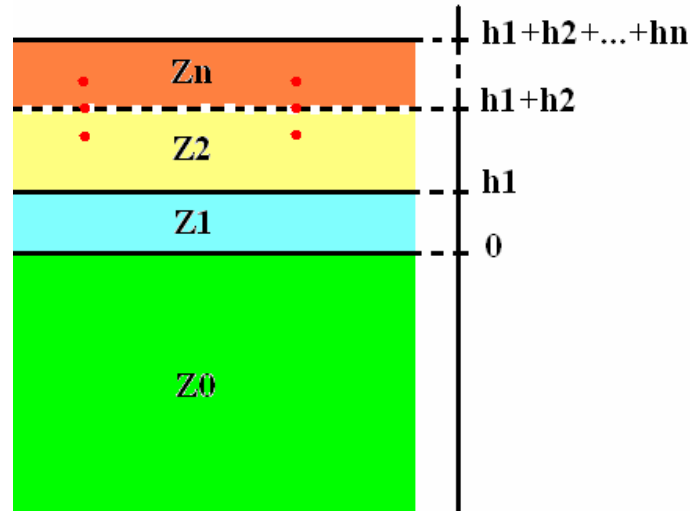


Figure 2.9 : Représentation schématique d'un milieu multicouche.

Pour le mode TM et d'après la figure 2.9, on a alors :

$$Z(h_1) = Z_1 \frac{Z_0 + Z_1 \tanh u_1 h_1}{Z_1 + Z_0 \tanh u_1 h_1} \quad (2.8)$$

$$\text{Soit en généralisant, on obtient : } Z(h_1 + \dots + h_n) = Z_n \frac{Z_{n-1} + Z_n (h_1 + \dots + h_{n-1}) \tanh u_n h_n}{Z_n (h_1 + \dots + h_{n-1}) + Z_{n-1} \tanh u_n h_n} \quad (2.9)$$

De même pour le mode TE, en raisonnant sur les admittances, on obtient :

$$Y(h_1 + \dots + h_n) = Y_n \frac{Y_{n-1} + Y_n (h_1 + \dots + h_{n-1}) \tanh u_n h_n}{Y_n (h_1 + \dots + h_{n-1}) + Y_{n-1} \tanh u_n h_n} \quad (2.10)$$

Cette méthode est celle qui est toujours employée lorsque l'on veut traiter le cas de la propagation des ondes de surfaces au-dessus d'un support multicouche. Pour plus de détails mathématiques on pourra se référer à Collin [COL01] ou Wait [WAI06].

- *Etude paramétrique :*

L'impédance de surface joue un rôle primordial dans l'existence et la propagation des modes de surface TE et TM et dans le choix des antennes. En effet, suivant la valeur de l'impédance de surface et afin d'assurer un bilan de liaison maximal il faudra choisir une antenne qui excite soit le mode TM, soit le mode TE.

D'après Collin [COL01], le mode TM se propage lorsque l'impédance de surface est inductive, tandis que le mode TE se propage pour des surfaces capacitives. Si on définit R_s la résistance de surface, X_s sa réactance, G_s sa conductance et B_s sa susceptance, alors :

- En mode TM, le produit $R_s X_s$ doit être le plus faible possible pour que l'onde s'atténue faiblement. De plus, X_s doit être grand devant R_s pour que l'onde soit confinée à la surface.

- En mode TE, le produit $G_s B_s$ doit être le plus faible possible pour que l'onde s'atténue faiblement. De plus, B_s doit être grand devant G_s pour que l'onde soit confinée à la surface.

Examinons maintenant le cas d'un milieu de propagation homogène et prenons comme approximation l'expression (2.7). Nous avons:

$$Z_{TM} \approx Z_{TE} \approx \frac{\eta_0}{\sqrt{\epsilon_r}} = \frac{\eta_0}{\sqrt{\epsilon_r}} \left[\frac{a}{a^2 + b^2} + j \frac{b}{a^2 + b^2} \right] \quad (2.11)$$

$$\text{Avec: } a = \cosh\left[\frac{1}{2} \sinh^{-1}(\tan \delta)\right] \quad (2.11a)$$

$$b = \sinh\left[\frac{1}{2} \sinh^{-1}(\tan \delta)\right] \quad (2.11b)$$

$$\tan \delta = \frac{\sigma}{\omega \epsilon_0 \epsilon_r} \quad (2.11c)$$

L'expression (2.11) permet de conclure qu'il n'est pas possible pour le mode TE de se propager sans une atténuation très importante. Il est cependant délicat d'appliquer cette remarque sans précaution au cas de la propagation des modes le long du corps.

En effet, si les caractéristiques électriques de la peau, des muscles et des organes sont très similaires, il existe aussi une couche de graisse qui peut jouer un rôle, plus ou moins important, suivant son épaisseur, dans la bande SHF et au-delà. C'est pour cette raison que nous avons précédemment introduit la notion de milieu stratifié.

Considérons un modèle composé de trois couches ; peau, graisse et muscle d'étendue infinie. C'est un modèle classique approximatif que l'on retrouve par ailleurs dans [LEA01]. Suivant les conditions aux limites présentes aux interfaces entre couches, celles-ci peuvent résonner en $\lambda/4$ ou $\lambda/2$ (ANNEXE B).

Généralement, les couches de peau sont fines et on peut fixer des épaisseurs de l'ordre de 0.5-1 mm. Par contre, les épaisseurs de graisse ont une variabilité marquée suivant l'endroit du corps et la personne.

Nous avons vu que pour un milieu homogène, l'impédance de surface est inductive. Elle peut donc supporter une onde TM. Par contre, pour un milieu multicouche, la surface change de nature avec la fréquence en passant par différentes résonances.

On peut facilement estimer la fréquence de la première résonance en admettant que la peau à une épaisseur faible et que par conséquent elle n'affecte pas trop l'impédance vue par la graisse qui est assez proche de l'impédance caractéristique de l'air. Par contre, en dessous de la graisse, il y a le muscle qui possède une faible impédance caractéristique. Ceci entraîne que la condition de résonance de la graisse se fait pour une épaisseur h_g de $\lambda/4$, soit :

$$f_r = \frac{c}{4h_g \sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.12)$$

La Figure 2.10 montre l'évolution de l'impédance de surface pour différentes épaisseurs h_g de graisse.

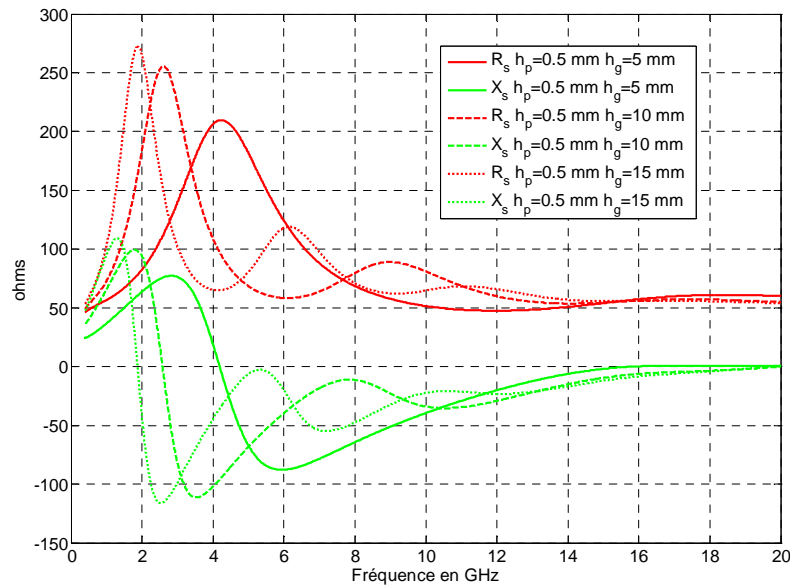


Figure 2.10 : Impédance de surface d'un modèle trois couches : peau, graisse, muscle

On observe clairement les résonances successives liées à la couche de graisse. On admettra que dans la majorité des cas, le corps a une impédance de surface de nature inductive à 2.4 GHz.

Pour le cas où $h_g=5\text{mm}$, les fréquences proches de 4 GHz souffriront d'une forte atténuation du fait que X_s est faible et R_s élevé. Les variations brusques de l'impédance montrent que le canal est très dispersif.

La Figure 2.11 présente l'admittance de surface du corps en fonction de la fréquence. Dans le cas où $h_g=5\text{mm}$, le mode TE pourrait se propager correctement lorsque $B_s > 0$, mais la conductance de surface étant toujours plus importante que la susceptance, on observera une forte atténuation du champ dans ce mode.

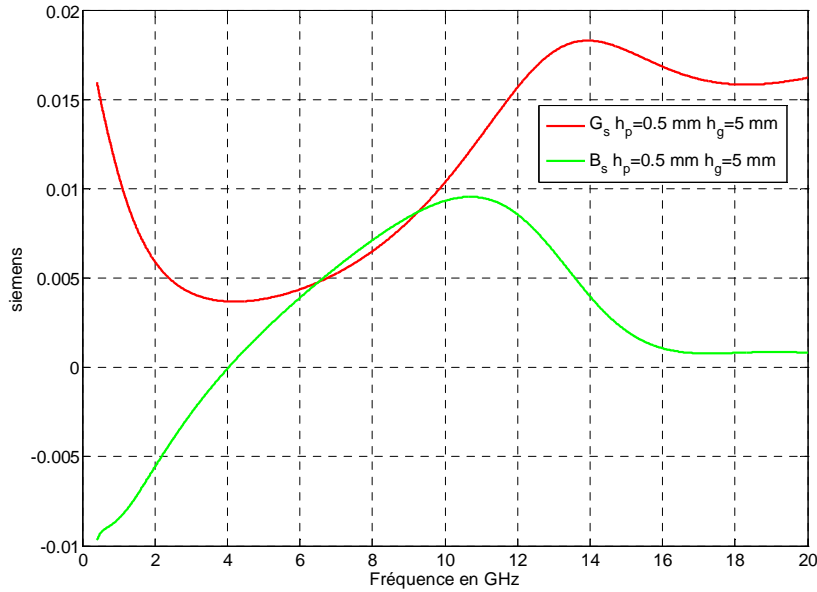


Figure 2.11 : Admittance de surface d'un modèle trois couches : peau, graisse, muscle

Il est toutefois possible que le mode TE puisse se propager dans de petites fenêtres de fréquences selon la personne et l'endroit du corps considéré. La liaison devant s'établir indépendamment de la variabilité des individus, on conclut finalement sur le faible intérêt d'une liaison par mode TE (excitation par dipôle horizontal) auquel on préférera le mode TM qui peut facilement être excité par un monopôle de préférence raccourci.

2.7 Expression générale de l'atténuation

Le paragraphe suivant est tiré de [WAI01]. On suppose une antenne quelconque de gain G_{TX} placée à la surface d'un plan parfaitement conducteur et alimentée par une puissance P_{TX} . Le champ électrique \underline{E}_0 à la distance d s'exprime par la relation suivante :

$$\underline{E}_0 = 2\sqrt{\frac{\eta_0}{2\pi}} \frac{\sqrt{P_{TX} G_{TX}}}{d} \left(1 + \frac{1}{jkd} + \frac{1}{(jkd)^2} \right) e^{-jkd} \quad (2.13)$$

Où (2.13) tient éventuellement compte du champ proche si d reste inférieur à $\sim\lambda/2$. Supposons maintenant que l'atténuation de l'onde soit modifiée par la présence d'un plan conducteur, ou par celle d'un cylindre également conducteur.

Dans le premier cas, l'onde sera atténuée d'un facteur nommé fonction d'atténuation de Sommerfeld, notée $F(p)$ et qui dépend des caractéristiques électriques du support de propagation et de la polarisation.

Dans le second cas, l'onde se verra atténuée d'un facteur tenant compte de la dispersion d'énergie autour du cylindre, de ses caractéristiques électriques et de la polarisation. On utilisera la série de Watson pour modéliser ce cas.

On note \underline{U} la modification du champ électrique apportée par le plan ou le cylindre. Le champ \underline{E} à une distance d vaut alors :

$$\underline{E} = \underline{E}_0 \underline{U} \quad (2.14)$$

2.8 Atténuation sur une surface plane

On rappelle qu'on cherche à modéliser la propagation sur des surfaces que l'on pourrait considérer comme planes, à savoir le torse ou le dos.

On suppose que l'antenne est placée à la surface d'un diélectrique à pertes entièrement caractérisé par sa permittivité complexe : $\underline{\epsilon}_r = \epsilon_r(1 - j \tan \delta)$. Afin de tenir compte des paramètres électriques de la surface, il est nécessaire de modifier la valeur du champ électrique \underline{E}_0 en introduisant la fonction d'atténuation de Sommerfeld définie par :

$$\underline{U} = \underline{F}(p) = 1 - j\sqrt{\pi p} e^{-p} \operatorname{erfc}(j\sqrt{p}) \quad (2.15a)$$

où p est connu sous le nom de *distance numérique* :

$$p = -j \frac{kd}{2} \underline{\Delta}^2 \quad (2.15b)$$

et $\underline{\Delta}$ est le paramètre tenant compte du diélectrique et de la polarisation (mode TE ou TM) :

$$\text{Mode TE : } \underline{\Delta} = \eta_0 Y_s \quad (2.15c)$$

$$\text{Mode TM : } \underline{\Delta} = Z_s / \eta_0 \quad (2.15d)$$

Ainsi, le champ électrique à une distance d de l'antenne est donné par (2.14) et (2.15a). La puissance délivrée par une antenne de réception de gain G_{RX} à cette même distance s'exprime par :

$$P_{RX} = \frac{\lambda^2}{4\pi} G_{RX} \frac{|\underline{E}|^2}{2\eta_0} \quad (2.16)$$

Il est alors possible d'en déduire le bilan de liaison qui vaut :

$$G_{dB} = 73.6 + G_{TX} + G_{RX} - 20\log(d_{cm}) - 20\log(f_{MHz}) + 20\log(|\underline{E}|) \quad (2.17)$$

Il est difficile de donner une formulation simplifiée pour $F(p)$. Cependant, nous pouvons étudier son influence sur le bilan de liaison pour un milieu homogène et un milieu stratifié et ainsi tenter une approche vers une modélisation analytique de l'onde de surface en bande étroite et en large bande.

Considérons d'abord l'influence des paramètres électriques des tissus biologiques sur le bilan de liaison le long d'une surface plane pour le mode TM. La Figure 2.12 montre le facteur $F(p)$ en fonction de la distance pour différentes valeurs de permittivité relative.

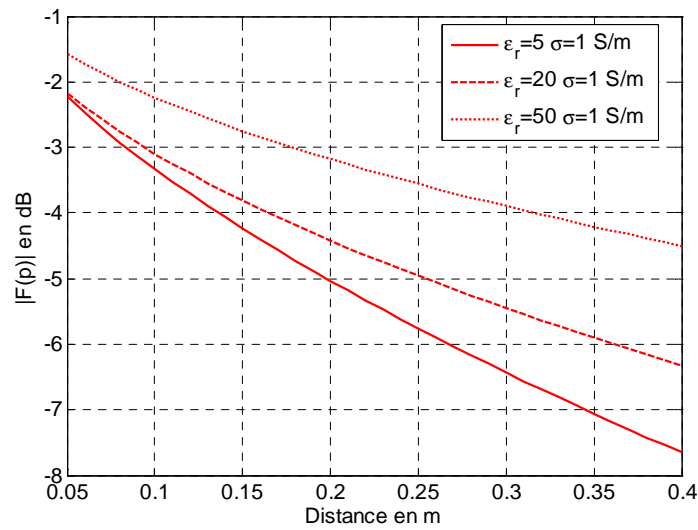


Figure 2.12 : Influence de la permittivité sur $|F(p)|$, mode TM

L'augmentation de la permittivité réduit la résistance de surface R_s , donc l'atténuation qui devient faible quand on considère le cas $\epsilon_r=50$ (la peau ou les muscles) sur la Figure 2.12. De même, l'augmentation de la conductivité réduit la résistance surfacique (Figure 2.13) et réduit l'atténuation.

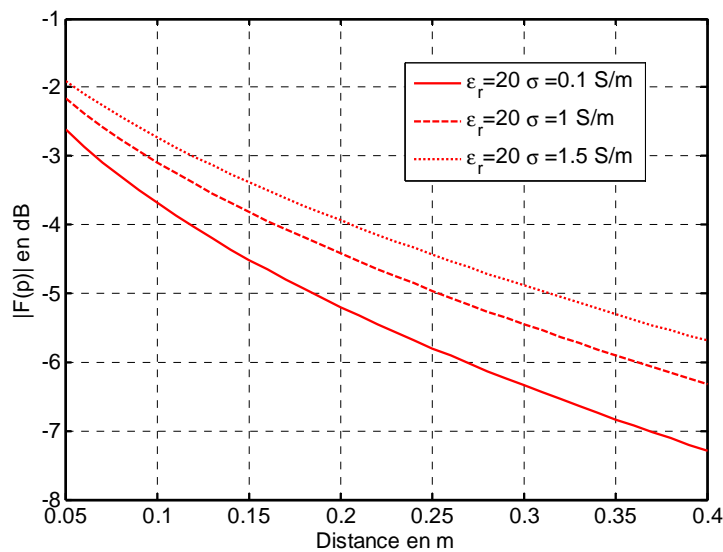


Figure 2.13 : Influence de la conductivité sur $|F(p)|$, mode TM

Intéressons nous maintenant au mode TE. On présente $F(p)$ pour différentes valeurs de permittivité relative (Figure 2.14).

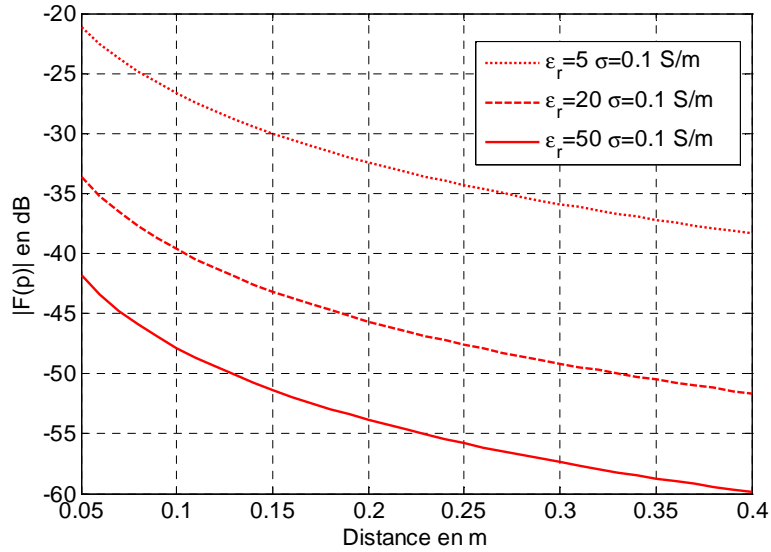


Figure 2.14 : Influence de la permittivité sur $|F(p)|$, mode TE

On vérifie l'inefficacité de la polarisation horizontale ($|F(p)|$ en dB très négatif). On constate que l'effet de la permittivité relative est inversé par rapport au mode TM. Plus celle-ci est faible, moins l'onde est atténuée. En effet, dans le cas d'une permittivité élevée, l'impédance de surface Z_{TE} est faible, ce qui a pour effet de « court-circuiter » le champ électrique tangentiel et le mode TE s'atténue rapidement.

La courbe de la Figure 2.15 correspond à l'atténuation du mode TM sur un milieu homogène équivalent au muscle à 2.4 GHz ($\epsilon_r=50$, $\sigma=1$ S/m). On note que la propagation au-dessus du muscle donne une atténuation qui ne dépasse pas les 4 dB par rapport à l'atténuation au-dessus d'un plan parfait ($|F(p)|=0$ dB).

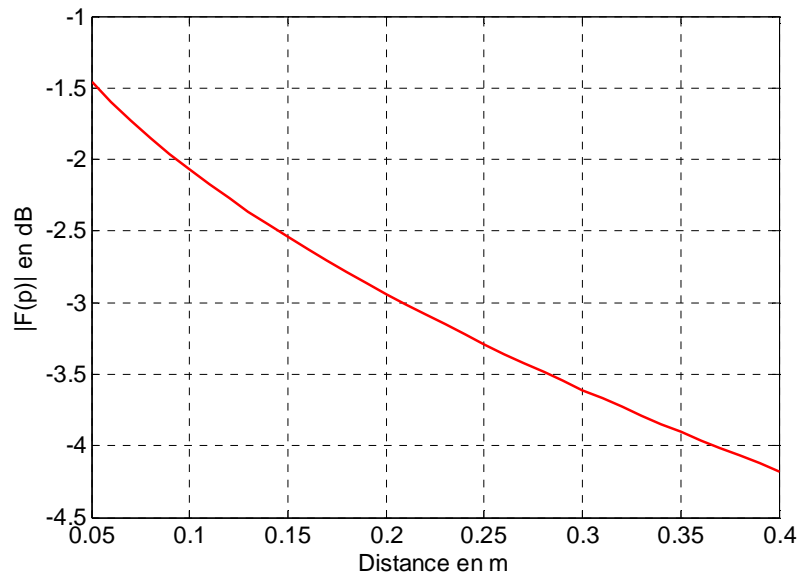


Figure 2.15 : $|F(p)|$ en dB à 2400 MHz avec les propriétés diélectriques du muscle

Voyons maintenant le cas d'un milieu stratifié où on considère une épaisseur de peau de 0.5 mm, une épaisseur de graisse variable de 2 à 15 mm et une couche de muscle supposée infinie. L'impédance de surface est alors calculée d'après la méthode expliquée en 2.6.

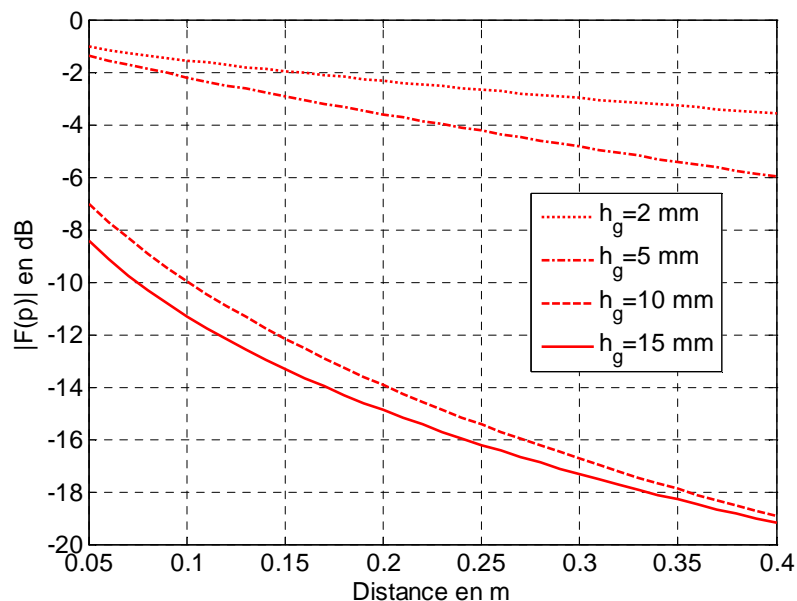


Figure 2.16 : $|F(p)|$ en dB à 2400 MHz pour différentes épaisseurs de graisse

On constate que les épaisseurs de 2 et 5 mm donnent des atténuations proches du cas du milieu homogène équivalent au muscle. Pour des épaisseurs plus importantes l'atténuation est notable ce qui montre bien la variabilité qu'il peut y avoir d'une personne à une autre.

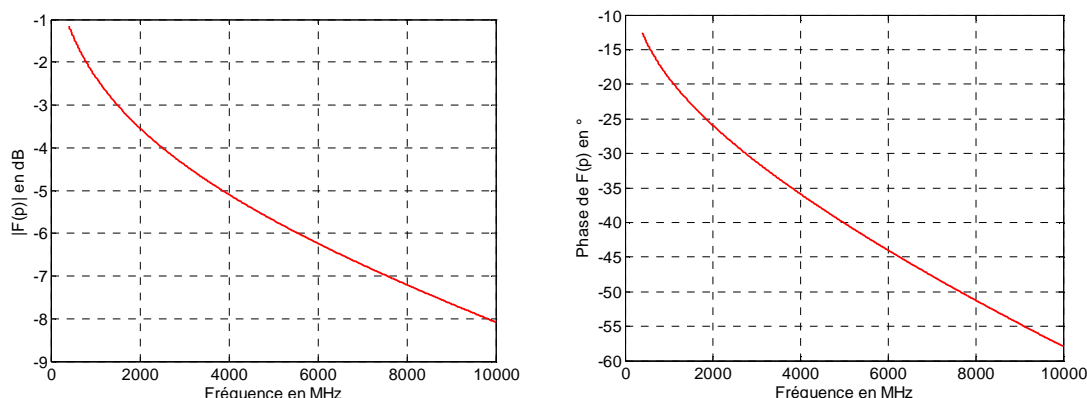


Figure 2.17 : Module et phase de $F(p)$ au-dessus du muscle à 35 cm de distance dans une gamme de 400 MHz à 10 GHz

Observons à présent le comportement en fréquence entre 400 MHz et 10 GHz, pour évaluer si le corps est ou non dispersif pour les communications UWB. Nous fixons d à 35 cm, ce qui correspond grosso-modo à la distance cou-taille pour un homme de 1.70 m.

On constate que l'atténuation est linéaire en fonction de la fréquence à partir de 2 GHz. La phase de $F(p)$ présente également le même comportement ce qui prouve que le milieu homogène n'est pas dispersif et que les ondes se propageront avec le même retard de groupe quelque soit la fréquence (Figure 2.17).

Considérons comme plus haut le même milieu stratifié constitué par 0.5 mm de peau, une épaisseur de graisse variable et une couche de muscle.

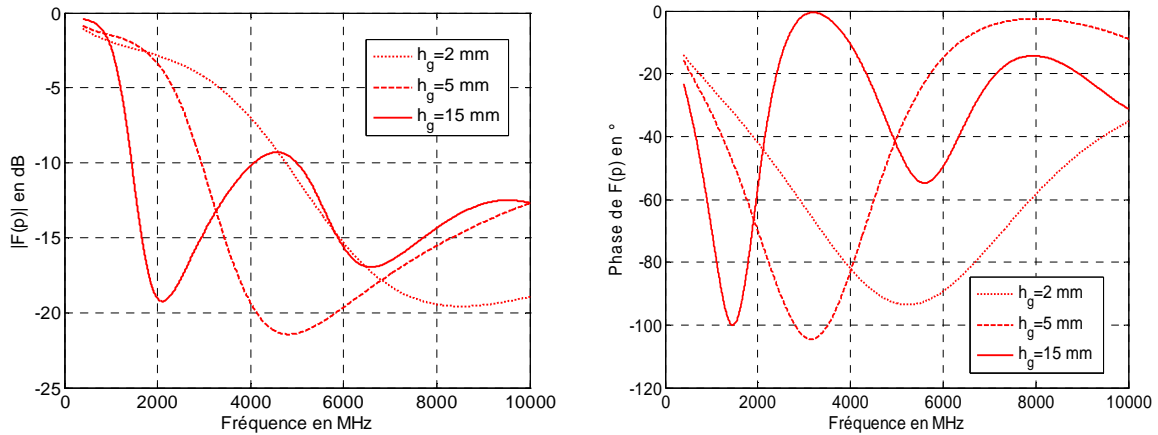


Figure 2.18 : Module et phase de $F(p)$ au-dessus d'un milieu stratifié équivalent au corps à 35 cm de distance dans une gamme de 400 MHz à 10 GHz

Les courbes de la Figure 2.18 montrent une grande variabilité de la fonction d'atténuation $F(p)$ en fonction de la fréquence et de l'épaisseur de graisse. Ainsi, certaines bandes de fréquences peuvent être fortement atténuées. Le milieu est « dispersif discret », c'est-à-dire que certaines bandes présentent un retard de groupe variable avec la fréquence. Ces bandes de fréquences se situent là où le module de $F(p)$ varie brusquement.

Pour conclure, nous présentons sur la Figure 2.19 l'atténuation globale à 2.4 GHz donnée par (2.17) avec des gains d'antennes de 0 dBi pour un milieu homogène tel que le muscle et pour un milieu stratifié avec différentes épaisseurs de peau et de graisse.

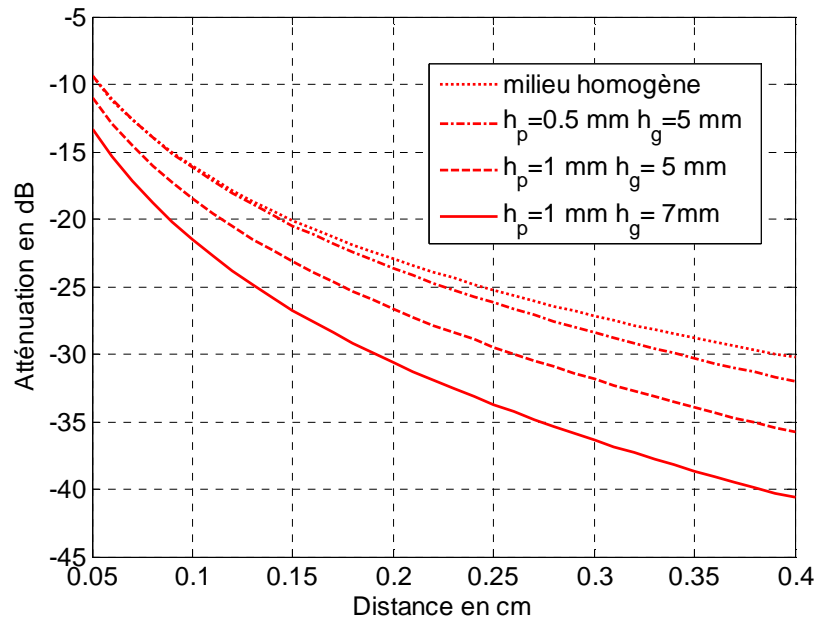


Figure 2.19 : Atténuation sur le torse ou le dos pour différents paramètres de tissu.
Gain des antennes 0 dBi

La Figure 2.19 montre d'une part la variabilité qu'il peut y avoir entre les personnes, mais aussi la différence entre les mesures faites sur un fantôme qui est homogène et sur une personne. La marge d'erreur peut être de 10 dB.

Une étude similaire, mais moins détaillée, de la propagation sur un modèle stratifié de corps peut être trouvée dans [LEA01].

Pour une distance fixée, il est également possible d'analyser l'effet de la graisse en faisant varier son épaisseur (Figure 2.20). Pour un sujet adulte, cette épaisseur varie entre quelques millimètres et 25 mm dans la plupart des cas [CHR01].

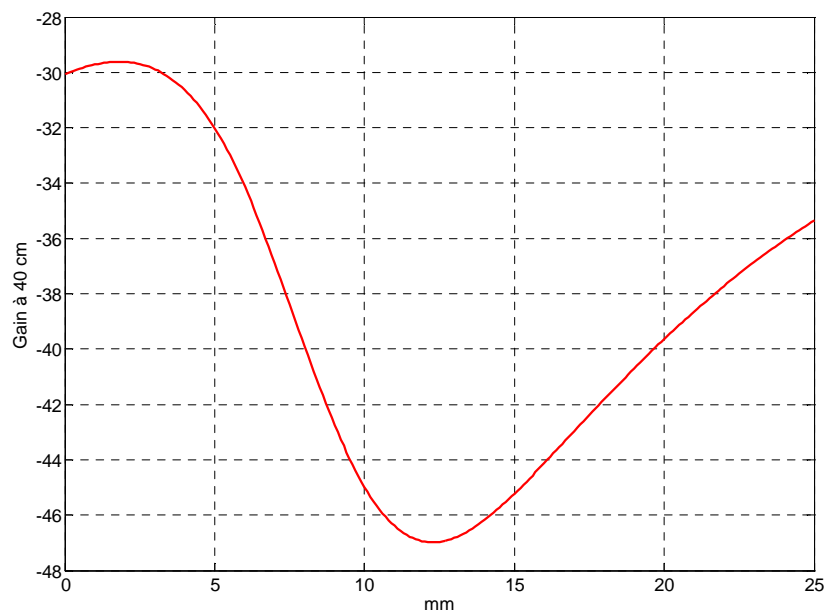


Figure 2.20 : Bilan de liaison sur le torse ou le dos en fonction de l'épaisseur de graisse, ($h_p=0.5$ mm à $d=40$ cm).
Gain des antennes 0 dBi

L'expression (2.12) donne une épaisseur résonante, (résonance quart d'onde), à 2.4 GHz de 14 mm. On observe nettement une diminution du bilan de liaison pour cette valeur (Figure 2.20). Ceci s'explique par le fait que la graisse ramène une impédance de surface élevée à la manière d'un transformateur quart d'onde.

Cette courbe montre à nouveau la variabilité qu'il peut y avoir à une distance donnée entre différentes personnes puisqu'on observe une variation de 17 dB. Une étude faite en simulation dans le cas d'une liaison par dipôles peut être trouvée dans [ROE01] et indique des variations similaires.

Ces observations n'ont pas été validées expérimentalement du fait de la quasi-impossibilité de déterminer si les variations observées entre les personnes sont dues à un taux de graisse différent ou à un autre phénomène. Cependant, les résultats trouvés sur les effets de la graisse sont comparables dans les simulations HFSS et les formules théoriques.

On notera que la modélisation par multicouche, largement utilisée pour la modélisation de la propagation terrestre (effet des sources d'eau sur la propagation d'une onde de sol, par exemple), est depuis peu employée pour la modélisation BAN comme dans [ROE01] ou [LEA01]. Cette modélisation est également utilisée pour l'étude du DAS ou SAR et l'étude de la concentration du champ électrique dans les couches sous-cutanées [CHR01].

2.9 Atténuation sur une surface cylindrique

Basé sur la série de Watson, on propose ici le premier modèle analytique pour un trajet circumcorporel autour d'une surface cylindrique, à savoir la tête, la taille, ou le tronc. On considérera les deux types de polarisation, verticale et horizontale.

2.9.1 Polarisation verticale

Notre développement théorique s'appuie sur la série de Watson [WAT01] publiée en 1918 et améliorée par la suite [WAI01]. Cette modélisation était d'abord appliquée au cas de la sphéricité de la terre, puis a été généralisée pour le calcul de la diffraction par les collines dans le cas des faisceaux hertziens [WAI02]. Dans [PAK01], il est montré que le phénomène de propagation par ondes rampantes et le même pour une sphère et pour un cylindre dans une tranche perpendiculaire à son axe. Nous proposons donc l'application de cette formulation au cas des réseaux BAN, où nous modéliserons la tête et le torse par un cylindre de rayon approprié [ALV01].

On suppose que l'antenne est placée à la surface d'un cylindre diélectrique à pertes entièrement caractérisé par sa permittivité complexe : $\epsilon_r = \epsilon_r(1 - j \tan \delta)$. Afin de tenir compte des paramètres électriques de la surface, il est nécessaire de modifier la valeur du champ électrique \underline{E}_0 en introduisant le facteur d'atténuation \underline{W} qui s'exprime sous la forme d'une série infinie dite série de Watson :

$$\underline{U} = \underline{W} \approx e^{-j\frac{\pi}{4}} \sqrt{\pi x} \sum_n \frac{e^{-jxt_n}}{t_n - \underline{q}^2} \frac{w_1(t_n - y_1)}{w_1(t_n)} \frac{w_1(t_n - y_2)}{w_1(t_n)} \quad (2.18)$$

Chaque terme de la série constitue un mode de propagation ayant son atténuation propre. Celle-ci dépend des caractéristiques diélectriques du milieu contenues dans le paramètre \underline{q} donné par :

$$\underline{q} = -j \left(\frac{ka}{2} \right)^{1/3} \underline{\Delta} \approx -j \left(\frac{ka}{2} \right)^{1/3} \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.19)$$

L'expression approchée de \underline{q} n'est valable que lorsque le milieu diélectrique est homogène et de forte permittivité. Pour tous les autres cas, on préférera utiliser l'impédance de surface normalisée $\underline{\Delta}$.

Chaque mode dépend de trois paramètres liés au positionnement des antennes sur le cylindre :

- la distance normalisée x

$$x = \left(\frac{ka}{2} \right)^{1/3} \frac{d}{a} \quad (2.20)$$

- les hauteurs normalisées y_1 et y_2 des deux antennes

$$y_1 = \left(\frac{2}{ka}\right)^{1/3} kh_1 \quad (2.21a)$$

$$y_2 = \left(\frac{2}{ka}\right)^{1/3} kh_2 \quad (2.21b)$$

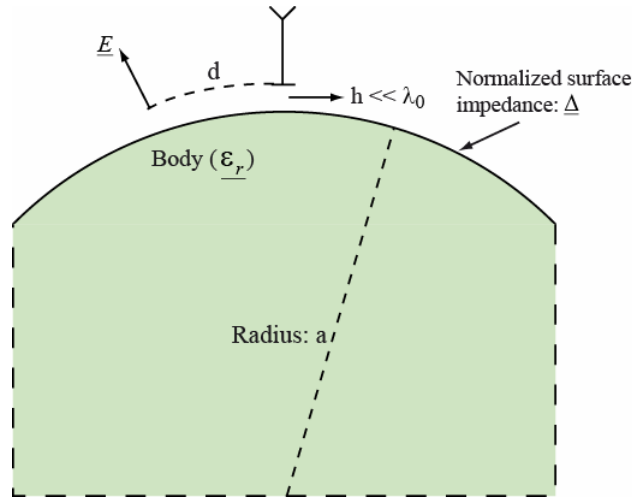


Figure 2.21 : Représentation schématique de la configuration du modèle proposé

L'équation (2.18) ne peut s'appliquer que dans la condition où le périmètre $p=2\pi a$ du cylindre satisfait la condition: $p/\lambda \gg 1$ [ECK01]. Dans notre cas, le périmètre minimum à considérer est celui de la tête qui vaut en moyenne 60 cm. A 2.4 GHz, la longueur d'onde est de 12.5 cm, ce qui donne une valeur de 5 au rapport précédemment défini. Nous montrerons expérimentalement que ce rapport est suffisant pour appliquer la série de Watson au cas de la propagation autour de la tête.

Dans la série de Watson, l'atténuation de chaque mode n est directement liée à la partie imaginaire de \underline{t}_n . Ce paramètre est solution de l'équation suivante :

$$\frac{dw_1(\underline{t})}{d\underline{t}} - \underline{q}w_1(\underline{t}) = 0 \quad (2.22a)$$

Pour un cylindre parfaitement conducteur ($\Delta=0$, soit $q=0$), le paramètre \underline{t} est donné pour chaque mode par [WAT01], [PAK01] :

$$\underline{t}_1^0 = 1.0188e^{-j\frac{\pi}{3}} \quad \underline{t}_2^0 = 3.24820e^{-j\frac{\pi}{3}} \quad \underline{t}_3^0 = 4.82010e^{-j\frac{\pi}{3}} \quad \underline{t}_4^0 = 6.16331e^{-j\frac{\pi}{3}} \quad \underline{t}_5^0 = 7.37218e^{-j\frac{\pi}{3}} \quad (2.22 b)$$

Pour un cylindre diélectrique, q est différent de zéro et l'on exprime alors les valeurs de \underline{t} par la relation suivante [WAI03] :

$$\underline{t}_n = \underline{t}_n^0 + \frac{1}{\underline{t}_n^0} q - \frac{1}{2(\underline{t}_n^0)^3} q^2 + \left(\frac{1}{3(\underline{t}_n^0)^2} + \frac{1}{2(\underline{t}_n^0)^5} \right) q^3 + \dots \quad (2.23)$$

Dans (2.18), $w_1(t)$ est une fonction de Airy [WAI01] et le rapport $\frac{w_1(\underline{t}_n - y_1)}{w_1(\underline{t}_n)}$ exprime un gain de hauteur. En effet, pour une surface inductive ($X_s > 0$) le champ décroît en première approximation de façon linéaire avec la hauteur en mode TM [WAI06], [PAK01]. Le gain en hauteur permet de tenir compte de cette variation. Cependant, la hauteur des antennes étant faible par rapport à la longueur d'onde et au rayon du cylindre, (2.21), on négligera le gain de hauteur, sa valeur étant très proche de 1.

Il est finalement possible de réduire la série de Watson à la relation suivante :

$$\underline{W} \approx e^{-j\frac{\pi}{4}} \sqrt{\pi x} \sum_n \frac{e^{-jx \underline{t}_n}}{\underline{t}_n - \underline{q}^2} \quad (2.24)$$

Cette expression peut encore être simplifiée lorsque le paramètre q est faible, c'est-à-dire pour de fortes valeurs de permittivité. Pour une fréquence de 2.4 GHz, les caractéristiques diélectriques du corps sont modélisées en première approximation par un milieu homogène ayant les valeurs suivantes $\sigma=1.7$ S/m, $\epsilon_r=50$. Si un rayon maximum de 20 cm est considéré pour la ceinture, on a alors $|q| \approx 0.24$. En utilisant cette valeur, la Figure 2.22 montre le module de la série de Watson limitée à ces cinq premiers modes en fonction de la distance normalisée x . Pour effectuer une comparaison, les cinq premiers modes sont également tracés séparément.

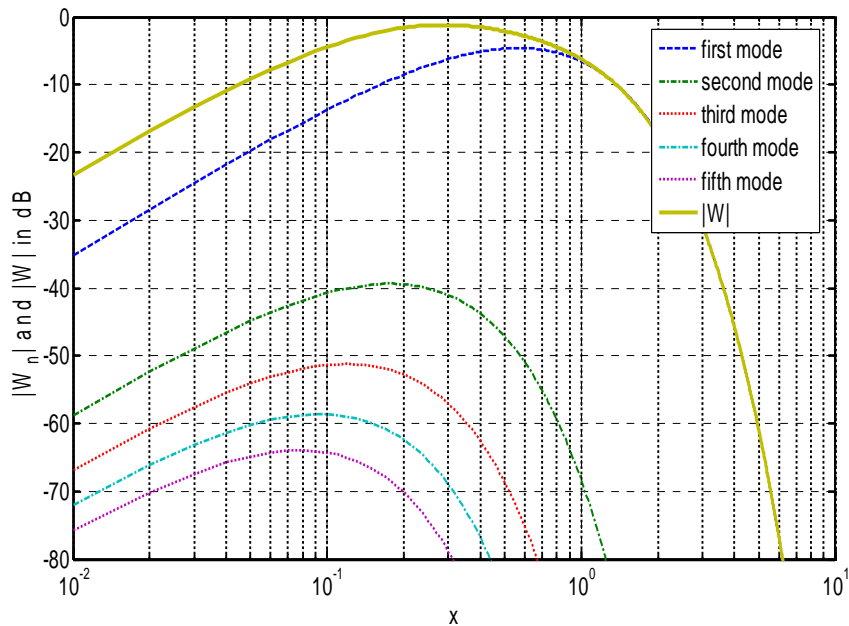


Figure 2.22 : Cinq premiers modes et module de \underline{W} limité à ces cinq premiers modes en fonction de la distance normalisée x .

On observe que tous les modes, sauf le premier sont très fortement atténués pour $x > 1$, en pratique même pour $x > 0.6$. On peut donc limiter la série au premier mode pour $x > 1$. On a donc l'approximation suivante de (2.18) :

$$\underline{W} \approx e^{-j\frac{\pi}{4}} \sqrt{\pi x} \frac{e^{-jx t_1}}{t_1 - \underline{q}} \quad (2.25)$$

Même pour le plus petit périmètre que l'on puisse considérer (tête $p=60$ cm) et à 2.4 GHz, x est plus grand que 1 pour une distance d supérieur à 7 cm. Ceci indique clairement que seul le premier mode de la série de Watson doit être considéré dans les trajets circumcorporels.

Comme $|\underline{q}|^2 \approx 0.06$ est négligeable devant t_1 , il est également possible de négliger \underline{q} . On obtient finalement la fonction d'atténuation simplifiée qui permettra de modéliser les trajets circumcorporels :

$$\underline{W} \approx e^{-j\frac{\pi}{4}} \sqrt{\pi x} \frac{e^{-jx t_1}}{t_1} \quad (2.26)$$

Le module de (2.26) est donné par :

$$|\underline{W}| = \frac{\pi^{2/3}}{\lambda^{1/6} a^{1/3} |t_1|} d^{1/2} e^{-\alpha d} \quad (2.27)$$

où α est le coefficient d'atténuation en Np/m :

$$\alpha = \frac{\pi^{1/3} |t_1| \cos(\pi/6)}{\lambda^{1/3} a^{2/3}} \quad (2.28)$$

α correspond à l'atténuation du mode dominant dans la zone de diffraction. Il peut être directement relié à l'atténuation linéique observée sur la Figure 2.4.

L'expression (2.28) peut être mise sous une forme pratique suivante :

$$\alpha_{dB/cm} = K \frac{f_{MHz}^{1/3}}{a_{cm}^{2/3}} \quad (2.29)$$

Où K est un coefficient dépendant de l'impédance de surface du cylindre à travers les paramètres t_1 (module et phase) et s'exprime par :

$$K = -0.279 \pi^{1/3} |t_1| \sin \varphi_{t_1} \quad (2.30)$$

Si l'on considère un cylindre parfaitement conducteur, le coefficient K vaut 0.36. Tandis qu'il vaut 0.39 pour un cylindre de constante diélectrique égale à 50. Si l'on considère un milieu

multicouche où l'on fait intervenir différentes valeurs d'épaisseur de graisse, on constate que K peut varier de 0.39 à 0.52.

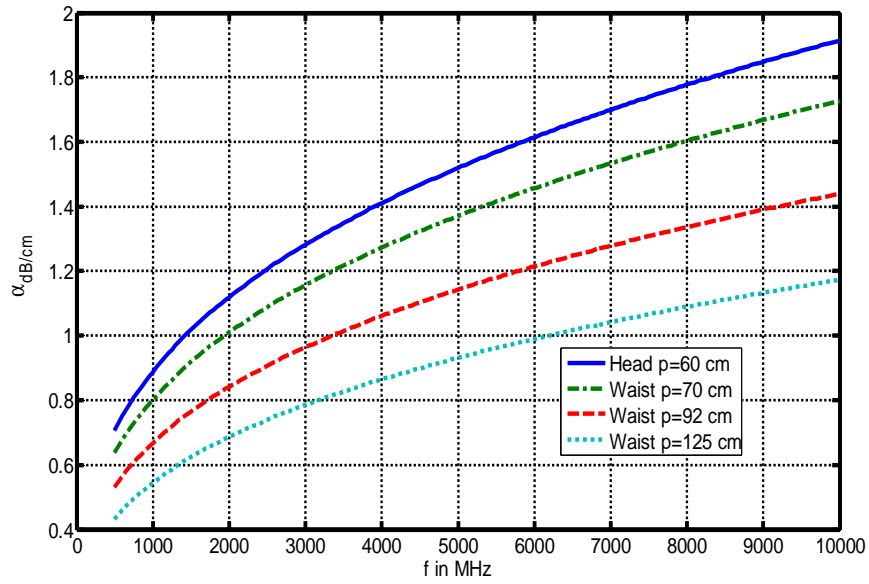


Figure 2.23 : Coefficient d'atténuation α pour différents trajets circumcorporels en fonction de la fréquence ($K=0.39$).

On constate que le coefficient d'atténuation décroît lorsque le rayon du cylindre augmente. On devra donc s'attendre à une décroissance du champ plus rapide pour la tête que pour la taille, par exemple. C'est ce qui est montré en Figure 2.23 en prenant $K=0.39$.

A partir de (2.27), on peut calculer le champ électrique E du mode dominant à la distance d , soit :

$$|E| = 2\sqrt{\frac{\eta_0}{2\pi}} \sqrt{\frac{P_{TX} G_{TX}}{d}} \frac{\pi^{2/3}}{\lambda^{1/6} a^{1/3} |t_1|} e^{-\alpha d} \quad (2.31)$$

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

$$P_{RX} = \frac{\lambda^2}{4\pi} G_{RX} \frac{|E|^2}{2\eta_0} \quad (2.32)$$

où G_{RX} est le gain de l'antenne de réception. Le bilan de liaison G est alors simplement exprimé par le rapport de la puissance reçue P_{RX} sur la puissance émise P_{TX} , soit :

$$G = \frac{P_{RX}}{P_{TX}} = \frac{c^{10/6} \pi^{4/3}}{4\pi^2 |t_1|^2} G_{TX} G_{RX} \frac{1}{d} \frac{1}{f^{10/6}} \frac{1}{a^{2/3}} e^{-2\alpha d} \quad (2.33)$$

et en dB :

$$G_{dB} = 65.25 - 20 \log |t_{\perp}| + G_{RX_{dB}} + G_{TX_{dB}} - 16.7 \log f_{MHz} - 10 \log d_{cm} - 6.7 \log a_{cm} - \alpha_{dB/cm} d_{cm} \quad (2.34)$$

L'expression (2.34) constitue une avancée dans la modélisation déterministe des canaux BAN. En effet, les dépendances en fonction de la fréquence, du périmètre et en $\log d$ n'avaient pas été démontrées à ce jour [HAL01]. Cette expression sera utilisée plus loin pour la modélisation de l'affaiblissement le long des surfaces quasi-planaires.

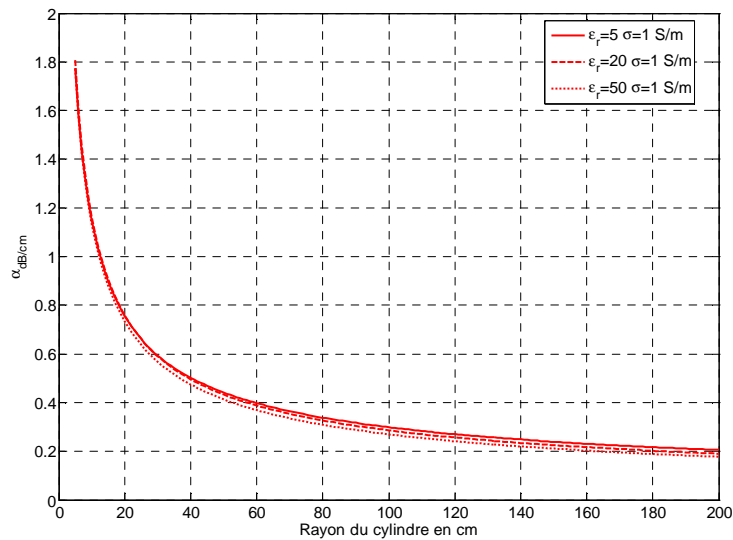


Figure 2.24 : Effet de la permittivité relative sur le facteur d'atténuation des ondes rampantes à 2.4 GHz

On note sur les Figures 2.24 et 2.25 que les effets de la permittivité relative et de la conductivité du diélectrique sur le facteur d'atténuation α des ondes rampantes sont négligeables pour toutes les valeurs de rayons possibles dans un trajet autour du corps.

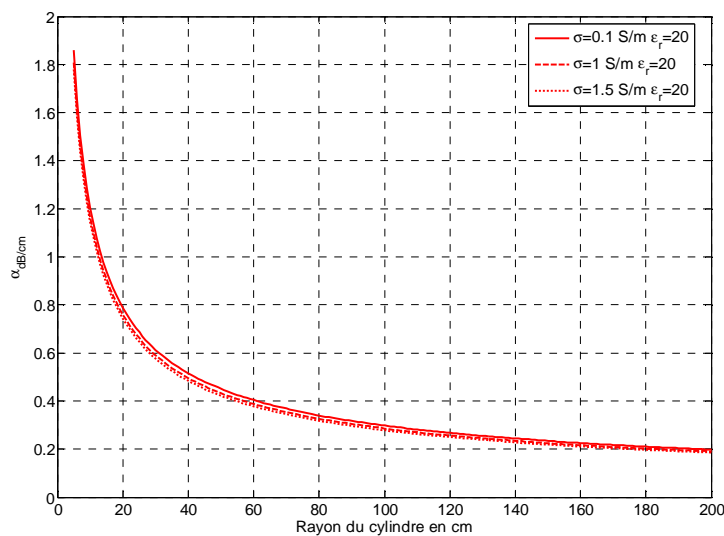


Figure 2.25 : Effet de la conductivité sur le facteur d'atténuation des ondes rampantes à 2.4 GHz

L'atténuation linéique des ondes rampantes est donc avant tout liée au périmètre du support cylindrique de propagation contrairement au cas des ondes de surface où l'atténuation est très dépendante des caractéristiques diélectriques.

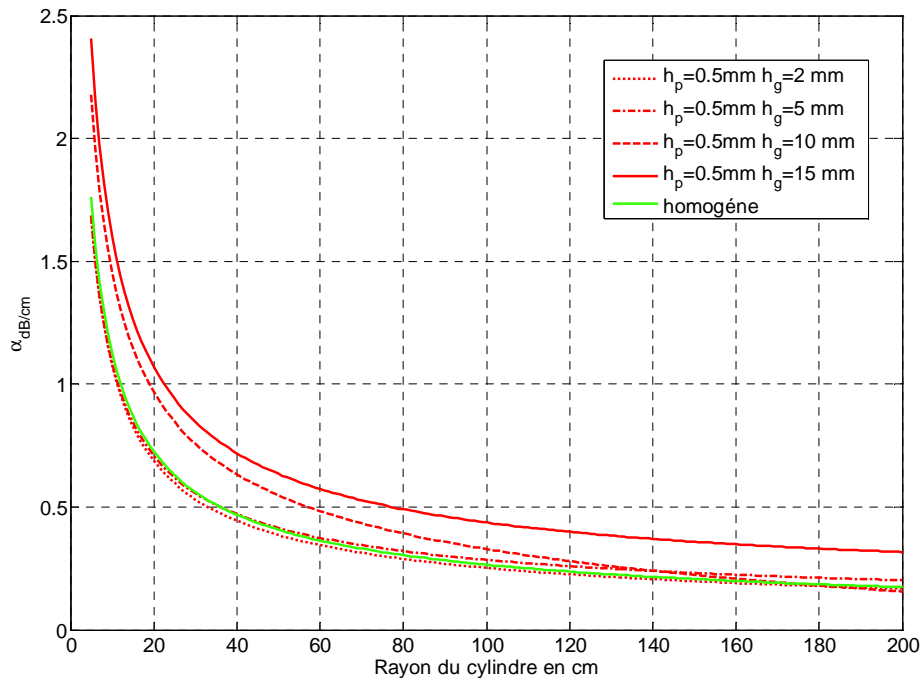


Figure 2.26 : Effet d'un cylindre stratifié sur le facteur d'atténuation des ondes rampantes à 2.4 GHz

Cependant, dans le cas d'un milieu stratifié, la graisse peut avoir un effet qui tend à augmenter l'atténuation de l'onde (Figure 2.26). L'effet n'est cependant notable que pour des épaisseurs supérieures à 10 mm.

Ceci peut expliquer les irrégularités observées dans la Table 2.1 où étaient rassemblées quelques données de mesure préliminaires. On avait mesuré pour la tête une atténuation linéique $\alpha=1.07$ dB/cm, et l'on pourrait s'attendre à ce que la taille, ayant un périmètre plus grand, donne une atténuation plus faible. Or elle était de 1.12 dB/cm. La tête ne contient que très peu de graisse tandis que le torse en contient beaucoup. Cette différence de tissus explique l'augmentation de l'atténuation linéique lorsque l'on passe de la tête à la taille alors que le périmètre est plus important.

Sur la Figure 2.27, on a représenté l'effet de la graisse pour un large spectre de fréquences compris entre 400 MHz et 10 GHz. On note que jusqu'à 3 GHz le milieu stratifié donne sensiblement la même atténuation linéique que le milieu homogène. Au-delà, la différence peut atteindre 0.6 dB environ. On note également l'évolution en « escalier » de α , où chaque « marche » correspond à un ensemble de résonance en $\lambda/4$ et $\lambda/2$ de la graisse, (ANNEXE B).

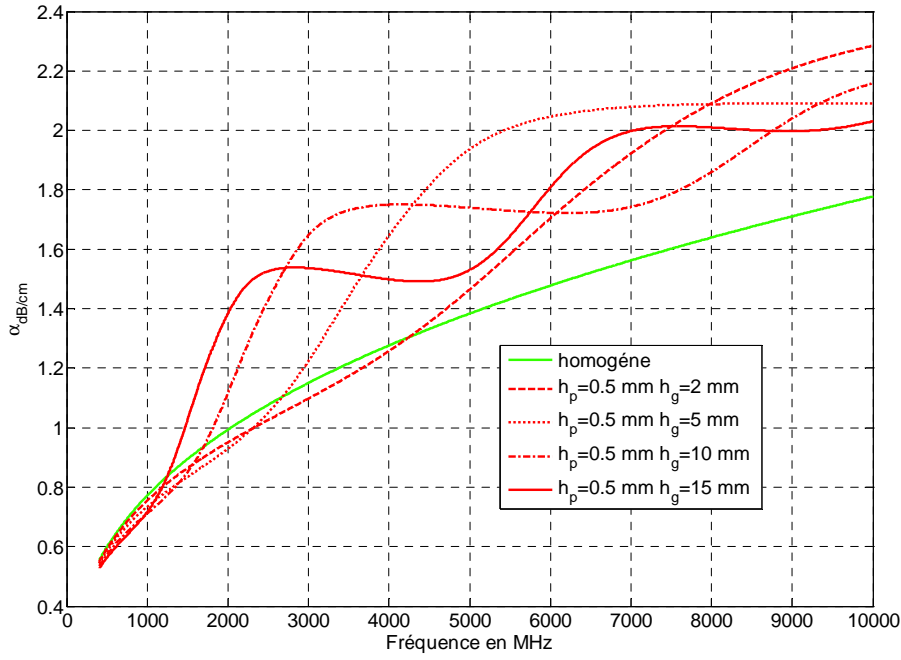


Figure 2.27 : Variation de l'atténuation linéique avec la fréquence pour différentes épaisseurs de graisse et un tour de taille de 70 cm

2.9.1.1 Combinaison des trajets directs et indirects autour d'un cylindre

Lors de la propagation autour d'un cylindre, les interférences entre l'onde en trajet direct E_d et l'onde en trajet indirect E_i doivent être prises en compte (Figure 2.28). On considère comme précédemment un cylindre de périmètre $p=2\pi a$ et un point de réception à une distance d pour le trajet direct et une distance $p-d$ pour le trajet indirect. En n'importe quel point le long de la surface du cylindre, le champ total s'exprime alors par la somme des deux ondes E_d et E_i :

$$\underline{E} = \left| \underline{E}_{0,d} \right| \underline{W}_d e^{-jk d} + \left| \underline{E}_{0,i} \right| \underline{W}_i e^{-jk(p-d)} \quad (2.35)$$

Et par analogie avec l'équation (2.31), on en déduit le champ électrique total pour n'importe quel point à la surface :

$$\underline{E} = 2 \sqrt{\frac{\eta_0}{2\pi}} \sqrt{\frac{P_{TX} G_{TX}}{d}} \frac{\pi^{2/3}}{\lambda^{1/6} a^{1/3} |t_1|} \left[e^{-\alpha d} e^{-jk d} + e^{-\alpha(p-d)} e^{-jk(p-d)} \right] \quad (2.36)$$

Et le bilan de liaison est alors donné par :

$$G = \frac{P_{RX}}{P_{TX}} = \frac{c^{10/6} \pi^{4/3}}{4\pi^2 |t_1|^2} G_{TX} G_{RX} \frac{1}{d} \frac{1}{f^{10/6}} \frac{1}{a^{2/3}} \left| \left[e^{-\alpha d} e^{-jk d} + e^{-\alpha(p-d)} e^{-jk(p-d)} \right]^2 \right| \quad (2.37)$$

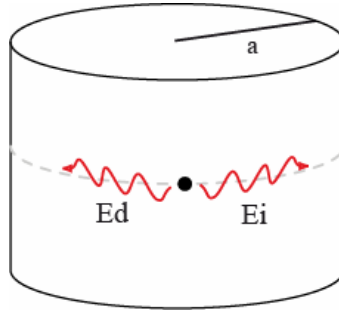


Figure 2.28 : Illustration des trajets directs et indirects sur un cylindre

L'interférence est peu sensible en dehors de l'antipode où les champs ont des intensités très différentes. On peut donc omettre l'interférence en dehors de l'antipode et écrire :

Pour $d \in [0, p/2[$:

$$G_{dB} = 65.25 - 20 \log |t_{\perp}| + G_{RX_{dB}} + G_{TX_{dB}} - 16.7 \log f_{MHz} - 10 \log d_{cm} - 6.7 \log a_{cm} - \alpha_{dB/cm} d_{cm} \quad (2.38)$$

Pour $d \in [p/2, p[$:

$$G_{dB} = 65.25 - 20 \log |t_{\perp}| + G_{RX_{dB}} + G_{TX_{dB}} - 16.7 \log f_{MHz} - 10 \log (p_{cm} - d_{cm}) - 6.7 \log a_{cm} - \alpha_{dB/cm} p_{cm} + \alpha_{dB/cm} d_{cm} \quad (2.39)$$

On note une dépendance linéaire en αd et une dépendance logarithmique en $\log(d)$ ou $\log(p-d)$. Comme d'autres auteurs l'ont montré expérimentalement, une approximation linéaire du bilan de liaison pour des trajets circumcorporels est valable autour de $d=p/4$ et par symétrie pour $d=3p/4$ comme observé sur la Figure 2.4.

2.9.2 Polarisation horizontale

Dans le cas de la polarisation horizontale, l'admittance de surface étant élevée, le paramètre q le sera également ce qui interdit d'utiliser l'expression (2.23) et par conséquent la série de Watson n'est pas apte à modéliser le bilan de liaison.

Nous pouvons cependant utiliser un développement issu de l'application du calcul opérationnel à ce problème [BRE01]. La nouvelle expression de la fonction d'atténuation est alors :

$$\underline{U} = \underline{W} = F(\underline{p}) + \frac{1}{4\underline{q}^3} \left[1 - j\sqrt{\pi\underline{p}} - (1+2\underline{p})F(\underline{p}) \right] + \frac{1}{4\underline{q}^6} \left[1 - j\sqrt{\pi\underline{p}}(1-\underline{p}) - 2\underline{p} + \frac{5}{6}\underline{p}^2 + \left(\frac{\underline{p}^2}{2} - 1 \right) F(\underline{p}) \right] + \dots \quad (2.40)$$

Où \underline{p} et $F(\underline{p})$ sont respectivement la distance numérique et la fonction d'atténuation de Sommerfeld, comme vues précédemment dans la modélisation du bilan de liaison pour les surfaces planes.

De plus, comme l'admittance normalisée $\underline{\Delta}$ est importante, la distance numérique sera également de valeur élevée ce qui autorise l'approximation suivante de la fonction d'atténuation de Sommerfeld:

$$\underline{F}(\underline{p}) \approx -\frac{1}{2\underline{p}} - \frac{1 \times 3}{(2\underline{p})^3} - \frac{1 \times 3 \times 5}{(2\underline{p})^5} - \dots \quad (2.41)$$

On aboutit alors aux bilans de liaison suivants :

Pour $d \in [0, p/2[$:

$$G_{i_{dB}} = 73.6 + G_{RX_{dB}} + G_{TX_{dB}} - 20 \log f_{MHz} - 20 \log(d_{cm}) + 20 \log |W(d_{cm})| \quad (2.42)$$

Pour $d \in] p/2, p]$:

$$G_{i_{dB}} = 73.6 + G_{RX_{dB}} + G_{TX_{dB}} - 20 \log f_{MHz} - 20 \log(p_{cm} - d_{cm}) + 20 \log |W(p_{cm} - d_{cm})| \quad (2.43)$$

2.9.3 Performances de chaque polarisation

La Figure 2.29 représente le bilan de liaison pour la polarisation verticale et la polarisation horizontale. Elle montre clairement l'atténuation dont souffre la polarisation horizontale (mode TE) tandis que la polarisation verticale (mode TM) présente un gain qui peut atteindre 40 dB par rapport au mode TE. Ceci confirme que les antennes doivent être en polarisées verticalement afin de maximiser le bilan de liaison.

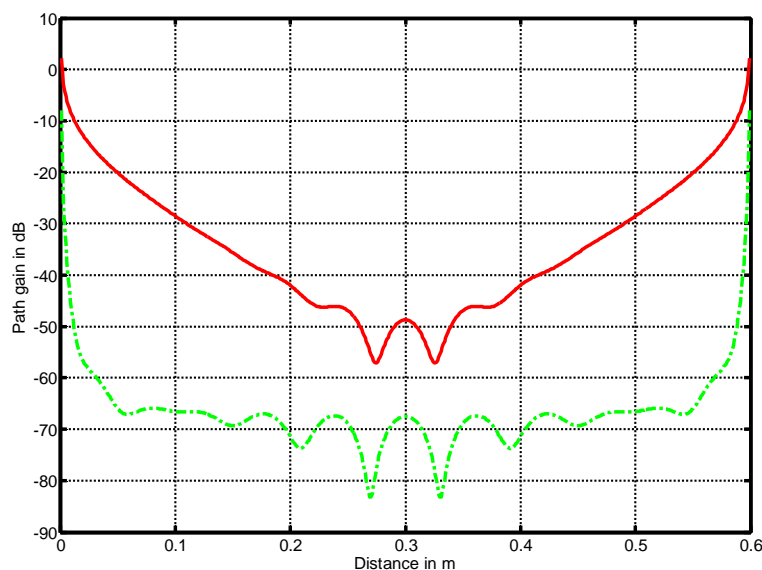


Figure 2.29 : Bilan de liaison autour de la tête pour la polarisation verticale (ligne pleine rouge) et pour la polarisation horizontale (ligne verte en pointillés).

Gain des antennes 0 dBi

On constate également que l'interférence entre le chemin direct et le chemin indirect est importante autour de l'antipode. La distance entre chaque minimum est de $\lambda/2$ approximativement. A l'antipode, un faible changement de phase peut produire des évanouissements pouvant dépasser les 10 dB.

Cette variation de phase peut être observée expérimentalement avec la respiration, la distance entre antennes variant avec les mouvements de la cage thoracique. Il est donc préférable de ne pas situer les antennes à l'antipode l'une de l'autre.

D'autre part, on observe sur la Figure 2.30 deux simulations HFSS montrant que l'onde électrique suit bien la surface du cylindre en « rampant » de part et d'autre de la source pour le mode TM avec une très forte atténuation pour le mode TE.

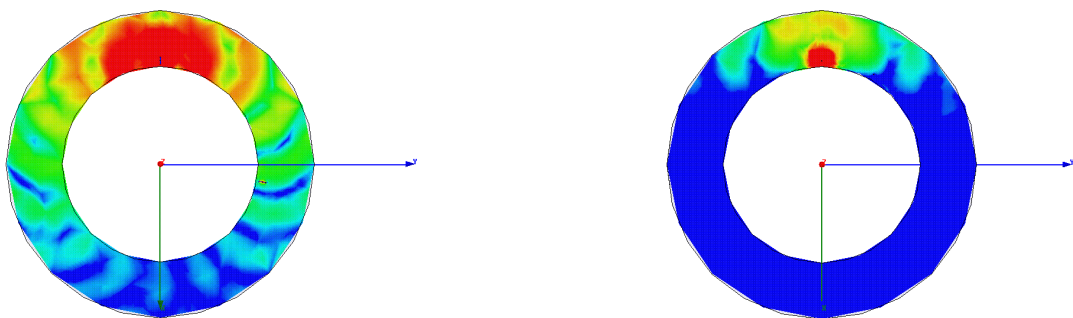


Figure 2.30 : Répartition du champ électrique pour la polarisation verticale (TM), à gauche et pour la polarisation horizontale (TE), à droite, autour du cylindre.

2.9.4 Amplitude de l'atténuation pour un trajet circumcorporel

Le calcul de l'amplitude de l'atténuation pour un trajet circumcorporel intéresse l'ingénieur qui cherche à réaliser un réseau de communication BAN. En effet, cette donnée permet de déterminer la puissance minimum qu'il faudra délivrer à l'antenne pour couvrir toutes les liaisons possibles autour du corps.

Pour cela, il suffit de calculer la différence existant entre l'atténuation à 1 cm et l'atténuation à l'antipode et on obtient alors :

$$A_{dB} \approx -3 + \alpha_{dB/cm} \frac{P_{cm}}{2} + 10 \log P_{cm} \quad (2.44)$$

La Table 2.2 donne, pour différents endroits du corps, le coefficient d'atténuation et l'amplitude de l'atténuation à laquelle on doit s'attendre pour la bande ISM à 2.4 GHz.

Partie du corps	Périmètre	$\alpha_{dB/cm}$	A_{dB}
Tête	60 cm	1.2 dB/cm	50 dB
Taille	70 cm	1.07 dB/cm	53 dB
Taille	92 cm	0.89 dB/cm	57 dB
Taille	125 cm	0.73 dB/cm	63 dB

Table 2.2 : Facteur d'atténuation et amplitude de l'atténuation à 2.4 GHz.

Afin de valider l'exactitude de cette formulation, nous avons effectué une simulation sur HFSS en utilisant un cylindre ayant un périmètre de 92 cm (tour de taille moyen d'un homme adulte). Le bilan de liaison a été simulé en utilisant deux antennes dipôles $\lambda/10$ en polarisation verticale.

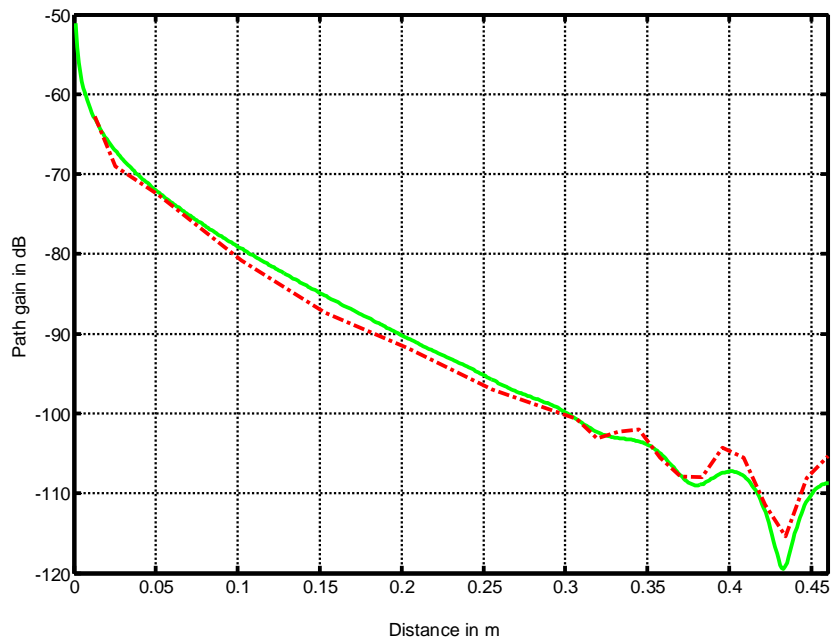


Figure 2.31 : Bilan de liaison simulé autour d'un demi-cylindre (périmètre de 92 cm), modèle théorique (ligne verte), simulation HFSS (ligne rouge en pointillé)

La Figure 2.31 montre un très bon accord entre le modèle et la simulation lorsque nous fixons le gain des antennes à -31 dBi. Le gain de l'antenne trouvé sur HFSS est de -28 dBi.

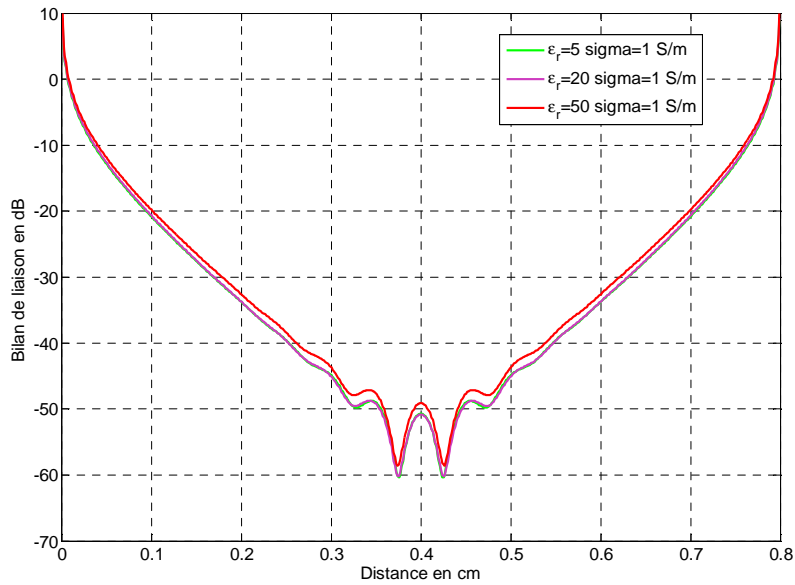


Figure 2.32 : Influence de la permittivité à 2.4 GHz pour un périmètre de 80 cm.
Gain des antennes 0 dBi

Analysons maintenant l'effet de la permittivité (Figure 2.32) et de la conductivité (Figure 2.33) sur le bilan de liaison. On constate que lorsque la permittivité augmente le bilan de liaison s'améliore, de même pour la conductivité.

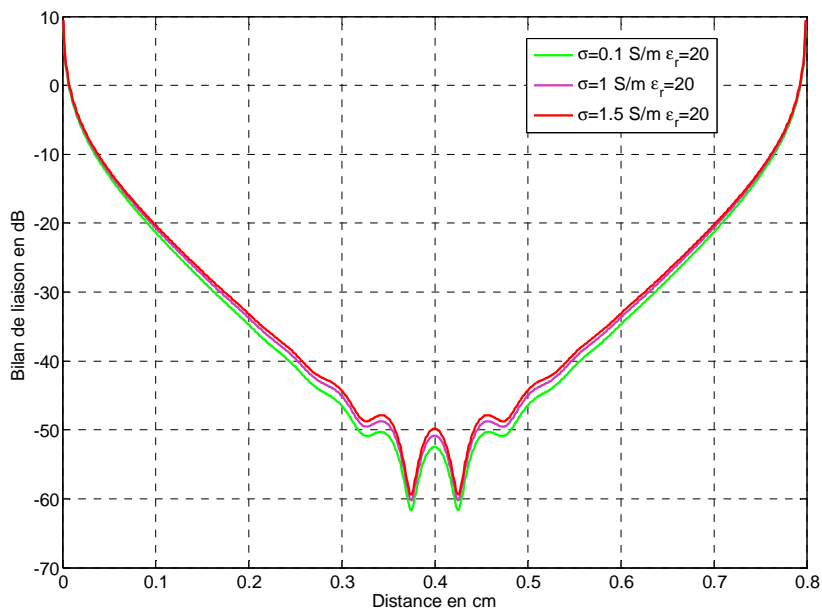


Figure 2.33 : Influence de la conductivité à 2.4 GHz pour un périmètre de 80 cm.
Gain des antennes 0 dBi

L'effet de la variation des propriétés diélectriques semble plutôt marqué au niveau de l'antipode. Cependant l'effet reste minime et la décroissance du signal est surtout due à la cylindricité du support de propagation.

