



**HAL**  
open science

# Etude conjointe antenne/canal pour les communications Ultra Large Bande en présence du corps humain

Hassan Ghannoum

► **To cite this version:**

Hassan Ghannoum. Etude conjointe antenne/canal pour les communications Ultra Large Bande en présence du corps humain. domain\_other. Télécom ParisTech, 2006. Français. NNT: . pastel-00002083

**HAL Id: pastel-00002083**

**<https://pastel.hal.science/pastel-00002083>**

Submitted on 29 Jan 2007

**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.



École Doctorale  
d'Informatique,  
Télécommunications  
et Électronique de Paris



# Thèse

présentée pour obtenir le grade de docteur  
de l'École Nationale Supérieure des Télécommunications

Spécialité : **Electronique et Communications**

## Hassan GHANNOUM

Etude conjointe antenne/canal pour les communications Ultra  
Large Bande en présence du corps humain

soutenue le 11 Décembre 2006 devant le jury composé de :

M. Victor Fouad-Hanna	Rapporteurs
M. Georges Kossiavas	
M. Bernard Huyart	Examineurs
M. Jean-François Pintos	
M. Christophe Roblin	
M. Xavier Begaud	Directeurs de thèse
M. Alain Sibille	



*A mes parents,  
pour l'éducation et l'exemple qu'ils ont su me donner*



« Penser importe plus que savoir ; combien de savants ne pensent pas ? Savoir du reste est nécessaire, mais savoir quoi ? Ceci est la question. »

Victor Hugo, *Océan prose*.



# Remerciements

Cette thèse est le fruit d'une collaboration entre le département « Communications et Electronique » (COMELEC) de l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications (ENST) et le département « Electronique et Informatique » de l'Ecole Nationale Supérieure de Techniques Avancées (ENSTA). Je tiens tout d'abord à remercier mes deux directeurs de thèse, Messieurs Xavier Begaud (ENST) et Alain Sibille (ENSTA), pour leurs conseils, leur disponibilité et leur encadrement. J'exprime ma profonde reconnaissance à Monsieur Christophe Roblin pour la confiance qu'il m'a accordée et les connaissances qu'il m'a transmises en encadrant ces trois années de recherche. Sa disponibilité et son esprit critique ont été pour moi une grande richesse tout au long de la thèse et ont permis un travail fructueux.

J'exprime toute ma gratitude envers Monsieur Victor Fouad-Hanna, Professeur à l'Université de Paris VI, et Monsieur Georges Kossiavas, Professeur à L'Université de Nice-Sophia Antipolis, pour avoir accepté d'être les rapporteurs de mes travaux et pour l'attention qu'ils ont accordée à la lecture de ce mémoire. Je remercie également Monsieur Bernard Huyart, Professeur à l'ENST, ainsi que Monsieur Jean-François Pintos, Ingénieur de Recherche et Développement à Thomson, de m'avoir fait l'honneur de bien vouloir participer au jury de cette thèse.

Je remercie également Gilles Poncelet pour sa participation à la réalisation des prototypes, ainsi que Vladimir Koudritch et Jacqueline Darrozès pour leur soutien logistique et leur grande sympathie.

Ce travail n'aurait pas pu voir le jour sans la présence complice de mes collègues de travail à l'ENSTA, doctorants (Riad, Amine, Sofiane, Nicolas,...) et stagiaires (Olivier, Ahmed, Didier, Xavier,...). Mes remerciements particuliers vont à Serge Bories pour son apport précieux et sa motivation dans nos diverses collaborations, ainsi qu'à Raffaele D'Errico pour son aide et sa disponibilité dans la mise en œuvre des mesures expérimentales.

Je garde enfin un remerciement chaleureux pour ma famille, qui m'a constamment soutenu et encouragé dans tous les instants de cette aventure, ainsi qu'à tous mes proches et mes amis. Je dédie ce manuscrit à la mémoire de ma tante Wafaa, à qui le destin n'a pas permis de voir son neveu devenir docteur.

Paris, le 11 Décembre 2006





# TABLE DES MATIERES

<b>Remerciements</b>	<b>vii</b>
<b>Liste des sigles et acronymes</b>	<b>xv</b>
<b>Introduction</b>	<b>1</b>
<b>Chapitre 1 : Les communications Ultra Large Bande (ULB)</b>	<b>3</b>
1.1 Panorama des réseaux sans fil.....	3
1.1.1 Les réseaux étendus sans fil : WWAN.....	3
1.1.2 Les réseaux métropolitains sans fil : WMAN.....	4
1.1.3 Les réseaux locaux sans fil : WLAN.....	4
1.1.4 Les réseaux personnels sans fil : WPAN.....	5
1.2 Introduction aux communications Ultra Large Bande.....	6
1.2.1 Vue d'ensemble.....	6
1.2.2 Bref historique des signaux ULB.....	8
1.2.3 Types de signaux ULB.....	9
1.2.4 Réglementation et standardisation de l'ULB.....	10
1.2.5 Applications ULB.....	14
1.2.6 Positionnement de la technologie Ultra Large Bande.....	17
1.3 Contexte de la thèse : Participation aux projets européens.....	18
1.3.1 Le projet européen ULTRAWAVES.....	18
1.3.2 Le projet européen PULSERS.....	19
1.4 Conclusion.....	20
Références.....	21

<b>Chapitre 2 : Conception et analyse de performances d'antenne ULB</b>	<b>23</b>
2.1 Introduction et état de l'art des antennes ULB.....	23
2.2 Problématique de conception et de caractérisation des antennes ULB.....	33
2.3 Mesure des antennes.....	35
2.3.1 Spécificités de l'ULB et des petites antennes.....	35
2.3.2 Banc de mesure.....	37
2.3.3 Déconvolution de la mesure .....	38
2.3.4 Conclusion .....	40
2.4 Critères classiques de performances.....	41
2.5 Critères spécifiques de performances.....	43
2.5.1 Fonction de transfert et réponse impulsionnelle.....	43
2.5.2 Définition de nouveaux critères .....	46
2.6 Influence des antennes sur la liaison ULB en mode impulsionnel.....	48
2.7 Conclusion.....	50
Références .....	50
<b>Chapitre 3 : Conception d'antennes ULB</b>	<b>53</b>
3.1 Bicônes pour la mesure de canal.....	53
3.1.1 Contexte applicatif.....	53
3.1.2 Critères de choix.....	53
3.1.3 Conception .....	55
3.1.4 Performance.....	61
3.1.5 Conclusion .....	65
3.2 Réseaux de bicônes .....	65
3.2.1 Contexte applicatif.....	65

3.2.2	Conception .....	66
3.2.3	Performance .....	71
3.2.4	Conclusion .....	75
3.3	Antenne planaire pour des applications sectorielles.....	75
3.3.1	Contexte applicatif.....	75
3.3.2	Conception .....	75
3.3.3	Résultats expérimentaux .....	82
3.3.4	Conclusion.....	86
3.4	Monopole planaire à alimentation double.....	87
3.4.1	Conception.....	87
3.4.2	Performance.....	90
3.4.3	Conclusion.....	95
3.5	Conclusion.....	95
	Références.....	96
<b>Chapitre 4 : Effets de proximité du corps humain sur les antennes ULB</b>		<b>99</b>
4.1	Introduction.....	99
4.2	Problématique de conception d’antennes ULB dans le contexte WBAN..	100
4.3	Approches et méthodes pour traiter l’interaction antenne/corps.....	101
4.3.1	Mesure .....	101
4.3.2	Simulation.....	102
4.4	Résultats de simulation de l’effet du corps humain.....	104
4.4.1	Simulation avec des formes canoniques homogènes.....	106
4.4.2	Simulation avec un profil homogène représentatif .....	121

4.5	Résultats de mesure pour différentes antennes ULB.....	132
4.5.1	Configuration de mesure.....	132
4.5.2	Influence sur l'adaptation.....	133
4.5.3	Influence sur le rayonnement.....	145
4.5.4	Influence sur la distorsion.....	147
4.6	Discussion.....	150
4.7	Conclusion.....	153
	Références.....	155
	<b>Chapitre 5 : Modélisation du canal radio ULB sur le corps</b>	<b>159</b>
5.1	Introduction et état de l'art.....	159
5.1.1	Techniques de mesures du canal ULB.....	160
5.1.2	Paramètres de caractérisation du canal.....	161
5.1.3	Contexte WBAN.....	161
5.2	Banc de mesure.....	162
5.3	Résultats de mesures et modélisation.....	163
5.3.1	Mesures globales couvrant différents scénarios possibles.....	164
5.3.2	Comparaison de différents types d'antennes ULB.....	166
5.3.3	Modélisation du canal de propagation sur le corps.....	177
5.3.3.1	Modèle d'atténuation.....	179
5.3.3.2	Modèle de la distribution d'atténuation.....	187
5.3.4	Comparaison entre deux antennes ULB.....	188
5.3.5	Influence de la polarisation de l'antenne par rapport au corps.....	190
5.3.6	Mesures en environnement réel.....	192
5.3.7	Scénario additionnel de mesure.....	193
5.3.8	Scénario de transmission en présence du corps.....	195
5.4	Conclusion.....	196

Références.....	197
<b>Conclusion et perspectives</b>	<b>201</b>
<b>Liste des publications</b>	<b>205</b>
<b>Résumé</b>	<b>207</b>



# Liste des sigles et acronymes

<b>ADSL</b>	<i>Asymmetric Digital Subscriber Line</i>
<b>AUT</b>	<i>Antenna Under Test</i>
<b>CDF</b>	<i>Cumulated Density Function</i>
<b>CDMA</b>	<i>Code Division Multiple Access</i>
<b>CIR</b>	<i>Channel Impulse Response</i>
<b>DAA</b>	<i>Detect and Avoid</i>
<b>DAB</b>	<i>Digital Audio Broadcast</i>
<b>DARPA</b>	<i>Defense Advanced Research Projects Agency</i>
<b>DFMM</b>	<i>Dual Fed Microstrip Monopole</i>
<b>DSO</b>	<i>Digital Sampling Oscilloscope</i>
<b>DSSS</b>	<i>Direct Sequence Spread Spectrum</i>
<b>DS-UWB</b>	<i>Direct Sequence UWB</i>
<b>DVB</b>	<i>Digital Terrestrial Television Broadcast</i>
<b>ECC</b>	<i>European Communication Committee</i>
<b>EDR</b>	<i>Enhanced Data Rate</i>
<b>ETSI</b>	<i>European Telecommunications Standards Institute</i>
<b>FCC</b>	<i>Federal Communications Commission</i>
<b>FDTD</b>	<i>Finite Difference Time Domain</i>
<b>GPR</b>	<i>Ground Penetrating Radar</i>
<b>GPRS</b>	<i>General Packet Radio Service</i>
<b>GSM</b>	<i>Global System for Mobile Communication</i>
<b>HDR</b>	<i>High Data Rate</i>
<b>HiperLAN2</b>	<i>High Performance Radio Local Area Network 2.0</i>
<b>HomeRF</b>	<i>Home Radio Frequency</i>
<b>IDA</b>	<i>Infocomm Development Authority of Singapore</i>
<b>irDA</b>	<i>Infrared data Association</i>
<b>ISDB</b>	<i>Integrated Services Digital Broadcast</i>
<b>I-UWB</b>	<i>Impulse UWB</i>
<b>IWAN</b>	<i>Intelligent Wireless Area Network</i>
<b>LDR</b>	<i>Low Data Rate</i>



---

<b>LNA</b>	<i>Low Noise Amplifier</i>
<b>LOS</b>	<i>Line Of Sight</i>
<b>LPDA</b>	<i>Log Periodic Dipole Array</i>
<b>MBOA</b>	<i>Multi-Band OFDM Alliance</i>
<b>MC-UWB</b>	<i>Multi-Carrier UWB</i>
<b>MIR</b>	<i>Micropower Impulse Radar</i>
<b>MoM</b>	<i>Method of Moments</i>
<b>NLOS</b>	<i>Non Line Of Sight</i>
<b>NTIA</b>	<i>National Telecommunications and Information Administration</i>
<b>OFDM</b>	<i>Orthogonal Frequency Division Multiplexing</i>
<b>OPPN</b>	<i>Outdoor Peer-to-Peer Networking</i>
<b>PD</b>	<i>Planar Dipole</i>
<b>PDP</b>	<i>Power Delay Profile</i>
<b>PIRE</b>	<i>Puissance Isotrope Rayonnée Equivalente</i>
<b>PL</b>	<i>Path Loss</i>
<b>PN</b>	<i>Pseudo Noise</i>
<b>PTR</b>	<i>Puissance Totale Rayonnée</i>
<b>PULSERS</b>	<i>Pervasive Ultra-Wideband Low Spectral Energy Radio Systems</i>
<b>RCA</b>	<i>Radio Corporation of America</i>
<b>ROS</b>	<i>Rapport d'Ondes Stationnaires</i>
<b>SAR</b>	<i>Specific Absorption Rate</i>
<b>SNR</b>	<i>Signal to Noise Ratio</i>
<b>TDMA</b>	<i>Time Division Multiple Access</i>
<b>ULB</b>	<i>Ultra Large Bande</i>
<b>ULTRAWAVES</b>	<i>ULTRA Wideband Audio Video Entertainment System</i>
<b>UMTS</b>	<i>Universal Mobile Telecommunication System</i>
<b>VNA</b>	<i>Vector Network Analyzer</i>
<b>WBAN</b>	<i>Wireless Body Area Networks</i>
<b>WiFi</b>	<i>Wireless Fidelity</i>
<b>WiMAX</b>	<i>Worldwide Interoperability for Microwave Access</i>
<b>WLAN</b>	<i>Wireless Local Area Network</i>
<b>WMAN</b>	<i>Wireless Metropolitan Area Network</i>
<b>WPAN</b>	<i>Wireless Personal Area Network</i>
<b>WWAN</b>	<i>Wireless Wide Area Network</i>

# Introduction

L'Ultra Large Bande (ULB) est une technique de transmission radio qui consiste à utiliser des signaux dont le spectre s'étale sur une large bande de fréquences, typiquement de l'ordre de 500 MHz à plusieurs GHz. Elle fut d'abord utilisée pour des applications radars, puis transposée aux applications de télécommunications, suscitant ainsi un intérêt grandissant au sein de la communauté scientifique et industrielle.

En raison des caractéristiques qui lui sont propres, comme son large support spectral et sa forte résolution temporelle, l'ULB permet de proposer des systèmes de communication à très hauts débits, jusqu'à plusieurs centaines de Mbits/s. Les restrictions sur le niveau de puissance d'émission, limitent, en revanche, la portée des communications ULB à quelques dizaines de mètres pour les débits élevés, jusqu'à quelques centaines de mètres à bas débit. La technologie ULB semble bien positionnée pour les radiocommunications à courte portée (WLAN, WPAN), offrant une alternative à la fois à bas coût et à faible consommation aux standards existants dans ces réseaux. Cependant, cette technologie soulève de nouveaux défis notamment en ce qui concerne la conception et la caractérisation des antennes. Pour cette raison la première partie de cette thèse traite la conception d'antennes ULB, ainsi que leur caractérisation et l'analyse de leurs performances. Des critères de performance d'antennes spécifiques au contexte ULB, sont en particulier étudiés et appliqués à quelques antennes spécifiquement sélectionnées.

Dans la deuxième partie, nous nous concentrons sur l'étude de la technologie ULB pour des applications WPAN en présence du corps humain. On pense notamment aux « réseaux corporels » (WBAN : *Wireless Body Area Networks*) qui permettent de faire communiquer entre eux plusieurs dispositifs ULB placés sur différentes parties du corps. L'objectif du travail est de caractériser et de modéliser le canal radio ULB qui fait intervenir à la fois la propagation dans l'air et l'influence du corps humain. Ce dernier présentant une forte signature électromagnétique en raison de sa conductivité et de sa forte permittivité, l'effet de proximité induit sur les antennes est très significatif. Dans un premier temps, on s'est intéressé à la question de l'interaction antenne ULB/utilisateur. La démarche adoptée s'est appuyée à la fois sur des simulations électromagnétiques et sur des mesures sur des sujets volontaires. Dans un second temps, une étude du canal corporel ULB (*UWB-WBAN*) a été menée, essentiellement à partir d'une approche expérimentale. Les paramètres les plus représentatifs des données collectées ont été identifiés, puis un modèle de canal supposé invariant en a été extrait par traitement statistique.

Le mémoire est divisé en cinq chapitres. Le premier présente « l'état de l'art » et récapitule les nombreux standards de communication qui existent dans les réseaux sans fil actuels. Il introduit ensuite la technologie ULB, présente ses principales caractéristiques et la positionne par rapport aux technologies concurrentes. Finalement, il signale le contexte du projet Européen dans lequel s'inscrit cette thèse.

Le deuxième chapitre est consacré à la question de la conception des antennes, ainsi qu'à l'analyse de leurs performances en insistant sur le caractère très spécifique de l'ULB. Il débute par un état de l'art de ces antennes. Il présente ensuite les particularités de la mesure en ULB, les critères usuels de performance, puis en indique de nouveaux mieux adaptés.

Dans le troisième chapitre, des exemples de conception d'antennes sont proposés, soit pour la mesure de canal, soit pour les communications. Toutes les phases de conception, de la simulation à la mesure en passant par la réalisation des prototypes, sont détaillées.

Dans le quatrième chapitre, on étudie l'interaction antenne ULB/utilisateur. On commence par expliquer les approches et méthodes permettant de traiter cette question, puis on présente les résultats de simulation et de mesures effectuées sur de sujets volontaires.

Le cinquième chapitre est consacré à la modélisation du canal radio ULB sur le corps, à partir de mesures sur des personnes volontaires. Dans un premier temps, le banc et les scénarios de mesure sont présentés. Différents paramètres caractéristiques du canal sont ensuite extraits de ces mesures. Un modèle des pertes de propagation sur le corps en fonction de la distance est alors proposé. L'influence de différents paramètres sur ce modèle est par ailleurs étudiée. Un modèle statistique du canal corporel en très bon accord avec la statistique expérimentale est finalement proposé.

---

# Chapitre 1 : Les communications Ultra Large Bande

Ce chapitre se veut une introduction aux communications Ultra Large Bande (ULB). Il commence par présenter les réseaux sans fil et les différentes technologies de communications utilisées dans ces réseaux. Il se poursuit par une introduction aux communications ULB. Il aborde en conclusion les principales caractéristiques de la technologie ULB qui la distinguent des autres technologies existantes et introduit le sujet de la thèse et l'organisation de ce manuscrit.

## 1.1 Panorama des réseaux sans fil

Un réseau sans fil est un système de communication permettant de véhiculer les informations sans contraintes de câblage. Dans les réseaux sans fil, on entend parfois parler de « mobilité », du fait qu'un utilisateur a la possibilité de rester connecté tout en se déplaçant dans un périmètre géographique plus ou moins étendu. Dans un réseau sans fil les informations sont transmises soit par liaison infrarouge, soit par onde radio. La transmission par onde radio est la méthode la plus répandue en raison de sa plus large couverture géographique et son débit plus élevé. Il existe plusieurs technologies de transmission se distinguant d'une part par la fréquence d'émission utilisée et d'autre part par le débit et la portée.

Les réseaux sans fil se sont développés au départ essentiellement pour répondre aux deux besoins suivants : mettre en place des transmissions dans les endroits où la pose de câble est difficile, voire impossible (par exemple, transmission entre deux bâtiments), et assurer la transmission de données pour des applications mobiles. Là où le câblage est difficile, les réseaux sans fil répondent à la motivation classique de l'économie des coûts [1]. Ajoutons que l'installation des réseaux sans fil est assez facile à mettre en place, ce qui a valu un développement rapide de ce type de réseaux. En contrepartie, se pose le problème de la réglementation relative aux transmissions radio. En effet, ces transmissions sont utilisées dans un grand nombre d'applications (militaires, scientifiques, amateurs ...), mais sont sensibles aux interférences. Par conséquent, une réglementation est nécessaire afin de définir les puissances maximales d'émission et les règles de coexistence dans les bandes de fréquences utilisées par plusieurs applications.

Selon la zone de couverture géographique, on distingue habituellement plusieurs catégories de réseaux sans fil :

### 1.1.1 Les réseaux étendus sans fil : WWAN

Le *réseau étendu sans fil WWAN* (*Wireless Wide Area Network*), connu également sous le nom de *réseau cellulaire mobile*, est le réseau sans fil le plus répandu. Les principales technologies utilisées dans ces réseaux sont les suivantes :

- **GSM** (*Global System for Mobile Communication* ou en français *Groupe Spécial Mobile*) : Il s'agit d'un standard de téléphonie de seconde génération de téléphonie mobile qui

fût établi en 1982 par la CEPT (Conférence des Administrations Européennes des Postes et Télécommunications). En Europe, le standard GSM utilise les bandes de fréquences 900 MHz et 1800 MHz. Aux Etats-Unis en revanche, la bande de fréquence utilisée est la bande 1900 MHz. La norme GSM autorise un débit maximal de 9,6 Kbits/s, ce qui permet de transmettre la voix ainsi que des données numériques de faible volume (par exemple : SMS pour *Short Message Service*). La méthode d'accès utilisée est la méthode TDMA (*Time Division Multiple Access*).

- **GPRS** (*General Packet Radio Service*): Il s'agit d'une norme pour la téléphonie mobile dérivée du GSM permettant un débit de données plus élevé. On la qualifie souvent de 2,5G pour indiquer que c'est une technologie à mi-chemin entre le GSM (2<sup>me</sup> génération) et l'UMTS (3<sup>me</sup> génération). Le GPRS ajoute par rapport au GSM la transmission par paquets. Cette méthode est plus adaptée à la transmission des données. Le débit théorique maximal est de 170 kbits/s.

- **UMTS** (*Universal Mobile Telecommunication System*): Il s'agit d'une norme de téléphonie mobile de troisième génération (3G). Elle repose sur la méthode d'accès CDMA (*Code Division Multiple Access*). L'UMTS permet théoriquement d'atteindre des débits de transfert jusqu'à 2 Mbits/s.

### **1.1.2 Les réseaux métropolitains sans fil : WMAN**

Les *réseaux métropolitains sans fil WMAN* (*Wireless Metropolitan Area Networks*) sont fondés sur le standard *IEEE 802.16* [2].

La norme la plus connue du réseau métropolitain sans fil est le **WiMAX** (*Worldwide Interoperability for Microwave Access*), permettant d'obtenir théoriquement des débits de l'ordre de 70 Mbits/s sur une portée de plusieurs kilomètres [3, 4].

### **1.1.3 Les réseaux locaux sans fil : WLAN**

Le *réseau local sans fil WLAN* (*Wireless Local Area Network*) est un réseau permettant de couvrir l'équivalent d'un réseau local d'entreprise, d'une maison, ou d'un espace public tel qu'un aéroport, un hôtel... Tous les terminaux présents dans la zone de couverture peuvent être reliés entre eux. Dans ce type de réseaux on trouve :

- La technologie **WiFi** (*Wireless Fidelity*) (fondée sur les standards *IEEE 802.11*), opérant dans la bande de fréquences autour de 2.4 GHz, offre des débits allant jusqu'à 11 Mbits/s en **802.11b** et 54 Mbits/s en **802.11g** sur une distance de plusieurs dizaines de mètres en intérieur (généralement entre une vingtaine et une cinquantaine de mètres). Dans un environnement ouvert, la portée peut atteindre plusieurs centaines de mètres voire dans des conditions optimales plusieurs dizaines de kilomètres. Notons aussi l'existence de la norme *IEEE 802.11a* (baptisée **WiFi5**), fonctionnant dans la bande des 5 GHz et offrant un débit théorique de 54 Mbits/s jusqu'à 10 m de portée [5, 6].

- Le standard **802.11n**. Il s'agit d'un standard de seconde génération, très haut débit. Le groupe de travail lancé mi-2004 pour succéder 802.11g, étudie un standard pour la technologie MIMO (*Multiple Input Multiple Output*) qui pourrait multiplier par 4 voire 8 le débit de 802.11g, c'est-à-dire atteindre des débits de l'ordre de quelques centaines de Mbits/s.

- **HiperLAN2** (pour *High Performance Radio Local Area Network 2.0*), norme européenne élaborée par l'**ETSI** (*European Telecommunications Standards Institute*). HiperLAN2 opère dans la bande de fréquences autour de 5 GHz en utilisant l'**OFDM** (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) et permet d'obtenir un débit théorique allant jusqu'à 54 Mbits/s sur une zone de couverture de plusieurs dizaines de mètres. Cette norme est concurrencée par 802.11a, malgré de meilleures performances puisqu'elle apporte une certaine qualité de service et la gestion du *roaming*.

### 1.1.4 Les réseaux personnels sans fil : WPAN

Le réseau personnel sans fil **WPAN** (*Wireless Personal Area Network*) concerne les réseaux sans fil d'une faible portée, de l'ordre de quelques mètres. Ce type de réseau sert généralement à relier des périphériques (imprimante, téléphone portable, appareils domestiques, ...) ou un assistant personnel (PDA) à un ordinateur sans liaison filaire ou bien permettre la liaison sans fil entre deux machines très peu distantes [7]. Plusieurs technologies sont utilisées dans les réseaux WPAN :

- La technologie **Bluetooth** est la principale technologie des réseaux WPAN. Elle opère dans la bande de fréquences autour de 2.4 GHz. La portée dépend de la classe du terminal utilisé. On distingue normalement trois classes. La classe 2, qu'on trouve d'une manière assez commune dans les terminaux mobiles, a une portée de 10 m. La puissance utilisée dans cette classe est de 2.5 mW. La technologie Bluetooth a été conçue de manière à avoir une très faible consommation. Le débit quant à lui est d'1 Mbit/s pour la version 1.2 (adoptée en Novembre 2003) et peut aller jusqu'à 3 Mbits/s pour la version 2.0 + EDR (*Enhanced Data Rate*) (adoptée en Novembre 2004) [8].

- **HomeRF** (*Home Radio Frequency*), soutenue initialement par le « HomeRF Working Group » (formé notamment par les constructeurs Compaq, HP, Intel, Siemens, Motorola et Microsoft). La technologie HomeRF a été imaginée à l'origine pour un usage domestique. Elle propose un débit théorique de 10 Mbits/s avec une portée d'environ 50 à 100 mètres sans amplificateur. Le standard HomeRF, sévèrement concurrencée par Wi-Fi aux Etats-Unis, a perdu le soutien de deux sponsors de poids, Intel et Microsoft. Par conséquent, c'est un standard qui est en perte de vitesse [9].