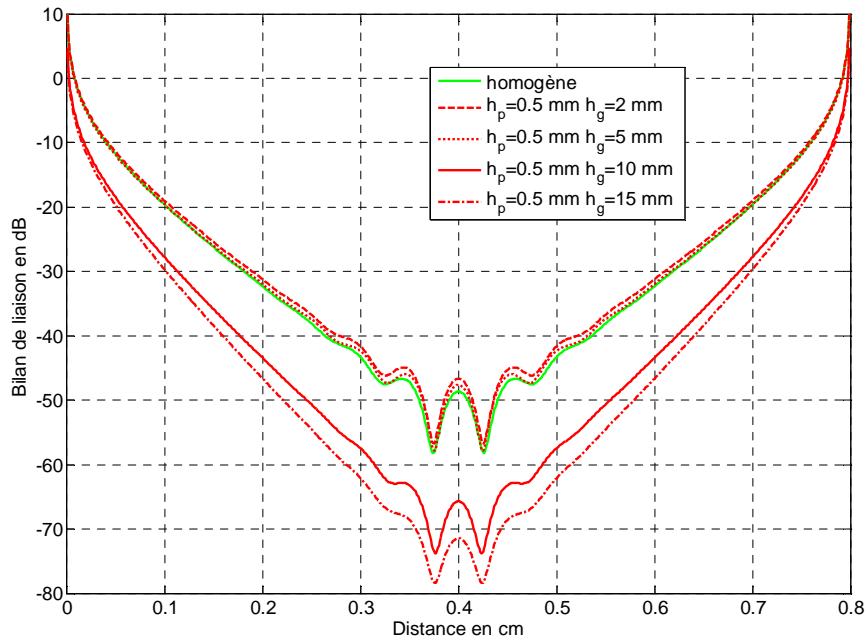


Figure 2.34 : Influence d'un cylindre stratifié à 2.4 GHz pour un périmètre de 80 cm.
Gain des antennes 0 dBi

Dans le cas d'un milieu stratifié où l'impédance de surface peut varier dans une large plage de valeurs, l'effet est bien plus prononcé. Notamment dans le cas où l'épaisseur de graisse approche la résonance en $\lambda/4$, soit environ 14 mm à 2.4 GHz (Figure 2.34). On observe alors une différence pouvant atteindre 20 dB par rapport à un milieu homogène tel que le muscle. Les faibles épaisseurs de graisse (2 et 5 mm) n'ont que peu d'effet.

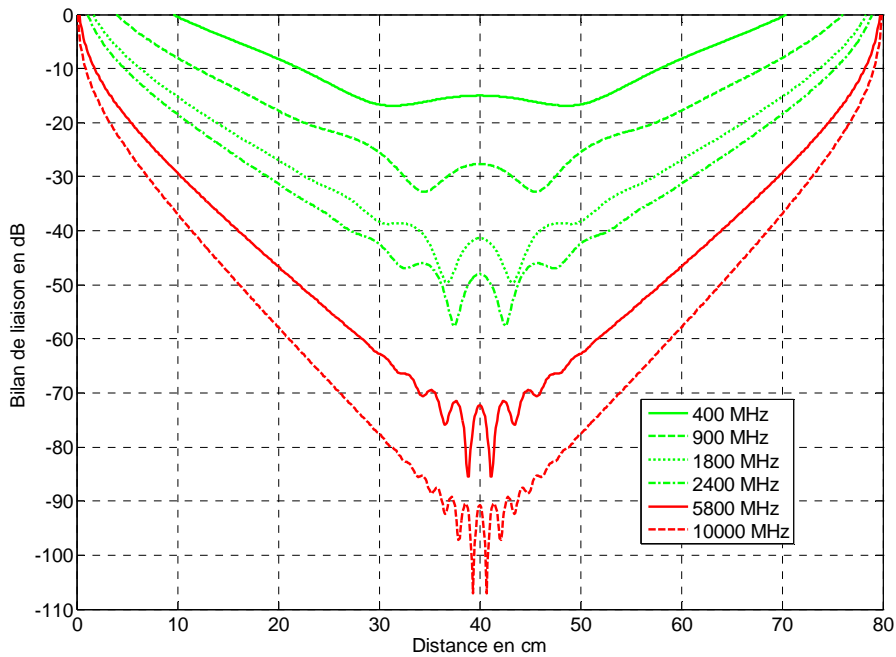


Figure 2.35 : Bilan de liaison à différentes fréquences pour un périmètre de 80 cm
($\epsilon_r=20$, $\sigma=1.5$ S/m).
Gain des antennes 0 dBi

Observons maintenant le bilan de liaison à différentes fréquences pour un périmètre de 80 cm à partir de 400 MHz (où la condition $p/\lambda > 1$ est juste satisfaite) jusqu'à 10 GHz (Figure 2.35). Pour les basses fréquences, l'interférence entre trajet direct et indirect est faible et le signal ne s'affaiblit que de 30 dB à 900 MHz, par exemple. L'amplitude de l'interférence augmente progressivement avec la fréquence et atteint 18 dB à 10 GHz. A 10 GHz l'amplitude de l'atténuation est déjà de 90 dB (sans compter l'interférence). Le niveau de signal reçu à cette fréquence devra donc avoir une forte composante due aux diffuseurs dans l'environnement pour compenser la forte atténuation des ondes rampantes.

Notons que si une antenne est placée à l'antipode, la respiration et donc l'extension de la cage thoracique lors des mouvements du diaphragme vont créer une variation de la différence de phase entre le trajet direct et le trajet indirect. Il en résulte un évanouissement qui peut dépasser les 5 dB comme nous l'avons constaté dans des études paramétriques.

Après avoir analysé en détail la propagation autour d'un cylindre modélisant un trajet circumcorporel, nous allons considérer la propagation sur une surface présentant une certaine courbure.

2.10 Atténuation sur une surface quasi-planaire

Nous avons vu qu'il est possible de considérer le torse comme une surface plane. Cependant, nous avons constaté en mesure (Figure 2.3) qu'il existe également certains cas où la courbure du corps entraîne une propagation par ondes rampantes. C'est notamment le cas pour les trajets le long du corps (sur le côté) et pour les trajets sur le torse où une des antennes se situe au niveau de l'épaule.

L'expression (2.34) permettant de calculer le bilan de liaison pour un trajet direct sur un cylindre peut aussi être utilisé pour une portion d'arc de cylindre, c'est-à-dire sur des parties du corps comme le torse, le dos (s'il est courbé) ou le côté du corps.

Pour cela, nous devons introduire des rayons équivalents qui seront calculés par des méthodes géométriques simples. Ces rayons auront en général des valeurs comprises entre 1 et 2 mètres. On est alors en droit de se demander si l'approximation faite en (2.26) sur le paramètre q est encore valable.

Pour les paramètres électriquement habituellement considérés dans la modélisation homogène du corps, on trouve qu'un rayon équivalent de 2 m permet encore de négliger le paramètre q ($q = 0.0509 - j 0.4943$, $t_1 = 0.8514 - j 1.0933$ et $t_1 - q^2 = 1.0932 - j 1.0430$). On a alors $t_1 - q^2 \approx t_1$ et l'expression (2.26) reste valable.



Figure 2.36 : Courbure du corps pour un trajet passant par la hanche (ligne rouge)

Les zones de diffraction sont facilement distinguables sur le corps. On peut par exemple observer un homme debout (Figure 2.36), et noter qu'il existe une courbure le long du corps entre les bras et les pieds, en passant par la hanche.

Définissons un rayon équivalent pour un trajet entre l'épaule et le pied en passant par la hanche représenté schématiquement sur la Figure 2.37 où h est la hauteur de la personne et w la largeur du corps.

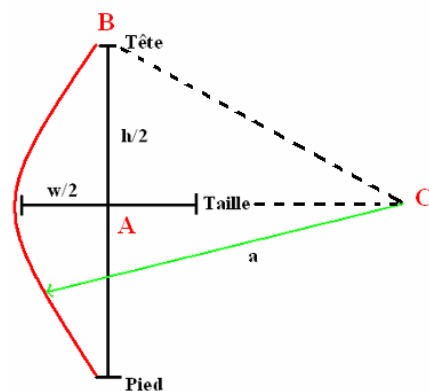


Figure 2.37 : Schématisation du rayon équivalent d'un trajet sur le côté du corps

En considérant le triangle ABC de la Figure 2.37, on a :

$$a^2 = \left(\frac{h}{2}\right)^2 + \left(a - \frac{w}{2}\right)^2 \quad (2.45)$$

$$\text{Soit : } a = \frac{1}{w} \left(\frac{h^2}{4} + \frac{w^2}{4} \right) \quad (2.46)$$

Ainsi pour un homme d'une taille de 1.75 m et d'une largeur de 30 cm, on trouve un rayon équivalent de 2.5 m environ. Ce qui donne un coefficient d'atténuation linéique de l'ordre de 0.25 dB/cm (Figure 2.26).

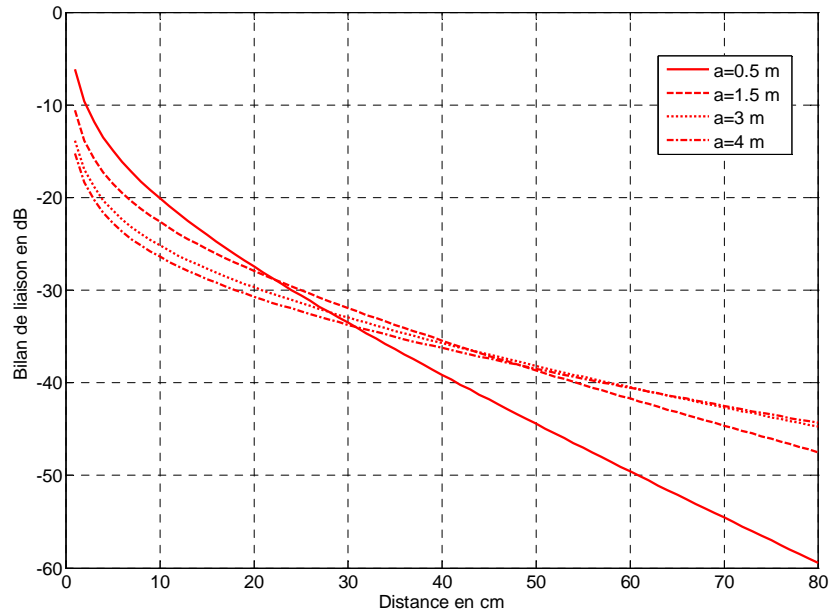


Figure 2.38 : Bilan de liaison à 2.4 GHz pour différents rayons équivalents.
Gain des antennes 0 dBi

La Figure 2.38 montre l'évolution du bilan de liaison pour différentes valeurs de rayon équivalent. On note clairement les différences qu'il peut y avoir entre les différentes parties du corps (torse $a \sim 0.5$ m, côté du corps $a \sim 2$ à 3 m).

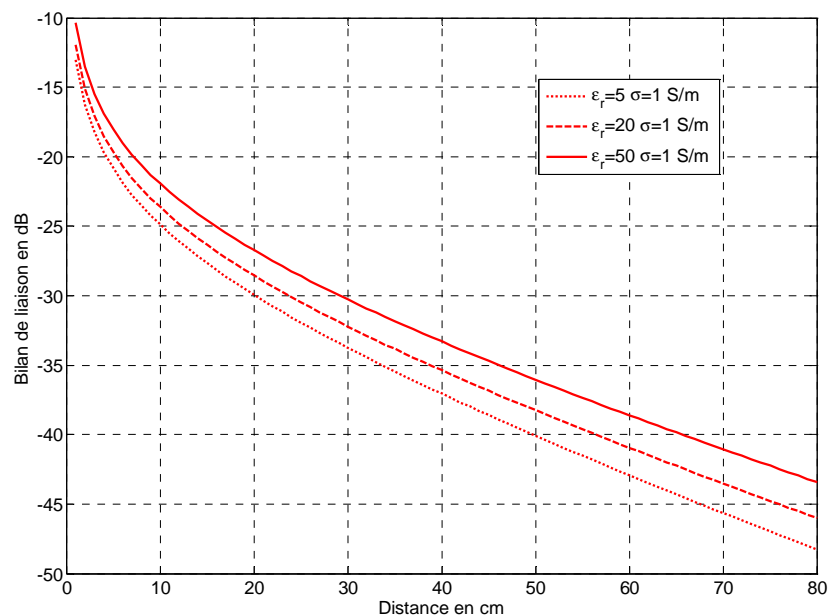


Figure 2.39 : Influence de la permittivité à 2.4 GHz pour un rayon équivalent de 2 m.
Gain des antennes 0 dBi

Il est également remarquable de constater que dans la zone dite de *diffraction*, le signal s'atténue linéairement avec une pente plus ou moins douce.

On s'intéresse maintenant à l'influence des paramètres électriques (Figure 2.40 et 2.41). On constate que l'influence de la constante diélectrique est plus importante que l'influence de la conductivité équivalente. Cependant, les écarts entre les extrêmes ne dépassent pas les 5 dB.

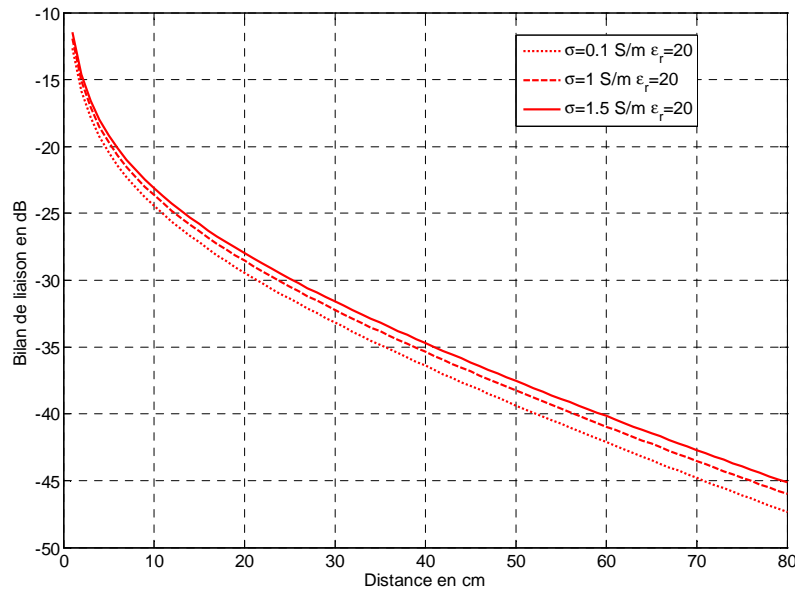


Figure 2.40 : Influence de la conductivité à 2.4 GHz pour un rayon équivalent de 2 m.
Gain des antennes 0 dBi

Le cas est différent sur la Figure 2.41, où on considère une surface constituée par des multicouches avec une différence entre extrêmes pouvant atteindre 30 dB à 80 cm de distance en fonction de l'épaisseur de graisse.

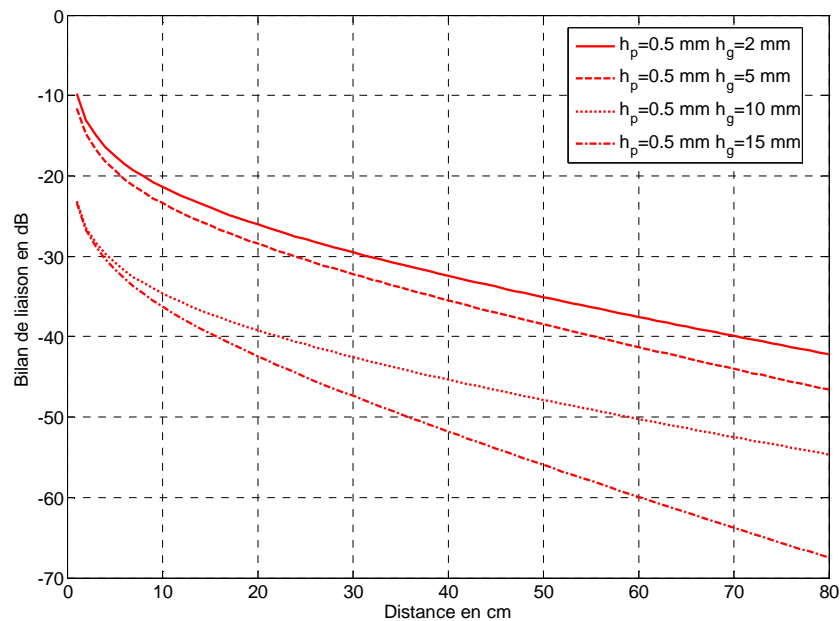


Figure 2.41 : Influence d'un milieu stratifié à 2.4 GHz pour un rayon équivalent de 2 m.
Gain des antennes 0 dBi

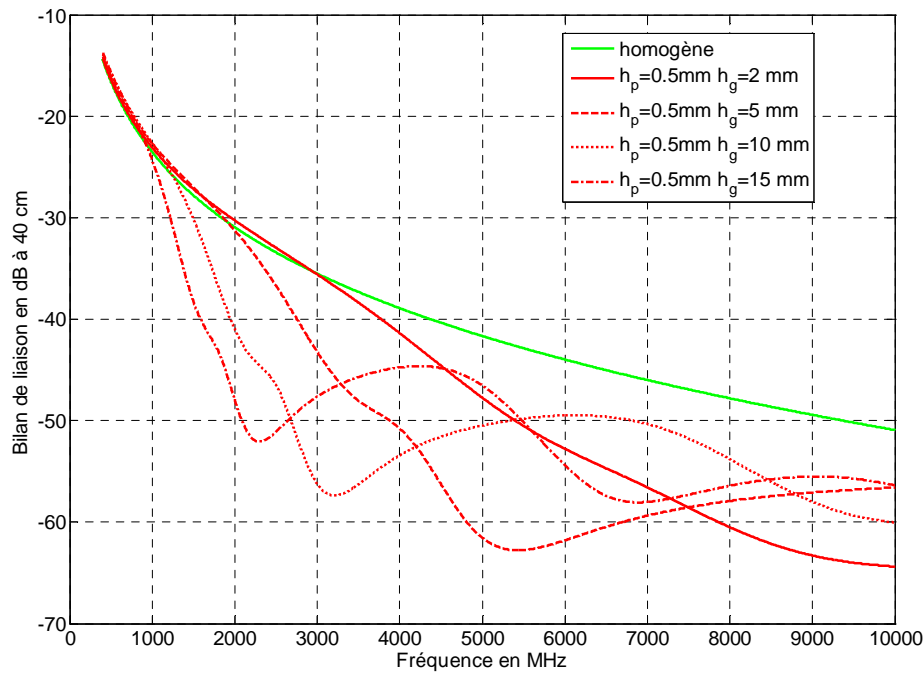


Figure 2.42 : Influence d'un milieu stratifié en fonction de la fréquence pour un rayon équivalent de 2 m à 40 cm.
Gain des antennes 0 dBi

La Figure 2.42 présente l'effet de la graisse sur une portion de bande allant de 400 MHz à 10 GHz à une distance de 40 cm. On note clairement les minimums de transmission correspondant à une résonance (où plutôt anti-résonance) de la graisse.

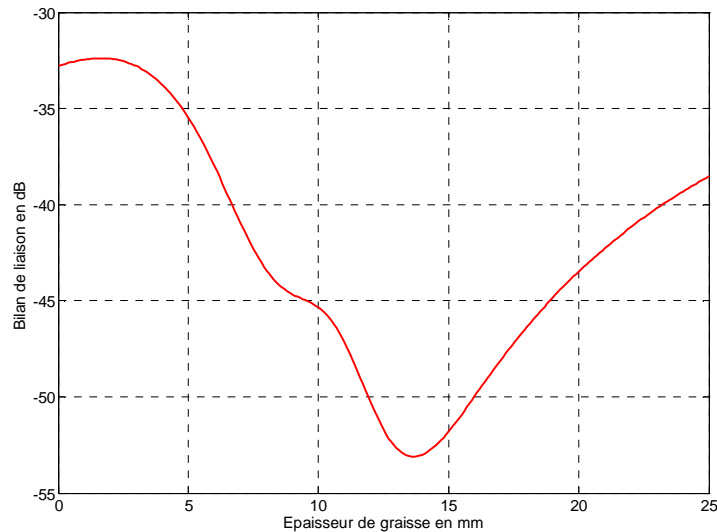


Figure 2.43 : Bilan de liaison pour $a=2$ m en fonction de l'épaisseur de graisse, $h_p=0.5$ mm à 40 cm.
Gain des antennes 0 dBi

Il est intéressant de conclure sur une comparaison entre surface plane et quasi-plane. La Figure 2.43 montre le bilan de liaison pour une surface ayant un rayon de courbure de 2 m à comparer avec la Figure 2.20 qui présente le bilan de liaison pour une surface parfaitement

plane. On constate que la diffraction rajoute une atténuation à 40 cm de l'ordre de 5 dB environ.

Il y a à priori une limitation dans l'utilisation du rayon de courbure équivalent pour une surface quasi-plane car x est inférieur à 1 sur une distance de 10 cm ou plus. Or, nous avons vu que notre théorie simplifiée des ondes rampantes n'est applicable que si x est supérieur à 1, soit pour:

$$d_{0cm} \geq 21.2 \frac{a_{cm}^{2/3}}{f_{MHz}^{1/3}} \quad (2.47)$$

On observe que l'erreur reste inférieure à 3 dB pour une distance minimum de $d_0/2$ (Figure 2.22). Or, pour un rayon équivalent de 2 m, on a $d_0=54$ cm. Le modèle donnera donc une erreur supérieure à 3 dB pour une distance inférieure à environ 27 cm.

Pour remédier à ce problème, nous pouvons utiliser à l'expansion (2.40) proposée par Bremmer [BRE01]. Comme le produit ka devient grand (q grand), cette expansion est donc tout à fait appropriée. La Figure 2.44 compare les allures du bilan de liaison obtenu pour une surface plane, pour une surface quasi-plane ($a=2$ m) avec la série de Watson à un mode et pour une surface quasi-plane ($a=2$ m) avec l'expansion de Bremmer.

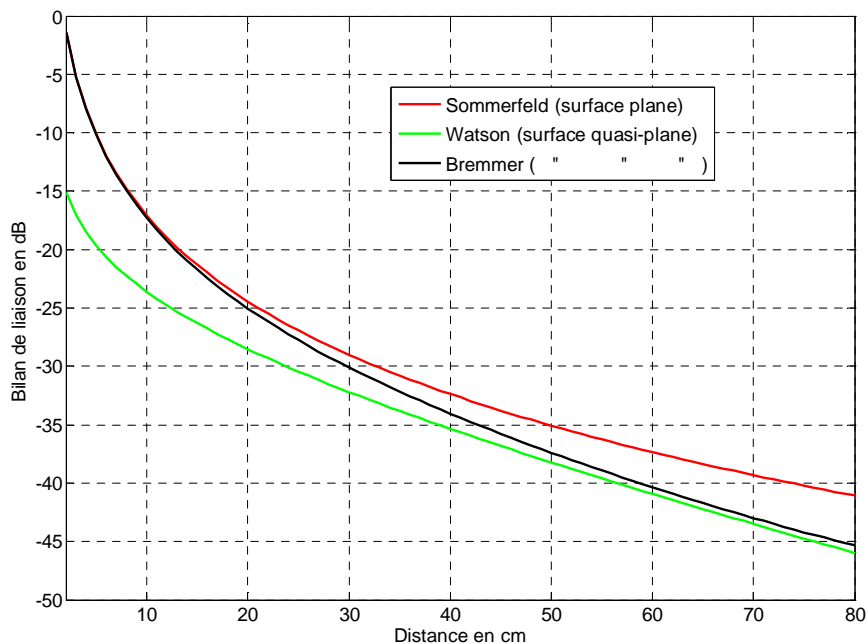


Figure 2.44 : Bilan de liaison ; comparaison entre une série de Watson et une expansion de Bremmer pour $a=2$ m.
Gain des antennes 0 dBi

Pour les faibles distances, on peut considérer la surface comme plane, l'expansion de Bremmer et la fonction d'atténuation de Sommerfeld donne des résultats identiques. Dès que l'on entre dans la zone de diffraction, les courbes commencent à diverger légèrement et finalement la courbe noire (Bremmer) tend vers la courbe verte (Watson). La fonction de Sommerfeld n'est alors plus applicable. On note que la série de Watson simplifiée peut être

utilisée à partir de 54 cm, mais que l'on peut déjà l'appliquer avec une erreur inférieure à 3 dB à partir de 27 cm. Pour une distance de 2 cm, l'erreur est déjà de 15 dB environ. Cependant à des distances si faibles, il existe également un couplage entre antennes dont on ne tient pas compte, car difficile à modéliser au-dessus d'un milieu à pertes.

Au final, on observe que la diffraction sur une surface courbe d'un rayon équivalent de 2 m entraîne une atténuation supplémentaire de 4 dB à 80 cm par rapport à une surface plane.

2.11 Liaison par dipôles

Nous avons jusqu'à présent supposé que le mode TE n'est pas favorable à l'établissement d'un système de communication BAN. Un tel mode peut être excité par un dipôle horizontal au-dessus du corps. Cependant, on va montrer qu'un dipôle horizontal au-dessus d'un milieu diélectrique à pertes est également susceptible d'exciter un mode TM ce qui constitue un progrès dans l'établissement du BAN car le dipôle horizontal, de part sa structure fine et planaire, pourrait être facilement intégré dans un vêtement. A l'heure actuelle, il n'existe qu'une seule publication appliquée au BAN sur ce sujet [HAL02].

Pour établir le mode TM comme principal mode de transmission, l'excitation était jusqu'à présent assurée par des antennes du type monopôle ayant un plan de masse convenable (monopôles courts, PIFA, patch, ...), peu sensibles aux variations de distances par rapport au corps mais difficilement intégrable suivant les dimensions de l'antenne.

Donnons tout d'abord les équations de Norton [NOR02] valables pour un dipôle $\lambda/2$ au-dessus d'un milieu à pertes. La présentation et les notations mathématiques diffèrent légèrement de l'article original, du fait de l'emploi des unités c.g.s et u.e.m et d'une notation différente dans l'établissement de la fonction d'atténuation de Sommerfeld (nous avons adopté la notation de Wait car plus récente et plus couramment utilisée).

On considère un trièdre xyz, tel que le dipôle est parallèle à l'axe x ($\varphi=0^\circ$), à une hauteur h au-dessus du plan xOy contenant le diélectrique. Norton donne les expressions suivantes [NOR01], [NOR02]:

$$E_\varphi = j\sqrt{\frac{Z_0}{2\pi}} \frac{\sqrt{P_{TX} G_{TX}}}{d} \sin\varphi \left\{ e^{-jkh\frac{z}{d}} + e^{jkh\frac{z}{d}} \left[1 - j2\sqrt{\pi p_h} e^{-p_h} \operatorname{erfc}(j\sqrt{p_h}) \right] \right\} \quad (2.48)$$

$$E_z = j\sqrt{\frac{Z_0}{\pi}} \frac{\sqrt{P_{TX} G_{TX}}}{d} \cos\varphi \left\{ \frac{z}{d} \cos(kh\frac{z}{d}) + j\frac{h}{d} \sin(kh\frac{z}{d}) + \underline{\Delta}_v F(p_v) e^{jkh\frac{z}{d}} \right\} \quad (2.49)$$

$$E_r = j\sqrt{\frac{Z_0}{\pi}} \frac{\sqrt{P_{TX} G_{TX}}}{d} \cos\varphi \left\{ \frac{\epsilon_r}{|\epsilon_r|^2} F(p_v) - F(p_h) \right\} \quad (2.50)$$

Où l'on reconnaît en (2.48) l'excitation d'un mode TE d'intensité maximum pour $\varphi=90^\circ$ et en (2.49), (2.50) un mode TM maximum pour $\varphi=0^\circ$. Ces deux dernières équations ne sont pas prévisibles par les théories classiques et il est nécessaire de faire appel aux théories complexes de l'onde de surface développées par Sommerfeld, simplifiées et corrigées par Norton [NOR01], [NOR02].

Reprenons chaque une des trois équations précédentes afin d'en extraire les principales caractéristiques de la propagation du champ excité par un dipôle horizontal.

Tout d'abord dans (2.48), on l'on suppose, avec raison, que $p_h > 20$, ce qui est toujours le cas pour des surfaces à faible impédance. On aboutit alors à :

$$E_\varphi = \sqrt{\frac{Z_0}{\pi}} \frac{\sqrt{P_{TX} G_{TX}}}{d} \sin \varphi \sin(kh \frac{z}{d}) + \sqrt{\frac{Z_0}{\pi}} \frac{\sqrt{P_{TX} G_{TX}}}{d^2} \frac{1}{k\epsilon_r} \sin \varphi e^{-jkh \frac{z}{d}} \quad (2.51)$$

Le champ reçu est respectivement la somme d'un trajet direct et d'un trajet indirect (facteur interférentiel en sinus) et d'une onde de surface en mode TE (facteur en inverse de ϵ_r). Dans le cas du mode TE l'onde de surface est très faible, de plus, si l'antenne est très proche du diélectrique, les trajets direct et indirect seront en quasi opposition de phase. Le champ reçu sera donc très faible.

Pour $h=0$, seule l'onde de surface persiste, cependant, les pertes dans le dipôle sont telles que le champ rayonné est également faible.

Les antennes étant toujours à des hauteurs inférieures à 10 mm, une simplification de (2.51) est alors possible, où l'on supposera $z=h$, soit :

$$E_\varphi = \sqrt{\frac{Z_0}{\pi}} \frac{\sqrt{P_{TX} G_{TX}}}{d^2} \sin \varphi \left\{ kh^2 + \frac{1}{k\epsilon_r} \right\} \quad (2.52)$$

Dans une série d'articles [ROE01], [ROE02], [ROE03], l'auteur étudie le bilan de liaison entre deux dipôles au-dessus du corps et placés à la même hauteur. Les résultats de ses publications nous permettent de conclure que l'expression (2.52) représente bien l'évolution du champ le long du corps. On peut vérifier que l'on perd 12 dB à chaque fois que l'on double la distance et que l'on gagne 12 dB en doublant la distance entre le corps et le dipôle et ce pour des hauteurs inférieures au quart d'onde.

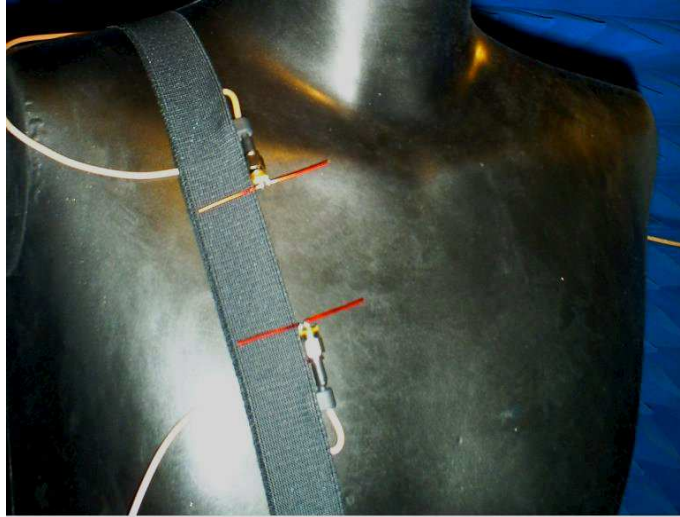


Figure 2.45 : Etablissement d'une liaison BAN sur le torse par excitation du mode TE

Les simulations publiées [ROE03] montrent que l'augmentation peut atteindre 20 dB, car il faut aussi tenir compte de l'augmentation du rendement du dipôle lorsque celui-ci s'éloigne du corps. On notera également que le champ s'atténue moins lorsque ϵ_r est faible (cas classique d'un mode TE) et que ceci est également confirmé par simulation dans [ROE03].

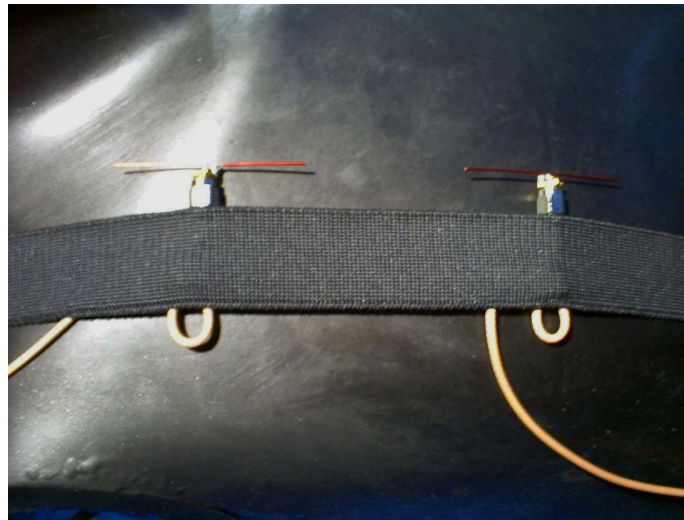


Figure 2.46 : Etablissement d'une liaison BAN sur le torse par excitation du mode TM

Intéressons nous à présent aux équations (2.49) et (2.50), qui correspondent à un mode TM excité par un dipôle horizontal. L'expression (2.50) représente la composante du champ électrique tangentielle à la surface, d'autant plus faible que ϵ_r est grand.

L'équation (2.49) représente un champ normal à la surface. Soit :

$$E_z = j\sqrt{\frac{Z_0}{\pi}} \frac{\sqrt{P_{TX} G_{TX}}}{d} \cos\varphi \left\{ \frac{h}{d} + \underline{\Delta}_v F(p_v) \right\} \approx j\sqrt{\frac{Z_0}{\pi}} \frac{\sqrt{P_{TX} G_{TX}}}{d} \cos\varphi \left\{ \frac{1}{\epsilon_r} F(p_v) \right\} \quad (2.53)$$

Ce champ s'atténue en $(1/d)$ pour les faibles distances et en $1/d^2$ si $p_v > 20$. Il sera de plus proportionnel à $\sqrt{\epsilon_r}$.

Un dipôle horizontal au-dessus d'un milieu diélectrique peut donc exciter à la fois un mode TE (maximum dans la direction perpendiculaire à son axe d'après la dépendance en $\sin \varphi$) et un mode TM (maximum dans la direction de l'axe d'après la dépendance en $\cos \varphi$). On présente sur la Figure 2.45 une configuration à deux dipôles permettant une communication BAN par mode TE tandis que la Figure 2.46 présente une configuration BAN à deux dipôles colinéaires par mode TM.

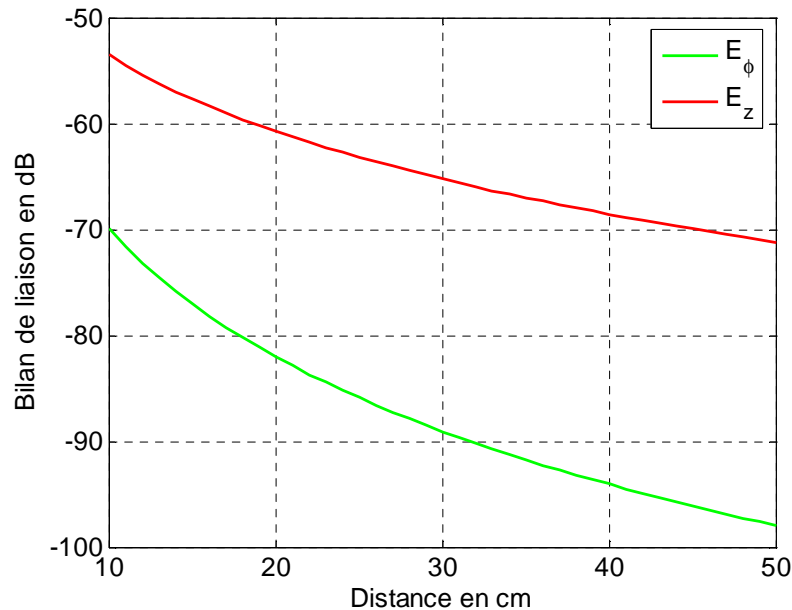


Figure 2.47 : Comparaison des modes TE et TM excités et reçus par un dipôle à 2.4 GHz.
Gain des antennes -10 dB

La Figure 2.47 montre que le mode TM permet un gain de liaison pouvant atteindre 30 dB en fonction de la distance. Il faut cependant noter qu'en mesure ce gain ne dépasse pas 15 dB à une distance de 40 cm. On reviendra par la suite sur l'influence des diélectriques à pertes sur les antennes dipôles.

2.12 Caractérisation expérimentale des canaux BAN

Afin de démontrer la validité des modèles proposés, des mesures ont été réalisées avec différentes antennes (monopôle, PIFA et dipôle) et sur différentes personnes ; trois hommes, une femme et un fantôme.



Figure 2.48 : Mesure sur un fantôme

L'expérimentation est effectuée en plaçant l'individu ou le fantôme dans une chambre anéchoïde afin que le signal reçu par l'antenne réceptrice ne soit constitué que par les ondes s'étant propagées à la surface du corps.

2.12.1 Equipement de mesure

Pour effectuer les mesures, nous disposons d'un générateur SHF, (Figure 2.49), fournissant une porteuse pure de 0 dBm à 2.4 GHz. Toutes les mesures ont été faites à cette fréquence. Le récepteur est constitué par un VNA E8361C fonctionnant exclusivement en récepteur à bande étroite (FI de 1 kHz).



Figure 2.49 : Générateur SHF (en bas) et VNA Agilent (en haut à droite)

Il est impératif que les antennes soient correctement maintenues au corps par l'intermédiaire d'une bande élastique large et que les câbles utilisés soient souples. Ainsi, chacune des antennes est reliée à l'un des deux appareils par deux câbles coaxiaux RG-316 de 5 m chacun. Ce type de câble est suffisamment souple pour pouvoir être utilisé lors de mesures sur une personne en mouvement. En contrepartie, l'atténuation de ceux-ci est importante, de l'ordre

de 1 dB/m à 2.4 GHz. Finalement, pour éviter tout rayonnement parasite chaque câble est muni d'un petit cylindre ferrite.

Nous disposons également d'une petite chambre anéchoïde et d'un fantôme prêté par France Telecom (Orange Labs partenaire du projet BANET).

2.12.2 Antennes

Pour effectuer les mesures, nous avons utilisé deux antennes à polarisation verticale, un monopôle et une PIFA, permettant une diminution considérable de l'encombrement, et une minimisation des pertes causées par l'environnement proche (champ proche confiné sur un plan métallique).

Dans les contraintes d'une application BAN, il est primordial de réduire le plan de masse qui a été restreint aux dimensions de 25×37 mm pour la PIFA.

Des simulations ont montré que les antennes PIFA placées près du corps humain (5 mm) ne voient pas leur fréquence de fonctionnement varier. Cependant, on observe une diminution de l'efficacité (41 % à 5mm de hauteur au lieu de 97 %) avec un gain de -9.5 dBi dans le plan azimutal au lieu de -7 dBi en espace libre (Figure 2.51 et 2.53).

N'ayant pas la possibilité de mesurer le diagramme de rayonnement des antennes, différentes simulations ont été conduites à l'aide de HFSS. Le fantôme à 2.4 GHz a les propriétés suivantes : $\epsilon_r=20$ et $\tan\delta=0.64$.

La Table 2.3 donne les valeurs de gain azimutal simulé pour chaque antenne à différents endroits du corps. Ces valeurs sont approchées car le gain de l'antenne varie en fonction de l'emplacement. Par exemple, le gain sera plus faible au centre du torse que sur les bras.

Emplacement	PIFA	Monopôle
Torse-dos	-9.5 dBi	-5.5 dBi
Jambe-bras	-7.5 dBi	-2 dBi
Côté du corps	X	-4 dBi
Tête	-6 dBi	X

Table 2.3 : Gain azimutal des antennes dans le plan contenant le corps

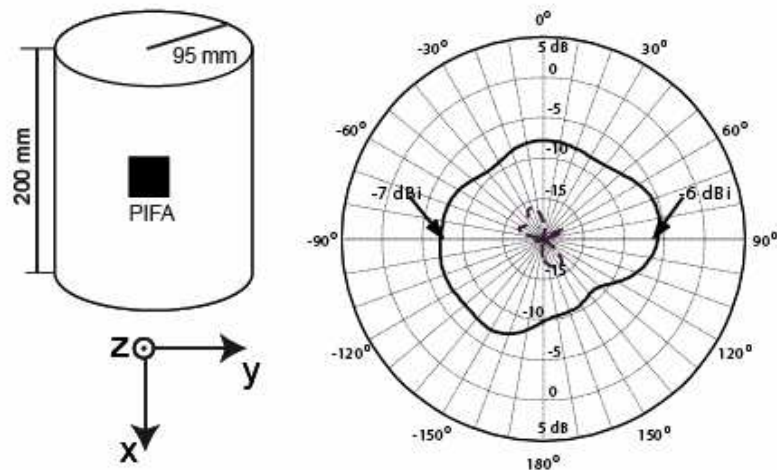


Figure 2.50 : PIFA située à 5 mm de la tête ; Composantes E_{ϕ} (pointillés) et E_{θ} (lignes pleines) dans le plan azimutale (tangent à la surface)

En effet, le rendement d'une antenne dépend du milieu où s'installe le champ proche. Au centre du corps, le torse entier baigne dans le champ proche, tandis que si l'antenne est placée sur un bras, une partie plus importante du champ proche sera dans l'air, ce qui aura tendance à augmenter le rendement.

Toutes ces variations possibles de gain feront que la mesure ne suivra pas fidèlement la théorie. Cependant les écarts sont minimes montrant que la fonction d'atténuation de Sommerfeld et la série de Watson permettent de correctement prévoir l'atténuation observée.

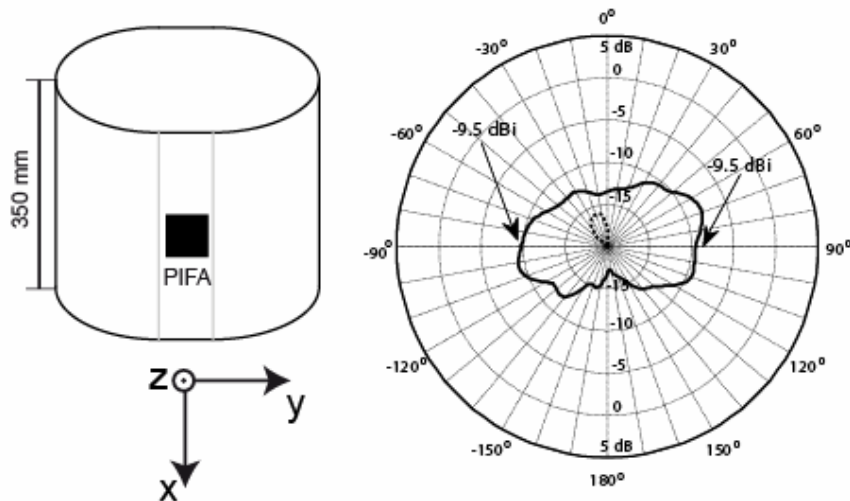


Figure 2.51 : PIFA située à 5 mm du torse ; Composantes E_{ϕ} (pointillés) et E_{θ} (lignes pleines) dans le plan azimutal (tangent à la surface du corps)

La mesure du gain des antennes placées sur le corps est une tâche difficile due au manque de répétabilité. Nous avons donc opté pour une évaluation du rayonnement des antennes uniquement par simulation en utilisant des logiciels tels que HFSS et Empire.

La PIFA est simulée à 5 mm de la surface du corps pour tenir compte de la hauteur du support et des vêtements. Le corps est considéré localement, c'est-à-dire que l'on ne tient compte que

de la morphologie locale proche de l'antenne. Ainsi, le torse pourra être modélisé par un plan, tandis que la tête sera modélisée par un cylindre de dimensions appropriées.

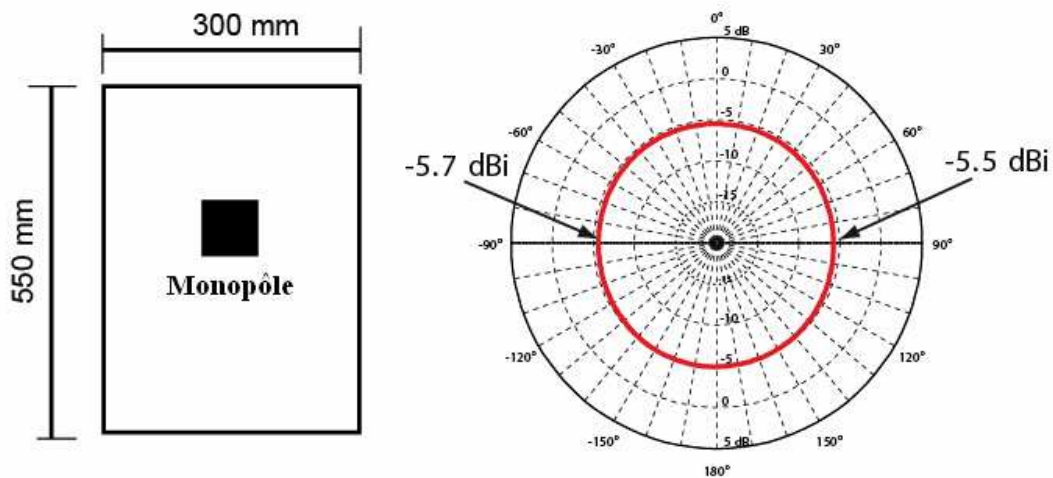


Figure 2.52 : Monopôle situé à 5 mm du torse ; Composante E_{θ} dans le plan azimutal (tangent à la surface du corps)

Les caractéristiques diélectriques sont prises en compte en affectant une impédance de surface au niveau du plan ou du cylindre. Cette impédance est calculée d'après un modèle multicouche tenant compte de la peau, des tissus adipeux et d'une couche de muscle considérée comme infinie. Cette méthode, assimilable à celle de Wait déjà présentée, est implémentée dans HFSS et permet un gain de temps et surtout d'espace mémoire incontestable, assurant ainsi la possibilité d'effectuer une simulation sur des machines peu onéreuses.

La tête est modélisée par un cylindre de 95 mm de rayon et 200 mm de long tandis que le torse est modélisé par une surface plane, ce qui est pratiquement toujours le cas dans la zone de champ proche ($d_{E-proche} \approx \lambda/2$ soit 6 cm autour de l'antenne à 2.4 GHz).

Les Figures 2.50 et 2.51 représentent les diagrammes de rayonnements de la PIFA dans le plan tangent à la tête ou au torse. La Figure 2.52 montre le diagramme de rayonnement du monopôle. Ce dernier est pratiquement omnidirectionnel et permet ainsi une caractérisation plus simple du canal.

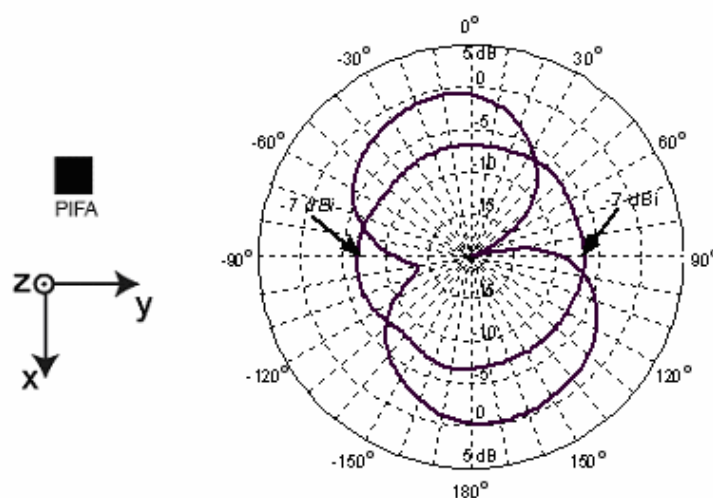


Figure 2.53 : PIFA située en espace libre. Composantes E_{ϕ} (pointillés) et E_{θ} (lignes pleines) dans le plan azimutal

Le gain d'une antenne est affecté par une foule de paramètres concernant son environnement proche dépendant éventuellement du temps (position du corps, morphologie du corps, variabilité entre personnes, masquage d'antenne,...), paramètres pouvant entrer dans une modélisation statistique. Ils peuvent ainsi être inclus dans la variabilité du canal, même si ce sont des variabilités introduites dans le champ proche de l'antenne.

En espace libre, la polarisation des petites antennes est souvent floue du fait du plan de masse limité et des courants horizontaux qui s'y induisent créant une composante E_φ plus ou moins prononcée. C'est notamment le cas de la PIFA (Figure 2.53).

Mais lorsque les antennes sont placées à proximité du corps, les conditions d'impédance ont tendance à considérablement réduire la composante E_φ et seule la composante E_θ subsiste avec une atténuation relativement réduite de 3 à 6 dB, voire plus selon le type d'antenne.

On constate également que le gain de la PIFA sur la tête est au moins 3.5 dB plus important que sur le torse. On a montré par simulation que cette différence n'est pas liée aux variations des caractéristiques biologiques des tissus de la tête et du torse. Cette différence s'explique par la variation des périmètres.

2.12.3 Procédure de caractérisation

Le VNA est configuré en récepteur mono-fréquence, chaque expérience correspond à 60 s d'acquisition soit un total de 20001 mesures pour un temps d'échantillonnage de 3 ms.

Pour effectuer les mesures, l'antenne d'émission est placée soit au niveau de la cheville, soit au niveau de la ceinture (Figure 2.54). L'antenne de réception reçoit le signal à une distance d qui évolue par pas de 5 cm pour un trajet donné.



Figure 2.54 : Configuration des antennes pour le trajet torse-torse

Pour le trajet cheville-poitrine, on a pris soin d'éviter de placer le bras sur le trajet de propagation afin de minimiser l'influence de celui-ci (Figure 2.55). En effet, le bras devra être considéré comme un objet qui se déplace dans l'environnement BAN occasionnant réflexions et masquages du signal émis, donc des évanouissements du signal reçu.



Figure 2.55 : Configuration des antennes pour le trajet cheville-poitrine

Pour le trajet ceinture-ceinture, on utilise un élastique placé autour de la taille sur lequel on fixe l'antenne émettrice. Une deuxième antenne coulisse le long de l'élastique permettant une mesure tout autour du tronc (Figure 2.56).

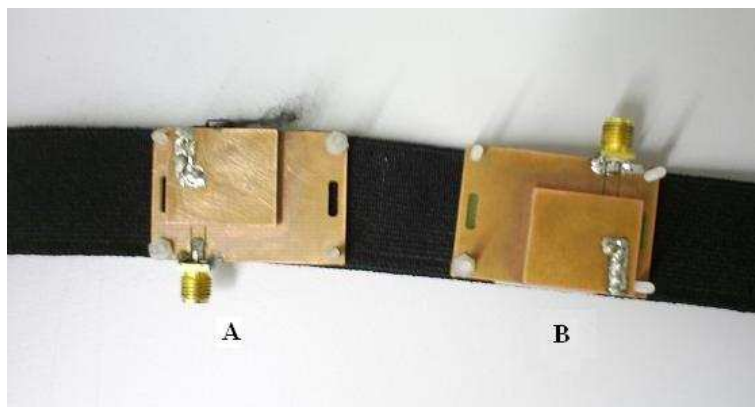


Figure 2.56 : A antenne fixe, B antenne coulissante

Comme pour le trajet cheville-poitrine, on a pris soin d'écarter les bras du trajet en les plaçant derrière la nuque. En effet, lorsque le sujet croise les bras au niveau de la poitrine, juste au-dessus des antennes, le niveau de signal reste constant sur une portion de parcours (Figure 2.57). Normalement, celui-ci doit s'atténuer de façon exponentielle, cependant il reste pratiquement constant du fait de la réflexion sur les bras. Lors des mesures sur le fantôme, les bras lui sont retirés.

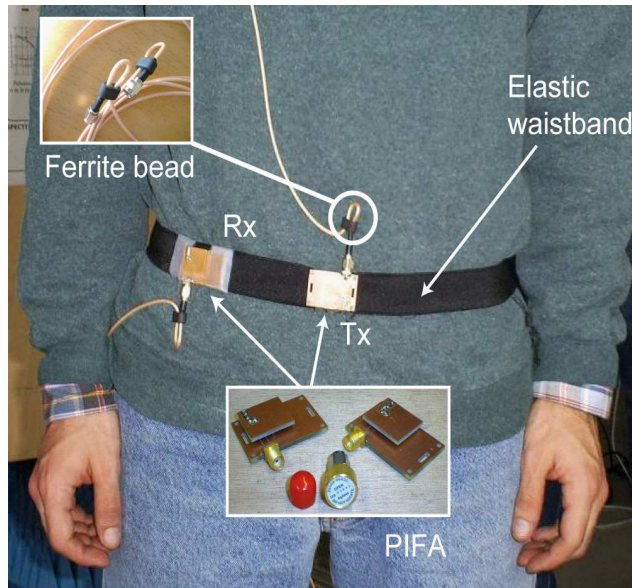


Figure 2.57 : Configuration des antennes pour le trajet circumcorporel

2.12.4 Mesure sur des personnes

La caractérisation des canaux BAN est plus complexe sur des personnes que sur un fantôme, à cause des mouvements que peut faire un corps supposé immobile (micro-mouvements, respiration, etc...).

Les signaux sont enregistrés avec un pas de 5 cm et pendant une durée de 60 s ($T_e=3$ ms). Ceci permet d'extraire pour une distance d une moyenne (qui est la valeur qui nous intéresse pour la modélisation) et une dynamique définie comme étant la différence entre la valeur mesurée la plus faible et la plus importante.

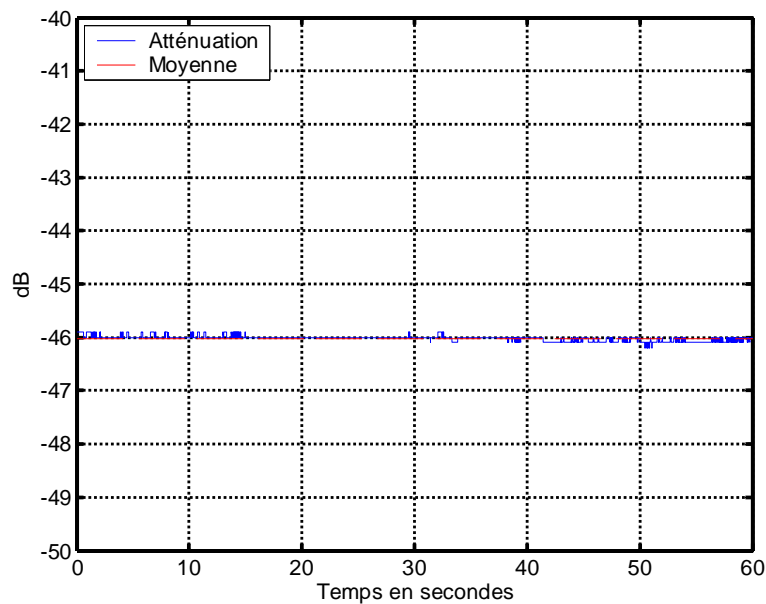


Figure 2.58 : Variation du signal sur le trajet cheville-poitrine pour $d=10$ cm

On montre deux exemples de variations du signal sur une minute pour un trajet cheville-poitrine (Figure 2.58) et pour un trajet sur le torse (Figure 2.59). On constate que la dynamique du signal est plus importante lorsque l'antenne est placée sur le torse. Ceci est dû aux mouvements de la cage thoracique qui ont une période moyenne de 3 s et sont responsables de la variation observée sur la Figure 2.59.

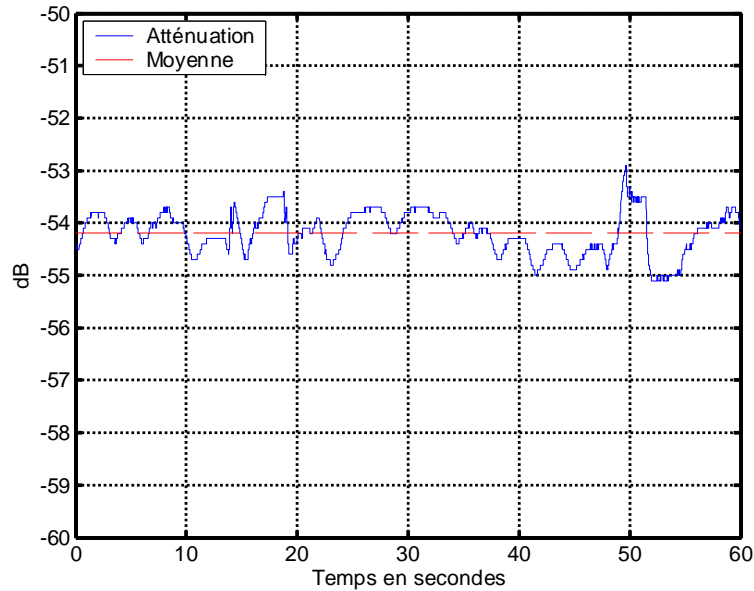


Figure 2.59 : Variation du signal sur le trajet torse pour $d=25$ cm

Une partie de cette variation peut être considérée comme déterministe car elle correspond aux mouvements de la cage thoracique sous l'effet de la respiration. Il semble possible de modéliser ce phénomène par une variation sinusoïdale d'une période approximative de 3 s. Cependant, l'amplitude de la variation dépend de l'endroit où les antennes sont placées (le phénomène est plus marqué lorsque les antennes sont sur le torse). On peut alors s'attendre à des variations qui sont de l'ordre de 4 à 15 dB, dépendant également de l'individu.

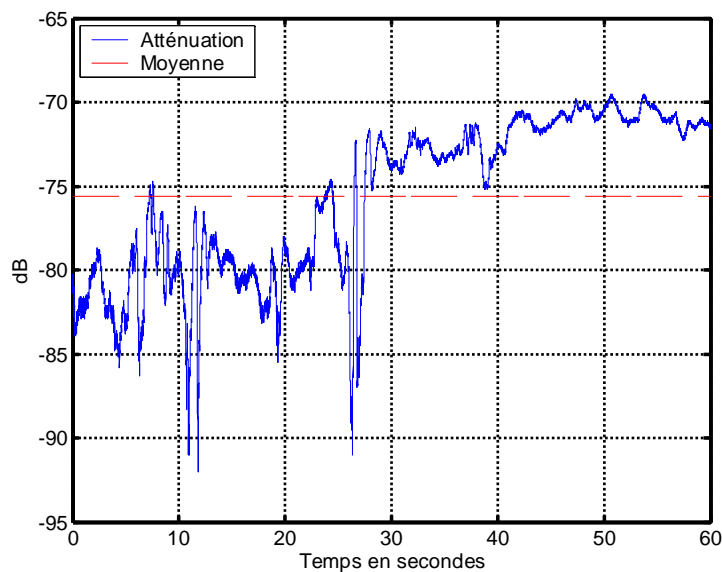


Figure 2.60 : Variation du signal sur le trajet autour de la taille pour $d=57$ cm ($p=123$ cm)

On constate que pour un trajet le long de la ceinture, la dynamique augmente progressivement et atteint un maximum à l'antipode (Figures 2.61 et 2.62). Cette dynamique est mesurée sur une période de 60 s avec un pas de 3 à 5 cm. On constate qu'elle augmente de façon non-linéaire avec la distance et ce pour les différentes raisons déjà citées.

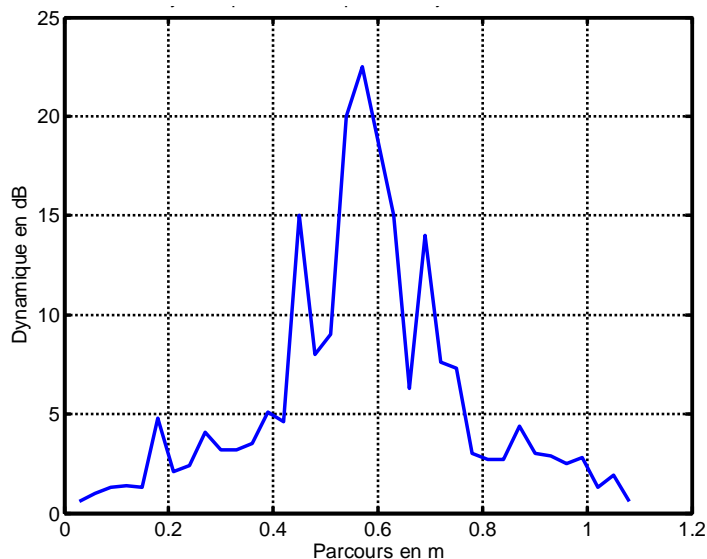


Figure 2.61 : Dynamique du signal sur un trajet circumcorporel, $p=123$ cm

La variation dépendant également de l'individu, Hall [HAL01] a mesuré une amplitude de 20 cm sur le périmètre de la cage thoracique. D'autre part, on vérifie qu'il existe des variations bien plus lentes liées au fait que le sujet ne peut rester parfaitement immobile.

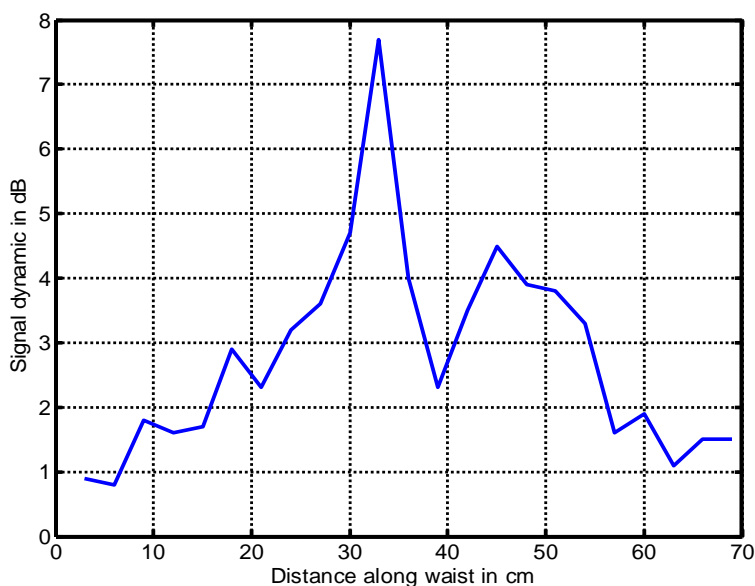


Figure 2.62 : Dynamique du signal sur un trajet circumcorporel, $p=76$ cm

2.13 Résultats de mesure – Comparaison avec les modèles analytiques de canaux

On présente ici des mesures validant les modèles décrits. Certaines mesures sont faites sur un fantôme, d'autres sur des êtres humains, homme ou femme. On commencera par caractériser les surfaces planes et quasi-planes. Puis, nous caractériserons les trajets circumcorporels.

2.13.1 Propagation sur le torse

On caractérise différents trajets sur le torse ; en ligne droite (cou vers taille) ou obliques (épaule gauche vers taille côté droit), à l'aide de monopoles ou de PIFA. Une antenne reste fixe, tandis que l'autre descend progressivement vers la taille avec un pas de mesure de 5 cm.

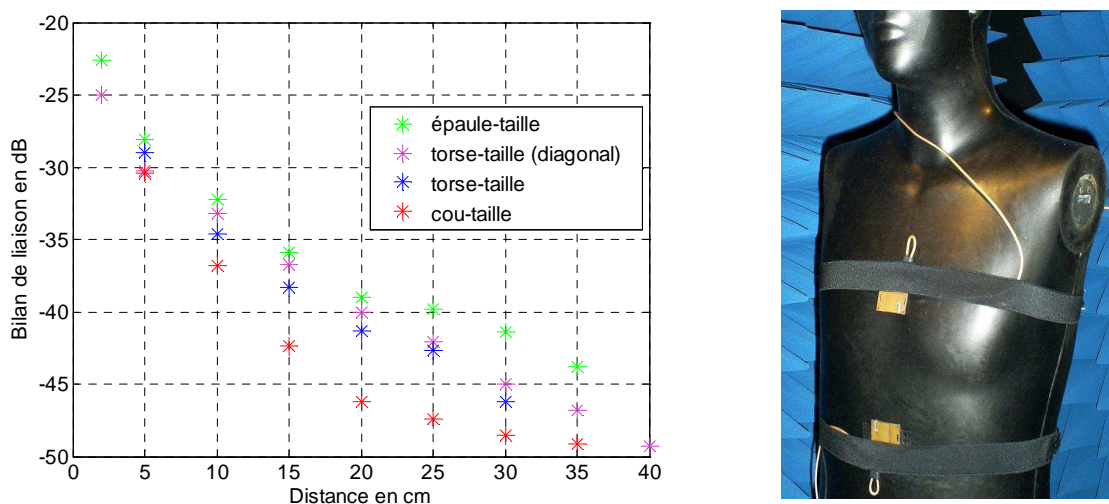


Figure 2.63 : Mesure de l'atténuation le long du torse pour différents trajets (PIFA)

La Figure 2.63 permet de voir deux types de propagation par ondes de surface. En effet, pour un trajet en diagonal ou un trajet épaule-taille qui sont pratiquement équivalents, on est soumis à la légère courbure du torse, ce qui donne naissance à des ondes rampantes.

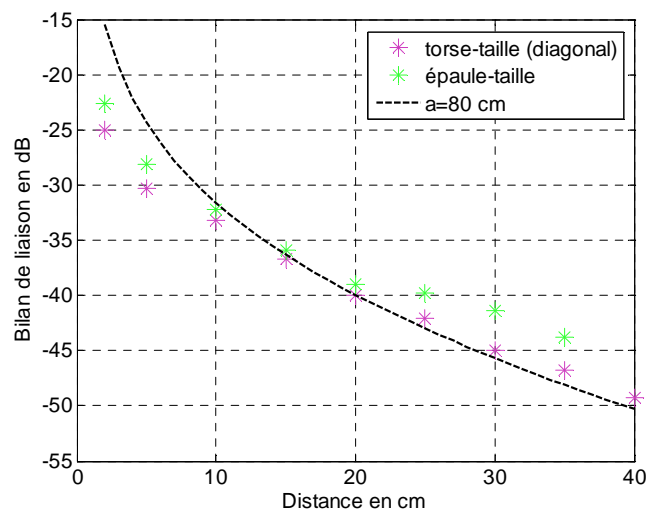


Figure 2.64 : Mesure (étoiles) et modélisation (pointillés) de l'atténuation le long du torse avec effet de courbure (PIFA)

Modèle : gain des antennes fixé à -7 dBi

Comme on peut le constater, ces ondes rampantes s'atténuent pratiquement linéairement en fonction de la distance. Ceci peut être parfaitement modélisable avec une expansion de Bremmer appliquée aux surfaces quasi-planes, comme le montre la Figure 2.64. Un rayon équivalent de $a=80$ cm a été utilisé pour que le modèle corresponde presque exactement aux mesures. Il faut noter que ce rayon équivalent dépend très fortement de la morphologie de la personne. Pour le trajet épaule-taille, on trouve un petit renflement qui peut être dû à l'influence de la tête. Le gain des antennes est fixé à -7 dBi, ce qui correspond à une différence de 2.5 dB par rapport à la simulation HFSS.

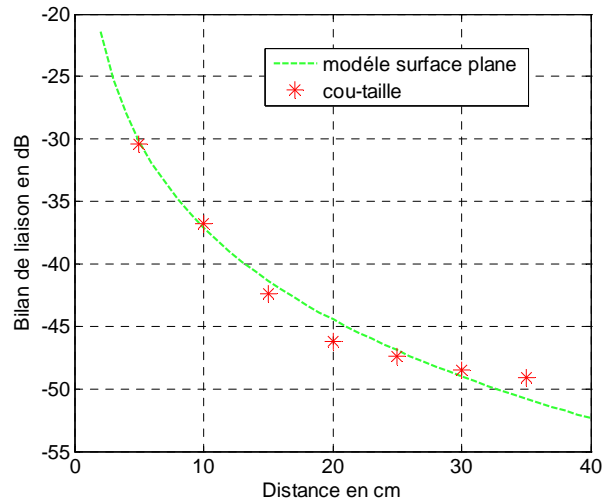


Figure 2.65 : Mesure (étoiles) et modélisation (pointillés) de l'atténuation le long du torse (PIFA).

Modèle : gain des antennes fixé à -10 dBi

Reprenons la Figure 2.63 en ne considérant que le trajet cou-taille. On modélise le bilan de liaison en considérant une surface plane sur la Figure 2.65. En comparant les trajets épaule-taille et cou-taille, on voit très bien que deux phénomènes de propagation distincts sont responsables de l'atténuation de l'onde, alors que dans les 2 cas la propagation se fait sur le torse. La différence s'explique par des trajets légèrement différents, l'un étant quasi-plan et l'autre étant courbe.

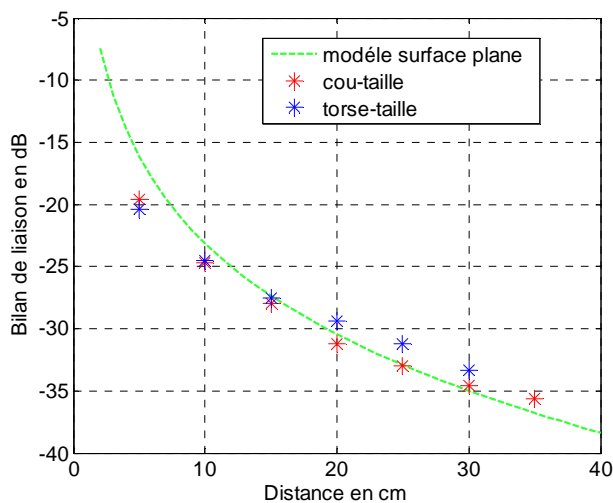


Figure 2.66 : Mesure (étoiles) et modélisation (pointillés) de l'atténuation le long du torse (monopôle).

Modèle : gain des antennes fixé à -3 dBi

La Figure 2.66 représente la mesure avec les monopôles sur un trajet le long de la partie quasi-planaire du torse. Un bon accord entre mesure et théorie est trouvé pour un gain d'antenne fixé à -3 dBi, alors que le gain simulé est de -5.5 dBi.

2.13.2 Propagation sur le côté du corps (cheville-poitrine)

Cette mesure a été réalisée à l'aide de la PIFA et sans la présence des bras du fantôme. Cette surface présente une courbure, qui même faible entraîne une diffraction notable qui conduit à une atténuation linéaire avec la distance.

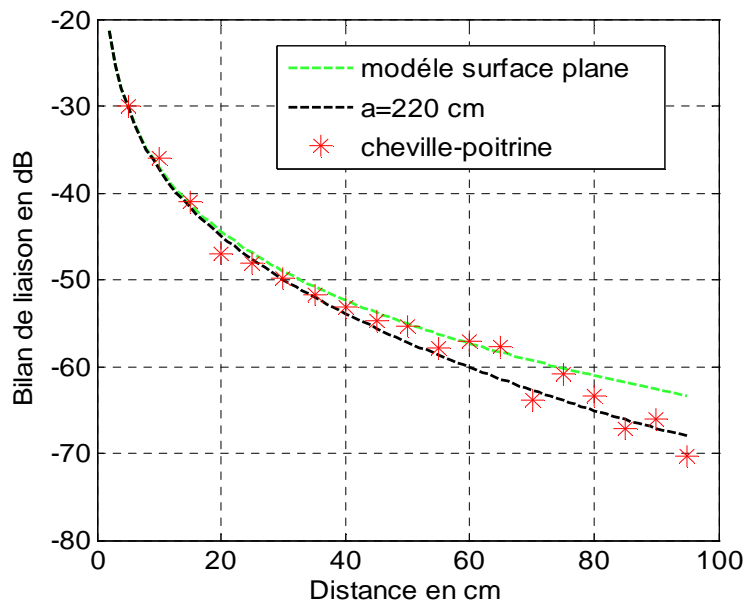


Figure 2.67 : Mesure (étoiles) et modélisation (pointillés) de l'atténuation le long du corps (PIFA).

Modèle : gain des antennes fixé à -10 dBi

Il est donc souhaitable d'effectuer la modélisation à l'aide d'une série de Watson réduite à son premier terme ou même d'une expansion de Bremmer (courbe noire). A titre indicatif, on donne aussi l'atténuation pour une surface plane (courbe verte).

La modélisation s'effectue en employant le rayon équivalent donné par (2.46) qui dépend de la hauteur h de la personne et de la largeur w de la taille. Le fantôme à une hauteur de 1.60 m et une largeur de taille de 30 cm, ce qui donne un rayon équivalent de 220 cm. Notre modélisation est en accord presque parfait avec la mesure en prenant un gain d'antenne de -10 dBi.

2.13.3 Propagation entre épaule et pied (passage par le dos)

Nous avons réalisé cette mesure avec les antennes monopôle. L'antenne d'émission est placée sur le haut de l'épaule, tandis que l'antenne de réception descend progressivement le long du dos, puis le long d'une jambe jusqu'aux genoux.

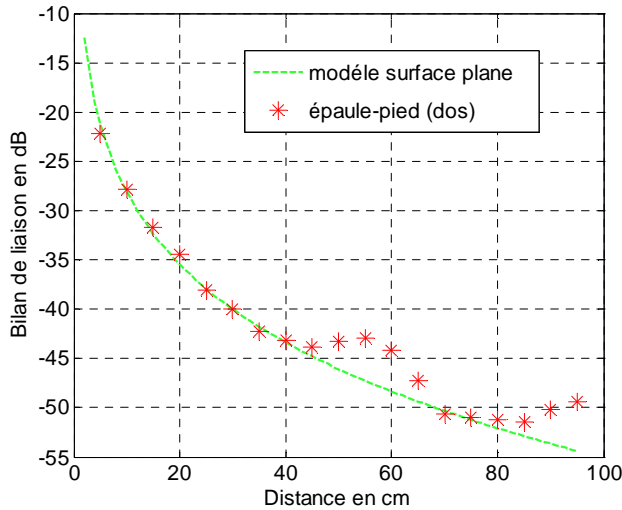


Figure 2.68 : Mesure (étoiles) et modélisation (pointillés) de l'atténuation le long du dos (monopôle)

Modèle : gain des antennes fixé à -5.5 dBi

On constate ici que pour les 40 premiers centimètres, la modélisation par surface plane correspond relativement bien à la mesure pour un gain d'antenne fixé à -5.5 dBi. Le gain d'antenne simulé est également de -5.5 dBi.

Entre 40 et 70 cm, on observe un renflement qui se produit lorsque l'antenne est sur les fesses. Dans cette situation, la propagation se fait principalement par trajet direct entre l'épaule et l'antenne de réception, ce qui explique l'augmentation du signal.

A partir de 80 cm, on observe également une déviation de la courbe due aux ondes diffractées sur les fesses et qui arrivent directement sur l'antenne de réception sans passer le long de la jambe.

2.13.4 Propagation le long des jambes

Cette mesure est effectuée avec les PIFA et les monopôles, l'antenne d'émission étant placée à la ceinture, et celle de réception se déplaçant progressivement jusqu'au bas des genoux.

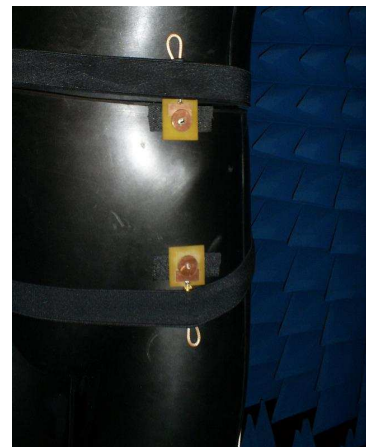
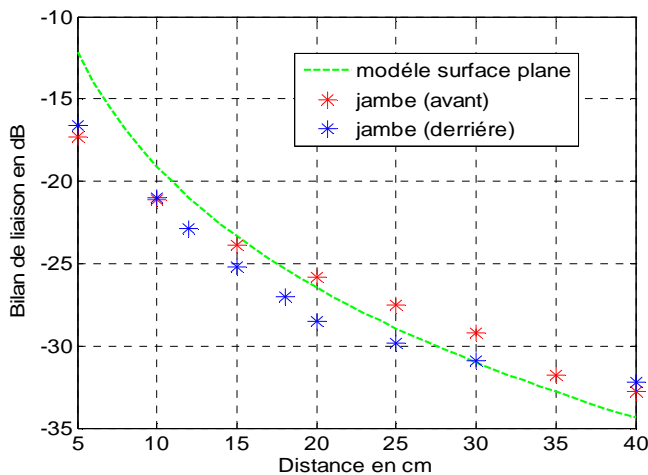


Figure 2.69 : Mesure (étoiles) et modélisation (pointillés) de l'atténuation le long d'une jambe (monopôle)

Modèle : gain des antennes fixé à -1 dBi

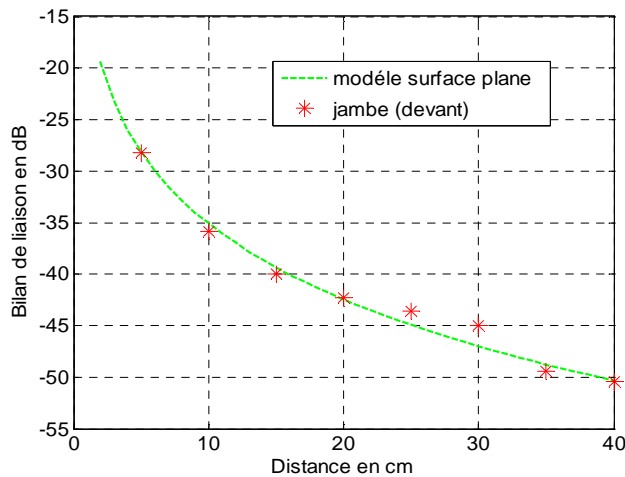


Figure 2.70 : Mesure (étoiles) et modélisation (pointillés) de l'atténuation le long d'une jambe (PIFA)

Modèle : gain des antennes fixé à -9 dBi

On constatera que la fonction d'atténuation de Sommerfeld donne de bons résultats avec une différence ne dépassant pas les 3 dB en comparaison avec la mesure. Le gain du monopôle est fixé à -1 dBi (-2 dBi sur HFSS) et pour la PIFA le gain est fixé à -9 dBi.

2.13.5 Propagation pour un trajet circumcorporel (la taille)

Pour cette étude, différentes mesures ont été effectuées à la fois sur un fantôme et sur plusieurs personnes. L'atténuation autour de la taille est mesurée avec un pas fin de 2 cm, dans le but de montrer le profil de d'interférence autour de l'antipode.

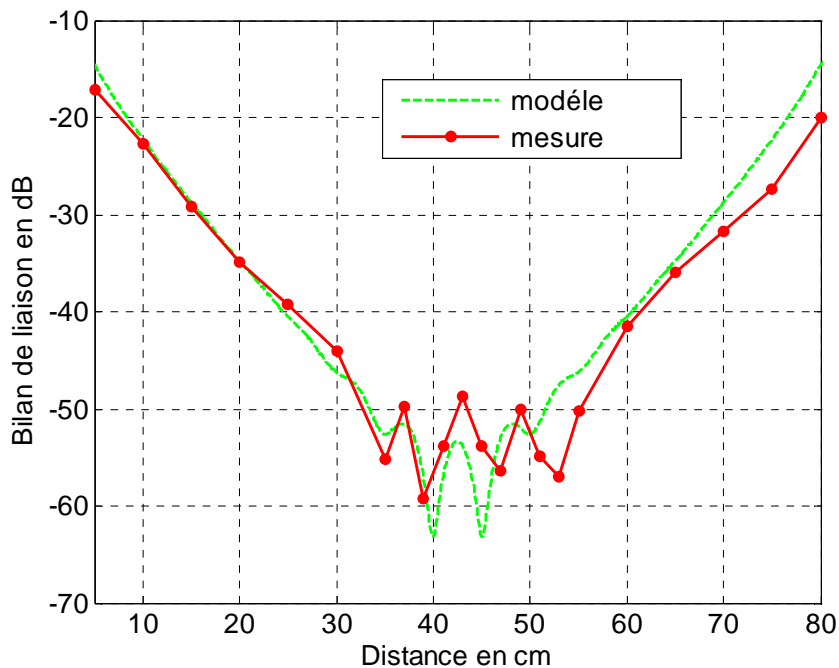


Figure 2.71 : Mesure (trait plein) et modélisation (pointillés) de l'atténuation autour de la taille avec $p=85$ cm (monopôle)

Modèle : gain des antennes fixé à -2 dBi

La Figure 2.71 montre une excellente concordance entre notre modèle et les mesures, avec de plus la confirmation de l'existence de l'interférence autour de l'antipode.

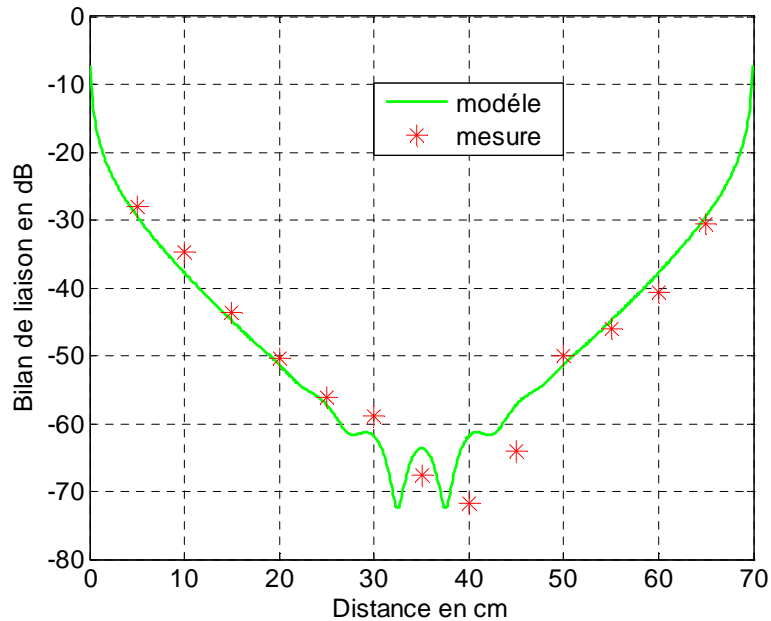


Figure 2.72 : Mesure (étoiles) et modélisation (trait plein) de l'atténuation autour de la taille $p=70$ cm (PIFA)
Modèle : gain des antennes fixé à -9.5 dBi

La Figure 2.72 présente la mesure du bilan de liaison autour de la taille d'une femme en utilisant une PIFA. La Figure 2.73 présente le même bilan pour un homme. On a une bonne concordance théorie/expérience. Les gains d'antenne utilisés pour la modélisation sont ceux donnés par HFSS.

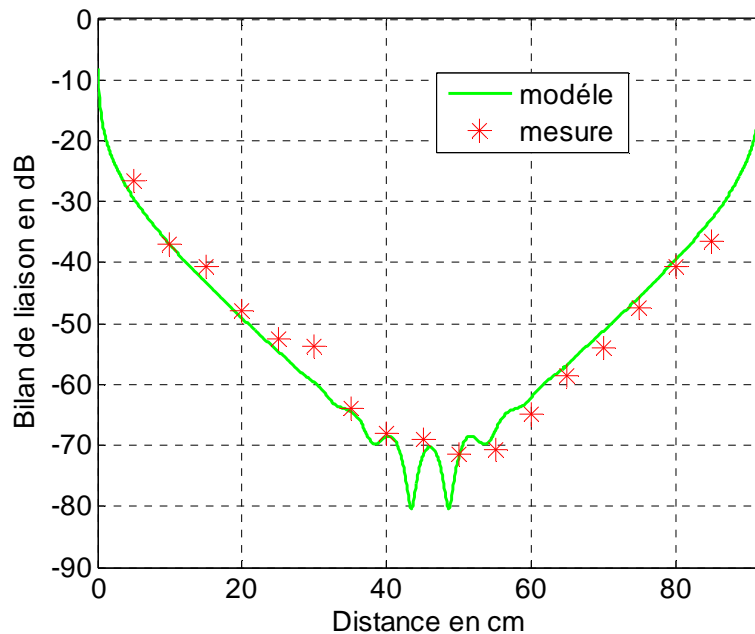


Figure 2.73 : Mesure (étoiles) et modélisation (trait plein) de l'atténuation autour de la taille $p=92$ cm (PIFA)
Modèle : gain des antennes fixé à -9.5 dBi

2.13.6 Propagation pour un trajet circumcorporel (la tête)

Pour la propagation autour de la tête, (Figure 2.74), on utilise des PIFA ayant un gain de -6 dBi. Une fois de plus la concordance est très bonne. Cependant, on constate que dans les mesures sur les êtres humains, il est très difficile d'observer le phénomène d'interférence. Ceci est lié aux mouvements du corps et des bras pendant la mesure qui peut durer plus de 20 minutes, entraînant une certaine lassitude du sujet. Cet effet sur la précision de la mesure est également constaté dans [HAL01].

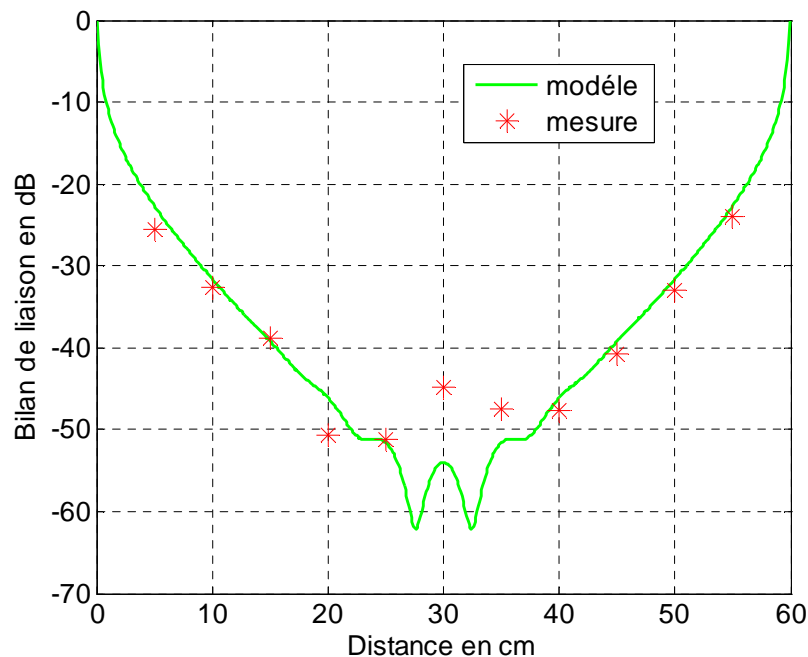


Figure 2.74 : Mesure (étoiles) et modélisation (trait plein) de l'atténuation autour de la taille $p=60$ cm (PIFA)
Modèle : gain des antennes fixé à -6 dBi

2.14 Conclusion du chapitre

Nous avons présenté plusieurs modèles théoriques applicables aux surfaces planes, quasi-planes ou cylindriques. Ces modèles sont basés sur la fonction d'atténuation de Sommerfeld, la série de Watson ou encore l'expansion de Bremmer qui relie les théories de Sommerfeld et Watson. Cette modélisation nécessite de connaître le gain des antennes en présence du corps.

Pour déterminer le gain d'antenne, on simule ces dernières sur différents endroits du corps à l'aide de modèles simples (plan, cylindre,...) ayant des conditions aux limites identiques à celle du fantôme du laboratoire. Une série de mesures le long du corps a permis de mettre en évidence deux mécanismes de propagation distincts : ondes de surface et ondes rampantes.

On conclut que la modélisation par la formulation de Sommerfeld donne de bons résultats pour le torse, le dos et les jambes. La modélisation par série de Watson donne également des résultats très satisfaisants pour le torse, la taille, la tête et le long du corps (cheville-poitrine), même si dans ce dernier cas elle est appliquée à des trajets autres que cylindriques (tête ou taille) grâce à l'introduction d'un rayon équivalent de courbure.

C'est la première fois que les théories classiques des ondes de surface et des ondes rampantes sont appliquées au domaine du BAN. Ceci constitue une innovation de ce travail de thèse, la principale limite restant la détermination précise des gains d'antenne.

REFERENCES:

- [ALV01] Alves T., Poussot B., Laheurte J-M., “Analytical Propagation Modelling of BAN Channels Based on the Creeping-Wave Theory”, IEEE Trans. on Antennas and Propagation, article accepté, non publié à cette date.
- [BAR01] H. M. Barlow, “Surface Waves”, Proceedings of the IRE, Vol. 46, No. 7, pp.1413-1417, 1958.
- [BOI01] Lucien Boithias, Propagation des ondes radioélectriques dans l'environnement terrestre, édition Dunod, 1983, ISBN 2040154760.
- [BUR01] C.R. Burrows, “The History of Radio Wave Propagation Up to the End of World War I”, Proceedings of the IRE, Vol. 50, No. 5, pp. 682-684, mai 1962.
- [CHR01] Christ A., Klingenböck A., Samaras T., Goiceanu C., Kuster N., “The Dependence of Electromagnetic Far-Field Absorption on Body Tissue Composition in the Frequency Range From 300 MHz to 6 GHz”, IEEE Trans. on Antennas and Propagation, Vol. 54, No. 5, May 2006.
- [COL01] Collin, Field Theory of Guided Waves.
- [CON01] Gareth A. Conway, Simon L. Cotton, William G. Scanlon, “An Antennas and Propagation Approach to Improving Physical Layer Performance in Wireless Body Area Networks”, IEEE Journal On Selected Areas In Communications, Vol. 27, No. 1, January 2009.
- [ECK01] Eckersley T.L, “Direct-Ray Broadcast Transmission”, Proceedings of the IRE, Vol.20, pp. 1555-1579, October 1932.
- [FOR01] Fort A., Keshmiri F., Crusats G.R., Craeye C., Oestges, C “A Body Area Propagation Model Derived From Fundamental Principles: Analytical Analysis And Comparison With Measurements”, IEEE Trans. on Antennas and Propagation, Vol. AP-58, No.2, pp. 503-514, February 2010.
- [GHA01] Ghannoum H., Roblin C., “Investigation and Modelling of the UWB On-Body Propagation Channel”, Wireless Personal Communications, Springer. May 2008.
- [GUP01] Gupta A., Abhayapala T.D., “Body Area Networks: Radio Channel Modelling and Propagation Characteristics”, Proc. Australian Communications Theory Workshop, pp.58-63, 2008
- [HAL01] Hall P. S., Hao Y., “Antennas and Propagation for On-Body Communication Systems”, IEEE Antennas and Propagation Magazine, Vol.49, No. 3, June 2007.
- [HAL02] Akhoondzadeh-Asl L., Hall P. S., Nechayev Y., “Wave excitation on Human Body by a Short Dipôle”, EuCAP 2010, April 2010, Barcelona.

- [HIL01] D.A. Hill, J.R. Wait, "Excitation of the Zenneck Surface Wave by a Vertical Aperture", *Radio Sci.*, Vol. 13, No. 6, pp. 969-977, November-December 1978.
- [KES01] Keshmiri F., Fort A., "Analysis of wave propagation for BAN applications", *EuCAP Berlin*, pp.709-712, 23-27 March 2009.
- [KIN01] R.W.P King, M.F. Brown, "Lateral Electromagnetic Waves Along Plane Boundaries: A Summarizing Approach", *Proceedings of the IEEE*, Vol. 72, No. 5, pp. 595-611, mai 1984.
- [KIV01] Outi Kivekäs, Tuukka Lehtiniemi, Pertti Vainikainen, "On the General Energy-Absorption Mechanism in the Human Tissue", *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 43, No. 3, November 2004.
- [LEA01] Lea A., Hui P., Ollikainen J., Vaughan R. G., "Propagation Between On-Body Antennas", *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, Vol. 57, No.11, pp. 3619-3627, November 2009.
- [MA01] Ma D., Zhang W.X., "Analytic Propagation Model for Body Area Network Channel Based on Impedance Boundary Condition", *EuCAP Berlin*, pp.974-978, 23-27 March 2009
- [NOR01] K.A. Norton "The Propagation of Radio Waves Over The Surface of the Earth and in the Upper Atmosphere, Part I", *Proceeding of the IRE*, Vol. 24, No. 10, pp. 1367-1387, October 1936.
- [NOR02] K.A. Norton "The Propagation of Radio Waves Over The Surface of the Earth and in the Upper Atmosphere, Part II", *Proceeding of the IRE*, Vol. 25, No. 9, pp. 1203-1236, September 1937.
- [PAK01] Paknys R., D. R. Jackson, "The Relation Between Creeping Waves, Leaky Waves, and Surface Waves", *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, Vol. 53, No. 3, Mars 2005.
- [REU01] Reusens E., Wout J., "On-Body Measurements and Characterization of Wireless Communication Channel for Arm and Torso of Human", *4th International Workshop on Wearable and Implantable Body Sensor Networks (BSN 2007)*.
- [ROE01] Roelens L., Wout J., Martens L., "Characterization of the Path Loss Near Flat and Layered Biological Tissue for Narrowband Wireless Body Area Networks", *Proceedings of the International Workshop on Wearable and Implantable Body Sensor Networks (BSN's 06)*.
- [ROE02] Roelens L., Van den Bulcke S., Joseph W., Vermeeren G., Martens L., "Path Loss Model for Wireless Narrowband Communication Above Flat Phantom", *Electronics Letters*, Vol.42, No.1, Janvier 2006.
- [ROE03] Roelens L., Joseph W., Reusens E., Vermeeren G., Martens L., "Characterisation of Scattering Parameters Near a Flat Phantom for Wireless Body Area Networks", *IEEE Trans. on Electromagnetic Compatibility*, Vol. 50, No. 1, Février 2008.

[RYC01] Ryckaert J., De Doncker P., “Channel model for wireless communication around human body”, *Electronic letters* 29th April 2004 Vol.40 No.9.

[SAN01] Sanz-Izquierdo B., Miller J.A., Batchelor J.C., Sobhy M.I., “Dual-Band Wearable Metallic Button Antennas and Transmission in Body Area Networks”, *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, 2010, Vol. 4, Iss. 2, pp. 182-190.

[UIT01] <http://www.itu.int/fr/pages/default.aspx>

[WAI01] Wait J.R., “The Ancient and Modern History of EM Ground-Wave Propagation”, *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, Vol.40, No. 5, pp. 7-24, October 1998.

[WAI02] Wait J.R., “Radio Propagation Over a Cylindrical Hill Including the Effect of a Surmounted Obstacle”, *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, Vol. AP-16, No.6, November 1968.

[WAI03] Wait J.R., “On the Excitation of Electromagnetic Surface Waves on a Curved Surface”, *IRE Trans. on Antennas and Propagation*, Vol. 8, No. 4, pp. 445-448, July 1960.

[WAI04] Wait J.R., Conda A.M., “Pattern of an Antenna on a Curved Lossy Surface”, *IRE Trans. on Antennas and Propagation*, Vol. 8, No. 4, pp. 445-448, July 1960.

[WAI05] Wait J.R., “The Scope of Impedance Boundary Conditions in Radio Propagation”, *IEEE Trans. on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 28, No. 4, July 1990.

[WAI06] Wait J.R., *Electromagnetic Waves in Stratified Media*, New York, Pergamon Press, first edition reprinted by IEEE press 1996.

[WAT01] G. N. Watson, “The Diffraction of Radio Waves by the Earth”, *Proceedings of the Royal Society*, A95, 1918, pp. 83-99.

[ZHA01] Zhao Y., Sani A., Hao Y., Lee S.-L., Yang G.-Z., “A Subject-Specific Radio Propagation Study in Wireless Body Area Networks”, 2009 Loughborough Antennas & Propagation Conference, pp. 80-83, 16-17 November 2009, Loughborough, UK.

[ZEN01] J. Zenneck, *Wireless Telegraphy*, McGraw-Hill Book Company (traduction en anglais de l'édition de 1907), 1915.

Chapitre

3 Les Antennes BAN et les Interactions Corps-Antenne

LISTE DES SYMBOLES :

ϵ_0	permittivité du vide en F/m
μ_0	perméabilité du vide en H/m
λ	longueur d'onde en mètres.
r_w	rayon de la sphère radian en mètres
k	constante de ligne en rad/m
ω	pulsation en rad/s
Ω	facteur géométrique de ligne
\underline{A}	facteur géométrique de pertes
h	distance au corps de l'antenne en mètres
h_m	hauteur du monopôle raccourcie en mètres
r	rayon de l'élément rayonnant en mètres
r_d	rayon du disque capacitif du monopôle en mètres
l_d	longueur d'un des bras du dipôle en mètres
p	tangente de perte du diélectrique
σ	conductivité équivalente du diélectrique en S/m
ϵ_r	permittivité relative du diélectrique
γ_m	constante de propagation du diélectrique à pertes
γ_d	constante de propagation de l'antenne
γ_0	constante de propagation du vide $2\pi/\lambda$
Z_{cv}	impédance caractéristique de l'élément rayonnant vertical
Z_{ch}	impédance caractéristique de l'élément rayonnant horizontal
Q_{corps}	coefficient de qualité pour une distance h au corps
Q_{pec}	coefficient de qualité pour une distance h au-dessus d'un plan parfaitement conducteur
η_{ant}	rendement de l'antenne en espace libre
Q_{ant}	coefficient de qualité de l'antenne en espace libre
Q_{tissus}	coefficient de qualité des tissus biologiques

LES ANTENNES BAN ET LES INTERACTIONS CORPS-ANTENNE

3.1 Etat de l'art

3.1.1 Antennes adaptées au contexte BAN

Il a été démontré dans le chapitre *Modélisation Analytique des Canaux BAN déterministe* que les ondes de surface se propagent en mode TM. Pour exciter ce mode, nous devons donc développer des antennes capables de rayonner une onde polarisée verticalement [SCA01], c'est-à-dire orthogonalement à la surface du corps.

Pour être acceptées par l'utilisateur, il est également nécessaire que les antennes soient petites, cachées et si possible planaires. Ces antennes planaires peuvent éventuellement être intégrées dans les vêtements. Elles apparaissent alors sous différents noms : *textile antennas* (antenne textile), *fabric antennas* (antenne vêtement) ou encore *wearable antennas* (antenne portable). Les deux premiers types d'antennes sont généralement basés sur des *patches* [ESA01], [MAL01] ou des *PIFA* [OGA01], [MAS01].

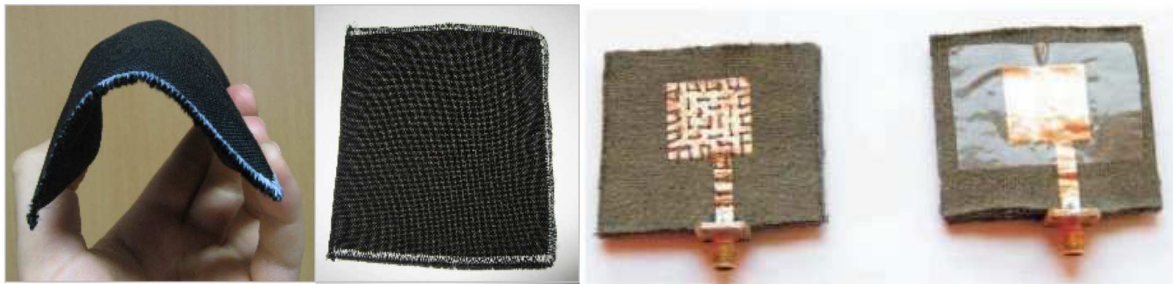


Figure 3.1 : Intégration de patches dans les vêtements, à gauche un patch à polarisation circulaire [ESA01] et à droite un patch classique [MAL01].

La Figure 3.1 montre deux exemples d'antennes textile, la plus récente étant celle de gauche développée par la société finlandaise *Patria Aviation* pour l'ESA. Elle fonctionne en polarisation circulaire pour permettre des communications avec les satellites Iridium ou la réception des données GPS. Cette antenne résiste bien au pliage en conservant ses propriétés de rayonnement. A droite, un patch classique est cousu sur un vêtement servant de support diélectrique.



Figure 3.2 : « Wearable antenna » cousue sur un tissu [MAT01]

Ces antennes sont généralement placées sur l'épaule [OGA01], l'avant-bras [ESA01] et le torse. Une étude récente [HUR01] montre que ces emplacements sont optimaux pour la minimisation de l'interaction antenne-corps. Elles ont été introduites dans les années 70 dans le cadre de communications *off-body* pour les forces de l'ordre [KIN01].

Les antennes patch et les PIFA possèdent un plan de masse qui permet de masquer l'effet du corps. Dans [SAL01], l'auteur fait une comparaison de la puissance absorbée par le corps lorsque le BAN est constitué de patches ou de dipôles. Il montre ainsi que la puissance absorbée peut être 10 à 50 fois supérieure dans le cas du dipôle que dans le cas du patch. On comprend alors l'intérêt d'utiliser un plan de masse pour que les champs électriques puissent se développer entre celui-ci et l'élément rayonnant.

Cependant, dans le cas du patch, le plan de masse doit dépasser d'au moins 20 mm les bords du patch pour permettre un bon fonctionnement à 2.4 GHz [SAL01]. Dans [ADE01], le plan de masse est à peine plus grand ce qui entraîne un faible rendement de l'antenne à 868 MHz. Si le patch est conçu pour fonctionner sur le corps, il est possible d'obtenir des rendements proches de 65 % [CON01]. Dans [ALO01], l'auteur rapporte un rendement du patch en espace libre de 87 % et de 75 % sur le corps, ce qui est remarquable pour une antenne placée à la surface du corps. Mais si l'on souhaite réduire l'encombrement du plan de masse, on peut se tourner vers les patches $\lambda/4$ ou les PIFA.

D'autre part, les *wearable antennas* (Figure 3.2) ne possèdent pas de plan de masse car elles sont directement cousues sur les vêtements à l'aide de fils métallisés [MAT01]. Elles sont le plus souvent conçues pour la bande V/UHF, fréquences pour lesquelles le corps constitue un support à pertes [AND01]. Dans [KAM01] et [KAM02], l'auteur teste différentes antennes (monopôle, patch, boucle) et montre que le monopôle vertical est plus efficace que tout autre type d'antenne.

Dans notre étude, nous avons décidé qu'une hauteur maximum d'antenne de 10 mm est acceptable. Ceci nous permettra d'utiliser des éléments rayonnants du type *structure en F-inversé*, monopôles-disque (ou antenne bouton) et éventuellement d'autres types d'antennes comme les fentes ou les boucles dites magnétiques. Nous ne considérerons pas les antennes patch du fait de l'encombrement lié au plan de masse.

3.1.2 Interactions corps-antenne

L'influence du corps sur le fonctionnement de l'antenne a fait l'objet de plusieurs travaux depuis une quarantaine d'année.

Dans la première étude publiée sur le sujet en 1968 [KRU01], Krupka présente une étude expérimentale sur l'effet du corps lorsqu'un opérateur tient à la main un petit transmetteur fonctionnant entre 30 et 150 MHz. Il conclut que le corps agit comme un élément absorbant, réduisant la puissance rayonnée lorsque l'antenne est à proximité du corps. L'auteur suppose que le corps peut être modélisé par une impédance équivalente composée d'une résistance de rayonnement, une résistance de perte et une réactance dépendant de la fréquence. Il montre que le corps peut posséder des résonances, comme une antenne, et que la proximité des deux donne éventuellement naissance à un couplage entraînant la modification de l'impédance, du diagramme de rayonnement et un affaiblissement du gain.

Ainsi, Krupka démontre expérimentalement qu'aux basses fréquences, le corps agit comme un directeur et que pour les fréquences plus élevées (au-delà de 60 MHz), le corps se comporte comme un réflecteur.

En 1972, une étude expérimentale sur l'impédance du corps humain montre que le corps se comporte comme un cylindre diélectrique à pertes [AND02].

Dans les années 70 apparaissent aux États-Unis les premières antennes on-body spécialement dédiées aux forces de l'ordre [KIN01], [KIN02]. Il s'agit de boucles multi-spires fonctionnant en VHF et placées sur l'épaule de l'opérateur. Un plan de masse est associé aux antennes avec des dimensions minimales exigées afin d'éviter une dégradation notable des performances de l'antenne.

Dans le premier traitement théorique de l'interaction corps-antenne limitée au domaine V/UHF [AND01], le corps est traité comme un élément rayonnant, alimenté par couplage. L'interaction des champs émis par l'antenne et ceux re-rayonnés par le corps permettent de calculer approximativement la modification de l'impédance et du diagramme de rayonnement. Il est également montré que pour une fréquence de 150 MHz, le corps passe du régime directeur à réflecteur pour une hauteur de 1 m, soit à $\lambda/2$.

En 1980 est publiée une étude sur l'impédance d'un dipôle dans et au-dessus du corps [KI01]. King réutilise une théorie développée dans le cas des antennes très proches du sol, dans le sol, l'eau ou les plasmas, afin de l'appliquer au corps [KI02] et en particulier au cas d'un dipôle à 3 GHz. Nous utiliserons les équations développées par l'auteur en les affinant avec les approximations données par [CHE01] afin d'étudier les variations d'impédance et de rendement d'un dipôle au-dessus du corps.

Après les années 80, les études sont essentiellement basées sur des simulations FDTD et plus aucun modèle analytique n'est développé.

3.2 Interactions entre le corps et les antennes : Résultats préliminaires

Le corps étant un diélectrique à pertes interagissant avec le champ proche de l'antenne, il entraînera trois effets principaux sur les caractéristiques de l'antenne :

- Modification du diagramme de rayonnement
- Réduction du rendement par échauffement des tissus biologiques
- Modification de l'impédance

Afin d'illustrer ces trois effets, on réalise des simulations HFSS sur une antenne de type structure en F-inversé complètement planaire nommée *IIFA* (*Integrated Inverted F-Antenna*).

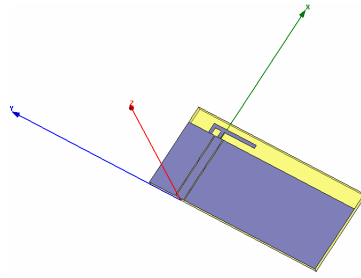


Figure 3.3 : IIFA

Dans notre étude sur le rendement et l'impédance d'entrée, nous ne considérerons que des parties très localisées du corps et non le corps dans son ensemble, seule la zone de champ proche, soit une sphère de rayon $\lambda/2$, ayant une influence sur ces paramètres. A 2.4 GHz, on a un rayon de 6 cm. Les formes locales du corps seront donc : un plan (torse), un cylindre (le tronc) ou une sphère (la tête). Cette forme locale pourra être affectée des paramètres diélectriques souhaités en fonction de la nature des tissus. Le modèle pourra être multi-couche ou non.

-Modification du diagramme de rayonnement

Nous considérons ici une surface plane et uniforme. La Figure 3.4 montre comment la distance au corps peut affecter le diagramme de rayonnement d'une IIFA. Pour une distance de 1 mm (Figure 3.4.a), on a un gain maximum de -7 dBi au zénith (soit pour $\theta \approx 0^\circ$). De plus, le rayonnement se fait majoritairement vers l'extérieur du corps.

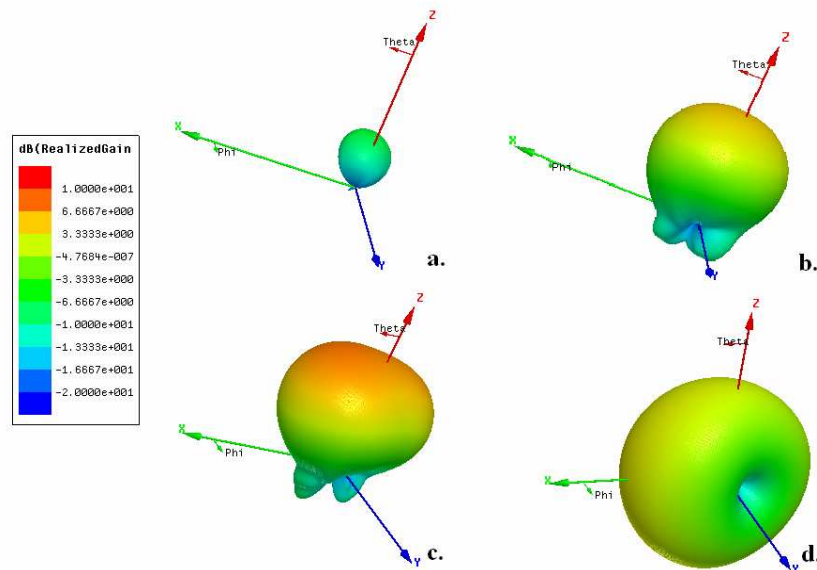


Figure 3.4 : Simulation de la modification du rayonnement d'une IIFA en fonction de la distance au corps ; a. 1 mm, b. 10 mm, c. 25 mm et d. en espace libre

Sur les Figures 3.4.b et 3.4.c le gain augmente progressivement jusqu'à 5 dBi à 25 mm où le rayonnement se fait majoritairement autour du zénith tandis que lorsque l'antenne est en espace libre (Figure 3.4.d), elle rayonne dans toutes les directions du plan xOz. On conclut que cette antenne est plus adaptée à une communication off-body que on-body. Le fait que le gain passe de -7 dBi à 1mm à 5 dBi à 25 mm montre qu'une part importante de la puissance est perdue dans le corps.

-Réduction du rendement

La diminution du gain observée pour les faibles distances au corps traduit un faible rendement de l'antenne puisque l'essentiel de la puissance est absorbé par les tissus biologiques et se dissipe sous forme d'effet Joule.

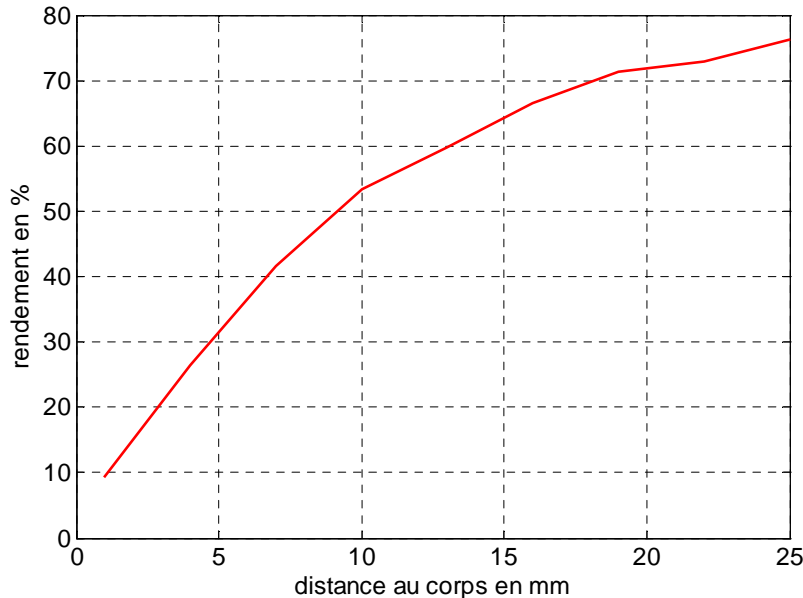


Figure 3.5 : Simulation du rendement d'une IIFA au-dessus du corps

On observe que si l'on fixe une distance maximum au corps de 10 mm, le rendement de l'antenne ne dépassera pas 50 %. Cependant, cette valeur reste acceptable. Notons que si l'antenne est fixée à un vêtement, son rendement variera en fonction des mouvements de la personne.

-Modification de l'impédance

De nombreux auteurs observent l'évolution du coefficient de réflexion en déterminant notamment la plage de distances au corps où l'antenne est correctement adaptée. Les variations d'impédance permettent cependant une interprétation physique plus fine.

La Figure 3.6 montre une variation de réactance importante en fonction de la distance au corps alors que la résistance semble beaucoup moins sensible. La variation d'impédance est très différente suivant le type d'antenne, puisqu'elle dépend de la distribution de son champ proche donc de l'échange énergétique entre l'antenne et le corps.

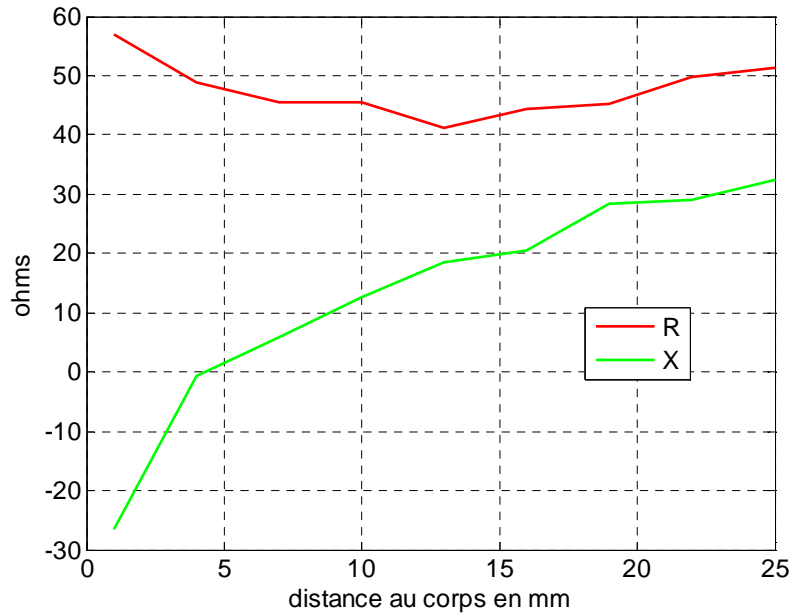


Figure 3.6 : Simulation de l'impédance d'une IIFA au-dessus du corps

Lors de la conception d'antenne dédiée au BAN, il est primordial de tenir compte de la distribution du champ proche de l'antenne. Le champ proche essentiellement réactif de l'antenne est confiné dans la zone où l'énergie guidée par la structure antenne vient continuellement charger et décharger le milieu ambiant. On associe à cette zone une impédance complexe, qui est suivant le type d'antenne, soit capacitive, soit inductive [LAN01].

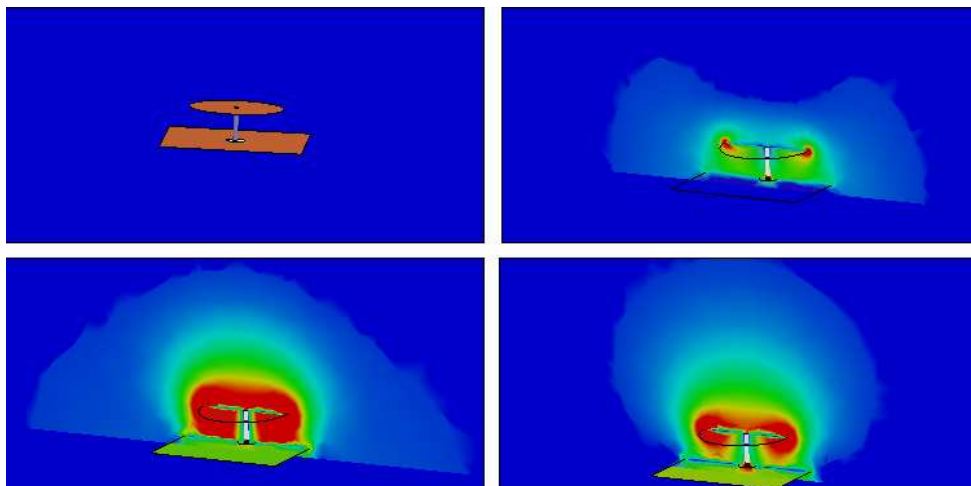


Figure 3.7 : Simulation du processus de charge et décharge d'un monopôle court

La Figure 3.7 montre le processus de charge et de décharge d'un monopôle court ($\lambda/18$) chargé par un disque et placé au-dessus du corps. On remarque que le champ se concentre principalement entre le disque capacitif et le plan de masse.

Idéalement, le champ proche doit être le plus confiné possible autour de l'antenne sans pénétrer dans les tissus afin d'éviter des pertes par effet Joule et une forte désadaptation.

D'après notre expérience, la conception de l'antenne doit satisfaire deux règles essentielles :

- Confiner le champ proche le plus possible sur les parties métalliques de l'antenne.
- Avoir un plan de masse qui puisse contenir au maximum le champ proche.

Il faut donc préférer à priori des antennes du type patch, PIFA et monopôle à sommet capacitif qui sont des antennes robustes et de faible encombrement.

Si les antennes utilisées ne peuvent pas concentrer leur champ proche (dipôle non chargé ou antenne IIFA), on doit alors définir deux zones principales qui sont :

- la sphère-radian ou la *radiansphere*.
- la zone de champ réactif.

La première zone, définie par Wheeler en 1947 [WEE01] pour les petites antennes, est une sphère dont le rayon est la distance pour laquelle le champ réactif est égal au champ rayonné [WEE02], soit :

$$r_w = \frac{\lambda}{2\pi} \quad (3.1)$$

Si la distance au corps est inférieure à r_w , l'effet sur l'antenne sera élevé comme on peut le constater pour le rendement sur la Figure 3.5 où, pour 2.4 GHz, on a $r_w=20$ mm.

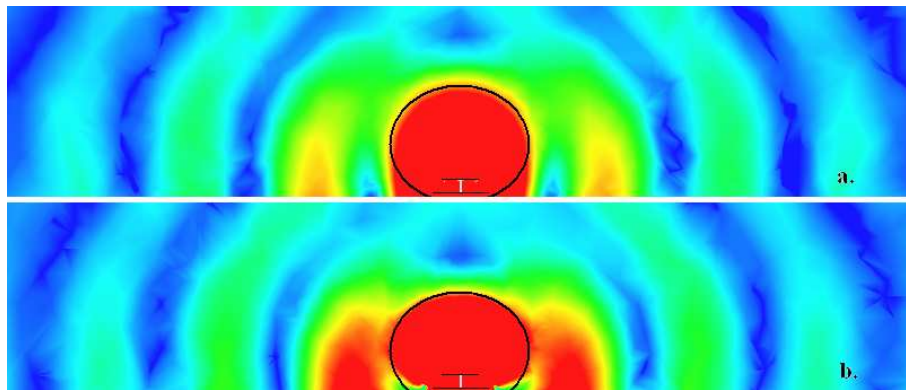


Figure 3.8 : Détachement des fronts d'ondes d'un monopôle court : a. charge du monopôle, b. détachement du front d'onde.

La deuxième zone, une sphère de rayon $\lambda/2$, définit les limites de la zone réactive (Figure 3.8). Au-delà, l'énergie ne revient plus vers l'antenne et s'échappe sous forme d'ondes de surface ou d'espace. Ainsi, au-delà de cette zone, l'énergie est uniquement propagative et n'intervient plus sur les caractéristiques de l'antenne. Donc, tous les éléments dissipatifs présents dans un cercle de rayon $\lambda/2$ autour de l'antenne modifieront l'impédance et feront chuter le rendement [TRA01].

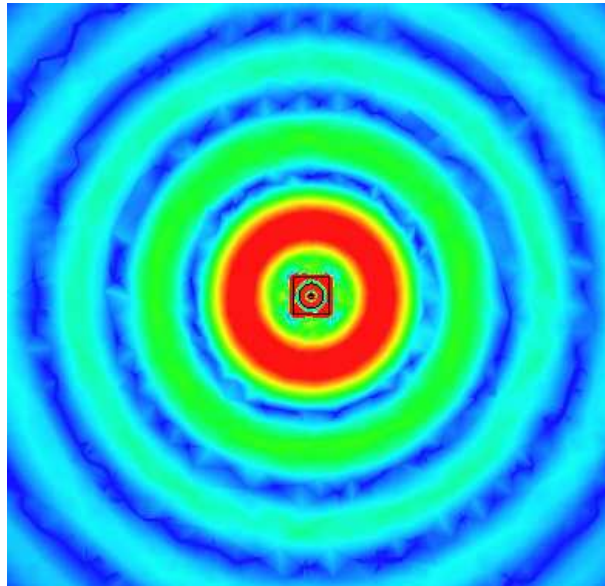


Figure 3.9 : Détachement et propagation des fronts

Sur la Figure 3.8, la zone de champ réactif est cerclée en noir. Elle s'étend au-dessus du plan de masse à une hauteur de $\lambda/2$, comme indiqué sur la Figure 3.8.a, mais reste confinée du fait de l'effet capacitif du disque. Sur la Figure 3.8.b, on observe clairement le détachement de l'onde. La vue transverse de la Figure 3.9 montre également le détachement et la propagation des ondes de surface le long du corps.

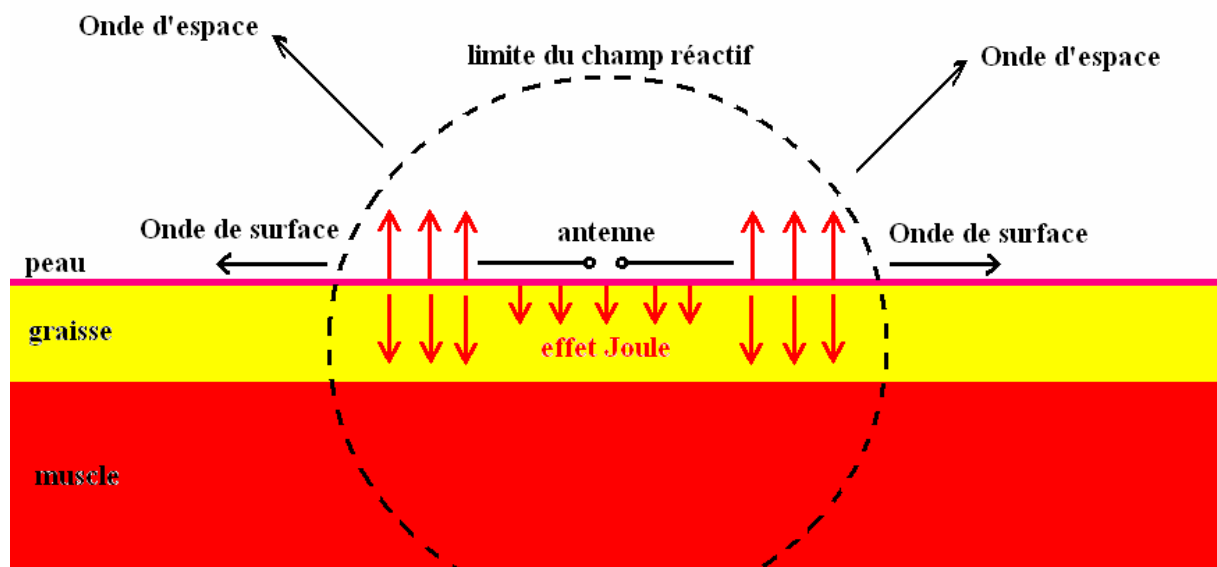


Figure 3.10 : Les mécanismes d'interaction corps-antenne

La Figure 3.10 résume les interactions corps-antenne. Ainsi, si la distance au corps est telle que la zone de champ réactif pénètre à l'intérieur de celui-ci, on aura une diminution progressive du rendement et l'impédance de l'antenne subit d'importantes modifications.

Suivant les épaisseurs de graisse, il peut également se créer des ondes stationnaires entre la peau et les muscles entraînant l'augmentation de la dissipation thermique dans les tissus adipeux [CHR01].

Supposons le cas d'un dipôle horizontal sur la peau. Le champ électrique proche est maximum aux extrémités où s'accumulent les charges [JOR01]. Si la couche de graisse est faible, l'impédance de surface reste faible et les effets thermiques se répartissent tout autour du dipôle en formant une zone en forme d'ellipse. Par contre, si la couche de graisse est importante (au-delà d'une dizaine de mm), l'impédance de surface devient importante, le champ proche reste concentré aux extrémités du dipôle et les effets thermiques apparaissent très localisés juste en-dessous des extrémités de l'antenne [CHU01].

L'antenne réagira donc différemment en fonction de l'épaisseur des tissus adipeux, c'est-à-dire de son emplacement sur le corps. Pour une même distance au corps, l'impédance et le rendement pourront être différents. Cependant, cet inconvénient est considérablement réduit dans le cas des antennes ayant un plan de masse permettant le confinement du champ proche.

En résumé, il faut retenir que tous les éléments entrant dans la zone de champ réactif deviennent partie intégrante de l'antenne. Ainsi, dans le cas du BAN, il n'est pas possible de dissocier corps et antenne.

3.3 Modélisation analytique de l'interaction corps-antenne dans le cas du dipôle horizontal

3.3.1 Expressions analytiques de l'impédance de pertes et de l'impédance totale du dipôle horizontal au-dessus du corps

La modélisation analytique de l'impédance d'une antenne au-dessus du corps ou d'un milieu diélectrique en général est réalisable pour une antenne canonique telle que le dipôle placé horizontalement au-dessus d'une interface diélectrique.

Dans le cas des dipôles infinitésimaux électriques et magnétiques, de nombreuses études ont été réalisées. On peut notamment citer les travaux de Wait [WAI01] ou de Bhattacharyya [BHA01]. Dans notre cas, nous traiterons du dipôle $\lambda/2$ [PRO01].

Pour cela, nous allons reprendre la méthode développée par King dans [KI03] et appliquée aux environnements biologiques [KI01]. L'impédance de pertes d'un dipôle de rayon r , de longueur l_d placé à une hauteur h au-dessus de l'interface plane d'un milieu non parfait caractérisé par sa conductivité σ et sa permittivité relative ϵ_r , est donné par [SCH01], [JOR01], [KI03], [CHE01]:

$$\underline{Z}_p = 2\underline{Z}_{c,d} \coth(\underline{\gamma}_d l_d) \quad (3.2)$$

où

$$\underline{\gamma}_d = j\gamma_0 \sqrt{1 + \frac{\delta_r}{\Omega}} \sqrt{1 - j \frac{\delta_i}{\Omega + \delta_r}} \quad (3.3)$$

$$\underline{Z}_{c,d} = \frac{\eta_0}{2\pi} \Omega \sqrt{1 + \frac{\delta_r}{\Omega}} \sqrt{1 - j \frac{\delta_i}{\Omega + \delta_r}} \quad (3.4)$$

avec

$$\Omega = \ln\left(\frac{2h}{r}\right) \quad (3.5)$$

$$\ln\left(1 + \frac{\gamma_m}{|\gamma_m|^2 h}\right) = \delta_r + j\delta_i \quad (3.6)$$

$$\text{Où : } \gamma_m = j\gamma_0 \sqrt{\epsilon_r} \sqrt{1 - \frac{\sigma}{\omega\epsilon_0\epsilon_r}} \quad (3.7)$$

On considère uniquement ici les pertes liées au corps en négligeant les pertes par effet de peau dans le dipôle.

Pour démontrer la validité de l'expression de \underline{Z}_p , on soustrait à l'impédance totale \underline{Z} du dipôle au-dessus du milieu diélectrique l'impédance \underline{Z}_{pec} du dipôle au-dessus d'un plan conducteur parfait en admettant que l'impédance de pertes est donnée par [SCH01]:

$$\underline{Z}_p = \underline{Z} - \underline{Z}_{pec} \quad (3.8)$$

La Figure 3.11 compare l'impédance de pertes extraite de (3.8) en utilisant \underline{Z} et \underline{Z}_{pec} simulés et celle calculée avec (3.2). Le dipôle fonctionne à 2.4 GHz, le diélectrique est donné par ($\epsilon_r=50$, $\sigma=1.7$ S/m).

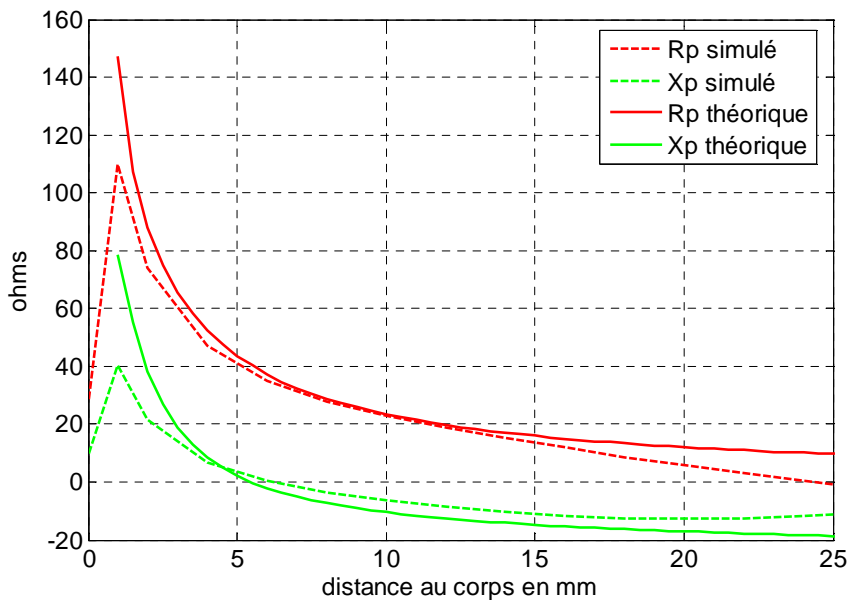


Figure 3.11 : Impédance de pertes simulée (3.8) et théorique (3.2) d'un dipôle au-dessus d'un milieu diélectrique équivalent au corps à 2.4 GHz.

On peut constater une très bonne concordance entre les deux courbes ce qui valide le modèle analytique.

Par ailleurs, on peut obtenir une expression purement analytique de l'impédance d'un dipôle au-dessus d'un milieu à pertes. En effet, d'après [SCH01], on peut déterminer l'impédance

Z_{pec} du dipôle au-dessus d'un plan métallique à l'aide de [JOR01] et [KRA01] et en utilisant (3.8):

$$\underline{Z} = \underline{Z}_{pec} + \underline{Z}_p \quad (3.9)$$

La Figure 3.12 compare la simulation numérique HFSS de \underline{Z} avec l'expression (3.9). Ces résultats sont similaires à ceux donnés par [CHR01] où les auteurs étudient l'impédance d'un dipôle au-dessus d'un fantôme numérique.

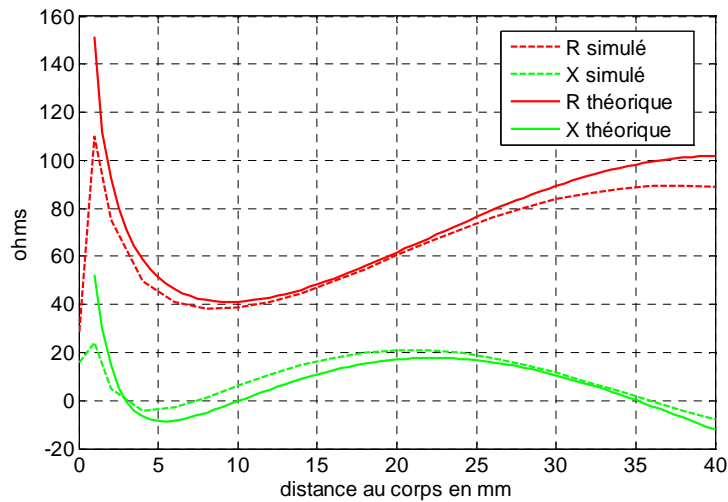


Figure 3.12 : Impédance simulée et impédance analytique d'un dipôle au-dessus du corps à 2.4 GHz.

3.3.2 Influence des paramètres biologiques sur l'impédance de pertes du dipôle à 2.4 GHz

La Figure 3.13 montre l'effet de la permittivité relative du corps sur l'impédance de pertes. Lorsque la permittivité augmente, la distance de résonance au corps ($Xp=0\Omega$) diminue ainsi que la résistance de pertes. Ceci est dû au coefficient de réflexion du diélectrique qui va en augmentant avec la permittivité réduisant ainsi l'absorption du diélectrique.

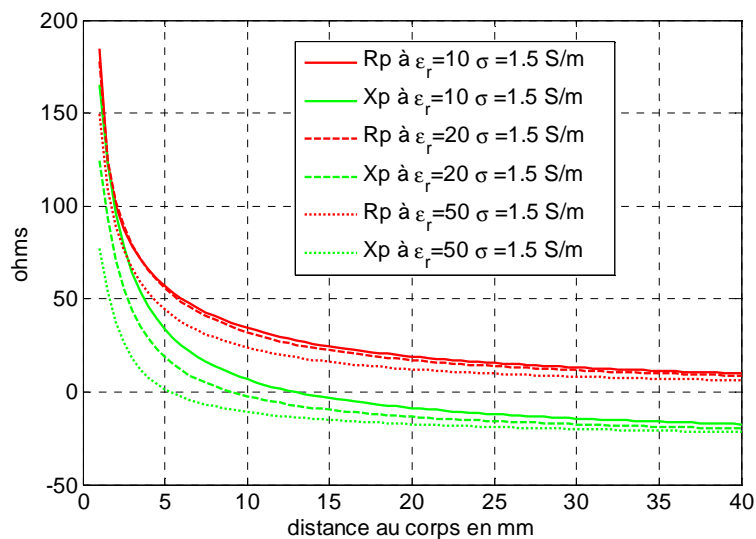


Figure 3.13 : Impédance de perte calculée en fonction de la permittivité du corps

La Figure 3.14 donne l'effet de la conductivité. Cet effet est faible car à 2.4 GHz, les tissus biologiques se comportent essentiellement comme des diélectriques.

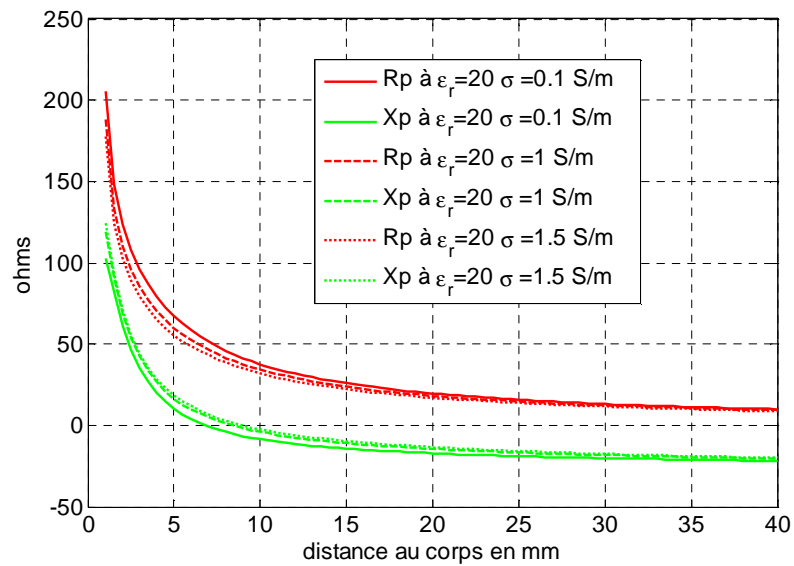


Figure 3.14 : Impédance de pertes calculée en fonction de la conductivité équivalente du corps

Comme dans le chapitre *Modélisation Analytique des Canaux Statiques BAN déterministes*, l'influence des tissus adipeux est caractérisée pour un milieu multicouche constitué par une couche de peau de 1 mm, une couche de graisse variable et une couche de muscle infini, (ANNEXE B).

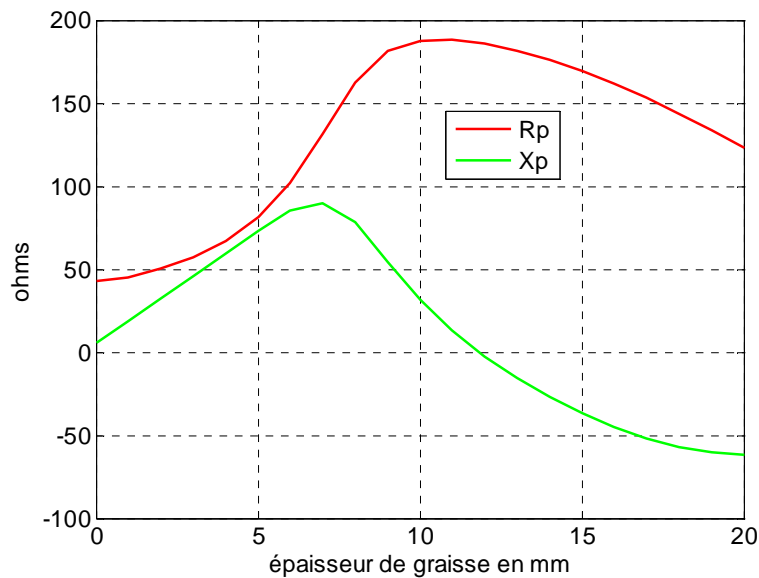


Figure 3.15 : Impédance théorique de pertes d'un dipôle à 5 mm du corps en fonction de l'épaisseur de graisse

La Figure 3.15 donne l'impédance de pertes pour une hauteur d'antenne de 5mm. On constate que les pertes augmentent avec l'épaisseur de graisse et atteignent un maximum autour de 12 mm. Ceci est dû à la résonance en $\lambda/4$ de la graisse qui en ramenant une forte impédance de surface fait brusquement croître la résistance de pertes et fait donc chuter le rendement.

Ainsi, une antenne n'aura pas le même rendement si elle est placée sur l'épaule (peu de graisse) ou sur le ventre. De plus, son impédance variera inévitablement d'une personne à une autre, il est donc nécessaire de développer une méthode d'insensibilisation. Notons que le dipôle correspond à l'antenne la plus défavorable pour le BAN car son champ réactif n'est pas confiné et pénètre abondamment dans les tissus biologiques.

3.3.3 Calcul du rendement pour le dipôle à 2.4 GHz

Pour un dipôle à la résonance, on a :

$$\underline{Z}_p = 2\underline{Z}_{c_d} th(\alpha_d l_d) \quad (3.10)$$

Lorsque la distance au corps augmente et pour ϵ_r grand, on peut montrer que le facteur géométrique de pertes (3.6) se réduit à :

$$\delta_r \approx 0 \quad (3.11)$$

$$\delta_i \approx \frac{1}{\gamma_0 \sqrt{\epsilon_r} h} \quad (3.12)$$

Dans ce cas, le terme $\alpha_d l_d$ est faible, ce qui permet d'écrire (3.10) sous la forme simplifiée suivante :

$$R_p = 2Z_{c_d} \alpha_d l_d \quad (3.13)$$

Et après un développement basé sur la théorie des lignes, on obtient :

$$R_p = \frac{\mu_0}{2\pi} l_d \omega \arctan\left(\frac{1}{\gamma_0 \sqrt{\epsilon_r} h}\right) \quad (3.14)$$

L'expression (3.14) montre que la résistance de pertes d'un dipôle augmente avec la fréquence et avec sa longueur. Cette résistance diminue pour une permittivité croissante des tissus biologiques ainsi que pour une hauteur croissante.

On peut estimer la résistance de rayonnement à partir de la résistance d'un dipôle au-dessus d'un plan métallique parfait. On a alors pour $h < 0.15\lambda$ l'approximation suivante [KRA01] :

$$R_r = 60\pi^2 \left(\frac{2h}{\lambda}\right)^2 \quad (3.15)$$

On peut maintenant calculer le rendement, à partir de (3.14) et (3.15) soit:

$$\eta = \frac{R_r}{R_r + R_p} = \frac{1}{1 + \frac{\mu_0 l_d}{120\pi^3} \omega \left(\frac{\lambda}{2h}\right)^2 \arctan\left(\frac{1}{\gamma_0 \sqrt{\epsilon_r} h}\right)} \quad (3.16)$$

Cette expression permet de déduire une évolution du rendement en $1/h^3$ pour les distances très proches du corps et une variation en f^3 . On constate également que le rendement augmente quand la permittivité des tissus est plus importante.

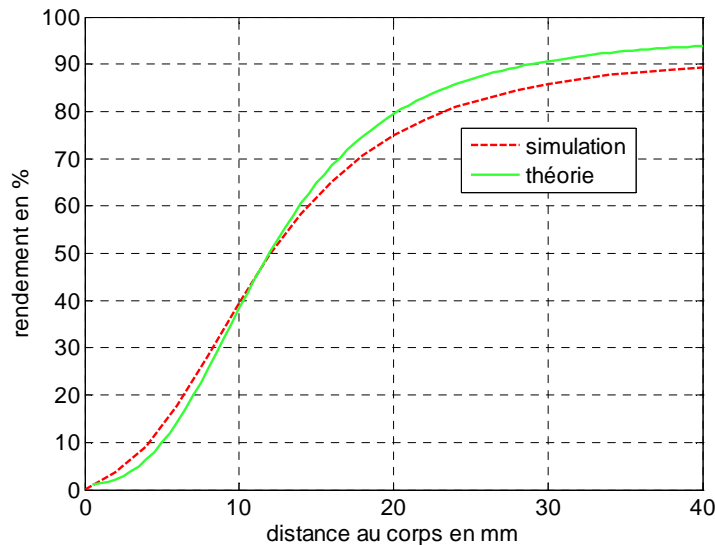


Figure 3.16 : Rendement théorique et simulé d'un dipôle au-dessus du corps à 2.4 GHz

La Figure 3.16 présente le calcul du rendement issu de l'expression (3.16) où l'on peut constater une bonne correspondance avec la simulation. On s'aperçoit également que pour une distance au corps maximum de 10 mm, le rendement est de l'ordre de 40 % ce qui est déjà acceptable. En revanche, pour une distance divisée par deux le rendement chute déjà à moins de 10 %.

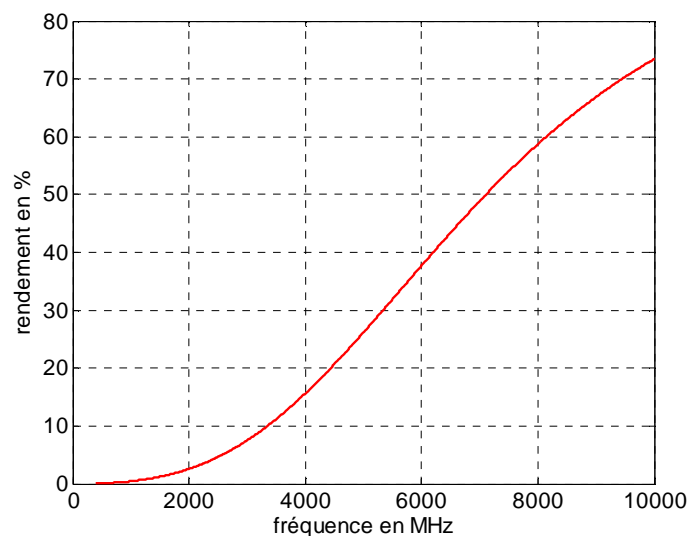


Figure 3.17 : Rendement d'un dipôle demi-onde en fonction de la fréquence à 4 mm du corps

La bonne correspondance entre simulation et théorie suggère d'utiliser (3.16) pour estimer le rendement du dipôle demi-onde en fonction de la fréquence. La Figure 3.17 présente le résultat théorique pour lequel on a fixé la hauteur d'antenne à 4 mm.

On constate que le rendement évolue rapidement avec la fréquence : quelques % à 2 GHz et près de 60 % à 8 GHz. Ceci s'explique par le fait que la zone de champ réactif se réduit lorsque la fréquence augmente. Ainsi pour une même hauteur, l'antenne est de moins en moins affectée. Il sera donc préférable d'utiliser une antenne dipôle à 5.8 GHz plutôt qu'à 2.4 GHz, l'encombrement étant de plus divisé par 2.4.

3.4 Conception d'antennes dédiées au BAN à 2.4 GHz

Nous discutons à présent de la conception de quelques antennes dédiées BAN en tentant de quantifier leurs performances sur le corps.

3.4.1 Fentes résonnantes - Dipôles résonants

Nous comparons ici la fente demi-onde au dipôle classique étudié plus haut. Les antennes à fente sont à priori intéressantes dans la conception des antennes BAN pour trois raisons :

- Elles sont complètement planaires ce qui est une caractéristique essentielle pour une intégration dans les vêtements (Figure 3.18).
- Ce sont des antennes dites magnétiques car elles sont équivalentes à *un dipôle magnétique* [JOR01]. Ces antennes ont un champ proche qui est théoriquement dominé par le champ magnétique. Or, les tissus biologiques n'ont pas de propriétés magnétiques [KIV01] ce qui ferait de l'antenne une parfaite candidate pour notre application avec un rendement proche de 100 % et une impédance inchangée quelque soit la distance au corps ou la dispersion des paramètres des tissus.
- La polarisation de l'onde est verticale pour une fente tangente au corps ce qui correspond à la polarisation du mode de surface TM se propageant le mieux le long du corps.



Figure 3.18 : Dipôle demi-onde et prototype d'une fente demi-onde intégrée sur un T-shirt

Cependant, si une fente peut-être considérée comme une antenne magnétique, elle est formée par des conducteurs planaires de dimensions limitées où circuleront des courants électriques. Ces courants engendreront alors des champs électriques : le champ réactif ne sera plus purement magnétique, mais contiendra également une composante électrique. La composante électrique sera responsable des pertes dans les tissus et de la désadaptation.

D'autre part, du moment que les antennes considérées ne sont pas très petites devant la longueur d'onde, elles perdent leur caractère purement magnétique ou purement électrique.

La Figure 3.19 montre le champ électrique simulé autour d'une fente et d'un dipôle. On constate ainsi que pour les deux antennes, le champ électrique au voisinage est important. Pour la fente, le champ électrique est faible aux extrémités car ce sont des points de faible impédance. Par contre, de part et d'autre de la fente et dans la fente elle-même le champ est relativement important. Le comportement d'une fente résonnante n'est donc clairement pas celui d'un dipôle magnétique pur.

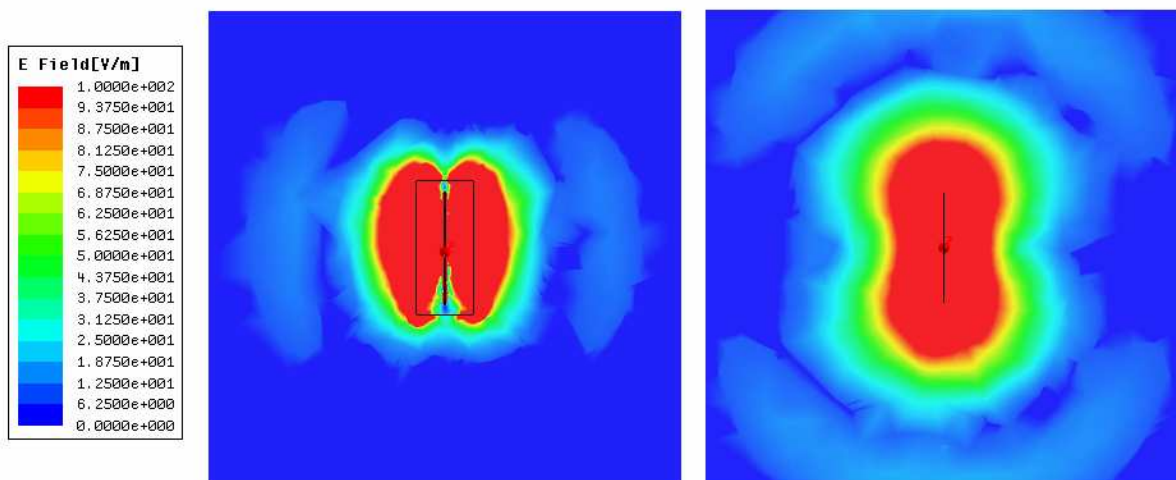


Figure 3.19 : Champ électrique autour d'une fente et d'un dipôle dans le plan parallèle à 5 mm du corps

On montre sur la Figure 3.20 le rendement des deux types d'antennes qui confirme que la fente résonnante n'a pas un meilleur rendement que l'antenne dipôle.

On constate même que le rendement est légèrement inférieur pour la fente car dans le cas de notre simulation la bande passante des antennes est différente. En effet, le dipôle a un diamètre de 1 mm, tandis que la fente a une largeur de 1 mm. D'après [KRA01], ces deux antennes seraient équivalentes en bande passante pour une largeur de fente de 2 mm.

Analysons maintenant le détachement des fronts d'ondes dans le plan du corps (Figure 3.19). Pour la fente, le champ se détache en se propageant dans des directions perpendiculaires à la fente. Ceci est normal car, comme dans l'espace libre, c'est dans cette direction que se situe le maximum de rayonnement de la composante verticale du champ électrique.

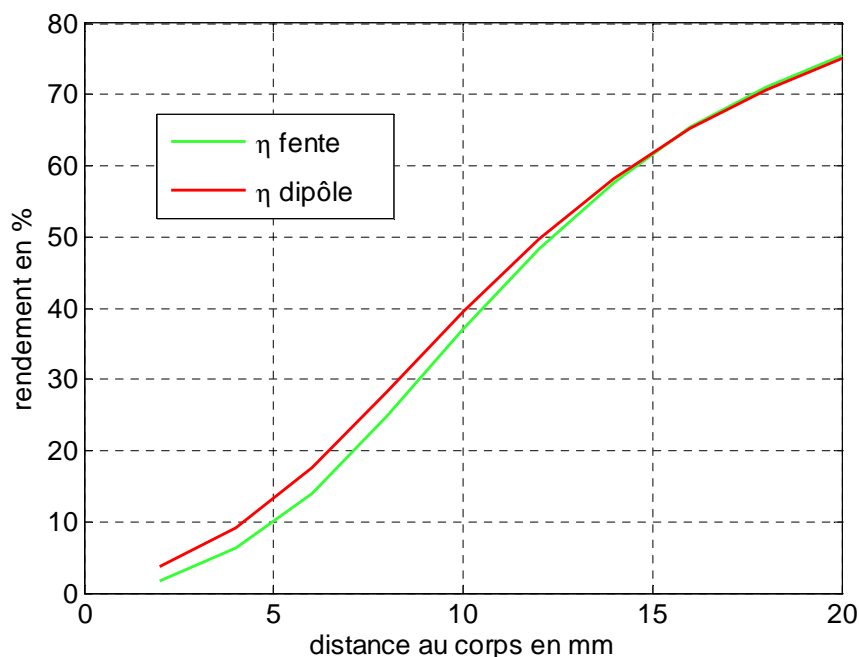


Figure 3.20 : Comparaison du rendement d'un dipôle et d'une fente demi-onde

En revanche, pour le dipôle, le détachement se fait selon son axe alors qu'on s'attendrait plutôt à ce que les ondes partent dans la direction perpendiculaire au dipôle comme dans l'espace libre. Cela résulte de la polarisation horizontale du champ qui se propage difficilement sur le corps. [NOR01] avait déjà démontré en 1936 qu'un dipôle proche d'un milieu diélectrique pouvait exciter des ondes de surfaces polarisées verticalement le long de son axe. La Figure 3.21 montre comment utiliser correctement un dipôle sur le corps afin de maximiser le bilan de liaison si la propagation se fait essentiellement par ondes de surface.

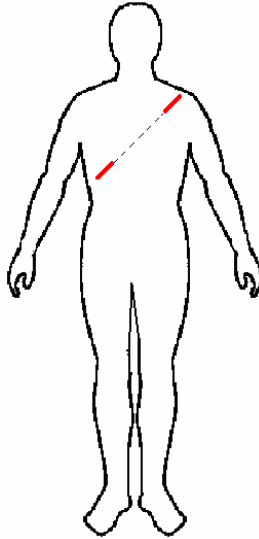


Figure 3.21 : Utilisation correcte d'un dipôle sur le corps

La Figure 3.22 montre l'évolution de la composante verticale du gain du dipôle en fonction de la hauteur par rapport au corps. On observe un maximum pour une distance comprise entre 5 et 10 mm. Ce maximum s'explique par le fait que c'est à cette distance que l'impédance du dipôle est la plus faible.

Ce phénomène a été exploité pour la réalisation d'antennes BAN directives (voir annexe). L'université de Birmingham a également développé une antenne de type Yagi-Uda basée sur la maximisation des ondes de surface [HAL02]. Cette antenne présente un gain de 0 dBi, équivalent à celui des antennes montrées en annexe.

Finalement, l'utilisation de dipôles croisés en réception pourrait permettre la réalisation simple d'une antenne à diversité pour deux raisons :

- Une des antennes ne recevra que les ondes diffusées dans l'environnement, tandis que l'autre recevra les ondes diffusées et l'onde de surface.
- Le fait que les antennes soient croisées pourrait permettre une bonne isolation entre elles.