- La technologie **ZigBee** (IEEE 802.15.4) permet d'obtenir des liaisons sans fil à très faible coût et avec une très faible consommation d'énergie, ce qui la rend particulièrement adaptée pour être directement intégrée dans les petits appareils électroniques (appareils électroménagers, hifi, capteurs ...). La technologie ZigBee, opérant sur la bande de fréquences autour de 2.4 GHz, permet d'obtenir des débits pouvant atteindre 250 Kbits/s avec une portée maximale de plusieurs dizaines de mètres [10].

- Les liaisons **infrarouges** permettent de créer des liaisons sans fil point à point de quelques mètres avec des débits pouvant aller jusqu'à quelques mégabits par seconde. Ces liaisons nécessitent principalement une visibilité directe entre l'émetteur et le récepteur. Cette technologie est largement utilisée pour la domotique (télécommandes) mais souffre toutefois des perturbations dues aux interférences lumineuses. L'association **irDA** (*infrared data association*) formée en 1994 regroupe plus d'une centaine de membres. Son objectif est de

développer les spécifications globalement adoptées pour des communications infrarouges [11, 12].

Notons l'influence de l'environnement proche et en particulier la présence de personnes sur la qualité de la liaison sans fil. La liaison à courte portée en présence de personnes est associée aux réseaux **WBAN** (*Wireless Body Area Networks*). Ces réseaux, dont on va parler en détails dans les chapitres 4 et 5, forment une sous catégorie des réseaux WPAN.

La figure 1.1 récapitule les différentes catégories des réseaux sans fils ainsi que les différentes technologies utilisées dans ces réseaux.

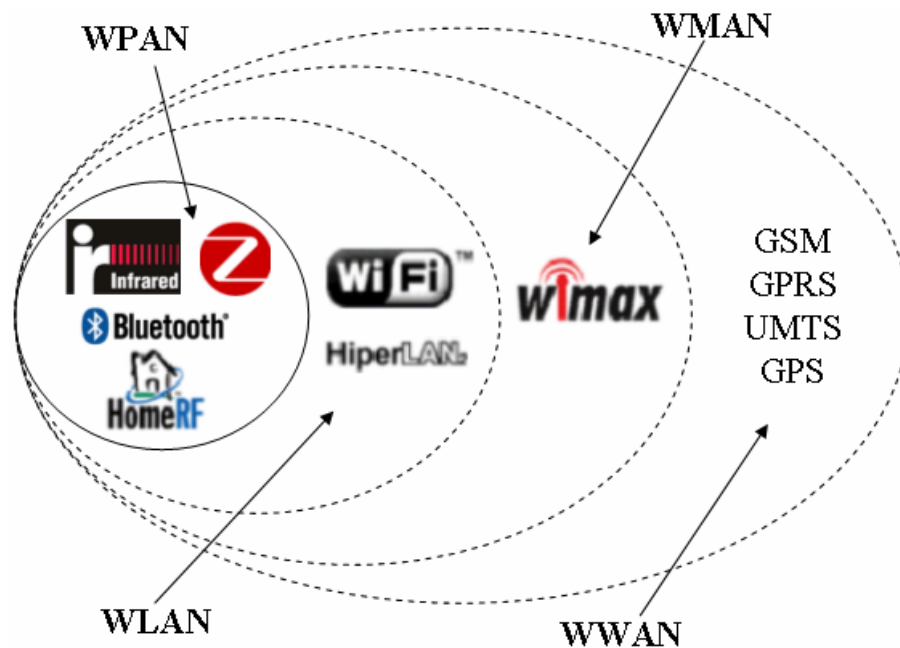


Fig. 1.1 : Catégories des réseaux sans fil

Pour conclure cette introduction sur les technologies de communication utilisées dans les réseaux sans fils actuels, notons la présence d'une demande croissante en débit pour les applications sans fil. Face à cette demande, des innovations dans ce domaine sont nécessaires. Parmi les récentes innovations, le monde des télécommunications s'intéresse particulièrement à la technologie ULB qu'on va introduire dans le paragraphe suivant.

## 1.2 Introduction aux communications Ultra Large Bande

### 1.2.1 Vue d'ensemble

La technologie ULB est une technique de transmission radio qui consiste à utiliser des signaux dont le spectre s'étale sur une large bande de fréquences. On présentera par la suite la définition exacte d'un signal ULB. Cette technologie fut d'abord utilisée pour des applications radars puis transposée aux applications de télécommunications, suscitant ainsi un intérêt grandissant au sein de la communauté académique et industrielle [13].

La FCC (*Federal Communications Commission*), organisme de réglementation américaine, est responsable du découpage du spectre en plusieurs bandes de fréquences qui seront attribuées aux différents services. Cet organisme a efficacement proscrit et relégué l'ULB à un travail purement expérimental durant une longue période. Pendant la dernière décennie, plusieurs sociétés ont réclamé à la FCC l'autorisation d'utiliser des systèmes ULB non licenciés concurrents avec des signaux à bande étroite. En 2002, la FCC a décidé de changer les règles afin de permettre aux systèmes ULB d'opérer sur une large bande de fréquences. En février 2002, la FCC a publié les règles générales de la technologie ULB qui ont fixé les limitations sur le rayonnement en ULB et, a aussi autorisé la commercialisation de la technologie. Le rapport final de la FCC (*First Report and Order*) était rendu public au mois d'avril 2002 [14]. Ce document a introduit quatre catégories différentes d'applications ULB autorisées et a établi des masques de puissance pour ces applications. La FCC a défini aussi dans ce document le signal ULB comme étant tout signal ayant une bande relative instantanée supérieure à 0.20 ou une largeur de bande passante supérieure à 500 MHz. La formule proposée par la FCC pour déterminer la bande relative instantanée ( $B_{rel}$ ) est :

$$B_{rel} = 2 \frac{f_{max} - f_{min}}{f_{max} + f_{min}} \quad (1.1)$$

Où  $f_{max}$  et  $f_{min}$  sont les fréquences de coupure haute et basse du signal à -10 dB, respectivement.

La technologie ULB a plusieurs caractéristiques qui la distinguent des systèmes à bande étroite conventionnels :

1. Une large bande passante instantanée, typiquement de l'ordre de 500 MHz à plusieurs GHz ce qui rend l'ULB plus adaptée à l'augmentation de débit que les systèmes existants présentant des contraintes sur leur largeur de bande. En effet, la capacité d'un canal de transmission peut-être calculée selon le théorème de Shannon par :

$$C = B \cdot \log_2 \left( 1 + \frac{S}{N_0 \cdot B} \right) \quad (1.2)$$

où  $C$  représente la capacité maximale du canal (bit/s),  $B$  la largeur de bande du canal (Hz),  $S$  la puissance du signal (W) et  $N_0$  la densité spectrale de puissance du bruit. Il est clair d'après l'équation 1.2 que la capacité maximale du canal de transmission croît linéairement avec la largeur de bande. Par ailleurs, cette capacité du canal  $C$  est une indication sur le débit maximal théorique pour un canal donné comme on sait d'après la théorie de l'information qu'il est possible de transmettre des données à un taux d'erreur binaire inférieur à un certain seuil fixé, à condition que le débit de transmission de données reste inférieur à la capacité maximale du canal de transmission.

2. La grande largeur de bande offre à l'ULB une résolution temporelle supérieure à celle des systèmes conventionnels, pour des applications radar et de localisation précise. Cette résolution est typiquement de l'ordre de la nanoseconde. (ULB en mode impulsionnel).



3. Une courte durée d'impulsions qui permet une grande robustesse face aux évanouissements rapides dus aux trajets multiples dans un environnement dense. Cette courte durée permet l'exploitation d'un nombre supérieur de trajets.
4. Une faible densité spectrale de puissance qui permet la coexistence de l'ULB et des services existants. En effet, la large bande de fréquences des signaux ULB recouvre des fréquences déjà allouées à d'autres systèmes radio. Les autorités de régulation ont alors imposé cette propriété aux signaux ULB afin de permettre la coexistence de l'ULB avec les services existants sans les perturber.
5. Comme conséquence à cette faible densité spectrale de puissance, les signaux ULB sont plus difficiles à détecter et les communications ULB sont par conséquent mieux sécurisées. D'autre part, cette propriété limite la portée des communications ULB à quelques dizaines de mètres. Les applications visées par l'ULB sont donc des applications à courte portée et à haut débit, comme les réseaux *ad hoc* par exemple.
6. Une simple implémentation étant donnée que l'ULB permet la transmission directe d'impulsions en bande de base sans porteuse.

### **1.2.2 Bref historique des signaux ULB**

L'ère moderne de l'ULB a commencé dans les années 60 par les travaux en électromagnétisme dans le domaine temporel qui ont été menés par Harmuth à l'université « *Catholic University of America* », par Ross et Robins à la société *Sperry Rand*, et par Van Etten à l'USAF (*United States Air Force*). Durant la même période, les ingénieurs aux laboratoires *Lawrence Livermore* et *Los Alamos National Laboratories* (LLNL et LANL) et ailleurs, ont commencé des travaux de recherche sur les émetteurs, les récepteurs et les antennes en mode impulsionnel.

Une percée importante des communications ULB s'est produite comme conséquence du développement d'oscilloscope rapide par *Tektronix* et *Hewlett-Packard* dans les années 60. Ces circuits d'échantillonnage ne fournissaient pas seulement une méthode d'affichage et d'intégration de signaux ULB, mais offraient aussi des circuits simples nécessaires à la génération d'impulsions en bande de base. Vers la fin des années 60, Cook et Bernfeld ont publié un livre [29] résumant les développements de la société *Sperry Rand* dans la compression en mode impulsionnel, le filtrage et les techniques de corrélation. L'invention d'un récepteur en mode impulsionnel en bande de base par Robbins en 1972 pour remplacer l'oscilloscope rapide, a conduit au premier brevet d'un système de communications ULB conçu par Ross à la société *Sperry Rand*.

En parallèle aux développements aux Etats-Unis, des recherches sur l'ULB ont été menées dans l'ex-union soviétique. En 1957 Astanin a développé un transmetteur dans la bande X de 0,5 nanoseconde de durée pour une étude de guide d'ondes à l'académie *A. Mazjaiski Military Air Force*. En même temps, Kobzarev menait des tests sur les radars ULB à l'institut radio électronique de l'académie des sciences de l'USSR. Comme aux Etats-Unis, le développement a été accéléré par l'arrivée des oscilloscopes rapides.

Au début des années 70, la conception de base des systèmes de communications et de radar ULB a évolué avec l'avancement technologique des composants électroniques. Le premier radar de sol fondé sur l'ULB a été commercialisé en 1974 par Morey à la société *Geophysical Survey Systems Corporation*. En 1994, McEwan a développé au LLNL un radar

MIR (*Micropower Impulse Radar*) qui a fourni, pour la première fois, un système ULB compact, à faible coût et à faible consommation.

Vers 1989, le département de la défense a créé la nomenclature ultra-large bande pour décrire toute communication via la transmission et la réception d'impulsions. Le gouvernement américain a été et continue d'être un appui important pour la recherche en communications ULB. L'effort fourni par la FCC afin d'autoriser l'utilisation des systèmes ULB a stimulé un grand intérêt pour la technologie ULB, mais aussi de sérieuses réserves, voire une opposition déterminée de la part des opérateurs historiques et de plusieurs services (aviation, GPS, radioastronomie,...). En réponse à l'incertitude sur la façon dont les systèmes ULB et les services existants pourraient coexister, plusieurs études d'interférences ULB ont été financées par le gouvernement des Etats-Unis.

En 1993, Robert Scholtz à l'Université de la Caroline du Sud (USC : *University of Southern Carolina*) a publié un article présentant la technique d'accès multiple pour les systèmes de communications ULB [30]. Avec un schéma viable d'accès multiple, l'ULB est devenue adaptée non seulement à des communications point à point et à des applications radar, mais aussi à des réseaux sans fils.

Avec l'arrivée et la percée de l'ULB en tant que candidat potentiel pour les réseaux sans fil, plusieurs chercheurs ont commencé des études détaillées sur la propagation dans le contexte ULB, vers la fin des années 90 et au début des années 2000. Ces études de propagation et les modèles de canal de propagation développés à partir des résultats de mesures, ont fait l'objet de nombreuses publications notamment par Cassioli, Win, Scholtz, Foerster, et Molisch [15-23]. De plus, dans le cadre du projet NETEX (*Networking in Extreme Environments*) des études détaillées sur la modélisation de la propagation ULB intérieure/extérieure, sur la caractérisation des matériaux de construction en réponse aux impulsions ULB ainsi que sur la caractérisation de la réponse des antennes aux signaux ULB, ont été menées.

Récemment, il y eu un développement rapide du nombre des compagnies et des agences gouvernementales impliquées dans l'ULB, passant d'une poignée dans les années 90 comprenant les entreprises Multispectral Solutions, Time Domain, Aether Wire, Fantasma Networks, LLNL et d'autres, à la pléthore de sociétés aujourd'hui. La FCC, le NTIA (*National Telecommunications and Information Administration*), la FAA, et la DARPA, ainsi que les compagnies nommées précédemment, ont passé plusieurs années à étudier l'effet des émissions ULB sur les systèmes à bande étroite existants. Les résultats de ces études ont été utilisés afin d'informer la FCC sur les règles d'utilisation des systèmes ULB. En 2003, le premier système commercial certifié FCC a été installé, et en avril 2003 les premiers circuits ULB conformes avec les recommandations de la FCC ont été annoncés par la société *Time Domain* [13].

### **1.2.3 Types de signaux ULB**

Il existe deux formes d'ULB bien connues : la première est fondée sur l'émission d'impulsions de très courte durée. Il s'agit de l'approche mono-bande ou en anglais I-UWB (*Impulse radio*). La deuxième approche est fondée sur l'utilisation simultanée de plusieurs porteuses (MC-UWB pour *Multi-Carrier UWB*) [13]. Il s'agit de l'approche multi bandes, où la bande de fréquences allouée par la FCC est subdivisée en plusieurs sous-bandes. La

modulation utilisée dans chaque sous-bande est l'OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) qui a été proposée par le groupe MBOA (*Multi-Band OFDM Alliance*). L'OFDM est actuellement utilisée dans les services ADSL (*Asymmetric Digital Subscriber Line*), la diffusion numérique audio (DAB pour *Digital Audio Broadcast*), la DVB (*Digital Terrestrial Television Broadcast*) en Europe, les services ISDB (*Integrated Services Digital Broadcast*) au Japon, IEEE 802.11a/g, 802.16a et dans le réseau par courant porteur (*Power Line Networking*) (HomePlug). Etant donné l'adéquation de l'OFDM aux systèmes à très haut débit, cette modulation est également prise en considération pour les services sans fil de 4<sup>ème</sup> génération (4G), IEEE 802.11n (802.11 à vitesse élevée), et IEEE 802.20 (MAN). Notons l'existence d'une approche qui consiste à diviser la bande de fréquences en deux bandes duales : la bande basse de 3,1 GHz à 4,85 GHz et la bande haute de 6,2 GHz à 9,7 GHz. Cette approche permet de protéger la bande à 5 GHz utilisée par la technologie Wi-Fi. La modulation utilisée dans cette approche est la modulation à étalement de spectre ULB, ou DS-UWB (*Direct Sequence UWB*) préconisée par le groupe UWB Forum [31].

Les avantages et les inconvénients des approches mono et multi bandes sont des questions controversées et ont fait l'objet de multiples débats au sein des organismes de réglementation. Une question particulièrement importante est la minimisation de l'interférence à l'émission et à la réception du système ULB. L'approche à bandes multiples est particulièrement adaptée à éviter les interférences étant donné que les fréquences de porteuses peuvent être convenablement choisies afin d'éviter les interférences avec les systèmes à bande étroite. De plus, l'approche à bandes multiples offre plus de flexibilité mais nécessite une couche supplémentaire de contrôle dans la couche physique.

Les signaux ULB dans l'approche mono bande nécessitent des composants RF très performants (temps de commutation très court) et une synchronisation d'une grande précision. Selon cette approche, les systèmes ULB peuvent être implémentés avec un coût relativement faible.

D'autre part, l'implémentation d'un système ULB selon l'approche à bandes multiples peut poser un problème, en raison des variations continues de la puissance sur une très large bande, surtout au niveau de l'amplificateur de puissance.

Une autre question concernant l'implémentation d'un système ULB est la supposition d'un fonctionnement dans un environnement caractérisé par un bruit blanc gaussien. Malheureusement, cette supposition n'est pas toujours valide pour tout système réel de communications et spécialement pour les systèmes ULB. D'autres signaux, qui n'ont pas des statistiques de bruit gaussien, peuvent exister dans la bande ULB. Par conséquent, le système devrait opérer à des puissances de transmission plus élevées ou devrait trouver un moyen pour lutter contre les interférences à l'intérieur de sa bande [13].

#### **1.2.4 Réglementation et standardisation de l'ULB**

La technologie ULB typique pourrait utiliser une partie du spectre fréquentiel déjà allouée à des services radio opérationnels. Par conséquent, les dispositifs radio ULB, malgré leur niveau de puissance émise qui est extrêmement faible, pourraient être une source potentielle d'interférence avec les services radio actuels, et doivent donc prouver leur capacité de coexistence avec les autres services radio. Dans ce paragraphe, on présente une description des travaux en cours sur la réglementation et la standardisation de l'ULB, qui ont pour but

d'élaborer des moyens efficaces pour gérer le spectre fréquentiel, fondés sur des mécanismes de coexistence à la place des mécanismes conventionnels de partage fréquentiel [24].

**Organismes de réglementation :** Un des problèmes les plus importants dans les communications ULB est la bande de fréquence utilisée. Du fait de l'utilisation d'un très large spectre fréquentiel, les systèmes ULB devraient fonctionner hors licence. Plusieurs systèmes, opérant dans des bandes incluses dans la bande du signal ULB, existent. Certaines compagnies aux Etats-Unis ont établi un groupe de travail appelé « UWBWG » pour négocier avec la FCC afin d'enlever les restrictions qui ont été imposées sur les applications utilisant la technologie ULB. D'autres entreprises et organisations aux Etats-Unis sont en train d'examiner des solutions pouvant protéger les systèmes à bande étroite existants des interférences possibles générées dans les systèmes ULB. Des discussions sur l'allocation de fréquence et la protection des systèmes radio existants sont aussi en cours en Europe.

**La réglementation de l'ULB aux Etats-Unis :** En 1998, la FCC publia une NOI (*Note of Inquiry*). Malgré les niveaux de puissance extrêmement faibles, les partisans des systèmes existants ont soulevé de nombreuses contestations contre l'utilisation de l'ULB pour des applications civiles, fondant notamment leur argumentation sur des prévisions d'augmentation significative du niveau d'interférence dans les bandes déjà allouées aux services existants. Lorsque l'ULB a été proposée pour des applications civiles, il n'y avait pas de définition précise du signal ULB. En février 2002, la FCC a publié les règles générales de la technologie ULB qui ont fixé les limitations sur le rayonnement en ULB et, a aussi autorisé la commercialisation de la technologie. Les limitations sur le rayonnement, mises en place par la FCC pour les applications de transmission de données en intérieur et en extérieur, sont présentées dans le tableau suivant :

Fréquence [GHz]	En intérieur PIRE (dBm/MHz)	En extérieur PIRE (dBm/MHz)
0.960-1.610	-75.3	-75.3
1.610-1.990	-53.3	-63.3
1.990-3.1	-51.3	-61.3
3.1-10.6	-41.3	-41.3
> 10.6	-51.3	-61.3

**La réglementation de l'ULB en Europe :** Au moment de la rédaction de ce mémoire, les organismes de réglementation en Europe sont en attente des résultats additionnels sur l'impact de l'ULB sur les systèmes existants. Le processus de réglementation en Europe a duré un temps considérable et a subi des délais à répétition. L'approche européenne se caractérise d'une certaine manière par plus de précautions que celle aux Etats-Unis, étant donné que l'Europe exige à toute nouvelle technologie de ne pas causer de problème ou très peu aux services radio existants. Bien évidemment, les organisations européennes doivent tenir compte de la décision de la FCC, ayant conscience des bénéfices potentiels pour les consommateurs et les fabricants, à définir des règles d'utilisation de l'ULB qui soient globalement compatibles. Actuellement en Europe, les recommandations pour les dispositifs à courte portée appartiennent à la CEPT (Conférence Européenne des Postes et Télécommunications). En Mars 2003, la Commission Européenne a donné un mandat aux organisations européennes de standardisation, dans le but d'établir un ensemble de standards harmonisés couvrant les applications ULB. En Décembre 2004, l'ETSI a établi à son tour le « Task Group » TG31A dans le but de développer un ensemble de standards harmonisés pour les applications ULB à courte portée. La publication des résultats de ce groupe a été retardée.

Les groupes de standardisation pour l'ULB comprennent l'ERM/TG31A couvrant l'ULB générique et l'ERM/TG31B couvrant les applications « auto motives » aux fréquences les plus élevées. Ces groupes ont rédigé deux rapports techniques sur les communications et sur les applications de localisation en ULB, respectivement. Dans le rapport [25], un masque préliminaire pour les systèmes ULB a été présenté. Ce masque représentait un point de départ pour les études menées par la CEPT. La commission européenne a également donné à la CEPT un mandat relié au développement de règles harmonisées d'utilisation des dispositifs ULB au sein de l'Union Européenne. Ce mandat exige une analyse approfondie des risques d'interférence de L'ULB avec les services existants. En mars 2004, l'ECC (*European Communication Committee*) a établi un groupe de travail (TG3) pour répondre à ce mandat. Le TG3 a produit son premier rapport mi 2004. A l'automne 2005, les premières solutions techniques élaborées par le TG3 peuvent être présentées comme suit.

- Dans la bande 3,1-4,95 GHz, les dispositifs ULB pourraient éventuellement émettre avec une densité spectrale de PIRE moyenne maximale de -41,3 dBm/MHz, sous réserve de mise en œuvre d'une technique d'évitement de type *Detect and Avoid* (DAA) qui reste à définir et à tester. Une approche avec limitation de temps de cycle est également étudiée.
- Une approche transitoire, qui permettrait l'utilisation de la bande 4,2-4,8 GHz avec une densité PIRE moyenne maximale de -41,3 dBm/MHz, sans technique d'évitement et jusqu'en 2010, pourrait également être envisagée.
- Enfin, en ce qui concerne la bande 6-9 GHz, les dispositifs ULB pourront émettre jusqu'à -41,3 dBm/MHz sans obligation de mise en œuvre de technique d'évitement particulière.

Ces décisions sont particulièrement contraignantes pour les applications haut débit et faible coût.

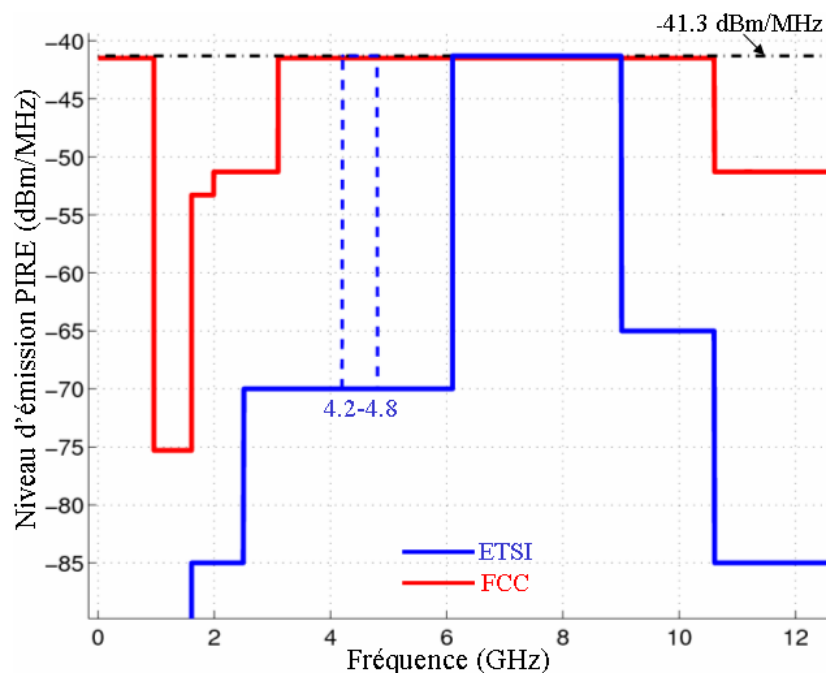


Fig. 1.2 : Masques d'émission des systèmes ULB : de la FCC (rouge) et de l'ETSI (bleu).

La figure 1.2 présente le masque d'émission de la FCC ainsi que celui de l'ETSI pour les communications ULB. Le niveau -41,3 dBm/MHz a été imposé par la FCC comme étant le niveau d'émission non intentionnelle.

La figure 1.3 situe les systèmes ULB par rapport à d'autres systèmes radio du point de vue de la densité spectrale de puissance émise.

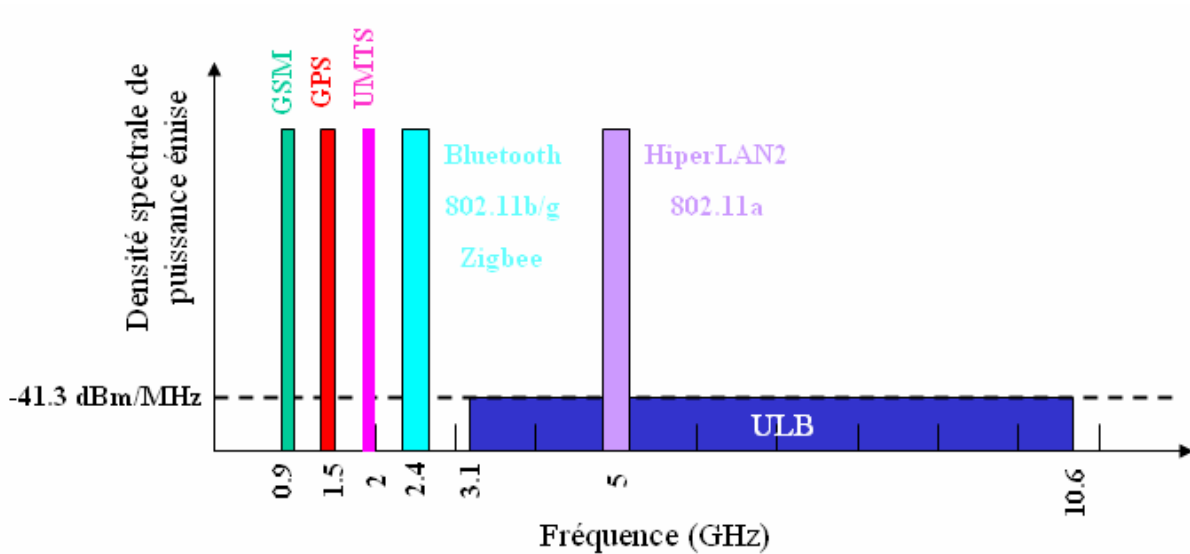


Fig. 1.3 : Densité spectrale de PIRE : systèmes ULB et autres systèmes radio.

Dans le reste du monde, les propositions de l'Union Internationale des Télécommunications (UIT-R, Task Group TG 1/8) semblent être attendues. Notons à ce propos l'exception de la Chine qui, dès à présent, a adopté le masque FCC et de Singapour qui a autorisé une « ULB friendly zone » pour expérimenter la technologie ULB sur la bande 2.1-10.6 GHz avec une densité spectrale moins contraignante (-35 dBm/MHz), même si l'IDA (*Infocomm Development Authority of Singapore*) se tiendra au final aux décisions de l'UIT [26].

Pour conclure, précisons que le problème de la réglementation reste le point le plus épineux à surmonter par la technologie ULB, tant sur le plan politique que technique. La réglementation de l'ULB doit, par ailleurs, avoir obligatoirement une dimension internationale, ce qui est bénéfique voire indispensable pour les consommateurs souhaitant utiliser leurs appareils ULB transportables d'un continent à l'autre.

**La standardisation de l'ULB au sein de l'IEEE :** Dès 2002, un processus de standardisation a été mis en place aux Etats-Unis dans le cadre de la norme **IEEE 802.15.3a**, parallèlement au processus de réglementation. L'IEEE a établi le groupe d'étude de la norme 802.15.3a afin de définir un nouveau concept de couche physique pour les applications à haut débit et à courte portée. Avec un débit pouvant atteindre 480 Mbits/s, ce groupe a l'intention de développer un standard s'adressant aux applications multimédia. Le travail inclut également l'analyse du modèle du canal de propagation qui devrait être utilisé dans l'évaluation d'un système ULB. L'objectif de ce groupe d'étude est de fournir une couche physique plus haut débit comme alternative à celle qui a été approuvée dans le standard 802.15.3. Les caractéristiques principales souhaitées pour cette couche physique alternative sont : la coexistence avec tous les standards IEEE 802 existants, un débit visé de plus de 100 Mbits/s pour les applications grand public, une performance robuste aux multi-trajets et l'utilisation d'une partie additionnelle non licenciée du spectre pour les applications WPAN à haut débit.

L'IEEE a également mis en place le groupe d'étude de la norme **802.15.4a** afin de définir un nouveau concept de couche physique pour les applications à faible débit. Le groupe IEEE 802.15 TG4 devrait étudier les solutions à faible débit pour les systèmes à faible consommation et à faible complexité. Les bandes d'opération prévues sont les bandes internationales non licenciées. Les applications potentielles entre autres, sont les réseaux de capteurs, les jouets interactifs et les badges intelligents. Le groupe étudie de nouvelles applications qui demandent des flux de données modérés, mais aussi un long temps de vie de batterie comme les réseaux WPAN à faible débit et les réseaux de capteurs.

Dès juin 2003, est née la **MBOA** (*Multiband OFDM Alliance*). La MBOA est une alliance entre partenaires académiques et industriels (Intel, HP, TI, Philips, Nokia,...), qui a pour objectif de développer des technologies pour l'ULB fondées sur l'OFDM. La modulation OFDM a déjà prouvé sa robustesse aux multi trajets dans les précédentes implémentations 802.11, DAB... Ses autres avantages sont ses capacités à « remplir » plus efficacement le spectre disponible, grâce à ses stratégies d'égalisation du canal, elle capture de façon inhérente l'énergie des multi trajets avec une seule chaîne hyperfréquence. Mais l'avantage qui pourrait s'avérer déterminant est sa capacité à « éteindre » dynamiquement une ou plusieurs sous bandes et donc s'adapter à d'éventuelles contraintes régionales spécifiques. Ceci aiderait incontestablement l'adoption d'un standard mondial. La mission de la MBOA est de développer la meilleure solution globale pour les produits ULB conformément aux exigences internationales de réglementation, ainsi que d'assurer la coexistence avec les systèmes actuels et futurs. En pratique, la MBOA a été formée afin de répondre à l'impasse qui existait dans la tentative de standardisation de l'IEEE 802.15.3a. La MBOA est toujours largement impliquée dans la promotion de son standard particulier au sein de l'IEEE, mais se dirige aussi vers le développement de produits pour le marché indépendamment du processus de standardisation de l'IEEE.

### 1.2.5 Applications ULB

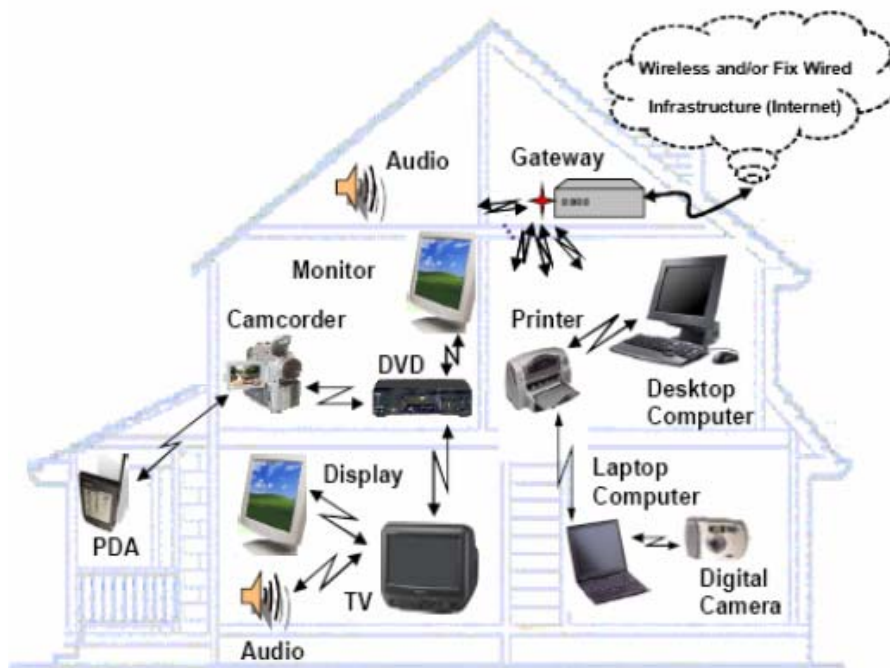
Malgré les restrictions significatives sur le niveau de puissance, l'ULB détient un énorme potentiel pour les réseaux sans fils *ad-hoc* et point à point (*peer-to-peer*). La courte durée de l'impulsion signifie aussi que l'ULB est particulièrement adaptée aux applications de localisation de grande précision. Cependant, chaque dispositif dans le réseau doit être « entendu » par un certain nombre d'autres dispositifs afin de générer une position à partir d'un délai ou d'une estimation de l'angle d'arrivée du signal. Ces bénéfices potentiels, auxquels on ajoute le fait qu'une impulsion ULB individuelle à faible puissance est difficile à détecter, offrent quelques défis significatifs à la conception de la couche MAC [24].

La faible puissance d'émission l'ULB limite les applications à haut débit à de très courtes portées, et les applications à très faible débit à une portée modérée. En extérieur, la technologie ULB est envisagée pour des applications de communication point-à-point. Citons à titre d'exemple l'échange de données entre plusieurs assistants personnels.

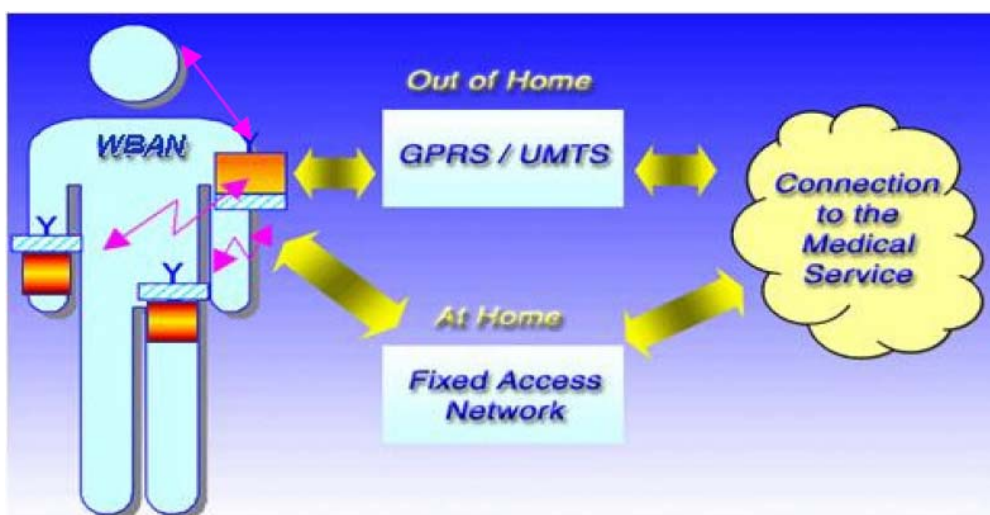
Les systèmes ULB ont été ciblés pour des applications à très haut débit et à courte portée, pour le remplacement de l'USB par exemple, ainsi que pour des applications à très faible débit à des portées plus importantes, comme par exemple les capteurs et les étiquettes radiofréquence (*tags RF*). On s'attend à ce que des classes des dispositifs ULB LDR (*Low Data Rate*) soient d'une très faible complexité et d'un très faible coût. La prolifération attendue des dispositifs ULB à faible coût signifie que des solutions doivent être conçues afin

que les dispositifs puissent coexister ou de préférence inter opérer avec différents types de dispositifs ULB de différentes capacités. Les limitations sur la complexité des dispositifs LDR pourraient exiger la mise en place de solutions très simples. En revanche, en ce qui concerne les dispositifs HDR (*High Data Rate*), pour lesquels on s'attend à une complexité supérieure, des solutions plus sophistiquées seront acceptables.

La figure 1.4 montre les applications ULB envisagées par les membres du projet européen PULSERS [28]. Ces scénarios couvrent les réseaux personnels sans fils (WPANs), les réseaux WBANs, les réseaux IWAN (*Intelligent Wireless Area Network*) ainsi que les réseaux point à point extérieurs à courte portée OPPN (*Outdoor Peer-to-Peer Networking*).

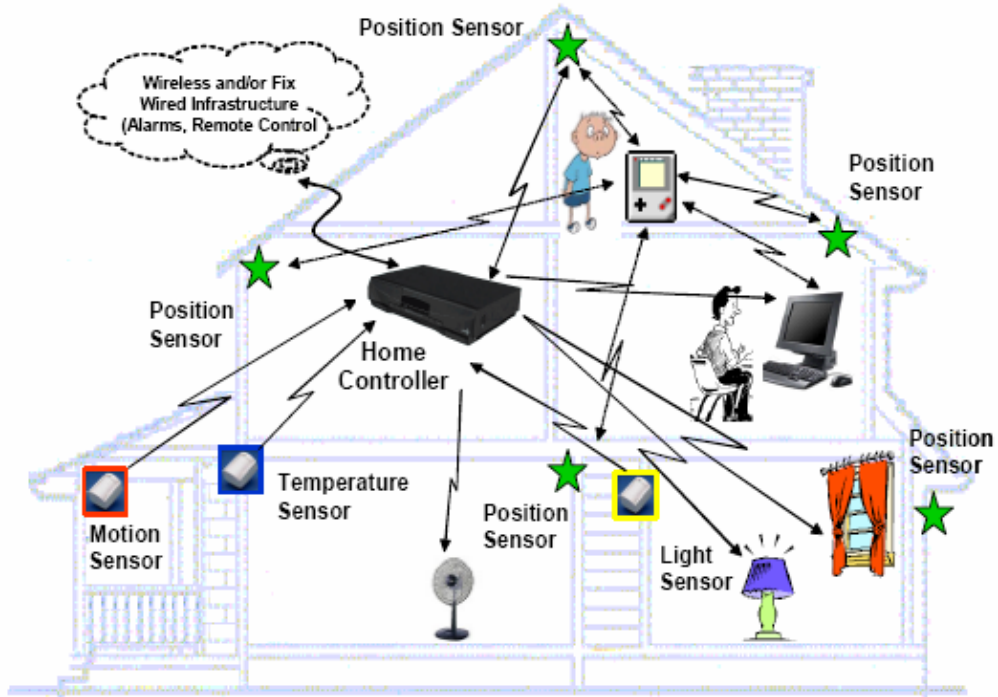


(a) WPAN (*Wireless Personal Area Network*) (d'après [28]).

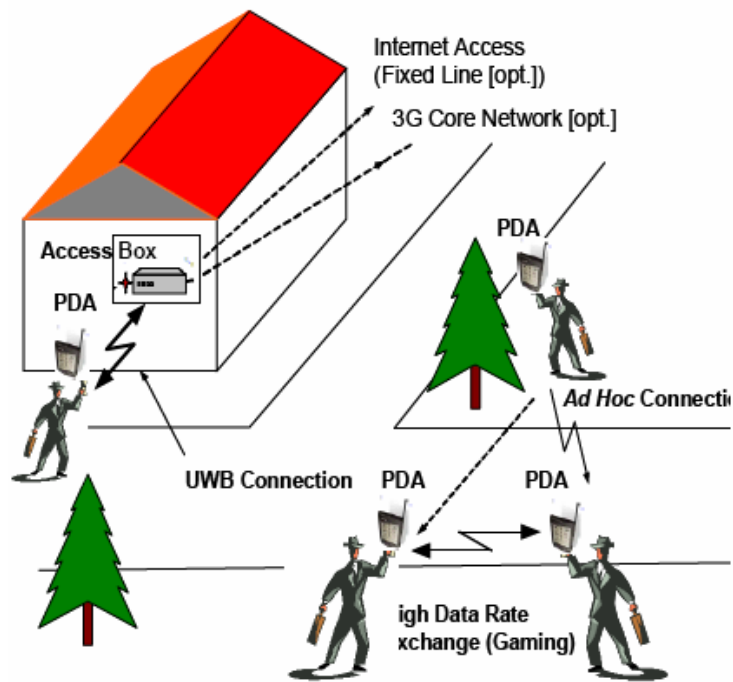


(b) WBAN (*Wireless Body Area Network*) (d'après [28]).





(c) IWAN (*Intelligent Wireless Area Network*) (d'après [28]).



(d) OPPN (*Outdoor Peer-to-Peer Networking*) (d'après [28]).

Fig. 1.4: Applications ULB (d'après "PULSERS White Paper" [28]).

### 1.2.6 Positionnement de la technologie Ultra Large Bande

La figure 1.5 présente le positionnement de l'ULB par rapport aux principaux standards des réseaux WLAN et WPAN en termes de portée et de débit. Au vu de ces différents

standards, la technologie ULB semble bien positionnée, offrant une alternative à la fois haut débit, bas coût et de faible consommation, particulièrement adaptée aux radiocommunications à courte portée (WLAN, WPAN/WBAN).

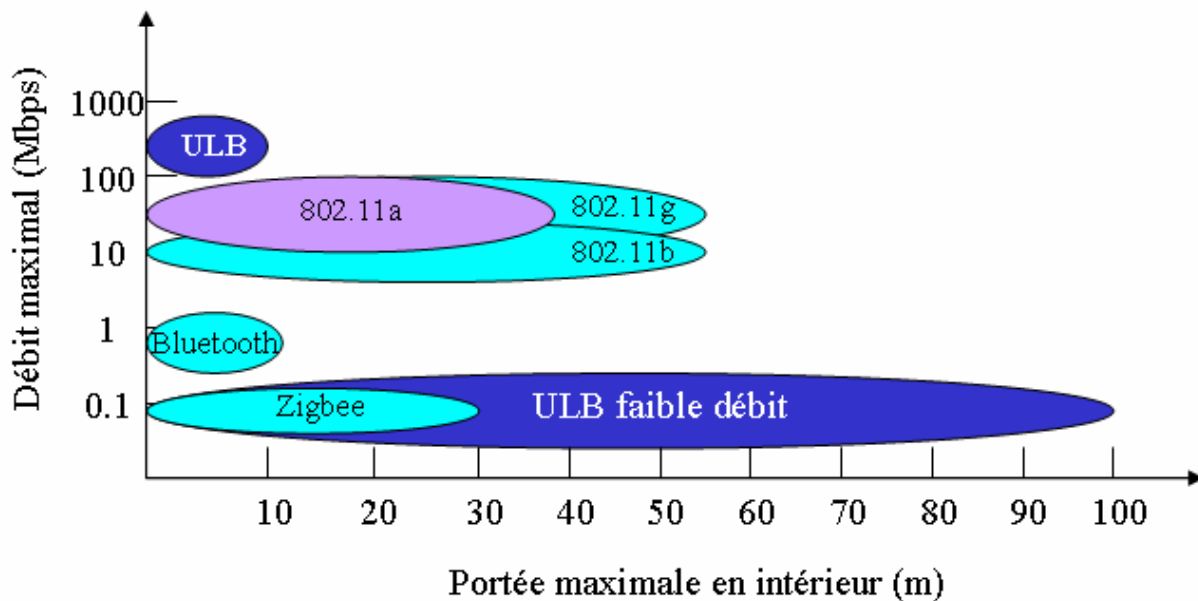


Fig. 1.5 : Positionnement de l'ULB par rapports aux principaux standards WLAN et WPAN

Par ailleurs, citons à titre d'exemple les réseaux point à point qui sont également des réseaux où la technologie ULB serait un candidat prometteur. En effet, la technologie ULB est envisageable comme étant la technologie de communication sans fil pour le marché des PDA, marché toujours émergent mais d'énorme potentiel. Un tel objectif se fonde sur plusieurs arguments :

- L'ULB assurera une liaison sans fil très rapide pour des applications multimédia nécessitant des débits élevés, entre plusieurs PDA ou ordinateurs portables dans un schéma de réseaux ad hoc.
- La technologie ULB apporte la meilleure solution au problème de la raréfaction du spectre fréquentiel tout en garantissant la plus faible consommation.
- La conception des systèmes ULB est relativement simple. En outre, un grand nombre de systèmes ULB sont attendus sur le marché à brève échéance. Par conséquent, le prix sera aussi un des atouts les plus importants de la technologie ULB par rapport aux technologies alternatives.

Aucune autre technologie concurrente (Bluetooth, Zigbee, UMTS, IEEE 802.11 a/b/g, IEEE 802.16) n'a prouvé pouvoir atteindre ces mêmes objectifs.

### 1.3 Contexte de la thèse : Participation aux projets européens

Le sujet de ma thèse s'inscrit dans le contexte de deux importants projets européens du 5<sup>me</sup> et 6<sup>me</sup> Programme Cadre de Recherche et Développement (PCRD) : ULTR WAVES [27] et PULSERS [28].

### 1.3.1 *Le projet européen ULTRAWAVES*

Le projet ULTRAWAVES (*ULTRA Wideband Audio Video Entertainment System*) issu du 5<sup>me</sup> PCRD, fait partie de nombreux projets de recherche (WHYLESS, ULTRAWAVES, UCAN) qui ont été mis en place par la Communauté Européenne afin de promouvoir l'innovation dans le secteur des nouvelles technologies de l'information et des communications. ULTRAWAVES s'intéresse plus particulièrement au contexte ULB. Durant 30 mois, entre Avril 2002 et Octobre 2004, l'objectif du consortium de 6 partenaires est de développer puis valider une implémentation à bas coût d'un système ULB permettant de transférer plusieurs flux audio et vidéo en simultané.

**Le consortium :** Il s'agit d'un projet d'une envergure relativement importante (budget total de 4 millions d'euros) impliquant à la fois des partenaires académiques et industriels. La société Wisair, qui avait déjà acquis une expérience dans la technologie ULB, pilota le projet. Un autre partenaire industriel de poids, Philips, est quant à lui l'utilisateur du démonstrateur final. Les universités d'Oulu (Finlande), de Chalmers (Suède) et de Rome (Italie) (Radiolabs) ont étudié respectivement la couche réseau, la couche MAC et la couche physique et la modélisation du canal de propagation. L'ENSTA, quant à elle, en collaboration avec l'ENST, s'est chargée de la conception de la partie antenne et a participé à la caractérisation du canal de propagation et aux algorithmes de diversité.

**Objectifs du projet :** Le projet avait un objectif de départ assez ambitieux puisqu'il visait un débit maximal brut de 100 Mbits/s sur 10 m de portée, soit l'équivalent de 5 canaux codés en MPEG-2 haute résolution (20 Mbits/s), bidirectionnel en temps réel. ULTRAWAVES est un projet innovant mais comporte en même temps certains risques. En effet, même si le principe des communications ULB a été démontré, sa réalisation technologique reste loin d'être évidente. A l'époque du lancement du projet, la conception d'antennes ULB bas coût, avec un bon rendement et des dimensions relativement petites était un défi à relever. Ainsi, il était indispensable d'étudier plusieurs topologies d'antennes et les comparer entre elles, afin de pouvoir en choisir celle qui présente le meilleur compromis entre les différentes spécifications exigées. Les performances d'antenne attendues ne pouvant être universelles, doivent être dimensionnées selon l'application visée et/ou les caractéristiques du canal et de la couche physique retenue. Ainsi, trois classes d'antennes ont été définies vis-à-vis du compromis performance/encombrement/coût.

**Résultats :** Les résultats obtenus à la fin du projet étaient encourageants même si le démonstrateur fondé sur une implémentation à étalement de spectre (DS UWB) ne fournit que la moitié du débit initialement prévu, soit 50 Mbits/s sur une portée d'environ 5 m dans le meilleur des cas. Un test comparatif entre liaison filaire et liaison ULB utilisant le démonstrateur ULTRAWAVES pour une application de flux vidéo (3 flux audio/vidéo en parallèle), a été organisé par Philips. Selon le public d'utilisateurs, la liaison filaire était plus satisfaisante que la liaison ULB. Notons que la plateforme ULTRAWAVES est l'un des tous premiers démonstrateurs européens utilisant la technologie ULB. Le projet a permis d'augmenter les connaissances et le savoir faire en ULB. Parmi les nombreux résultats obtenus, on peut notamment citer :

- Le développement d'un simulateur DS ULB au niveau liaison.
- La réalisation de nombreuses campagnes de mesures du canal de propagation ULB dans les domaines temporel et fréquentiel. Ces campagnes ont permis par la suite de proposer un modèle statistique du canal de propagation ULB [15].

- La réalisation d'études portant sur la coexistence et les interférences entre les systèmes ULB et les systèmes radios existants.

Nous avons, pour notre part, participé :

- A la conception et à la réalisation de prototypes d'antennes ULB pour la mesure du canal de propagation ULB et pour le démonstrateur.
- Au développement d'un formalisme de caractérisation et d'évaluation de performance des antennes ULB.
- A l'étude de l'influence de l'antenne sur les performances de la liaison ULB.
- A l'étude de l'intérêt des techniques multi antennes afin d'améliorer les performances.

Les rapports techniques ('deliverables') du projet, permettant d'avoir plus d'informations sur le projet et les résultats obtenus, sont disponibles sur le site du projet ([www.ultrawaves.org](http://www.ultrawaves.org) ou [www.eu-projects.com/ultrawaves/publication.htm](http://www.eu-projects.com/ultrawaves/publication.htm)).

### 1.3.2 *Le projet européen PULSERS*

Il s'agit d'un consortium et d'un projet européen du 6<sup>me</sup> PCRD. En comparaison à ULTRAWAVES, PULSERS (*Pervasive Ultra-Wideband Low Spectral Energy Radio Systems*) est un projet d'une envergure beaucoup plus importante (plus de 30 partenaires et un budget de 16.5 millions d'euros). Une majorité d'acteurs européens (mais pas seulement européens, par exemple : Infocomm de Singapour) était impliquée dans le projet, ce qui était particulièrement intéressant en vue d'une future commercialisation de la technologie ULB, et afin de s'adresser d'une seule voix aux autorités de réglementation et de standardisation.

**Objectifs du projet :** L'objectif du projet est d'explorer l'énorme potentiel de la technologie ULB et de permettre l'introduction de nouveaux services, de nouvelles applications ainsi que de dispositifs fondés sur cette technologie. Après avoir défini plusieurs scénarios types pour lesquelles la technologie ULB apporte tous ses avantages, PULSERS vise à développer deux modes complémentaires : le HDR (*High Data Rate*) pour les applications haut débit et le LDR-LT (*Low Data Rate and Location Tracking*) qui concerne les applications bas débit, les réseaux de capteurs, ainsi que les applications de localisation. Pour chacun de ces modes, tous les aspects de communication de proximité transparente et optimale, depuis l'antenne jusqu'aux couches applicatives, ainsi que les questions d'interférence et de coexistence, seront étudiés, tout en pratiquant un lobbying soutenu auprès des instances de réglementation européennes et internationales.

La première phase du projet (PULSERS I) s'est déroulée durant la période 2004-2005. L'ENSTA avait pour objectif dans cette phase de :

- Concevoir et réaliser des antennes et un réseau d'antennes pour la mesure et la caractérisation du canal de propagation ULB.
- Réaliser des campagnes de mesures des réseaux WBAN en ULB et proposer un modèle du canal de propagation dans ce contexte.
- Caractériser l'effet de proximité du corps humain sur les antennes ULB afin de proposer par la suite des directives pour la conception d'antenne ULB « optimale » dans ce contexte applicatif.

Une grande partie du travail de cette thèse était consacrée aux trois points évoqués ci-dessus.

En janvier 2006 la deuxième phase du projet (PULSERS II) a démarré. Cette phase se terminera en juin 2008 avec un budget de 20,7 millions d'euros. Parmi les nombreux partenaires de cette deuxième étape, citons à titre d'exemple, STMicroelectronics, Wisair, THALES communications, CEA/LETI, France Telecom R&D...L'ENSTA participe elle aussi à cette deuxième phase. Elle contribuera à l'étude des systèmes multi antennes ULB.