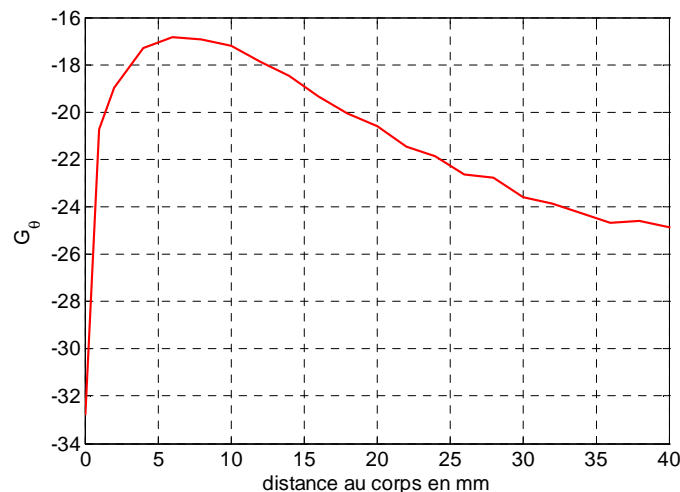


Figure 3.22 : Composante G_θ simulée d'un dipôle au-dessus du corps

3.4.2 Petites antennes

Les petites antennes sont largement employées dans les communications mobiles, leur petite taille permettant de les dissimuler à l'intérieur de l'objet communicant [CH02]. D'autre part, ces antennes ont une très petite résistance de rayonnement de valeur généralement proche de la résistance équivalente de pertes. Ces antennes ont donc un faible rendement. Les pertes apparaissent dans les conducteurs et les tissus biologiques.

Il existe différentes techniques pour maximiser le rendement. On peut utiliser de larges conducteurs, des charges capacitives au sommet des antennes, ou encore utiliser des structures en L inversé, F inversé ou en M [KI04].

Une autre solution consiste à correctement placer l'antenne sur son plan de masse afin d'exciter des courants sur celui-ci qui maximisent le rayonnement. Comme la structure de support de l'antenne n'est généralement pas petite par rapport à la longueur d'onde celle-ci peut devenir un bon élément rayonnant. L'antenne devient la source d'excitation *primaire*, de telle sorte que la structure rayonnante est constituée à la fois de *l'antenne primaire* et du *plan de masse*.

Pour comprendre ce phénomène, on se référera à la théorie des *modes caractéristiques* [NEW02] également utilisée dans la conception des antennes large bande. Dans les expérimentations préliminaires, nous avons constaté que si l'antenne est placée sur un bord du plan de masse, sa bande passante était accrue d'au moins 15 %. C'est donc dans ces conditions que nous avons réalisé nos antennes PIFA et IIFA. Pour ce dernier type d'antennes nous verrons que même pour des dimensions très petites, il est possible d'atteindre des bandes passantes de 1 GHz à 2.4 GHz si l'antenne excite correctement le plan de masse.

3.4.2.1 Antennes à structure en F-inversé ou IFA

L'*IFA* ou *Inverted F Antenna* a été introduite dans les années 60 comme antenne de transmission de télémesure et télécommande de missiles. A l'époque, elle était connue sous le nom de *transmission line antenna* [KI04] ou *TLA*. Dans les années 80, elle est introduite dans les téléphones mobiles.



Figure 3.23 : A gauche IFA 1.8 GHz et à droite IFA 5.8 GHz

Les antennes à structure en F inversé sont des candidates intéressantes au BAN pour deux raisons :

- le faible encombrement en hauteur de ces antennes permet leur implantation sur le corps sans gêne pour l'utilisateur (Figure 3.23).
- La polarisation de l'antenne étant majoritairement verticale, celle-ci est tout à fait adaptée au canal BAN.

Considérons la Figure 3.24 qui représente la structure générale d'une telle antenne. A gauche, l'antenne présente un L inversé à la masse permettant de rapporter une réactance inductive à l'ensemble. A droite, le bras horizontal permet de rapporter une réactance capacitive. Le tout est alimenté par un monopôle.

Cette antenne présentera donc deux résonances principales: la première liée à l'ensemble L inversé-bras horizontal qui conduira à une résonance parallèle et la deuxième qui correspond à une résonance série liée au monopôle.

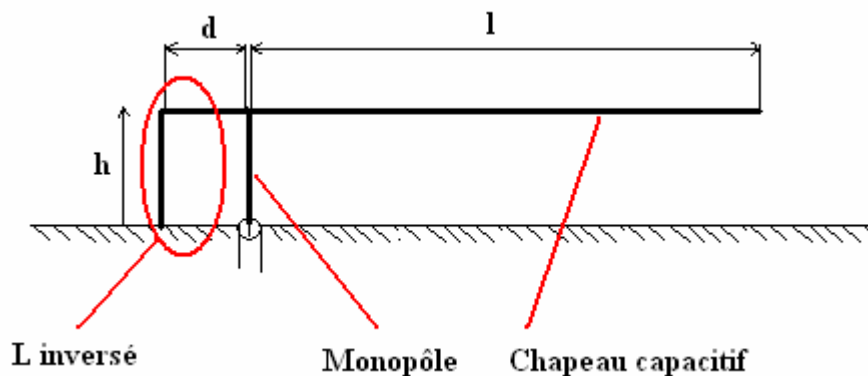


Figure 3.24 : Structure générale d'un système rayonnant de type F inversé

Afin de calculer les fréquences de résonance de cette antenne, on peut introduire un modèle basé sur la théorie des lignes. Considérons donc l'antenne comme un assemblage de lignes, soit Z_{cv} l'impédance caractéristique des parties verticales et Z_{ch} l'impédance caractéristique des parties horizontales (Figure 3.25), (ANNEXE A).

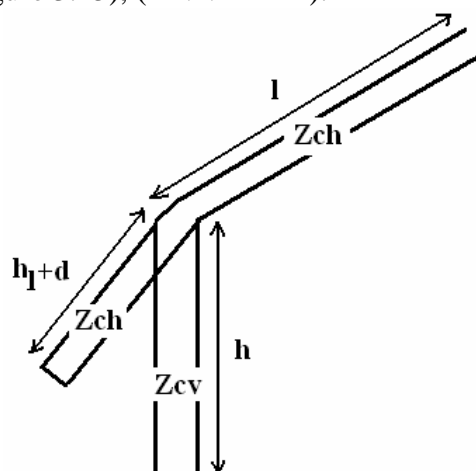


Figure 3.25 : Modèle équivalent des antennes en F inversé

On définit h_l la hauteur équivalente du L inversé. Cette hauteur permet de normaliser le L inversé à l'impédance caractéristique Z_{ch} . Soit :

$$h_l = \frac{1}{k} \arctan\left(\frac{Z_{cv}}{Z_{ch}} \tan kh\right) \approx \frac{Z_{cv}}{Z_{ch}} h \quad (3.17)$$

En supposant les lignes sans pertes, on impose d et h , puis on calcule l pour qu'il y ait résonance à la fréquence choisie.

La résonance la plus basse est une résonance parallèle, elle se produit lorsque la longueur l satisfait l'équation suivante :

$$l = \frac{1}{k} \arctan\left[\cot k(h_l + d) - \frac{Z_{ch}}{Z_{cv}} \tan kh\right] \quad (3.18)$$

La résonance suivante est une résonance série, elle se produit lorsque la longueur l satisfait l'équation suivante :

$$l = \frac{1}{k} \arctan\left[\cot k(h_l + d) + \frac{Z_{ch}}{Z_{cv}} \cot kh\right] \quad (3.19)$$

Lorsque la structure est réalisée en fils fins, donc avec des lignes de moyenne impédance, il est possible d'obtenir une bonne adaptation pour la résonance série. Les dimensions suivantes doivent alors être respectées afin d'avoir une bonne adaptation : $h \approx \lambda/10$, $d \approx \lambda/20$ et $l \approx 0.15\lambda$

En revanche, la résonance parallèle, qui possède une partie réelle de plusieurs milliers d'ohms, se produit pour des fréquences plus basses. Pour utiliser l'antenne dans ce mode, il faut modifier la structure et créer une PIFA.



Figure 3.26 : Evolution du plan de masse d'une IFA

Une étude a été menée quant à l'emplacement optimum de la IFA sur le plan de masse. On constate que la bande passante est accrue d'au moins 20 % lorsque l'antenne est placée sur un côté du plan de masse. Inversement, on peut réduire drastiquement le plan de masse tout en conservant une bande passante similaire à celle obtenue lorsque l'antenne était au milieu du plan de masse. La Figure 3.26 résume les différentes étapes de l'étude où l'on peut voir une réduction par 8 de l'encombrement de l'antenne.

Notons que la IFA peut avoir une hauteur inférieure à $\lambda/10$, mais qu'alors une adaptation d'impédance par ligne micro-ruban sera indispensable. Les antennes des Figures 3.23 et 3.26 ont une alimentation par sonde nécessitant de percer le plan de masse. Ce mode d'alimentation n'est pas pratique pour l'utilisation des antennes sur le corps. Ainsi, les antennes que nous développerons par la suite auront une alimentation par ligne coplanaire ou micro-ruban.

3.4.2.2 IIFA ou Integrated Inverted F Antenna

Si on souhaite une intégration aux vêtements, il est nécessaire d'avoir une structure complètement planaire. Nous avons donc opté pour l'antenne IFA imprimée ou IIFA. L'inconvénient majeur est la polarisation de l'onde principalement horizontale qui entraîne une propagation très atténuée de l'onde de surface.

La Figure 3.27 présente le premier prototype réalisé avec l'antenne placée sur le bord gauche du circuit imprimé afin d'obtenir la meilleure bande passante possible. Cette première antenne possède une bande passante de 750 MHz du fait que le plan de masse est résonnant et accroît la bande adaptée de l'antenne.



Figure 3.27 : Premier prototype d'antenne IIFA 2.4 GHz

La surface totale de cette antenne est 25×55 mm. Le souci de miniaturisation a conduit à la réalisation d'autres IIFA (Figure 3.28). L'antenne de droite à une bande passante de 250 MHz car celle-ci ne bénéficie plus d'une résonance du plan de masse. L'antenne du milieu possède une bande passante de l'ordre de 1 GHz, tandis que celle de gauche atteint 1.2 GHz de bande passante. Celle-ci pourrait être facilement intégrée dans un capteur ou une montre.

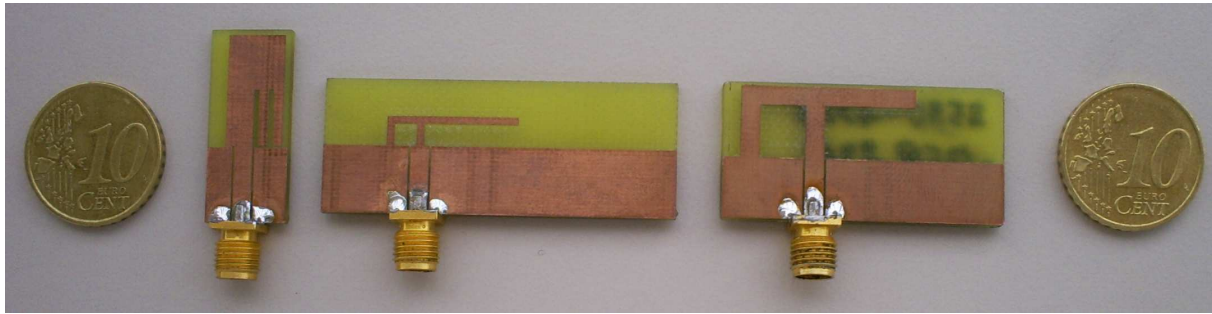


Figure 3.28 : Les différentes IIFA réalisées.
Surfaces totales :26×11 mm, 18×46 mm, 18×37 mm

La Figure 3.29 permet de juger de l'efficacité d'excitation des ondes de surface sur le corps. Celle-ci est relativement faible, l'antenne rayonnant vers l'extérieur du corps. La IIFA présente donc un intérêt pour les distances dépassant les 60 cm, c'est-à-dire lorsque les ondes diffusées sont prépondérantes, par exemple dans des applications mettant en jeu les extrémités du corps comme la tête et les jambes. Une des antennes serait alors dans un bonnet ou un bandeau de sportif, tandis que l'autre serait dans un pantalon ou même une chaussure.

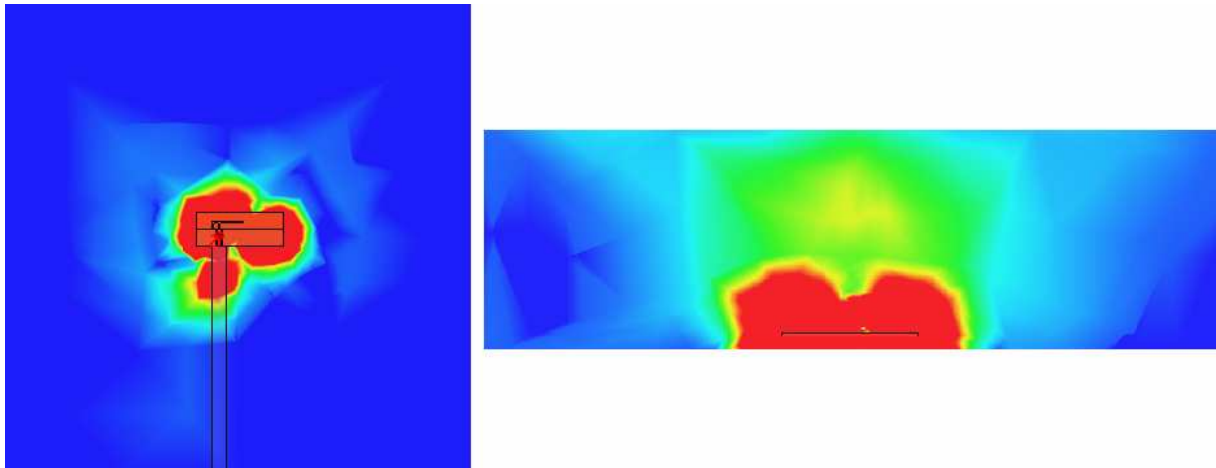


Figure 3.29 : Champ électrique autour et au-dessus d'une IIFA à 5 mm du corps

Nous avons également réalisé des IIFA possédant des bandes passantes différentes puisque nous verrons que les antennes ayant une grande bande passante présentent un meilleur rendement.

Comme le dipôle ou la fente, cette antenne ne confine pas son champ réactif. Ceci entraîne un faible rendement et une désadaptation de l'antenne comme l'indique la mesure de coefficient de réflexion en Figure 3.30 faite avec l'antenne de la Figure 3.27. On présentera par la suite différentes solutions qui permettront d'atténuer cette variation de la bande d'adaptation.

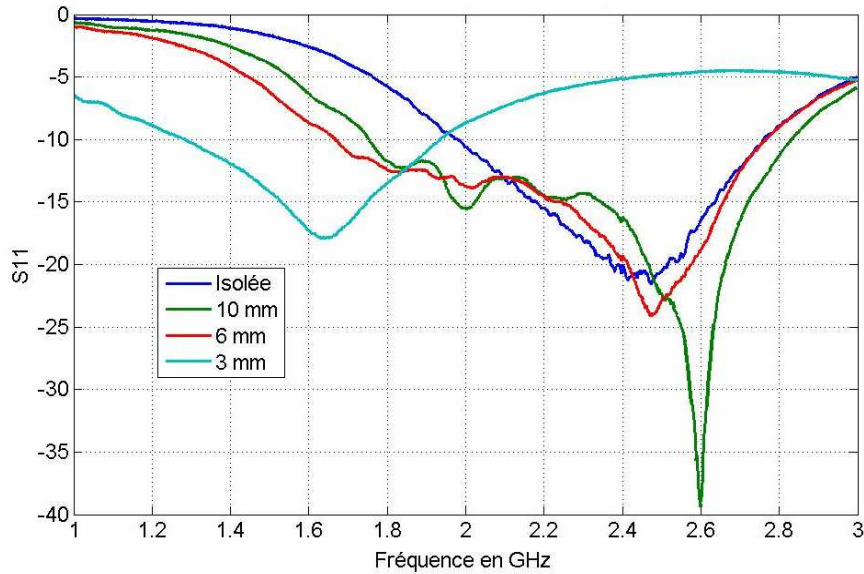


Figure 3.30 : S_{11} de la IIFA pour différentes distances au corps

3.4.2.3 PIFA ou Planar Inverted F Antenna

Cette antenne est du même type que la IFA mais fonctionne sur la première résonance de la structure en F inversée. Il faut donc abaisser l'impédance valant plusieurs milliers d'ohms à 50 ohms. Une solution consiste à charger l'extrémité de la ligne horizontale ce qui peut se faire en élargissant la ligne afin que la distribution de champ électrique en bout permette un rayonnement. Il suffit donc que la ligne horizontale devienne un plateau, à la manière d'un patch. On aura ainsi création d'une *fente rayonnante* équivalente qui suivant sa largeur W_p et sa hauteur h permettra d'adapter correctement l'antenne.

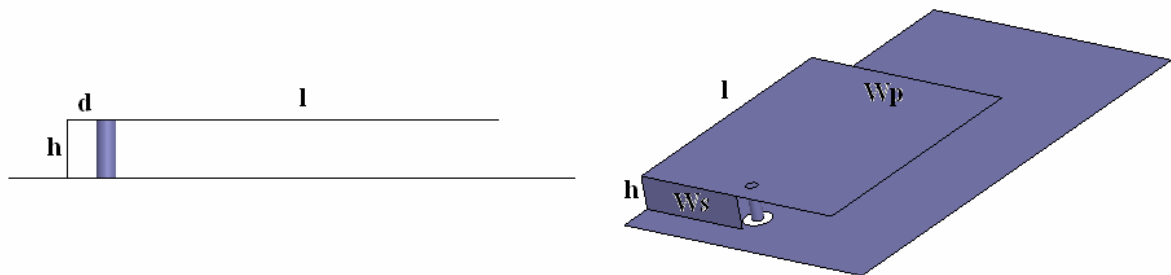


Figure 3.31 : Dimensionnement de la PIFA

La Figure 3.31 présente les variables utilisées pour dimensionner l'antenne : W_p est la largeur du plateau, l sa longueur et h sa hauteur. La section en L inversée a une largeur W_s , une hauteur h et une longueur $h+d$, r est le rayon du monopôle.

Lorsque que l'on néglige la hauteur de l'antenne et que l'on fait abstraction de l'interaction entre la partie verticale du L inversé et du monopôle, on a alors la relation suivante qui donne la condition de résonance, (ANNEXE A) :

$$h_l + d + l + \Delta l = \frac{\lambda}{4} \quad (3.20)$$

où Δl est la longueur de débordement du champ électrique qu'on peut estimer par :

$$\Delta l_{mm} \approx h_{mm} \quad (3.21)$$

L'influence des différents paramètres de l'antenne est résumée ci-dessous :

- Une augmentation de h entraîne une augmentation de la partie réelle de l'impédance, une augmentation de la bande passante et une diminution de la fréquence de résonance.
- Une augmentation de d entraîne une augmentation de la partie réelle de l'impédance et une diminution de la fréquence de résonance.
- Une diminution de l entraîne un élargissement de la bande passante, l'augmentation de la fréquence de résonance et l'ajout d'une réactance inductive à l'impédance.
- Une augmentation de W_p entraîne une diminution de la partie réelle de l'impédance et l'ajout d'une réactance inductive à celle-ci.
- Une augmentation de W_s entraîne une diminution de la partie réelle de l'impédance, l'ajout d'une réactance inductive et l'augmentation de la fréquence de résonance. Ainsi W_s permet de régler la fréquence de résonance de l'antenne sans modification de son encombrement.
- Une augmentation de r permet l'ajout d'une réactance capacitive à l'impédance de l'antenne. En pratique, on utilise un monopôle plan dont la largeur réglable permet d'ajuster la réactance ajoutée.



Figure 3.32 : Premiers prototypes d'antennes PIFA

Comme pour l'IFA, on observe que lorsque l'antenne est située sur un des bords du plan de masse, sa bande passante est augmentée. De plus, nous avons vérifié que la diminution de W_s permet bien le réglage de la fréquence de résonance (Figure 3.32). Par la suite, les PIFA seront réalisées avec une alimentation par ligne coplanaire permettant une utilisation confortable sur le corps (Figure 3.33).



Figure 3.33 : Jeu de PIFA monté sur une ceinture pour être testé sur le corps

Il existe différentes techniques pour réduire l'encombrement d'une PIFA. La première consiste à diminuer W_s . Ainsi pour que l'antenne continue de fonctionner sur la même fréquence, il suffira de diminuer la longueur l du plateau. La deuxième solution consiste à charger inductivement le plateau par des fentes plus ou moins longues. Dans certains cas, ces fentes peuvent également servir à la conception de PIFA multi-bandes (Figure 3.34).

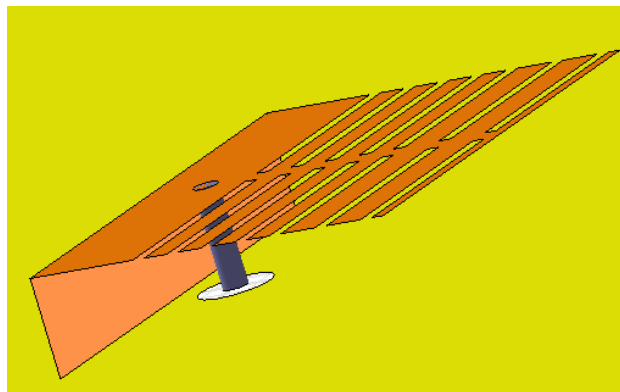


Figure 3.34 : PIFA à fentes

La PIFA possède sur la IIFA l'avantage d'être quasiment insensible au corps. La désadaptation est très faible et la variation de fréquence est inférieure à 4 % lorsque l'antenne est sur le corps. Dans le cas de la IIFA, la variation mesurée était de 40 % (Figure 3.30). Le rendement de cette antenne est aussi assez satisfaisant puisqu'il est au minimum de 40 %. Toutes ses caractéristiques en font une antenne correcte pour le BAN. La Figure 3.35, montre le détachement des fronts d'ondes où l'on peut constater une concentration de l'énergie rayonnée vers l'avant de l'antenne. On peut comparer cette Figure avec la Figure 3.29 et constater que la PIFA est bien plus efficace que la IIFA en terme d'excitation d'ondes de surface.

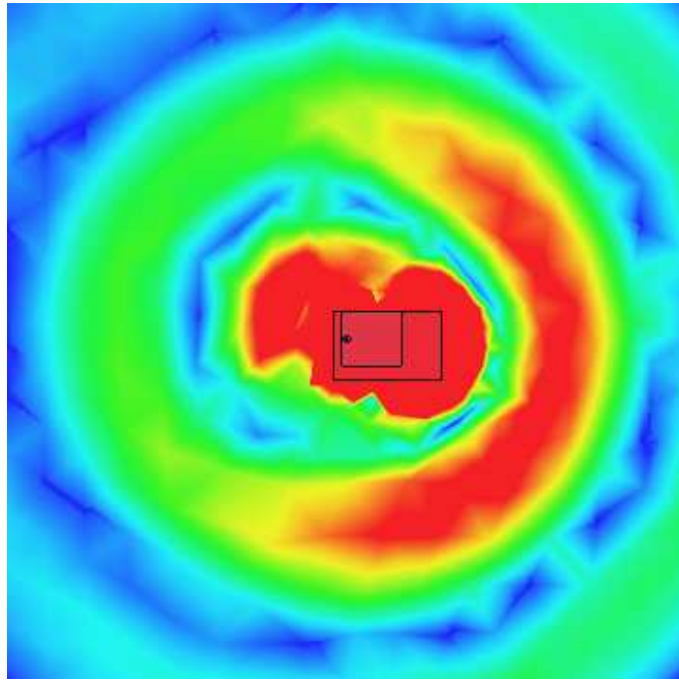


Figure 3.35 : Champ proche de la PIFA à 5 mm du corps et détachement des fronts d'ondes

D'autre part, le champ proche est plus intense en bout d'antenne du côté droit que du côté gauche.

Cette antenne peut être intégrée dans un capteur mais paraît difficilement intégrable dans un vêtement sauf éventuellement dans des vêtements épais tels qu'un blouson ou une combinaison.

3.4.2.4 CWPA ou Coplanar Wire Patch Antenna

Développée par l'Université de Limoges [JEC01], cette antenne est comme pour la IIFA complètement planaire et de dimensions réduites. Elle produit également une polarisation horizontale sur le corps. Son comportement radiatif sera donc très similaire à celui de la IIFA.

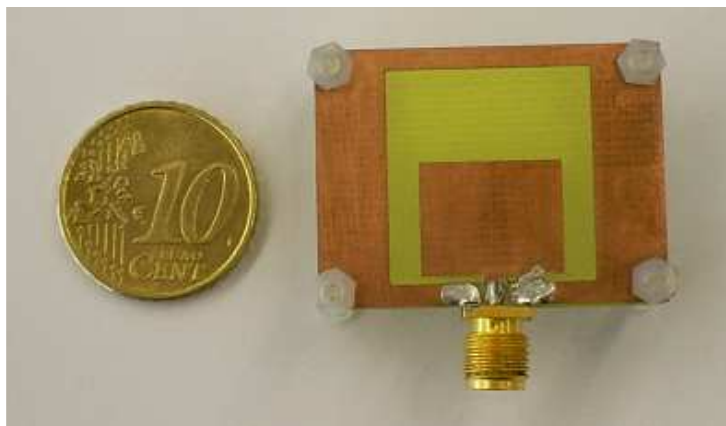


Figure 3.36 : CWPA pour la bande 2.4 GHz

La Figure 3.36 montre que la structure est constituée par une fente carrée de petit périmètre par rapport à λ formant une capacité distribuée. Celle-ci est reliée au plan de masse (en bas à droite) par un court-circuit. Finalement la fente est excitée par une ligne coplanaire.

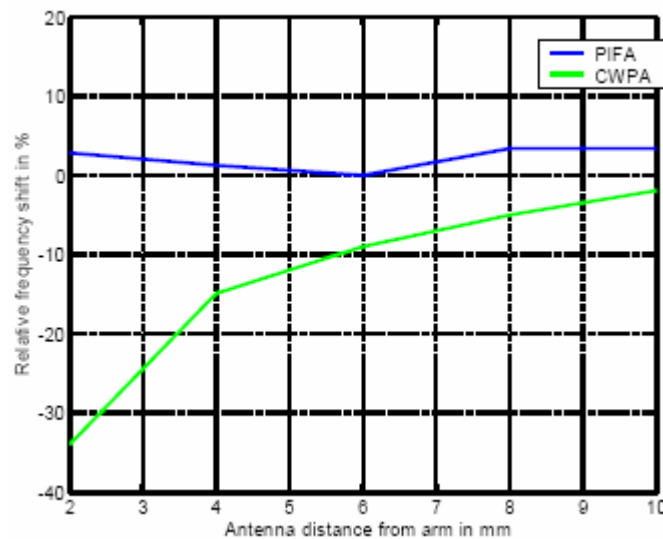


Figure 3.37 : Comparaison du désaccord de la CWPA et de la PIFA sur le bras [ALV01]

On constate que le principe de fonctionnement est identique à celui d'une PIFA. En effet, la fente correspond au plateau, le court-circuit au L inversé et la ligne coplanaire au monopôle. Les règles de conception de la PIFA sont donc transposables à la CWPA. Cependant, si la PIFA est assez peu sensible au corps, ce n'est pas le cas de la CWPA car la fente capacitive rayonne vers le corps. Il se produit donc un désaccord important (Figure 3.37) et le rendement de l'antenne reste faible.

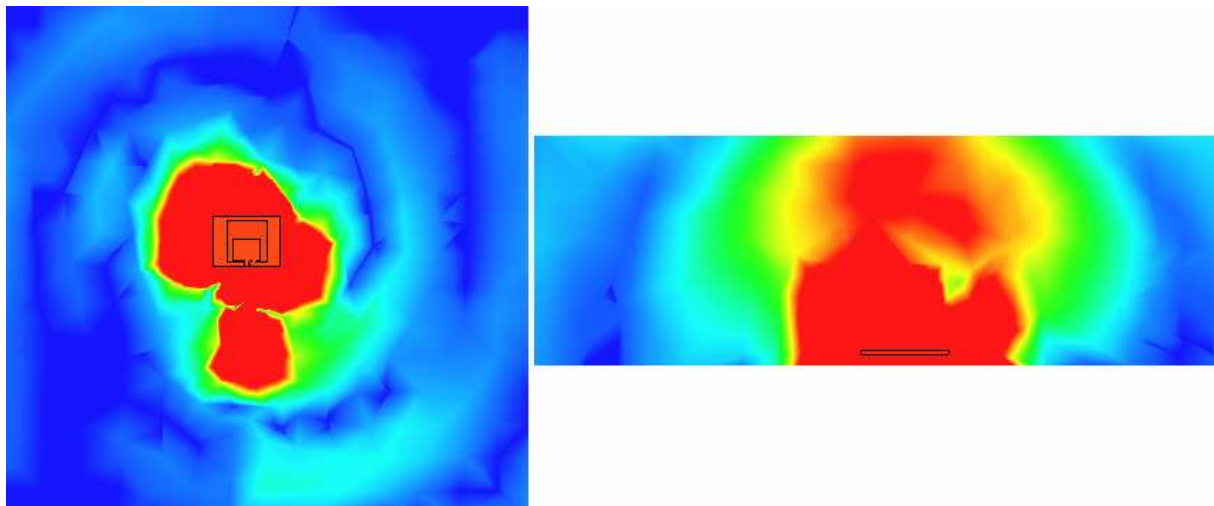


Figure 3.38 : Champ proche de la CWPA à 5 mm du corps et détachement des fronts d'ondes

La Figure 3.38 présente la configuration du champ électrique tout autour de l'antenne placée à 5 mm du corps. On remarque que l'excitation de l'onde de surface est faible, comparable à celle de la IIFA. Par contre, l'antenne rayonne vers l'extérieur et les liaisons entre capteurs ne pourront se faire que par ondes diffusées dans l'environnement.

3.4.2.5 Monopôle court

Le monopôle vertical quart-d'onde est l'antenne idéale pour le BAN. La polarisation autorise une bonne excitation de l'onde de surface TM et le plan de masse doit conduire à un bon rendement d'antenne.

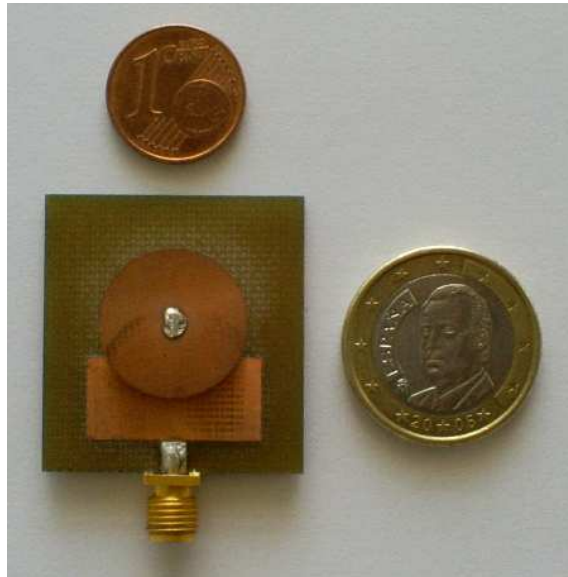


Figure 3.39 : Monopôle raccourci par disque capacitif

Cependant, une telle antenne qui ferait 30 mm de long à 2.4 GHz est encore trop grande pour les applications BAN. Il est donc primordial de réduire sa taille ce qui peut être réalisé en chargeant capacitivement le sommet de l'antenne. En effet, nous savons d'après la théorie des lignes qu'une capacité est équivalente à un tronçon de ligne. Ainsi le disque capacitif au sommet du monopôle permet d'augmenter de manière fictive sa longueur jusqu'à ce que celle-ci atteigne $\lambda/4$. La Figure 3.39 montre une telle antenne avec une hauteur de 5 mm, un rayon de disque de 8.5 mm et un plan de masse de 30×30 mm.

On peut déterminer le rayon r_d du disque capacitif qui possède sa propre capacité C_D mais qui se comporte également comme une capacité plan C_P avec le plan de masse.

$$\text{On a: } C_D = 8\varepsilon_0 r_d \quad (3.22)$$

$$\text{Et : } C_P = \varepsilon_0 \pi \frac{r^2}{h_m} \quad (3.23)$$

Ces deux capacités sont en parallèle (Figure 3.40). On peut déterminer la longueur fictive l_d apportée par le disque avec:

$$l_D = \frac{1}{k} \arctan[Z_{cv}(C_D + C_P)\omega] \quad (3.24)$$

où Z_{cv} est l'impédance caractéristique du monopôle, soit : $Z_{cv} = 60 \ln \left(\frac{h_m}{r} \right)$ (3.25)

Pour que l'antenne puisse résonner à la fréquence désirée, la longueur l_D doit satisfaire la condition suivante :

$$l_D + h_m = \frac{\lambda}{4} \quad (3.26)$$

Pour calculer le rayon r_d du disque, on procède de la manière suivante. A l'aide de (3.26), on calcule la longueur l_D nécessaire pour avoir la résonance. Puis on calcule la capacité totale nécessaire par :

$$C_T = C_D + C_P = \frac{1}{Z_{cv} \omega} \tan kl_D \quad (3.27)$$

d'où on tire la seule racine physiquement possible donnée par :

$$r_d = \frac{\sqrt{\Delta} - 8\varepsilon_0}{2} \frac{h_m}{\varepsilon_0 \pi} \quad (3.28)$$

$$\text{Où : } \Delta = 64\varepsilon_0^2 + 4\varepsilon_0 \frac{\pi}{h_m} C_T \quad (3.29)$$

En appliquant cette méthode, on trouve que pour une hauteur de 5 mm le disque doit avoir un rayon de 8.5 mm. Ceci est confirmé en simulation.

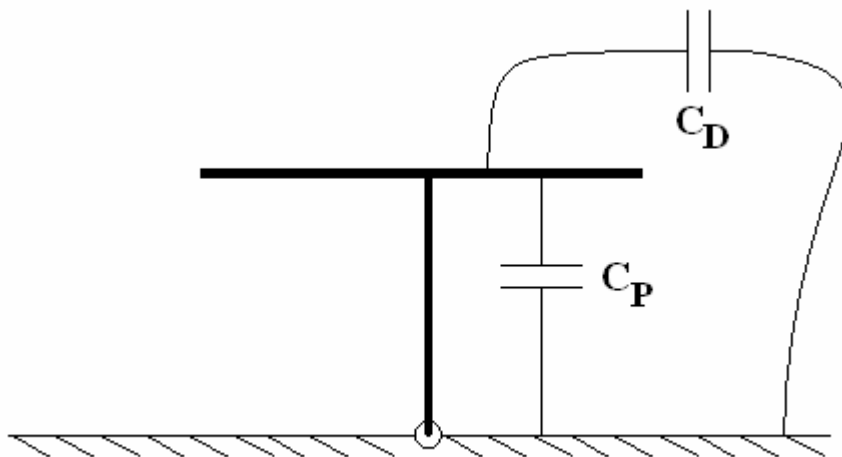


Figure 3.40 : Représentation équivalente des capacités du disque

La résistance de rayonnement peut-être calculée par la relation suivante en supposant que le courant reste constant tout le long du monopôle, vu sa faible hauteur :

$$R_r = 160\pi^2 \left(\frac{h_m}{\lambda} \right)^2 \quad (3.30)$$

Cette valeur est très faible, généralement inférieure à 5 ohms.

Notons que cette antenne est de type magnétique, le disque capacitif très proche du plan de masse formant une fente rayonnante annulaire. A ce sujet on pourra consulter les deux références suivantes [SCH01] et [PIS01].

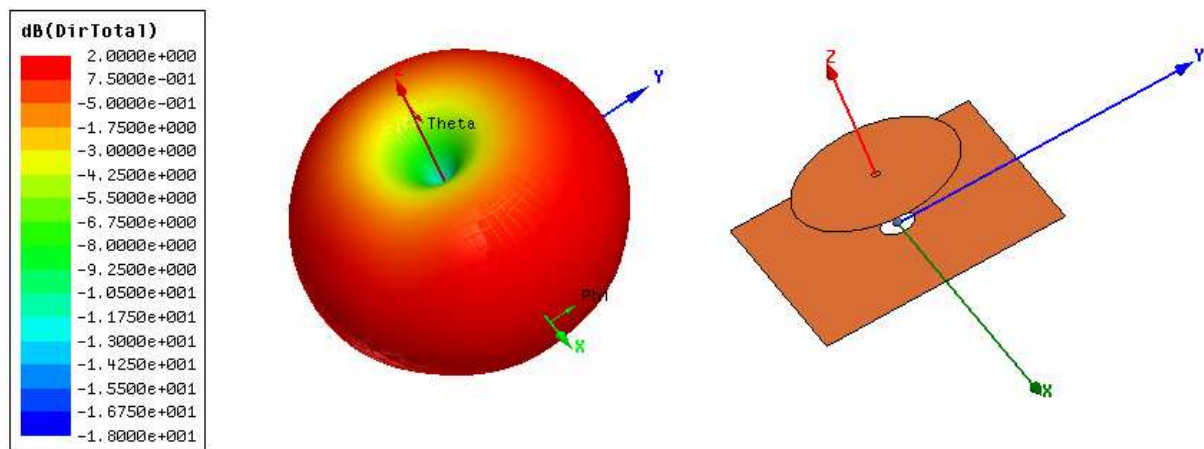


Figure 3.41 : Directivité d'un monopôle court chargé par disque capacitif en espace libre

Du fait du plan de masse relativement réduit et des effets de bord du disque, la fréquence de résonance est sensible à la présence du corps. L'antenne résonne légèrement plus bas en fréquence lorsque la distance au corps diminue. La déviation maximum est de -4.5 %, ce qui est du même ordre de grandeur que pour la PIFA. Cependant, la bande passante du monopôle étant plus faible, le désaccord se fait plus rapidement. Une technique pour gagner en bande passante consisterait à utiliser un circuit d'adaptation large bande. Mais dans ce cas le plan de masse devrait être plus grand.

Il faut donc concevoir l'antenne, et réajuster ses dimensions, une fois placée sur le corps. Le champ électrique autour de cette antenne est présenté dans les Figures 3.7, 3.8 et 3.9, son diagramme de rayonnement est donné sur la Figure 3.41.

3.4.2.6 Fente annulaire avec plan de masse

La fente annulaire (Figure 3.42) possède les mêmes caractéristiques de rayonnement que le monopole vertical avec les qualités requises pour le BAN :

- Elle est planaire et petite.
- Sa polarisation est exclusivement verticale, comme un monopôle.

Cependant, son impédance est très faible donc délicate à adapter [PIS01]. La fente se comportant comme une capacité, il suffirait de la court-circuiter pour apporter une partie inductive et ainsi la faire résonner. Une alimentation convenable devrait alors permettre d'obtenir un point à 50 ohms.

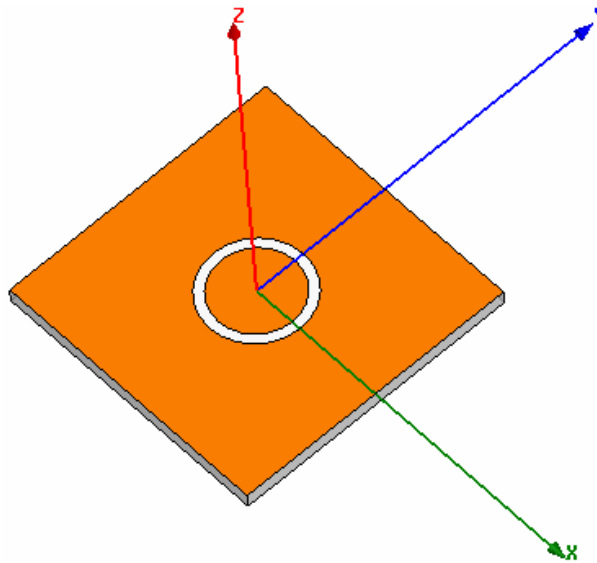


Figure 3.42 : Allure d'une fente annulaire

Cette antenne est également intéressante pour réaliser de la diversité en rayonnement car elle possède des caractéristiques de rayonnement qui dépendent de son rayon [PIS01]. Ainsi par l'intermédiaire d'une série de fentes concentriques, il serait possible d'obtenir différents diagrammes de rayonnement donc de la diversité de rayonnement.

Par manque de temps, cette antenne n'a cependant pas été réalisée.

3.4.2.7 Boucle magnétique

Cette antenne est à priori intéressante pour ses propriétés magnétiques mais elle est difficilement réalisable, sa miniaturisation nécessitant une très grande précision dans sa fabrication.

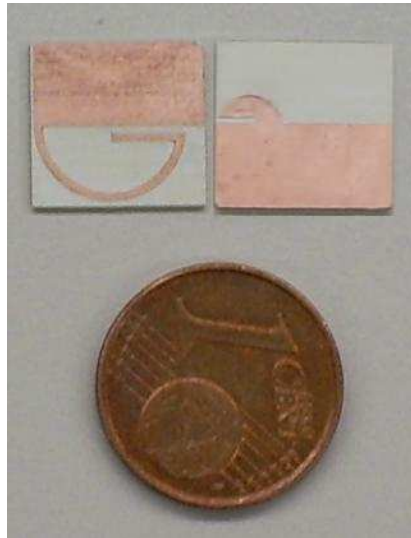


Figure 3.43 : Boucle magnétique 2.4 GHz

D'autre part, on a constaté qu'elle est très sensible au corps, certainement du fait du champ électrique intense dans la capacité d'accord. Un autre inconvénient de cette antenne est sa faible bande passante, inférieure à 10 MHz à 2.4 GHz. L'alimentation de la boucle rayonnante se fait par couplage magnétique via une deuxième boucle (Figure 3.43).

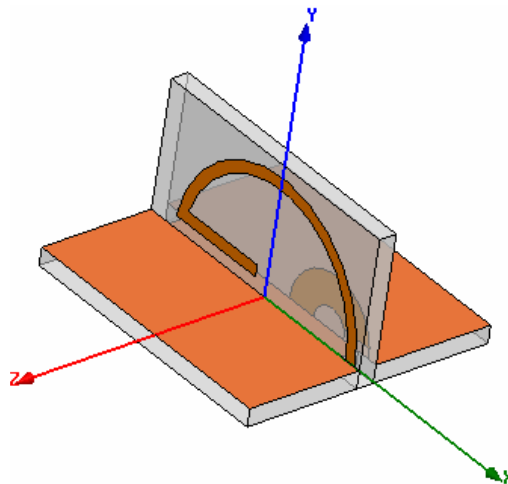


Figure 3.44 : Prototype de boucle magnétique dédiée BAN

La boucle magnétique de la Figure 3.44 est un prototype simulé constitué d'un plan de masse de 10×10 mm. La boucle est perpendiculaire au corps pour permettre une excitation correcte du mode par ondes de surface. Finalement, le champ électrique des parties capacitives de l'antenne se développera uniquement entre la boucle et le plan de masse.

3.4.3 Autres solutions

Des études complémentaires seraient nécessaires pour analyser des antennes présentant un bon confinement du champ réactif. On peut citer les DRA ou les IFA-DRA [CH01] qui minimisent la longueur du brin horizontal. Les IFA fractales (Figure 3.45) ou les

arrangements particuliers de monopôles permettant un accroissement de la résistance de rayonnement [LAN01].

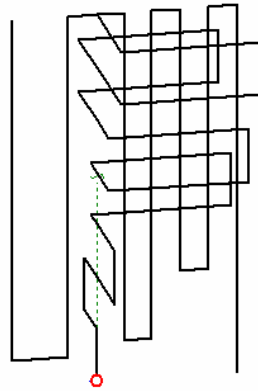


Figure 3.45 : IFA fractale

En conclusion, nous avons constaté que les antennes présentées sont plus ou moins sensibles au corps. Il est donc essentiel de pouvoir caractériser cette influence en mettant en place une technique appropriée d'estimation du rendement des antennes. On tentera dans la suite de minimiser cette influence en agissant sur la topologie des antennes ou en apportant un élément à celle-ci.

3.5 Estimation du rendement des antennes sur le corps

Connaître le rendement d'une antenne lorsque celle-ci est à proximité du corps est une donnée importante pour l'estimation du bilan de liaison. Ce critère permet de comparer les performances de différentes antennes en termes d'énergie absorbée par les tissus biologiques.

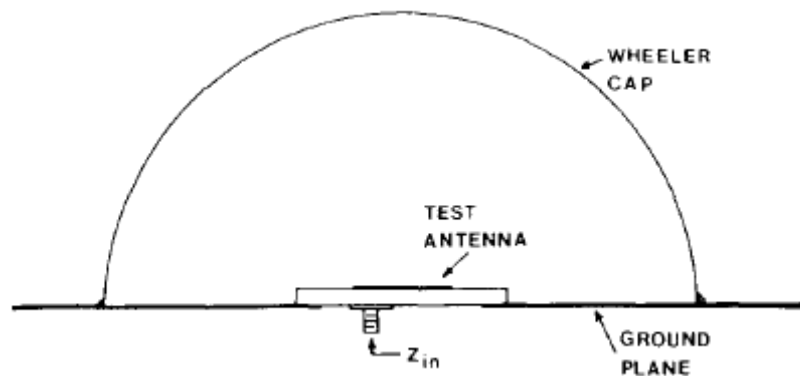


Figure 3.46 : Principe de la *Wheeler Cap* [POZ01]

Notre estimation expérimentale du rendement est basée sur la *méthode de Wheeler* ou *Wheeler Cap Method* [WHE03] et [JOH01]. Cette méthode consiste à enfermer l'antenne dans une sphère métallique [WHE03] de rayon r_w (Figure 3.46). Une sphère suffisamment grande permet de ne pas perturber la zone de champ réactif et d'annuler la résistance de rayonnement. Ainsi, la partie réelle de l'impédance mesurée correspond uniquement à la résistance de pertes et permet de remonter au rendement de l'antenne.

Cependant, dans le cas du BAN, c'est le système corps-antenne qu'il faudrait enfermer dans la *Wheeler Cap*. Or, le champ réactif s'étend jusqu'à une demi-longueur d'onde et le milieu dissipatif, le corps, est présent dans toute cette zone. En toute rigueur, la cavité formée par la boîte doit donc voir sa partie inférieure chargée par le fantôme et ne doit pas être fermée. On peut cependant espérer que le champ dans le fantôme sera fortement atténué comme dans [HAL01] où une portion de fantôme est insérée dans une boîte métallique entièrement fermée (Figure 3.47). Cette méthode expérimentale a montré une bonne concordance avec les rendements estimés en simulation.

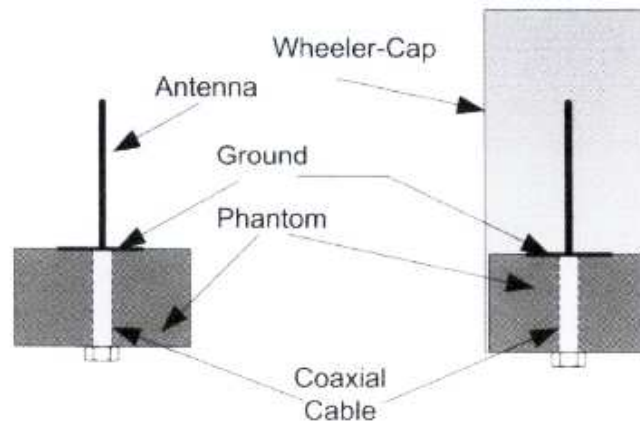


Figure 3.47 : Utilisation de la Wheeler Cap pour la mesure du rendement sur le corps [HAL01]

Une autre méthode utilisant une mesure en chambre réverbérante est couramment employée dans la conception des antennes pour les téléphones GSM. La Figure 3.48 montre une antenne IIFA sous test avec le fantôme d'une main dans la chambre réverbérante. Cette méthode nécessite la calibration de la chambre et la possession de fantômes. La méthode par Wheeler Cap, plus simple, nécessite également la fabrication d'un fantôme, ce qui peut alors aboutir à des imprécisions.

Une étude [SA01] montre que le rendement mesuré en chambre anéchoïde et celui mesuré par Wheeler Cap sur fantôme donne des résultats équivalents. Cependant, le nombre très restreint de publications sur cette utilisation particulière de la *Wheeler Cap* ne permet pas de conclure quant à sa validité.

Comme observé dans notre étude menée sur le dipôle, l'impact des tissus adipeux peut s'avérer important (Figure 3.15). Notons que ceci n'est pas pris en compte dans les fantômes utilisés puisqu'ils sont remplis d'un liquide leur conférant des propriétés homogènes.



Figure 3.48 : Fantôme d'une main avec une antenne IIFA

Nous proposons ici une technique permettant de déterminer le rendement pour des rendements moyens ou faibles en utilisant la méthode du coefficient de qualité [NEW01] et en l'adaptant au cas du BAN. On propose la formule suivante :

$$\eta = \frac{Q_{corps}}{Q_{pec}} \quad (3.31)$$

où Q_{corps} est le coefficient de qualité de l'antenne pour une distance h au corps (le corps présentant des pertes) et Q_{pec} est le coefficient de qualité pour une même distance h au-dessus d'un plan parfaitement conducteur (donc sans pertes). Pour que (3.31) soit applicable, on fait l'hypothèse que la distribution d'énergie rayonnée est identique pour les 2 cas (PEC et corps). Les coefficients de qualité peuvent être déduits d'une mesure ou d'une simulation.

On détermine le coefficient de qualité par le biais de l'impédance [YAG01] ce qui donne une très bonne précision si Q est proche ou supérieur à 4, soit :

$$Q(\omega) = \frac{\omega}{2R(\omega)} \sqrt{R^2(\omega) + \left[X'(\omega) + \frac{|X(\omega)|}{\omega} \right]^2} \quad (3.32)$$

Nous allons appliquer cette méthode au calcul du rendement pour le dipôle, la IIFA et la PIFA. A partir de simulation HFSS, nous calculons Q_{pec} de l'antenne au-dessus d'un plan parfaitement conducteur et le Q_{corps} au-dessus du corps. Le rendement est ensuite obtenu en appliquant (3.31).

-Estimation du rendement d'un dipôle :

La Figure 3.49 montre l'estimation du rendement, en pointillés, d'un dipôle au-dessus d'un corps humain en utilisant l'expression (3.31), les coefficients de qualité étant calculés par

(3.32). A titre de comparaison, on montre en trait plein le rendement calculé par le simulateur HFSS.

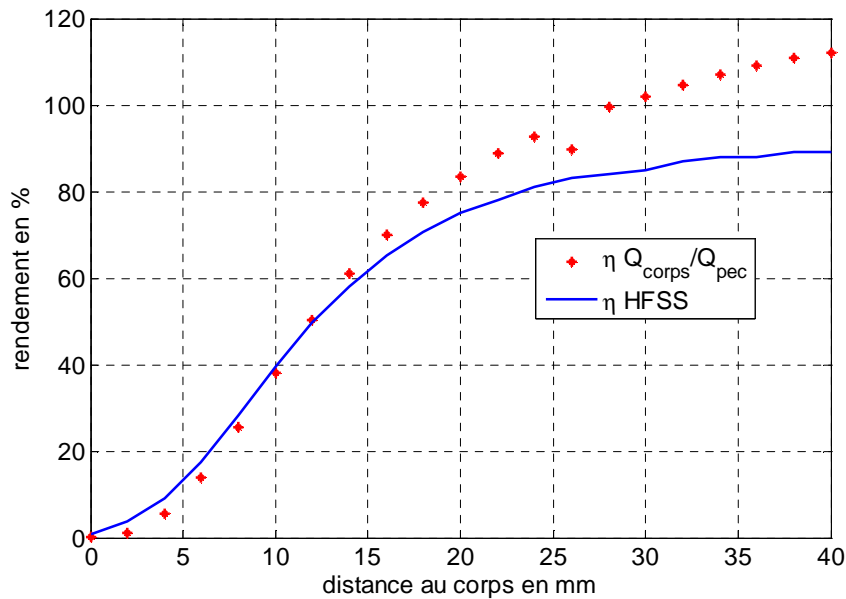


Figure 3.49 : Estimation du rendement d'un dipôle par la méthode du coefficient de qualité

Il apparaît que notre méthode donne de bons résultats jusqu'à une distance de 20 mm. Au-delà, le rendement estimé diverge et dépasse les 100 %. Ceci pourrait être dû à un changement de mode dans le rayonnement de l'antenne entre les deux configurations (corps ou PEC) qui ferait que (3.31) n'est plus applicable.

-Estimation du rendement d'une IIFA :

L'estimation montre des résultats concordant avec ceux fournis par HFSS. Cependant, on constate comme pour le dipôle que l'erreur augmente progressivement avec la distance au corps. L'erreur ne dépasse pas les 12 % sauf pour un point (Figure 3.50).

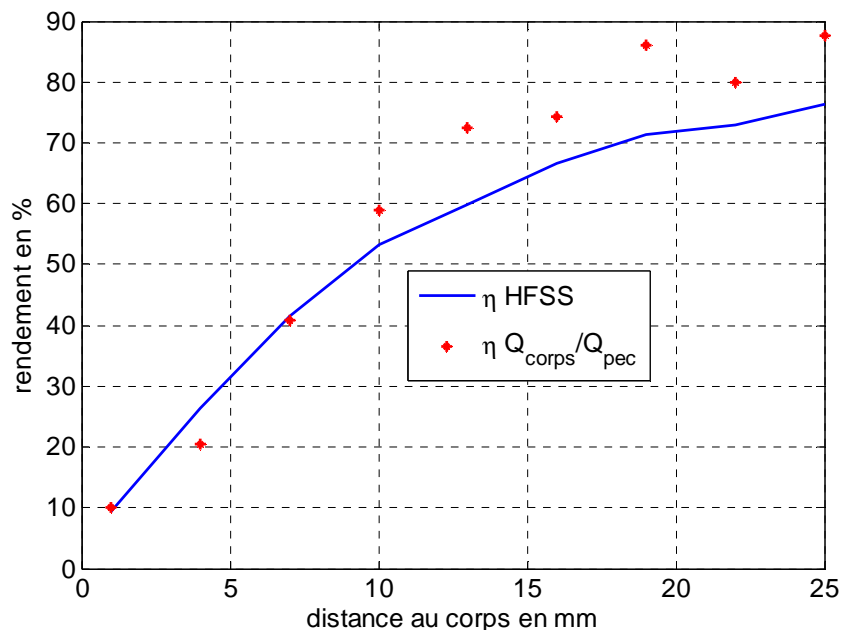


Figure 3.50 : Estimation du rendement d'une IIFA par la méthode du coefficient de qualité

-Estimation du rendement d'une PIFA :

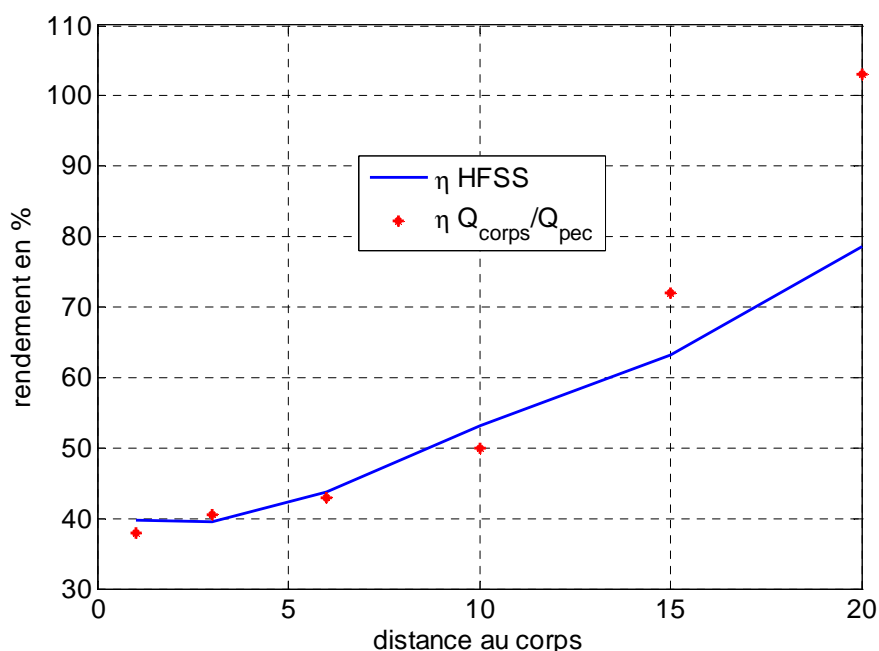


Figure 3.51 : Estimation du rendement d'une PIFA par la méthode du coefficient de qualité

On note que pour ces trois types d'antennes, la divergence entre notre méthode et les résultats HFSS apparaît autour de 15-20 mm de distance au corps. A cette distance le rendement des antennes est voisin de 60-70 %. Il s'avère donc que pour des rendements supérieurs à ces valeurs, la méthode du coefficient de qualité devient imprécise au point de donner des rendements supérieurs à 100 %. Cependant, les distances corps-antenne n'excédant pas 15 mm dans la plupart des applications, on peut penser que cette méthode de détermination de rendement s'applique bien aux antennes BAN.

3.6 Techniques d'insensibilisation au corps

Comme vu précédemment, l'antenne est fortement perturbée lorsqu'elle est située à proximité du corps pour des distances inférieures à 20 mm, c'est-à-dire lorsque le corps est déjà dans la sphère-radian.

Pour des distances supérieures à r_w , il semblerait que toutes les antennes testées aient sensiblement le même rendement, soit entre 70 et 80 %. C'est donc lorsque l'antenne se situe dans la zone de la sphère-radian que l'interaction est la plus forte et qu'il est nécessaire de développer des techniques d'insensibilisation.

Par insensibilisation, on entend réduction du couplage corps-antenne entraînant ainsi une augmentation du rendement, une moindre dépendance aux tissus adipeux et éventuellement un rayonnement accru. Deux techniques seront utilisées : la diminution du coefficient de qualité et l'introduction de couches de ferrite absorbantes.

3.6.1 Diminution du coefficient de qualité

Dans le cas où les antennes sont complètement contenues dans des tissus biologiques, la formule suivante tirée de [NEW01] :

$$\eta = \eta_{\text{ant}} \frac{1}{1 + \frac{Q_{\text{ant}}}{Q_{\text{tissus}}}} \quad (3.33)$$

indique que l'antenne doit avoir un coefficient de qualité Q_{ant} de l'ordre de grandeur ou même plus faible que celui des tissus pour avoir un rendement acceptable. Les tissus biologiques ont un faible coefficient de qualité Q_{tissus} , de l'ordre de 4. Cette expression suppose que les tissus biologiques baignent dans le champ réactif tout entier ce qui, dans le cas des antennes à champ réactif non confiné comme le dipôle ou la IIFA, reste une bonne approximation.

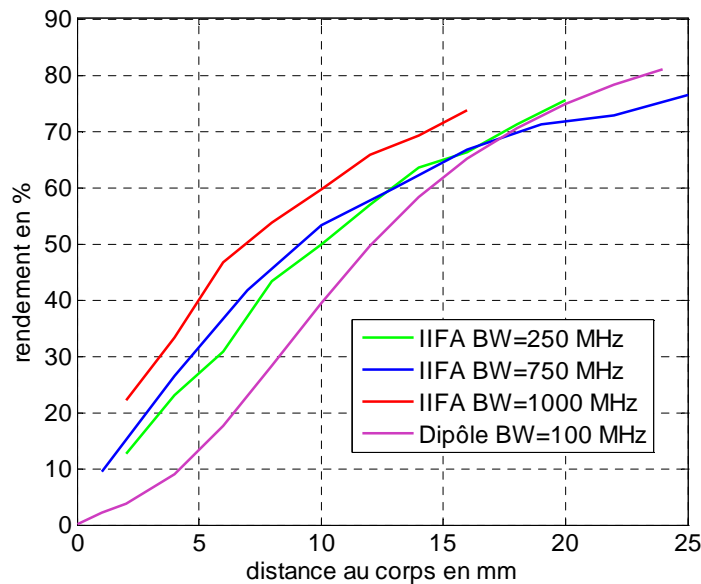


Figure 3.52 : Comparaison du rendement d'un dipôle et de différentes IIFA

Afin de contrôler la validité de (3.33), le rendement simulé sur HFSS de trois antennes IIFA ayant des bandes passantes de 250, 750 MHz et 1 GHz est donné sur la Figure 3.52 en fonction de la distance au corps et comparé au rendement du dipôle. On constate que les rendements tendent sensiblement vers la même valeur pour des distances au corps supérieures à 20 mm, le dipôle ayant même un rendement légèrement supérieur.

En revanche, pour les faibles distances, on voit l'intérêt d'avoir une antenne ayant un coefficient de qualité faible. Ainsi pour une distance de 5 mm, la IIFA de bande passante 250 MHz a un rendement de 27 %, alors que la IIFA avec la plus grande bande passante (IIFA UWB 1000MHz) a un rendement de 40 % et ce pour un encombrement pratiquement identique.

Les antennes ayant une bande passante de 250 et 750 MHz ont un comportement similaire. A 5 mm, le dipôle a un rendement de 13 % tandis que celui de la IIFA UWB est de 40 %.

Voyons maintenant l'effet des tissus adipeux sur le rendement et l'impédance de la IIFA UWB. On considère un modèle de corps à trois couches composé d'une couche de peau de 1 mm, une couche de graisse d'épaisseur variable et une couche de muscle supposée infinie. L'antenne est placée à 5 mm du corps. La Figure 3.53 montre l'évolution du rendement de l'antenne en fonction de l'épaisseur des tissus adipeux.

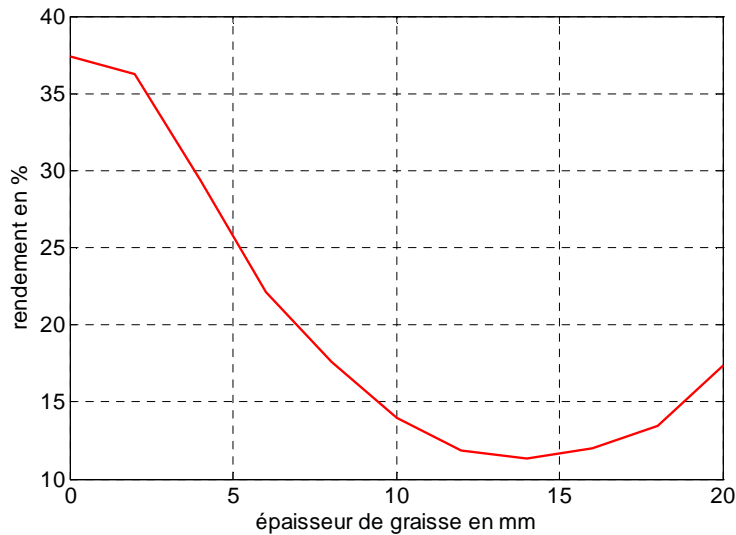


Figure 3.53 : Rendement de la IIFA UWB à 5 mm du corps en fonction de l'épaisseur des tissus adipeux

En augmentant l'épaisseur des tissus adipeux, on crée un régime d'ondes stationnaires avec une résonance quart-d'onde de ces tissus pour une épaisseur de 12 mm à 2.4 GHz. Dans ces conditions, le champ électrique est minimum dans le muscle, mais maximum au niveau de la peau. Le champ électrique se développe donc dans la peau qui est un milieu où les pertes sont plus importantes que dans la graisse. On observe bien une chute du rendement pour des épaisseurs de graisse voisines de 12 mm à 2.4 GHz.

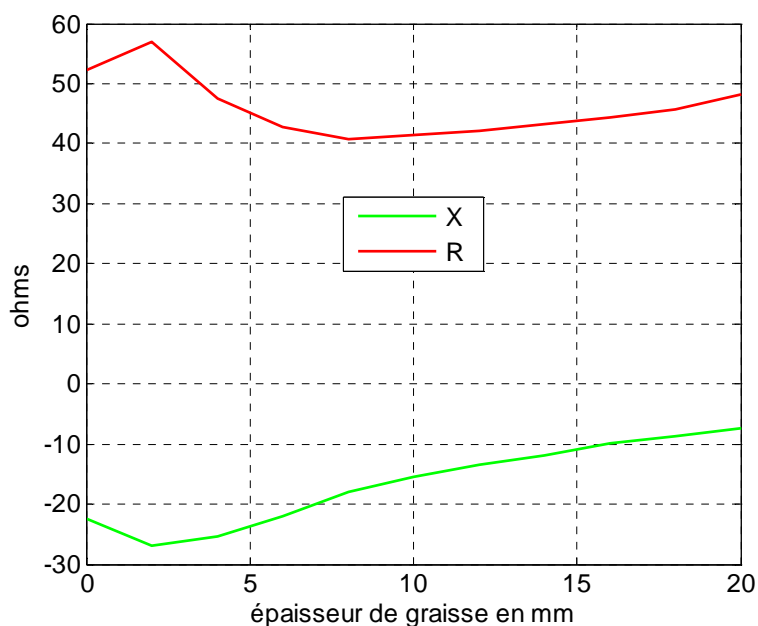


Figure 3.54 : Variation de l'impédance de la IIFA UWB en fonction de l'épaisseur des tissus adipeux

On vient donc de montrer que suivant les personnes ou l'endroit du corps où l'antenne est placée, celle-ci verra son rendement varier.

Voyons maintenant si l'impédance de l'antenne est affectée par les tissus adipeux. La Figure 3.54 montre que l'effet de la graisse est faible et que l'antenne semble être adaptée quelque soient les circonstances contrairement au cas du dipôle (Figure 3.15).

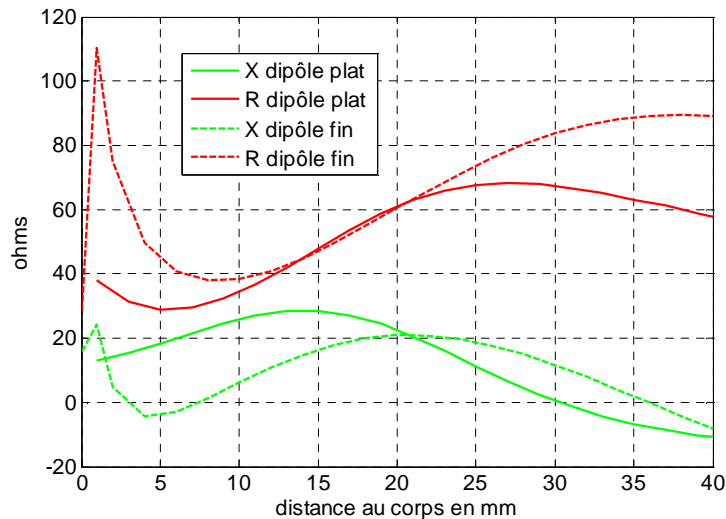


Figure 3.55 : Variation d'impédance selon la distance au corps pour deux dipôles différents

Dans le cas des antennes à faible confinement du champ réactif, comme les *fabric antennas*, il sera donc intéressant d'intégrer des antennes large bande afin de stabiliser l'impédance et d'augmenter au maximum le rendement de l'antenne. L'amélioration du rendement aura deux conséquences majeures : un bilan de liaison accru et une diminution du DAS.

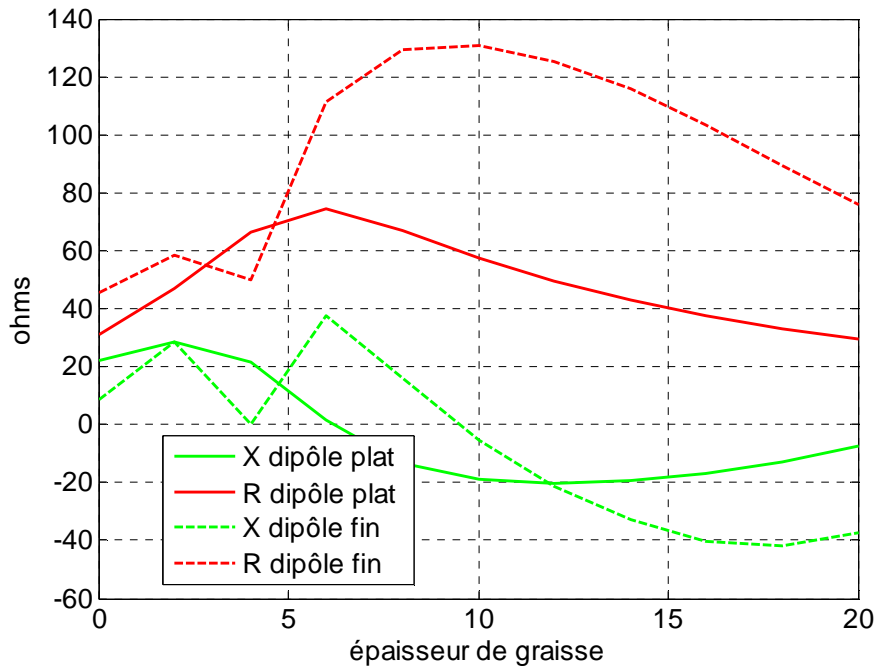


Figure 3.56 : Impédance des deux dipôles à 5 mm du corps en fonction de l'épaisseur des tissus adipeux

Dans le cas du dipôle, il suffit d'agrandir la largeur des brins ou d'augmenter leur rayon pour diminuer le coefficient de qualité. Nous comparons ici le comportement d'un dipôle cylindrique fin (0.5 mm de rayon et 56 mm de long) et d'un dipôle plat (20 mm de large et 52 mm de long) résonnant tous les deux à 2.4 GHz.

On montre sur la Figure 3.55 la variation d'impédance des deux dipôles en fonction de l'éloignement au corps. On constate que le dipôle plat voit son impédance varier moins brutalement. De plus, ce dernier possède une résistance bien plus faible (40 Ω au lieu de 110 Ω) à proximité du corps. Finalement, la Figure 3.56 indique que la diminution du facteur de qualité permet de diminuer la sensibilité à la variation de l'épaisseur des tissus adipeux.

Nous concluons de cette étude sur la IIFA et le dipôle que la réduction de la sensibilité au corps peut être obtenue en diminuant le facteur de qualité de l'antenne. Par extension, dans le cas d'une fente, il faudra agrandir le plan de masse et diminuer la largeur de la fente. Dans le cas de la CWPA, il faudra réduire la largeur de la fente capacitive.

3.6.2 Intégration d'une feuille de polymère chargée de ferrite

Nous avons également étudié une autre technique d'insensibilisation utilisée en téléphonie mobile [KIT01]. Il s'agit d'appliquer sur les antennes un polymère chargé de ferrite qui confine le champ réactif et réduit son intensité dans les tissus biologiques. Cette technique a pour conséquence de réduire le SAR [AUG01] et de considérablement diminuer l'influence du corps [ALV01].

Il est cependant nécessaire de redimensionner l'antenne (Figure 3.57), car le matériau affecte considérablement la fréquence de résonance de l'antenne.

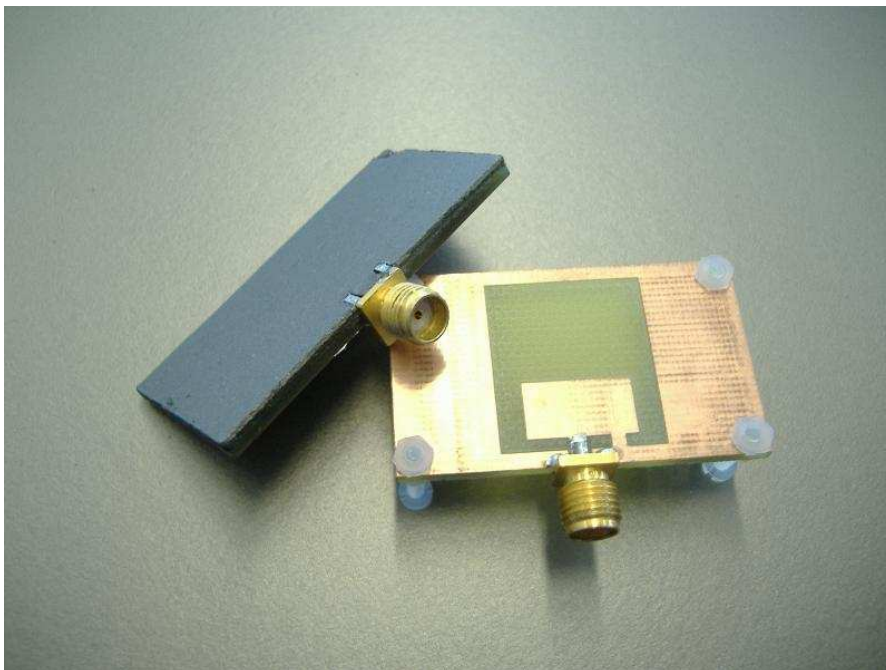


Figure 3.57 : CWPA avec un polymère ferrite gris

Les polymères chargés dont nous disposions avaient beaucoup de pertes ce qui réduisait de façon conséquente le rendement de l'antenne obtenu en espace libre. Cependant, nous avons

constaté que celui-ci était de l'ordre de grandeur de celui de l'antenne sur la peau, sans le polymère.

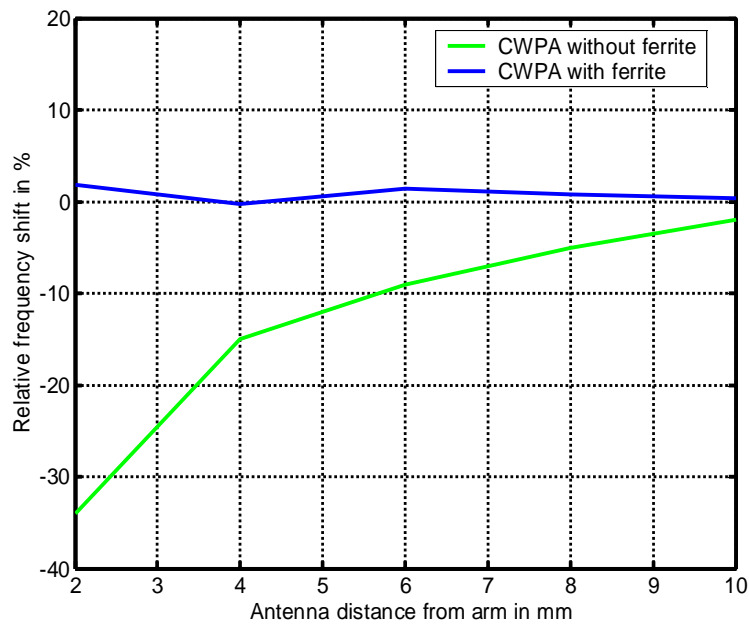


Figure 3.58 : Stabilisation de la fréquence de résonance d'une CWPA par l'utilisation d'un polymère ferrite

Ainsi, cette technique, si elle ne permet pas une meilleure efficacité de l'antenne, stabilise en revanche la fréquence de résonance quelque soit la distance au corps (Figure 3.58). Des essais restent à effectuer avec des polymères ayant un meilleur rendement et une perméabilité plus importante.

3.7 Mesure de la transmission entre antennes sur fantôme

Certaines antennes, de part leurs caractéristiques de rayonnement, seront plus à même d'exciter une onde se propageant le long du corps. D'autres rayonneront majoritairement vers l'extérieur du corps, la liaison entre capteurs d'un BAN se faisant alors principalement par réflexion sur l'environnement extérieur. Cette étude expérimentale permet d'évaluer la capacité des antennes développées à exciter des ondes de surface sur le corps.