## 1.4 Conclusion

On a débuté ce chapitre par la présentation de nombreux standards de communication qui existent actuellement dans les différents réseaux sans fil. On s'est intéressé par la suite à l'ULB, l'une des récentes techniques d'accès radio, qui intéresse de plus en plus la communauté scientifique suite à la demande croissante en débit pour de nombreuses applications sans fil. Les principales caractéristiques de l'ULB, qui ont été présentées le long de cette deuxième partie, justifient l'engouement actuel du monde des télécommunications pour cette technologie, et attribuent à celle-ci le statut d'un candidat potentiel et prometteur afin de répondre à cette demande en débits de plus en plus élevés. Cependant, cette technologie impose des défis à relever par exemple au niveau de la conception d'antennes. Ainsi, on propose dans le chapitre 2 d'étudier la problématique de conception d'antennes ULB ainsi que leur caractérisation et l'analyse de leur performance. Des exemples de prototypes réalisés ainsi que leurs performances seront présentés dans le chapitre 3. Par ailleurs, on a vu que la technologie ULB semblait bien positionnée particulièrement pour les radiocommunications à courte portée (WLAN, WPAN). Elle offre une alternative, à la fois bas coût et de faible consommation, aux standards existants dans ces réseaux. Ainsi, on s'intéresse dans la suite de cette thèse à l'étude de cette technologie pour des applications WPAN dans un contexte particulier, à savoir en présence du corps humain. On pense plus précisément aux réseaux corporels (référéncés par le sigle WBAN dans la suite) qui consistent à faire communiquer entre eux plusieurs dispositifs ULB placés à différents endroits sur le corps. On pense également aux communications entre un dispositif ULB placé sur le corps et d'autres dispositifs ULB dans l'environnement loin du corps. Pour la mise au point de systèmes ULB pour ces applications, la caractérisation de l'effet de proximité de l'utilisateur sur les antennes ULB ainsi que la modélisation du canal de propagation ULB sur le corps de l'utilisateur sont primordiales. Ainsi, on s'intéressera dans le chapitre 4, à la question de l'interaction antenne ULB/utilisateur. Dans ce chapitre, on aura recours à des simulations ainsi qu'à des mesures sur des personnes réelles afin de caractériser l'influence de l'utilisateur sur les performances de l'antenne. Dans le chapitre 5, un modèle de canal ULB WBAN sera proposé. Ce modèle est fondé sur de nombreuses campagnes de mesure qui ont été réalisées sur des personnes volontaires.

## Références

- [1] Paul Mühlethaler, "802.11 et les réseaux sans fils", Eyrolles, 2002.
- [2] <http://wirelessman.org>
- [3] <http://www.intel.com/netcomms>
- [4] <http://www.wimaxforum.org>

- 
- [5] <http://www.wi-fi.org>
- [6] <http://www.wi-fiplanet.com>
- [7] <http://www.ieee802.org/15/>
- [8] <http://www.bluetooth.com>
- [9] K. J. Negus, A. P. Stephens, J. Lansford, "HomeRF: wireless networking for the connected home", *IEEE personal communications*, vol. 7, issue 1, Février 2000.
- [10] <http://www.zigbee.org/>
- [11] <http://www.irda.org/>
- [12] Dave Suvak, "IrDA and Bluetooth: A Complementary Comparison", Extended Systems, Inc.
- [13] Jeffrey H. Reed, "An Introduction to Ultra Wideband Communication Systems," Prentice Hall, 2005.
- [14] FCC, "First report and order, revision of Part 15 of the Commission's rules regarding ultra-wideband transmission systems", Document technique ET Docket 98-153, FCC, Avril 2002.
- [15] D. Cassioli, M. Z. Win, et A. F. Molisch, "The Ultra-Wide Bandwidth Indoor Channel: From Statistical Model to Simulations," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 20, no. 6, pp. 1247-1257, Août 2002.
- [16] R. J.-M. Cramer, R. A. Scholtz, et M. Z. Win, "On the analysis of UWB Communication Channels," *IEEE MILCOM*, vol. 2, pp. 1191-1195, Atlantic City, NJ, Novembre 1999.
- [17] R. J.-M. Cramer, R. A. Scholtz, et M. Z. Win, "Evaluation of an Ultra-WideBand Propagation Channel," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 50, no. 5, pp. 561-570, Mai 2002.
- [18] J. R. Foerster, "The Effects of Multipath Interference on the Performance of UWB Systems in an Indoor Wireless Channel," *IEEE 53<sup>rd</sup> Vehicular Technology Conference*, vol. 2, pp. 1176-1180, Rhodes, Grèce, Mai 2001.
- [19] A. F. Molisch, J. R. Foerster, et M. Pendergrass, "The Evolution of Wireless LANs and PANs Channel Models for Ultrawideband Personal Area Networks," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 10, no. 6, pp. 14-21, Décembre 2003.
- [20] R. A. Scholtz, R. J.-M. Cramer, et M. Z. Win, "Evaluation of the Propagation Characteristics of Ultra-Wideband Communication Channels," *IEEE International Antennas and Propagation Society Symposium*, vol. 2, pp. 626-630, Atlanta, GA, juin 1998.
- [21] R. A. Scholtz, et J.-Y. Lee, "Problems in Modeling UWB Channels," *IEEE 36<sup>th</sup> Conference on Signals, Systems, and Computers*, vol. 1, pp. 706-711, Novembre 2002.
- [22] M. Z. Win et R. A. Scholtz, "Characterization of Ultra-Wide Bandwidth Signals in Dense Multipath Environments," *IEEE Communication Letters*, vol. 2, no. 2, pp. 51-53, Février 1998.
- [23] M. Z. Win et R. A. Scholtz, "Characterization of Ultra-Wide Bandwidth Wireless Indoor Channels: A Communication Theoretic View," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 20, no. 9, pp. 1613-1627, Décembre 2002.
- [24] Maria-Gabriella Di Benedetto, Thomas Kaiser, Andreas F. Molisch, Ian Oppermann, Christian Politano et Domenico Porcino, "UWB Communication Systems, A Comprehensive Overview", *EURASIP Book Series on Signal Processing and Communications*, Volume 5, Hindawi Publishing Corporation, 2006.
- [25] "Mandate to CEPT to harmonise radio spectrum use for Ultra-wideband Systems in the European Union," document RSCOM3-40 rev. 3.

- [26] Singapore regulations, Technical report, IDA, [www.aptsec.org/meetings/2005/apg07-2/AWFInterim%20Meeting%20Documents/\(29\)IDA-UWB%20Regulations.ppt](http://www.aptsec.org/meetings/2005/apg07-2/AWFInterim%20Meeting%20Documents/(29)IDA-UWB%20Regulations.ppt), 2005.
- [27] <http://www.eu-projects.com/ultrawaves/>
- [28] <http://www.pulsers.net/>
- [29] C. E. Cook, M. Bernfeld, *Radar Signals: An Introduction to Theory & Application*, New York: Academic Press, 1967.
- [30] R. A. Scholtz, "Multiple Access with Time-Hopping Impulse Modulation," *IEEE MILCOM*, vol. 2, pp. 447-450, Boston, Etats-Unis, Octobre 1993.
- [31] <http://www.uwbforum.org/>

## Chapitre 2 : Conception et analyse de performances d'antenne ULB

### 2.1 Introduction et état de l'art des antennes ULB

**Introduction historique :** Les racines de la technologie ULB remontent historiquement à l'époque des pionniers, Heinrich Hertz, Guglielmo Marconi, Oliver Lodge ... Ce dernier, physicien britannique (1851-1940), a déposé en 1898 le brevet qui a inauguré le concept de transmission radio en bande étroite dans le domaine fréquentiel. Lodge a introduit dans son brevet le concept selon lequel il faut émettre et recevoir à la même fréquence afin de maximiser le signal reçu. Dans ce même brevet, Lodge avait présenté une variété d'antennes qui sont devenues plus tard familières aux yeux des concepteurs modernes d'antennes ULB [1]. Il s'agit en particulier des antennes biconiques et « bow tie ». Les figures 2.1 et 2.2 présentent le schéma de ces deux antennes telles qu'elles étaient proposées par Lodge dans son brevet.

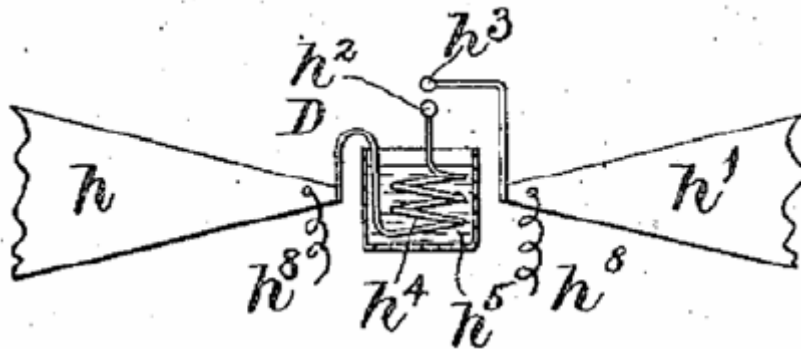


Fig. 2.1 : Antenne « bow tie » introduite par Lodge (1898) [1].

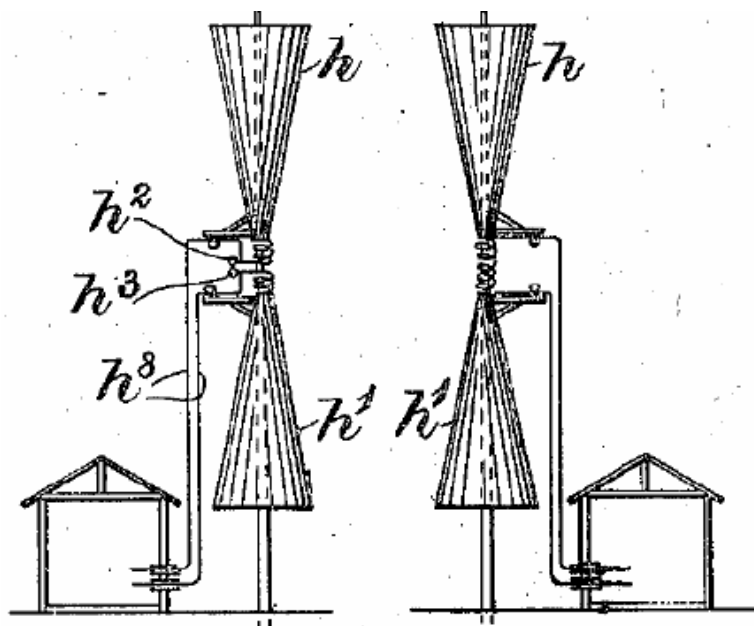


Fig. 2.2 : Antenne biconique de Lodge (1898) [1].



Dans les années 30, une nouvelle génération de concepteurs d'antennes a abordé le problème de réalisation d'antennes à large bande. Comme les fréquences utilisées dans les systèmes radio ont augmenté, l'intérêt pour des antennes performantes à large bande s'est développé. Non seulement les fréquences étaient plus hautes mais les bandes passantes étaient plus larges aussi. Avec l'arrivée de la télévision, une demande d'antennes ayant une bande passante encore plus large, typiquement de l'ordre de 6 MHz, s'est développée. Cette demande d'antennes large bande a conduit à la redécouverte en 1939 de l'antenne biconique et du monopole conique par Philip Carter. Ce dernier a effectivement amélioré la conception proposée auparavant par Lodge.

Une des antennes ULB les plus populaires de l'époque était le cornet coaxial de Nils Lindenblad. Lindenblad a utilisé une transformation graduelle d'impédance afin d'obtenir une bande passante encore plus large [2, 3]. La RCA (*Radio Corporation of America*) a choisi l'antenne de Lindenblad (Figure 2.3) lors de l'expérimentation de la transmission de télévision. Le concept de la RCA était d'imaginer toutes les transmissions de télévision sous un contrôle centralisé avec une transmission de chaînes multiples à partir d'un seul endroit. Pour cette raison une antenne large bande capable de transmettre simultanément plusieurs signaux vidéo était indispensable.

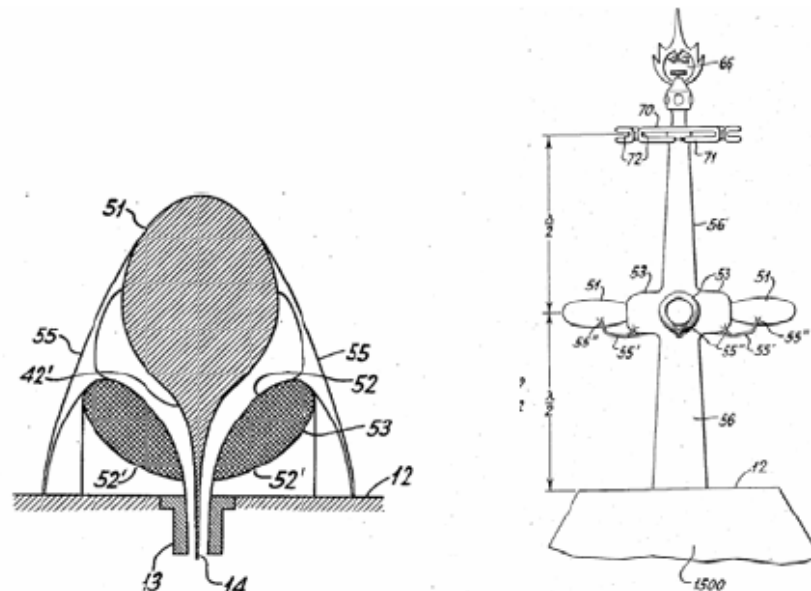


Fig. 2.3 : Antenne de Lindenblad pour la transmission de télévision.

Lindenblad était un pionnier en utilisant des éléments à « bulbe » ou « épais » (*'fat'*) mais d'autres lui ont succédé sous peu de temps [4, 5]. En effet, Sergei Schelkunoff a étudié les structures d'antennes sphériques. Ces larges formes d'antennes permettent de distribuer les courants sur une surface plus large que celle d'une antenne filaire conventionnelle. Par conséquent, des antennes « grosses » ou « épaisses » ont une énergie réactive plus faible et une bande passante plus large que l'antenne filaire équivalente. La figure 2.4 montre la géométrie du dipôle sphérique proposé par Schelkunoff en 1941.

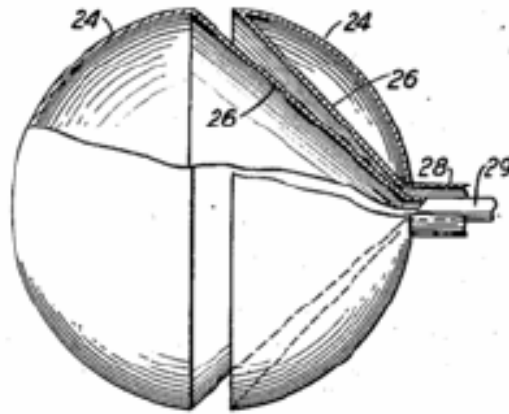


Fig. 2.4 : Dipôle sphérique proposé par Schelkunoff (1941).

Le principe fondamental de conception d'antenne ULB, '*fatter is better*', a été très bien compris dans les années 40. Avec Harald Friis, Schelkunoff était un pionnier en considérant une variété d'antennes « épaisses », en particulier les antennes biconiques et d'autres formes similaires. D'autres formes « à bulbe » ont été proposées dans les années 40 et 50. On pense notamment à l'antenne biconique « *teardrop* » de Schelkunoff et Friis et à l'antenne « *volcano smoke* » de John Kraus.

D'autres chercheurs ont aussi poursuivi l'idée consistant à réaliser des antennes fondées sur des transitions coaxiales, ce qui a permis d'obtenir des antennes robustes, esthétiques à base de surface de révolution. Leon Brillouin a introduit les cornets coaxiaux, omni-directionnels et directifs. L'inconvénient des antennes « à bulbes » est surtout la difficulté de fabrication d'antennes robustes à base de surface de révolution, avec des formes compliquées.

Les concepteurs d'antennes dans les années 40 ont aussi retravaillé les structures d'antennes cornets introduites auparavant par Bose. La figure 2.5(a) montre le cornet conique breveté par Archie King [6] alors que la figure 2.5(b) présente un cornet pyramidal inventé par Martin Katzin [7]. Par la suite, Armig Kandoian a introduit une amélioration à la structure de l'antenne biconique en remplaçant un des éléments coniques par un disque. Le « discone » de Kandoian présentait une bande passante de plusieurs octaves et un diagramme de rayonnement similaire à celui d'un dipôle.

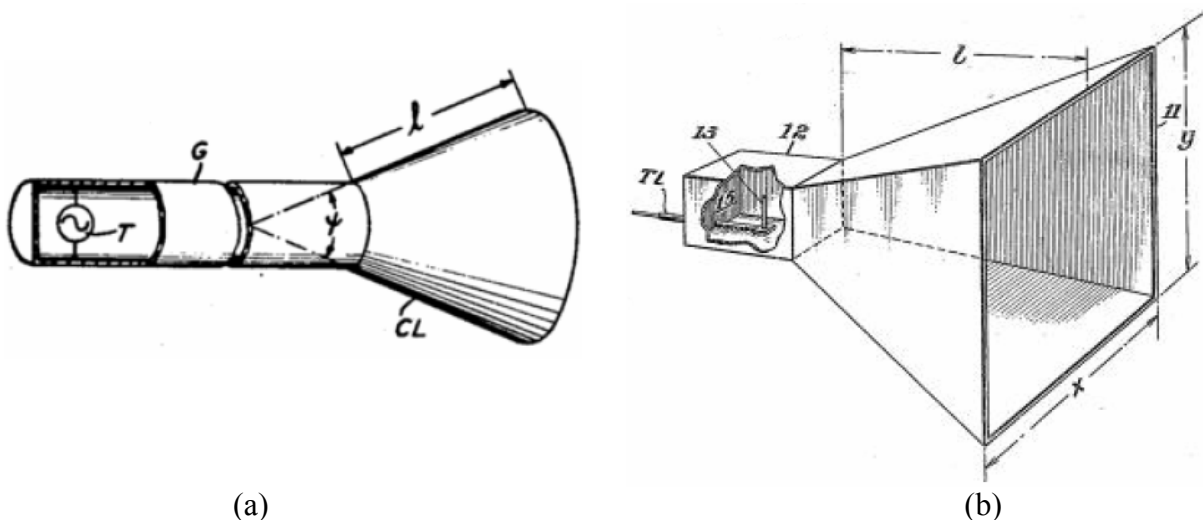


Fig. 2.5 : (a) Cornet conique de King [6], (b) Cornet pyramidal de Katzin [7].

L'ère de la télévision et des ondes courtes des années 30 et 40 a conduit à un énorme progrès dans la conception d'antennes large bande. Il est difficile de distinguer cette ère de l'ère moderne des progrès les plus récents. Dans les années 50, l'antenne « nœud papillon » (*bow tie*) de Lodge a été rétablie et examinée par George Brown et O. M. Woodward. Pareillement dans les années 40, Robert W. Masters a proposé un dipôle triangulaire inversé connu sous le nom de « *diamond dipole* » [8], pour le récepteur de télévision UHF (figure 2.6). B. J. Lamberty s'est intéressé au monopole en forme d'une plaque carrée de Marconi pour des applications micro-ondes. Le monopole de Lamberty est une antenne ULB à la fois, facile à réaliser, compacte et peu coûteuse. Durant les années 50 toujours, Victor Rumsey a identifié le principe qui est à l'origine d'une large famille d'antennes ULB : l'impédance et les propriétés de rayonnement d'une antenne seront indépendantes de la fréquence si la géométrie de l'antenne est complètement définie en termes d'angles seulement. Dans ce type d'antenne, une géométrie est répétée homothétiquement. La bande passante de ces antennes 'indépendantes de la fréquence' est seulement limitée par le nombre de répétition de la géométrie. Comme exemples de ces antennes citons les antennes spirales équi-angulaires et l'antenne log-périodique. Dans chacune de ces antennes indépendantes de la fréquence, les parties à petite échelle rayonnent les fréquences hautes et les parties à grande échelle rayonnent les fréquences basses. Ainsi le centre de phase de l'antenne se déplace en fonction de la fréquence. Par conséquent, comme on va le voir par la suite, ces antennes introduisent une dispersion et sont donc peu adaptées à de nombreuses applications ULB.

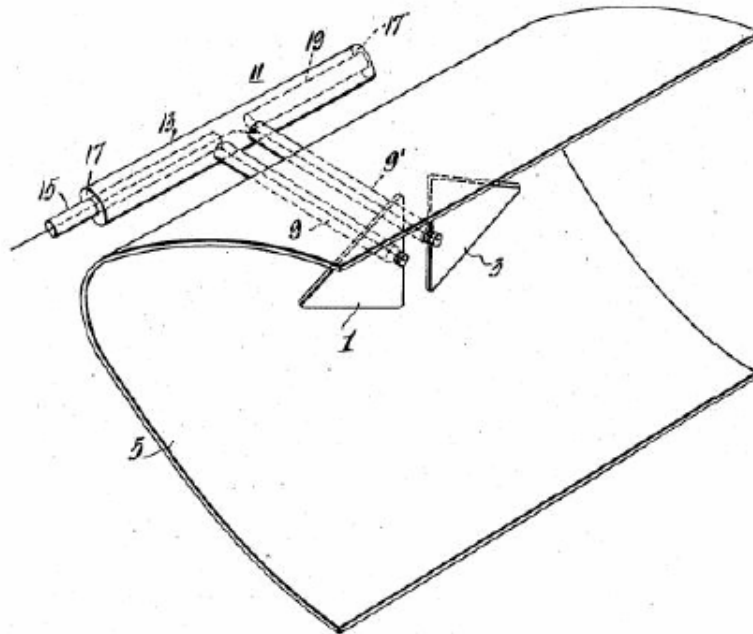


Fig. 2.6 : Le dipôle « *diamond* » de Masters [8].

Les « antennes à courant » ont été également développées à la fin des années 40 jusqu'au début des années 50. Le concept d'alimentation conique « *tapered feed* » a été appliqué afin d'augmenter la bande passante de ces antennes. La figure 2.7 montre une antenne à fente inventée par Georges Robert-Pierre Marié [9]. L'antenne « à nappe de courant » LCR (*Large Current Radiator*) de Henning Harmuth représente un développement plus récent dans le domaine d'antennes à courant [10]. Idéalement, cette antenne apparaît comme une nappe de courant. Comme la nappe rayonne des deux côtés, les concepteurs utilisent typiquement un plan de masse avec pertes afin de limiter les résonances et les réflexions non souhaitées. Ceci limite le rendement et la performance des antennes LCR. La figure 2.8 montre une antenne LCR.

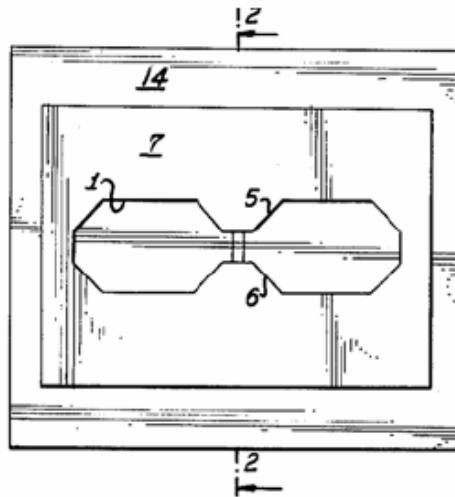


Fig. 2.7 : Antenne à fente de Marié [9].

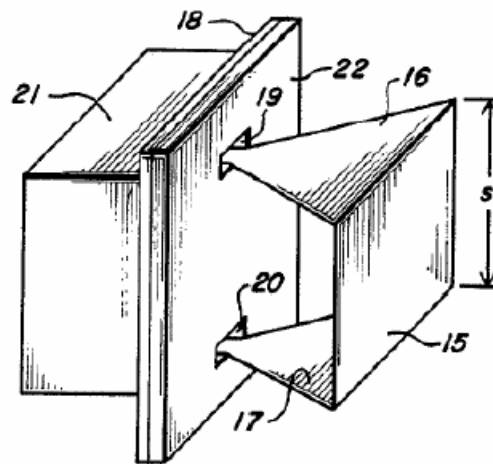


Fig. 2.8 : Antenne proposée par Harmuth [10].

Walter Stöhr a découvert que les formes sophistiquées utilisées dans les antennes de Lindenblad, Kraus et d'autres n'étaient pas essentielles à la performance d'une antenne ULB. Stöhr s'est intéressé à des formes relativement simples, sphériques et ellipsoïdales. La figure 2.9 montre deux antennes proposées par Stöhr [11].

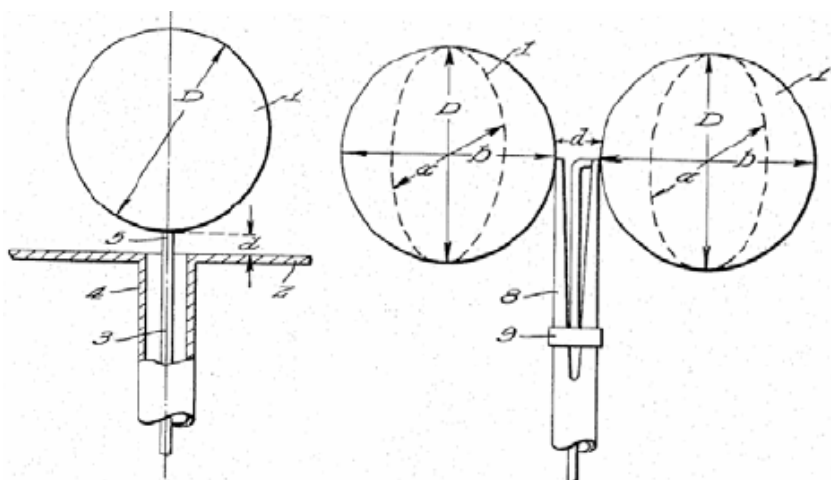


Fig. 2.9 : Antennes sphériques proposées par Stöhr [11].

Pour des raisons pratiques, les antennes planaires sont plus intéressantes. Ces antennes ont l'avantage d'être faciles à fabriquer, peu coûteuses et surtout plus facilement intégrables. En général, un plan de coupe d'une antenne ULB volumique performante nous donne une antenne ULB planaire performante. L'antenne « bow tie » de Lodge est effectivement un plan de coupe d'une antenne biconique. Les éléments circulaires planaires sont donc une évolution naturelle des éléments sphériques de Stöhr.

Farzin Lalezari, Charles Gilbert, et John Rogers ont introduit l'antenne planaire à fente (*notch*) [12]. Cette antenne est bien adaptée aux applications qui ont besoin d'antennes électriquement petites. La figure 2.10(a) présente cette antenne planaire. Mike Thomas et Ronald Wolfson ont introduit le dipôle circulaire [13]. Cette antenne a un bon comportement et une excellente adaptation. La figure 2.10(b) montre l'antenne dipôle planaire circulaire de Thomas.

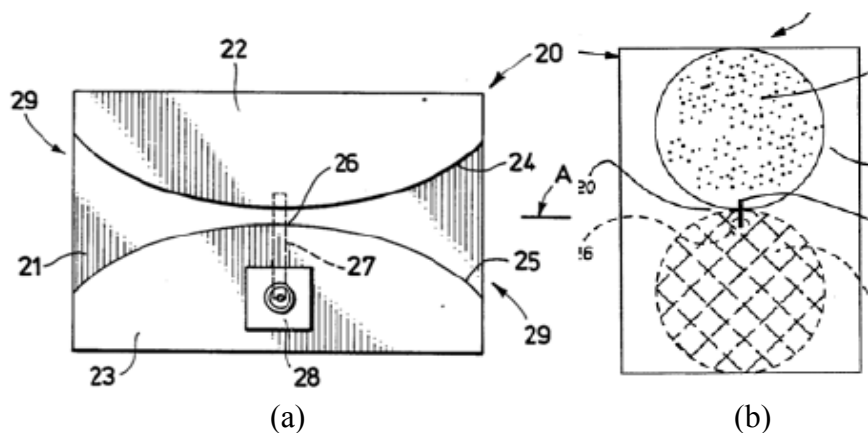


Fig. 2.10 : (a) Antenne planaire « notch » de Lalezari [12], (b) Dipôle circulaire planaire de Thomas [13].

Cette partie a présenté une variété d'antennes ULB d'un point de vue historique [31]. Bien que certaines structures présentées dans cette introduction font maintenant partie de l'histoire des antennes ULB, d'autres ont connu du succès et sont toujours utilisées de nos jours.

**Qu'est-ce qu'une antenne ?** Ce paragraphe pose la question fondamentale, qu'est-ce qu'une antenne ? Il existe au moins quatre réponses selon le point de vue considéré. Bien qu'il ne s'agisse pas d'une liste exhaustive, ces quatre définitions d'antenne sont parmi celles les plus utiles dans le contexte ULB [14] :

*Les antennes sont des transducteurs :* Pour de nombreuses applications, une antenne peut être traitée comme une 'boîte noire' dont la performance est paramétrée par des grandeurs comme le gain, la polarisation, la bande passante, la dispersion et l'adaptation. Un ingénieur de système radio par exemple, n'aurait pas besoin de connaître les détails de la conception d'antenne, mais seulement comment bien l'utiliser dans un système radio.

*Les antennes sont des transformateurs :* Contrairement aux antennes à bande étroite, l'impédance d'une antenne ULB fait l'objet d'un degré significatif de contrôle moyennant des géométries appropriées. On peut citer à titre d'exemple les antennes à transition progressive.

*Les antennes sont des éléments rayonnants :* Cette approche classique interprète les antennes comme des structures comportant des courants qui rayonnent d'une manière qui dépend de la

géométrie de ces courants. Les antennes transforment les distributions de courants et de charges en champ électromagnétique (à l'émission) et inversement (à la réception).

*Les antennes sont des convertisseurs d'énergie :* Les techniques d'analyse traditionnelle commencent par une antenne à géométrie bien connue et prédisent les propriétés telles que le diagramme de rayonnement. Cependant l'analyse électromagnétique usuelle est descriptive mais pas normative. Elle permet de décrire le comportement d'une géométrie bien connue mais ne permet pas de guider le concepteur vers de nouvelles géométries. La compréhension de la distribution de l'énergie électromagnétique ouvre cependant la possibilité de concevoir des antennes conformément à un certain diagramme énergétique souhaité. De ce point de vue, une antenne pourrait être considérée comme un dispositif qui convertit l'énergie guidée en une énergie rayonnée avec un minimum d'énergie réactive.

**Les antennes ULB :** Il est évident que la large bande passante est la caractéristique principale qui distingue une antenne ULB des antennes usuelles. Comme on a vu dans le chapitre précédent, il s'agit d'une bande relative instantanée supérieure à 0.2 selon la définition de la FCC. Historiquement, il y a eu au moins trois classes d'antennes ULB. Ces classes sont fondées sur les applications. D'abord c'est la classe « *DC-to-daylight* ». Ces antennes sont conçues de manière à avoir un maximum de bande passante. Des applications typiques comportent les GPR (*Ground Penetrating Radar*), la mesure de champ ou la compatibilité électromagnétique (CEM), les armes électromagnétiques, les radars en mode impulsif (*impulse radars*) et les systèmes de communication discrets. L'objectif de conception des ces antennes est de couvrir le plus large spectre possible. Ensuite il y a la classe « *multi narrowband* », dont la différence avec la classe précédente est surtout l'utilisation uniquement des sous-bandes étroites à un moment donné. La troisième classe est celle des antennes conçues pour les systèmes ULB 3.1-10.6 GHz autorisés par la FCC. Les contraintes en terme de largeur de bande passante pour une antenne ULB de cette classe, sont beaucoup plus faibles que celles pour les antennes « *DC-to-daylight* ». Ces antennes se distinguent des autres classes plus traditionnelles d'antennes ULB : d'abord, au lieu de viser le maximum de bande passante, ces antennes doivent respecter un certain masque spectral. Dans ce contexte, une bande passante excessive dégrade la réponse du système et est contre-productive. Deuxièmement, contrairement aux antennes « *multi narrowband* », ces antennes utilisent potentiellement une plus grande partie, si ce n'est pas la totalité de sa bande passante à un moment donné. Par conséquent, une antenne ULB de cette classe doit être bien performante dans sa bande passante d'utilisation. La performance se traduit en termes de diagramme de rayonnement, de gain, d'adaptation et sur la dispersion qui doit être faible ou nulle. Dans la suite de ce chapitre (paragraphe 2.4 et 2.5), on va introduire et expliquer les critères de performance des antennes ULB de cette troisième classe.

**Classification des antennes ULB :** Les antennes ULB peuvent être réparties selon leurs formes et leurs spécificités en quatre classes différentes [14] :

*Les antennes indépendantes de la fréquence:* Théoriquement, les antennes indépendantes de la fréquence ont leur diagramme de rayonnement, leur impédance d'entrée ainsi que leur polarisation virtuellement inchangés sur une bande de fréquences quasiment infinie. Une telle antenne est constituée d'éléments pouvant se déduire les uns des autres par homothétie. Comme exemples de cette classe d'antennes, on peut citer les antennes équi-angulaires (antenne spirale logarithmique, antenne spirale conique) et les antennes log-périodiques.

*Les antennes élémentaires:* Dans cette catégorie on classe des structures d'antennes élémentaires qui sont en fait des évolutions des simples dipôles ou monopôles. Parmi ces antennes, on cite l'antenne biconique, l'antenne « discone », ainsi que les monopôles plans sur plan de masse.

*Les antennes à transition progressive:* L'idée sur laquelle s'appuient ces antennes est qu'on peut considérer une antenne comme étant une zone de transition entre un guide d'onde ou tout autre système d'alimentation et l'espace libre. Dans cette catégorie, on cite les antennes Vivaldi qui présentent un profil de transition elliptique ou exponentielle.

*Les antennes cornets:* Ces antennes ont des propriétés intrinsèquement large bande et sont, en règle générale, très peu dispersives. En revanche, elles sont à fort encombrement et leur coût de fabrication est relativement élevé. Comme exemple de ce type d'antennes on peut citer les antennes cornets de Brillouin.

**Exemples d'antennes ULB :** On présente dans cette partie quelques antennes ULB qui sont disponibles au laboratoire d'électronique de l'ENSTA et qui vont être utilisées dans la suite de la thèse.

Antennes omnidirectionnelles

*Antenne Skycross :* Il s'agit d'une antenne de type « Antenne méandre » (*Meander Line Antenna*). Cette antenne est constituée d'un dipôle partiellement replié [15]. C'est l'une des premières antennes commerciales développées pour les communications ULB. Les principales caractéristiques de cette antenne sont : une large bande passante (typiquement 3.2 – 8.7 GHz), une phase qui varie linéairement en fonction de la fréquence, et une structure compacte de petites dimensions (16 mm x 13.6 mm x 3 mm).

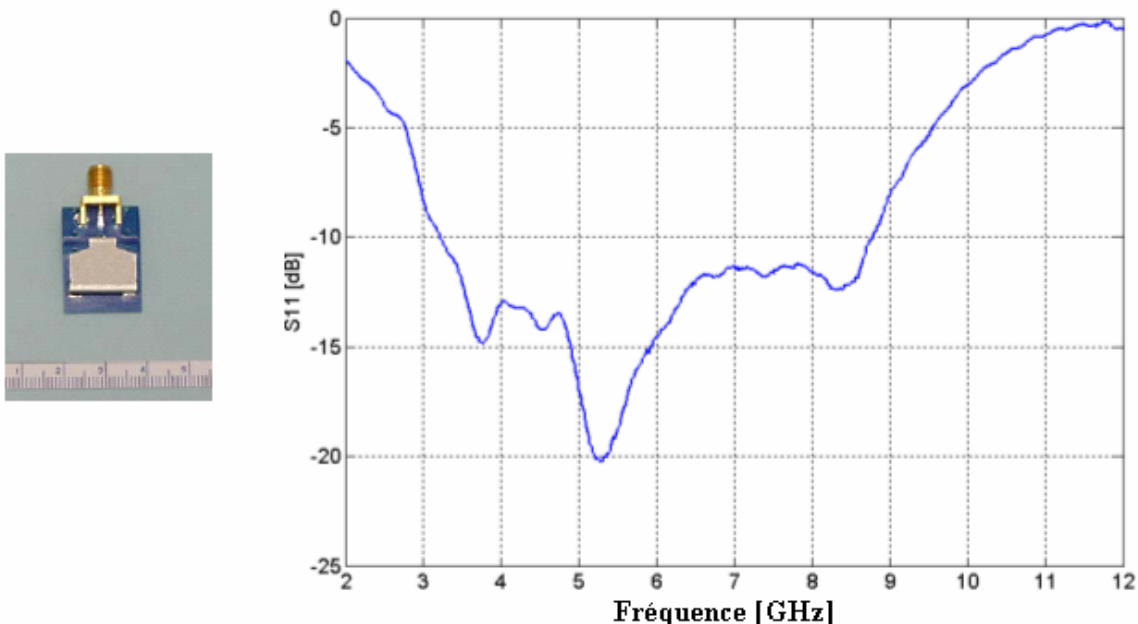


Fig. 2.11 : Antenne Skycross [15] et son coefficient de réflexion mesuré.

*Dipôle planaire :* Il s'agit d'une antenne planaire compacte et de faible coût, qui a été réalisée au sein du laboratoire d'électronique de l'ENSTA [16]. La géométrie est celle d'un dipôle planaire alimenté par un guide d'onde coplanaire. Le substrat utilisé est le RO3006® ( $\epsilon_r = 6.15$  et d'épaisseur  $h = 1.27$  mm) permettant ainsi une réduction de la taille de l'antenne. Les

dimensions et la géométrie de l'antenne sont présentées dans la figure 2.12. La bande passante à -10 dB de l'antenne est 2.9 – 10.5 GHz. On note cette antenne « PD » dans la suite du mémoire.

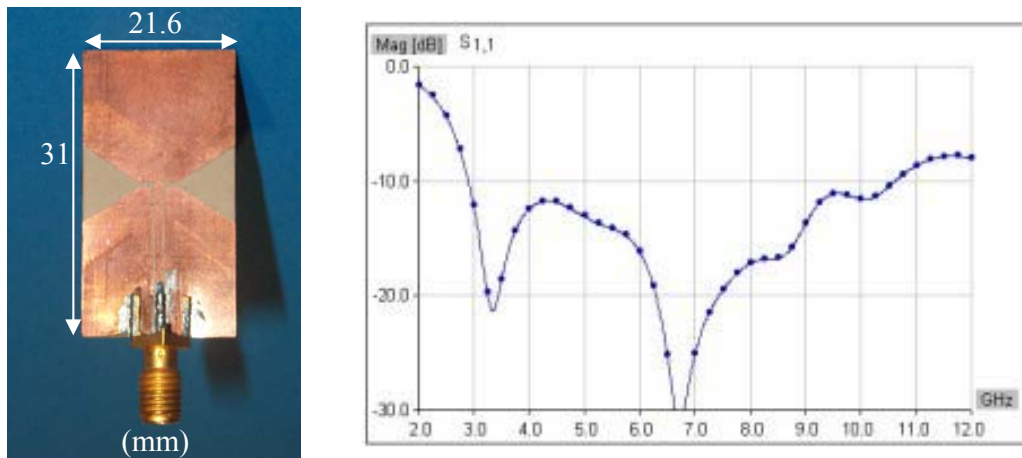


Fig. 2.12 : Dipôle planaire et son coefficient de réflexion simulé.

Notons qu'il existe une version semi-directive de cette antenne, qui consiste à associer le dipôle planaire à une lentille diélectrique (figure 2.13) afin de focaliser l'énergie dans certaines directions et améliorer ainsi le gain de la version purement planaire [16].

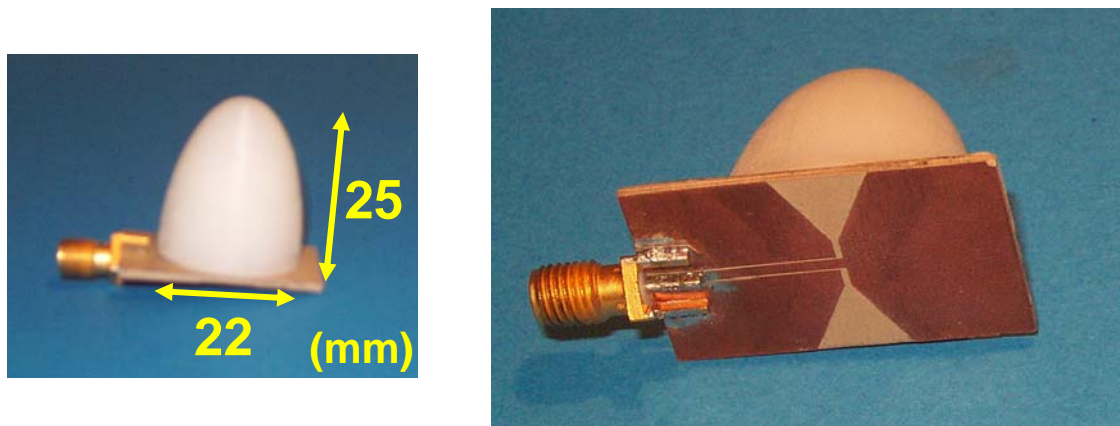


Fig. 2.13 : Version semi-directive (Dipôle planaire + lentille diélectrique) [16].

Pour une valeur de la permittivité relative de la lentille d'environ 4 dans la bande d'adaptation, on peut obtenir un gain de +5 dBi. En revanche, la bande passante est affectée par l'ajout de la lentille diélectrique et est de 4.1 - 7 GHz pour la version semi-directive.

### Antennes directives

*Antenne log-périodique* : Il s'agit d'une antenne LPDA (*Log Periodic Dipole Array*) de taille relativement petite (50 mm x 53 mm) (figure 2.14). Cette antenne commerciale a une bande passante 2 – 6 GHz et un gain moyen de 4 dBi sur sa bande [17]. Le diagramme de rayonnement est, quant à lui, relativement large : ouverture d'environ 60° en site et 100° en gisement.



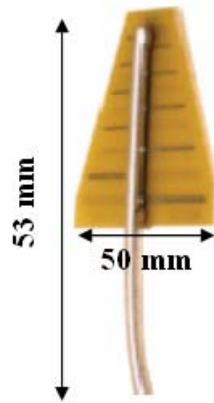


Fig. 2.14 : Antenne log-périodique [17].

Rappelons que l'inconvénient majeur de cette antenne, classée sous la catégorie d'antennes indépendantes de la fréquence, réside dans le fait que le centre de phase se déplace avec la fréquence. Par conséquent, cette antenne est dispersive. La dispersion introduite par l'antenne se traduit par un étalement de sa réponse impulsionnelle (voir paragraphe 2.5 pour la définition de la réponse impulsionnelle).

*Antenne Vivaldi* : Il s'agit d'une antenne Vivaldi en version triplaque [18]. Cette antenne de dimensions 160 mm x 100 mm a été réalisée au sein du laboratoire d'électronique de l'ENSTA (Figure 2.15). Le substrat utilisé pour la fabrication est le METCLAD ( $\epsilon_r = 2,33$ ,  $h = 1.524$  mm). La bande passante à -10 dB de l'antenne commence à environ 1.6 GHz et s'étend jusqu'à plus que 16 GHz. Le gain moyen sur la bande étant de 8 dBi.

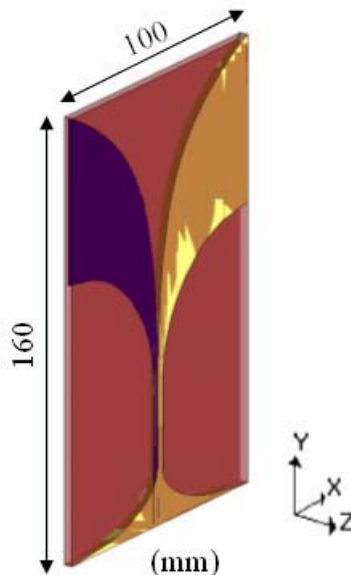


Fig. 2.15 : Géométrie de l'antenne Vivaldi [18].

*Antenne patch triangulaire* : Le prototype de l'antenne patch triangulaire est présenté dans la figure 2.16. Le patch en forme de triangle est alimenté par une sonde en forme de F. Les dimensions du patch et de la sonde ont été optimisées afin d'avoir une bande passante entre 3 GHz et 6 GHz approximativement [19]. Le prototype présenté a été réalisé en utilisant les mousses métallisées afin de réduire à la fois la complexité et le coût de réalisation. Le

prototype est de 50 mm x 50 mm x 16 mm de dimensions. Le gain moyen de cette antenne sur sa bande est de 6 dBi. On note cette antenne « Fp » le long du mémoire.

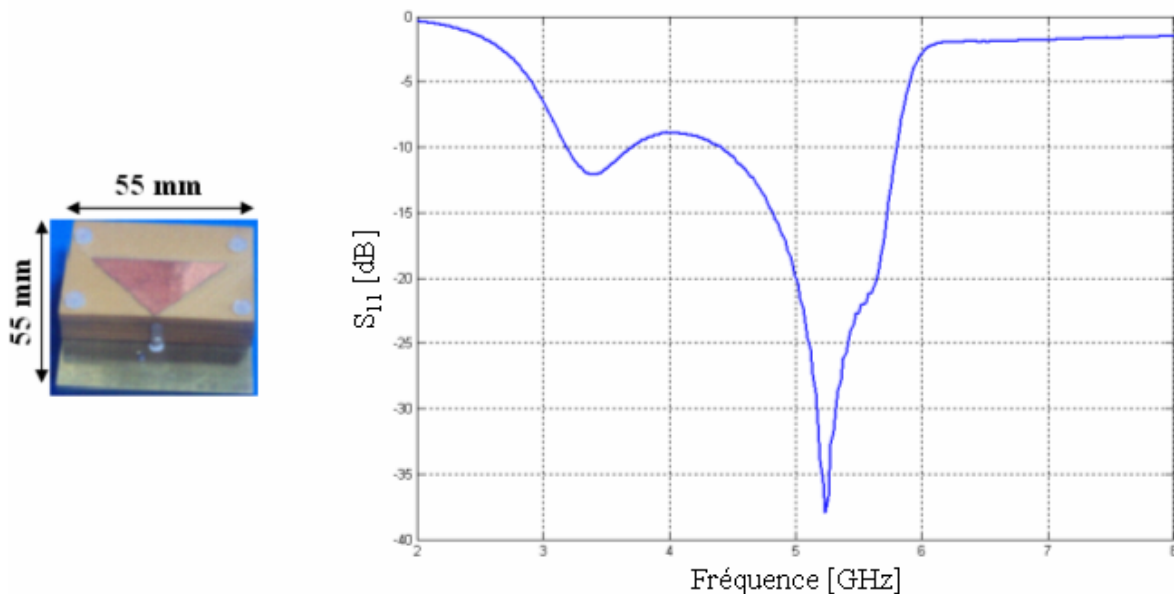


Fig. 2.16 : Antenne patch triangulaire [19] et son coefficient de réflexion mesuré.

## 2.2 Problématique de conception et de caractérisation des antennes ULB

Les descripteurs utilisés dans l'analyse de performance d'antennes sont essentiels pour la compréhension des mécanismes d'adaptation et de rayonnement de celles-ci. Cette compréhension est indispensable lors de la phase de conception d'antennes. D'une manière générale, lors de la conception, un compromis entre le coût et l'encombrement d'un côté et les performances de l'autre côté s'impose. Pour les applications grand public ce sont les contraintes sur la performance de l'antenne qui sont relâchées. Afin de quantifier cette dégradation de performance, on présente dans cette partie différents outils d'analyse de performance mieux adaptés au contexte ULB. Certains de ces outils servent aussi à comparer, d'une manière globale, différentes antennes ULB.

De nombreuses questions se posent lors de la conception d'antenne ULB : Quelle résolution fréquentielle suffit-elle pour une simulation précise de la structure de l'antenne ? Les variations brutales dites « accidentelles » du gain sur une bande étroite sont-elles plus nuisibles qu'une lente variation sur toute la bande ? Une réponse à ces questions et à bien d'autres est indispensable afin de concevoir l'antenne ayant la meilleure performance dans la liaison radio ULB et selon les besoins applicatifs.

Dans la suite de ce chapitre, on commence par recenser les descripteurs usuellement utilisés en bande étroite. Ensuite, de nouveaux paramètres mieux adaptés à la spécificité de l'ULB impulsionnel sont proposés. Bien évidemment une validation de ces nouvelles grandeurs, sur une population d'antennes ULB suffisamment diversifiée, est indispensable.

La façon de caractériser les antennes ULB dépend de la modulation choisie (mode impulsionnelle ou mode multibande OFDM). Dans ce chapitre, l'étude porte sur le mode

impulsionnel qui requiert le plus souvent des performances spécifiques, notamment au regard du phénomène de distorsion.

Dans ce chapitre, on considère l'antenne comme un système linéaire (« boîte noire »). Ainsi à l'émission, l'antenne n'est autre qu'une transition entre un signal électrique guidé d'une part, et d'autre part un champ électromagnétique lointain rayonné dans une certaine direction de l'espace caractérisée par une élévation  $\theta$  et un azimut  $\varphi$ . Il s'agit donc d'un filtre multidimensionnel décrit par sa fonction de transfert  $H$  définie par la suite (voir paragraphe 2.5.1). Cette représentation de l'antenne n'est pas exclusivement appropriée aux antennes ULB. La différence par rapport aux antennes à bande étroite est que la dimension fréquentielle joue un rôle prépondérant. Les dimensions électriques de l'antenne varient d'autant plus que sa bande relative est large. Des paramètres comme le gain et le diagramme de rayonnement deviennent alors dépendants de la fréquence. Par conséquent, une variation importante du comportement de l'antenne ULB à l'intérieur de sa bande est possible. Les outils présentés dans ce chapitre permettent d'étudier cette variation et permettent en plus de quantifier la dégradation de performances qui en découle.

Avant de présenter les différents critères de performance d'une antenne ULB, essayons de définir celle que l'on pourra qualifier d'« idéale ». La définition de l'antenne ULB idéale varie, suivant que l'on considère l'antenne à l'émission ou à la réception et selon les besoins applicatifs. Nous définissons dans la suite l'antenne idéale à l'émission puis à la réception, sachant que cette définition n'a rien d'universel.

Considérons dans un premier temps le cas d'une antenne ULB à l'émission. Cette antenne étant supposée de petite taille électrique, avec une adaptation parfaite sur une bande de fréquences infinie et ayant un gain réalisé idéalement constant en fonction de la fréquence quelle que soit la direction d'observation. Une telle antenne a une fonction de transfert constante et une réponse impulsionnelle (voir le paragraphe 2.5.1 pour la définition de ces deux grandeurs) qui n'est autre qu'un dirac retardé dans toutes les directions. Cette antenne se comporte ainsi idéalement étant donné qu'elle rayonne exactement la forme d'onde du signal d'excitation. Il s'agit donc d'une antenne idéale qui ne distord pas à l'émission.

En revanche, à la réception, la surface équivalente  $A_{Rx}$  de cette antenne varie en  $1/f^2$  (Equation 2.1) [20]. La réponse impulsionnelle à la réception est, par conséquent, un intégrateur pur. On en déduit qu'une antenne qui ne distord pas à l'émission, distord forcément à la réception.

$$A_{Rx}(f) = \frac{c^2 \cdot G_{Rx}(f)}{4\pi f^2} \quad (2.1)$$

$$P_{Rx}(f) = \frac{P_{Tx}(f) \cdot G_{Tx}(f) \cdot G_{Rx}(f) \cdot c^2}{(4\pi r)^2 \cdot f^2} = \frac{P_{Tx}(f) \cdot G_{Tx}(f)}{4\pi r^2} A_{Rx}(f) \quad (2.2)$$

Dans les équations ci-dessus,  $c$  est la célérité de la lumière dans le vide,  $G_{Tx}$  (respectivement  $G_{Rx}$ ) est le gain de l'antenne à l'émission (respectivement à la réception) et  $P_{Tx}$  (respectivement  $P_{Rx}$ ) est la puissance à l'émission (respectivement à la réception). Le raisonnement précédent peut être tenu dans une bande finie  $BW$  en considérant une fonction de transfert d'antenne de type rectangulaire et un signal d'excitation dont le spectre est strictement contenu dans la bande  $BW$ .

De même, une antenne idéale qui ne distord pas à la réception est une antenne à surface équivalente constante en fonction de la fréquence et parfaitement adaptée sur une bande infinie, c'est-à-dire :

$$A_{Rx} = cte = \frac{c^2 \cdot G_{Rx}(f)}{4\pi f^2} \quad (2.3)$$

Il en résulte que cette antenne a un gain qui varie en  $f^2$ , comme par exemple le cornet TEM sur sa bande d'adaptation, et donc introduit une distorsion du signal d'excitation à l'émission.

**Distorsion introduite par une antenne réelle :** Une antenne réelle a tendance à introduire une distorsion. La distorsion est l'altération de la forme d'onde. La compréhension et la quantification de la distorsion passent par la détermination de ses origines. Ces origines physiques peuvent être entièrement décrites par les quantités suivantes :

- un niveau d'adaptation qui varie en fonction de la fréquence,
- un gain qui varie en fonction de la fréquence,
- une variation (dépointage) du diagramme de directivité en fonction de la fréquence,
- la dispersion (non linéarité de la phase).