3.7.1 Mesure du coefficient de transmission entre deux antennes identiques

La mesure du S_{21} s'effectue dans un premier temps en utilisant un jeu de deux antennes identiques. L'appareil de mesure est un VNA de type Agilent, le filtre FI à une bande passante de 100 Hz, la bande analysée s'étend de 2 à 3 GHz.

Les mesures sont faites en régime statique sur un fantôme placé dans une chambre anéchoïde. On quantifiera donc uniquement la capacité des antennes à exciter des ondes de surface mais pas leurs performances en régime dynamique, en milieu *indoor* et *outdoor*.

Une des antennes est fixée à la ceinture du fantôme tandis que l'autre est placée en différents points du torse, comme indiqué en Figure 3.59. On repère 5 points avec des distances entre antennes qui sont de 30 cm, 32 cm, 35 cm, 38 cm et 40 cm.



Figure 3.59 : Fantôme avec repères pour la mesure du bilan de liaison statique entre antennes

On donne ci-dessous le coefficient de transmission (ou les pertes de liaison) pour les différents types d'antennes.

-Dipôle horizontal sur le corps

Le dipôle possède un maximum pour la polarisation normale au corps le long de son axe tandis que c'est orthogonalement à son axe qu'il possède un maximum pour la polarisation tangente. On peut donc à priori orienter les dipôles dans deux configurations différentes, parallèles ou colinéaires (Figure 3.60). On observe que le positionnement colinéaire permet une meilleure excitation des ondes de surface.

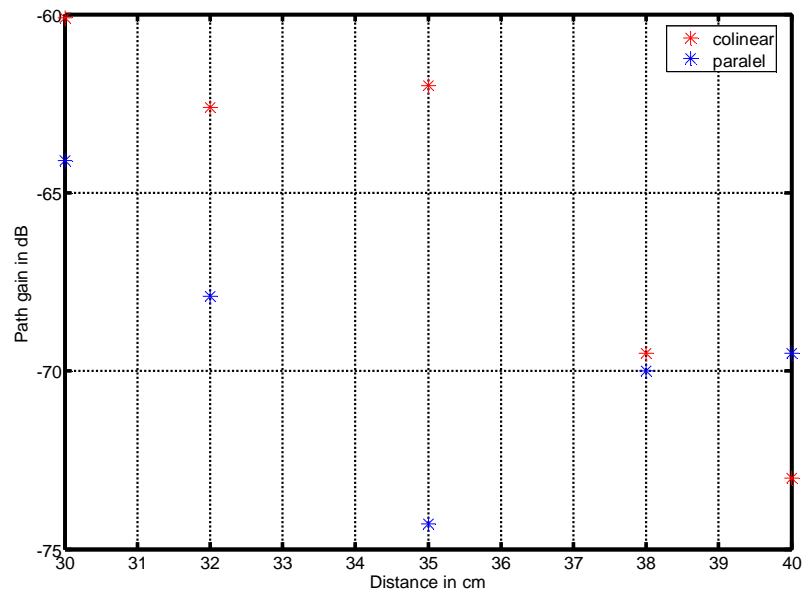
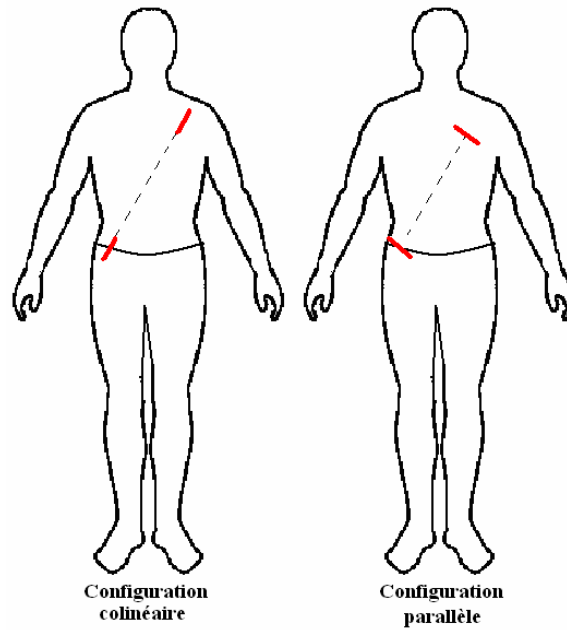


Figure 3.60 : Positionnement des antennes sur le fantôme et bilan de liaison du dipôle à 2.4 GHz pour les 5 points de référence

-Monopôle court vertical

De part sa polarisation verticale cette antenne donne d'excellents résultats avec des niveaux de transmission supérieurs aux autres antennes. On peut notamment comparer les Figures 3.60 et 3.61 et noter qu'il existe une différence de 30 dB entre les deux antennes.

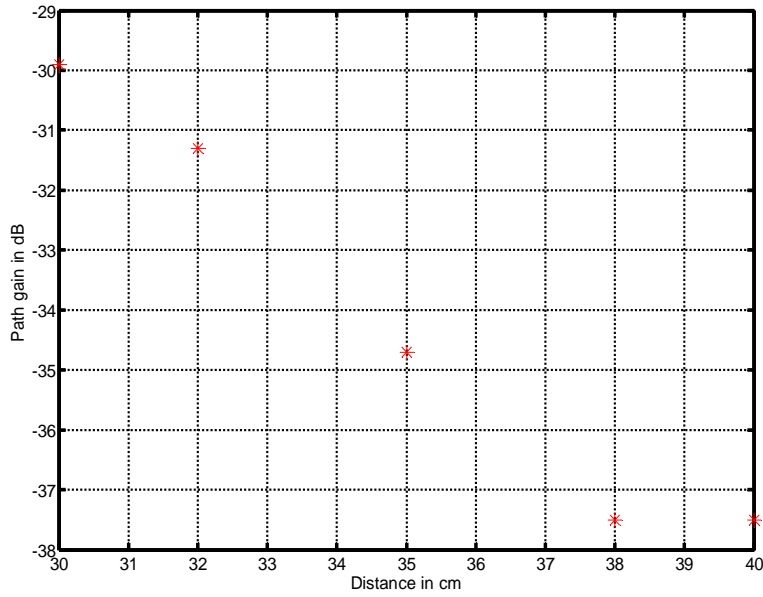
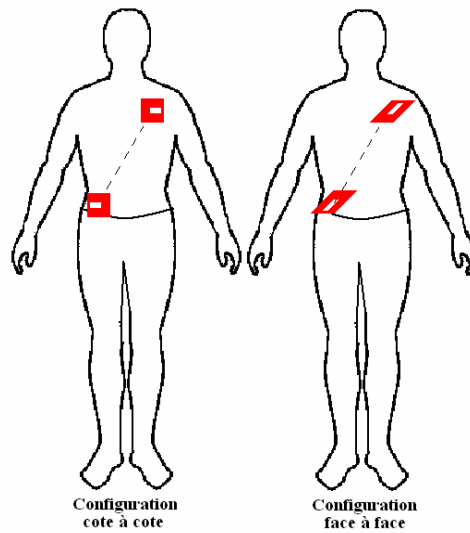


Figure 3.61 : Bilan de liaison du monopôle à 2.4 GHz pour les 5 points de référence

Ceci montre donc l'intérêt des monopôles dans la mise en œuvre des systèmes BAN d'autant qu'on peut les raccourcir à des dimensions acceptables.

-CWPA :

L'antenne CWPA semble donner de meilleurs résultats lorsque les alimentations sont placées de façon colinéaire (antennes côte à côte).



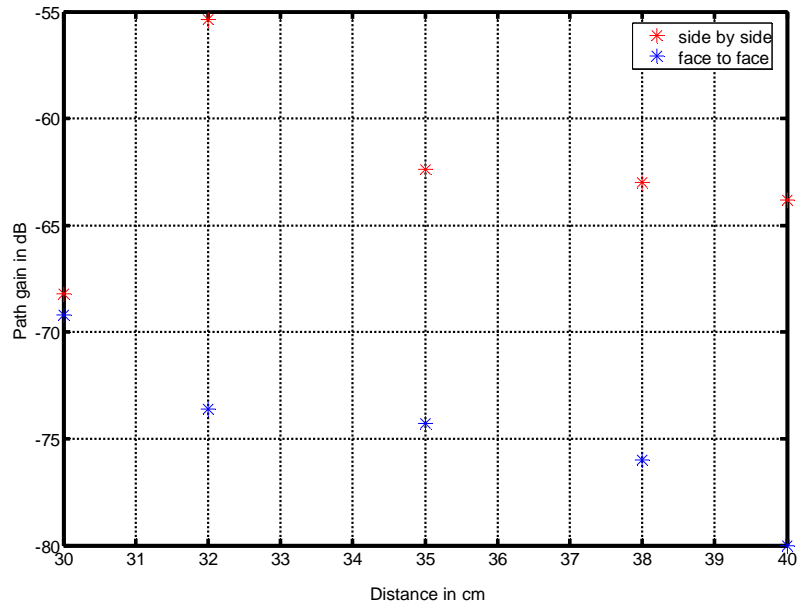


Figure 3.62 : Positionnement des antennes sur le fantôme et bilan de liaison de la CWPA à 2.4 GHz pour les 5 points de référence

Ceci rejoint ce que l'on a pu observer en Figure 3.38 où les ondes de surface paraissent légèrement plus intenses sur un côté. L'antenne CWPA donne un bilan de transmission équivalent à celui du dipôle (Figures 3.60 et 3.62).

-CWPA ferrite :

On utilise la CWPA chargée par un polymère ferrite (Figure 3.57). Même constatation que pour l'antenne sans ferrite. On note également une atténuation due à l'insertion du polymère allant de 10 à presque 20 dB.

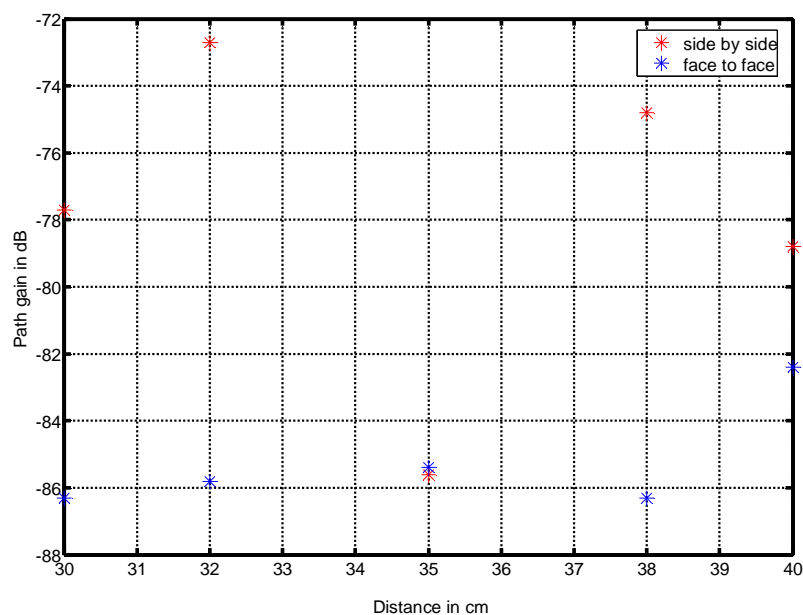


Figure 3.63 : Bilan de liaison de la CWPA avec ferrite à 2.4 GHz pour les 5 points de référence

- grande IIFA ($B_p=750$ MHz)

On teste sur le fantôme l'antenne de la Figure 3.27. En observant la Figure 3.64, il est difficile de conclure sur la meilleure configuration de la IIFA qui n'excite pas d'ondes de surface et est plus adaptée à des circuits longs comme tête-pied par l'intermédiaire des ondes diffusées en milieu *indoor*.

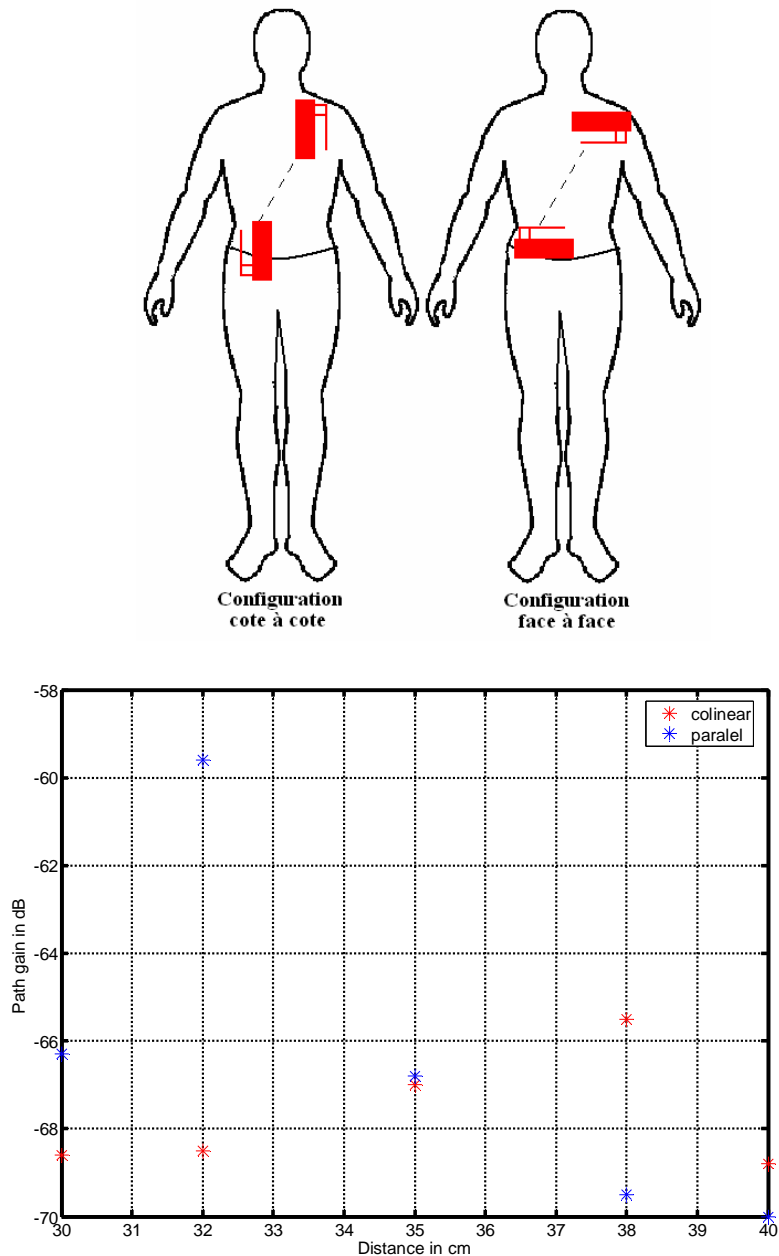


Figure 3.64 : Positionnement des antennes sur le fantôme et bilan de liaison de la grande IIFA à 2.4 GHz pour les 5 points de référence

- petite IIFA ($B_p=1100$ MHz)

On teste ici sur le fantôme la petite antenne de la Figure 3.28, à gauche. Dans ce cas, c'est la configuration colinéaire (Figure 3.65) comme pour le dipôle, qui semble donner les meilleurs résultats. On constate que le bilan de liaison est constant à +/- 1 dB pour la configuration colinéaire.

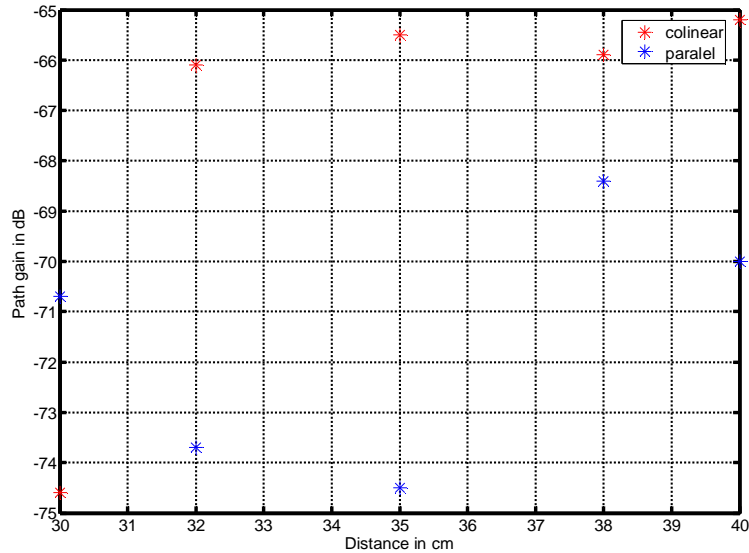


Figure 3.65 : Bilan de liaison de la petite IIFA à 2.4 GHz pour les 5 points de référence

-PIFA :

Comme le monopôle vertical, la PIFA présente de bons niveaux de transmission, mais avec une atténuation d'environ 10 dB par rapport au monopôle (Figure 3.66).

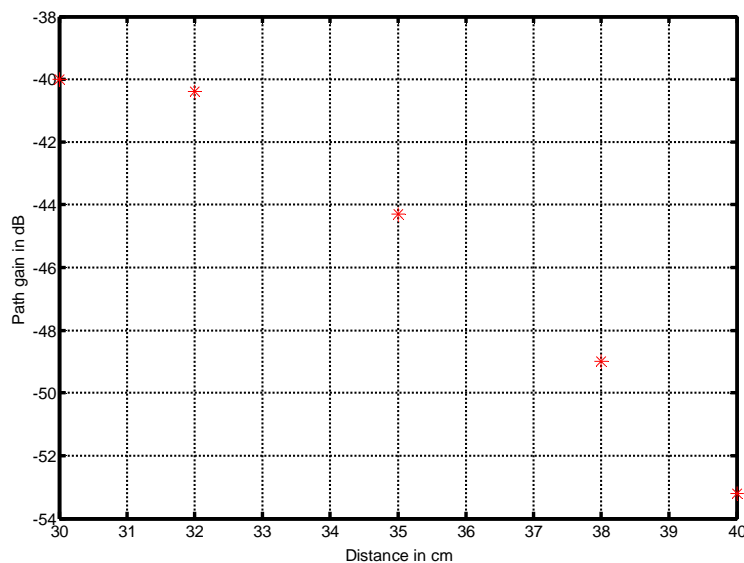


Figure 3.66 : Bilan de liaison de la PIFA à 2.4 GHz pour les 5 points de référence

-Classement des antennes :

Pour chaque antenne, on calcule une moyenne sur le coefficient de transmission mesuré pour les cinq points, ce qui permet d'évaluer l'antenne ou la configuration d'antenne la plus adaptée pour une liaison par ondes de surface. Les résultats sont rassemblés dans la Table 3.1.

Antenne et configuration	S₂₁ moyen
Monopôle court	-34.2 dB
PIFA	-45.4 dB
CWPA (côte à côte)	-62.5 dB
Dipôle colinéaire	-65.4 dB
IIFA grande parallèle	-66.4 dB
IIFA petite colinéaire	-67.5 dB
IIFA grande colinéaire	-67.7 dB
Dipôle parallèle	-69.2 dB
IIFA petite parallèle	-71.5 dB
CWPA (face à face)	-74.6 dB
CWPA ferrite (c a c)	-78 dB
CWPA ferrite (f à f)	-85.2 dB

Table 3.1 : Classification des antennes conçues pour l'excitation des ondes de surface sur le corps

Nous pouvons constater que le monopôle vertical présente le meilleur bilan de liaison. Vient ensuite la PIFA qui permet également une excitation correcte du mode par onde de surface. Lorsque les CWPA sont placées côte à côte le bilan de liaison moyen est accru de 12 dB par rapport à la configuration face à face ce qui s'explique en partie par la configuration des champs autour de cette antenne (Figure 3.38). Ensuite vient le dipôle en configuration colinéaire qui donne des résultats comparables à ceux de la CWPA.

Finalement, on remarquera que le bilan de liaison présente une évolution anormale en fonction de la distance pour les antennes IIFA, CWPA ou dipôle. Ceci pourrait être dû à un effet de couplage entre le champ proche de l'antenne et le câble d'alimentation malgré la présence de perles de ferrite. Le câble participant alors au rayonnement pourrait fausser les résultats. On constatera de plus qu'il existe une différence de près de 50 dB entre l'antenne la plus performante (monopôle) et l'antenne la moins performante (CWPA chargée ferrite).

3.7.2 Mesure du coefficient de transmission entre antennes différentes

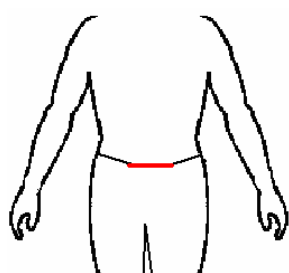
On place au niveau de la ceinture une antenne « canonique », dipôle ou monopôle court. Les résultats sont rassemblés dans les Tables 3.2 et 3.3. Pour le dipôle, deux configurations sont possibles ; dipôle parallèle à la ceinture et dipôle perpendiculaire à celle-ci. Les autres antennes sont placées sur le torse à une distance de 27 cm. Cette mesure permet d'une part d'apprécier la nature de la polarisation de chaque antenne et d'autre part de comparer les antennes entre-elles.

-Monopôle :

Antenne	S_{21}
Monopôle	-30.5 dB
PIFA	-40.6 dB
IIFA petite	-47.4 dB
CWPA	-51.6 dB
IIFA grande	-53.4 dB
CWPA ferrite	-55.6 dB

Table 3.2 : Bilan de liaison entre un monopôle et les autres antennes pour $d=27$ cm

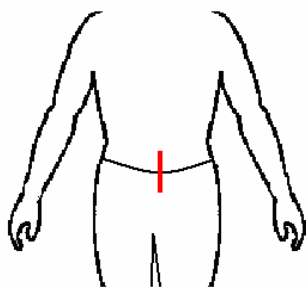
-Dipôle parallèle à la ceinture :



Antenne	S_{21}
Monopôle	-57 dB
PIFA	-58.6 dB
CWPA	-65.8 dB
IIFA petite	-68 dB
IIFA grande	-70.3 dB
CWPA ferrite	-78 dB

Table 3.3 : Bilan de liaison entre un dipôle parallèle à la ceinture et les autres antennes pour $d=27$ cm

-Dipôle perpendiculaire à la ceinture :



Antenne	S_{21}
Monopôle	-42.7 dB
PIFA	-52.5 dB
IIFA petite	-56.4 dB
CWPA	-62.8 dB
IIFA grande	-65.5 dB
CWPA ferrite	-67.4 dB

Table 3.4 : Bilan de liaison entre un dipôle perpendiculaire à la ceinture et les autres antennes pour $d=27$ cm

Les Tables 3.3 et 3.4 indiquent un gain moyen de 14 dB lorsque le dipôle est perpendiculaire plutôt que parallèle à la ceinture. Ceci résulte du rayonnement dans l'axe du dipôle pour la composante de E normale au corps. Cette propriété n'a été mentionnée qu'une fois à ce jour [HAL02].

Dans tous les cas, le monopôle et la PIFA ont les meilleures performances en transmission. La CWPA semble avoir un gain de 4 à 5 dB supérieur à la CWPA avec ferrite, écart observé avec le dipôle perpendiculaire à la ceinture et le monopôle. Si on utilise deux CWPA avec ferrite alors le niveau de transmission par rapport à la CWPA classique sera au moins 10 dB en dessous, ce qui a déjà été observé (Table 3.1). Les antennes IIFA et CWPA sont équivalentes.

3.7.3 Conclusion

On tire de cette étude les conclusions suivantes :

- Les antennes permettant une transmission optimale sont le monopôle et la PIFA.
- Le dipôle en configuration colinéaire est 7 à 10 dB plus performant qu'en configuration parallèle.
- L'ajout du polymère ferrite réduit le gain de la CWPA d'au moins 5 dB.

On constate que seuls la PIFA et le monopôle vertical présentent un S_{21} décroissant avec la distance. Pour les autres antennes, le S_{21} ne semble pas suivre une loi précise en fonction de la distance. Cette constatation pourrait nous faire penser qu'il existe des courants de gaine importants, malgré les perles de ferrite, ou un couplage direct entre le câble et l'antenne, ce qui pourrait fausser certaines mesures.

3.8 Conclusion du chapitre

Au début de ce chapitre, nous avons étudié l'interaction corps-antenne en tentant de développer des modèles analytiques du rendement et de l'impédance en présence du corps. Ces modèles, validés par des simulations HFSS, permettent de mieux décrire l'influence de la distance au corps, des paramètres électriques des tissus biologiques et des tissus adipeux.

La conception d'antennes dédiées au BAN a été traitée en respectant différentes contraintes comme l'intégrabilité de l'élément rayonnant ou sa capacité de couplage au canal.

Par la suite, nous avons présenté une technique d'estimation du rendement pour les antennes à proximité du corps valable pour des rendements inférieurs à 60 %.

Des techniques d'insensibilisation au corps d'antennes planaires sans plan de masse (PIFA, CWPA, ou dipôle) ont ensuite été présentées. Ainsi, deux antennes du même type auront des comportements différents suivant la valeur du coefficient de qualité. L'antenne ayant la meilleure bande passante présentera un rendement plus élevé et une moindre sensibilité à la distance au corps et à la dispersion des caractéristiques des tissus. La possibilité de contenir le champ réactif des antennes planaire par l'ajout d'un polymère ferrite a également été étudiée. Cette approche est novatrice dans le cas du BAN. Les résultats ont montré une très grande stabilité de la fréquence de résonance de l'antenne, sans modification notable de l'impédance avec la distance au corps. Une étude plus approfondie est toutefois nécessaire quant au choix correct du polymère.

Finalement, nous avons mesuré la performance des antennes réalisées *in-situ* sur un fantôme en chambre anéchoïde. Cette caractérisation permet de déterminer l'antenne la plus à même de produire des ondes de surface. Les mesures ont montré que le monopôle et la PIFA donnent le meilleur bilan de liaison. On a également démontré expérimentalement qu'un dipôle placé horizontalement sur le corps humain peut produire des ondes de surface dans son

axe. Il reste cependant à effectuer une étude du bilan de liaison de chaque antenne pour des environnements *indoor* et *outdoor*.

REFERENCES :

- [ADE01] Adel H., Wansch R., Schmidt C., “Antennas for a Body Area Network”, IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, 2003.
- [ALO01] Alomainy A., Hao Y., Owadally A., Parini C. G., Nechayev Y., Constantinou C. C., Hall P. S., “Statistical Analysis and Performance Evaluation for On-Body Radio Propagation With Microstrip Patch Antennas”, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 55, No. 1, January 2007.
- [ALV01] Alves T., Augustine R., Grzeskowiak M., Poussot B., Laheurte J.-M., “Polymeric Ferrite-Loaded Antennas for On-Body Communications”, Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 51, Issue 11, Novembre 2009.
- [AND01] Andersen J. B., Hansen F., “Antennas for VHF/UHF Personal Radio: A Theoretical and Experimental Study of Characteristics and Performance”, IEEE Transactions on Vehicular Technology, Vol. VT-26, No. 4, Novembre 1977.
- [AND02] Andersen J. B., Balling P., “Admittance and Radiation Efficiency of the Human Body in the Resonance Region”, Proceedings of the IEEE, Juillet 1972.
- [AUG01] Augustine R., Alves T., Zhadobov M., Poussot B., Sarrebourg T., Sauleau R., Thomas M. K., Laheurte J.-M., “SAR Reduction of Wearable Antennas Using Polymeric Ferrite Sheets”, EuCAP 2010, Barcelona.
- [BHA01] Bhattacharyya B. K., “Input Resistances of Horizontal Electric and Vertical Magnetic Dipôles Over a Homogeneous Ground”, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 1963.
- [CH01] Chen Z. N., Hirasawa K., Leung K.-W., Luk K.-M., “A New Inverted F Antenna with a Ring Dielectric Resonator”, IEEE Transactions on Vehicular Technology, Vol. 48, No. 4, Juillet 1999.
- [CH02] Chen Z. N., “Antennas for Portable Devices”, Wiley Edition, 2007.
- [CHE01] Chen K. C., “Time Harmonic Solutions for a Long Horizontal Wire over the Ground With Grazing Incidence”, Sandia National Laboratories Division 7553, October 1984, New Mexico.
- [CHR01] Christ A., Klingensböck A., Samaras T., Goiceanu C., Kuster N., “The Dependence of Electromagnetic Far-Field Absorption on Body Tissue Composition in the Frequency Range From 300 MHz to 6 GHz”, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 54, No. 5, Mai 2006.
- [CHU01] Chuang H.-R., “Numerical Computation of fat layer effects on microwave near-field radiation to the abdomen of a full-scale human body model”, IEEE Transactions on Microwave Theory Technology, Vol. 45, 1997.

[CON01] Conway G. A., Scanlon W. G., “Low-Profile Patch Antennas for Over-Body-Surface Communication at 2.45 GHz”, IWAT 2007, Cambridge.

[ESA01] Page de l’ESA annonçant la réalisation d’une antenne textile :
http://www.esa.int/esaCP/SEMQKBKIWZF_index_0.html

[HAL01] Hall P. S., et al., “Antennas and Propagation for On-Body Communication Systems”, IEEE Antennas and Propagation Magazine, Vol. 49, No. 3, Juin 2007.

[HAL02] Hall P. S., Hao Y., Cotton S. L., “Advances in Antennas and Propagation for Body Centric Wireless Communications”, EuCAP 2010, Barcelona.

[HUR01] Hurme H., Salonen P., Rantanen J., “On the Study of Antenna Placement in a Smart Clothing”, Proceedings of the IASTED 2003, Palm Springs.

[JEC01] Jecko B., Decroze C., “The Monopolar Wire Patch Antenna Concept”, site IEEE.

[JOH01] Johnston R. H., McRory J. G., “An Improved Small Antenna Radiation-Efficiency Measurement Method”, IEEE Antennas and Propagation Magazine, Vol. 40, No. 5, October 1998.

[JOR01] Jordan E. C., Balmain K. G., “Electromagnetic Waves and Radiating Systems”, Prentice-Hall Electrical Engineering Series, 1968.

[KAM01] Kamarudin M.R., Nechayev Y. L., Hall P. S., “Antennas for On-Body Communication Systems”, IWAT 2005.

[KAM02] Kamarudin M.R., Nechayev Y. L., Hall P. S., “Performance of Antennas in the On-Body Environment”, IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, 2005.

[KEL01] Kellomäki T., Whittow W. G., Heikkinen J., Kettunen L., “2.4 GHz Plaster Antennas for Health Monitoring”, EuCAP 2009, Berlin.

[KI01] King R. W. P., “Transponder Antennas In and Near a Three-Layered Body”, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-28, No. 6, Juin 1980.

[KI02] King R. W. P., “The Many Faces of the Insulated Antenna”, Proceedings of the IEEE, Vol. 64, No.2, Février 1976.

[KI03] King R. W. P., Harrison C. W., Denton D. H., “Transmission Line Missile Antennas”, IRE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 8, No. 1, Janvier 1960.

[KI04] R. W. P. King , T. T. Wu and L. C. Shen “The Horizontal Wire Antenna Over a Conducting or Dielectric Half Space: Current and Admittance”, Radio Sci., vol. 9, 1974.

[KIN01] King H.E., “Assessment of Technology Applicable to Body-Mounted Antennas”, Rapport pour le *National Criminal Justice Reference Service* (NCJRS), U.S Department of Justice, 1973.

- [KIN02] King H.E., "Characteristics of Body-Mounted Antennas for Personal Radio Sets", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Mars 1975.
- [KIT01] Kitra M. I., Panagamuwa C. J., McEvoy P., Vardaxoglou J. C., James J. R., "Low Ferrite Handset Antenna Design", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 55, No. 4, Avril 2007.
- [KIV01] Kivekäs O., Lehtiniemi T., Vainikainen P., "On the General Energy-Absorption Mechanism in the Human Tissue", Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 43, No. 3, Novembre 2004.
- [KRA01] Kraus J. D., "Antennas", second edition, Mc Graw-Hill Edition, 1997.
- [KRU01] Krupka Z., "The Effect of the Human Body on Radiation Properties of Small-Sized Communication Systems", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. AP-16, No. 2, Mars 1968.
- [LAN01] Landstorfer F. M., Sacher R. R., "Optimisation of Wire Antennas", Research Studies Press, 1985.
- [MAL01] Maleszka T., Preisner M., Kabacik P., "Meshed Ground Plane Structures for Textile Antennas", EuCAP 2009, Berlin.
- [MAS01] Massey P. J., "Mobile Phone Fabric Antennas Integrated Within Clothing", Eleventh International Conference on Antennas and Propagation, 2001, Manchester.
- [MAT01] Matthews J. C. G., Pettitt G., "Development of Flexible, Wearable Antennas", EuCAP 2009 Berlin.
- [NEW01] Newman E.H, Bohley P., Walter C.H., "Two Methods for the Measurement of Antenna Efficiency", IEEE Transactions on antennas and propagation, vol. AP-23, No. 4, July 1975.
- [NEW02] Newman E.H, "Small Antenna Location Synthesis Using Characteristic Modes", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. AP-27, No. 4, Juillet 1979.
- [NOR01] K.A. Norton "The Propagation of Radio Waves Over The Surface of the Earth and in the Upper Atmosphere, Part II", Proceeding of the IRE, Vol. 25, No. 9, pp. 1203-1236, September 1937.
- [OGA01] Ogawa K., Uwano T., Takahashi M., "A Shoulder-Mounted Planar Antenna for Mobile Radio Applications", IEEE Transactions on Vehicular Technology, Vol.49, No. 3, Mai 2000.
- [PIS01] Pistolcors A. A., "Theory of the Circular Diffraction Antenna", Proceedings of the IEEE, No. 1, Janvier 1948.

- [POZ01] Pozar D. M., Kaufman B., “Comparison of Three Methods for the Measurement of Printed Antenna Efficiency”, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 36, No. 1, Janvier 1988.
- [PRO01] Proctor R. F., “Input Impedance of Horizontal Dipôle Aerials at Low Heights Above the Ground”, Radio Section, Paper No. 962.
- [SCA01] Scanlon W. G., Conway G. A., Cotton S. L., “Antennas and Propagation Considerations for Robust Wireless Communications in Medical Body Area Networks”, Abstract Submission for IET Seminar on Antenna and Propagation for Body-Centric Communications, April 2007.
- [SA01] Salim T., Hall P. S., “Efficiency Measurement of Antennas for On-Body Communications”, Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 48, Issue 11, Novembre 2006
- [SAL01] Salonen P., Rahmit-Samii Y., Kivikoski M., “Wearable Antennas in the Vicinity of Human Body”, IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, 2004.
- [SCH01] Schelkunoff S. A., Friis H. T., “Antennas: Theory and Practice”, Bell Telephone Laboratories, John Wiley & Sons Edition, 1952.
- [TRA01] Trainotti V., Dorado L. A., “Short Low- and Medium-Frequency Antenna Performance”, IEEE Antennas and Propagation Magazine, Vol. 47, No. 5, October 2005.
- [WAI01] Wait J. R., “On the Power Absorbed by an Electric Dipôle Just Above a Conducting Half-Space”, IEEE 1997.
- [WHE01] Wheeler H. A., “Antennas Topics in My Experience”, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. AP-33, No. 2, Février 1985.
- [WHE02] Wheeler H. A., “Fundamental Limitations of Small Antennas”, Proc. IRE, Vol. 35, Décembre 1947.
- [WHE03] Wheeler H. A., “The Radiansphere Around a Small Antenna,” Proceedings of the IRE, August, 1959.
- [YAG01] Yaghjian A. D., Best S. R., “Impedance, Bandwidth and Q of Antennas”, IEEE 2003.

Chapitre

4 Modélisation Dynamique des Canaux BAN

MODELISATION DYNAMIQUE DES CANAUX BAN

4.1 Motivations pour une modélisation dynamique

Nous avons vu dans le chapitre *Modélisation analytique des canaux BAN déterministes* qu'il était possible de modéliser la décroissance de la puissance le long du corps. Cependant, à une distance donnée, le signal n'est pas constant, mais se voit affecté par une variation plus ou moins importante pouvant atteindre plusieurs dizaines de dB. Quelles sont les proportions de cette variation ? Quelle en est la cause ? Quel est l'impact sur la qualité de la transmission ?

Cette variation s'explique par le fait que l'onde de surface corporelle n'est pas la seule présente au niveau du récepteur. En effet, il existe des ondes provenant de différents trajets comme par exemple celles diffusées par l'environnement extérieur.

La proximité du corps tend à majoritairement faire rayonner l'antenne d'émission vers l'environnement extérieur entraînant ainsi des réflexions multiples sur les murs, le plafond, le sol, le mobilier, les personnes à proximité, ou encore les bras de la personne. Ces différents constituants de *l'environnement extérieur proche* de propagation sont nommés *scatterers* en anglais ou *diffuseurs* en français.

Ces diffuseurs génèrent des ondes possédant des amplitudes, des phases, des retards et des angles d'arrivée évoluant dans le temps. La résultante au niveau de l'antenne de réception étant une sommation vectorielle des ondes incidentes, elle se verra affectée d'une variation qui dépendra des diffuseurs et de la vitesse de déplacement du BAN autour de ceux-ci. Les variations du signal reçu sont nommées *fading* en anglais et *évanouissement* en français.

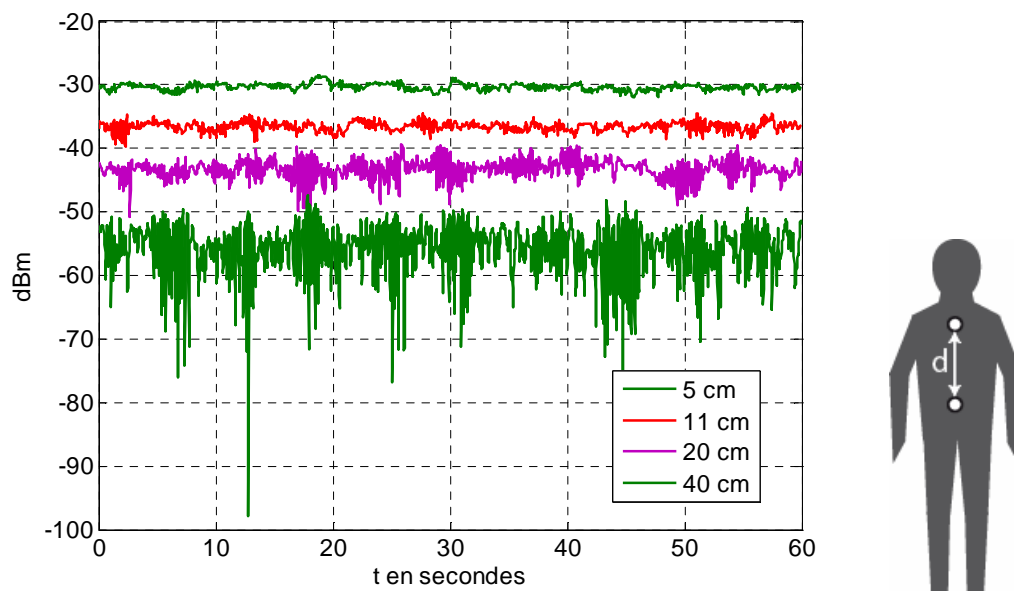


Figure 4.1 : Dynamique d'un signal BAN pour une personne en mouvement en fonction de la distance sur le torse

Si les diffuseurs provoquent un évanouissement important, ils peuvent aussi être bénéfiques pour différentes raisons:

- les ondes diffusées se propageant dans un milieu sans perte (air), leur atténuation est plus faible que celles des ondes se propageant le long du corps
- Si l'antenne rayonne peu dans le plan parallèle au corps, la majorité du signal reçu le sera par le biais des diffuseurs.

Ainsi, dans un *environnement interne* ou *indoor*, on peut utiliser des antennes excitant faiblement des ondes de surface car la communication pourra se faire par les diffuseurs. Cependant, en *environnement externe* ou *outdoor* il est primordial d'utiliser des antennes ayant une bonne excitation de l'onde de surface, les diffuseurs étant dans ce cas relativement réduits [COT01].

Les évanouissements ne dépendent pas seulement du type d'antenne, mais aussi de la distance entre-elles. Ainsi, à courte distance, l'énergie étant faiblement diffusée, le trajet direct prédomine. Par contre, au fur et mesure que la distance augmente, l'énergie est de plus en plus diffusée. La puissance reçue contient une composante corporelle plus ou moins forte et une composante diffusée temporellement variable fonction de la mobilité du sujet dans son environnement proche et des mouvements de son corps. La Figure 4.1 illustre l'influence croissante des diffuseurs avec la distance d entre deux antennes placées sur le torse d'une personne en mouvement. La dynamique du signal augmente avec la distance entre antennes du fait de l'influence croissante des évanouissements.

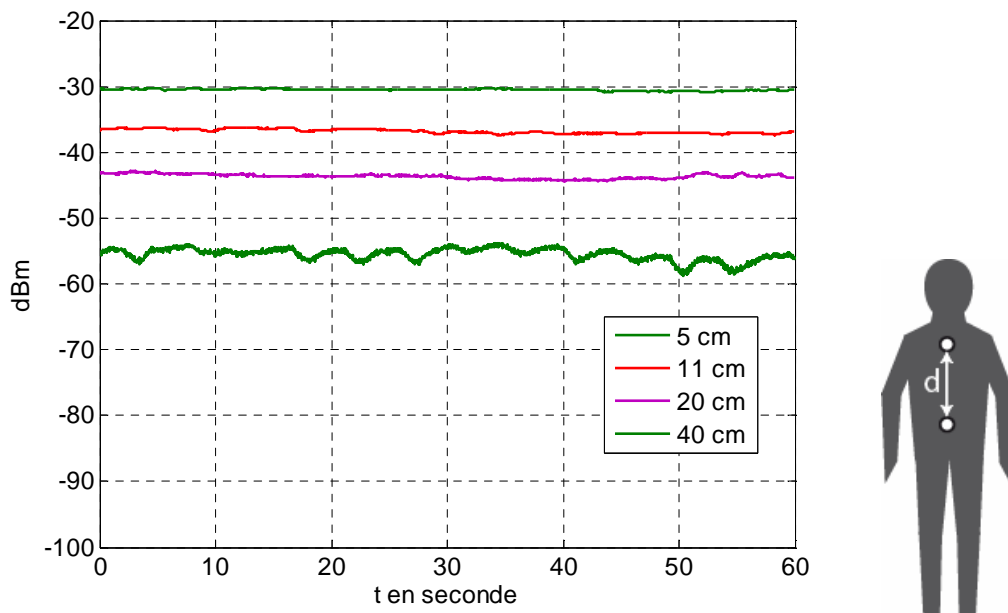


Figure 4.2 : Dynamique d'un signal BAN pour une personne immobile en fonction de la distance sur le torse

Le cas d'une personne immobile est présenté sur la Figure 4.2, on observe également une certaine dynamique dépendant de la distance sur le torse. Celle-ci quoique faible est liée

majoritairement aux mouvements de la cage thoracique. On observe une valeur de 4 dB à 40 cm. Ce type de variation appartient à la classe des *évanouissements lents*.

On définit ainsi différentes classes d'évanouissements:

- *évanouissements très lents* : ils sont dus aux changements de position du corps [HU01] (couché à debout, debout à assis,...). Mais aussi aux changements d'environnements (passage du couloir à une pièce, ou passage d'un environnement interne à externe ou vice-versa). Ils peuvent durer plusieurs minutes, voir plusieurs heures.
- *évanouissements lents* : ils sont principalement liés à l'environnement proche, à la disposition des diffuseurs et donc au type d'antenne. Les bras, de par leur mouvement de balancier peuvent également entraîner ce type d'évanouissement. Ils ont une durée qui est de l'ordre de la seconde à la dizaine de seconde.
- *évanouissements rapides* : ils sont dus à la vitesse de déplacement relative de l'antenne de réception par rapport aux diffuseurs, à la disposition des diffuseurs et au type d'antenne. Leur durée est liée à la vitesse relative moyenne par rapport à l'ensemble des diffuseurs. Elle correspond approximativement au temps qu'il faut pour parcourir une demi-longueur d'onde dans l'environnement.

Il est possible de modéliser un canal BAN en tenant compte de l'environnement constitué de multiples diffuseurs comme dans le cas des canaux mobiles [BRA01] en utilisant la technique du lancé de rayons.

4.2 Introduction générale aux canaux radio de type mobile

On présente ici une introduction aux canaux mobiles, les canaux BAN pouvant être assimilés à des canaux mobiles particuliers.

4.2.1 Modélisation d'un canal par sa réponse impulsionnelle

Un canal peut être modélisé par un filtre linéaire caractérisé par une réponse impulsionnelle. Ce filtre correspond à un modèle très large bande.

Pour un point donné de l'espace, la relation de phase entre les rayons évolue avec la fréquence. La transformée de Fourier de la réponse impulsionnelle permet de connaître la réponse fréquentielle du canal. En présence d'un canal *dit sélectif*, cette réponse est caractérisée par *des trous*, c'est-à-dire des bandes de fréquence présentant une forte atténuation du fait des combinaisons en opposition de phase des champs incidents.

Le modèle introduit en 1956 par Turin [TUR01] encore utilisé pour la modélisation et la mesure des canaux ultra large bande (UWB), est basé sur la réponse impulsionnelle suivante valable pour un canal stationnaire (invariant dans le temps):

$$h(t) = \sum_{k=0}^{N-1} a_k \delta(t - t_k) e^{j\theta_k} \quad (4.1)$$

L'amplitude a_k de chaque impulsion de $h(t)$ dépend du coefficient de réflexion de chaque diffuseur et de la distance parcourue par chaque rayon k . La phase θ_k est liée à la valeur complexe du coefficient de réflexion. Le temps d'arrivée t_k dépend exclusivement de la distance parcourue par chaque rayon.

L'amplitude a_k d'une impulsion peut également être associée à la section radar d'un diffuseur, la section radar étant une notion plus globale que le coefficient de réflexion défini pour un point unique du diffuseur [FON01].

Dans le cadre des canaux BAN, le premier coefficient a_1 est lié à l'onde de surface sur le corps, les autres étant liés aux diffuseurs.

Notons que les canaux BAN sont dynamiques, c'est-à-dire que les paramètres amplitude, phase et temps d'arrivée dépendent du temps. C'est aussi le cas des canaux mobiles lorsqu'au moins une des antennes se déplace ou lorsque les antennes sont fixes dans un environnement non stationnaire. A ce titre les canaux BAN se rapprochent des canaux troposphériques et ionosphériques.

Dans le cas des canaux troposphériques, ce sont les mouvements des couches d'air et les changements de température, de pression et d'humidité qui entraînent des variations même minimes de l'indice de réfraction de l'air, et induisent ainsi un canal lentement variable avec le temps. Pour les canaux ionosphériques, la variabilité provient des influences irrégulières subies par les gaz ionisés (soleil, champ magnétique, vents ionosphériques, lune,...) dont les caractéristiques varient lentement ou rapidement suivant l'agitation de l'ensemble.

Pour les canaux variables dans le temps, on introduit la réponse impulsionnelle suivante :

$$h(t, \tau) = \sum_{k=0}^{N(\tau)-1} a_k(\tau) \delta[t - t_k(\tau)] e^{j\theta_k(\tau)} \quad (4.2)$$

où t reste le temps d'observation et τ correspond à l'échelle de temps de la variation des paramètres du canal. La réponse impulsionnelle varie peu pour des points de l'espace relativement proches [HAS01].

4.2.2 Caractéristiques des canaux de propagation

Le modèle décrit par les équations (4.1) et (4.2) caractérise un *canal large bande* ou *Ultra Wide Band (UWB)*. On appelle *dispersion temporelle* la durée de $h(t)$ [RAB01]. La différence de temps $t_k - t_0$ entre le trajet direct et le $k^{\text{ième}}$ écho est appelé *l'excès de retard* ou *delay excess*. La *dispersion du retard* ou *delay spread* est la durée de l'ensemble des échos issus des diffuseurs.

Une différence de parcours de 30 cm entraîne un excès de retard de 1 ns. Les mesures de réponses impulsionnelles dans le cas du BAN sont complexes. Elles nécessitent une instrumentation possédant à la fois :

- une grande résolution temporelle pour distinguer les échos (donc une grande bande passante).
- une dynamique importante étant donnée la faiblesse des niveaux liés aux fortes atténuations (trajet autour de la taille par exemple).
- un temps d'observation important du fait que des échos réfléchis par l'environnement peuvent arriver avec un retard important par rapport au trajet direct.

Les antennes utilisées doivent également présenter une faible dispersion, c'est-à-dire, une grande bande passante et des caractéristiques en diagramme constantes avec la fréquence.

La dispersion temporelle entraîne des évanouissements du signal dans la bande fréquentielle. Ce phénomène à l'origine de la distorsion donne naissance à l'*interférence inter-symbole*. Le paramètre caractérisant la sélectivité d'un canal est la *bande de cohérence* qui est la bande fréquence pour laquelle le canal est considéré comme constant. Si la bande occupée par le signal transmis est plus grande que la bande de cohérence, il s'en suivra une distorsion de celui-ci et le canal sera dit sélectif.

Afin d'illustrer la sélectivité du canal, étudions le cas simple de l'interférence entre deux rayons en utilisant l'expression (4.1). Effectuons d'abord la transformée de Fourier de (4.1), soit :

$$H(f) = \sum_{k=0}^{N-1} a_k e^{-j\omega t_n} \quad (4.3a)$$

Puis considérons le cas où $N=2$ en supposant les amplitudes des rayons quasi-identiques:

$$H(f) \approx a(e^{-j\omega t_0} + e^{-j\omega t_1}) \quad (4.3b)$$

$$\text{Ce qui donne finalement : } H(f) \approx 2ae^{-j\omega \frac{t_0+t_1}{2}} \cos\left[\omega \frac{t_1-t_0}{2}\right] \quad (4.3c)$$

L'expression (4.3c) montre qu'en présence d'un multi-trajets, le canal devient sélectif. Selon la fréquence, la fonction de transfert varie entre 0 (*filtre coupe-bande* ou *notch*) et $2a$ [RAB01].

Dans ce cas simplifié, la bande de cohérence peut être reliée à la différence temporelle entre les deux trajets par la relation :

$$B_C = \frac{1}{\tau_1 - \tau_0} \quad (4.3d)$$

On définit enfin le *temps de cohérence* du canal lié aux variations rapides de l'environnement de diffusion, ou au déplacement du mobile. Si le *temps symbole* d'une transmission numérique est plus long que le temps de cohérence du canal, alors la communication se verra affectée d'une distorsion.

4.2.3 Les différents types d'évanouissements dans le cadre du BAN

En milieu complexe, par exemple à l'intérieur des bâtiments, la propagation des ondes électromagnétiques donne naissance à une distribution de champs stationnaire. Spatialement, on observe des alternances entre minima et maxima avec une périodicité moyenne de $\lambda/2$.

L'exemple le plus simple est le cas de l'interférence produite entre deux trajets, l'un direct issu d'un émetteur et l'autre issu d'une réflexion sur un mur [LEE01].

Si on se déplace à l'intérieur d'une pièce avec une antenne réceptrice à une vitesse v , le temps séparant chaque minimum ou maximum sera de l'ordre de $t=\lambda/2v$. Ce temps est généralement faible, environ 100 ms à 2.4 GHz. Il s'agit d'évanouissements rapides.

Les résultats présentés sur la Figure 4.3, issus d'une simulation, illustre le phénomène d'évanouissements rapides.

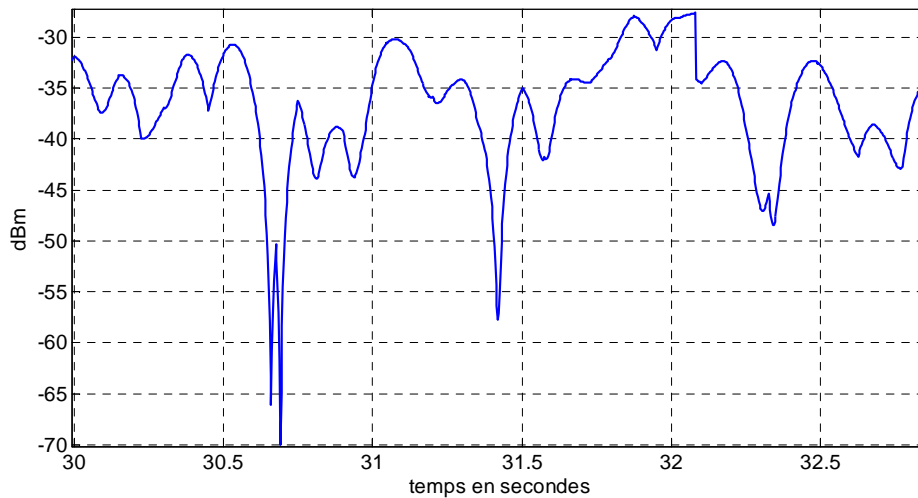


Figure 4.3 : Signal simulé affecté d'évanouissements rapides.

L'évolution du signal montrera également des variations moyennes lentes, de l'ordre de la seconde. Ce sont les évanouissements lents.

4.3 Modèle physique des canaux BAN en mouvement

On cherche à modéliser le cas présenté sur la Figure 4.4, où nous considérons une liaison BAN composée de deux antennes. Le signal au niveau du récepteur se compose de l'onde de surface (trajet direct) et des ondes réfléchies.

4.3.1 Mise en équation du modèle

Pour mettre en équation cette situation, nous utilisons la technique du lancé de rayons [HOL01]. Cette technique implique la connaissance de l'emplacement des réflecteurs et les trajets associés.

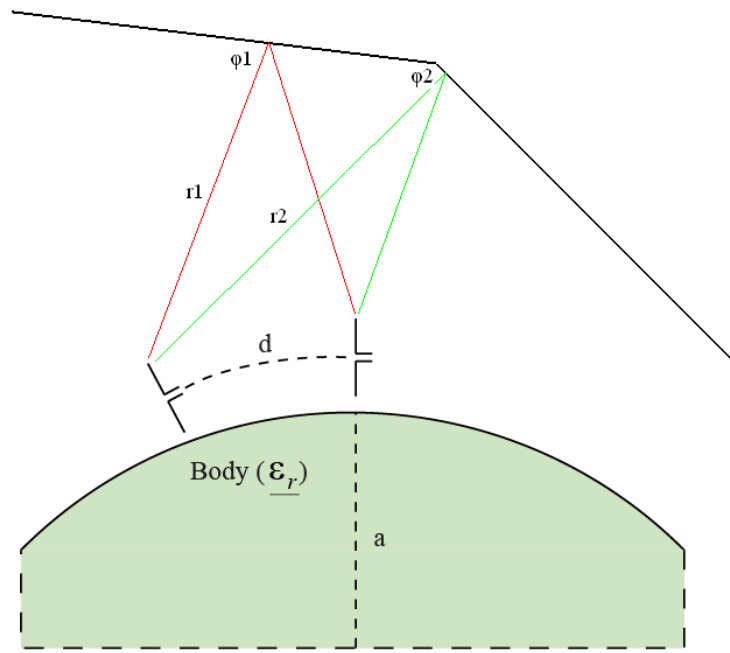


Figure 4.4 : Modélisation du trajet direct par onde de surface et des trajets réfléchis

Notre modélisation est basée sur le calcul du coefficient de réflexion plutôt que de la section radar efficace des réflecteurs pour souci de simplification. On définit d'abord le coefficient de réflexion 2D sous la forme réduite suivante :

$$\underline{\rho}_{V,H} = \frac{\sin \varphi - \sqrt{\underline{C}_{V,H}}}{\sin \varphi + \sqrt{\underline{C}_{V,H}}} = \left| \underline{\rho}_{V,H} \right| e^{j\Phi} \quad (4.4a)$$

Où $\underline{C}_{V,H}$ est connu sous le nom de constante de polarisation, correspondant au carré de l'impédance ou de l'admittance normalisée de la surface du réflecteur. Soit :

$$\underline{C}_H = \underline{\varepsilon}_r - \cos^2 \varphi \quad (4.4b) \quad \text{et} \quad \underline{C}_V = \frac{\underline{\varepsilon}_r - \cos^2 \varphi}{\underline{\varepsilon}_r^2} \quad (4.4c)$$

Le champ électrique total reçu est la somme de l'onde de surface et des ondes réfléchies. L'onde de surface corporelle s'exprime par :

$$\underline{E}_{surface} = 2 \sqrt{\frac{\eta_0}{2\pi}} \frac{\sqrt{P_{TX} G_{TX}(\varphi, 90^\circ)}}{d} e^{-jkd} \underline{F} \quad (4.5)$$

On applique à chaque onde réfléchi un coefficient de réflexion $\underline{\rho}$ et un retard $t_n = r_n/c$. La longueur r_n de chaque trajet diffusé peut être déterminée par la méthode des images. Ce retard correspond à une phase $\psi_n = \omega t_n = kr_n$ (Figure 4.4).

$$\text{Soit : } \underline{E} = \underline{E}_{surface} + \sum_{n=1}^N \underline{E}_n \quad (4.6)$$

On a donc :

$$\underline{E} = 2\sqrt{\frac{\eta_0}{2\pi}}\sqrt{P_{TX}} \left[\sqrt{G_{TX}(\varphi, 90^\circ)} e^{-jkd} \underline{F} \frac{1}{d} + \sqrt{G_{TX}(\varphi, \theta)} \left\{ \frac{1}{r_1} \underline{\rho}_{1V,H} e^{-jkr_1} + \dots + \frac{1}{r_n} \underline{\rho}_{nV,H} e^{-jkr_n} \right\} \right] \quad (4.7)$$

Soit finalement :

$$\underline{E} = 2\sqrt{\frac{\eta_0}{2\pi}} \frac{\sqrt{P_{TX} G_{TX}(\varphi, \theta)}}{d} \left[\frac{\sqrt{G_{TX}(\varphi, 90^\circ)}}{\sqrt{G_{TX}(\varphi, \theta)}} e^{-jkd} \underline{F} + \left\{ \frac{d}{r_1} \underline{\rho}_{1V,H} e^{-jkr_1} + \dots + \frac{d}{r_n} \underline{\rho}_{nV,H} e^{-jkr_n} \right\} \right] \quad (4.8)$$

A partir de (4.2) et (4.8), la réponse impulsionnelle s'exprime par :

$$h(t, \tau) = \frac{\sqrt{G_{TX}(\varphi, 90^\circ)}}{\sqrt{G_{TX}(\varphi, \theta)}} e^{-jkd} \underline{F} \delta[t - t_0(\tau)] + \sum_{n=1}^{N(\tau)} \frac{d(\tau)}{r_n(\tau)} \underline{\rho}_{nV,H}(\tau) \delta[t - t_n(\tau)] \quad (4.9)$$

où le premier terme représente l'onde de surface sur le corps et le deuxième terme les ondes réfléchies.

D'après cette dernière expression, il est clair que les trajets réfléchis doivent être pris en compte si leur longueur est au plus de l'ordre de grandeur de celle du trajet direct.

En conséquence, seul un environnement proche très dense en réflecteur aura une influence notable sur la communication.

On nomme *Fonction de Transfert Multitrajet (FTM)* l'expression que nous venons de développer [RAB01]. Celle-ci est similaire aux modèles *taps* du COST-207 utilisés pour le GSM où l'on définit la réponse impulsionnelle d'un filtre *FIR (Finite Impulse Response)* représentant un scénario multi-trajets [SIZ01].

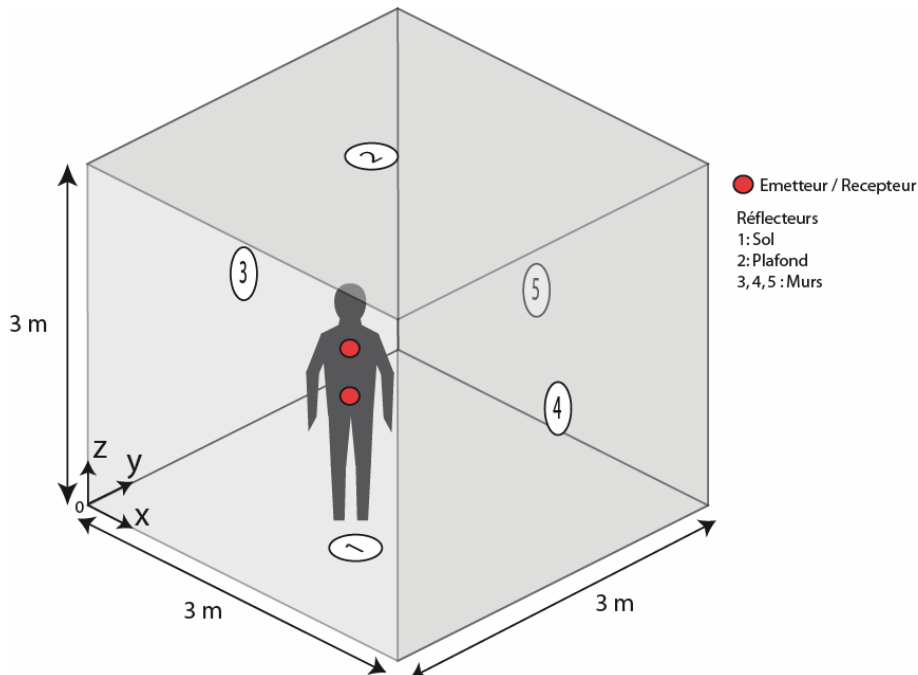


Figure 4.5 : Déplacement aléatoire à l'intérieur de la zone

A partir des équations (4.8) et (4.9), nous développons un simulateur très simple permettant d'obtenir les caractéristiques principales des canaux BAN à 2.4 GHz.

Une personne portant deux antennes sur le torse, distantes de 40 cm, est placée dans une pièce semi ouverte ou le sol, le plafond et trois des quatre murs sont considérés comme des réflecteurs, (Figure 4.5).

La personne animée d'une vitesse constante, se déplace aléatoirement dans la pièce de $3*3*3m^3$ dans le plan x0y pendant 60 secondes. En fonction de la position de la personne le simulateur calcule la puissance reçue en tenant compte du trajet direct et des trajets secondaires induits par les réflecteurs.

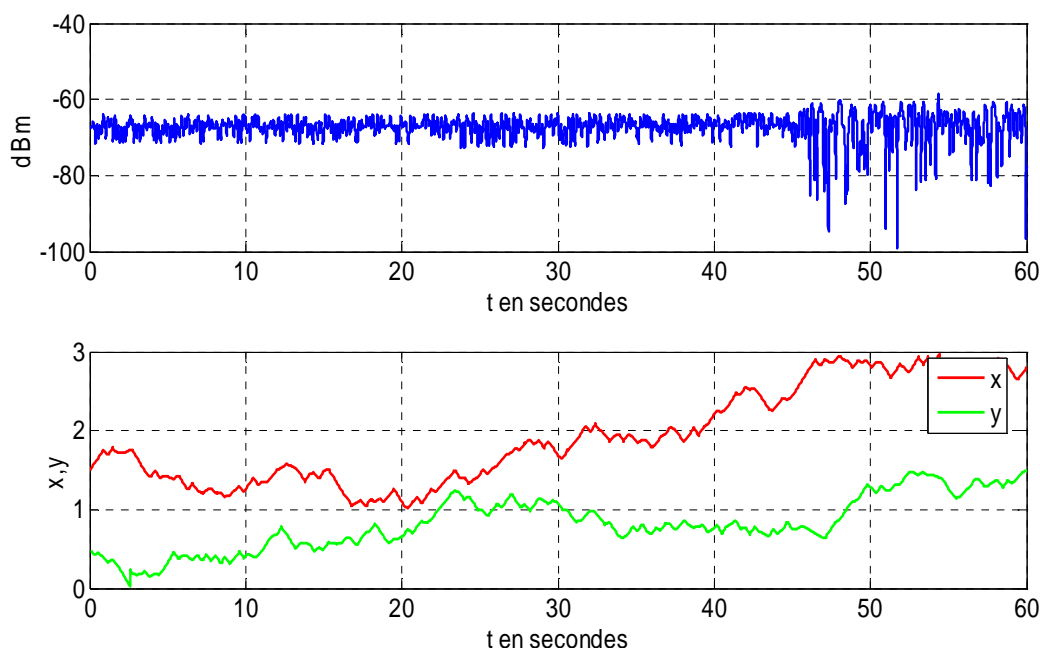


Figure 4.6 : Signal reçu et parcours dans la zone de simulation

4.3.2 Effet des déplacements dans la pièce

Un premier résultat est présenté sur la Figure 4.6. Cette figure indique l'évolution temporelle de la puissance reçue en fonction du positionnement de la personne dans la pièce (couple de coordonnées x,y). Pendant les 45 premières secondes de la simulation le signal reçu présente une dynamique faible d'environ 8 dB. Pendant ce laps de temps, la personne se trouve éloignée des réflecteurs latéraux (les murs 3,4 et 5).

A partir de la 45^{ième} seconde, la coordonnée y augmente progressivement et la personne se retrouve très proche du réflecteur matérialisé par le mur numéro 5 (Figure 4.5). Le signal présente alors une dynamique très importante de l'ordre de 40 dB. Ceci rejoint ce que nous avons conclu d'après (4.9) au sujet du rapport entre le parcours d'un rayon et le parcours du trajet direct sur le corps.

La Figure 4.7 présente une seconde simulation. Les résultats de cette figure indiquent clairement une corrélation directe entre la dynamique du signal et la position de la personne dans la pièce. Plus la personne est proche des réflecteurs, plus la dynamique du signal est

importante. L'allure du signal reçu en Figure 4.7 est très proche de ce que l'on peut obtenir dans le cas du BAN en milieu indoor.

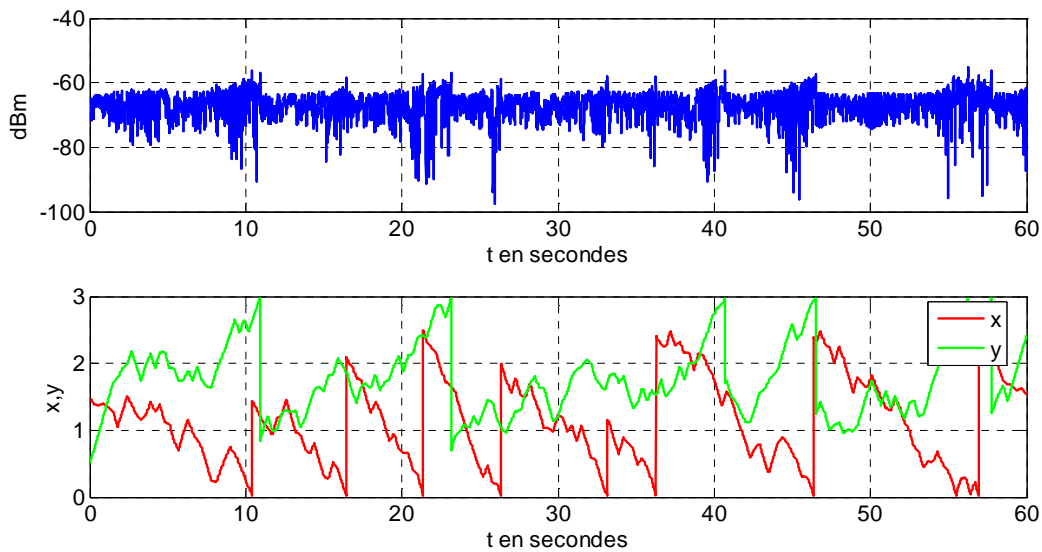


Figure 4.7 : Signal reçu et parcours dans la zone de diffusion

4.3.3 Effet des dimensions de la pièce

Analysons maintenant l'effet de la distance entre les réflecteurs et la personne sur la dynamique des signaux. D'après nos observations précédentes, statistiquement, plus cette distance est grande et plus la dynamique du signal reçu doit être faible. Pour cela nous faisons varier la surface de la pièce où le sujet effectue un parcours aléatoire. Statistiquement, si les dimensions de la pièce augmentent, la probabilité pour que la personne subisse l'influence des réflecteurs diminue.

Pour analyser le phénomène, nous utilisons la *fonction de répartition (Cumulative Density Function en anglais)* du signal, soit la primitive de sa densité de probabilité.

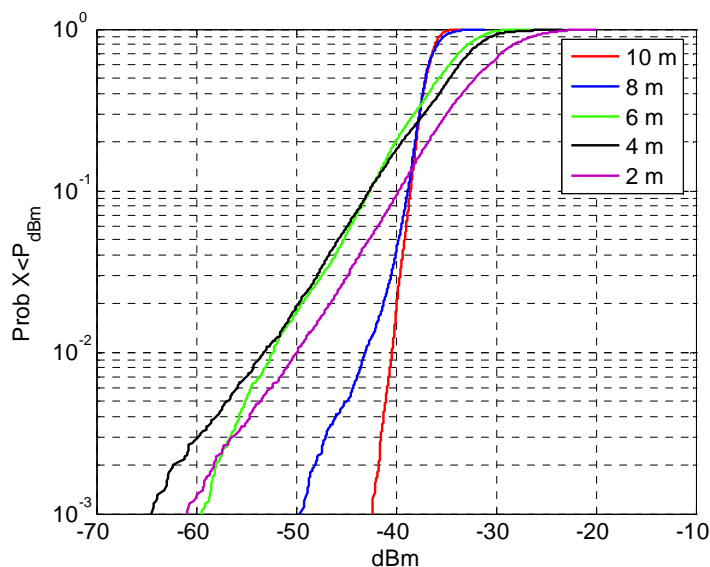


Figure 4.8 : Fonction de répartition du signal en fonction de la surface de la pièce simulée ($10 \cdot 10\text{m}^2 / 8 \cdot 8\text{m}^2 / 6 \cdot 6\text{m}^2 / 4 \cdot 4\text{m}^2 / 2 \cdot 2\text{m}^2$)

La Figure 4.8 indique des résultats de simulation. L'analyse des courbes montre que si la surface de la pièce diminue, les trajets issus des ondes réfléchies deviennent prépondérants sur le trajet direct.

Ainsi pour des pièces de grandes dimensions (100m^2 et 84 m^2), la puissance du signal reçu présente une faible dynamique, sa moyenne $\approx -37\text{ dBm}$ est proche de celle relative à l'onde de surface sur le corps. La distribution du signal est proche d'une loi de Rice.

Pour la pièce de plus petites dimensions (4m^2), la dynamique des signaux est très importante, les évanouissements sont fréquents et profonds, ce cas de figure s'apparente à des conditions de type Rayleigh. L'onde directe est masquée par les ondes réfléchies. Sous ces conditions, la puissance reçue en moyenne augmente pour atteindre -32 dBm .

4.3.4 L'effet Doppler

Nous reprenons ici le cas de l'interférence entre deux rayons, expression (4.3c) et considérons la configuration présentée sur la Figure 4.9.

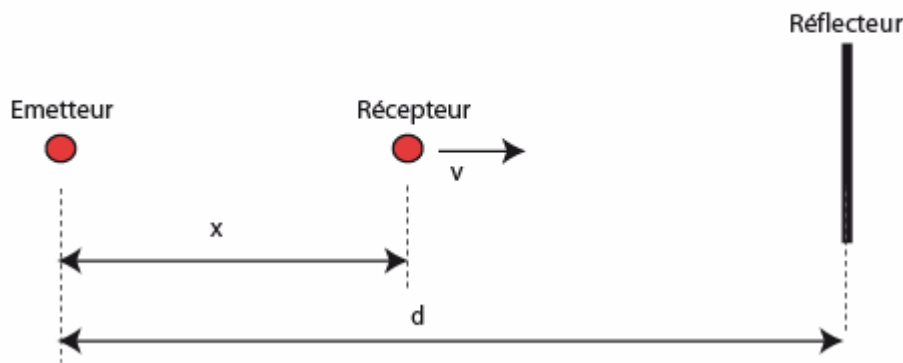


Figure 4.9 : Récepteur en mouvement

Le récepteur se déplace à la vitesse v constante, il parcourt donc $x=vt$ en direction du réflecteur en s'éloignant de l'émetteur.

Le trajet direct a donc un retard de $\tau_0=vt/c$ et le trajet réfléchi un retard de $\tau_1=2d/c-vt/c$. Si maintenant, on insère ces deux retards dans (4.3c), on obtient :

$$H(f, t) \approx 2ae^{-j\omega\frac{d}{c}} \cos\left[2\pi f_d t - \omega\frac{d}{c}\right] \quad (4.10)$$

L'expression (4.10) montre donc que le signal va subir une modulation sinusoïdale de fréquence f_d connue sous le nom de fréquence doppler et donnée par :

$$f_d = \frac{v}{\lambda} \quad (4.11)$$

Dans le cas du BAN, v est la vitesse de l'antenne de réception par rapport au réflecteur. Voyons maintenant ce qu'il se passe si l'on applique un signal sinusoïdal au canal, soit $s(t)=A_0\cos(\omega_0 t)$, on a alors le signal reçu : $r(t)=s(t).H(f,t)$. Ce qui donne :

$$r(t) = aA_0 e^{-j\omega_0 \frac{d}{c}} \left\{ \cos \left[(\omega_0 + \omega_D)t - \omega_0 \frac{d}{c} \right] + \cos \left[(\omega_0 - \omega_D)t - \omega_0 \frac{d}{c} \right] \right\} \quad (4.12)$$

Cette expression permet d'avoir un aperçu important de l'effet des mouvements sur le signal reçu. En effet, on constate ainsi que la modulation du canal distord le signal à porteuse unique en deux porteuses distantes de $2f_d$ [FON02].

Dans le cas général des canaux mobiles chaque raie spectrale correspond à une réflexion spéculaire sur un ou plusieurs diffuseurs. Dans certaines situations, le nombre de rayons est tel qu'ils forment un continuum, le résultat est un spectre élargi de plusieurs Hz voir dizaines de Hz. Si le trajet direct est fort, on observe alors une raie prépondérante et des *épaules* correspondant aux trajets diffusés.

La fréquence Doppler associée à chaque trajet s'exprime par :

$$f_{di} = \frac{v}{\lambda} \cos \alpha_i \quad (4.13)$$

Où α_i est l'angle du trajet incident par rapport à la normale du réflecteur.

Ainsi, ce sont surtout les diffuseurs frontaux et non les diffuseurs latéraux qui produiront un effet Doppler sur les signaux BAN.

4.4 Spectre HF des canaux BAN

Le spectre bande étroite des canaux BAN varie suivant les conditions de liaison (liaison directe, liaison indirecte). Il s'étale plus ou moins en fréquence suivant la densité des rayons incidents sur l'antenne.

Afin de vérifier cela, nous avons fait une mesure en plaçant les antennes en visibilité directe sur le torse (cas LOS), puis sans visibilité suivant un trajet torse-dos (cas NLOS). Dans ces deux cas de figure, nous avons analysé le spectre du signal reçu lorsque la personne est statique puis mobile en condition de marche.

La Figure 4.10 présente les résultats pour la configuration LOS. Les spectres correspondants aux configurations statiques et mobiles sont similaires. Même en condition de mobilité, le trajet direct reste toujours prépondérant. La part des réflecteurs est faible, environ -60 dBm comme on peut le voir de part la légère remontée spectrale (courbe verte).