La contribution de ces différents effets à la distorsion totale est variable et doit donc être analysée. Celle-ci se concentrera dans la suite sur les conséquences pour la qualité de la liaison radio, plutôt que sur l'étude des mécanismes sous-jacents. Cette démarche devrait permettre de réduire certaines contraintes lors de la conception, au moins dans les cas où les performances de la liaison s'avèrent peu sensibles à telle ou telle source de distorsion.

Dans le cas d'une antenne réelle en particulier en mode impulsionnel, la distorsion introduite par l'antenne doit être quantifiée. Pour les récepteurs à corrélateur, la quantification de la distorsion introduite par l'antenne permet alors d'analyser des comportements selon une hypothèse connue a priori. Outre ces aspects de similitude entre formes d'ondes, la quantification de la durée ou de l'étalement de la réponse impulsionnelle de l'antenne est indispensable. Une antenne très dispersive a tendance à étaler la durée de la forme d'onde rayonnée, ce qui augmente les interférences entre symboles dans le cas de liaisons à très haut débit.

## 2.3 Mesure des antennes

Toutes les mesures qui vont être présentées dans la suite de ce mémoire ont été effectuées au sein du laboratoire d'électronique de l'ENSTA. On commence ce paragraphe par la présentation des spécificités de l'ULB et des petites antennes du point de vue de la mesure d'antenne. Ensuite, on détaillera le banc de mesures d'antennes dans le domaine fréquentiel de l'ENSTA. Pour finir, on parlera de l'étape d'après mesure (déconvolution de la mesure et post-traitement).

### 2.3.1. Spécificités de l'ULB et des petites antennes

Dans le cas d'une antenne à bande étroite, seul le gain est mesuré usuellement. Pour une antenne ULB, afin d'analyser la dispersion ou bien reconstruire dans le domaine temporel

la forme d'onde rayonnée par celle-ci, il est indispensable de mesurer également la phase. La mesure de l'antenne sous test se fait normalement en utilisant une antenne de référence (on va présenter dans le paragraphe suivant d'autres méthodes de mesure). Pour cette dernière, on doit connaître le gain et la phase. Or l'information de phase n'est généralement pas donnée par le constructeur d'antenne. On verra ainsi dans la suite que l'on doit mesurer l'information de phase de l'antenne de référence en utilisant deux prototypes supposés identiques de cette antenne (voir paragraphe 2.3.3).

Parmi les spécificités de l'ULB, notons que la mesure sur une très large bande de fréquences offre une très bonne résolution temporelle. Cette résolution pourrait servir à 'nettoyer' la mesure en supprimant les trajets multiples éventuels causés par des éléments diffractant non suffisamment protégés dans la chambre anéchoïde. Les échos qui arrivent sensiblement plus tard que la réponse intrinsèque de l'antenne sous test pourraient être éliminés en post-traitement grâce à un fenêtrage temporel approprié. Cette technique est difficilement automatisable puisque la largeur de la fenêtre dépend de la durée de la réponse d'antenne. L'utilisateur doit intervenir afin de distinguer la partie de la réponse provenant de l'antenne, de celle provenant des trajets multiples. Des procédures semi-automatiques sont néanmoins possibles.

La mesure d'antennes de petite taille notamment des monopoles (taille inférieure à  $\lambda_{\max}/3$ ) pose de sérieux problèmes liés au rayonnement de l'antenne sur le câble d'alimentation et sur la monture de fixation de l'antenne. Ils se traduisent par des oscillations de plusieurs dB sur le gain (ces oscillations sont visibles sur les courbes de gain en fonction de la fréquence et sur les diagrammes en élévation). Ce phénomène est moins visible sur les diagrammes en azimut car l'environnement proche (monture d'antenne) possède une symétrie cylindrique par rapport à l'axe radio électrique. Une solution permettant de combattre ces interférences consiste à éloigner suffisamment l'antenne de son positionneur afin de pouvoir discriminer puis filtrer ces échos à l'aide d'un fenêtrage temporel en post-traitement [21]. L'utilisation d'absorbants sur la monture et le positionneur assure déjà une bonne partie de l'atténuation de ces interférences (Figure 2.17). Une solution permettant d'augmenter la précision de la mesure des petites antennes consiste à remplacer le câble conducteur connectant la petite antenne sous test au système de mesure par une liaison par fibre optique (FO) [22]. Un transmetteur/récepteur par FO commercial pourrait être utilisé (Figure 2.18). Il serait préférable que le récepteur optique soit intégré dans l'antenne ou dans son boîtier.

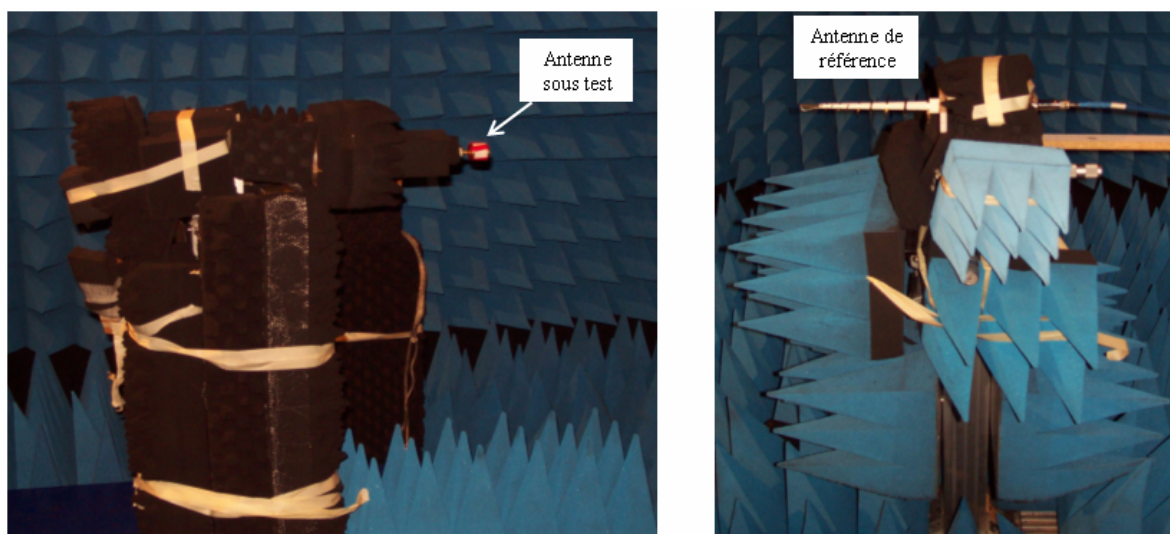


Fig. 2.17 : Protection des supports d'antennes par des absorbants.

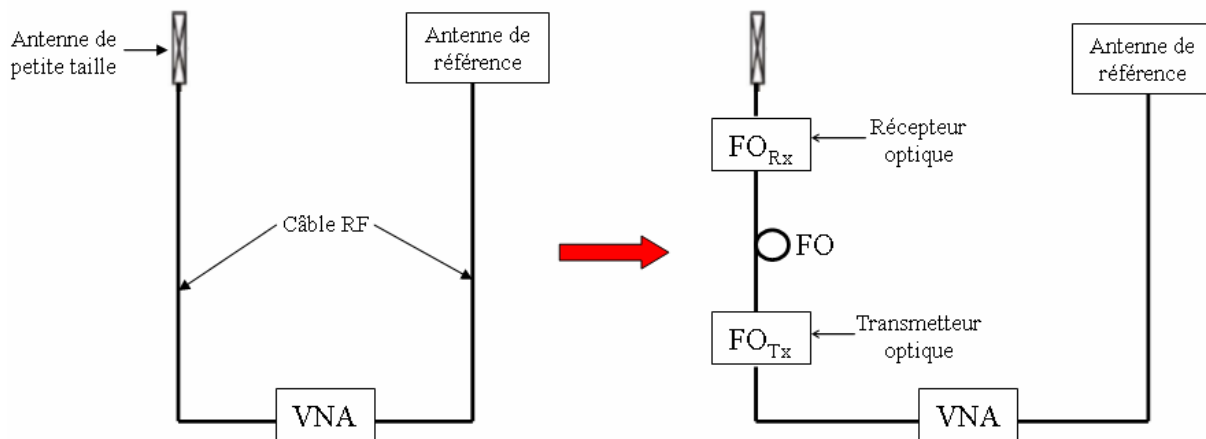


Fig. 2.18 : Système de mesure utilisant un transmetteur/récepteur FO.

### 2.3.2. Banc de mesure

On présente dans ce paragraphe le système de mesure d'antennes utilisé dans le cadre de cette thèse. Il s'agit de la méthode de mesure par une antenne de référence. Rappelons à ce propos l'existence d'autres méthodes de mesure d'antennes comme par exemple la méthode de mesure à trois antennes [23]. Celle-ci est plus lourde en comparaison de la méthode de mesure par une antenne de référence, mais permet d'un autre côté de s'affranchir de la connaissance précise de l'antenne de référence requise dans cette dernière. D'ailleurs, une nouvelle méthode de mesure d'antennes a fait l'objet d'un travail récent au laboratoire d'Electronique de l'ENSTA. Cette méthode utilise un réflecteur à la place de l'antenne de référence. Les premiers résultats obtenus sont encourageants [24] même si la méthode est adaptée uniquement aux antennes à polarisation linéaire ou quasi-linéaire.

Le banc de mesure d'antenne que l'on a utilisé fait intervenir les éléments suivants :

**La chambre anéchoïde :** La chambre anéchoïde permet la mesure précise de l'adaptation et du gain d'antennes. La chambre de l'ENSTA est de  $9 \times 4 \times 3 \text{ m}^3$  de dimensions. Sa bande nominale d'utilisation, fournie par le constructeur, commence vers 800 MHz, couvrant toute la bande centimétrique et plus.

**L'antenne de référence :** L'antenne de référence utilisée est une antenne log-périodique LPDA (*Log Periodic Dipole Array*) de chez SCHWARZBECK MESS [25]. Cette antenne a une bande passante 1-18 GHz à -10 dB, et un gain relativement constant ( $6 \text{ dBi} \pm 1.2 \text{ dB}$ ) dans la direction principale. Cependant, cette antenne présente deux défauts comme antenne de référence. Le premier concerne la directivité qui est plutôt faible en raison de ses dimensions ( $24 \times 29 \text{ cm}^2$ ). L'ouverture à -3 dB du lobe principal est assez large  $55^\circ$  en moyenne (entre  $40^\circ$  et  $70^\circ$ ) dans le plan E, et  $85^\circ$  (entre  $65^\circ$  et  $130^\circ$ ) dans le plan H. Cette large ouverture laisse capter certains trajets multiples dus au système de mesure. Le second défaut est la dispersion de phase introduite par cette antenne. La zone active de la LPDA se déplace vers les petits dipôles lorsque la fréquence augmente. Le centre de phase apparent se déplace ainsi en fonction de la fréquence [26]. Les différentes sous-bandes ne sont pas rayonnées à partir du même point, ce qui affecte la forme d'onde rayonnée. Ce phénomène est par ailleurs amplifié par le fait que l'antenne est alimentée du côté de la pointe (alimentation contre directive) (Figure 2.19). Le signal rayonné par le plus grand dipôle ( $f_{\min}$ ) doit parcourir

deux fois la longueur de l'antenne (aller : guidé dans la ligne, retour : rayonné dans l'air) par rapport à celui rayonné par le plus petit dipôle ( $f_{\max}$ ). Ceci s'observe sur la forme d'onde rayonnée où les composantes hautes fréquences arrivent avant celles à basses fréquences. Néanmoins ce comportement peut être pris en compte lors du post-traitement.

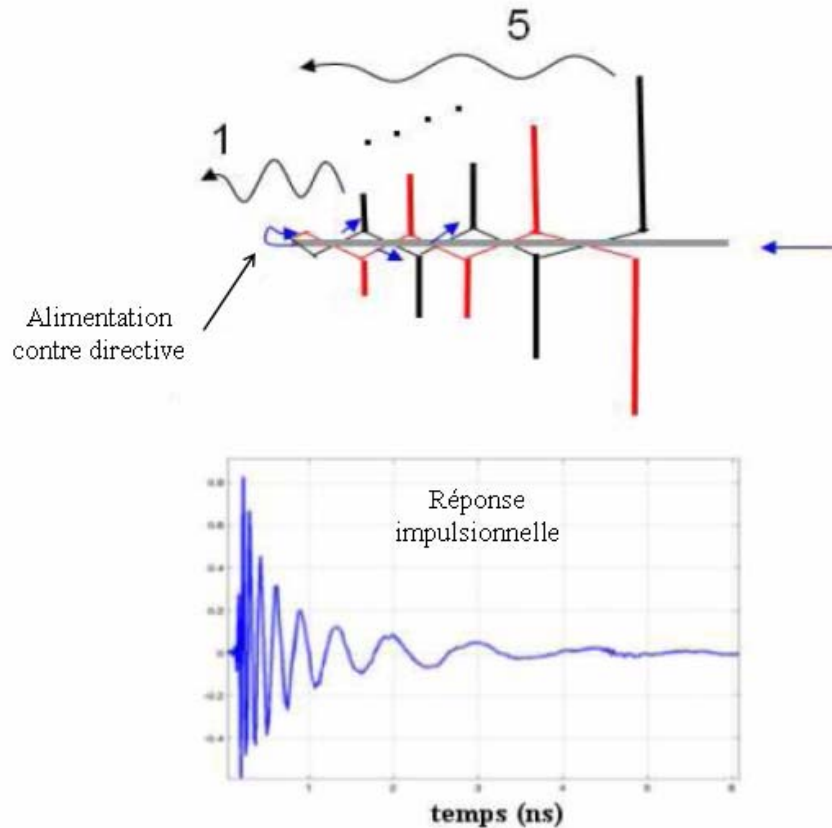


Fig. 2.19 : Structure de la LPDA (alimentation contre directive) et sa réponse impulsionnelle (dispersive).

**L'analyseur de réseau :** Les mesures fréquentielles sont réalisées à l'aide de l'analyseur de réseaux vectoriel HP 8510C (VNA : *Vector Network Analyzer*). Sa dynamique varie entre 100 dB à 3 GHz et 90 dB à 12 GHz pour un moyennage convenable sur 512 valeurs mesurées. Dans le cas où le bilan de liaison est trop faible, par exemple pour les mesures au-delà de 12 GHz ou pour les mesures WBAN, un amplificateur à faible bruit (LNA : *Low Noise Amplifier*) MITEQ SMC-12A est utilisé. Il possède un gain de +20 dB sur la bande 2-18 GHz, avec un facteur de bruit de 4 dB. Pour donner un ordre de grandeur, pour la mesure d'une antenne sans gain (0 dBi), avec une portée de 3 mètres, l'amplificateur à faible bruit assure encore une marge de 30 dB de dynamique à 15 GHz. De même, l'erreur de reproductibilité des mesures est typiquement meilleure que 0.2 dB en module et de l'ordre de  $2^\circ$  en phase (utilisation de joints tournants sur les 2 axes) jusqu'à 15 GHz.

### 2.3.3. Déconvolution de la mesure

Le terme « déconvolution de la mesure » est utilisé pour parler des traitements qui sont effectués sur le paramètre  $S_{21}$  mesuré par le VNA afin d'en déduire la fonction de transfert (définie au paragraphe 2.5.1) proprement dite ('intrinsèque') de l'antenne sous test  $H_{AUT}(f, \theta, \varphi)$  (AUT : *Antenna Under Test*). Cette fonction de transfert contient les informations de gain et de phase de l'antenne.

D'une manière générale, on effectue des mesures calibrées. La calibration se fait dans le plan d'accès des antennes (sous test et de référence) (Figure 2.20). Cependant, la durée de certains types de mesure (par exemple une mesure complète en 3D) peut être relativement longue en cas de mesure avec calibration. Pour ce type de mesures, il peut s'avérer pertinent de procéder à une post-calibration afin de réduire la durée de ces mesures. Les procédures de post-calibration ont été validées sur différents types de calibrations (Response & Isolation, Full 2-port,...).

Une fois la mesure calibrée (ou post-calibrée) dans les plans d'accès d'antennes, il reste à soustraire l'effet de propagation en espace libre et celui de l'antenne de référence (Figure 2.21).

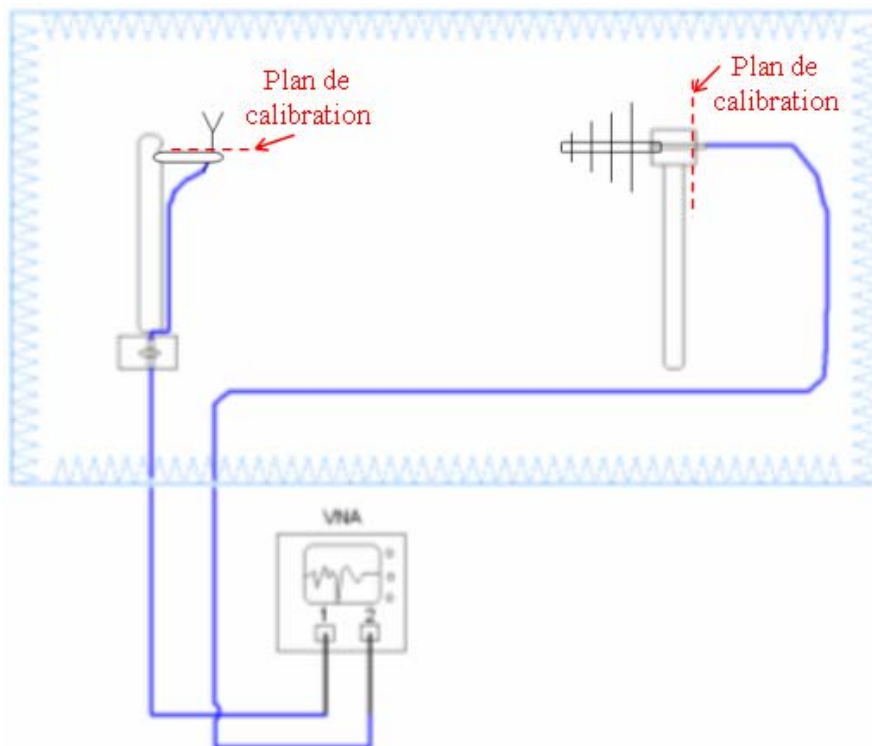


Fig. 2.20 : Mesure d'antenne dans une chambre anéchoïde.

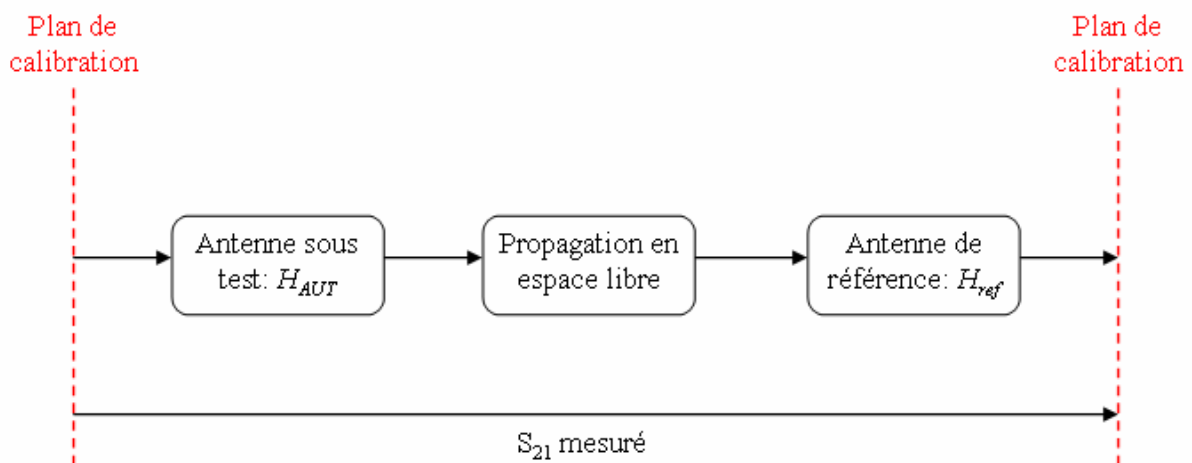


Fig. 2.21 : Schéma bloc de la déconvolution de mesure.



Afin de soustraire l'effet de l'antenne de référence (LPDA dans notre cas), il est indispensable de connaître sa fonction de transfert. Pour ce faire, on mesure le paramètre  $S_{21}$  de deux antennes LPDA se visant mutuellement dans leur direction principale. Une fois le terme de propagation en espace libre déconvolué de cette mesure, on en déduit la fonction de transfert d'une seule LPDA ( $H_{ref}$ ) dans sa direction de visée en supposant les antennes identiques.

$$S_{21}^{mesure} = H_{21} = H_{AUT} \cdot \frac{-j\lambda}{4\pi r} \cdot e^{-jkr} \cdot H_{ref} \quad (\text{Hypothèse champ lointain}) \quad (2.4)$$

Le terme de propagation en  $\frac{1}{r} e^{-jkr}$  soulève le problème du choix de la distance  $r$  séparant les deux antennes. Dans le cas idéal où le centre de phase est clairement défini par la structure de l'antenne, la distance  $r$  correspondant à la distance entre les centres de phase respectifs des deux antennes présentes dans la mesure, pourrait elle aussi être clairement mesurée. Or le centre de phase de la LPDA se déplace d'au moins 20 cm sur la bande 1-18 GHz, ce qui est une source d'erreur pour la mesure de phase (à 5 GHz la phase tourne de  $120^\circ$  sur 2 cm) et aussi pour la mesure du gain mais avec une influence moins significative (à 5 GHz et pour une portée de 2.5 m, une erreur de 2 cm induit une erreur de gain de l'antenne sous test de 0.07 dB).

Dans la pratique, le problème se pose moins pour les antennes de petite taille. Dans le cas d'une antenne ULB électriquement grande comme notre antenne de référence, le problème peut être contourné de la manière suivante : On choisit arbitrairement un point de la structure de la LPDA comme référence pour mesurer la distance  $r$ . L'écart entre le point choisi et la position effective du centre de phase à la fréquence  $f$ , est pris en compte dans la fonction de transfert de la LPDA et non plus dans le terme de propagation. Bien entendu le même point de référence doit être systématiquement réutilisé et dans la mesure des deux LPDA et bien sûr dans la mesure de l'antenne sous test. En pratique, on choisit comme point de référence la position du dipôle correspondant à la fréquence centrale de la bande d'adaptation de l'antenne sous test.

### 2.3.4. Conclusion

Pour conclure cette partie sur la mesure d'antennes ULB, notons qu'une petite étude sur la précision de notre procédure de mesure a été faite. Une première expérience permettant de vérifier l'hypothèse de similitude entre les deux LPDA a été réalisée. Notons  $H_{ref}$  la fonction de transfert 'moyenne' de la LPDA obtenue grâce à l'hypothèse de similitude des deux LPDA. La mesure avec les deux LPDA a été refaite. Le terme d'espace libre ainsi que le terme  $H_{ref}$  ont été soustraits à cette mesure. La fonction de transfert d'une LPDA a été ainsi re-déterminée et le gain calculé à partir de cette fonction de transfert a été comparé à celui fourni par le constructeur. Un écart (erreur quadratique moyenne) de 0.2 dB (écart maximal de 0.4 dB) sur la bande 3-10 GHz a été constaté. Une deuxième expérience consistant à mesurer une antenne 'connue' avec la LPDA comme antenne de référence a été réalisée. L'antenne mesurée était un cornet adapté sur la bande 4-6 GHz. Une comparaison entre le gain mesuré et les données du constructeur a été faite et les résultats se sont avérés satisfaisants.

D'après ce qui précède, il est évident que la LPDA n'est pas l'antenne la mieux adaptée à la mesure de phase à cause de sa forte dispersion et de son gain relativement peu important (maximum 8 dBi). La conception d'une antenne de référence plus appropriée à la mesure d'antennes ULB a fait l'objet d'un stage de Master dont nous avons partiellement suivi le travail. Le sujet de stage portait sur la conception d'un cornet TEM ULB [27]. L'avantage du cornet réside dans le fait que c'est une antenne plus directive et moins dispersive que la LPDA. Le stage s'est arrêté à l'étape de simulation mais les résultats obtenus sont assez prometteurs (Figure 2.22) :

- un gain moyen de 15 dBi, le gain ordinaire dans l'axe augmentant lentement de 7 dBi jusqu'à 20 dBi entre 1 GHz et 20 GHz,
- Une bande d'adaptation 1-19 GHz à -10 dB,
- Un lobe relativement directif (ouverture moyenne de 30°),
- Une courte réponse impulsionnelle (de l'ordre de 1 ns).

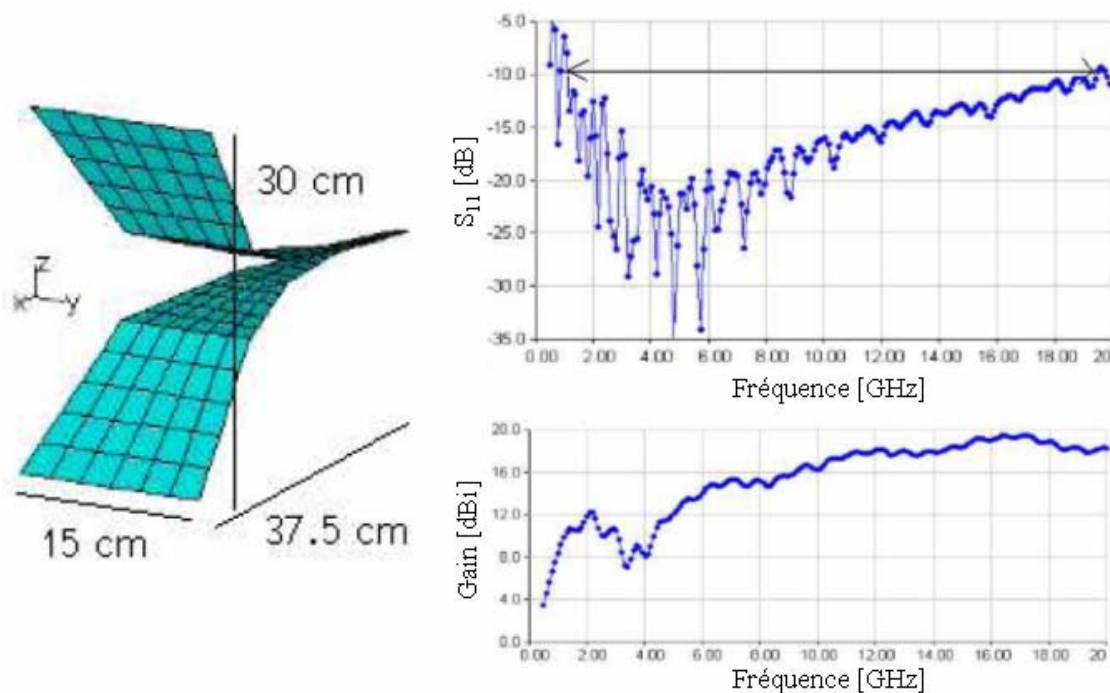


Fig. 2.22 : Cornet TEM : dimensions,  $S_{11}$  simulé et gain ordinaire en fonction de la fréquence.

Un prototype de cette antenne n'a pas encore été réalisé, des simulations tenant compte des choix technologiques de la fabrication étant encore à faire. En effet, la réalisation comporte certaines difficultés supplémentaires par rapport aux prototypes de cornet TEM recensés dans la littérature. Ces derniers, bien que possédant une bande relative équivalente, ne sont pas conçus pour une fréquence de coupure haute aussi élevée. Ce travail constitue une bonne voie à suivre pour la conception d'une meilleure antenne de référence pour la mesure d'antennes ULB. L'antenne simulée améliore les performances des cornets « à lèvres » (*ridged horns*) [28] (bande plus large et +5 dBi de gain moyen) qui semblent actuellement le meilleur choix parmi les antennes commerciales à prix raisonnable.

## 2.4 Critères classiques de performances

Dans ce paragraphe on présente les critères classiques de performance d'antennes et les spécificités dans le contexte ULB.

Bande passante : La bande passante ( $BP$ ) est définie comme étant tout simplement la différence entre les fréquences haute ( $f_{max}$ ) et basse ( $f_{min}$ ) d'utilisation de l'antenne. Il existe différentes façons d'exprimer la bande passante, comme par exemple la bande relative ( $BR$ ) (relative à la fréquence centrale  $f_c$ ). On peut aussi exprimer la bande passante en pourcentage en multipliant la bande relative par 100. La fréquence centrale ( $f_c$ ) quant à elle, est définie le plus souvent comme étant la moyenne arithmétique des fréquences  $f_{max}$  et  $f_{min}$ . Une définition alternative de la fréquence centrale existe aussi. Selon cette définition, la fréquence centrale est calculée comme étant une moyenne géométrique et non pas arithmétique des fréquences  $f_{max}$  et  $f_{min}$ . Les fréquences  $f_{max}$  et  $f_{min}$  sont normalement définies comme étant les fréquences limitant la bande de fréquences dans laquelle la performance de l'antenne en termes d'impédance respecte un objectif fixé auparavant. Par exemple, un objectif en termes d'impédance assez utilisé est un niveau de -10 dB en  $S_{11}$ .

$$BP = f_{max} - f_{min} \quad (2.5)$$

$$BR = \frac{BP}{f_c} \quad (2.6)$$

$$BR\% = \frac{BP}{f_c} \cdot 100 \quad (2.7)$$

$$f_c = \frac{1}{2}(f_{max} + f_{min}) \quad (\text{Définition arithmétique}) \quad (2.8)$$

$$f_c = \sqrt{f_{max} \cdot f_{min}} \quad (\text{Définition géométrique}) \quad (2.9)$$

Dans le contexte d'antenne ULB, la définition la plus utilisée est celle de la FCC qui consiste à calculer la bande passante à -10 dB. Pour un système ULB, la FCC exige une bande passante supérieure à 500 MHz ou une bande relative supérieure à 0.2. Précisons que la FCC utilise la définition arithmétique de la fréquence centrale.

En pratique, un système ULB impose des spécifications sur l'adaptation de l'antenne mais aussi sur le gain, le diagramme de rayonnement, la distorsion et d'autres caractéristiques. Par conséquent, la bande de fréquences dans laquelle la performance de l'antenne respecte les spécifications exigées, définit sa bande passante d'utilisation.

Diagramme de rayonnement, gain et directivité : Le diagramme de rayonnement d'une antenne est une mesure de la distribution angulaire de l'énergie rayonnée ou reçue par cette antenne en champ lointain. Le diagramme de rayonnement le plus large est obtenu dans le cas d'une antenne isotrope, qui rayonne d'une manière uniforme dans toutes les directions. La capacité d'une antenne à diriger l'énergie se traduit par la 'directivité'. Le 'gain' d'une antenne est directement proportionnel à sa directivité. Le rapport de proportionnalité entre ces deux grandeurs est le 'rendement' de l'antenne. Finalement, 'l'aire équivalente' de l'antenne décrit sa surface effective de captation. Ce paramètre traduit la capacité de l'antenne à intercepter une partie d'une onde électromagnétique incidente. Dans le cas d'une antenne à bande étroite, le changement relativement négligeable de la fréquence le long de la bande d'utilisation de l'antenne, implique que ces paramètres sont essentiellement constants. On peut considérer ces paramètres comme de simples quantités algébriques dans le cas

d'antennes à bande étroite. Dans le contexte ULB, ceci n'est plus valide. Le gain et la surface équivalente de l'antenne sont fonctions de la fréquence. Rappelons l'expression de la surface effective d'une antenne ULB :

$$A_{Rx}(f) = \frac{c^2 \cdot G_{Rx}(f)}{4\pi f^2}$$

Distorsion : La large bande passante d'une antenne ULB introduit une complication supplémentaire : la distorsion. Une des origines de cette distorsion est la dispersion, en d'autres termes le déplacement du centre de phase en fonction de la fréquence. La dispersion se traduit par un étalement dans le temps de la forme d'onde rayonnée. La distorsion peut varier angulairement même pour des antennes de petites tailles. Ainsi dans le paragraphe 2.5, on introduit deux outils qui permettent de quantifier d'une manière pertinente la distorsion introduite par une antenne ULB.

## 2.5 Critères spécifiques de performances

Dans ce paragraphe, on s'intéresse à l'analyse de performance d'une antenne ULB notamment en termes de distorsion. On définit d'abord la fonction de transfert de l'antenne. On passe ensuite dans le domaine temporel pour définir la réponse impulsionnelle de l'antenne. Deux indicateurs de performance dans le domaine temporel seront introduits par la suite afin de permettre une quantification pertinente et plus complète de la distorsion introduite par l'antenne.

### 2.5.1. Fonction de transfert et réponse impulsionnelle

La définition de la fonction de transfert d'antenne n'est pas toute récente. Shlivinsky a présenté dans [29] un formalisme de la fonction de transfert faisant appel à des grandeurs électriques. Ce formalisme est peu adapté aux mesures d'antenne. Ainsi, on présente le formalisme utilisé au laboratoire de l'ENSTA qui définit les fonctions de transfert comme des rapports d'ondes directement mesurables avec un VNA [30]. Dans ce formalisme, on distingue le cas d'une antenne à l'émission de celui à la réception.

Antenne à l'émission : Le schéma d'une antenne à l'émission est présenté dans la figure 2.23.

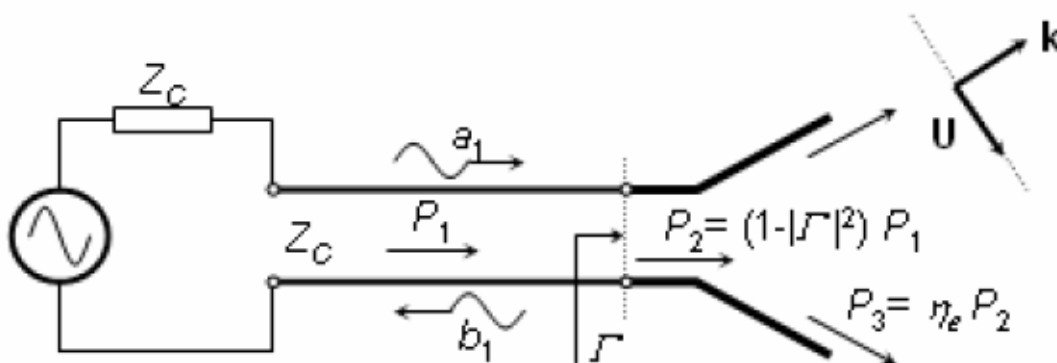


Fig. 2.23 : Schéma d'une antenne à l'émission.

On suppose l'antenne excitée par une source (d'impédance interne  $Z_c$ ) reliée à l'accès de l'antenne par une ligne de transmission d'impédance caractéristique  $Z_c$  également. On note  $a_1$  l'onde partielle incidente. Le champ électrique lointain  $\vec{E}(\vec{k})$  rayonné par l'antenne dans la direction du vecteur d'onde  $\vec{k}$  est donné par l'équation suivante :

$$\vec{E}(\vec{k}) = \frac{e^{-jkr}}{r} \sqrt{\frac{\eta_0}{4\pi}} \cdot \vec{A}(\vec{k}) \quad (2.10)$$

$\eta_0$  étant l'impédance du vide et  $\vec{A}(\vec{k})$  le vecteur amplitude du champ suivant le vecteur de polarisation  $\vec{U}$  contenu dans le plan normal à  $\vec{k}$ .

On définit ainsi la fonction de transfert  $\vec{H}^t$  de l'antenne à l'émission comme suit :

$$\vec{H}^t(\vec{k}) = \frac{\vec{A}(\vec{k})}{a_1(f)} \quad (2.11)$$

$a_1(f)$  étant le spectre de l'onde incidente.

Antenne à la réception : Considérons maintenant la même antenne à la réception. Cette antenne est illuminée par une onde plane d'amplitude normalisée  $\vec{A}_{pw}$ , incidente suivant une direction  $-\vec{k}$  et polarisée suivant  $\vec{V}$  (Figure 2.24).

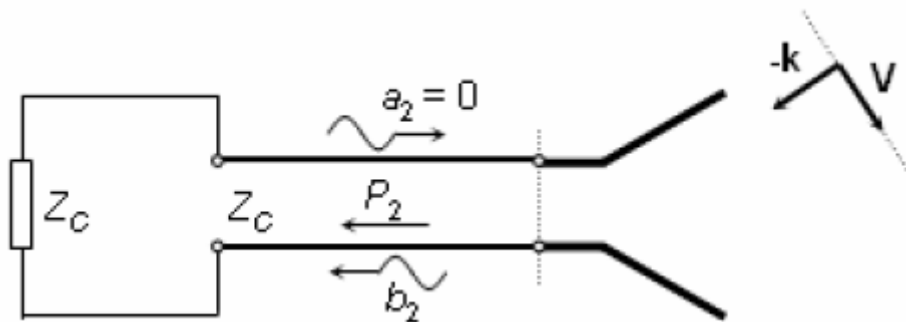


Fig. 2.24 : Schéma d'une antenne à la réception.

Rappelons que pour être dans la même polarisation il faut que  $\vec{V}$  soit égal à  $\vec{U}^*$ .

On définit la fonction de transfert  $\vec{H}^r$  de l'antenne à la réception comme suit :

$$b_2 = \vec{H}^r \cdot \vec{A}_{pw} \quad (2.12)$$

En appliquant le principe de réciprocité de Lorentz on obtient la relation suivante entre les fonctions de transfert à l'émission et à la réception :

$$\vec{H}^r = \frac{-j\lambda}{4\pi} \cdot \vec{H}^t \quad (2.13)$$

Afin d'analyser de la distorsion introduite par l'antenne on effectue un passage au domaine temporel. L'utilité de ce passage découle de la définition même de la distorsion qui se traduit par un étalement temporel et une déformation de la forme d'onde rayonnée par l'antenne. On définit ainsi la réponse impulsionnelle  $\vec{h}^t$  de l'antenne à l'émission comme étant tout simplement la transformée de Fourier inverse de la fonction de transfert  $\vec{H}^t$ .

$$\vec{h}^t(\hat{r}, t) = TF^{-1}[\vec{H}^t(\vec{k})](t) \quad (2.14)$$

Considérons maintenant un système à deux antennes (Figure 2.25). Les réponses impulsionnelles à l'émission de chaque antenne ( $h^t_1$  et  $h^t_2$ ) étant connues. On a les relations suivantes :

$$b_2 = H_{21} \cdot a_1 \quad (2.15)$$

$$H_{21} = \frac{e^{-jk_1 r}}{r} \frac{-j\lambda}{4\pi} \cdot H^t_1 \cdot H^t_2 \quad (2.16)$$

ce qui donne dans le domaine temporel :

$$h_{21} = \frac{c}{2r} (h^t_1 * \partial^{-1}_t h^t_2 * \delta_{r/c}) \quad (2.17)$$

Ainsi on peut reconstituer la réponse impulsionnelle  $h_{21}$  d'un système à deux antennes à partir des réponses impulsionnelles à l'émission des deux antennes.

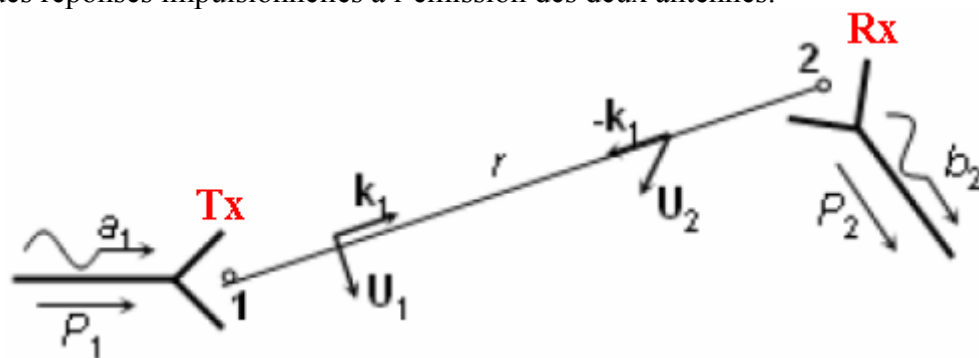


Fig. 2.25 : Système à deux antennes Tx/Rx.

En conclusion, notons qu'une idée consistant à considérer une antenne comme un élément dérivateur dans une chaîne de communication s'est largement propagée. Cette supposition est vraie dans le cas d'antennes à ouverture effective constante mais n'est pas du tout généralisable. Dans le contexte ULB, tout comportement entre un dérivateur et un intégrateur pourrait exister. Le comportement pourrait aussi être dépendant de la direction d'observation. Le caractère dérivateur d'une antenne ULB à l'émission existe toujours, mais il s'exprime ou non selon le spectre du signal incident, plus précisément son support, notamment s'il s'étend jusqu'à DC.

### 2.5.2. Définition de nouveaux critères

La réponse impulsionnelle telle qu'on l'a définie dans le paragraphe précédent est un outil intrinsèque. En effet, c'est la réponse à l'excitation de l'antenne par un dirac. En pratique on doit définir un signal d'excitation de l'antenne. On choisit une forme d'onde proche du dirac si on veut caractériser l'antenne d'une manière relativement intrinsèque. Ceci se traduit dans le domaine fréquentiel par l'analyse du comportement de l'antenne indépendamment de sa bande d'adaptation. En revanche, un choix plus pertinent consiste à étudier l'antenne avec la forme d'onde envisagée pour le système ULB complet. C'est ce choix que l'on a adopté dans notre étude.

La quantification de la distorsion ou au contraire de la 'fidélité' de l'antenne consiste à quantifier la ressemblance entre la forme d'onde rayonnée par l'antenne et la forme d'onde d'excitation. Un outil mathématique simple permettant de quantifier une ressemblance entre deux signaux est l'inter-corrélation. Ainsi l'inter-corrélation entre le signal d'excitation et le signal rayonné dans une certaine direction  $(\theta, \varphi)$  permet de quantifier la fidélité de l'antenne dans cette direction. Cette fidélité peut, cependant, varier angulairement. Ainsi on définit un paramètre qu'on appelle « Fidélité Absolue » ( $FA_{Tx}$ ) comme suit :

$$FA_{Tx}(\theta, \varphi) = \frac{\text{Max}_{\tau} |\mathfrak{R}_{e, a_1}(\tau)|}{\text{Max}_{\tau} |\mathfrak{R}_{a_1, a_1}(\tau)|} \quad (2.18)$$

$a_1$  étant la forme d'onde incidente,  $e = e(\theta, \varphi, t)$  étant la forme d'onde rayonnée dans la direction  $(\theta, \varphi)$  et  $\mathfrak{R}_{xy}$  étant la fonction d'inter-corrélation entre les signaux  $x$  et  $y$ . Comme on peut le voir dans l'équation 2.18 une normalisation par rapport à l'énergie du signal d'excitation est faite. Il est possible de tenir compte de cette distorsion absolue, par exemple grâce à un filtre de pré-distorsion, grâce à un filtre adapté ou encore par le choix approprié du signal de référence dans le corrélateur du système ULB. La difficulté existe bien évidemment dans le cas où la distorsion est fortement dépendante de la direction de rayonnement (Figure 2.26).

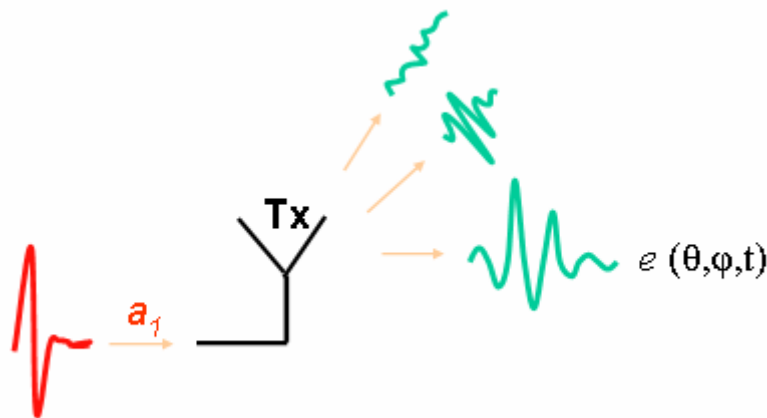


Fig. 2.26 : Dépendance angulaire de la distorsion introduite par une antenne ULB.

Dans ce cas, la compensation de cette distorsion dans le système ULB est elle aussi dépendante de la direction d'observation. On introduit ainsi un deuxième outil qui permet de comparer angulairement les formes d'ondes rayonnées. En effet, on choisit une direction de

référence  $(\theta_0, \varphi_0)$  et on compare la forme d'onde rayonnée dans une direction quelconque  $(\theta, \varphi)$  avec celle rayonnée dans la direction de référence. La comparaison étant toujours faite par inter-corrélation. La direction de référence est choisie comme étant une direction privilégiée de l'antenne en question ou comme étant la direction dans laquelle la fidélité absolue est maximale (et donc la distorsion de l'antenne est minimale). C'est cette deuxième approche que l'on a adoptée dans la définition de notre outil. On appelle ce dernier la « fidélité relative » ( $FR_{Tx}$ ) et on le définit comme suit :

$$FR_{Tx}(\theta, \varphi) = \frac{\text{Max}_{\tau} |\Re_{e, e_m}(\tau)|}{\text{Max}_{\tau} |\Re_{e_m, e_m}(\tau)|} \quad (2.19)$$

$e_m$  étant la forme d'onde rayonnée dans la direction dans laquelle la fidélité absolue de l'antenne est maximale.

Pour une antenne à la réception on peut définir également une fidélité absolue  $FA_{Rx}$  et une fidélité relative  $FR_{Rx}$  comme suit :

$$FA_{Rx}(\theta, \varphi) = \frac{\text{Max}_{\tau} |\Re_{A_{pw}, b_2}(\tau)|}{\text{Max}_{\tau} |\Re_{A_{pw}, A_{pw}}(\tau)|} \quad (2.20)$$

$$FR_{Rx}(\theta, \varphi) = \frac{\text{Max}_{\tau} |\Re_{b_2, b_{2m}}(\tau)|}{\text{Max}_{\tau} |\Re_{b_{2m}, b_{2m}}(\tau)|} \quad (2.21)$$

$b_{2m}$  étant le signal en sortie de l'antenne de réception, provenant de la direction qui maximise  $FA_{Rx}$ .

On a ainsi introduit deux outils permettant de quantifier la fidélité de l'antenne. On a déjà vu que la distorsion introduite par une antenne a trois origines : les variations de l'adaptation en fonction de la fréquence, les variations du gain en fonction de la fréquence et la dispersion ou la non-linéarité de la phase. Ces différentes origines ne contribuent probablement pas en proportion à la distorsion finale. Prenons à titre d'exemple une antenne dispersive, la LPDA. La fidélité tenant compte des 3 origines de la distorsion dans la direction nominale de la LPDA est d'environ 50%. En imposant une phase linéaire à la fonction de transfert de cette antenne, on calcule ainsi une fidélité qui tient compte de 2 origines seulement : la variation du gain et la variation de l'adaptation. La fidélité, calculée toujours dans la même direction, augmente significativement dans ce cas pour approcher les 100%. Ainsi, il semble clair que, sur la bande nominale de la LPDA, la dispersion a l'effet prépondérant dans la distorsion totale. En revanche, pour les antennes moins dispersives, il est difficile de dégager un effet prépondérant d'une origine de distorsion. Pour ces antennes, les effets de gain et de phase sont fortement reliés et il est difficile de les isoler tout en gardant la même pertinence.

On a présenté dans ce paragraphe des outils permettant d'analyser les performances d'une antenne ULB du point de vue de la distorsion. Ces outils sont utiles pour les concepteurs d'antennes qui souhaitent concevoir une antenne ULB ayant un bon comportement en terme



de distorsion. Notons à ce propos qu'un débat existe sur ce sujet. Selon certains il ne serait pas indispensable de concevoir des antennes ULB ayant un bon comportement en termes de distorsion puisque les formes d'onde rayonnées seront de toute façon affectées par l'environnement de propagation. Cette question, encore partiellement ouverte, est en fait intimement liée à l'architecture RF, aux propriétés du canal et à la couche physique. Nous nous restreindrons cependant aux cas pour lesquels la fidélité revêt une importance notable.

Dans la mesure du canal de propagation radio ULB, on utilise normalement des antennes à large ouverture afin de capter le plus de trajets possibles. Les multi-trajets arrivent probablement de différentes directions. Ainsi, si la mesure du canal est faite par des antennes ayant une fidélité relative relativement forte dans tout le lobe principal, il serait alors possible et licite de soustraire un comportement moyen de distorsion des antennes et donc caractériser le canal de propagation d'une manière intrinsèque (sans les effets d'antennes). En revanche, pour décider si un niveau de fidélité est suffisamment fort ou pas, on doit fixer un seuil. Par exemple, on considère l'ouverture angulaire ayant une fidélité relative forte comme étant la plage angulaire définie à  $-X$  dB autour de la direction de référence. Il serait pertinent de choisir ce seuil  $X$  en considérant les conséquences de ce choix sur les performances du système ULB. Ainsi dans le paragraphe suivant, on va voir comment on peut relier la fidélité relative  $FR$  d'une antenne à la réception au rapport signal sur bruit (RSB, en anglais, *Signal to Noise Ratio* : SNR) d'une liaison ULB basée sur la détection cohérente.

## 2.6 Influence des antennes sur la liaison ULB en mode impulsionnel

Une antenne ULB n'est utile que si on arrive à l'intégrer efficacement dans un système. Ainsi, il serait pertinent voire indispensable de relier les critères de performance d'antenne à ceux du système notamment le rapport signal sur bruit ou encore le taux d'erreur binaire (TEB, en anglais, *Bit Error Rate* : BER). On souhaite en particulier établir une relation entre la fidélité relative  $FR$  de l'antenne à la réception et le SNR du système. Le modèle de la chaîne de communication utilisé est le modèle simplifié de la figure 2.27. On suppose que l'on peut séparer en différents blocs fonctionnels les antennes et le canal, ce qui n'est pas toujours possible comme par exemple dans le cas des WBAN du fait des interactions de champ proche.

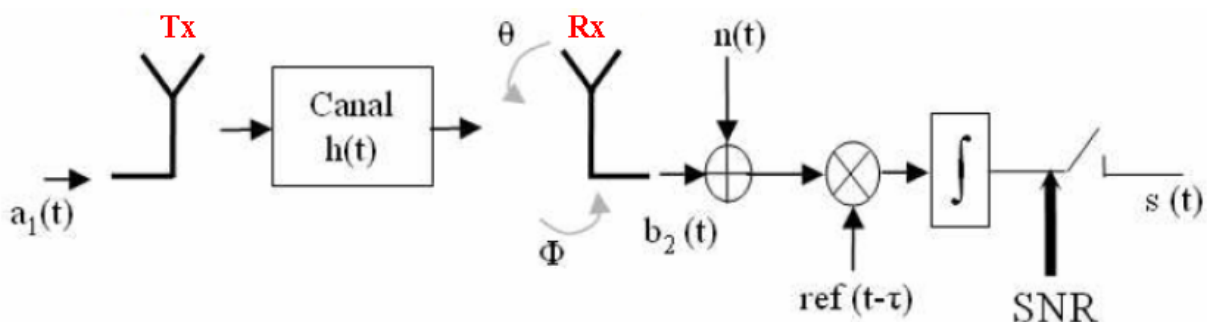


Fig. 2.27 : Modèle de liaison ULB.

À l'émission une impulsion  $a_1$  excite l'antenne  $T_x$ . Le canal est supposé à bruit blanc gaussien (densité spectrale  $N_0$ ). À la réception, le signal  $v_L$  provenant de l'antenne  $R_x$  est corrélé avec un signal de référence  $ref$ . On suppose une synchronisation parfaite et on calcule le  $SNR$  à la sortie du corrélateur.

Soit  $v_L$  la tension à la sortie de l'antenne, alors  $v_L = \sqrt{Z_c} \cdot b_2$  et le  $SNR$  sera donné par la relation suivante :

$$SNR = \frac{E(\int v_L(t) \cdot ref(t - \tau) \cdot dt)}{E(|\int n(t) \cdot ref(t) \cdot dt|)} \quad (2.22)$$

$E(u)$  étant l'énergie du signal à support borné  $u(t)$ .