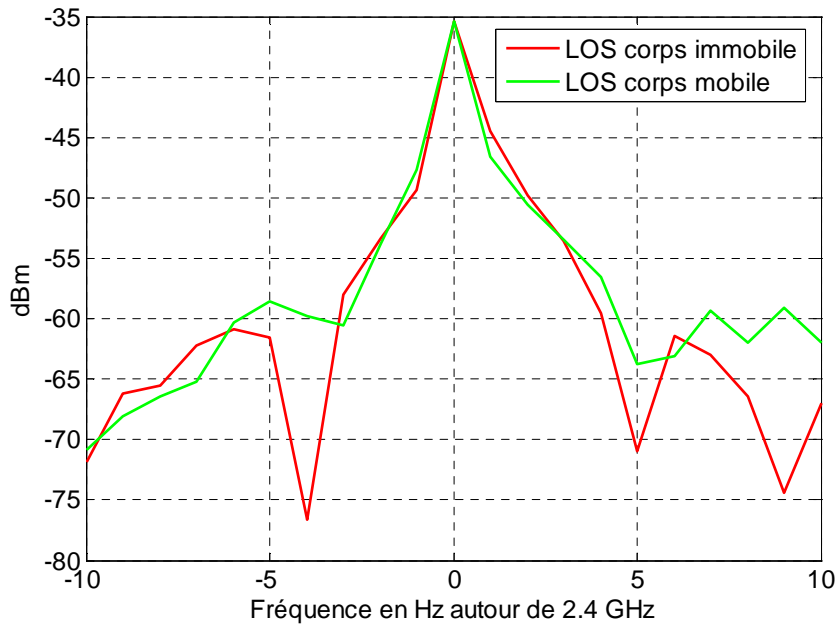


Figure 4.10 : Allure du spectre HF en visibilité directe

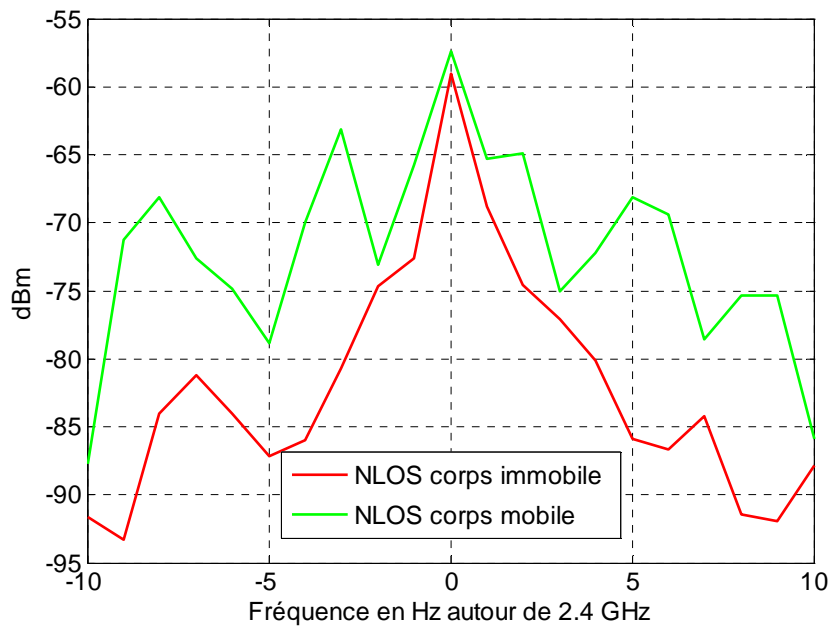


Figure 4.11 : Allure du spectre HF sans visibilité entre antennes

Dans le cas NLOS, l'amplitude du trajet direct sera voisine de celle des réflecteurs et on observera une diffusion du spectre plus ou moins importante ; c'est bien ce que l'on constate sur la Figure 4.11. De ce cas, de part et d'autre de la porteuse principale on observe 5 porteuses secondaires. Chacune des ces porteuses est affectée d'un Doppler qui correspond à la vitesse relative du corps par rapport aux réflecteurs d'où proviennent les rayons.

4.5 Les outils mathématiques d'analyse dynamique des canaux BAN

Nous allons ici détailler sommairement les différents outils mathématiques que nous avons utilisés afin d'étudier le canal bande étroite à 2.4 GHz. Ces outils ne sont pas nouveaux et sont classiquement utilisés dans toutes les études théoriques appliquées aux canaux mobiles [FON02], [LEE01].

- La CDF (Cumulative Distribution Function) ou Fonction de répartition:

La fonction de répartition permet de connaître la probabilité pour qu'une intensité donnée du signal reçu ne soit pas dépassée, (Figure 4.12).

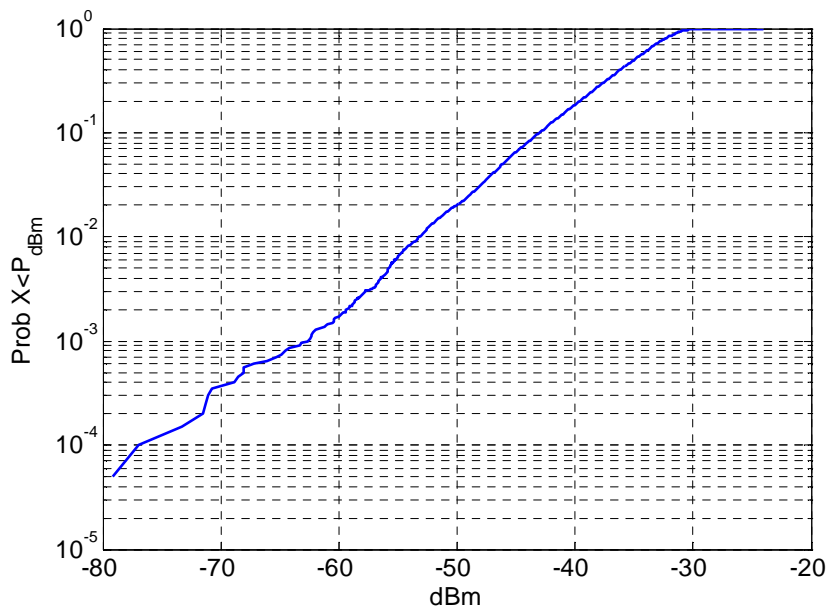


Figure 4.12 : Exemple de la CDF d'un signal BAN simulé

En outre, si l'on suppose un récepteur avec une certaine sensibilité en dBm, la CDF nous donne la probabilité pour que le signal reçu soit en-dessous de cette valeur. C'est donc un outil important et utile pour établir les *marges d'évanouissements*.

- L'autocorrélation temporelle :

L'autocorrélation temporelle est une fonction essentielle pour l'analyse de tout phénomène périodique présent sur le signal reçu, (Figure 4.13). Cette fonction permet d'identifier les temps de cohérence utilisés dans cette étude pour réaliser l'extraction des évanouissements lents et rapides du signal.

Dans la littérature, le temps de cohérence du signal s'exprime par la moitié de la largeur du pic principal pour une certaine valeur de corrélation, communément $\rho=0.5$, [RAB01], [CAV01]. L'étude de l'autocorrélation des signaux BAN est succinctement introduite dans [COT03].

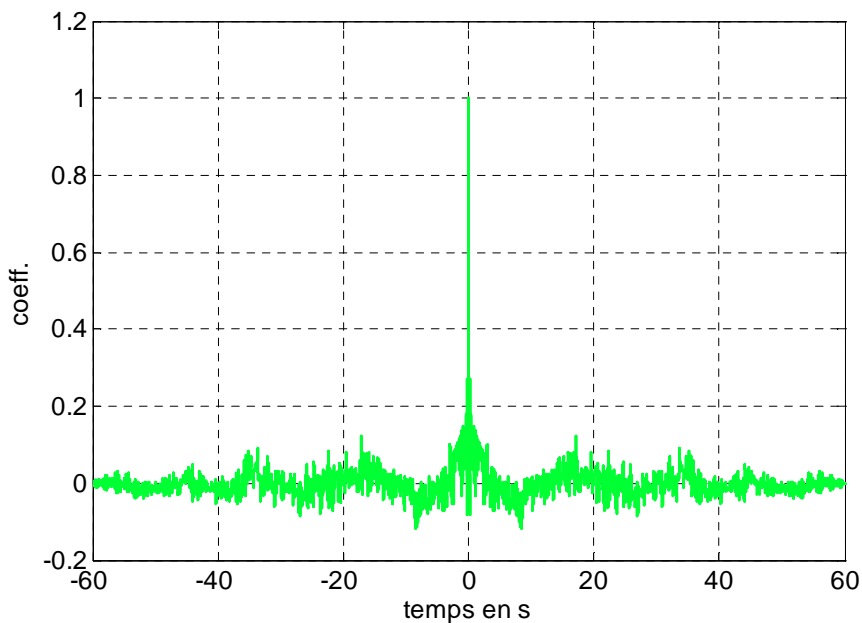


Figure 4.13 : Exemple de l'autocorrélation d'un signal BAN, vue générale

Dans le cadre de cette étude, nous avons cherché à définir deux temps de cohérence, un pour les évanouissements lents et un autre pour les évanouissements rapides. Il est donc nécessaire de revoir la définition communément admise.

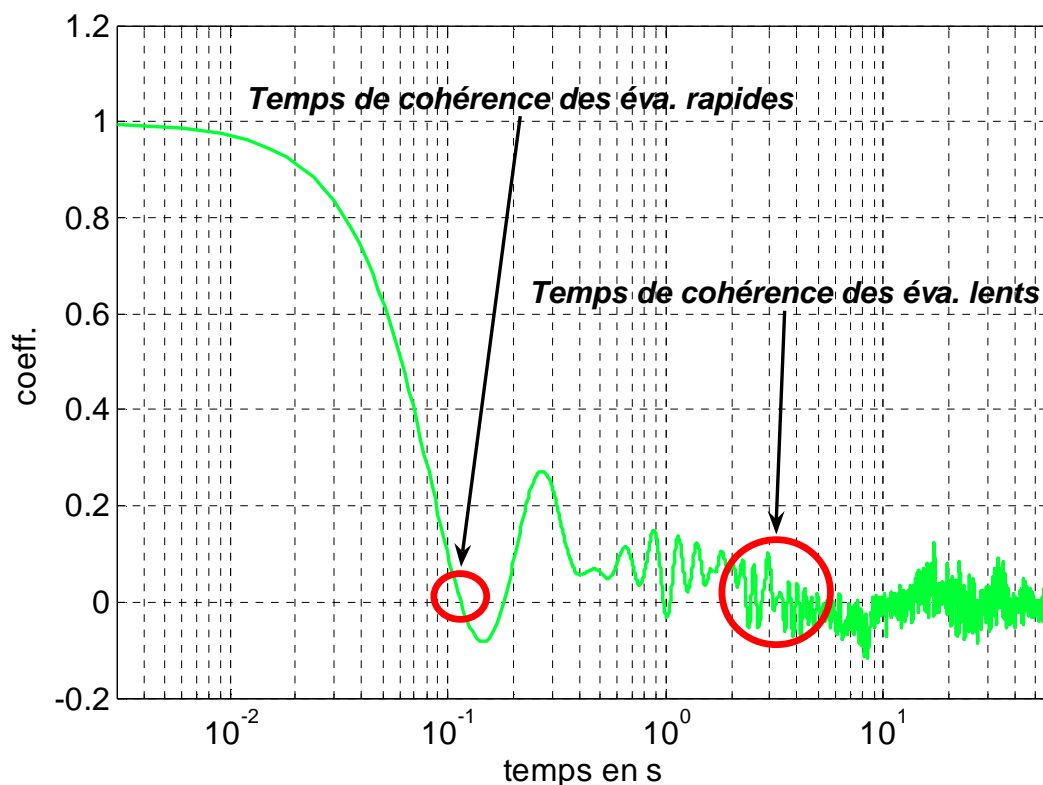


Figure 4.14 : Définition des temps de corrélation pour les différents types d'évanouissements

Le temps de cohérence des évanouissements rapides sera défini au point de passage par le premier nul de corrélation, (Figure 4.14).

Le temps de cohérence des évanouissements lents sera défini par rapport aux oscillations lentes de la fonction d'autocorrélation. Il correspond au premier nul de corrélation de celles-ci (Figure 4.14). Sa détermination est parfois complexe ou imprécise car les oscillations rapides se superposent aux oscillations lentes.

La connaissance des temps de cohérence permet une extraction des évanouissements lents et rapides, ce que nous verrons par la suite.

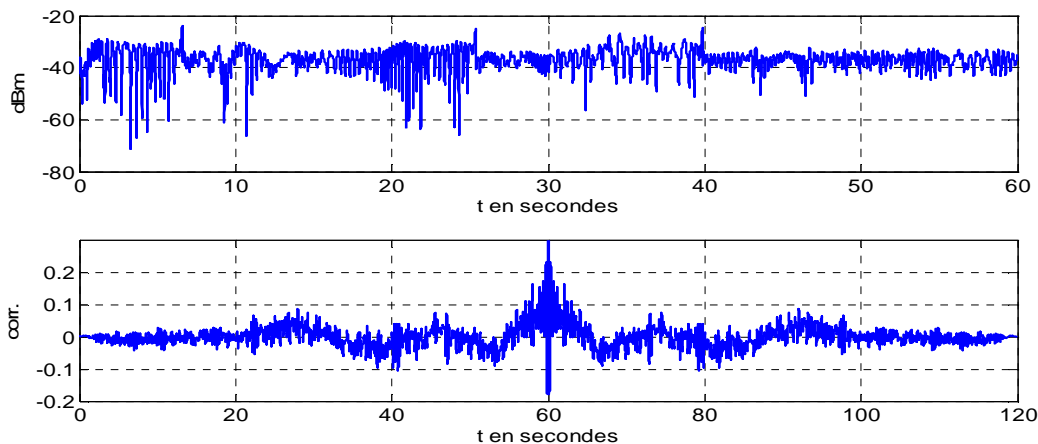


Figure 4.15 : Exemple de l'autocorrélation du signal BAN

La Figure 4.15 montre un cas concret, issu d'une simulation, de l'évolution temporelle d'un signal BAN.

La personne se déplace dans un environnement dense en diffuseurs se qui créé des évanouissements importants. On observe une variation lente de la valeur moyenne du signal, caractéristique des évanouissements lents. A partir de la fonction d'autocorrélation, on détermine que le temps de cohérence est de 100 ms pour les évanouissements rapides et de 4 secondes pour les évanouissements lents.

- Etude spectrale du signal en bande de base :

L'étude spectrale permet d'estimer l'effet Doppler présent dans le signal reçu. En effet, d'après [LEE01], suivant le modèle de Clarke, le spectre en bande de base est limité à $2f_d$.

La Figure 4.16 présente les spectres reçus en bande de base pour une personne statique et pour une personne en mouvement animée d'une vitesse de 0.9 m/s. Dans le cas statique, la fréquence Doppler est proche de zéro, le spectre correspondant occupe une très faible bande. En condition de mobilité, nous observons un élargissement du spectre, la réponse est de type « passe bas » caractérisée par une fréquence de coupure f_c égale à $2f_d$

Quantitativement, nous avons f_c à 15 Hz, soit $f_d=7.5$ Hz environ. A partir de la formule (4.11), nous estimons une vitesse relative de 0.94 m/s. L'analyse spectrale permet donc d'estimer la fréquence Doppler.

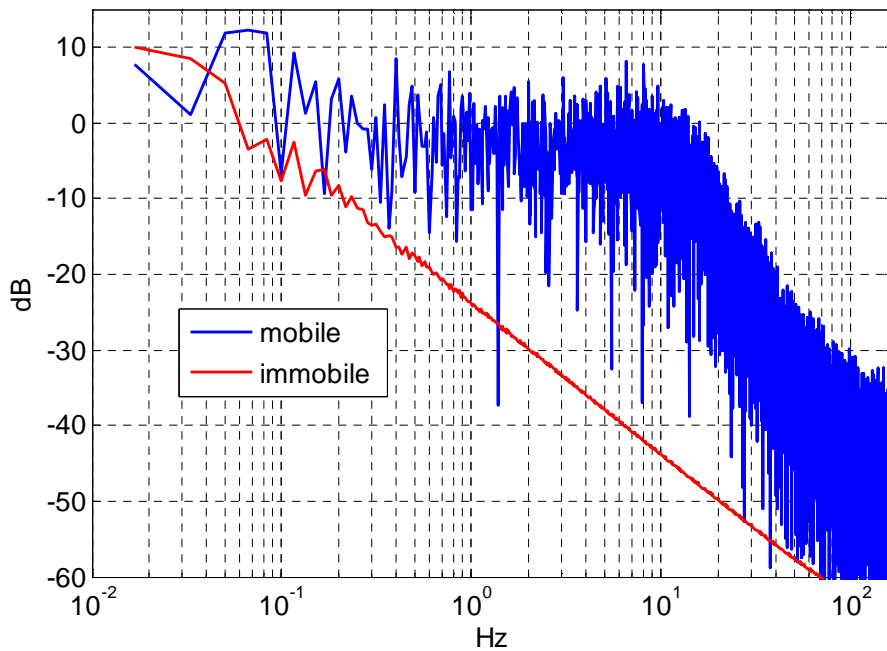


Figure 4.16 : Spectre du signal reçu en bande de base

Par la suite nous introduisons deux nouveaux paramètres du canal qui sont liés à l'étude *statistique du deuxième ordre* (donc lié à l'effet Doppler), tandis que la CDF est un paramètre *statistique du premier ordre* et est lié à la dynamique de l'amplitude du signal reçu.

- *Le LCR (Level Crossing Rate) ou Taux de Franchissement de Seuil :*

Le LCR permet de connaître la fréquence de passage par une amplitude donnée du signal étudié. Ainsi, le maximum du LCR se produit théoriquement autour de -3 dBc par rapport à la valeur RMS du signal et est égale à f_d [FON02].

Le LCR est défini mathématiquement d'après le calcul intégral suivant :

$$LCR = \int_0^{\infty} x' f(R, x') dx' \quad (4.14)$$

Où x' est la dérivée de l'amplitude du signal et $f(R, x')$ est la densité de probabilité jointe pour $x=R$ et la dérivée de x .

La Figure 4.17 représente le résultat d'un tel calcul dont l'algorithme a été trouvé dans [FON02]. On constate que les passages sont peu fréquents aux petites et aux fortes amplitudes, mais qu'elles sont nombreuses pour les amplitudes tournant autour de la valeur RMS du signal.

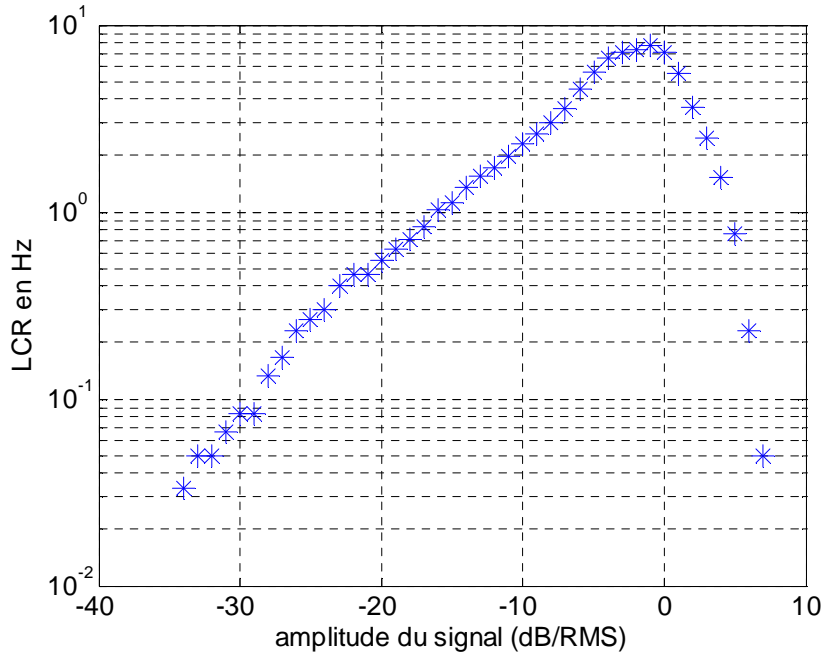


Figure 4.17 : Exemple de LCR issu d'une simulation

Cette courbe de LCR est obtenue d'après une simulation où nous avons fixé la vitesse de la personne à 0.9 m/s, soit un Doppler de 7.2 Hz à 2.4 GHz. La courbe a un maximum pour un LCR de 7.8 Hz (soit très proche de f_d) pour une amplitude de -1 dBc/RMS.

- L'AFD (*Average Fading Duration*) ou *Durée Moyenne des Evanouissements* :

L'AFD permet de connaître la durée moyenne des évanouissements pour un seuil donné, généralement par rapport à la valeur RMS du signal. Ce paramètre peut être calculé en mesurant la durée de chaque évanouissement pour un seuil donné et en effectuant ensuite la moyenne des temps mesurés. Puis on répète l'opération pour un autre seuil, l'algorithme de calcul se trouve dans [FON02]. Théoriquement, l'AFD peut également être calculé sachant que :

$$AFD.LCR = Prob(x < R) \quad (4.15)$$

Où $Prob(x < R)$ correspond en fait à la CDF du signal. L'AFD permet notamment d'après les simulations de fixer un temps d'échantillonnage afin d'analyser correctement les signaux BAN dans un cas pratique. La Figure 4.18, montre une simulation de l'AFD pour une personne se déplaçant à 0.9 m/s.

Ainsi, si l'on souhaite observer des signaux qui sont à 30 dB en dessous de la valeur RMS, on doit échantillonner à un temps au moins égale à celui de l'évanouissement, soit ici de 4 ms. D'autre part, si l'on considère un système ayant une sensibilité située à 20 dB en-dessous de la valeur RMS, on aura une durée moyenne de 6 ms durant laquelle la communication ne pourra s'établir.

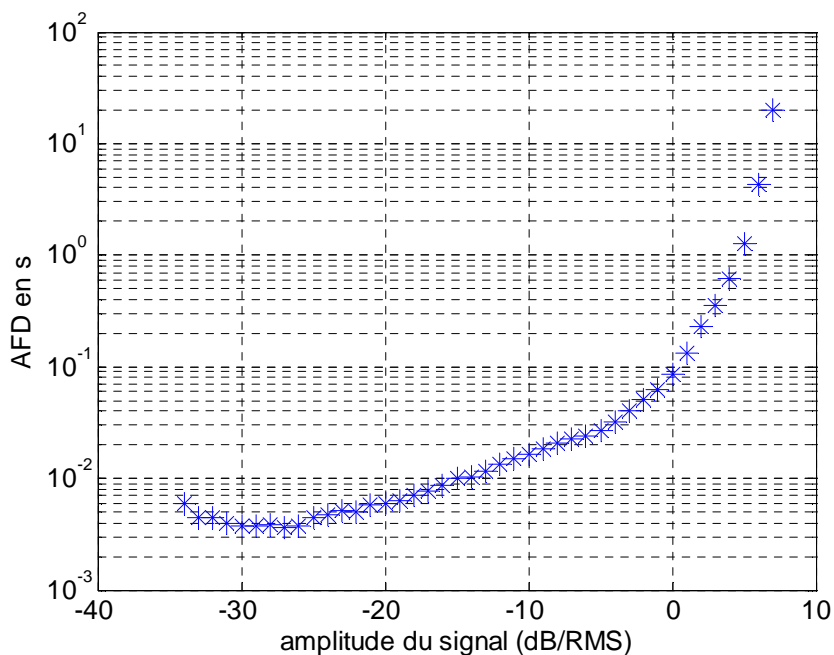


Figure 4.18 : Exemple d'AFD issu d'une simulation

La mesure de l'AFD et du LCR permet d'évaluer les performances des modulations numériques face aux caractéristiques du canal. Les statistiques du deuxième ordre sont donc d'une grande importance dans la conception des liaisons BAN et mobiles en général. Ce type d'étude est notamment appliqué au BAN dans les publications suivantes : [COT01], [COT02] et [HU01].

- LCR et AFD théoriques :

D'autre part, d'après le modèle de Clarke classiquement utilisé dans la modélisation des canaux mobiles [PAR01] et d'après (4.14) et (4.15), on peut exprimer théoriquement l'AFD et le LCR comme suit :

$$LCR = \sqrt{2\pi} f_d \rho e^{-\rho^2} \quad (4.16)$$

$$AFD = \frac{e^{\rho^2} - 1}{\sqrt{2\pi} f_d \rho} \quad (4.17)$$

Où ρ est la valeur normalisée du signal par rapport à sa valeur RMS, soit : $\rho = x/x_{RMS}$.

La Figure 4.19 présente une comparaison entre le modèle de LCR issu de la théorie de Clarke et le LCR simulé d'un BAN. Nous constatons que pour les faibles amplitudes, le modèle s'éloigne de la simulation.

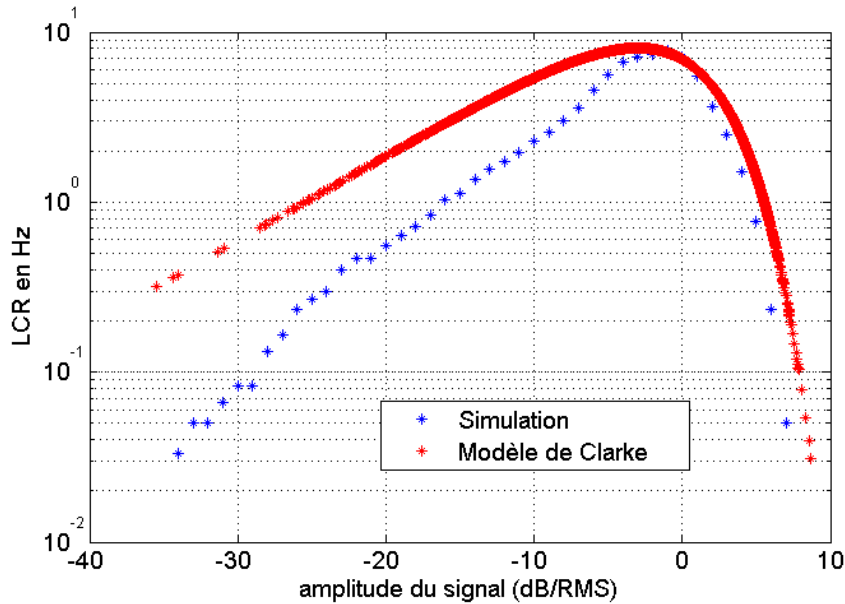


Figure 4.19 : Comparaison du LCR théorique et du LCR simulé

Ceci est principalement dû au fait que le modèle de Clarke ne peut s'appliquer parfaitement au BAN où les rayons incidents ne sont pas uniformément répartis.

Dans ce cas, on est donc amené à établir une statistique du deuxième ordre basé sur une probabilité de *Nakagami* [YAC01].

4.6 Modélisation statistique des canaux BAN en mouvement

Ce type de modélisation se réalise en introduisant un certain nombre de lois statistiques qui sont liées à la façon dont les ondes sont diffusées dans l'environnement proche et reçu par l'antenne. Nous allons donc brièvement détailler les différentes lois que l'on peut appliquer aux canaux BAN.

Un canal BAN, comme tous les autres canaux est comme nous l'avons vu composé d'évanouissements lents et rapides. Ces événements ne sont pas déterministes.

D'après l'équation (4.8), nous avons vu que le champ total incident est composé d'une somme d'ondes ayant des amplitudes et des phases différentes. Ces amplitudes et ces phases selon le milieu suivent des lois aléatoires entraînant un champ incident modélisable par un processus stochastique [BRA01].

En fonction du type d'évanouissements, différentes lois sont considérées :

-*évanouissements lents* : on utilise généralement des lois du type *Log-normal* pour modéliser ce type d'évanouissement. Mais on peut également utiliser une loi plus générale nommée *Nakagami-m*.

-*évanouissements rapides* : ce type d'évanouissement peut être approximé par les lois classiques que l'on utilise dans la théorie des canaux mobiles, à savoir les lois de *Nakagami-m*, *Rice* et *Rayleigh*.

Nous verrons également qu'il existe d'autres lois comme celles de *Suzuki* ou *Loo* qui permettent de modéliser à elles seules les deux types d'évanouissements.

- *Rayleigh* :

La loi de Rayleigh suppose des rayons incidents de même intensité, uniformément répartis en azimut, [SIW01]. La *densité de probabilité (PDF)* est donnée par :

$$f(x) = \frac{x}{\sigma^2} e^{-\frac{x^2}{2\sigma^2}} \quad (4.18)$$

Où $2\sigma^2$ est la puissance moyenne du signal, la valeur RMS étant alors $\sqrt{2}\sigma$, où σ s'exprime en volts.

La CDF est donnée par : $F(x) = 1 - e^{-\frac{x^2}{2\sigma^2}}$ (4.19)

Cette loi s'utilise lorsque qu'il n'existe pas de liaison directe dans le trajet. Et que tout le signal reçu provient des diffuseurs.

- *Rice* :

La loi de Rice contient en plus de celle de Rayleigh [SIW01], une composante continue correspondant au trajet direct entre les antennes où au trajet principal supposé plus intense que les composantes diffusées.

La PDF est donnée par : $f(x) = \frac{x}{\sigma^2} e^{-\frac{x^2+r_0^2}{2\sigma^2}} I_0\left(x \frac{r_0}{\sigma^2}\right)$ (4.20)

Et la CDF s'exprime d'après : $F(x) = 1 - Q\left(\frac{r_0}{\sigma}, \frac{x}{\sigma}\right)$ (4.21)

Où I_0 est la fonction de Bessel modifiée de première espèce et d'ordre zéro et Q étant la fonction de Marcum.

- *Nakagami-m* :

La loi de Nakagami suppose que les ondes diffusées et leurs phases associées sont des variables aléatoires, permettant ainsi une meilleure modélisation de ce qu'il se passe réellement [BRA01]. Cette loi statistique fut introduite en 1960 par Nakagami lors de l'étude des circuits ionosphériques. Ces canaux ont la caractéristique d'induire un signal ayant une composante forte (provenant d'une réfraction ionosphérique) et une quantité plus ou moins importante de signaux diffus provenant d'irrégularités ionosphériques et agissant comme des diffuseurs.

Ce cas particulier est toute fois assez semblable à celui du BAN où lorsque les antennes sont par exemple placées sur le torse, on est alors en présence d'un signal ayant une composante forte issu de l'onde corporelle de surface et d'une quantité plus ou moins importante de signaux diffusés dans l'environnement.

C'est la raison pour laquelle l'étude des canaux BAN par l'intermédiaire de cette loi statistique suscite de plus en plus d'intérêts [COT03], [COT04] ou encore [HU01].

Les équations (23) et (24) donnent les expressions respectives de PDF et CDF de la loi de Nakagami-m.

$$f(x) = \frac{2}{\Gamma(m)} \left(\frac{m}{\Omega} \right)^m x^{2m-1} e^{-m \frac{x^2}{\Omega}} \quad (4.22)$$

Où Ω est la puissance moyenne du signal, m est le paramètre de forme qui a des valeurs allant de zéro à l'infini et $P(\cdot)$ est la fonction gamma incomplète.

$$F(x) = P\left(m, m \frac{x^2}{\Omega}\right) \quad (4.23)$$

Nous venons de voir que Ω est la puissance moyenne du signal. Ceci peut également être vu en comparant les termes de l'exponentielle des $f(x)$ des lois de Rayleigh et Nakagami.

Le paramètre m représente une donnée importante du canal et permet de dire à quelle loi statistique il semble obéir. En effet, lorsque $m=1$, le canal est alors de type Rayleigh. Si $m>1$, on est alors en présence d'un canal de type Rice et si m est très grand alors la loi est de type log-normal. En fait, l'intérêt de l'emploi de cette loi est qu'à elle seule elle puisse contenir les lois de Rice, Rayleigh, Gauss et Log-normal.

On conçoit qu'elle soit donc également utilisable pour la modélisation des évanouissements lents. Le paramètre de Nakagami se calcul alors par le rapport suivant :

$$m = \frac{\Omega^2}{E[(x^2 - \Omega)^2]} \quad (4.24)$$

Ce paramètre est également intéressant car il permet de définir la quantité d'évanouissements [SIM01], que l'on notera AF (*Amount of Fading*) et qui est donné par :

$$AF = \frac{1}{m} \quad (4.25)$$

Ainsi lorsque l'on est en présence d'un canal du type Rayleigh, on a $m=1$, soit $AF=1$. Tandis que si m devient grand, la quantité d'évanouissement tant vers 0, ce qui est le cas lorsque les antennes sont très proche et où m est toujours grand.

Les trois lois que nous venons de voir seront celles que nous utiliserons dans l'analyse statistique des canaux BAN. Cependant, il existe d'autres types de lois qui ont fait l'objet de quelques parutions où elles ont été introduites pour les canaux BAN.

- *Log-normal* :

La loi log-normal est normalement utilisée dans les canaux de télécommunications pour modéliser les évanouissements lents. La loi Log-normale est contenue dans la loi de Nakagami-m.

Certains modèles intègrent l'ensemble des évanouissements, il s'agit des lois de *Suzuki* et *Loo*. Elles sont habituellement utilisées dans la modélisation des liaisons par satellites [FON02], mais n'ont jamais fait l'objet d'une application dans l'étude des canaux BAN.

- *Suzuki* :

Le modèle de Suzuki [SUZ01] fut introduit dans le cas de l'étude des évanouissements en milieu urbain lorsque le trajet direct est masqué, par des immeubles par exemple. De ce fait, localement, les évanouissements pourront être modélisés par une loi de Rayleigh. Cependant, le mobile se déplaçant entre les immeubles, les évanouissements lents apparaissent alors et les paramètres de la loi de Rayleigh ne sont plus valables.

Ceci signifie en fait que le paramètre de Rayleigh va être sujet à varier durant le déplacement du mobile et ce modèle suppose alors une variation du type Log-normal. Ce qui finalement donne la PDF suivante [FON02] :

$$f(x) = \frac{8.686 x}{\Sigma \sqrt{2\pi}} \int_0^{\infty} \frac{1}{\sigma^3} e^{\left[-\frac{(20 \log \sigma - M)^2}{2\Sigma^2} \right]} e^{-\frac{x^2}{2\sigma^2}} d\sigma \quad (4.26)$$

Dans le cas du BAN, ce modèle de *statistique composée* peut être appliqué au cas où les antennes ne sont pas en visibilité (trajet poitrine-dos par exemple) et lorsque la personne parcourt des espaces importants.

- *Loo* :

Le modèle de Loo [LOO01] a été introduit dans le cas de l'étude des canaux entre un satellite et un mobile en milieu urbain. Localement la modélisation peut se faire par une loi de Rice (trajet directe). Lorsque des effets de masques sont présents, par exemple des constructions, une variation Log-normal du signal se superpose à la loi de Rice. Ce qui finalement donne la PDF comme étant [FON02] :

$$f(x) = \frac{8.686 x}{\sigma^2 \Sigma \sqrt{2\pi}} \int_0^{\infty} \frac{1}{r_0} e^{\left[-\frac{(20 \log r_0 - M)^2}{2\Sigma^2} \right]} e^{-\frac{x^2 + r_0^2}{2\sigma^2}} I_0\left(\frac{xr_0}{\sigma^2}\right) dr_0 \quad (4.27)$$

Cette nouvelle loi statistique permet entre autre de s'approcher du cas traité par le modèle de Suzuki pour r_0 faible. On peut utiliser le modèle de Loo pour étudier les canaux où les antennes sont en visibilité (trajet torse, ou trajet torse-cheville) ou en masquage occasionnels (trajet torse-poignet).

Cependant, on voit ici la difficulté d'estimer les différents paramètres, car il n'est pas aisé d'établir les expressions analytiques des moments d'ordre n des ces distributions. Il existe également d'autres lois similaires : *GRLN*, *Hwang*, *Poca-lognormal* et *Patzold* [KAR01].

- *Autres lois récemment apparues dans l'étude des canaux BAN :*

Ces lois sont basées sur le fait qu'elles supposent l'existence de paquets d'ondes ou *clusters* diffusés en multi-trajets dans un environnement non-homogène. Chaque paquet est composé d'ondes de phases aléatoires et possède un temps de retard propre. La dispersion des retards est supposée large.

Ces lois sont nommées κ - μ , α - μ ou encore η - μ et sont dues à Daoud Yacoub [YAC02], [YAC03], [YAC04] et ont été récemment appliquées au BAN par Simon Cotton [COT02], [COT05]. Dans la littérature, on emploie parfois la loi *Nakagami-n*, qui n'est autre que la loi de Rice et la loi *Nakagami-q* qui est en fait la loi de *Hoyt* [SIM01].

Cependant, face à la complexité de ces lois et à la difficulté d'extraction des paramètres, nous avons décidé d'aborder le problème autrement. Premièrement, il faut extraire les différents types d'évanouissements d'après une méthode adaptée au BAN et que nous allons ici introduire. Deuxièmement, on extrait les paramètres de chaque évanouissement en sélectionnant de préférence une loi du type Rayleigh ou Rice pour les évanouissements rapides et une loi du type Nakagami-m pour les évanouissements lents.

On notera également l'importance que peut avoir le paramètre m de Nakagami pour quantifier le taux d'évanouissement (4.25).

4.7 Méthode d'extraction des évanouissements

Un signal $r(t)$ affecté d'un évanouissement peut être considéré comme étant constitué par :

- un signal évoluant lentement, ce sont les évanouissements lents et la moyenne de ce dernier est déterministe et dépend entre autre de la distance entre émetteur et récepteur ; nous le noterons $m(t)$.
- un gain variable évoluant rapidement, ce sont les évanouissements rapides. L'amplitude de celui-ci dépend des diffuseurs et de leur emplacement ; nous le noterons $s(t)$.

Nous avons donc un signal $m(t)$ affecté d'un gain $s(t)$, ce qui nous permet d'écrire :

$$r(t) = m(t) \times s(t) \tag{4.28}$$

Il n'y a pas de moyen d'extraire directement les évanouissements rapides car spectralement les deux types d'évanouissement sont imbriqués l'un dans l'autre par un produit de convolution. La seule solution est donc de *filtrer* ou *moyenner* $r(t)$ par des techniques qui permettent d'obtenir une approximation des évanouissements lents [LEE02].

Par la suite, les évanouissements rapides s'obtiennent avec la relation suivante :

$$s(t) = \frac{r(t)}{m(t)} \quad (4.29)$$

Une technique usuelle d'extraction des évanouissements lents utilise une fenêtre de moyennage glissante où la fenêtre de largeur $2T$ « glisse » le long du signal acquis, la valeur T dépendant des constantes d'évolution du signal. D'après [LEE02], Lee applique cette méthode aux canaux mobiles où l'on connaît par avance la vitesse du véhicule. Dans le cas des canaux BAN, c'est le milieu non-stationnaire ainsi que le sujet en mouvement qui entraîne les évanouissements. Il est alors délicat de séparer évanouissements lents et rapides et de fixer correctement la largeur de filtre nécessaire. On propose donc ici une technique novatrice basée sur un filtrage fréquentiel utilisant une caractéristique propre au signal, son *temps de cohérence*.

-Extraction des évanouissements lents par fenêtre glissante :

Supposons une fenêtre temporelle $h(t)$, d'amplitude A , de largeur $2T$ et un signal $r(t)$ de N échantillons avec une période d'échantillonnage T_e . La moyenne $m(t)$ s'effectue en réalisant le produit de convolution suivant :

$$m(t) = h(t) * r(t) = \frac{1}{2T} \int_{-\infty}^{+\infty} r(\tau) \Pi_{2T}(t - \tau) d\tau \quad (4.30)$$

Où $\Pi_{2T}(t - \tau)$ est une fonction porte centrée en τ , de largeur $2T$ et d'amplitude $1/2T$. La Figure 4.20 illustre le produit de convolution (4.30). La fenêtre glisse donc le long de $r(t)$ afin d'en effectuer la moyenne dans l'intervalle de temps contenu par la fonction porte, soit $2T$.

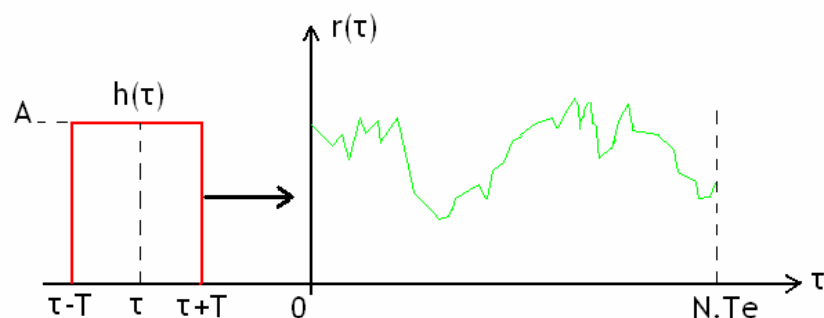


Figure 4.20 : Signal $r(t)$ et fenêtre $h(t)$

Cette moyenne $m(t)$ correspond à une version du signal dont les variations rapides ont été filtrées, $m(t)$ contient donc uniquement les variations lentes du signal.

Suivant la position de $h(t)$, on peut distinguer trois intervalles d'intégration :

- t compris entre 0 et $2T$
- t compris entre $2T$ et $N\text{Te}-2T$
- t compris entre $N\text{Te}-2T$ et $N\text{Te}$

Pour le premier et le dernier intervalle, la fenêtre n'est pas entièrement calée sur $r(t)$. C'est donc sur le deuxième intervalle que s'effectue réellement le moyennage où (4.30) se réduit à :

$$m(t) = A \int_{t-T}^{t+T} r(\tau) d\tau \quad (4.31)$$

L'expression (4.31) correspond bien au calcul de la moyenne de $r(\tau)$ sur un intervalle $2T$ centré sur τ . Effectuons à présent la transformée de Fourier de (4.30), soit :

$$M(f) = R(f)TF \left[\frac{1}{2T} \prod_{2T}(t) \right] = R(f) \text{sinc}(2\pi f T) \quad (4.32)$$

On constate que l'extraction des évanouissements lents $m(t)$ par fenêtre glissante correspond à un filtrage par un sinus cardinal. Pour obtenir $m(t)$, il suffira alors d'opérer la transformée inverse de Fourier de $M(f)$.

Une étude reste à faire sur le type d'apodisation (triangulaire, arc de sinus,...) à appliquer sur la fenêtre temporelle suivant le canal ou le type de propagation qui engendre les évanouissements.

Avant d'entrer dans les détails du choix de T , nous devons revenir sur les caractéristiques de l'autocorrélation d'un signal BAN et en particulier sur la caractérisation des évanouissements rapides.

- *Caractérisation théorique des évanouissements rapides :*

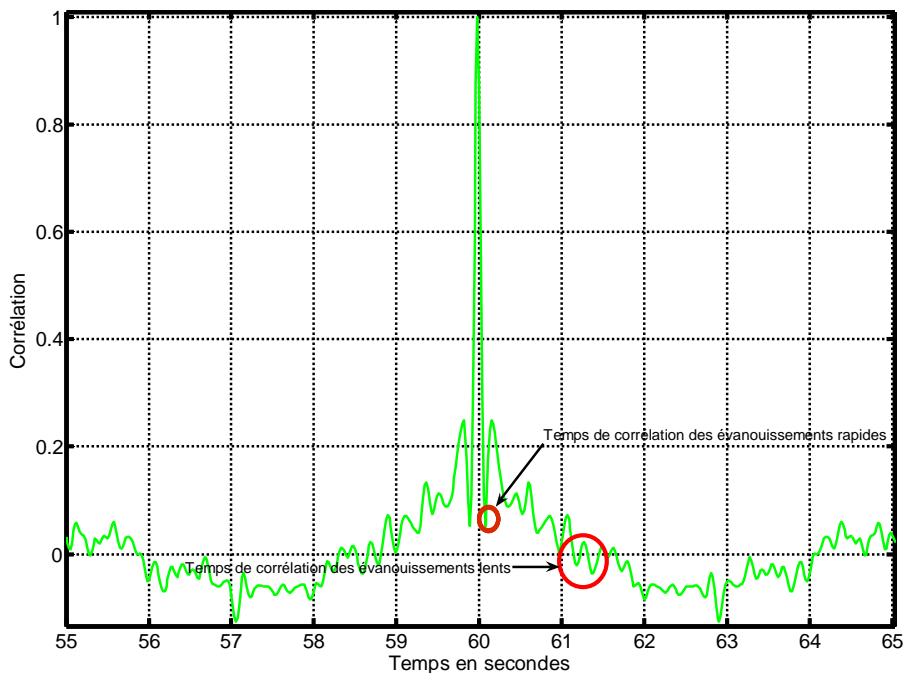
Considérons un signal reçu subissant uniquement des évanouissements rapides. Ce signal obéit à une statistique de type Rayleigh caractérisé par des trajets dont les angles d'arrivée sont uniformément répartis autour du récepteur et dont les ondes diffusées ont des amplitudes équivalentes. L'autocorrélation normalisée est alors donnée par l'expression suivante :

$$\rho(\tau) = J_0(2\pi f_d \tau) \quad (4.33)$$

La fréquence f_d correspond à la fréquence de Doppler donnée par : $f_d = \frac{v}{\lambda}$ où v est la vitesse moyenne de l'antenne relativement à son environnement. On définit le temps de cohérence T_c comme le temps entre le maximum de l'autocorrélation et son premier nul, soit approximativement d'après (4.33) :

$$T_c = \frac{3}{8f_d} \approx \frac{1}{2f_d} \quad (4.34)$$

Le temps de cohérence est donc inversement proportionnel à la vitesse relative de l'antenne. Il correspond à une mesure statistique du temps pendant lequel le canal de propagation peut être considéré comme constant. Ce paramètre du canal permet de prévoir s'il y aura interférence intersymbole ou non dans le cas d'une communication numérique avec une durée symbole T_b . Si $T_b < T_c$ le canal est dit *stable* ou *flat fading* et la transmission se fait normalement. Alors que pour $T_b > T_c$, le symbole est affecté par les évanouissements, le canal est dit à *évanouissements rapides* ou *fast fading*.



Figures 4.21 : Détails de l'autocorrélation d'un signal BAN

Le débit réel de la transmission se verra donc affecté. Une bonne technique pour estimer le nombre de bits perdus et ainsi le BER est de calculer fd connaissant le temps de cohérence T_c par (4.34), puis d'utiliser les courbes de LCR et AFD comme nous l'avons précédemment vu. Si l'on ne connaît pas les lois d'évolution de la statistique du deuxième ordre, on peut alors utiliser les expressions théoriques (4.16) et (4.17).

- Autocorrélation d'un signal BAN :

La Figure 4.21 présente l'autocorrélation d'un signal BAN sur une expérience de 60 secondes (soit une autocorrélation s'établissant sur 120 secondes). Ce signal est acquis dans les conditions déjà citées dans le chapitre *Modélisation Analytique des Canaux BAN Déterministes*. Les antennes sont des PIFA placées sur le torse à 35 cm l'une de l'autre. La Figure 4.22 présente un zoom de l'autocorrélation autour du maximum.

On constate que celle-ci ne suit pas exactement la fonction de Bessel de l'expression (4.33), mais semble être modulée en amplitude avec une période de l'ordre de plusieurs secondes,

Figure 4.21. Cette modulation résulte des évanouissements lents du canal non inclus dans le modèle très simplifié (4.33).

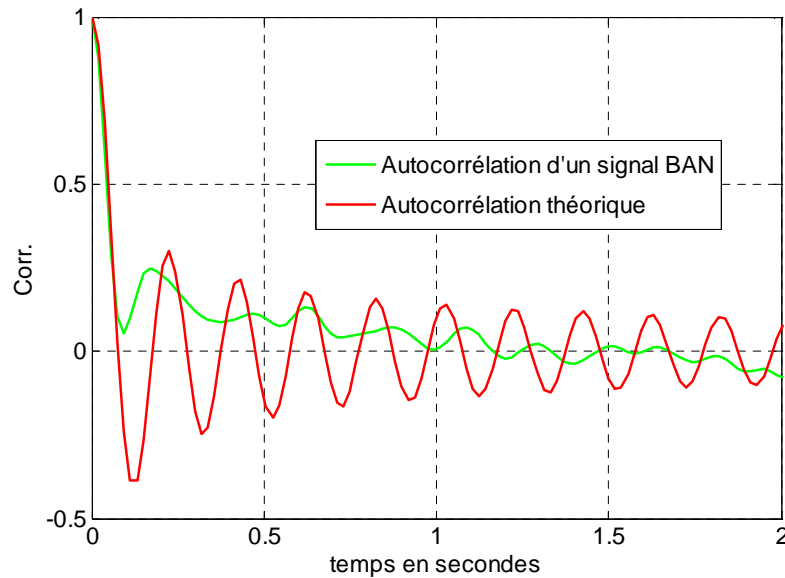


Figure 4.22 : Autocorrélation d'un signal BAN et autocorrélation théorique (4.33)

-Temps et longueur de cohérence :

Le temps de cohérence T_c défini en (4.34) correspond au temps de cohérence des évanouissements rapides. Il permet notamment d'avoir une idée sur la fréquence Doppler. Dans notre cas, T_c vaut approximativement 100 ms ce qui donne $f_d=5$ Hz. A 2.4 GHz, la vitesse relative de déplacement de la personne est donc estimée à 0.625 m/s, soit 2.25 km/h.

On peut alors définir une longueur de cohérence qui serait donnée par :

$$l_{corr} = vT_c \quad (4.35)$$

D'où, en utilisant (4.35) :

$$l_{corr} \approx v \frac{1}{2f_d} = \frac{\lambda}{2} \quad (4.36)$$

Il est intéressant de noter que la longueur de cohérence des évanouissements rapides vaut approximativement une demi-longueur d'onde. Soit la distance qui sépare deux minimums de signal dans un environnement interne ou indoor.

On cherche à présent à déterminer une longueur de cohérence associée à une longueur parcourue par la personne dans l'environnement et où la moyenne du signal reçu peut être considérée comme constante. C'est-à-dire, une longueur de l'espace où les diffuseurs agissent de façon homogène.

Par analogie à (4.35), on posera alors dans le cas des évanouissements lents :

$$l_{corr_BF} = vT_{cBF} \quad (4.37)$$

Une estimation du temps de cohérence des évanouissements lents sur les Figures 4.21 et 4.22 est de 1 seconde environ ce qui donne, pour une vitesse de 0.625 m/s, une longueur de cohérence des évanouissements lents de l'ordre de 60 cm. D'autres mesures ont montré que cette longueur peut varier de 50 cm à plus de 2 m dans un milieu indoor.

-Relation entre temps de cohérence des évanouissements lents et temps de moyennage :

Dans [LEE01], il est préconisé d'utiliser une fenêtre de moyennage de longueur métrique $2L_m = n\lambda$ où n se situe dans l'intervalle [20;40]. En considérant un mobile qui se déplace à la vitesse v , L_m s'exprime par :

$$L_m = vT_m \quad (4.38)$$

avec $T_m=2T$ =largeur de la fenêtre temporelle. On réécrit (4.38) à l'aide de (4.34), soit :

$$T_m = \frac{n}{2f_d} = nT_c \quad (4.39)$$

Cette expression indique que la largeur adéquate de la fenêtre de moyennage est liée à la durée des évanouissements rapides alors qu'elle doit permettre d'extraire les évanouissements lents. Ceci fonctionne en pratique mais est critiquable puisque les évanouissements lents et rapides possèdent des longueurs de corrélation indépendantes l'une de l'autre. Et de plus comme nous l'avons vu tout au long de ce chapitre, ce sont des phénomènes strictement différents ; l'un étant dû aux mouvements du mobile, et l'autre à la disposition des diffuseurs.

On va donc tenter d'établir une relation plus pertinente entre le temps de cohérence des évanouissements lents et la durée de la fenêtre de moyennage afin d'extraire correctement les variations lentes du signal.

Pour cela, nous synthétisons d'abord un signal comportant des évanouissements lents et rapides selon la procédure suivante [FON02] :

- génération de deux signaux gaussiens.
- filtrage de chacun des signaux avec un filtre de Butterworth dont la fréquence de coupure est égale à l'inverse du temps de cohérence (T_c et T_{cBF}) que l'on fixe afin de générer d'une part les évanouissements lents et d'autre part les évanouissements rapides, on obtient ainsi $m(t)$ et $s(t)$.
- Multiplication des deux signaux, d'après (4.28), pour obtenir un signal pseudo-réel en réception d'une antenne, soit $r(t)$.

L'autocorrélation d'un signal aléatoire de type gaussien est nulle. Il faut donc introduire un filtrage qui permet de donner un temps de corrélation aux deux signaux. Le filtre de Butterworth convient pour cette opération [FON02].

Le but est donc ici de disposer des évanouissements lents, $m(t)$, que l'on vient de générer et dont on connaît l'autocorrélation $\rho_m(\tau)$.

Par la suite, on extrait les évanouissements lents de $r(t)$ par l'intermédiaire de différentes longueurs de fenêtre et l'on compare les autocorrélations $\overline{\rho}_m(\tau)$ des évanouissements lents ainsi obtenues à $\rho_m(t)$. Cette dernière étant l'autocorrélation vraie. La comparaison s'effectue en utilisant la fonction Matlab *corcoef*.

On choisit $T_c=1/2f_d$ pour les évanouissements rapides et $T_{cBF}=5$ s pour les évanouissements lents.

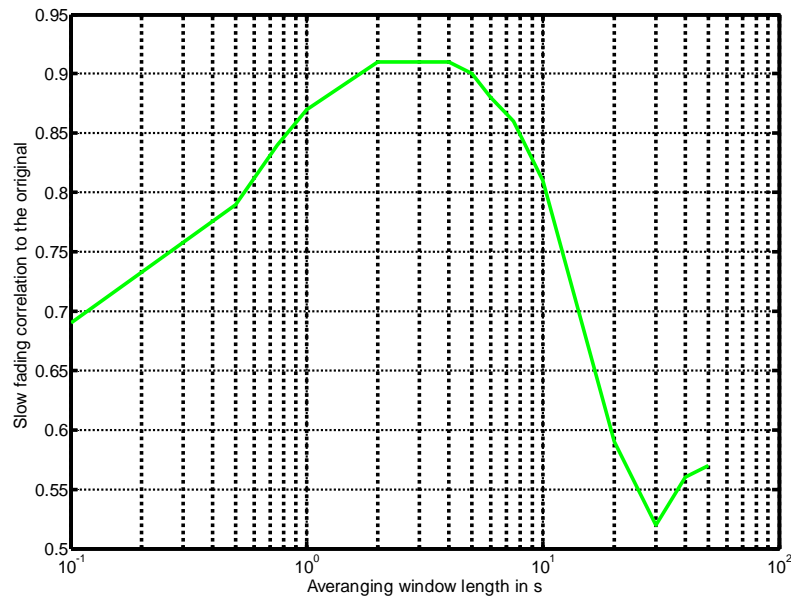


Figure 4.23 : Coefficient de corrélation entre $\rho_m(\tau)$ et les $\overline{\rho}_m(\tau)$ calculée pour différentes largeurs de fenêtre temporelle

Le résultat est présenté sur la Figure 4.23. On constate que la ressemblance entre l'autocorrélation vraie $\rho_m(\tau)$ et celle issue du moyennage $\overline{\rho}_m(\tau)$ est maximale pour une largeur de fenêtre T_m comprise entre 2 et 4s. Sachant que $T_{cBF}=5$ s, on peut en conclure la relation pratique suivante :

$$T_m \approx \frac{T_{cBF}}{2} \quad (4.40)$$

D'autres expérimentations avec des valeurs différentes de T_{cBF} ont montré la validité de cette expression.

On note sur la Figure 4.24 que l'autocorrélation $\overline{\rho}_m(\tau)$ des évanouissements lents extraite par moyennage correspond parfaitement aux variations lentes de l'autocorrélation $\rho(\tau)$ du signal. L'amplitude plus importante résulte de la forme assez répétitive des évanouissements lents ce qui augmente la corrélation.

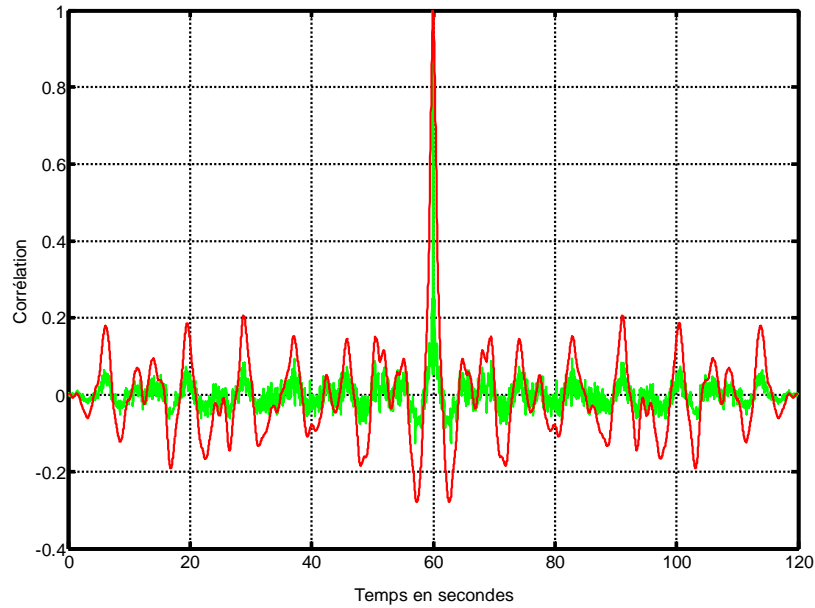


Figure 4.24 : Autocorrélation $\rho(\tau)$ du signal (vert) et autocorrélation $\overline{\rho_m}(\tau)$ des évanouissements lents extraits par fenêtrage rectangulaire.

-Résumé de la procédure d'extraction des évanouissements :

1. On effectue l'autocorrélation du signal et on mesure les temps de cohérence T_c et T_{CBF} en déterminant les nuls de la fonction (Figure 4.21).

Si aucun évanouissement lent n'est observable, il est probable que :

- le temps d'observation ne soit pas assez long.
- la densité quasi homogène des diffuseurs entraîne un signal de type Rayleigh spatialement constant sans évanouissements lents.
- La densité des diffuseurs proche est faible, le signal n'est pas affecté par des évanouissements profonds, il est Rice pure.

2. On choisit une fenêtre de moyennage de type rectangulaire de largeur $T_m \approx \frac{T_{\text{CBF}}}{2}$.

3. On réalise une FFT du signal $r(t)$ et on applique un filtre du type sinus cardinal pour en extraire les évanouissements lents : $M(f) = R(f) \text{sc}(\pi f T_m)$.

4. On effectue une FFT inverse de $M(f)$ afin d'obtenir les évanouissements lents $m(t)$.

5. Pour obtenir les évanouissements rapides, on se rappellera qu'il est possible d'interpréter le signal total $r(t)$ comme la modulation d'un signal évoluant très rapidement $s(t)$ par un signal évoluant lentement $m(t)$, soit $r(t) = m(t) \cdot s(t)$.

Où $s(t)$ est le signal correspondant aux évanouissements rapides. On a donc :

$$s_{dB} = r_{dBm} - m_{dBm} \quad (4.40)$$

Où les évanouissements rapides sont vus comme un gain (en dB) appliqué à la puissance (en dBm) des évanouissements lents. On représente sur la Figure 4.25 l'extraction des deux types d'évanouissements, où $r(t)$ est ici un signal réel reçu sur un trajet torse où les antennes du type PIFA sont distantes de 35 cm. La puissance de l'émetteur est fixée à 0 dBm.

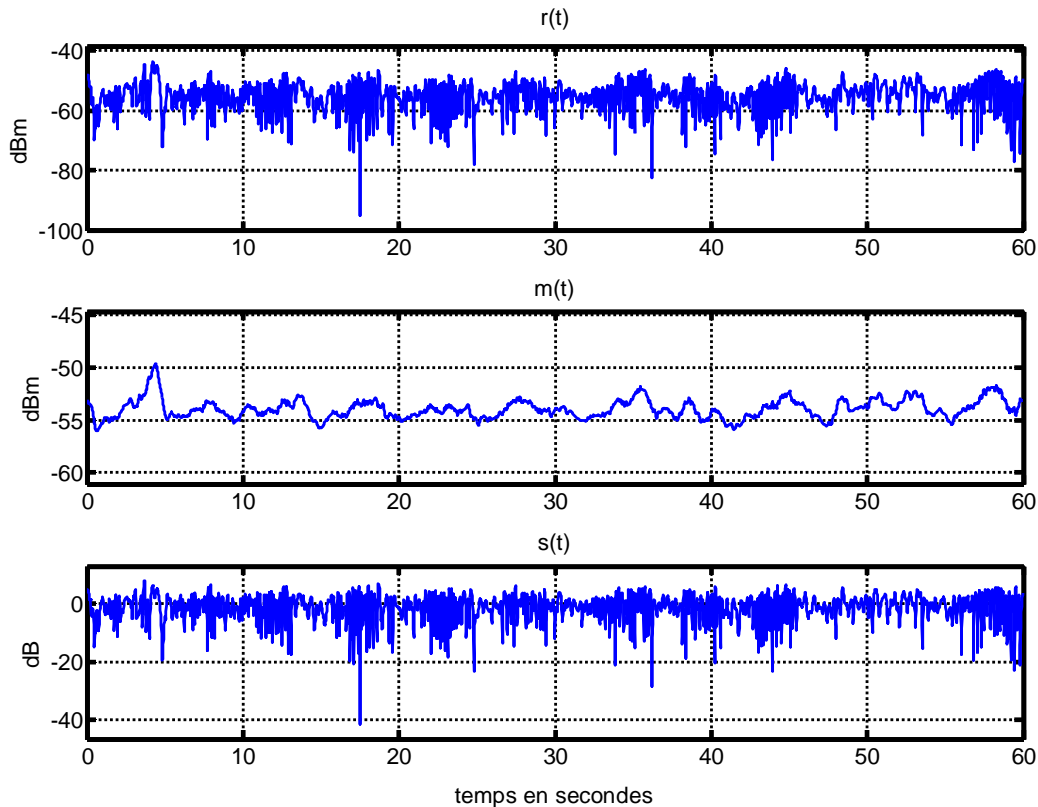


Figure 4.25 : Extraction des deux types d'évanouissements du signal $r(t)$

4.8 Méthode d'estimation statistique

Nous allons ici développer une méthode d'estimation des paramètres statistiques des différentes lois (Rayleigh, Rice et Nakagami- m) basée sur l'estimateur de la méthode des moments.

Dans la pratique, le temps d'échantillonnage a été fixé à 3 ms afin de permettre, d'après le critère de Shannon, une couverture en fréquence jusqu'à 167 Hz. D'autre part, nous savons que le spectre en bande de base s'étant jusqu'à $2fd$, soit approximativement une vingtaine de Hz en milieu indoor. On voit donc que l'on a de la marge au niveau de la prise en compte du spectre.

D'un autre point de vu, si l'on souhaite observer les évanouissements profonds, soit environ -30 dB par rapport à la valeur RMS, on peut se référer à l'expression théorique (4.17) de

l'AFD. Si l'on fixe $fd=10$ Hz, l'expression donne à -30 dBc/RMS un AFD proche de 1 ms. Il faut donc avoir un temps d'échantillonnage de l'ordre de grandeur de la milliseconde si l'on souhaite observer de tels évanouissements. En fait, comme fd est toujours plus petit que 10 Hz, on a fixé T_e à 3 ms, ce qui sur une minute donne un nombre de 20000 échantillons.

Le nombre d'échantillons étant important, la loi des grands nombres nous permet d'affirmer que l'extraction des paramètres des différentes lois peut être faite par la méthode des moments [VAZ01]. L'ensemble de nos estimateurs reposera donc sur cette méthode.

-Estimation des paramètres :

La méthode proposée est d'usage simple car elle repose sur des formulations analytiques. Pour ce faire, on définit d'abord la notion de moment d'ordre n . Si l'on suppose un vecteur $U=[u_1, u_2, \dots, u_i]$ de longueur N où u représente une valeur de tension en volts, on aura alors le moment d'ordre n qui vaut :

$$\mu_n = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N u_i^n \quad (4.41)$$

Le moment d'ordre 1, μ_1 représente la valeur moyenne, μ_2 représente la puissance moyenne, et ainsi de suite. Nous pouvons donc à partir de U facilement extraire tous les moments d'ordre n permettant l'estimation des paramètres des différentes lois. Nous parlerons ici de *moment estimé d'ordre n* , car il est calculé d'après un échantillon de données, par opposition au *moment théorique d'ordre n* qui est déduit des lois statistiques. Le *moment estimé* sur un grand nombre d'échantillons permet, par identification avec le moment théorique, de déterminer les paramètres de la loi. Les *moments théoriques* d'ordre pairs se réduisent souvent à de simples polynômes, ce seront donc ceux-là que nous utiliserons de préférence.

-Estimation du paramètre de Rayleigh :

La loi de Rayleigh suppose des trajets multiples de même longueur mais ayant des directions d'arrivée aléatoirement distribuées. La Densité de Probabilité Cumulée (CDF) est donnée par (4.19). D'après la définition des paramètres de la loi, nous en déduisons que $\mu_2=2\sigma^2$, soit :

$$\sigma = \sqrt{\frac{1}{2N} \sum_{i=1}^N u_i^2} \quad (4.42)$$

-Estimation des paramètres de Nakagami :

Cette loi suppose des trajets multiples de longueurs et angles d'arrivée aléatoirement distribués. Théoriquement, c'est donc celle qui devrait le mieux se comporter pour la caractérisation des multi-trajets en milieu habité [BRA01]. La Densité de Probabilité Cumulée (CDF) est donnée par (4.23).

On rappelle que dans cette expression $P(\cdot)$ est la fonction Gamma incomplète. Le paramètre m est un paramètre de forme sans dimension qui prend les valeurs de 0 à l'infini. On calcule ce paramètre de la manière suivante :

$$m = \frac{\mu_2^2}{\mu_4 - \mu_2^2} \quad (4.43)$$

Par définition, le paramètre Ω correspond à la puissance moyenne du signal, soit :

$$\Omega = \mu_2 \quad (4.44)$$

-Estimation des paramètres de Rice :

La loi de Rice est construite de la même façon que la loi de Rayleigh, mise à part l'ajout d'une composante continue r_0 représentant un trajet direct prépondérant. On définit alors le facteur k de Rice qui est le rapport entre la puissance du trajet continu (r_0^2) et la puissance du trajet aléatoire ($2\sigma^2$). La Densité de Probabilité Cumulée s'exprime par (4.21). Dans cette expression $Q(\cdot)$ est la fonction de Marcum. On peut facilement calculer les paramètres de la loi de Rice en utilisant la loi de Nakagami.

En effet, nous avons pour la loi de Rice les moments d'ordre pairs suivants :

$$\mu_2 = r_0^2 + 2\sigma^2 \quad (4.45) \quad \text{et} \quad \mu_4 = r_0^4 + 8\sigma^2 r_0^2 + 8\sigma^4 \quad (4.46)$$

Puis en utilisant le facteur de Rice $k = r_0^2/2\sigma^2$ et en l'introduisant dans l'expression (4.43), on obtient :

$$k = m - 1 + \sqrt{m^2 - m} \quad (4.47)$$

Soit finalement les paramètres de la loi de Rice :

$$\sigma = \sqrt{\frac{\mu_2}{2(1+k)}} \quad (4.48) \quad \text{et} \quad r_0 = \sigma\sqrt{2k} \quad (4.49)$$

Nous venons donc ici de montrer une méthode simple permettant l'estimation des paramètres statistiques des différentes lois. Nous avons maintenant tous les outils nécessaires à la modélisation statistique des canaux.

4.9 Modèles statistiques des canaux BAN pour quelques scénarii

Nous allons ici présenter quelques modèles statistiques en relation avec deux principaux trajets BAN, sur le torse et au niveau de la taille. Dans le cas du torse on présente deux modèles différents extraits de deux personnes. Pour la taille nous présentons un modèle unique. Dans tous les cas, l'environnement est le même : la salle de mesure du laboratoire contenant du mobilier de bureau ainsi que des bancs d'expérimentations scientifiques.

Généralement, on trouve dans la littérature des modèles BAN pour des *trajets fixes* bien particuliers [COT01], [COT06] comme tête-taille, taille-cheville, torse-tête, etc. Nous concentrons ici notre étude sur deux trajets avec une étude statistique en fonction de la distance sur le torse ou le long de la taille. Ces travaux permettent ainsi de caractériser réellement l'évolution des paramètres statistiques le long du corps.

Pour cela, nous employons la loi statistique de Nakagami-m car elle est assez pratique puisqu'elle contient un paramètre de forme m indiquant quelle est la nature de la distribution statistique (Rayleigh, Rice, ...) et le paramètre Ω qui correspond à la puissance moyenne du signal. D'autres auteurs ont déjà rapporté que cette loi fonctionne bien dans la modélisation BAN [COT01], [COT04].

Après extraction, chaque type d'évanouissement est étudié statistiquement. On pourra alors régénérer une approximation statistique du signal original par l'intermédiaire d'un simulateur que nous décrirons dans la partie 4.10.

Notons ici que le paramètre Ω , bien qu'indiquant la puissance moyenne, est référencé par rapport à 1 ohms. Pour avoir la puissance moyenne réelle il faut donc diviser par $2R$ (où $R=50$ ohms) la valeur issue du moment estimé d'ordre 2. Soit en dBm :

$$\Omega_{dBm} = 10 \log \left(\frac{\Omega}{2R} \right) + 30 \quad (4.50)$$

-Protocole de mesure :

Le protocole expérimental est strictement le même que celui déjà employé pour la caractérisation des canaux statiques où l'on trouvera plus de détails dans le chapitre *Modélisation Analytique des Canaux BAN Déterministes*. La personne sous test est ici mobile dans un environnement de type indoor sur un espace de 25 m². Les câbles connectés au PNA de type RG-316 sont suffisamment souples pour permettre une certaine liberté de mouvements sans que les antennes ne soient mécaniquement affectées.



Figure 4.26 : Exemple *in situ* de mesure BAN en milieu indoor

Les sujets ayant participé aux mesures ont les caractéristiques suivantes : 1.70 m, 65 kg (sujet A) et 1.82 m, 78 kg (sujet B).

-Modèle statistique du torse :

Dans ce qui suit, on distinguera par Ω_{BF} et m_{BF} les paramètres de Nakagami-m associés aux évanouissements lents et par Ω_{HF} et m_{HF} les paramètres des évanouissements rapides de cette même loi.

Le paramètre m est exprimé en dB ce qui permet de linéariser l'évolution de m en fonction de la distance. Soit :

$$m_{dB} = 10\log(m) \quad (4.51)$$

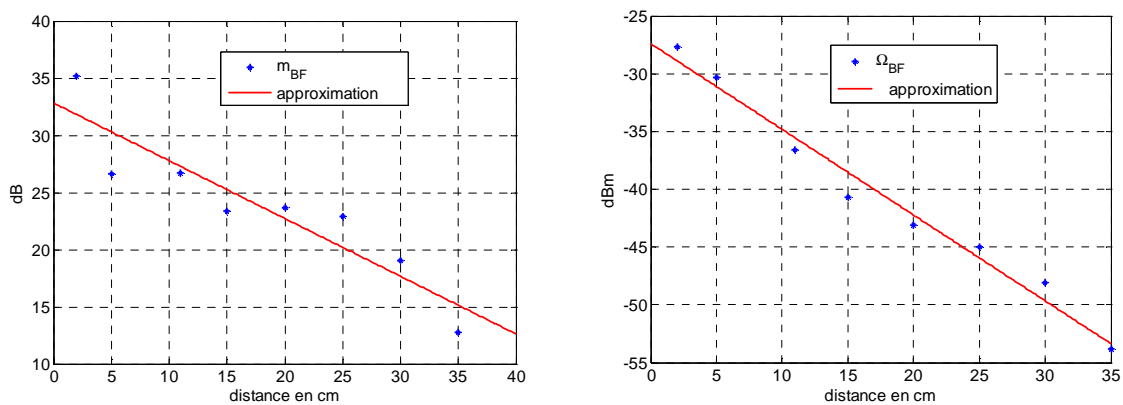


Figure 4.27 : Modèle des évanouissements lents sur le torse, sujet A

Nous constatons d'abord que pour les évanouissements lents, Figure 4.27, l'approximation linéaire donne de bons résultats. On s'aperçoit que m reste toujours supérieur à 1, ce qui signifie que les évanouissements lents sont de type Rice quelque soit la distance sur le torse.

La puissance moyenne Ω_{BF} décroît également de façon linéaire indiquant la possibilité d'ondes rampantes dans ce scénario.

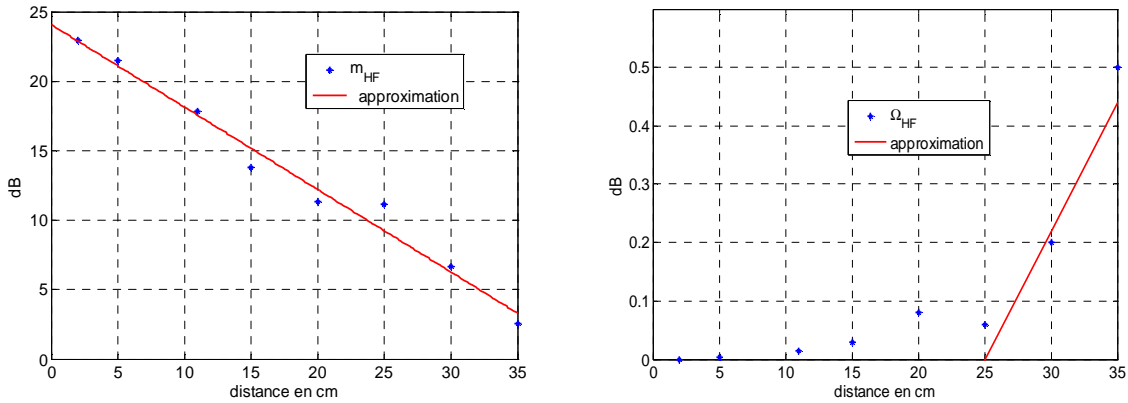


Figure 4.28 : Modèle des évanouissements rapides sur le torse, sujet A

Dans le cas des évanouissements rapides, Figure 4.28, on remarque également une bonne concordance entre les paramètres estimés et l'approximation linéaire. Ici, le paramètre m tend à se rapprocher de 1, il vaut 2 (soit 3 dB) pour $d=35$ cm. Ceci montre que pour des distances supérieures les évanouissements rapides devraient tendre vers une loi de Rayleigh.

Par contre, la valeur moyenne du gain des évanouissements rapides est assez difficile à modéliser. On notera que Ω_{HF} reste proche de zéro quelque soit la distance. On peut néanmoins tenter d'effectuer une approximation linéaire à partir de 25 cm.

Nous avons donc les approximations suivantes pour ce qui concerne le sujet A :

$$m_{BF_{dB}} = -0.51d + 33 \quad (4.52)$$

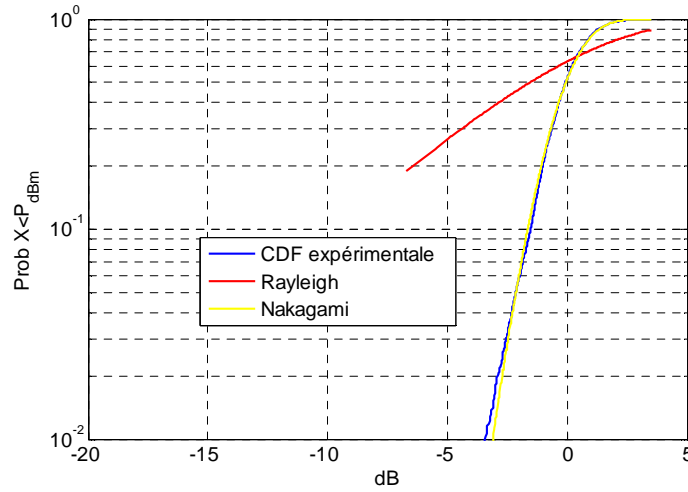
$$\Omega_{BF_{dBm}} = -0.74d - 27 \quad (4.53)$$

$$m_{HF_{dB}} = -0.59d + 24 \quad (4.54)$$

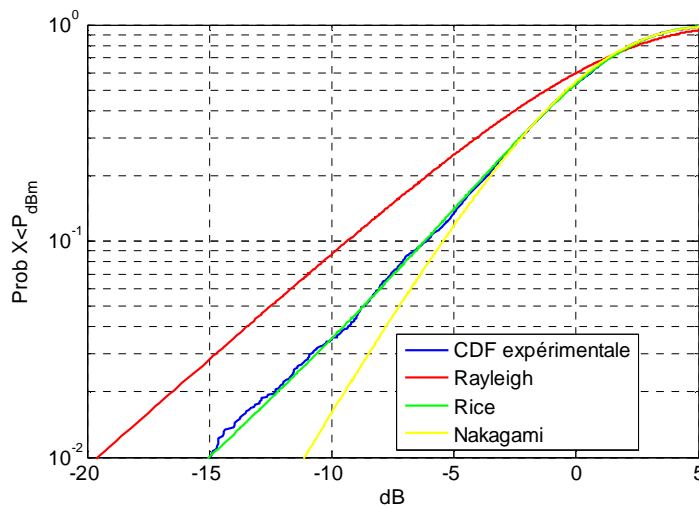
$$\Omega_{HF_{dB}} = 0.044d - 1.1 \quad d > 25 \text{ cm} \quad (4.55)$$

Pour ce qui concerne les évanouissements lents la CDF expérimentale et celle qui est estimée d'après les paramètres de Nakagami ont une très bonne correspondance.

Il est intéressant de visualiser les CDF des évanouissements rapides car ce sont elles qui ont la plus grande dynamique. La Figure 4.29 présente deux CDF, l'une pour $d=25$ cm où l'on voit que la correspondance est très bonne entre CDF estimée et expérimentale. Par contre, pour $d=35$ cm, on constate que la CDF expérimentale dévie de celle de Nakagami et correspond quasiment à celle de Rice. Ce résultat provient du fait que l'expression (4.43) du paramètre m semble donner une légère surestimation du paramètre. On aura l'occasion de constater cela également pour le sujet B.



a.



b.

Figure 4.29 : CDF expérimentales et estimées pour $d=25$ cm (a) et $d=35$ cm (b)

Pour ce qui concerne la statistique du deuxième ordre, l'effet Doppler augmente légèrement avec la distance, il est compris entre 2.5 Hz et 4 Hz, Figure 4.30. La durée moyenne des évanouissements est ici au minimum de 20 ms.

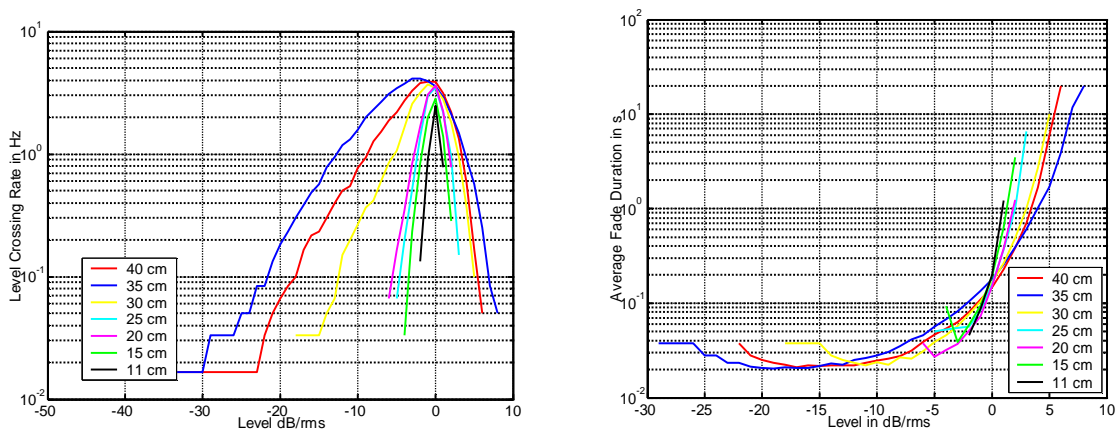


Figure 4.30 : LCR et AFD en fonction de la distance sur le torse pour le sujet A

Pour ce qui s'agit du sujet B, l'analyse des résultats nous a conduit aux approximations suivantes :

$$m_{BF_{dB}} = -0.11d + 22 \quad (4.56)$$

$$\Omega_{BF_{dBm}} = -0.6d - 33 \quad d < 45 \text{ cm} \quad (4.57)$$

$$m_{HF_{dB}} = -0.3d + 20 \quad (4.58)$$

$$\Omega_{HF_{dB}} = 0.022d - 0.71 \quad d > 35 \text{ cm} \quad (4.59)$$

On constatera que le sujet B donne un modèle ayant des paramètres quelques peu différents du sujet A. Seul les équations (4.53) et (4.57) sont assez similaires, les pentes ont des valeurs semblables. La différence de 6 dB que l'on peut observer dans la coordonnée à l'origine provient du fait que les antennes doivent être soumises à des conditions quelques peu différentes.

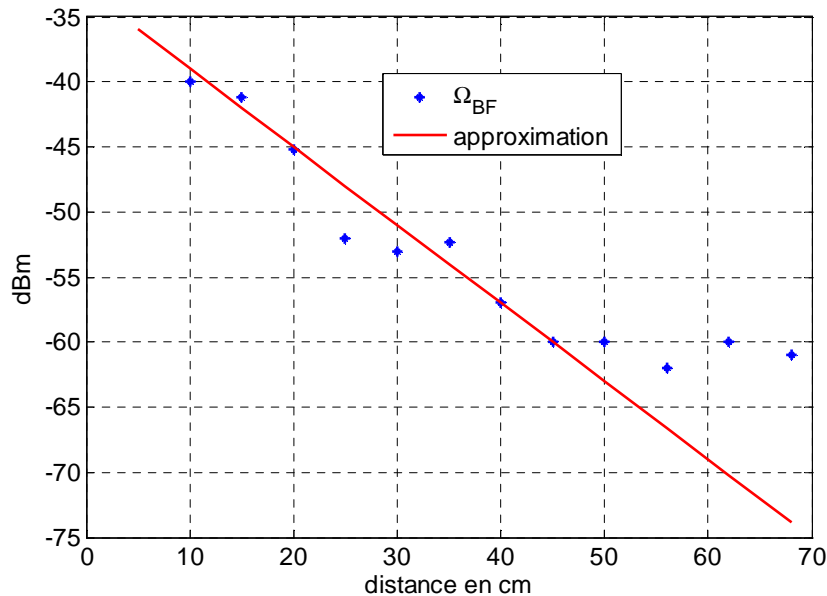


Figure 4.31 : Puissance moyenne des évanouissements lents et approximation linéaire

Il est important de voir que l'approximation (4.57) de la puissance moyenne des évanouissements lents n'est valable que jusqu'à 45 cm. En effet, au-delà, la puissance reçue devient constante et reste stable, comprise entre -60 et -62 dBm. Ce cas est illustré en Figure 4.31.

Ceci tant à montrer que la liaison par onde de surface corporelle devient faible devant la contribution des diffuseurs. Cette assertion peut être renforcé si l'on se réfère à la Figure 4.11 où l'on avait vu que la puissance des diffuseurs était autour de -65 dBm et ce pour les mêmes conditions de mesures.

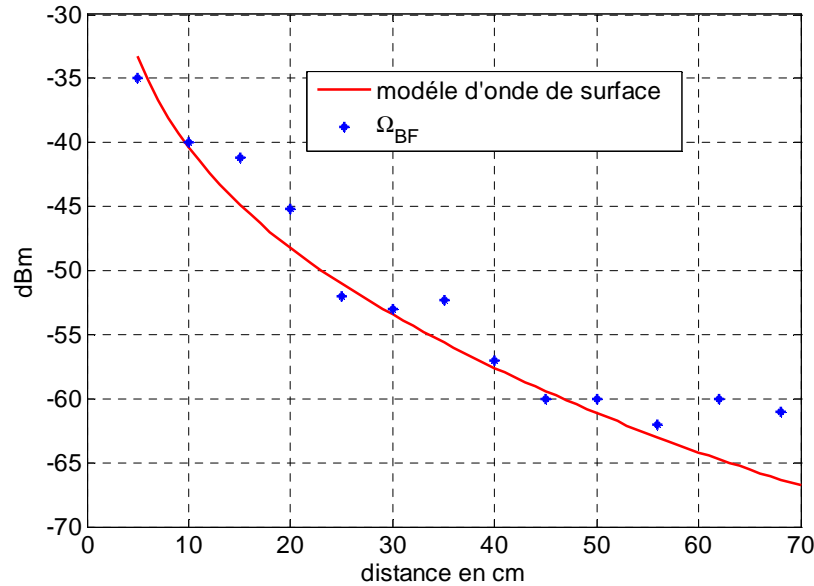


Figure 4.32 : Modèle théorique de propagation et puissance moyenne des évanouissements lents

Modèle : gain des antennes -11 dBi

Comme nous l'avons déjà dit la puissance moyenne des évanouissements lents est déterministe, ainsi on peut facilement comparer Ω_{BF} avec le modèle théorique d'onde de surface développé au chapitre dédié à la propagation par ondes de surfaces sur le corps, *Modélisation Analytique des Canaux BAN Déterministes*. C'est ce que l'on présente à la Figure 4.32 où le gain des antennes a été fixé à -11 dBi.

Le modèle montre une assez bonne concordance avec la puissance moyenne des évanouissements lents jusqu'à une distance de 55 cm. Au-delà, on constate que la différence s'accroît avec la distance et atteint 7 dB à 68 cm montrant ainsi que le signal devient trop faible pour qu'il puisse s'agir d'une onde de surface. Le signal reçu à partir d'une certaine distance provient donc bien des diffuseurs et devrait être constant si la distance augmente.

-Modèle de propagation le long de la taille :

Dans ce scénario seul le sujet A a participé à la modélisation. Pour ce type de trajet, on retrouve les caractéristiques en « V » d'évolution des paramètres. On constate une nouvelle fois que la puissance moyenne mesurée reste supérieure à -60 dBm, Figure 4.33. La contribution des diffuseurs devient majoritaire lorsque les antennes sont aux antipodes.

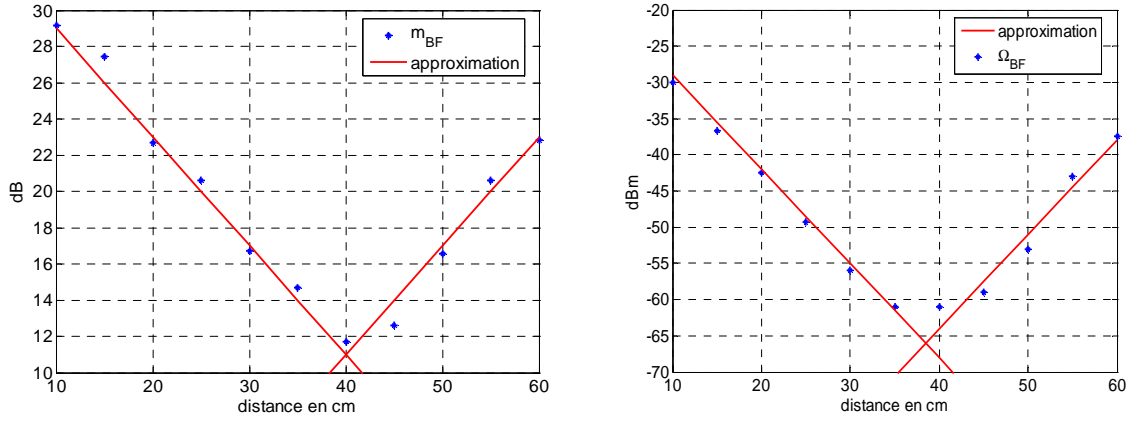


Figure 4.33 : Modèle des évanouissements lents autour de la taille, sujet A

Comme nous l'avons vu dans le cas du torse, la valeur moyenne du gain reste un paramètre compliqué à modéliser, on peut cependant dire qu'il est maximum à l'antipode, Figure 4.34. Le paramètre m des évanouissements rapides montre que celui-ci est très proche de 1, soit 0 dB. Dans une région comprise autour de l'antipode, soit pour notre sujet, entre 30 et 45 cm, on observe que les évanouissements sont quasi-Rayleigh.

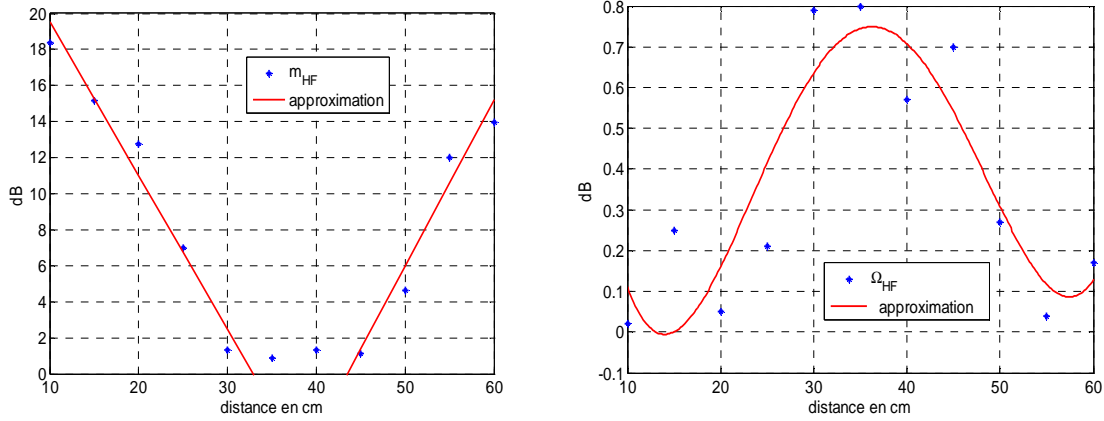


Figure 4.34 : Modèle des évanouissements rapides autour de la taille, sujet A

Nous avons donc les approximations suivantes pour ce qui concerne le sujet A :

$$m_{BF_{dB}} = -0.6d + 35 \quad [0 ; 40 \text{ cm}] \quad (4.60a)$$

$$m_{BF_{dB}} = 0.6d - 13 \quad [40 ; 60 \text{ cm}] \quad (4.60b)$$

$$\Omega_{BF_{dBm}} = -1.3d - 16 \quad [0 ; 35 \text{ cm}] \quad (4.61a)$$

$$\Omega_{BF_{dBm}} = 1.3d - 115 \quad [40 ; 60 \text{ cm}] \quad (4.61b)$$

$$m_{HF_{dB}} = -0.85d + 28 \quad [0 ; 30 \text{ cm}] \quad (4.62a)$$

$$m_{HF_{dB}} = 0.92d - 40 \quad [45 ; 60 \text{ cm}] \quad (4.62b)$$

$$\Omega_{HF_{dB}} = 3.2e^{-6}d^4 - 4.6e^{-4}d^3 + 2.2e^{-2}d^2 - 0.37d + 2.1 \quad (4.63)$$

La Figure 4.35 montre un exemple de CDF des évanouissements rapides où l'on voit que le signal extrait est bien de type Rayleigh dans la zone de l'antipode.

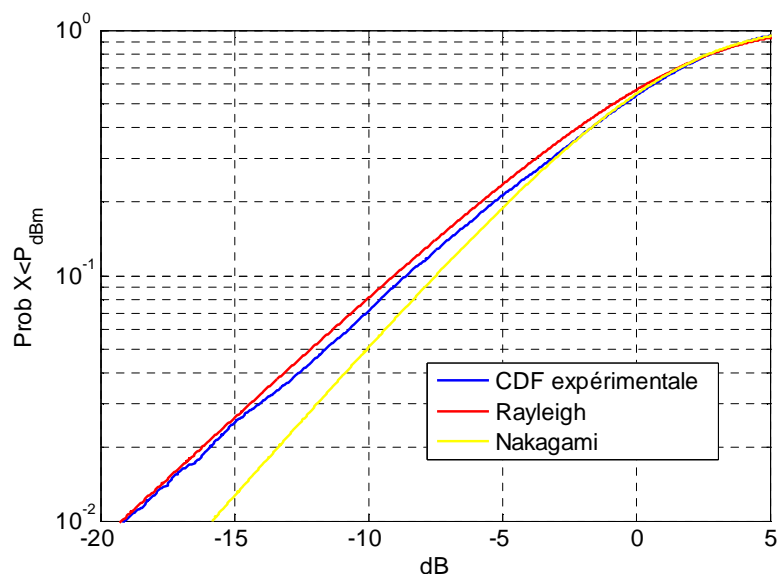


Figure 4.35 : CDF expérimentale et CDF estimées pour la taille à $d=45$ cm

Dans le cas de la statistique du deuxième ordre, on constate que la durée moyenne des évanouissements est inférieure à celle obtenue pour le cas du trajet sur le torse (LOS). En situation de non visibilité, le canal souffre d'une action plus accentuée des diffuseurs.

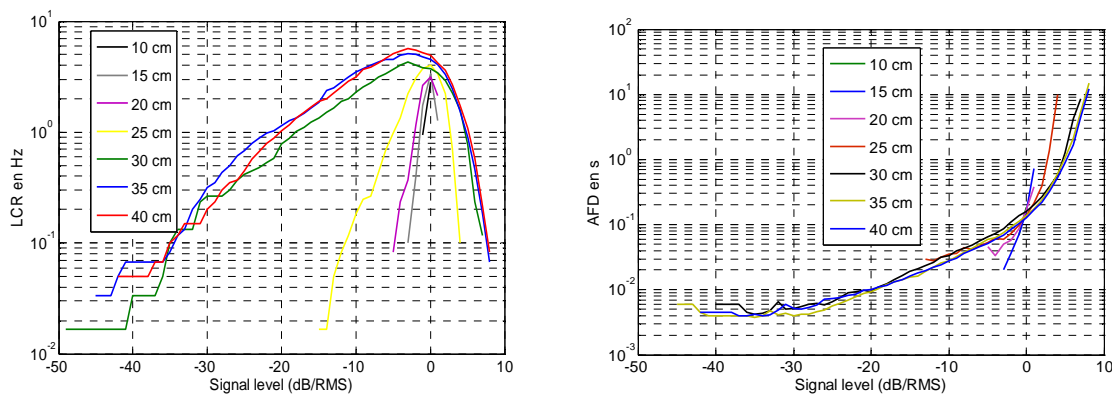


Figure 4.36 : LCR (à droite) et AFD (à gauche) pour le circuit taille

Pour une même distance, si l'on compare les Figures 4.30 et 4.36, on constatera que les courbes de LCR sont plus ouvertes dans le cas de la taille que dans le cas du torse indiquant ainsi que l'on se rapproche du cas théorique de l'expression (4.16), Figure 4.19. De plus, on peut observer le décalage du maximum du LCR lorsque la distance augmente. A l'antipode, le maximum s'établit exactement à -3 dBc/RMS comme prévue théoriquement pour un canal Rayleigh.

4.10 Génération d'un signal BAN à partir de la modélisation statistique

C'est une partie importante de la modélisation BAN et l'aboutissement de cette étude. Nous allons ici discuter de la façon dont il est possible de générer statistiquement un signal BAN d'après les modèles que nous avons précédemment dressé.

Pour cela nous allons d'abord voir comment il est possible de réaliser un générateur suivant une loi de Nakagami-m. D'après [BEA01], on peut utiliser :

- la méthode de la racine carrée.
- La méthode décrite dans [BEA01].

La méthode de la racine carrée ne fonctionne que pour des valeurs de m entières ou demi-entières et consiste à faire la racine carrée de la somme des carrés de n variables aléatoires indépendantes centrées de type gaussienne et de paramètre σ . On a alors l'approximation de la loi de Nakagami-m avec :

$$R = \sqrt{X_1^2 + X_2^2 + \dots + X_n^2} \quad (4.64)$$

$$\text{Où l'on aurait : } m = \frac{n}{2} \quad (4.65) \quad \text{et} \quad \Omega = 2m\sigma^2 \quad (4.66)$$

Mais cette technique, bien que simple, ne peut s'adapter à n'importe quelle valeur de m . D'autre part, Beaulieu propose une autre méthode basée sur la CDF inverse de Nakagami, une fois de plus cette dernière est complexe à calculer et l'approximation donnée dans l'article ne fonctionne que pour certaines valeurs de m .

Nous avons utilisé jusqu'à présent la loi de Nakagami de part sa facilité d'utilisation, notamment parce que le paramètre Ω indique la valeur moyenne des évanouissements lents et nous avons alors vu que cette quantité est déterministe. Une justification de cela est donnée en Figure 4.32. Voyant donc que la génération d'un signal aléatoire à partir d'une loi de Nakagami semble pour l'instant une tâche complexe, nous nous sommes donc tourné vers un générateur classique de type Rice. On passera alors aisément des paramètres de Nakagami aux paramètres de Rice en utilisant les expressions (4.47), (4.48) et (4.49).

-Schéma de principe :

Le schéma de principe d'un générateur aléatoire d'évanouissements, Figure 4.37, est simple et permet une implémentation facile sur Matlab [FON02]. Les échantillons X_i et Y_i sont de variables aléatoires gaussiennes (centrées).

On notera par A_0 la valeur du gain en dB des évanouissements rapides et par σ_{HF} sa variance en dB. Egalement, on notera r_0 l'intensité des évanouissements lents en dBm et par σ_{BF} leur variance en dBm.

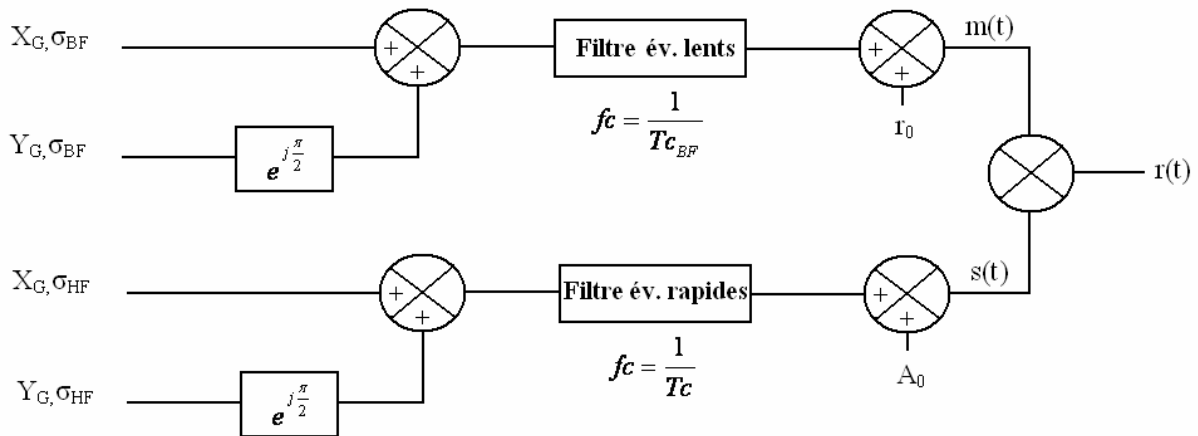


Figure 4.37 : Schéma de principe d'un générateur d'évanouissements lents et rapides

Les fonctions filtrages permettent d'affecter un temps de corrélation au signal. Les fréquences de coupures correspondent à l'inverse des temps de cohérences des évanouissements.

Pour justifier la fréquence de coupure du filtre des évanouissements rapides, on doit se rappeler que le spectre des évanouissements rapides s'étant jusqu'à $2f_d$, hors d'après (4.34), on peut alors annoncer que la fréquence de coupure du filtre doit être l'inverse du temps de cohérence T_c .

Par analogie, on conçoit alors que l'on puisse appliquer la même règle pour les évanouissements lents en fixant la fréquence de coupure à l'inverse du temps de cohérence T_{CBF} .

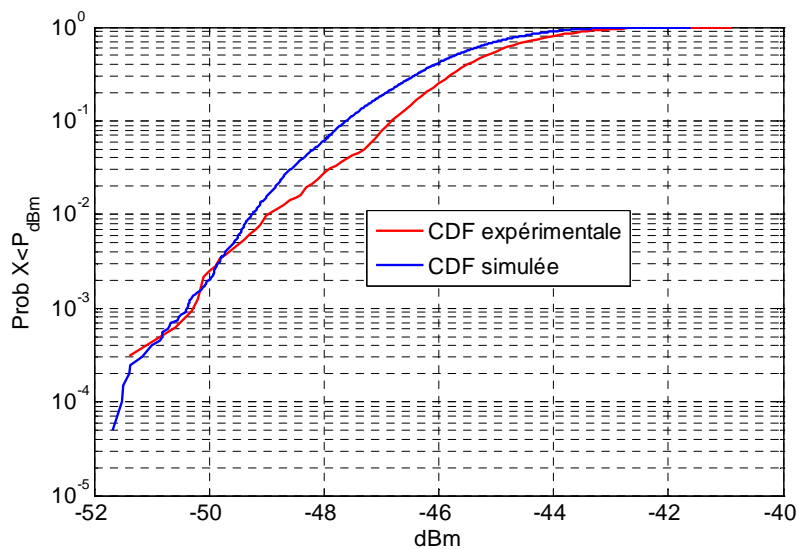
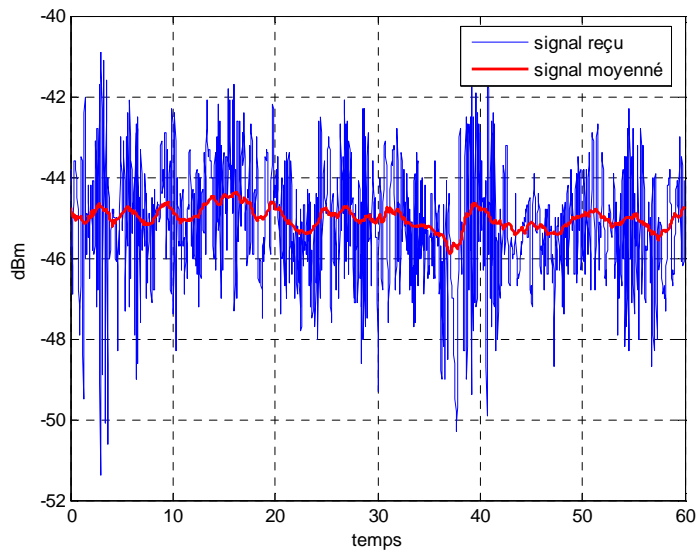


Figure 4.38 : CDF expérimentale et CDF simulée pour le sujet A à $d=25$ cm

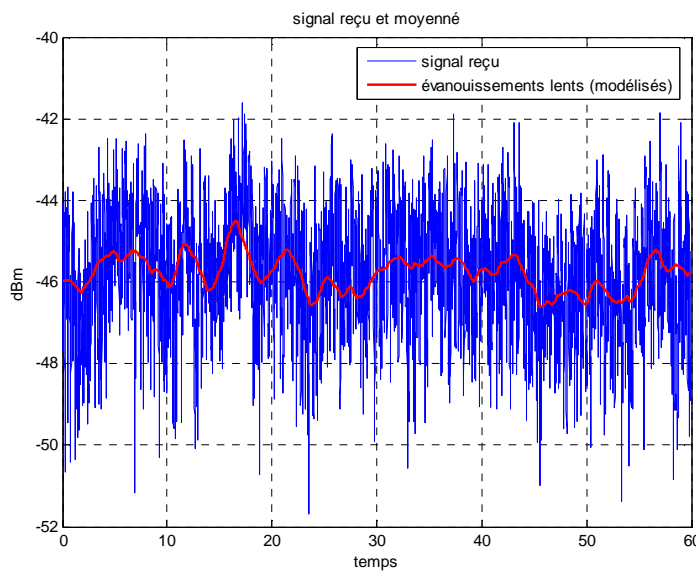
Le choix du filtre et de l'ordre de ce dernier reste une question ouverte. Ces deux paramètres sont liés à l'environnement et à la façon dont les diffuseurs y sont placés. Nous avons constaté que pour le BAN en milieu indoor nous pouvons fixer l'ordre du filtre des évanouissements lents entre 1 et 3 et l'ordre du filtre des évanouissements rapides à 1. Dans ce cas nous avons utilisé un filtre du type Butterworth [FON02].

La Figure 4.38 permet de comparer les CDF simulées et expérimentales issues du sujet A pour une distance de 25 cm sur le torse. On remarquera que l'écart ne dépasse pas 1 dB ce qui

laisse supposer que le simulateur fonctionne correctement. La Figure 4.39 permet de comparer les signaux correspondants aux CDF. On constatera que pour le signal réel, Figure 4.39.a, le signal semble être structuré par paquets, alors que sur la Figure 4.39.b cette structure est moins présente. Les paquets sont en fait causés par les diffuseurs lorsque la personne s'en approche trop. Bien sûr, une telle caractéristique est difficilement modélisable par une statistique. Pour cela, il faudrait faire varier l'ordre du filtre des évanouissements rapides. Par contre, nous avons vu que le modèle de lancé de rayons développé initialement dans le chapitre permettait de constater et modéliser le phénomène.



a.



b.

Figure 4.39 : Signal BAN réel (a) et signal BAN simulé (b)

4.11 Conclusion du chapitre

Dans ce chapitre, nous avons d'abord présenté un modèle de lancé de rayons afin de comprendre et par la suite d'expliquer l'allure et les caractéristiques dynamiques des signaux BAN.

Nous avons ensuite exposé toute une série d'outils mathématiques utiles à l'analyse de ces signaux. Entre autre, nous avons introduit la statistique du premier et deuxième ordre. On a présenté une technique originale d'extraction des évanouissements lents basée sur le calcul du temps de cohérence des variations lentes du signal. La largeur de la fenêtre de moyennage dépend de ce temps de cohérence, le signal moyenné étant déterminé dans le domaine spectral après FFT. Cette technique semble plus rigoureuse que celle de Lee [LEE02] car elle fait référence au temps de cohérence des évanouissements lents et non à l'effet Doppler.

Ensuite, nous avons utilisé toutes les notions développées dans ce chapitre afin de mettre sur pied plusieurs modèles statistiques issu de mesures. Ces modèles sont les premiers à caractériser les évanouissements lents et rapides en fonction de la distance sur le corps pour un trajet sur le torse ou le long de la taille.

Finalement, nous avons réalisé un simulateur bande étroite très simple basé sur les modèles statistiques afin de pouvoir par la suite concevoir des systèmes numériques de communication *on-body*.

REFERENCES :

- [BEA01] Beaulieu N. C., Cheng C., “Efficient Nakagami-m Fading Channel Simulation”, IEEE Transactions on Vehicular Technology, Vol. 54, No. 2, Mars 2005.
- [BRA01] Braun Walter R., Dersch Ulrich, “A Physical Mobile Radio Channel Model”, IEEE Transactions On Vehicular Technology, vol. 40, No. 2, pp. 472-482, May 1991.
- [CAV01] James K. Cavers, “Mobile Channel Characteristics”, Kluwer Academic Publishers, 2002.
- [COT01] Cotton Simon L., Scanlon William G., “Characterization of the On-Body Channel in an Outdoor Environment at 2.45 GHz”, EuCAP 2009, Berlin.
- [COT02] Cotton Simon L., Scanlon William G., Guy Jim, “The κ - μ Distribution Applied to the Analysis of Fading in Body to Body Communication Channels for Fire and Rescue Personnel”, IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, Vol.7, 2008.
- [COT03] Cotton Simon L., Scanlon William G., “Higher Order Statistics for Lognormal Small-Scale Fading in Mobile Radio Channels”, IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, Vol. 6, 2007.
- [COT04] Cotton Simon L., Scanlon William G., “An Experimental Investigation into the Influence of User State and Environnement on Fading Characteristics in Wireless Body Area Networks at 2.45 GHz”, IEEE Trans. on Wireless Communications, vol. 8, No. 1, Janvier 2009.
- [COT05] Cotton Simon L., Scanlon William G., “Higher Order Statistics for the κ - μ distribution”, Elect. Lett., Vol. 43, No. 22, pp. 1215-1217, Octobre 2007.
- [COT06] Cotton Simon L., Scanlon William G., “A Statistical Analysis of Indoor Multipath Fading for a Narrowband Wireless Body Area Network”, The 17th Annual IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC’ 06).
- [FON01] Fontan F. P., Castro M. A. V., Baptista P., “A Simple Numerical Propagation Model for Non-Urban Mobile Applications”, IEE Electron. Lett., 31(25), 1995, pp. 2212-2213.
- [FON02] F. Pérez Fontán, P. Mariño Espiñeira, “Modelling the Wireless Propagation Channel, A simulation Approach with Matlab”, Wiley Edition, 2008.
- [HAS01] Hashemi H., “The Indoor Radio Propagation Channel”, Proceedings of the IEEE, vol. 81, No. 7, pp. 943-968, July 1993.
- [HOL01] Holt T., Pahlavan K., Lee J. F., ”A Graphical Indoor Radio Channel Simulator Using 2D Ray Tracing” IEEE 1992.
- [HU01] Hu Zhen H., Nechayev Yuriy I., Hall Peter S., Constantinou Costas C., Hao Yang, “Measurements and Statistical Analysis of On-Body Channel Fading at 2.45 GHz”, IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, Vol.6, 2007.

- [KAR01] Karaliopoulos M. S., Pavlidou F.-N., “Modelling the Land Mobile Satellite Channel: A Review”, *Electronics and Communication Engineering Journal*, Octobre 1999.
- [LEE01] Lee W.C.Y., “Mobile Communications Engineering”, New York, Wiley Edition, 1974.
- [LEE02] Lee W.C.Y., “Estimate of Local Average Power of a Mobile Radio Signal”, *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol. VT-34, No. 1, Février 1985.
- [LOO01] Loo C., “A Statistical Model for a Land Mobile Satellite Link”, *IEEE Trans. on Vehicular Technology*, Vol. VT-34, No. 3, Aout 1985.
- [PAR01] J. D. Parsons, “The Mobile Radio Propagation Channel”, Wiley Edition, 2000, second edition.
- [RAB01] José María Hernando Rábanos, “Transmisión por Radio”, sixième édition, Editorial universitaria Ramón Areces, 2008.
- [SIM01] Simon Marvin K., Alouini Mohamed-Slim, “Digital Communication over Fading Channels: A Unified Approach to Performance Analysis”, Wiley Edition, 2000.
- [SIW01] Siwiak Kazimierz, “Radiowave Propagation and Antennas for Personnel Communications”, Artech House Edition, 1995.
- [SIZ01] Hervé Sizun, “Radio Wave Propagation for Telecommunication Applications”, Springer Edition, 2003.
- [TUR01] Turin G. L., “Communication through noisy, random-multipath channels”, in 1956 IRE Convention Record, part 4, pp. 154-166.
- [VAZ01] F. Vaz, “Probabilidades e Processos Estocásticos”, 2002, édition Universidade de Aveiro.
- [YAC01] Yacoub M. D., Bautistu J. E. V., Guerra de Rezende Guedes L., “On Higher Order Statistics of the Nakagami-m Distribution”, *IEEE Trans. On Vehicular Tech.*, Vol. 48, No. 3, pp. 790-794, Mai 1999.
- [YAC02] Yacoub M. D., “The α - μ Distribution: A General Fading Distribution”, *Proc. IEEE Int. Symp. PIMRC*, 2002
- [YAC03] Yacoub M. D., “The η - μ Distribution : A General Fading Distribution”, *Proc. IEEE Fall Veh. Technol. Conf.*, Boston, MA, Septembre 2000.
- [YAC04] Yacoub M. D., “The κ - μ and the η - μ Distribution”, *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, Vol. 49, No. 1, pp. 68-81, Février 2007.
- [ZUZ01] Suzuki H., “A Statistical Model for Urban Radio Propagation”, *IEEE Trans. on Communications*, Vol. Com-25, No. 7, Juillet 1977.

Chapitre

5 Diversité d'Antennes Appliquée au BAN

DIVERSITE D'ANTENNES APPLIQUEE AU BAN

5.1 Introduction

La propagation avec trajets multiples amène des évanouissements profonds du signal reçu mais ces dégradations sont très localisées dans le temps et l'espace. Pour lutter contre ces effets, on peut utiliser conjointement plusieurs signaux reçus indépendamment ; chacun des signaux subit des dégradations liés à la propagation mais, comme ils sont reçus indépendamment les uns des autres, le risque de voir une dégradation sur tous les signaux en même temps est minime. Ainsi, l'information est toujours disponible sur un des signaux reçus.

Il existe plusieurs techniques pour recevoir plusieurs signaux indépendamment. Les diversités de temps et de fréquence consistent en la transmission du signal à plusieurs moments différents ou sur plusieurs bandes de fréquences [JAK01]. Les propriétés du canal de propagation étant différentes d'un moment à l'autre ou d'une fréquence à l'autre alors les signaux reçus sont indépendants. Ces techniques nécessitent un procédé d'émission adapté et, le signal étant envoyé plusieurs fois, elles n'améliorent pas l'efficacité spectrale de la chaîne de communication.

Une autre technique consiste en l'utilisation de plusieurs antennes pour recevoir autant de signaux. On parle alors de diversité d'antennes [VAU01] avec trois variantes possibles :

- Diversité d'espace.
- Diversité de polarisation.
- Diversité en diagramme de rayonnement.

En pratique, la diversité d'antennes consiste souvent en une combinaison entre ces trois variantes. Chaque voie recevant une réplique du signal émis, il n'est pas nécessaire d'adapter le mécanisme d'émission de l'information. Avec la diversité d'antennes, l'efficacité spectrale n'est pas dégradée puisque aucune ressource temporelle ou fréquentielle additionnelle n'est nécessaire.

Une chaîne de réception exploitant une diversité d'antennes associe un système multi antennes et un bloc de traitement des signaux reçus [JAK01]. Il existe plusieurs stratégies de recombinaison des signaux reçus :

– **Sélection** : elle consiste à détecter et sélectionner le meilleur des signaux reçus par les antennes. Cette technique nécessite de recevoir l'ensemble des signaux mais n'est pas exigeante en terme de ressources de calcul.

– **Récepteur optimal** : cette technique de recombinaison consiste en une sommation des signaux reçus après remise en phase. Si la sommation des signaux est pondérée proportionnellement aux puissances instantanées des signaux, cette technique réalise la meilleure exploitation possible de la diversité d'antennes : on parle de récepteur optimal. Cette technique est évidemment plus consommatrice en termes de ressources matérielles et logicielles.

On trace sur la Figure 5.1 la CDF (*Cumulative Distribution Function* ou *Distribution de Probabilité Cumulée*) des signaux obtenus avec une diversité de deux et trois antennes. On compare la Sélection et le Récepteur optimal au récepteur simple utilisant une seule antenne. La diversité d'antennes réduit fortement les effets d'évanouissement du signal. Avec une Sélection entre deux antennes, le niveau de puissance garanti dans 99% des cas (probabilité de référence 10^{-2}) est de -10dB par rapport au niveau moyen alors qu'il était de -20dB avec une seule antenne soit un gain de 10dB. Avec un récepteur optimal, le niveau garanti passe à -8dB avec deux antennes soit un gain de 12dB. Cette différence dans le niveau de puissance garanti est appelée le gain de diversité G_D [VAU01]. Le gain de diversité dépend de la probabilité de référence considérée ainsi que de l'antenne simple prise comme référence.

Le gain de diversité est plus important avec un nombre croissant d'antennes mais l'amélioration liée à l'introduction d'une antenne supplémentaire diminue avec le nombre d'antennes.

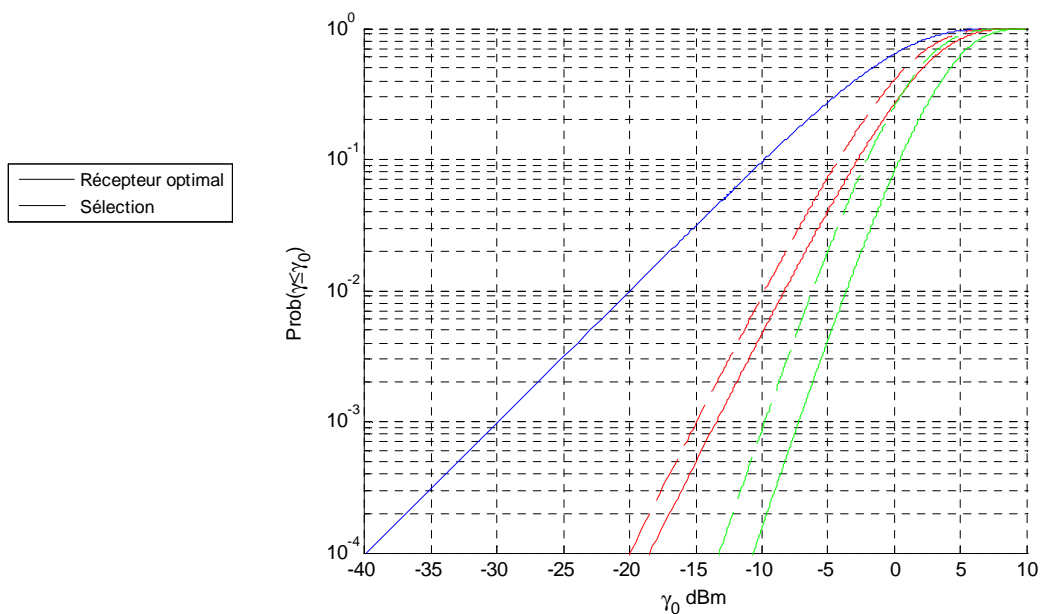


Figure 5.1 : Gain de la diversité d'antennes sur la DPC du signal reçu

Il existe d'autres techniques de recombinaison comme la Commutation d'antennes qui consiste à commuter d'une antenne à l'autre lorsque la puissance reçue est insuffisante. Dans ce cas, il n'est pas nécessaire de sonder continûment les N signaux reçus mais simplement le signal de l'antenne sélectionnée. La Commutation permet encore de réduire la complexité de la chaîne de réception cependant les performances sont limitées [VAU02].

Les signaux issus de chacune de ces voies doivent être faiblement corrélés afin d'optimiser leur recombinaison. En pratique, on trouve qu'une efficacité acceptable de recombinaison peut être obtenue pour une corrélation inférieure à 0.6 [RAB01]. L'équilibre des puissances reçues par les différentes voies est également un point important pour que la diversité d'antennes soit efficace.

5.2 La diversité BAN dans la littérature

La littérature sur la diversité d'antennes appliquée au BAN est réduite. Dans un article de synthèse sur la diversité BAN [SER01], les auteurs concluent que la diversité est la moins efficace pour les trajets en liaison directe comme par exemple le trajet poitrine-nombril. L'étude présentée dans [SER02] utilisant des monopôles en diversité conclut que pour toutes les bandes étudiées 2.4, 5.8 et 10 GHz, le meilleur gain en diversité est obtenu pour les trajets tête-ceinture et ceinture-cheville, c'est-à-dire pour des trajets où les antennes ne sont pas en visibilité directe.

Les diversités d'espace et de diagramme sont comparées dans [KHA01]. Deux monopôles permettent d'obtenir une diversité d'espace, tandis qu'une combinaison monopôle-fente annulaire permet d'obtenir une diversité de diagramme. Les mesures montrent que la diversité d'espace donne de meilleurs résultats à 2.45 GHz, même pour des antennes seulement espacées de 3 cm.

L'orientation de l'antenne a également fait l'objet de deux études sur des antennes PIFA et IIFA [KHA02], [KHA03] qui montrent qu'un gain en diversité significatif n'est obtenu que pour les trajets où les antennes sont soumises à une grande amplitude de mouvements et ne sont pas en visibilité directe.

Tous ces travaux ne font pas intervenir une diversité qui favoriserait la nature dominante de l'onde incidente (onde de surface, onde diffusée par l'environnement ou onde réfléchiée par le sol). Dans le chapitre 5.4, nous développerons une antenne à diversité de diagramme de ce type, qui maximisera la réception de l'onde de surface sur les trajets courts et des ondes diffusées aux distances plus grandes.

5.3 Problématique de la diversité orientée BAN

Un aspect crucial de la conception des objets communicants portés sur le corps est le développement d'antennes dédiées qui doivent avoir un bon rendement en présence des tissus biologiques et une aptitude à favoriser les mécanismes de propagation dominants. Or plusieurs types d'ondes peuvent contribuer au signal reçu, le champ total étant la combinaison d'ondes de surface guidées sur le corps, d'ondes directes, d'ondes diffusées par l'environnement (sol, murs,...) ou réfléchies par les éléments mobiles du corps (bras, jambe et tête). Dans le cadre du BAN, ces multitrajets peuvent conduire à de profonds évanouissements de l'ordre de 30 dB.

La diversité appliquée au BAN peut se comprendre de 2 manières:

- selon le contexte (indoor, outdoor,..) ou le scénario (positions des antennes sur le corps, corps en déplacement ou non), l'un des mécanismes de propagation domine nettement. Si on utilise de la diversité en commutation, il s'agit de sélectionner la voie dont le diagramme et la polarisation sont les plus adaptées au mode dominant. Chaque antenne commutée est alors dédiée à un des modes de propagation. Il peut alors s'écouler un temps important avant que la commutation ne s'effectue, si l'environnement n'évolue pas de façon majeure.

- La puissance moyenne est du même ordre sur chaque voie. Le récepteur commute rapidement d'une voie à l'autre en sélectionnant le signal de niveau le plus élevé au rythme des évanouissements rapides. On peut alors avoir deux cas. Soit chaque voie est associée à un mécanisme de propagation différent (typiquement ondes rampantes et réflexion sur le sol). Soit un mécanisme domine largement (typiquement les réflexions par l'environnement).

Dans l'exemple suivant, un simulateur statistique est utilisé pour déterminer les apports de la diversité dans deux scénarii. On va d'abord supposer que les voies ne suivent pas la même loi statistique puis qu'elles suivent la même loi. On considère une antenne à l'émission au niveau de la poitrine et deux antennes de réception *co-localisées* au niveau de la ceinture. Le traitement des deux voies se fait par sélection (*selection combining*).

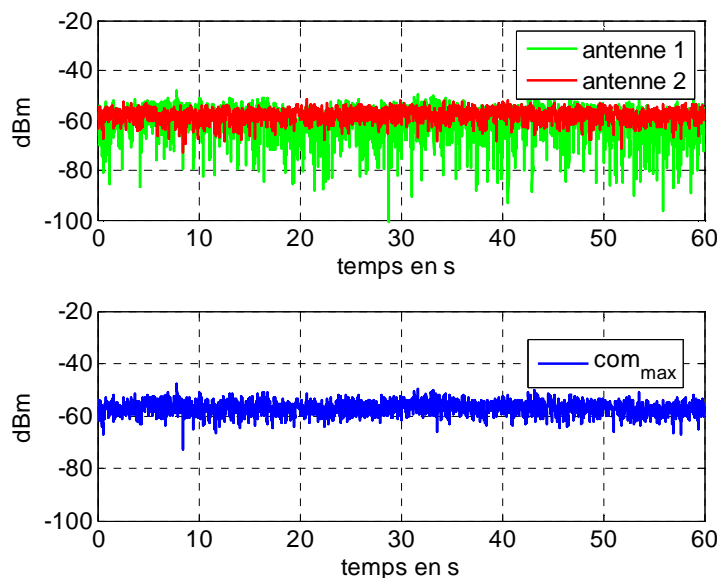


Figure 5.2 : Signaux issues des voies 1 et 2 (en vert et rouge) et signal combiné (en bleu)

-Les voies ne suivent pas les mêmes lois statistiques :

La loi statistique décrivant le canal est différente pour chaque voie. Ceci peut par exemple être observé si on a un chemin direct pour une onde de surface, qui respecte alors un modèle statistique de type Rice (antenne 1), et un canal multi trajets lié à l'environnement indoor qui respecte une statistique de Rice sans chemin dominant (antenne 2). Nous mesurerons le gain en diversité en prenant comme référence la voie ayant le signal le plus fort. La Figure 5.2 montre les signaux issus des deux antennes et le signal issu de la recombinaison, la Figure 5.3 présente les CDF associées.

Même si les deux voies ont une valeur moyenne proche, les CDF sont très différentes et l'intérêt de la diversité est limité. Le gain en diversité observé sur la Figure 5.3 n'est que de 2 dB. La CDF du signal recombinaison est proche de celle du canal Rice. Ce phénomène a déjà été reporté dans [KHA01]. Notons que le même type de courbe est obtenu si une des antennes est masquée ou partiellement masquée par un bras, par exemple.

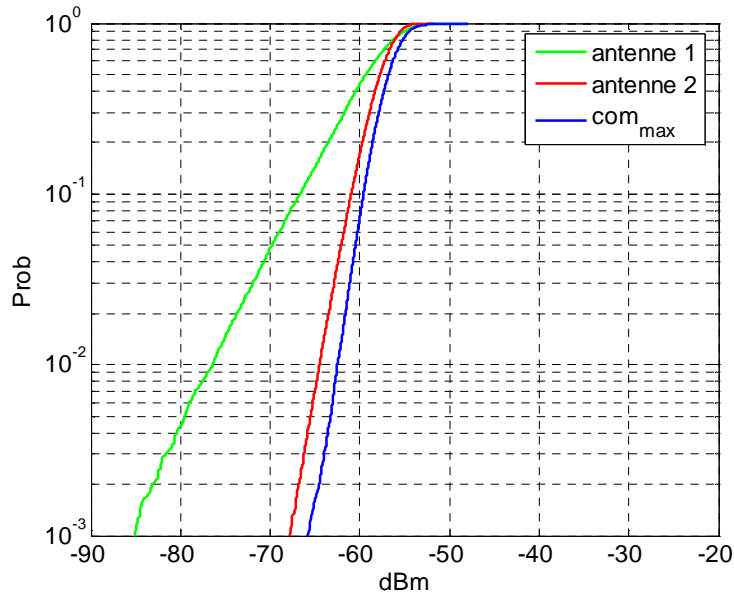


Figure 5.3 : CDF des voies 1 et 2 et de la combinaison des deux

-Les voies suivent les mêmes lois statistiques :

Ceci correspond au cas où les antennes sont similaires et les ondes reçues sont diffusées pratiquement à l'identique pour chaque antenne. La Figure 5.4 montre l'évolution temporelle des deux voies et le signal combiné dans le cas de deux canaux de type Rayleigh. On voit que les signaux ont une évolution commune et que le signal combiné est beaucoup moins affecté par les évanouissements.

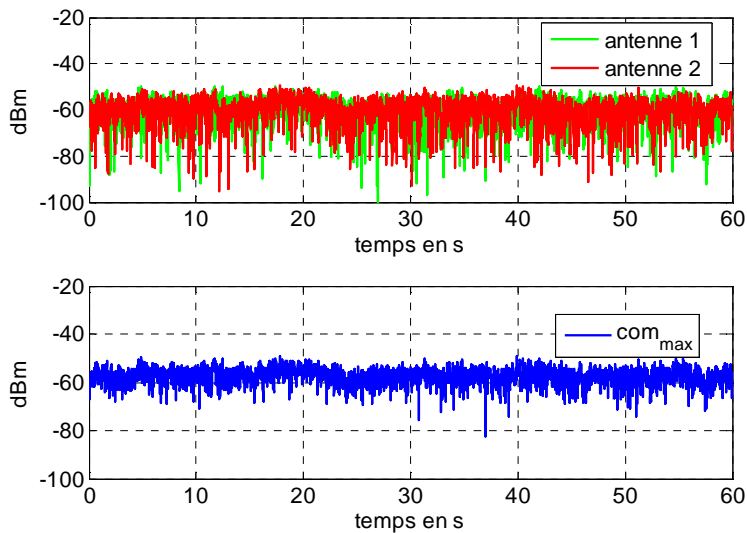


Figure 5.4 : Signaux issues des voies 1 et 2 (en vert et rouge) et signal combiné (en bleu)

L'étude des signaux par CDF montre l'impact des lois statistiques sur le gain en diversité (Figure 5.5). Le gain en diversité est de 10 dB, valeur qui correspond au maximum que l'on peut atteindre avec une recombinaison en sélection pour des signaux de type Rayleigh.

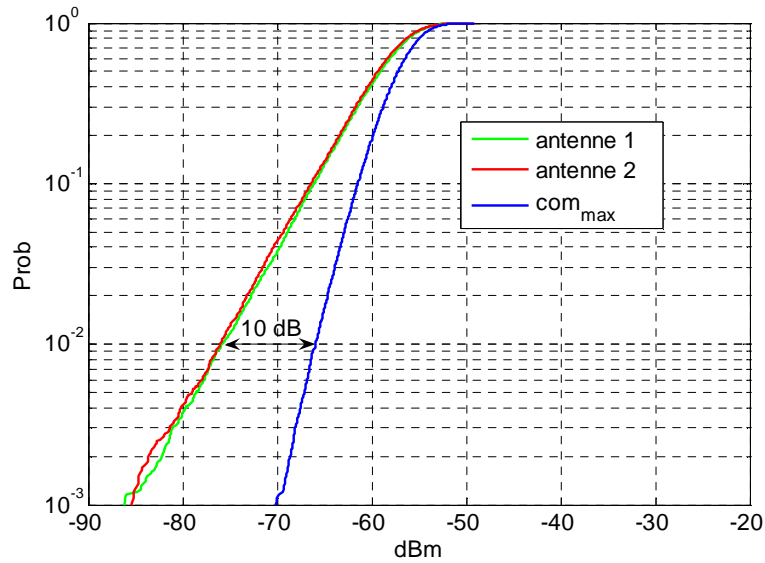


Figure 5.5 : CDF des voies 1 et 2 et de la combinaison des deux

Etudions maintenant l'effet de la profondeur des évanouissements sur le gain en diversité. Pour cela nous allons faire varier le paramètre m de Nakagami dont nous savons que l'inverse est lié à la *quantité d'évanouissement* (voir le chapitre *Modélisation Dynamique des Canaux BAN*). On fixe le paramètre m des évanouissements lents à 10, seul le m des évanouissements rapides varie. La Figure 5.6 montre le résultat de cette simulation où l'on constate que la diversité n'a d'intérêt que pour m faible pour lequel $G_D > 3$ dB.

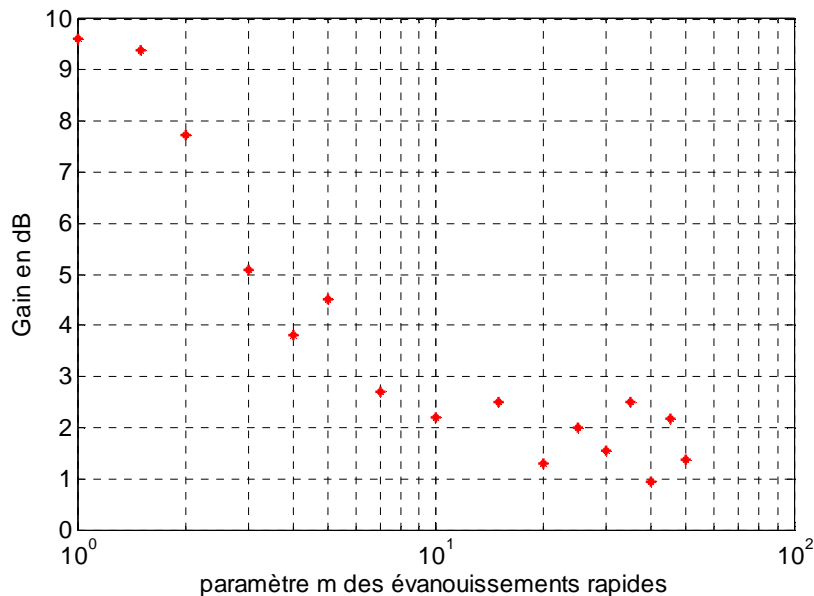


Figure 5.6 : Gain en diversité suivant la profondeur des évanouissements rapides caractérisés par le paramètre m de Nakagami

Pour des voies de type Rayleigh ($m=1$), le gain en diversité théorique est de 10.1 dB pour une combinaison par sélection. Dans ce cas, nous trouvons un gain de 9.6 dB. Pour $m > 7$, le gain oscille entre 2.7 et 0.94 dB.

Le paramètre m des évanouissements rapides va nous renseigner sur la distance minimum à partir de laquelle la diversité à un intérêt. On a noté dans le chapitre *Modélisation Dynamique*

des Canaux BAN que m est inférieur à 5 pour une distance supérieure à 35 cm environ, soit approximativement la distance entre la poitrine et la hanche.

Pour obtenir une diversité d'antennes efficace, on résume finalement les conditions à respecter :

- Les voies doivent posséder une faible corrélation entre-elles.
- Le canal ne doit pas présenter de trajet dominant.
- Les puissances moyennes de chaque voie doivent être proches afin de ne pas créer un déséquilibre trop important (Figure 5.7).

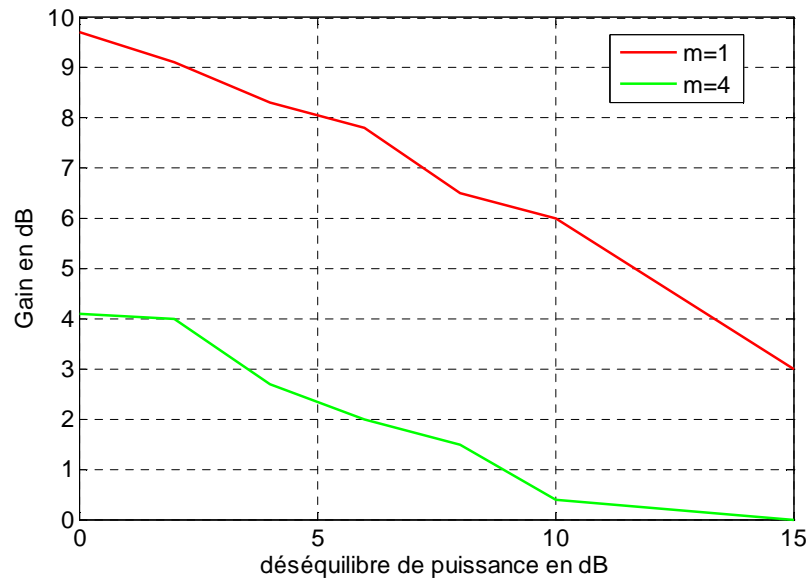


Figure 5.7 : Gain en diversité en fonction du déséquilibre de puissance moyenne entre voie

5.4 Conception de l'antenne à diversité sur le corps

Une antenne basée sur deux dipôles croisés constituerait un bon candidat pour appliquer la diversité d'antennes. En effet, un des dipôles aurait son axe en direction de l'émetteur favorisant l'onde de surface, tandis que l'autre perpendiculaire favoriserait les trajets par diffusion. Cette architecture présente une très bonne isolation entre ports. Malheureusement, le rendement du dipôle horizontal à 5 mm du corps est faible (pas plus de 15 %) ce qui limite son utilisation. Cette solution pourrait cependant présenter un intérêt aux fréquences plus élevées, où, pour la même distance au corps, les rendements sont meilleurs.

Nous avons donc préféré des antennes moins sensibles à la présence du corps avec la PIFA et le monopôle court chargé par disque capacitif. Le monopôle favorise plutôt les ondes de surface, tandis que la PIFA rayonne plus d'énergie vers l'extérieur du corps et est sensible aux deux composante E_θ et E_ϕ . On va donc développer un prototype combinant les deux types d'antennes sur le même substrat (Figure 5.8).

Notons qu'une solution basée sur deux antennes PIFA ne convenait pas car les PIFAs sont peu sensibles à l'onde de surface. D'autre part, l'intégration de deux monopôles aurait conduit à un couplage trop important.

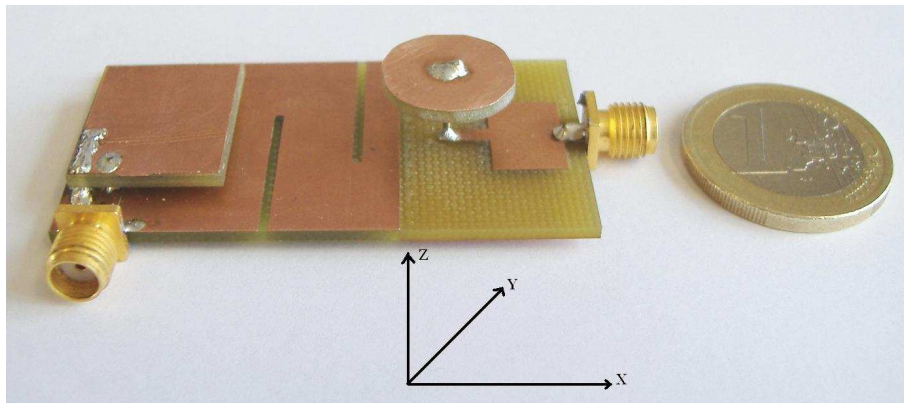


Figure 5.8 : Prototype d'antenne à diversité incluant une PIFA et un monopôle raccourci

Notre modèle d'antenne comporte une petite PIFA placée à l'extrémité d'un plan de masse de 30*35 mm sur la partie supérieure du substrat FR4. Le monopôle court est placé à l'autre extrémité avec un plan de masse séparé de 20*30 mm situé en dessous du substrat. La hauteur du monopôle est de 9.5 mm et le diamètre du disque capacitif est de 15 mm. L'adaptation de cette antenne est assurée par un circuit micro-ruban de type LC en L inversé. La hauteur de la PIFA est de 3.2 mm et la surface totale de la structure est de 30 mm*55 mm (Figure 5.8). Les dimensions de la structure sont faibles du fait de l'insertion de fentes accordées qui permettent un découplage entre les antennes afin que celles-ci n'interagissent pas.

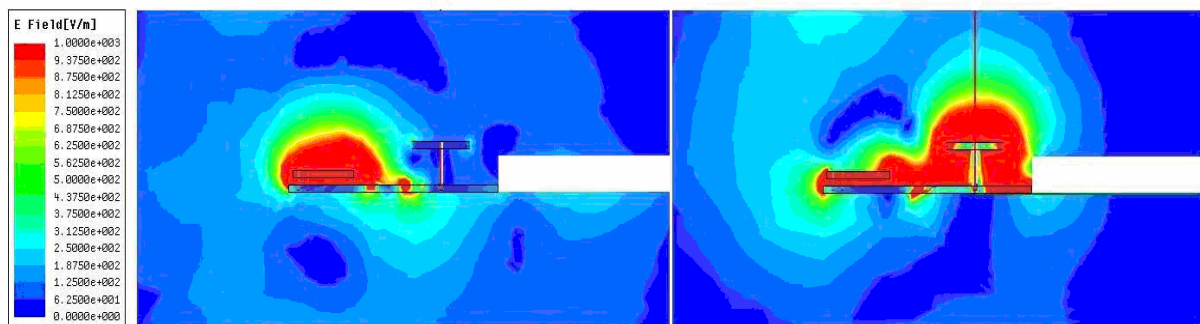


Figure 5.9 : Distribution du champ électrique avec fentes (à gauche) et sans fentes (à droite)

Ainsi nous avons réduit le couplage entre les antennes co-localisées par l'insertion de deux fentes $\lambda/4$ dans le plan de masse de la PIFA. Les fentes sont excitées en opposition de phase, ce qui réduit l'influence entre antennes. D'autre part, à l'extrémité d'une fente le courant est maximum et le champ électrique très faible ce qui a pour conséquence de réduire considérablement le couplage électrique entre antennes. Une série de simulations a permis de fixer l'emplacement et la distance optimale entre fentes. La Figure 5.9 montre l'allure de la distribution du champ électrique avec et sans fentes. Dans le premier cas, le champ se restreint aux parties horizontales des éléments rayonnants tandis qu'en absence de fentes, le couplage apparaît clairement. La Figure 5.10 montre l'isolation entre voies apportée par le placement judicieux des fentes. Celles-ci permettent une isolation toujours inférieure à 20 dB, atteignant même 30 dB à la résonance de ces dernières.

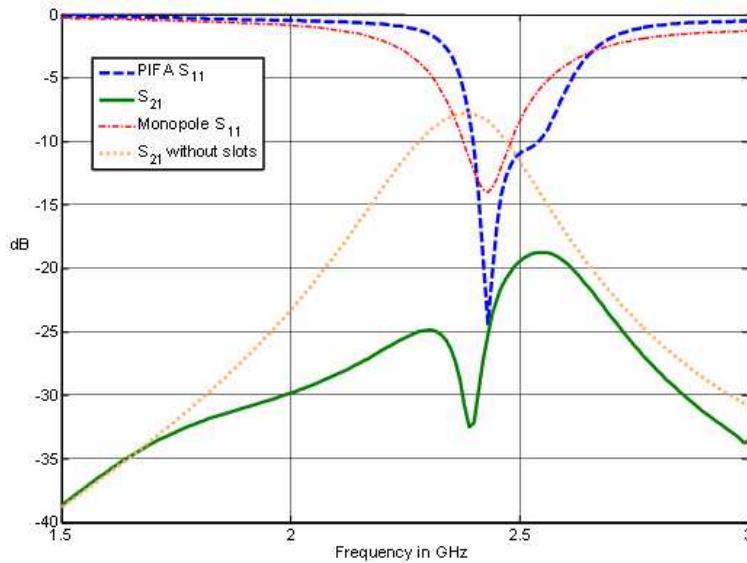


Figure 5.10 : Paramètres S du prototype d'antenne à diversité

5.5 Étude du rayonnement de la structure

L'étude du rayonnement de l'antenne se fait par simulation HFSS incluant le corps. Pour cela, nous considérons le modèle d'un torse constitué par un cylindre diélectrique homogène de périmètre 92 cm et d'une longueur de 40 cm.

Pour la PIFA et le monopôle court, le diagramme de rayonnement dans le plan xOy tangent à la surface du corps est donné sur la Figure 5.11.

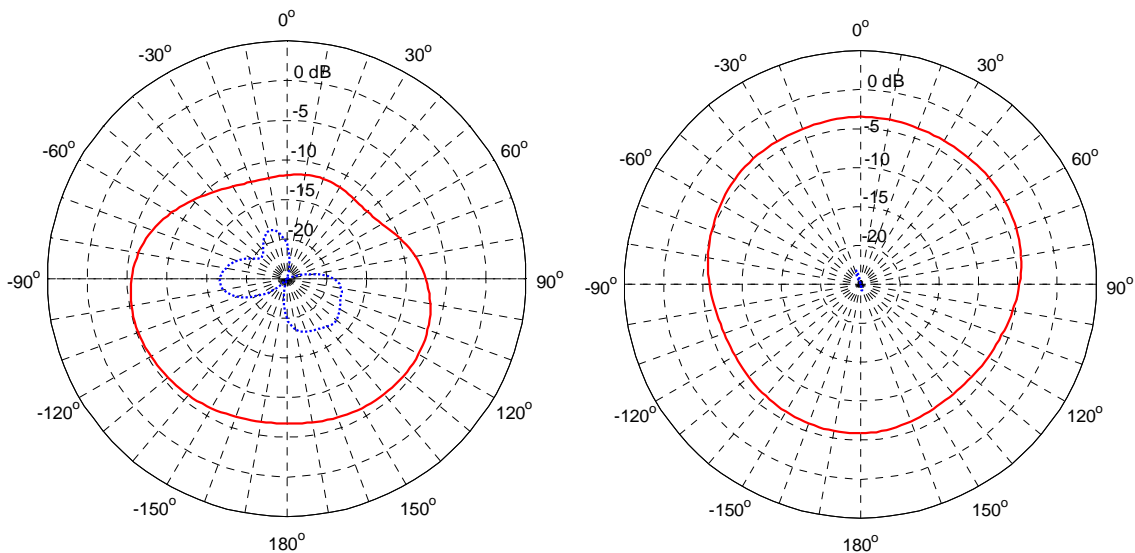


Figure 5.11 : Diagramme de rayonnement des antennes PIFA (à gauche) et monopôle (à droite) dans le plan xOy ; en trait plein rouge, la composante θ et en bleu pointillés, la composante φ

On observe que le rayonnement du monopôle est bien plus omnidirectionnel que la PIFA dans le plan azimutal. Pour le monopôle, le gain est de -5 dBi tandis que cette valeur correspond au gain maximum de la PIFA. L'antenne monopôle est donc plus appropriée pour recevoir les ondes de surfaces provenant de n'importe quelle direction.

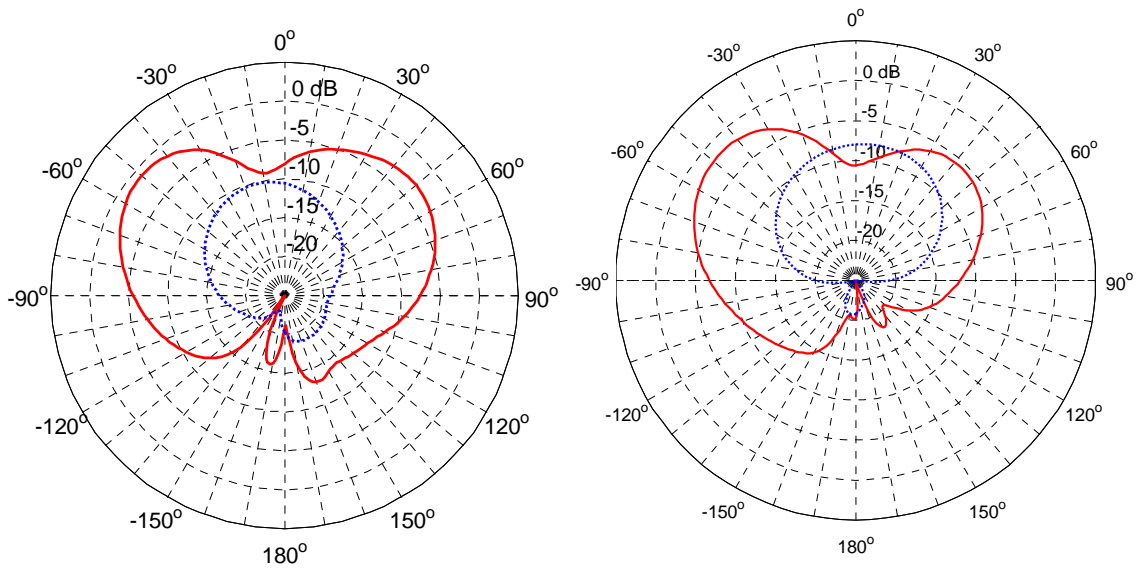


Figure 5.12 : Diagramme de rayonnement de la PIFA dans le plan xOz (à gauche) et yOz (à droite); en rouge trait plein, la composante θ et en bleu pointillés, la composante φ

Dans les plans verticaux perpendiculaires au corps (xOz et yOz), les diagrammes de rayonnement pour la PIFA (Figure 5.12) et le monopôle (Figure 5.13) sont présentés. Ce dernier montre un creux prononcé au zénith du corps et une composante E_φ négligeable. Le rayonnement de la PIFA est quant à lui caractérisé par une combinaison de composantes E_θ et E_φ et un rayonnement au zénith non négligeable. Ces deux dernières caractéristiques font de la PIFA une antenne plus sensible aux ondes diffusées dans l'environnement, en tout état de cause n'y réagissant pas de la même façon que le monopôle, ce qui est favorable à la décorrélation entre voies.

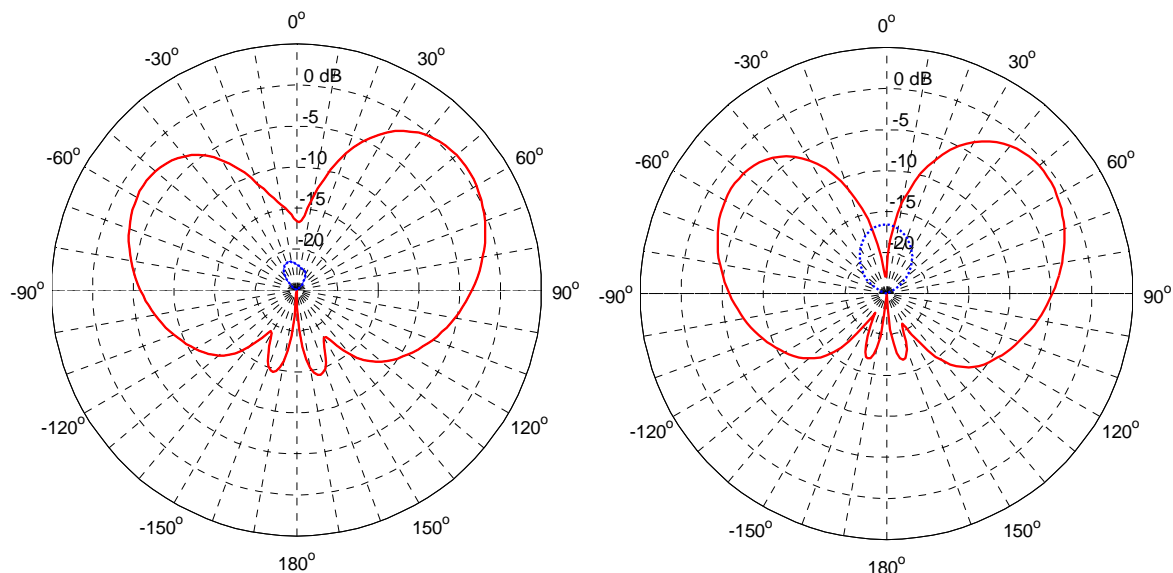


Figure 5.13 : Diagramme de rayonnement du monopôle (à gauche) dans le plan xOz et yOz (à droite) ; en rouge trait plein, la composante θ et en bleu pointillés, la composante φ

En conclusion, la structure proposée est potentiellement intéressante en termes de diversité, les antennes possédant des diagrammes de rayonnement différents en azimut et en élévation. Il existe d'autre part une prédominance de la composante θ dans le plan azimutal du

monopôle, et une sensibilité plus grande de la PIFA aux deux polarisations et à l'ensemble des directions d'arrivée vers l'extérieur du corps.

Evidemment, le fantôme cylindrique n'est qu'une estimation simplifiée de la morphologie du corps. On suppose cependant qu'il donne une bonne idée des performances réelles en diversité de l'antenne.

5.6 Performances de l'antenne pour différents trajets

Afin de conduire notre étude, nous avons repris les configurations habituelles des appareils d'acquisition, mis à part le fait que le VNA est maintenant utilisé avec deux récepteurs, chacun recevant le signal provenant d'une des voies du prototype. Une mesure identique est effectuée pour chaque trajet à l'aide du monopôle court chargé par disque capacitif utilisé comme antenne de référence. L'antenne d'émission est également un monopôle court. La Figure 5.14 montre l'ensemble antenne de référence, antenne d'émission et structure à diversité.

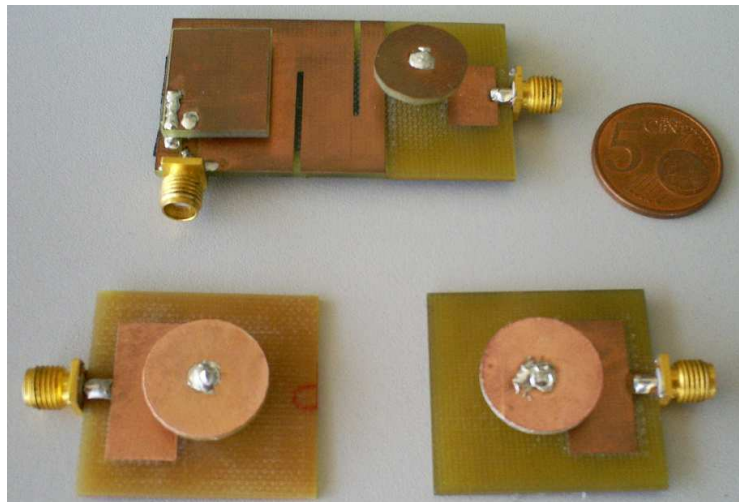


Figure 5.14 : Ensemble d'antennes contenant l'antenne à diversité (en haut), l'antenne d'émission et l'antenne de référence (en bas)

Les courbes de CDF permettent d'évaluer les performances de la diversité pour le cas des trois trajets étudiés; poitrine-nombril, poitrine-dos (ceinture) et nombril-dos (ceinture). Chaque figure présente la CDF des deux voies de l'antenne à diversité et de l'antenne de référence. La dernière courbe correspond à la recombinaison des deux ports par sélection sur la voie de niveau le plus élevé. C'est cette courbe qui sera comparée à celle de l'antenne de référence et qui permettra de déterminer le gain en diversité pour une probabilité de 1 %.

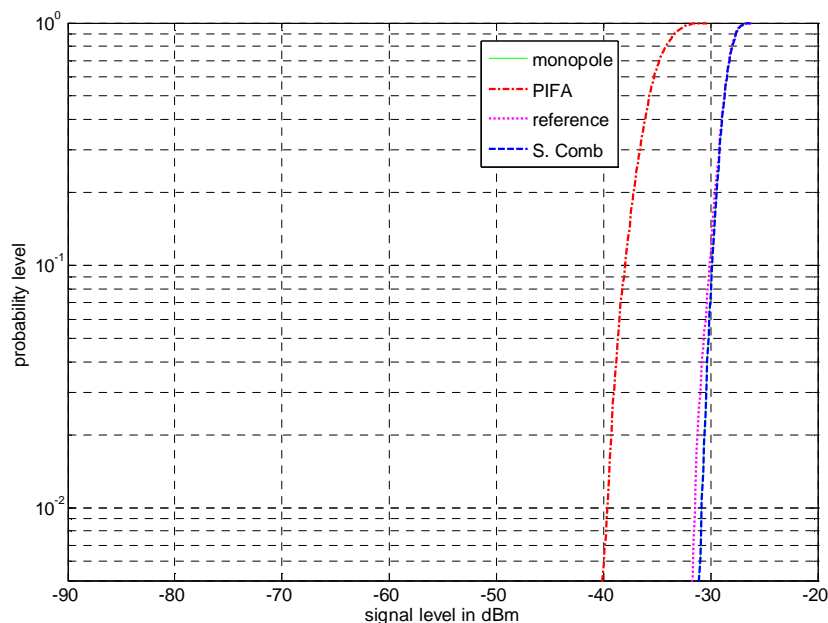


Figure 5.15 : CDF de la structure à diversité, de l'antenne de référence et de la recombinaison par sélection dans le trajet poitrine-nombril

Dans le trajet nombril-poitrine (Figure 5.15) où les ondes de surface et/ou les ondes rampantes sont le mode de propagation dominant, il se produit un net déséquilibre d'environ 10 dB entre voies. Ceci est dû au fait que le gain du monopôle est plus important dans le plan azimutal. De plus, la statistique des signaux fait que le paramètre m est différent pour chaque voie donnant ainsi un gain en diversité très faible de 0.7 dB. Dans cette configuration, la structure à diversité pourrait être commutée en permanence sur le monopôle. Nous avons vérifié que les CDF obéissent à une loi de Rice (m grand) indiquant que le mécanisme de propagation se fait principalement par ondes de surface. Dans ce type de trajet, il n'est pas nécessaire que les deux antennes favorisent l'onde de surface car pour les deux voies m serait grand, ce qui n'apporte que peu ou pas de gain en diversité (Figure 5.6).

Pour le trajet nombril-dos le long de la ceinture (Figure 5.16), un déséquilibre en puissance est également observé, mais il est bien plus faible. La corrélation d'enveloppe est seulement de 0.12 ce qui permet d'obtenir un gain en diversité de 6.7 dB. Dans ce cas, le signal reçu est issu d'un mélange entre les ondes rampantes le long de la taille et les ondes diffractées par l'environnement. La diversité peut donc être appliquée avec bénéfice puisque la PIFA est sensible aux ondes diffractées et contribue également efficacement.

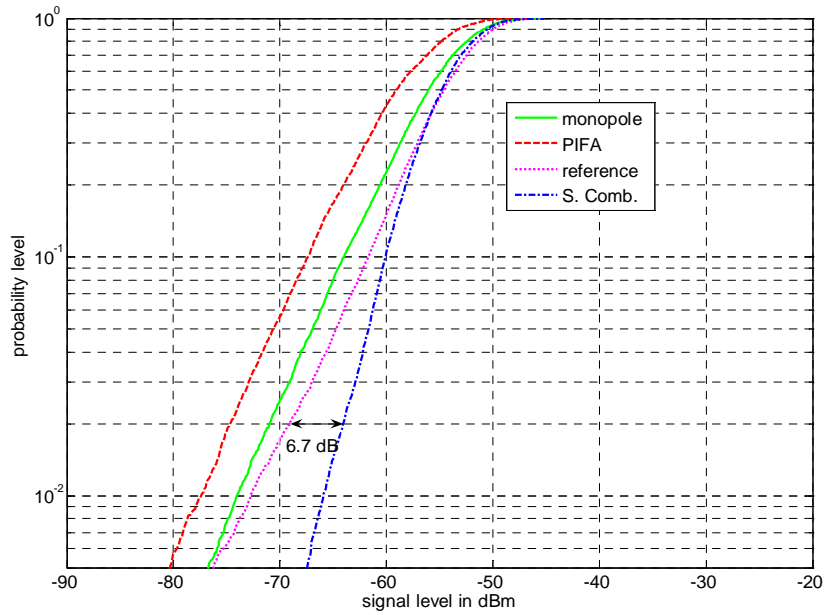


Figure 5.16 : CDF de la structure à diversité, de l'antenne de référence et de la recombinaison par sélection dans le trajet nombril-dos

Pour le trajet poitrine-dos où l'une des antennes est placée sur le dos (Figure 5.17), on observe que les CDF ont une caractéristique de type Rayleigh, soit $m \approx 1$. Le mode de propagation dominant se fait par diffraction dans l'environnement, l'onde rampante étant ici très faible.

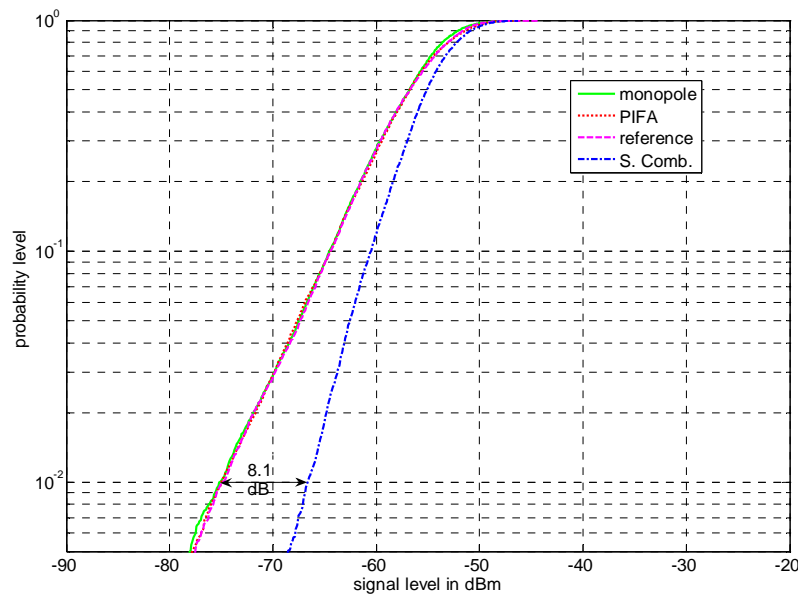


Figure 5.17 : CDF de la structure à diversité, de l'antenne de référence et de la recombinaison par sélection dans le trajet poitrine-dos

Dans ces conditions, le déséquilibre entre voies est très faible, on doit donc s'attendre à un gain en diversité élevé (Figure 5.7) car les deux antennes favorisent les ondes diffractées (Figures 5.12 et 5.13). Malgré une forte corrélation d'enveloppe de 0.49, on obtient un gain en

diversité de 8.1 dB. Cette valeur s'approche du gain maximum théorique par recombinaison en sélection de 10.1 dB pour des canaux de type Rayleigh.

5.7 Conclusion du chapitre

Dans ce chapitre, nous avons mis à profit nos connaissances sur la propagation BAN et la conception d'antennes BAN pour réaliser un prototype à diversité de diagramme dédié.

Nous avons d'abord étudié l'apport de la diversité en fonction des caractéristiques statistiques de chaque voie. Ensuite, grâce aux modèles statistiques déjà réalisés dans le chapitre *Modélisation dynamique des canaux BAN*, nous avons localisé les trajets pour lesquels la diversité est un plus.

Une analyse des travaux publiés a montré que la diversité n'a pas d'intérêt dans les configurations où les antennes sont en visibilité directe ce qui a été confirmé par notre étude préliminaire, où le paramètre m de Nakagami doit être faible pour obtenir un gain correct.

La structure à diversité proposée est une association PIFA-monopôle court. Celle-ci permet de favoriser l'onde de surface pour les trajets où la diversité n'a que peu d'intérêt (m grand) comme c'est le cas lorsque les trajets sont sur le torse. En revanche, les deux antennes favorisent les ondes diffractées dans le cas des trajets où la diversité est potentiellement intéressante (m faible) avec un déséquilibre faible entre voies. La structure à un rendement de l'ordre de 60 % sur le corps et les antennes sont découplées entre elles par l'intermédiaire de deux fentes $\lambda/4$ insérées dans le plan de masse de la PIFA.

Les tests *in-situ* sur le corps ont montré que le gain en diversité est très faible sur le torse et que seul le monopôle peut être utilisé pour la réception. En revanche, lorsque les antennes ne sont plus en visibilité directe avec une onde de surface ou rampante négligeable devant les ondes diffractées par l'environnement, le gain en diversité atteint alors un maximum de 8.1 dB. Cette valeur s'approche du maximum théorique obtenu pour des canaux de type Rayleigh.

REFERENCES :

- [JAK01] W. C. Jakes, *Microwave Mobile Communications*, Wiley-IEEE Press, 1994 (édition originale John Wiley & Sons, 1974)
- [KHA01] Khan I., Hall P. S., Serra A. A., Guraliuc A. R., Nepa P., “Diversity Performance Analysis for On-Body Communication Channels at 2.45 GHz”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 57, No. 4, Avril 2009.
- [KHA01] Khan I., Yu L., Nechayev Y. I., Hall P. S., “Space and Pattern Diversity for On-Body Communications Channels in an Indoor Environment at 2.45 GHz”, *EuCAP 2007*
- [KHA02] Khan I., Hall P. S., Serra A. A., Guraliuc A. R., Nepa P., “Diversity Performance Analysis for On-Body Communication Channels at 2.45 GHz”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 57, No. 4, Avril 2009.
- [KHA03] Khan I., Hall P. S., “Multiple Antenna Reception at 5.8 GHz and 10 GHz for Body-Centric Wireless Communication Channels”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 57, No. 1, Janvier 2009.
- [RAB01] José María Hernando Rábanos, “Transmisión por Radio”, sixième édition, Editorial universitaria Ramón Areces, 2008.
- [SER01] Serra A. A., Nepa P., Manara G., Hall P. S., “Diversity for Body Area Networks”, *URSI General Assembly*, 2008.
- [SER02] Serra A.A., Guraliuc A., Nepa P., Manara G., Hall P.S., “Diversity Gain Measurements for Body-Centric Communication Systems”, *International Journal of Microwave and Optical Technology*, Vol. 3, No. 3, Juillet 2008.
- [VAU01] Vaughan R. G., Andersen J. B., “Antenna diversity in mobile communications”, *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. VT-36, n°4, pp. 147-172, Novembre 1987
- [VAU02] Vaughan R. G., Andersen J. B., *Channels, Propagation and Antennas for Mobile Communications*, IEE Electromagnetic Waves Series 50, 2003

Chapitre

6 Conclusion et Perspectives

CONCLUSION ET PERSPECTIVES

6.1 Conclusion

L'optimisation d'un BAN nécessite des connaissances théoriques sur la physique du canal et les caractéristiques des antennes dans les milieux biologiques. Ce travail de thèse s'est efforcé d'affiner et compléter les informations sur ce domaine.

Notre approche a d'abord consisté à développer des modèles analytiques pour caractériser aussi bien les phénomènes de propagation que le comportement des antennes en présence des tissus humains. On a ainsi pu mettre en évidence les paramètres prépondérants avant d'effectuer une vérification expérimentale.

Plusieurs modèles de canaux BAN déterministes et statistiques ont ainsi été développés. Des règles de conception des antennes BAN ont également été énoncées.

Le *premier chapitre* traitait de l'évolution des télécommunications vers les réseaux du type BAN. Au cours de ces cent dernières années, les évolutions technologiques ont permis la miniaturisation des systèmes radios et informatiques autorisant de nos jours les technologies hybrides analogiques-numériques à être implantées au sein des vêtements. Le BAN est donc une évolution naturelle des réseaux mobiles vers des réseaux de capteurs intelligents dédiés et placés sur le corps.

Le *deuxième chapitre* étudiait l'établissement et de la propagation des ondes de surface et des ondes rampantes sur le corps. Une étude basée sur les équations de Sommerfeld-Watson-Wait conduit à la mise en évidence des caractéristique des modes TE et TM.

Ces équations ont conduit à la mise au point des premiers modèles déterministes prenant en compte les caractéristiques des tissus biologiques, ainsi que les caractéristiques de rayonnement des antennes. Ces modèles ont été validés par des mesures sur un fantôme et des personnes de morphologies différentes.

L'influence des tissus adipeux a également été prise en compte pour expliquer les différences d'atténuation de l'onde corporelle (onde de surface/onde rampante) selon les personnes.

Le *troisième chapitre* consacré aux antennes s'est d'abord attaché à analyser l'influence des tissus biologiques sur l'impédance et le rendement d'un dipôle par le biais d'un modèle analytique basé sur la théorie de King. Des simulations complémentaires ont permis d'observer les déformations du diagramme de rayonnement. L'impact de la résonance des tissus adipeux a été mis en évidence de façon analytique, puis par simulation.

Par la suite, différentes antennes ont été conçues. Suivant leurs topologies, certaines permettaient d'exciter les ondes corporelles, tandis que d'autres étaient plus à même de rayonner vers l'extérieur du corps.

Le rendement des antennes était clairement accru lorsque celles-ci possèdent un plan de masse, comme la PIFA ou le monopôle raccourci. Deux techniques innovantes de désensibilisation des antennes sur le corps ont été présentées. La première consiste à absorber le champ proche des antennes planaires par l'emploi de polymères contenant de la ferrite. Les résultats montrent que l'antenne devient insensible au corps en termes de désadaptation, mais le rendement reste toujours faible. La deuxième solution consiste à augmenter la bande

passante des antennes, ce qui a pour effet d'augmenter considérablement le rendement aux faibles distances du corps.

Nous avons également discuté d'une nouvelle technique de mesure du rendement basée sur des mesures ou des calculs du facteur de qualité en présence ou en l'absence du corps. Cette technique est valable pour les rendements modérés (<60%) typiques des antennes proches du corps et a été validée par simulation.

Par des mesures de transmission sur un fantôme, on conclut que les antennes excitant principalement un mode TE ne peuvent pas être utilisées pour générer une onde de surface. Seules les antennes excitant un mode TM comme la PIFA ou le monopôle donnent de bons résultats. L'orientation correcte de dipôles horizontaux a également été étudiée pour permettre une transmission optimale par ondes de surface.

Le *quatrième chapitre* s'est focalisé sur les canaux BAN dynamiques en milieu indoor. Une première modélisation nous a permis de montrer que la proximité du mobilier intérieur crée des évanouissements importants sur le signal reçu. Nous avons ensuite introduit les lois statistiques concernant la modélisation de la dynamique des signaux. Puis différents outils d'analyse des canaux ont été présentés. Une technique innovante d'extraction des évanouissements basée sur l'autocorrélation du canal a été utilisée. Les évanouissements lents et rapides sont ainsi caractérisés par des modèles statistiques en fonction de la distance sur le corps. C'est la première fois que de tels modèles sont présentés dans la caractérisation des canaux BAN. Finalement, les modèles statistiques sont implémentés dans un simulateur simplifié. Ces modèles pourront être employés pour tester la robustesse des codes numériques vis-à-vis des évanouissements rencontrés dans les canaux BAN.

Le *cinquième chapitre* concerne l'application du principe de diversité au BAN. On a montré de façon théorique par le biais d'un simulateur simplifié que la diversité apporte un gain notable lorsque les antennes sont à une distance supérieure à 35 cm sur le torse, ou qu'elles sont placées aux antipodes quand elle sont sur la taille. Une antenne à diversité combinant co-un PIFA et monopôle raccourci co-localisées a été réalisée. Le découplage entre les antennes est réalisé par l'insertion de fentes $\lambda/4$ qui limitent l'extension du champ électrique proche de chaque antenne. Les mesures réalisées en milieu indoor ont montré que cette structure permet d'apporter un gain en diversité maximum de 8.1 dB par rapport à une antenne de référence du type monopôle court.

6.2 Perspectives

L'étude des canaux BAN et la conception des antennes soumises aux milieux biologiques sont encore à leurs balbutiements. Il existe probablement des antennes de très faibles épaisseurs intégrables aux vêtements dont l'adaptation aux canaux de propagation et la résistance à l'influence du corps en termes de rendement et d'impédance sont supérieures à celles présentées dans notre travail. Dans ce cadre, la notion d'antenne magnétique doit être approfondie. L'idée que les antennes doivent être différentes selon le scénario (position sur le corps, environnement) mais aussi la morphologie et l'indice de poids d'une personne devra également faire l'objet d'une étude.

Les aspects UWB ont été négligés dans ce travail, essentiellement parce que d'autres partenaires du projet BANET ont traité du sujet. La diversité fréquentielle naturelle des

antennes UWB les rend en effet plus robustes par rapport aux dispersions observées tant dans la nature des tissus que dans les positions relatives des antennes sur le corps. Mais la miniaturisation des antennes UWB n'a pas encore fait l'objet d'étude poussée dans l'environnement hostile des tissus humains.

Un travail non négligeable reste encore à réaliser sur la modélisation dynamique des canaux, notamment par l'utilisation de filtres régressifs et de nouvelles lois statistiques plus à même de prendre en compte le milieu inhomogène de propagation.

Il apparaît au final que c'est uniquement au travers de campagnes de mesure nombreuses de canaux dynamiques, basées sur des réponses impulsionnelles incluant l'analyse statistique des distributions de retards que les modèles pourront recouvrir la grande variabilité des morphologies et des conditions de mouvements et d'évanouissements.

Liste des publications

Revues

T. Alves, R. Augustine, P. Quéffélec, M. Grzeskowiak, B. Poussot, J.-M. Laheurte, 'Polymeric ferrite-loaded antennas for on-body communications', *Microwave and Optical Technology Letters*, Volume 51, Issue 11, p 2530-2533, November 2009

R. Augustine, *T. Alves*, T. Sarrebourg, B. Poussot, K.T.Mathew, J-M. Laheurte, 'Polymeric - Ferrite sheets for SAR reduction of wearable antennas', *Electronics letters*, volume 46, issue 3, Feb. 4th 2010

T. Alves, B. Poussot, J-M Laheurte, 'Analytical Propagation Modelling of BAN Channels Based on the Creeping Wave Theory', accepté pour publication dans *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 05/07/2010.

C. Roblin, J-M. Laheurte, R. D'Errico, A. Gati, D. Lautru, *T. Alves*, H. Terchoune, F. Bouttout, 'Antenna design and channel modelling in the BAN context – Part I: Antennas', accepted in *Annals of Telecommunications*, "Special issue on Body Area Networks Applications and Technologies" (septembre 2010).

C. Roblin, J-M. Laheurte, R. D'Errico, A. Gati, D. Lautru, *T. Alves*, H. Terchoune, F. Bouttout, 'Antenna design and channel modelling in the BAN context – Part II: Channel modelling', accepted in *Annals of Telecommunications*, "Special issue on Body Area Networks Applications and Technologies" (septembre 2010).

C. Miry, *T. Alves*, R. Gillard, J.M. Laheurte, R. Loison, B. Poussot, 'Analysis of the transmission between on-body devices using the bilateral dual-grid FDTD technique' accepted in *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 21/10/2010

T. Alves, B. Poussot, J-M Laheurte, "PIFA - Top loaded Monopole Antenna with Diversity Features for WBAN Applications", submitted to *IEEE antennas and wireless propagation letters*, 30 october 2010

Conférences

T. Alves, R. Augustine, P. Quéffélec, M. Grzeskowiak, B. Poussot, J.-M. Laheurte, "Ban antenna design using ferrite polymer composite", *EuCAP 2009*, Berlin, 23-27 Mars 2009

T. Alves, B. Poussot, J.-M. Laheurte, "Protocole Expérimental pour la Caractérisation de Canaux BAN en Bande Etroite", *JNM*, Grenoble, 27-29 mai 2009

T. Alves, B. Poussot, J.-M. Laheurte, "Analytical Propagation Modelling of BAN Channels Based on the Creeping Wave Theory", *EuCAP 2010*, 12-16 Avril 2010

R. Augustine, *T. Alves*, T. Sarrebourg, B. Poussot, K.T.Mathew and J.M. Laheurte, "Polymeric Ferrite Sheets for SAR Reduction of Wearable Antennas", *EuCAP 2010*, 12-16 Avril 2010

Annexes

A CONCEPTION ANALYTIQUE DES ANTENNES EN F-INVERSE

A.1 Description et conception analytique des antennes à structure en F inversée

A.1.1 Etude des résonances

La Figure A.1 présente le schéma équivalent en lignes de transmission d'une structure en F-inversée. Comme indiqué dans le chapitre *Les Antennes BAN et les Interactions Corps-Antenne*, ce type d'antenne est constitué d'une partie inductive (à gauche) et d'une partie capacitive (à droite). Le tout est alimenté par un monopôle. Nous supposons pour l'instant que les lignes sont sans pertes. Cette première approche nous permettra en effet de pouvoir calculer les longueurs de résonance de la structure.

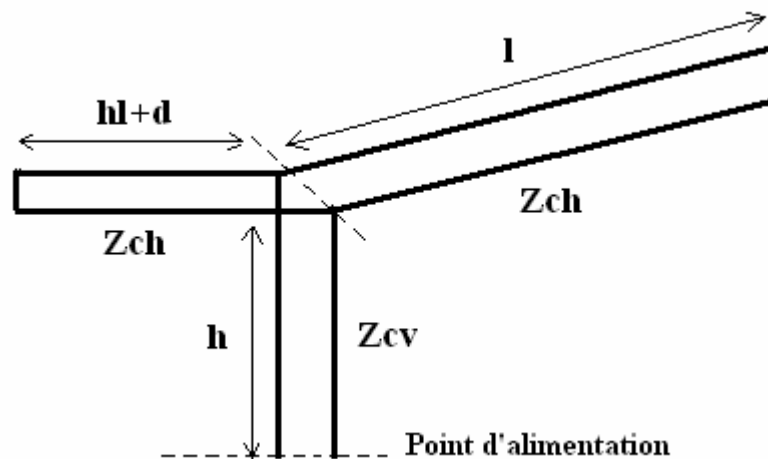


Figure A.1 : Schéma équivalent d'une structure en F-inversé

-Etude de la section en L-inversée :

La section en L-inversé, à gauche, est constituée par une ligne verticale d'impédance caractéristique Z_{cv} , de hauteur h et d'une ligne horizontale d'impédance caractéristique Z_{ch} de longueur d , (Figure A.2).

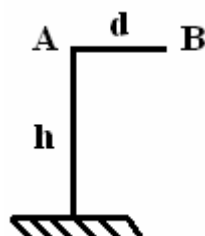


Figure A.2 : Allure de la section en L-inversée

En A, la réactance inductive est donnée par :

$$X_A = jZ_{cv} \tan kh \quad (A.1)$$

Afin de simplifier grandement les calculs, on peut uniformiser la section complète ayant une seule impédance caractéristique, pour cela nous choisissons Z_{ch} . Cela revient donc à calculer une hauteur équivalente h_L de ligne d'impédance caractéristique Z_{ch} donnant la même réactance X_A .

$$\text{Soit : } X_A = jZ_{cv} \tan kh = jZ_{ch} \tan kh_L$$

$$\text{Donc : } h_L = \frac{1}{k} \arctan\left(\frac{Z_{cv}}{Z_{ch}} \tan kh\right) \approx \frac{Z_{cv}}{Z_{ch}} h \quad (\text{A.2})$$

$$\text{On a donc la réactance inductive en B qui vaut : } X_B = jZ_{ch} \tan k(h_L + d) \quad (\text{A.3})$$

L'expression (A.3) montre que pour avoir une composante inductive forte, Z_{cv} doit grand par rapport à Z_{ch} .

-Etude de la section horizontale :

La Figure A.3 montre l'allure de la section horizontale. Il s'agit en fait d'une simple ligne ouverte à son extrémité qui fera donc office de capacité.

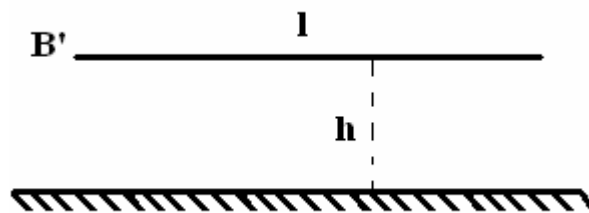


Figure A.3 : Allure de la section horizontale

$$\text{La réactance au point B' est alors simplement donnée par : } X_{B'} = -jZ_{ch} \cot kl \quad (\text{A.4})$$

L'expression (A.4) montre que la capacité équivalente de la ligne sera d'autant plus importante que Z_{ch} sera faible.

-Etude de la mise en parallèle des deux sections :

On joint les deux sections réactives au point B et B', que l'on nommera maintenant C et l'on calcule la réactance en ce point, (Figure A.4). La réactance en ce point est alors donnée par :

$$jX_C = -jZ_{ch} \frac{1}{\tan kl - \cot k(h_L + d)} \quad (\text{A.5})$$

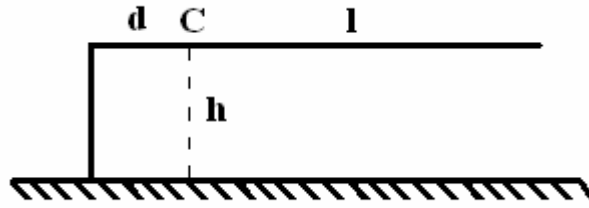


Figure A.4 : Allure de la mise en parallèle des deux sections réactives

Calculons maintenant quelques sont les fréquences de résonance de la structure. Pour cela fixons d'abord $X_c=0$, soit une résonance série. L'équation (A.5) admet alors deux solutions qui sont :

$$k = 0 \quad (A.6a)$$

$$l = \frac{\lambda}{4} \quad (A.6b)$$

La première solution correspond au régime continu, ce qui n'a ici pas d'intérêt, la deuxième solutions est la seule valable.

Voyons maintenant quelle est la relation qui donne la résonance parallèle, soit $X_c = \infty$. On trouve alors :

$$l + d + h_L = \frac{\lambda}{4} \quad (A.6c)$$

Ainsi, d'après (A.6b) et (A.6c), on en déduit les deux premières résonances de la structure présentée sur la figure A.4. On en déduit également que la résonance parallèle se produit avant la résonance série.

Le rapport entre la fréquence série et la fréquence parallèle est alors donnée par :

$$\frac{f_s}{f_p} = 1 + \frac{h_L + d}{l} \quad (A.7)$$

-Etude de la structure complète en F-inversée :

La structure que nous venons d'étudier est en fait alimentée par une ligne d'impédance caractéristique Z_{cv} , (Figure A.1). Soit la réactance X_D au point d'alimentation D est donnée par :

$$jX_D = Z_{cv} \frac{jX_C + jZ_{cv} \tan kh}{Z_{cv} - X_C \tan kh} \quad (A.8)$$

De même, calculons les différentes solutions possibles, soit pour $X_c=0$, nous avons :

$$jX_c = -jZ_{cv} \tan kh$$

Ce qui finalement conduit à la condition sur la longueur l de la section horizontale comme étant :

$$l = \frac{1}{k} \arctan \left[\cot k(h_L + d) + \frac{Z_{ch}}{Z_{cv}} \cot kh \right] \quad (\text{A.9})$$

Du point de vue physique, on aurait pu retrouver l'équation (A.9) sachant que la structure de la Figure A.4 est équivalente à une capacité C pour les fréquences comprise entre la résonance parallèle et la résonance série. Soit d'après (A.5) :

$$C = \frac{1}{Z_{ch}} [\tan kl - \cot k(h_i + d)] \quad (\text{A.10})$$

Cette capacité est équivalente à un tronçon de ligne ouverte de hauteur h' donnée par :

$$h' = \frac{1}{k} \arctan(Z_{cv} C \omega) \quad (\text{A.11})$$

$$\text{La condition de résonance est alors donnée par : } h + h' = \frac{\lambda}{4} \quad (\text{A.12})$$

Ainsi en utilisant les équations (A.10), (A.11) et (A.12) on retrouverait facilement l'équation (A.9).

Maintenant, calculons la solution de l'équation (A.8) pour $X_D = \infty$, soit :

$$Z_{cv} = X_c \tan kh$$

Ce qui finalement conduit à la condition sur la longueur l de la section horizontale comme étant :

$$l = \frac{1}{k} \arctan \left[\cot k(h_L + d) - \frac{Z_{ch}}{Z_{cv}} \tan kh \right] \quad (\text{A.13})$$

D'autre part, si dans (A.13) on néglige h , on retrouve alors l'équation (A.6c).

Dans ce que nous venons de voir, en pratique la résonance parallèle correspond à celle de la PIFA, tandis que la résonance série correspond à celle de l'IFA.

Donc pour calculer les longueurs de l'antenne, dans le cas d'une IFA, on peut employer la relation (A.9). Tandis que dans le cas d'une PIFA, on pourra utiliser l'équation (A.13) et approximativement l'équation (A.6c). Il faut cependant noter que la longueur l ne tient pas compte des effets capacitifs en bout d'antenne. En pratique l'antenne aura donc toujours une longueur l plus courte que celle donnée par les équations ici présentées.

L'équation (A.7) permet également d'avoir une idée du rapport entre les fréquences séries et les fréquences parallèles. Pour une IFA ce rapport est plus grand que dans le cas d'une PIFA car pour cette dernière h_L+d est très faible devant l et on a $f_p \approx f_s$.

Dans le cas d'une IFA, où r est le rayon des conducteurs, on a :

$$Z_{cv} = 60 \ln\left(\frac{h}{r}\right) \quad (\text{A.14})$$

$$Z_{ch} = 60 \ln\left(\frac{2h}{r}\right) \quad (\text{A.15})$$

Dans le cas d'une PIFA, où W_p est la largeur de la partie horizontale et W_s la largeur du court-circuit, de plus, Z_{cvm} est l'impédance caractéristique du monopôle, on a :

$$Z_{cvm} = 60 \ln\left(\frac{h}{r}\right) \quad (\text{A.16})$$

$$Z_{cvs} = 60 \ln\left(\frac{4h}{W_s}\right) \quad (\text{A.17})$$

$$Z_{ch} = 120\pi \frac{h}{W_{eff}} \quad (\text{A.18a}), \text{ avec : } W_{eff} = W_p + \frac{2\pi}{h} \ln\left[17.08 \left(\frac{W_p}{2h} + 0.92\right)\right] \quad (\text{A.18b}) \text{ si } W_p > h$$

$$Z_{ch} = 60 \ln\left(\frac{8h}{W_p}\right) \quad (\text{A.18c}) \text{ si } h > W_p$$

A.1.2 Calcul pratique de la longueur de résonances d'une IFA

-Dans le cas d'une IFA, on peut vérifier que $Z_{ch} \sim Z_{cv}$, on a alors (A.9) qui devient :

$$l = \frac{1}{k} \arctan[\cot k(h+d) + \cot kh] \quad (\text{A.19})$$

Cette longueur de résonance correspond à la longueur physique du brin horizontal plus la longueur fictive ajoutée dû à l'effet capacitif de bout.

La capacité de bout se calcule par la relation suivante :

$$C_b = \frac{\frac{h}{r} - 1}{acsh^2 \frac{h}{r}} \quad (\text{A.20})$$

$$\text{Et la longueur correspondante : } l_b = \frac{1}{k} \arctan(ZchC_b \omega) \quad (\text{A.21})$$

A.N : Si on a $h=12$ mm, $d=6$ mm, quelle doit être la valeur de l pour que l'antenne résonne à 2.4 GHz.

En appliquant (A.19), on obtient $l=23$ mm et en appliquant (A.21), on a $l_b=1.5$ mm. Ainsi le brin doit avoir une longueur de $l-l_b=21.5$ mm. En simulation, on trouve une longueur de 20.8 mm, ce qui confirme la validité de notre modèle.

A.1.3 Calcul pratique de la longueur de résonances d'une PIFA

-Dans le cas d'une PIFA, malgré que l'impédance caractéristique du court-circuit soit difficilement calculable, l'expression (A.17) n'étant plus valable si $W_s \sim 4h$. On aboutit malgré tout à des résultats tout à fait acceptables que l'on a vérifiés par simulation.

On pourra utiliser l'expression (A.13) avec les impédances caractéristiques des équations (A.16) et (A.18). Mais dans la plupart des cas (A.6c) donne des résultats tout à fait satisfaisants. On calculera h_L avec l'expression (A.2), en utilisant les impédances caractéristiques données par (A.17) ou (A.14) pour les parties verticales et (A.18) pour les parties horizontales. De plus, l'effet capacitif de bout rajoute une longueur fictive approximativement égale à la hauteur h de la PIFA. La conception d'une PIFA pouvant être plus complexe qu'une IFA, nous proposons dans ce qui suit quelques exemples d'étude d'avant-projet sous forme d'applications numériques.

A.N 1 : $W_s=W_p=20$ mm, $h=3$ mm et $d=2$ mm. Quelle est la longueur de la PIFA pour qu'elle puisse résonner à 2.8 GHz ?

On a $l_b \sim h$, de plus comme $W_s=W_p$, l'impédance caractéristique du court-circuit est très faible, autant dire que h_L est nul. On a alors d'après (6c) $d+l=\lambda/4$, ce qui fait $l=24.8$ mm. A cette valeur on soustrait la valeur de l_b . Ainsi la PIFA doit avoir une longueur de 21.8 mm. En simulation on trouve que la longueur de la PIFA est de 20.5 mm, ce qui valide également le modèle pour ce cas.

Dans le cas où le court-circuit est excentré sur un des côtés du plateau de la PIFA, on doit alors prendre d comme étant la distance entre le monopôle et le court-circuit, (Figure A.5). Ainsi, juste en faisant glisser le court-circuit on modifie la distance d et la fréquence de résonance de la PIFA change. Sans toute fois changer les dimensions du plateau.

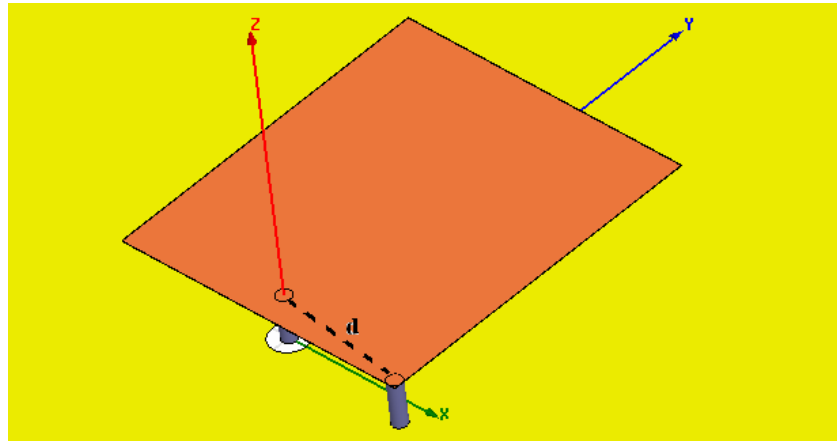


Figure A.5 : PIFA avec court-circuit sur un bord du plateau

A.N 2 : $W_p=20$ mm, $h=3$ mm, $d=10$ mm et $l=20.5$ mm. Le court-circuit se fait avec un fil vertical de rayon 0.5 mm. Quelle est la fréquence de résonance de l'antenne ?

On a d'après (A.18a) $Z_{ch}=40 \Omega$ et d'après (A.14) $Z_{cv}=107 \Omega$, soit $h_L=8$ mm. En appliquant (A.6c) on a alors : $f_0=1807$ MHz. En simulation, on trouve une fréquence de résonance de 1750 MHz.

On voit donc ici l'intérêt d'avoir une impédance caractéristique de court-circuit élevée et une impédance caractéristique du plateau faible. Cela permet d'augmenter de manière fictive la hauteur du court-circuit qui passe de $h=3$ mm à $h_L=8$ mm.

A.N 3 : $W_p=20$ mm, $h=3$ mm, $d=1.5$ mm et $l=20.5$ mm. Le court-circuit se fait avec un fil vertical de rayon 0.5 mm. Quelle est la fréquence de résonance de l'antenne ?

On a toujours $h_L=8$ mm et en appliquant (A.6c), on a alors : $f_0=2270$ MHz et la simulation donne une fréquence de résonance de 2050 MHz. On vient donc de modifier la fréquence de résonance de l'antenne sans toutefois changer les dimensions du plateau.

A.N 4 : $W_p=20$ mm, $d=9.5$ mm $h=3$ mm, $l=20.5$ mm et $f_0=1640$ MHz. Quelle doit être la largeur W_s du court-circuit pour que l'antenne puisse résonner à la fréquence f_0 ?

Dans ce cas, on doit calculer h_L , soit d'après (A.6c), on a : $h_L = \frac{\lambda}{4} - d - l - l_b$

Ce qui donne $h_L=12.7$ mm. Soit d'après (A.2), on doit avoir $Z_{cv}=169 \Omega$. Et en utilisant (A.17), on trouve $W_s=0.7$ mm. En simulation, on trouve en réalité que le court-circuit doit avoir une largeur de 1 mm.

B CARACTERISTIQUES DES TISSUS BIOLOGIQUES

B.1 Constantes électriques

Les tissus biologiques peuvent être classés suivant deux catégories. Ceux contenant beaucoup d'eau comme la peau (derme et épiderme), les muscles, les organes et le cerveau. Et ceux contenant peu d'eau comme les os et la graisse. Suivant la contenance en eau, les tissus peuvent être fortement diélectriques. Comme pour l'eau, la permittivité des tissus dépend également de la température (Figure B.1), un échauffement local faisant légèrement diminuer la permittivité [GRI01].

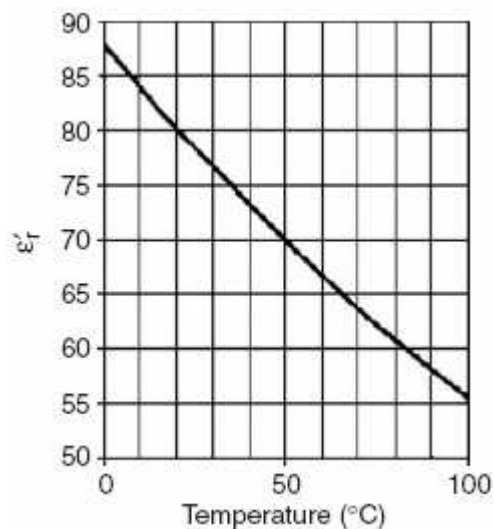


Figure B.1 : Permittivité relative de l'eau pure en fonction de la température

Plus le tissu contient d'eau est plus sa permittivité relative est importante, soit $\epsilon_r=50$ pour les muscles et $\epsilon_r=5$ pour la graisse. Les os ont une permittivité de l'ordre de 10 car ils contiennent plus d'eau que la graisse, notamment dans la moelle. Les organes ont des propriétés similaires à celles du muscle.

Les tissus biologiques étant très faiblement diamagnétiques, leur perméabilité sera supposée identique à celle du vide.

Pour caractériser les tissus et les autres matériaux diélectriques en général, on introduit une conductivité équivalente et une permittivité équivalente qui tiennent compte de la conductivité ionique et de l'effet d'hystérésis des moments dipolaires. La conductivité et la permittivité sont notées comme suit [KIN01] :

$$\underline{\sigma} = \sigma' - j\sigma'' \quad (\text{B.1})$$

$$\underline{\epsilon} = \epsilon' - j\epsilon'' \quad (\text{B.2})$$

Dans ces équations σ' traduit la conductivité ionique et σ'' traduit le temps de réponse des ions qui sont responsables de la conduction des électrons dans les tissus. D'autre part ϵ' correspond à la permittivité du tissu et ϵ'' décrit les pertes par hystérésis dues aux mouvements dipolaires s'orientant en fonction des variations du champ électrique. D'après les

équations de Maxwell, si l'on considère la permittivité complexe équivalente du milieu comme étant :

$$\underline{\tilde{\epsilon}} = \underline{\epsilon} - j \frac{\underline{\sigma}}{\omega} \quad (\text{B.3})$$

$$\text{On a alors : } \underline{\tilde{\epsilon}} = \epsilon_e - j \frac{\sigma_e}{\omega} \quad (\text{B.4a})$$

$$\text{Avec : } \epsilon_e = \epsilon' - \frac{\sigma''}{\omega} \quad (\text{B.4b}) \quad \text{et} \quad \sigma_e = \sigma' + \epsilon'' \omega \quad (\text{B.4c})$$

qui sont la *conductivité équivalente* et la *permittivité équivalente*. Ce sont ces deux paramètres qui sont utilisés dans la simulation afin de tenir compte de l'effet des tissus biologiques. Cependant, dans nos travaux nous les avons simplement notés $\epsilon = \epsilon_0 \epsilon_r$ et σ .

Le comportement fréquentiel des tissus est similaire à celui des autres matériaux contenant des ions, comme l'eau ou les sols. Ainsi, pour les fréquences basses, la conductivité équivalente est constante car nous sommes dans le régime de conductivité ionique puis à partir d'une certaine fréquence, elle augmente progressivement du fait des pertes par hystérésis. La permittivité est généralement importante aux basses fréquences, puis se stabilise et finalement diminue progressivement lorsque les pertes par hystérésis deviennent importantes.

Ces phénomènes sont décrits par le modèle *Cole-Cole*. Il s'agit d'un modèle de *Debye modifié* permettant de tenir compte de certaines disparités des temps de relaxation observés en mesure. L'expression (B.5a) est donc constituée d'une somme de termes incluant l'évolution des constantes électriques en fonction de la fréquence. Pour les tissus biologiques, on emploie couramment un modèle de Cole-Cole à 4 termes, soit :

$$\underline{\epsilon}_{r_e} = \epsilon_{r_\infty} + j \frac{\sigma_i}{\omega \epsilon_0} + \sum_{n=1}^4 \frac{\Delta \epsilon_n}{1 + (j \omega \tau_n)^{1-\alpha_n}} \quad (\text{B.5a})$$

Où ϵ_{r_∞} est la permittivité relative aux fréquences très élevées, environ 100 GHz. On a également la conductivité ionique qui est définie par σ_i et qui est nulle pour la peau, mais vaut 0.2 S/m pour les muscles. Les constantes τ_n permettent de modéliser les différents temps de relaxation du tissu. Tandis que α_n n'est qu'un paramètre correctif par rapport au modèle de Debye.

On en déduit alors :

$$\epsilon_{r_e} = \text{Re}\{\underline{\epsilon}_{r_e}\} \quad (\text{B.5b}) \quad \text{et} \quad \sigma_e = -\frac{\text{Im}\{\underline{\epsilon}_{r_e}\}}{\omega \epsilon_0} \quad (\text{B.5c})$$

La Table B.1 regroupe les paramètres qu'il faut utiliser dans l'équation (B.5a) afin de calculer la permittivité équivalente relative complexe. Les Figures B.2 et B.3 montrent l'évolution de la conductivité équivalente et de la permittivité relative équivalente en fonction de la fréquence. On note que pour la peau la conductivité n'a pas de *zone plate* aux moyennes fréquences car la conductivité ionique est nulle. Ce comportement est similaire à celui de l'eau pure. La peau est donc un milieu à pertes. Au-delà de 1 GHz, la conductivité équivalente augmente progressivement indiquant que les pertes par hystérésis deviennent prépondérantes.

<i>Tissu</i>	$\epsilon_{r_{\infty}}$	σ_i	$\Delta\epsilon_1$	τ_1 (ps)	α_1	$\Delta\epsilon_2$	τ_2 (ns)	α_2	$\Delta\epsilon_3$	τ_3 (μ s)	α_3	$\Delta\epsilon_4$	τ_4 (ms)	α_4
<i>peau</i>	4	0	32	7.2	0	1100	32.5	0.2	0	0.159	0.2	0	16	0.2
<i>graisse</i>	2.5	0.01	3	8	0.2	15	16	0.1	$3.3 \cdot 10^4$	160s	0.05	$1 \cdot 10^7$	8	0.01
<i>muscle</i>	4	0.2	50	7.2	0.1	7000	354	0.1	$1.2 \cdot 10^6$	318	0.1	$2.5 \cdot 10^7$	2.3	0

Table B.1 : Paramètres du modèle Cole-Cole 4 pour la peau, la graisse et le muscle

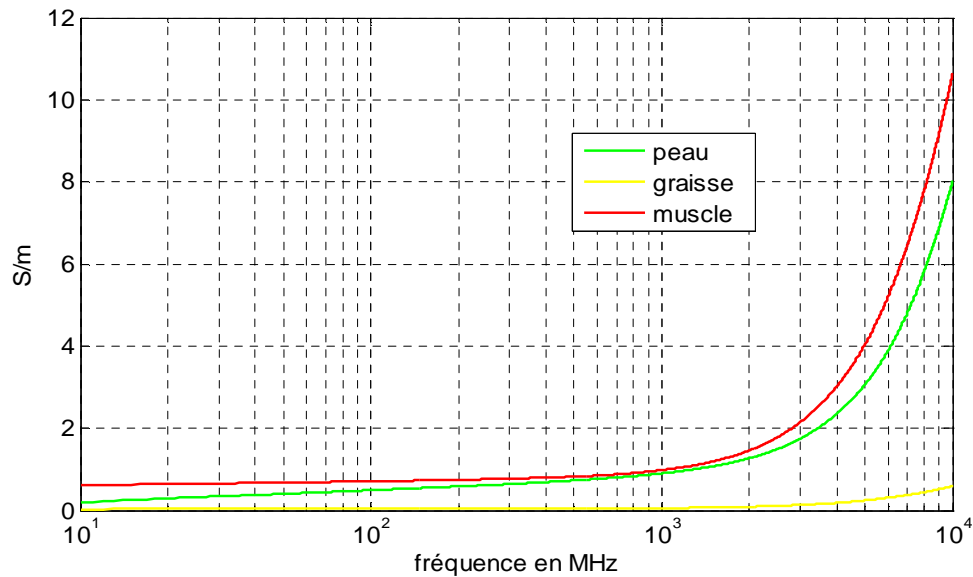


Figure B.2 : Conductivité équivalente pour la peau, la graisse et les muscles

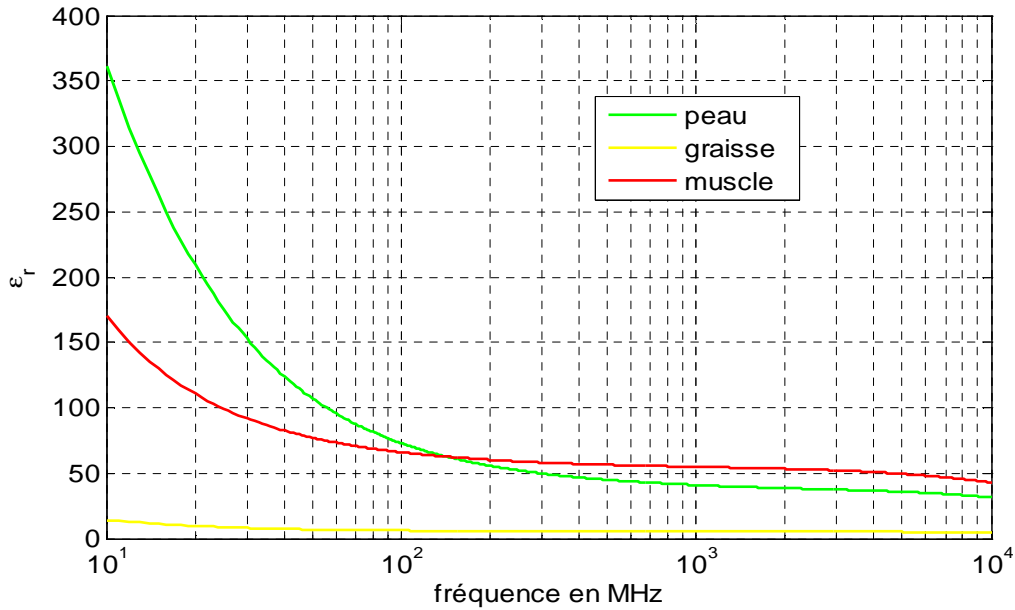


Figure B.3 : Permittivité équivalente pour la peau, la graisse et les muscles

B.2 Epaisseur des tissus biologiques

L'influence des tissus sur la propagation des ondes de surface et le rayonnement des antennes est complexe car l'épaisseur des tissus varie suivant l'endroit du corps. On donne ici l'épaisseur de certains tissus d'après les informations que l'on a pu trouver dans la littérature [CHR01] :

- peau (derme et épiderme) : 0.4 à 1 mm chez l'enfant et 0.6 à 2.6 mm chez l'adulte.
- graisse (tissus adipeux) : 0 à 16.2 mm chez l'enfant et 0.4 à 23.2 mm chez l'adulte.

D'autre part, nous donnons ici les densités volumiques de chaque tissu :

- peau : 1010 kg/m³
- graisse : 920 kg/m³
- muscle : 1040 kg/m³
- os : 1850 kg/m³

B.3 Aspect multicouche des tissus biologiques

Les tissus biologiques peuvent être vus comme des structures multicouches. Généralement, on utilise un modèle à trois couches : la peau, les tissus adipeux et les muscles. Cette

structuration peut être apparentée à un modèle de lignes cascades où chaque tissu à sa propre impédance caractéristique.

Ainsi l'énergie qui pénètre dans le corps verra une impédance du milieu qui varie fortement suivant la profondeur dans le corps, induisant ainsi des réflexions entre les tissus, des ondes stationnaires, voir des résonances suivant les conditions aux limites de chaque couche.

L'impédance de surface au niveau du corps conditionne la propagation des ondes de surface ainsi que l'adaptation et le rendement des antennes.

La Figure B.4 montre l'évolution de l'impédance d'une tranche de jambon à 10 kHz mesurée par une sonde en fonction de sa pénétration. On constate que la graisse à un rôle isolant, tandis que les muscles présentent une impédance plus faible du fait de la teneur en eau plus importante.

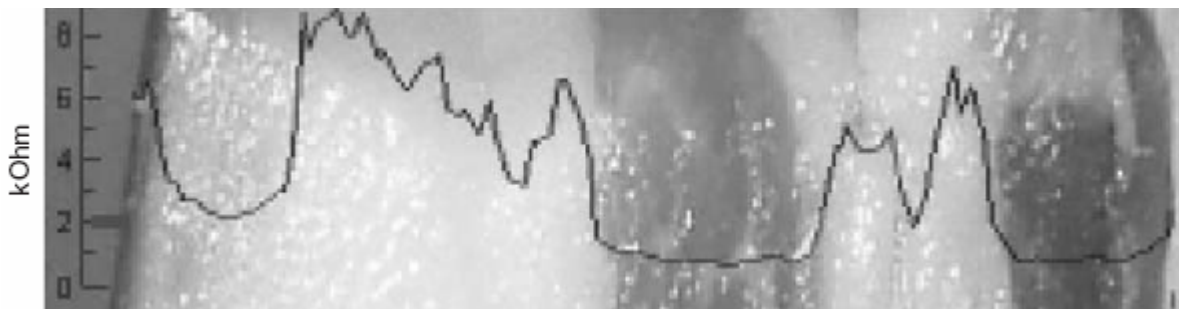


Figure B.4 : Impédance d'une tranche de jambon en fonction de la profondeur [GRI01]

B.4 Résonance des tissus biologiques

Les tissus biologiques (peau, graisse, muscle,..) ont des caractéristiques électriques variant avec leur contenance en eau. D'autre part, les tissus à faible teneur en eau comme les os ou la graisse sont souvent pris en « sandwich » entre des tissus tels que les muscles.

Les conditions aux limites sur les tissus adipeux ou les os font alors que ceux-ci peuvent entrer en résonance. Ces résonances peuvent accroître localement le champ électrique et induire des problèmes de surexposition pour certaines parties du corps.

L'épaisseur des tissus donnant une résonance en $\lambda/4$ est donnée par la relation suivante :

$$e = \frac{\lambda}{4\sqrt{\epsilon_r}} \quad (\text{B.6})$$

Pour la graisse, à 2.4 GHz, cette résonance se produit pour une épaisseur de 14 mm. Cela entraîne donc une haute impédance de surface au niveau de la peau concentrant ainsi le champ électrique dans ce tissu. Dans ces conditions, les pertes sont importantes pour les antennes à proximité du corps et l'onde surface est fortement atténuée.

Pour une résonance en $\lambda/2$ de la graisse, le champ électrique se concentre dans ce dernier et le DAS augmente localement entraînant un échauffement des tissus adipeux, (Figure B.5). Dans ce cas, l'impédance de surface au niveau du corps est faible et le rendement de l'antenne est peu affecté.

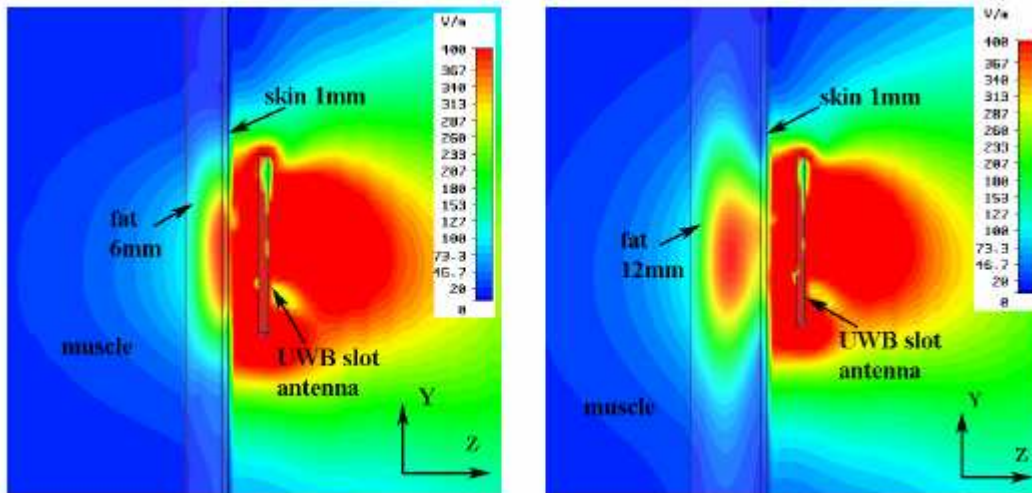


Figure B.5 : Simulation montrant la concentration du champ électrique suivant l'épaisseur de la graisse : résonance en $\lambda/4$ à gauche et résonance en $\lambda/2$ à droite [KLE01]

REFERENCES :

[GRI01] Grimnes S., Martinsen Ø. G., "Bioimpedance and bioelectricity basics", second edition, Elsevier edition, 2008.

[KIN01] King R. W. P., "The Many Faces of the Insulated Antenna", Proceedings of the IEEE, Vol. 64, No.2, Février 1976.

[CHR01] Christ A., Klingeböck A., Samaras T., Goiceanu C., Kuster N., "The Dependence of Electromagnetic Far-Field Absorption on Body Tissue Composition in the Frequency Range From 300 MHz to 6 GHz", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 54, No. 5, Mai 2006.

[KLE01] Klemm M., Troester G., "EM Energy Absorption in the Human Body Tissues Due to UWB Antennas", Progress In Electromagnetics Research, PIER 62, 261–280, 2006.

C CONCEPTION D'UN DIPÔLE DIRECTIF PLACE SUR LE CORPS

Il s'agit de mettre en évidence des propriétés de rayonnement spécifiques d'antennes dipôles placées horizontalement au-dessus d'une interface diélectrique à pertes. On indiquera la démarche permettant de réaliser par étapes successives une antenne directive pouvant atteindre un rapport AV/AR de 7 dB à partir du dipôle horizontal.

C.1 Dipôle au-dessus d'une interface diélectrique

Le rayonnement du dipôle horizontal dans le plan azimuthal (plan de l'interface) est caractérisé par une composante E_θ normale au plan possédant un maximum dans l'axe de l'antenne. Si l'antenne est en espace libre, cette composante n'existe pas. On remarque également qu'elle diminue progressivement lorsque la hauteur de l'antenne augmente (Figure C.1) tandis que la composante E_ϕ tangente au plan voit son intensité augmenter.

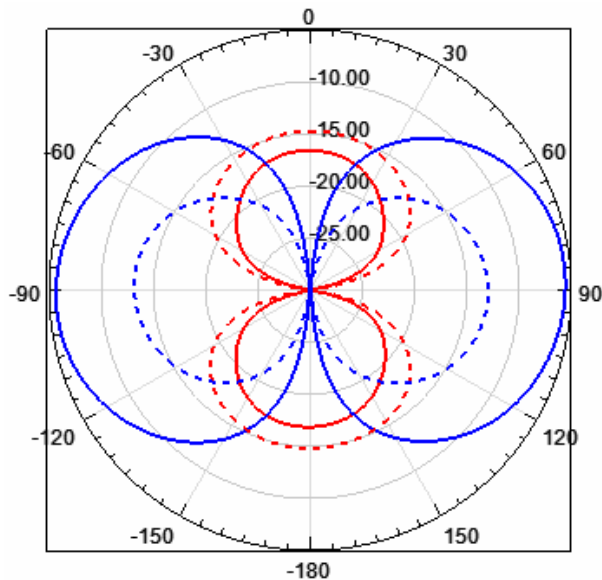


Figure C.1 : Rayonnement dans le plan de l'interface diélectrique
Traits pleins ($h=20\text{mm}$), pointillés ($h=5\text{mm}$)
 E_θ en rouge et E_ϕ en bleu

On ne peut pas expliquer ce phénomène si on raisonne à partir d'un dipôle élémentaire électrique horizontale en supposant que le corps est un plan électrique conducteur parfait (PEC), puisque la théorie des images conduit alors à un champ rayonné nul (composantes E_θ et E_ϕ) au niveau de l'interface.

La présence d'une composante E_ϕ s'explique facilement par le fait que le 2^o milieu n'est pas un conducteur parfait, donc que la théorie des images ne s'applique pas.

D'autre part, en considérant que des lignes de champ électriques (ou des courants de déplacement) se développent entre le conducteur horizontal et le plan de masse imparfait, on peut expliquer la présence de la composante E_θ à partir du courant magnétique équivalent qui se crée perpendiculairement au dipôle horizontal. Il s'agit d'un raisonnement similaire à celui modélisant les ouvertures rayonnantes du patch par un courant magnétique équivalent, et

qu'on applique ici en considérant que le dipôle est assimilable à un patch mince. En simulation, cette composante est non nulle mais très faible dans le cas du PEC.

C.2 Conception d'une antenne augmentant la composante E_θ

La composante E_θ étant celle susceptible de se propager sous forme d'onde rampante sur le corps, on va tenter de déterminer comment l'exciter de manière optimale. On suppose une antenne à 5 mm de hauteur par rapport à un plan diélectrique ayant les caractéristiques suivantes $\epsilon_r=20$ et $\tan \delta=0.64$. Ces caractéristiques sont celles du fantôme de France Telecom. Afin de s'affranchir des variations du rendement de l'antenne en fonction des configurations, il est plus judicieux de présenter la directivité et de donner le rendement à titre indicatif.

-Cas du dipôle filaire:

On obtient un rendement de 14 % et une directivité de -6 dBi, (Figure C.2). Ce qui donne bien un gain de -14 dBi comme en Figure C.1.

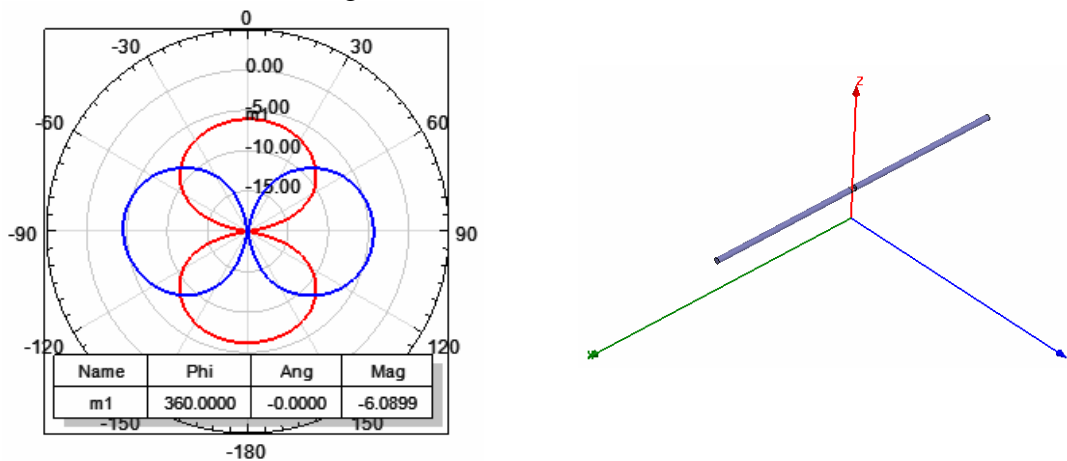


Figure C.2 : Directivité du dipôle à 5 mm

-Cas du dipôle planaire :

On souhaite vérifier si l'augmentation de la capacité linéique du dipôle augmente la directivité en E_θ . La simulation montre que l'augmentation est très faible, seulement 0.4 dB. Et le rendement est sensiblement le même, soit ici 13 %, (Figure C.3).

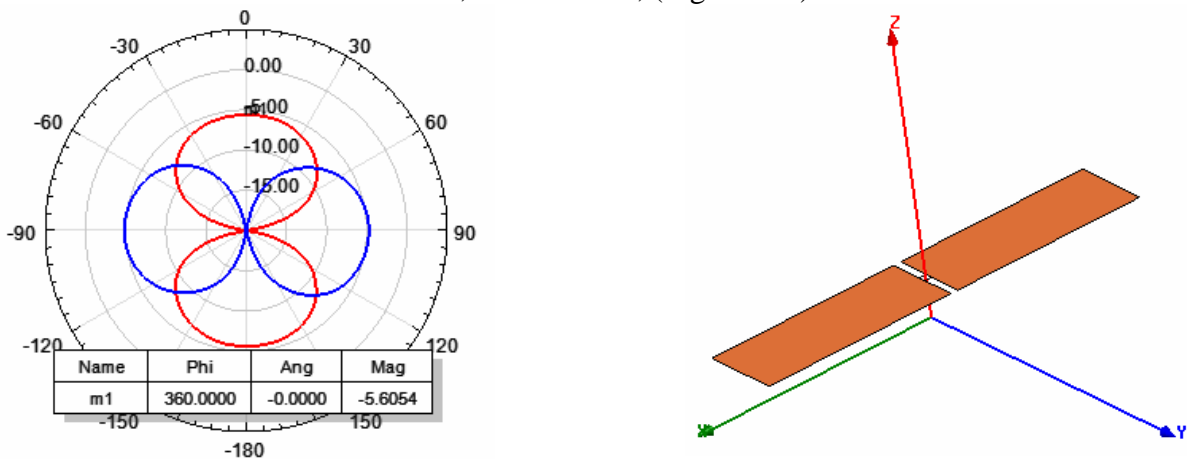


Figure C.3 : Directivité du dipôle planaire à 5 mm

-Cas du dipôle chargé aux extrémités :

On charge les extrémités afin d'augmenter le courant de déplacement entre l'antenne et l'interface diélectrique. Ici on note également une légère augmentation de 0.6 dB de la directivité, le rendement est toujours de 13 % bien que la longueur du dipôle soit réduite de 28 mm à 20 mm, (Figure C.4).

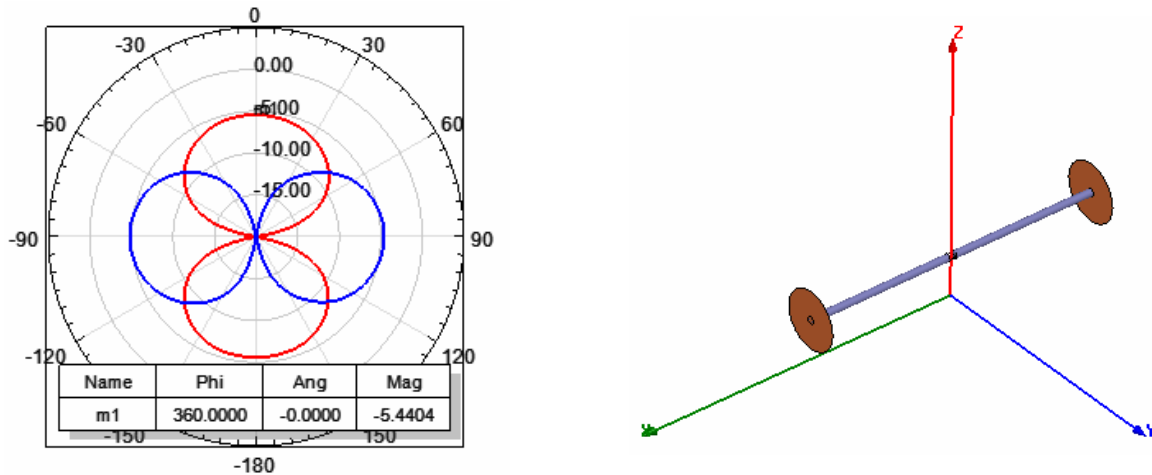


Figure C.4 : Directivité du dipôle chargé à 5 mm

-Cas du dipôle replié aux extrémités :

On replie les extrémités du dipôle afin que les courants de conduction aient une circulation verticale sur une fraction de l'antenne (ici 4.5 mm), (Figure C.5). De plus, l'extrémité du dipôle étant maintenant plus proche du plan, on augmente l'intensité du champ électrique entre ces deux parties, ce qui revient à augmenter le courant de déplacement. Tout ceci devrait donc favoriser la composante E_{θ} . On note effectivement une directivité accrue de 1.2 dB par rapport au dipôle normale, le rendement reste constant à 13 %.

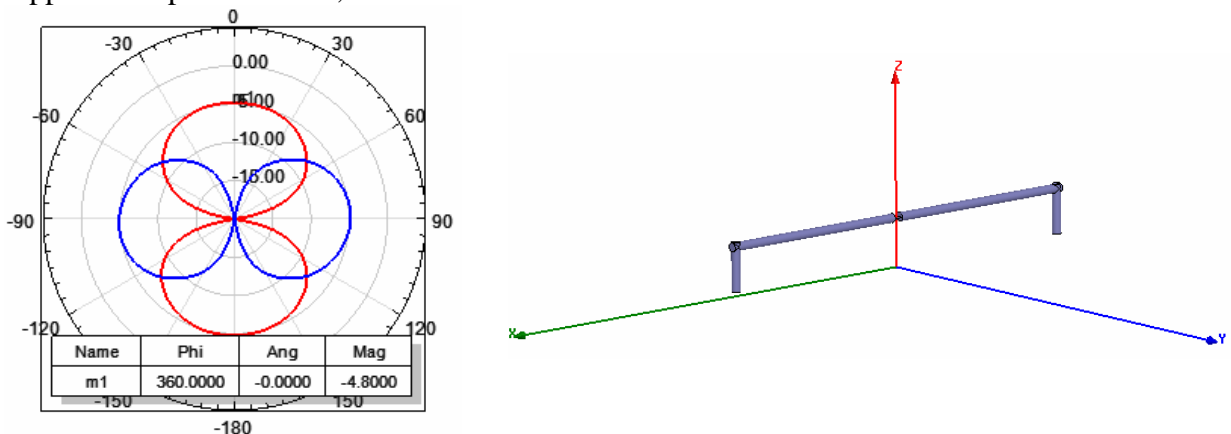


Figure C.5 : Directivité du dipôle replié à 5 mm

-Cas du dipôle replié et chargé aux extrémités :

On charge chaque extrémité du dipôle et l'on observe cette fois-ci une nette amélioration de la directivité, qui par rapport au dipôle classique passe maintenant à -1.8 dBi, soit une augmentation de 4.2 dB. De plus, l'antenne est raccourcie, la longueur de chaque brin passant de 28 mm à 10 mm, (Figure C.6). Le rayon des disques capacitifs est de 2.5 mm. Cependant, comme les charges capacitives sont très proches du diélectrique (0.5 mm) les pertes augmentent et font chuter le rendement à 6 %. Ce qui donne alors un gain réalisé de -14 dBi, autrement dit identique à celui du dipôle normal, ce qui est plutôt décourageant !

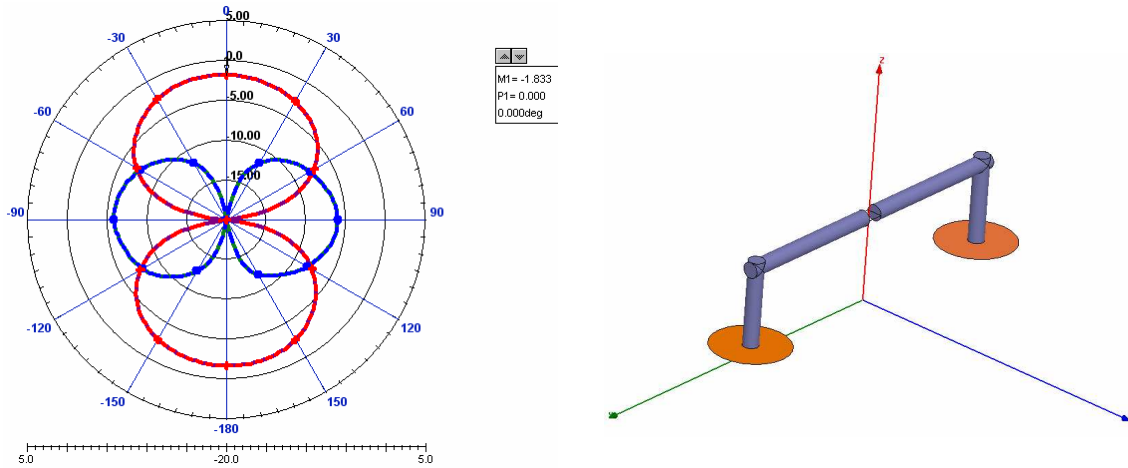


Figure C.6 : Directivité du dipôle replié et chargé à 5 mm

- Cas du dipôle filaire replié et chargé à une extrémité :

On supprime un des condensateurs. On observe une directivité de l'ordre de -7 dBi du côté de l'extrémité non chargée, tandis que du côté de la charge capacitive on a une directivité de l'ordre de 0 dBi, avec en prime une augmentation du rendement. Le rapport AV/AR est de 7.5 dB, (Figure C.7).

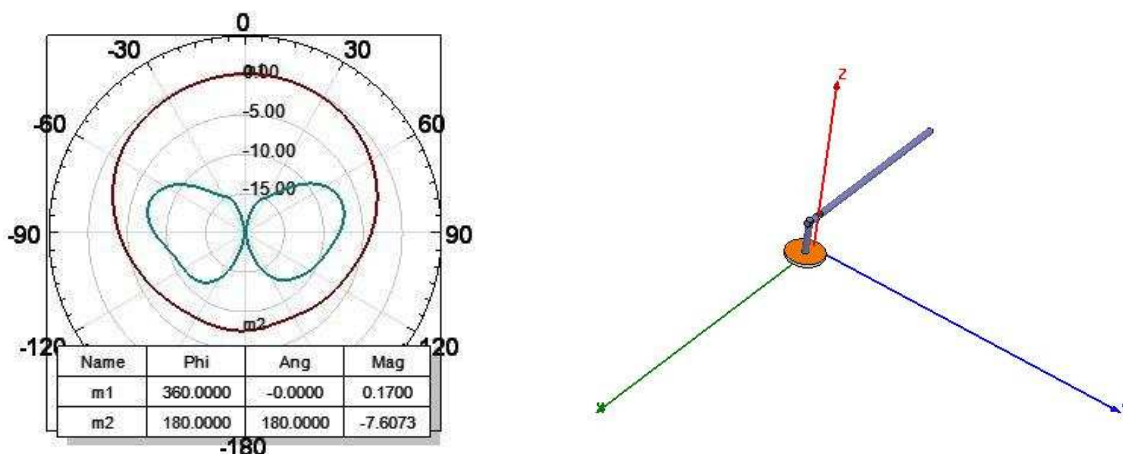


Figure C.7 : Directivité du dipôle en L inversé et chargé à 5 mm

La composante E_0 n'a plus de nul, car le rayonnement du brin vertical, non compensé par un second brin en opposition de phase, se combine avec le rayonnement des courants de conduction. Le rendement reste cependant faible et vaut 9 %.

- Cas du dipôle plat replié et chargé à une extrémité :

On augmente le rendement en utilisant des lignes planaires de coefficient de qualité plus faible.

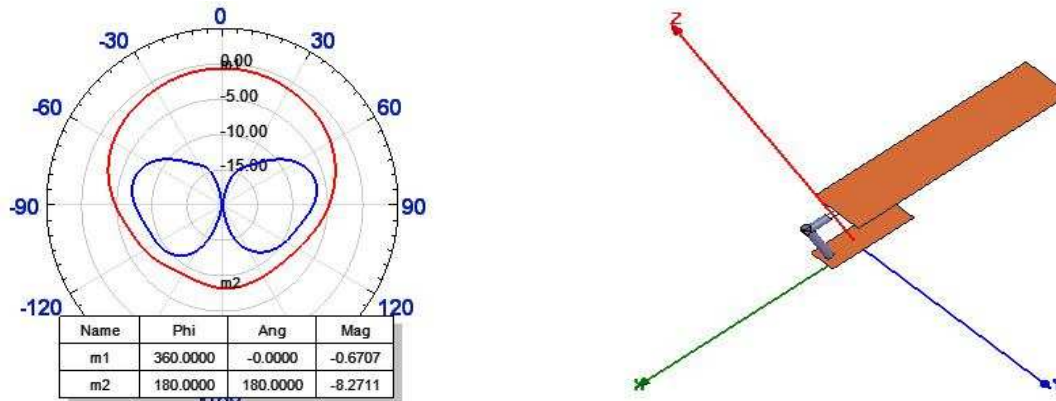


Figure C.8 : Directivité du dipôle en L inversé planaire et chargé à 5 mm

Le rapport AV/AR est de 7.6 dB et le rendement passe à 12.5 %, (Figure C.8). Dans la direction d'intérêt la directivité est de -0.7 dBi, soit un gain réalisé de -9.7 dBi. On a ici réalisé notre but qui était d'augmenter le gain pour la composante E_θ , qui par rapport au dipôle classique est 4.3 dB plus élevé. De plus l'antenne est pratiquement deux fois moins encombrante que le dipôle classique.

C.3 Conclusion de l'annexe C

La dernière configuration présentée permet d'avoir un rendement pratiquement identique au dipôle classique (12.5 % au lieu de 14 %). Le gain réalisé est ici de -9.7 dBi, soit identique à celui d'une PIFA et 4.3 dB supérieur au dipôle classique.

Les mesures et les simulations montrent que les dipôles doivent être placés colinéairement sur le corps pour améliorer d'au moins 10 dB le bilan de liaison. En effet, si les dipôles sont placés de façon parallèle, la composante E_ϕ (polarisation horizontale) ne permet pas une bonne propagation de l'onde de surface.

Cette nouvelle antenne apportera donc un gain de 8.6 dB sur le bilan de liaison par rapport aux dipôles classiques placés de façon colinéaire sur le corps et pratiquement 19 dB par rapport aux dipôles placés parallèlement.