Après calculs, on déduit l'expression suivante :

$$SNR = \frac{(Max_{\tau} (\int b_2(t) \cdot ref(t - \tau) \cdot dt))^2}{N_0 \cdot \int ref^2(t) \cdot dt} \quad (2.23)$$

Le choix du signal de référence joue bien évidemment un rôle majeur dans la détection. Le choix d'un signal de référence proportionnel au signal  $b_2(t)$  permet de maximiser le  $SNR$ . Un tel signal tient compte du passage dans l'antenne  $T_x$  dans une direction  $r_{Tx}$  et puis du passage dans l'antenne  $R_x$  en provenance d'une direction  $r_{Rx}$ . Les antennes utilisées dans le système étant supposées connues, on peut déterminer la direction  $r_{Tx}$  qui maximise  $FA_{Tx}$  et la direction  $r_{Rx}$  qui maximise  $FA_{Rx}$ . On note ces deux directions  $r_{Txm}$  et  $r_{Rxm}$  respectivement. Le signal à la sortie de l'antenne  $R_x$  qui correspond à un signal émis dans la direction  $r_{Txm}$  par l'antenne  $T_x$  puis reçu dans la direction  $r_{Rxm}$  par l'antenne  $R_x$  sera donné par :

$$b_{2m}(t) = \frac{c}{2r} \left[ h^t_1(r_{Txm}) * \partial_t^{-1} h^t_2(r_{Rxm}) * \delta_{r/c} * a_1 \right](t) \quad (2.24)$$

Si on choisit le signal de référence  $ref(t) = b_{2m}(t)$ , on aura la relation suivante entre la variation du  $SNR$  et la fidélité relative de l'antenne à la réception :

$$\Delta SNR = \frac{E_{b_{2m}}}{N_0^2} \cdot (FR_{Rxm})^2 \quad (2.25)$$

A titre d'exemple, prenons le cas d'une liaison avec une antenne  $T_x$  qui émet toujours dans une même direction (par rapport à son propre repère) et une antenne  $R_x$  qui tourne autour de son propre axe, ou dont la direction de réception change (application borne de téléchargement haut débit pour les bus par exemple). D'après la relation précédente, on peut lors de la conception de l'antenne, tracer un diagramme angulaire du  $SNR$  (en fonction de l'angle de réception) de la liaison ULB basé sur le calcul de la fidélité relative de cette antenne à la réception. Sur ce diagramme il est facile de déterminer l'ouverture angulaire sur laquelle une marge de  $Y$  dB en  $SNR$  est respectée et ainsi savoir l'ouverture d'utilisation de cette antenne, une fois intégrée dans le système complet.

## 2.7 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons abordé la problématique de conception et d'analyse de performances d'antennes ULB. Nous avons commencé par un état de l'art détaillant l'évolution historique de la conception d'antennes ULB. Nous avons abordé par la suite la problématique de conception d'antennes ULB due notamment à leur très large bande passante. La technique ainsi que le banc de mesure ont été aussi présentés.

Nous nous sommes intéressés par la suite à l'analyse de performances d'antenne ULB. Après avoir rappelé les critères classiques de performance d'antenne, nous avons introduit des outils plus appropriés au contexte ULB. Nous avons en plus défini deux nouveaux critères permettant une analyse pertinente du comportement d'une antenne ULB en termes de distorsion. Ces outils ont été aussi reliés à des métriques système (*SNR*) dans le cas d'un modèle simplifié de liaison ULB.

Dans le chapitre suivant, nous présenterons des exemples de conception d'antennes ULB qui ont été développées pour des applications précises. Les outils présentés dans ce chapitre seront utilisés pour l'analyse de performance de ces antennes.

## Références

- [1] Oliver Lodge, "Electric telegraphy," U.S. Patent 609,154, 16 Août 1898.
- [2] Nils E. Lindenblad, "Wide band antenna," U.S. Patent 2,239,724, 29 Avril 1941.
- [3] Nils E. Lindenblad, et al., RCA Review, Avril 1939.
- [4] Sergei A. Schelkunoff, "Ultra shortwave radio system," U.S. Patent 2,235,506, 1941.
- [5] Sergei A. Schelkunoff, *Advanced Antenna Theory*, New York: John Wiley and Sons, 1952, p. 160.
- [6] Archie P. King, "Transmission, radiation, and reception of electromagnetic waves," U.S. Patent 2,283,935, 26 Mai 1942.
- [7] Martin Katzin, "Electromagnetic horn radiator," U.S. Patent 2,398,095, 9 Avril 1946.
- [8] Robert W. Masters, "Antenna," U.S. Patent 2,430,353, 4 Novembre 1947.
- [9] Georges Robert-Pierre Marié, "Wide band slot antenna," U.S. Patent 3,301,665, 24 Avril 1962.
- [10] Henning Harmuth, "Frequency-independent shielded loop antenna," U.S. Patent 4,506,267, 19 Mars 1985.
- [11] Walter Stöhr, "Broadband ellipsoidal dipole antenna," U.S. Patent 3,364,491, 16 Janvier 1968.
- [12] Farzin Lalezari, Charles E. Gilbert et John M. Rogers, "Broadband notch antenna," U.S. Patent 4,943,403, 27 Juin 1989.
- [13] Mike Thomas et Ronald I. Wolfson, "Wideband arrayable planar radiator," U.S. Patent 5,319,377, 7 Juin 1994.
- [14] Hans Schantz, *The Art and Science of Ultrawideband Antennas*, Artech House, 2005.
- [15] Skycross antenna. Technical report, 2002.
- [16] Christophe Roblin, Alain Sibille, et Serge Bories, "Semi-directional small antenna for UWB multimedia terminals," *Antem 2005*, St-malo, France, 2005.
- [17] Ramsey Electronics (Model LPY26), [www.ramseykits.com](http://www.ramseykits.com).
- [18] R. D'Errico, "Conception d'antennes ULB pour applications radar," *Stage de Master au laboratoire d'Electronique de l'ENSTA*, Février-Juillet 2005.

- 
- [19] A. C. Lepage, X. Begaud, G. Le Ray, et A. Sharaiha, "F-probe fed broadband triangular patch antennas mounted on a finite ground plane," *IEEE International Symposium on Antennas and propagation society*, vol. 4, pp. 4296-4299, Juin 2004.
- [20] P. Combes, *Micro-Ondes Tome 2*, Dunod, 2000.
- [21] A. A. Lestari et al., "A facility for UWB antenna measurements in Time Domain," *Inetrnational Workshop in Antennas Technology IWAT 2005*, pp. 109-112, Singapour, Mars 2005.
- [22] W. A. Th. Kotterman, G. F. Pedersen, K. Olesen, et P. C. F. Eggers, "Cable-less measurement setup for wireless handheld terminals," *Proceedings of 12<sup>th</sup> IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC '01)*, vol. 1, pp. B112-B116, San Diego, Etats-Unis, Septembre-Octobre 2001.
- [23] A. A. Smith, Jr., "Standard-site method for determining antenna factors," *IEEE Trans. Electromag. Compat.*, vol. 24, pp. 316-322, Août 1982.
- [24] A. Mellah, C. Roblin, et A. Sibille, "Monostatic Absolute Characterization of UWB Antennas," *AMTA EUROPE Symposium*, , Munich, Allemagne, 1-4 Mai 2006.
- [25] ESLP 9145 de chez SCHWARZBECK MESS. Technical report. [www.schwarzbeck.de](http://www.schwarzbeck.de)
- [26] Y. T. Lo et S. W. Lee, *Antenna Handbook, Theory, Applications, and Design*, New York: Van Nostrand Reinhold Company. Chapitre 8, p. 73-84.
- [27] D. A. Kolokotronis, Y. Huang, et J. T. Zhang, "Design of TEM Horn Antennas for impulse radar," *High Frequency Postgraduate Student Colloquium*, Leeds, Royaume-Uni, pp. 120-126, 1999.
- [28] EMCO 3115 de chez LINGRED. Technical report. [www.lingred.com](http://www.lingred.com)
- [29] A. Shlivinski, E. Heyman, et R. Kastner, "Antenna Characterization in the Time Domain," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, pp. 1140-1149, 1997.
- [30] Christophe Roblin, Serge Bories, et Alain Sibille, "Characterization tools of antennas in the time domain," *IWUWBS 2003*, Oulu, Finland, 2-4 juin 2003.
- [31] Hans Gregory Schantz, "A Brief History of UWB Antennas," *Proceedings of 2003 IEEE UWBST Conference*, 2003.



## Chapitre 3 : Conception d'antennes ULB

Dans ce chapitre on présente des prototypes d'antennes ULB conçus et réalisés au cours de cette thèse. Pour chaque antenne, on précise le contexte applicatif, le principe de la conception et éventuellement les contraintes de départ (en termes de coût de fabrication, de robustesse, de taille). D'une manière générale, la méthode de conception commence par le choix d'une famille d'antenne adaptée au contexte applicatif visé. Ensuite, une simulation électromagnétique de la structure choisie est effectuée. Deux logiciels de simulation électromagnétique ont été notamment utilisés : WIPL-D<sup>®</sup> et IE3D<sup>®</sup>. Les deux logiciels utilisent la méthode des moments (*MoM*), IE3D<sup>®</sup> étant plus adapté aux structures planaires alors que WIPL-D<sup>®</sup> convient plus aux structures volumiques. Les résultats obtenus à l'aide de ces simulateurs fréquentiels permettent d'analyser la dépendance fréquentielle des caractéristiques de l'antenne simulée. Un outil d'interfaçage est utilisé pour permettre l'acquisition des résultats de simulation avec Matlab. Le comportement temporel est ensuite étudié en calculant avec Matlab les indicateurs temporels introduits dans le chapitre précédent. Le choix d'un simulateur temporel aurait permis de réduire le temps de simulation. Toutefois, ce dernier était relativement modéré pour les structures choisies au cours de cette thèse. L'étape finale consiste à réaliser des prototypes.

### 3.1 Bicônes pour la mesure de canal

#### 3.1.1 Contexte applicatif

Le bicône présenté ici a été conçu dans le cadre du projet européen PULSERS pour répondre aux besoins en mesure de canal de propagation intra-bâtiment, à savoir un diagramme de rayonnement omni-directionnel en azimut et une large ouverture du lobe en élévation afin de pouvoir capter le nombre maximal d'échos. Ces exigences sur le diagramme de rayonnement doivent être respectées sur toute la bande d'adaptation de l'antenne, fixée à [1-11] GHz à -10 dB dans notre cas. En outre, l'application visée (mesure de canal) nécessitant de nombreuses manipulations des antennes, des contraintes de terme mécanique furent imposées lors de la conception. Deux prototypes destinés à des mesures de canal statique ont été réalisés dans un premier temps.

#### 3.1.2 Critères de choix

L'antenne proposée pour répondre aux différentes exigences citées ci-dessus est une antenne de structure biconique. Ce choix résulte principalement des nombreux avantages de ce type de structure mais aussi d'une expérience dans la conception de ce type d'antennes qui a été développée à l'époque au laboratoire de l'ENSTA.

Parmi les nombreux avantages de ces structures, citons d'abord la symétrie cylindrique qui assure une omni-directionnalité en azimut et une polarisation croisée très faible dans toutes les directions. On peut profiter de cette symétrie afin de réduire la durée de simulation. En effet, certains logiciels comme WIPL-D autorisent l'utilisation de plans de symétrie dans

la simulation. Ainsi au lieu de simuler un bicône entier, on peut se contenter de la simulation d'un quart du bicône avec deux plans de symétrie.

Le deuxième avantage de ce type de structures est qu'elles ont naturellement une très large bande d'adaptation. La démarche de conception de notre structure biconique dérive de celle d'une structure monocônique après conformation et réduction de la taille de son plan de masse. Un monocône infini a une structure invariante par homothétie et est donc théoriquement indépendant de la fréquence. Un monocône infini a ainsi une bande d'adaptation théorique infinie. En pratique, les dimensions sont finies et ce sont les troncatures sur le cône qui vont imposer les limites sur la bande passante de l'antenne. La limite haute de la bande est fixée par la taille du connecteur alors que la limite basse de la bande est fixée par la taille finie du cône, autrement dit par son encombrement.

Un dernier avantage de ces structures provient de leur appartenance à la classe des antennes indépendantes de la fréquence (la directivité du bicône indéfini est théoriquement indépendante de la fréquence) : en pratique leurs caractéristiques (gain, ouverture du lobe principal,...) varient « mollement » avec la fréquence.

Ces structures ont cependant des inconvénients. Le premier inconvénient qui concerne surtout notre contexte applicatif, est leur fragilité structurale. En effet, une méthode d'excitation qui respecte la symétrie cylindrique de la structure est présentée dans la figure 3.1. La zone d'excitation est à la fois sensible du point de vue électromagnétique puisque la densité de courant y est la plus élevée mais aussi fragile mécaniquement. L'âme d'un connecteur commercial utilisé dans la réalisation d'un bicône adapté 50 ohms est de 0.9 mm de diamètre. Ainsi, l'apex de l'élément rayonnant aura une tige de 0.9 mm de diamètre, ce qui rend la structure extrêmement fragile.

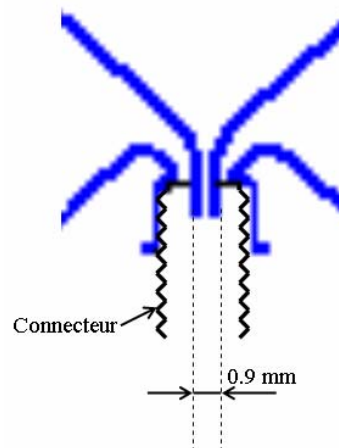


Fig. 3.1 : Structure d'excitation de bicône ULB.

Un deuxième inconvénient de ces structures est leur réalisation relativement coûteuse. En effet, le mécanisme de fabrication envisagé est fondé sur l'usinage d'une tige cylindrique en métal afin de réaliser le profil souhaité. Précisons que cet inconvénient n'était pas particulièrement contraignant dans notre cas.

En conclusion, les nombreux avantages présentés ci-dessus justifient le choix de l'antenne biconique malgré sa structure fragile. Ce problème sera résolu par l'utilisation d'un radome de protection sans, bien évidemment, dégrader la performance de l'antenne.

### 3.1.3 Conception

Rappelons d'abord les directives majeures de conception d'une antenne monocône. On peut à ce propos citer les travaux de Schelkunoff [1] sur les antennes coniques infinies et finies (de petit angle au sommet), ceux de Samaddar [2] sur les structures coniques finies ainsi qu'une réalisation de Zollinger [3]. L'impédance d'entrée d'un monocône infini défini uniquement par son angle est donnée par la relation suivante :

$$Z_{in} = \frac{Z_0}{2\pi\sqrt{\epsilon_r}} \cdot \ln\left(\cot\left(\frac{\alpha}{2}\right)\right) \quad (3.1)$$

$Z_0$  et  $\epsilon_r$  étant respectivement l'impédance et la permittivité relative du milieu entre le cône et le plan de masse.  $\alpha$  est le demi-angle d'apex. D'après la relation précédente, l'adaptation du monocône infini se fait par un choix judicieux de  $\alpha$ . En pratique, la structure doit être finie et le cône pourra être divisé en quatre parties dans ce cas : la partie supérieure (entre C et D), la partie conique (entre B et C), la zone d'excitation (entre A et B) et le plan de masse (Figure 3.2).

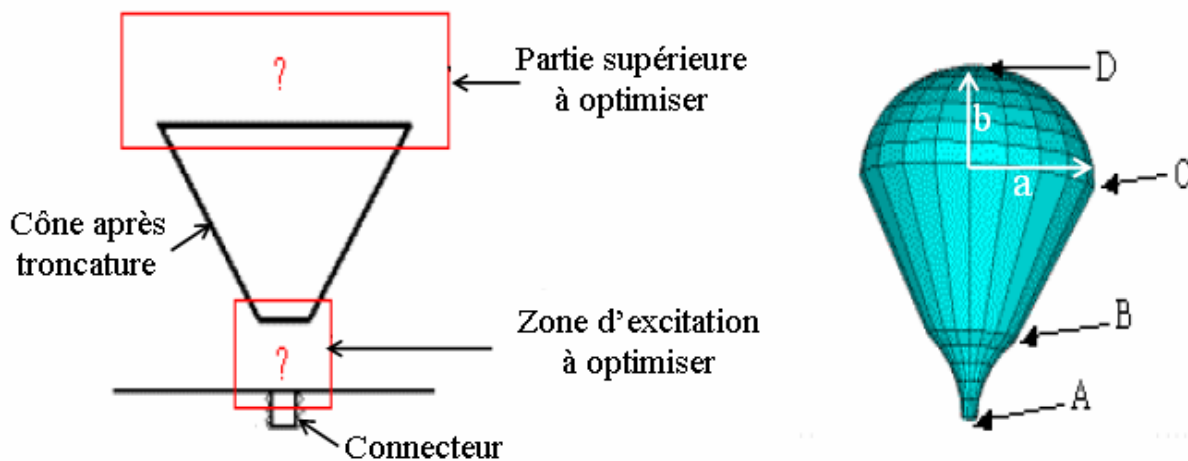


Fig. 3.2 : Troncatures du cône.

Les différentes parties doivent être optimisées :

La partie conique doit être optimisée de manière à ce que la distance depuis l'apex (point A) jusqu'à l'extrémité C (respectivement B) de la troncature soit approximativement égale à  $\lambda/4$  à la fréquence de coupure basse (respectivement haute) d'adaptation. Cette partie est définie par le demi-angle d'ouverture  $\alpha$  qui doit être choisi de manière à avoir une impédance d'entrée de 50 ohms. Pour un monocône dans l'air la valeur appropriée de  $\alpha$  serait de  $47^\circ$ .

La zone d'excitation (entre A et B) est particulièrement sensible puisque la densité de courant y est la plus forte. Un profil elliptique de cette partie est bien adapté. L'ellipticité ainsi que la hauteur de cette partie par rapport au plan de masse sont des paramètres à optimiser.

En ce qui concerne le plan de masse, son diamètre est bien évidemment à optimiser. A titre d'exemple, dans le cas d'un monopole fini sur un plan de masse, un rapport  $D/\lambda \approx 0.4$  est préconisé [4] pour  $S_{11} < -15$  dB (D étant le diamètre du plan de masse). Le fait d'arrondir les



bords du plan de masse est bénéfique pour le diagramme de rayonnement parce que cela évite les diffractions brusques aux extrémités de ce plan.

La partie supérieure se caractérise par une densité de courant modérée. Cependant, cette partie joue un rôle essentiel dans l'adaptation de l'antenne à basse fréquence. Plus l'ellipticité ( $b/a$ ) (Figure 3.2) de cette partie est grande, plus le trajet des courants surfaciques est long et par conséquent plus la fréquence de coupure basse de la bande d'adaptation diminue.

La conception d'un bicône est, quant à elle, assez proche de celle du monocône. La majeure partie des remarques sur la conception d'un monocône reste valable pour le bicône. L'approche adoptée pour passer d'un monocône à un bicône consiste à conformer le plan de masse du premier. Ceci permet de transformer un lobe qui pointe vers  $45^\circ$  dans le cas du monocône en un lobe horizontal ce qui est souhaitable dans le contexte applicatif prévu. Notons à ce propos qu'il ne s'agit pas d'une simple symétrisation du monocône qui au passage aurait doublé l'impédance d'entrée de l'antenne. Ceci s'explique par le fait qu'une alimentation radiale traditionnelle aurait rompu la symétrie cylindrique de la structure et donc du rayonnement, et aurait en plus accru la fragilité mécanique. L'évolution de la structure par conformation du plan de masse est présentée dans la figure 3.3.

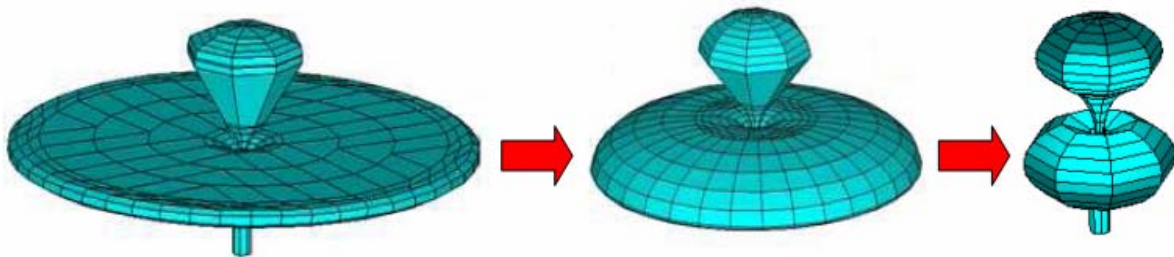


Fig. 3.3 : Passage du monocône au bicône : conformation du plan de masse.

Des modifications de l'élément rayonnant sont également indispensables. En effet, le cône est plein, donc relativement lourd. Ceci accroît la fragilité de la structure au niveau de l'apex. La modification consiste à enlever la matière à l'endroit où la densité de courant est relativement faible afin d'alléger la structure et par conséquent réduire sa fragilité sans affecter la performance de l'antenne. Des modifications similaires sont également effectuées sur le plan de masse du bicône (Figure 3.4).

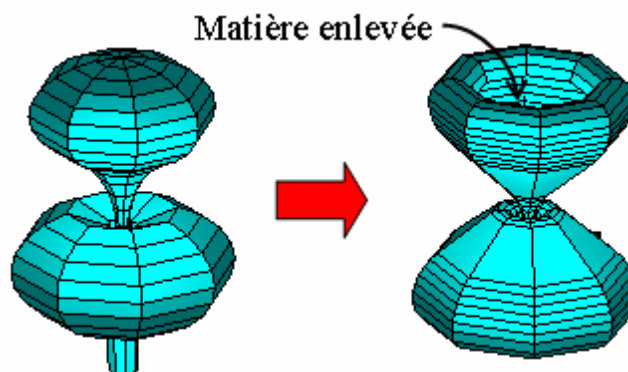


Fig. 3.4 : Réduction de la quantité de matière.

Au fur et à mesure de la réduction de la quantité de matière, on a calculé le moment d'inertie et le poids de l'antenne en considérant différents matériaux (laiton, aluminium) afin

de déterminer les conséquences de cette modification de point de vue robustesse. La structure finalement adoptée, après avoir enlevé une quantité significative de matière, est présentée figure 3.5. La partie métallique est de 2 mm d'épaisseur. Dans cette structure deux paramètres jouent un rôle significatif sur la performance de l'antenne : la longueur caractéristique  $L_c$  et le demi-angle d'ouverture  $\alpha$ .

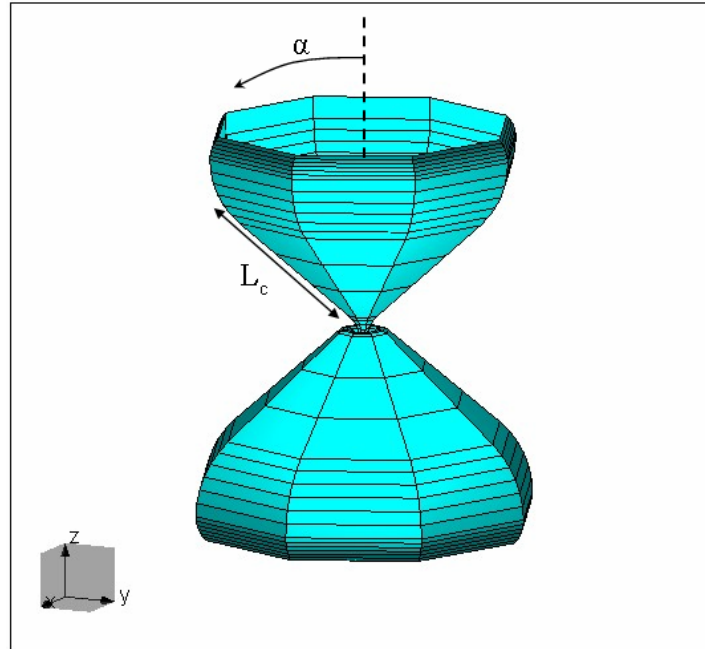


Fig. 3.5 : Structure biconique adoptée.

La fréquence de coupure basse est principalement contrôlée par le paramètre  $L_c$  et décroît avec lui. A titre d'exemple, la figure 3.6 donne le coefficient de réflexion  $S_{11}$  pour deux valeurs de  $L_c$ . La valeur de  $\alpha$  est fixée à  $40^\circ$  dans les deux cas.

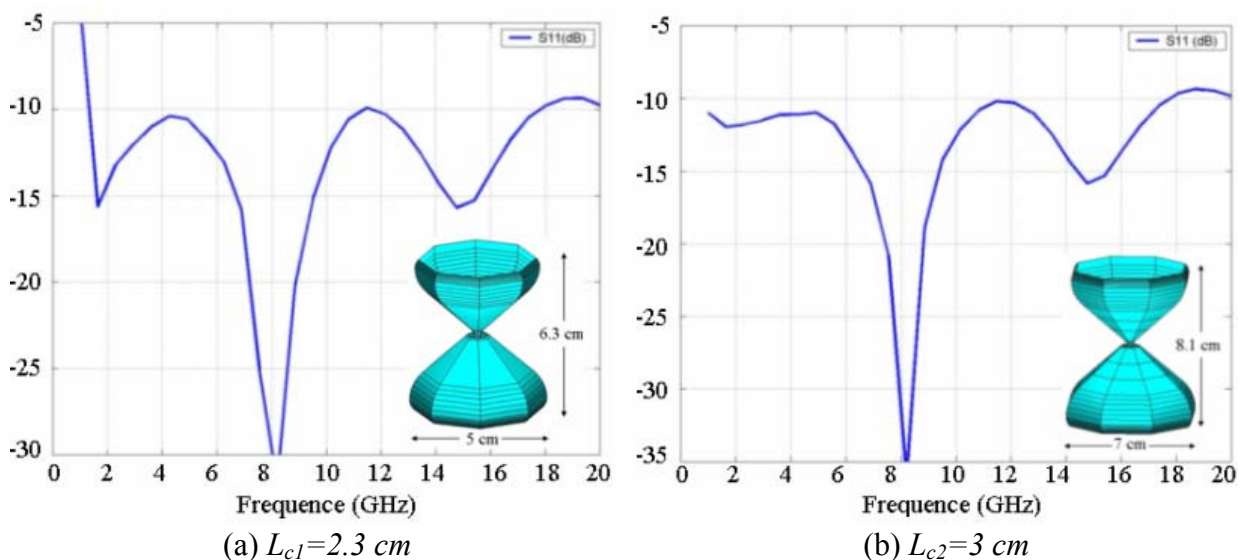


Fig. 3.6 : Influence de la longueur caractéristique sur le coefficient de réflexion (simulé) ( $L_{c2} > L_{c1}$ ,  $\alpha = 40^\circ$ ).

Afin d'étudier l'influence de  $\alpha$ , la longueur caractéristique a été fixée à  $L_{c2}$ . Quatre valeurs différentes de  $\alpha$  ( $45^\circ$ ,  $50^\circ$ ,  $55^\circ$  et  $60^\circ$ ) ont été testées (Figure 3.7)

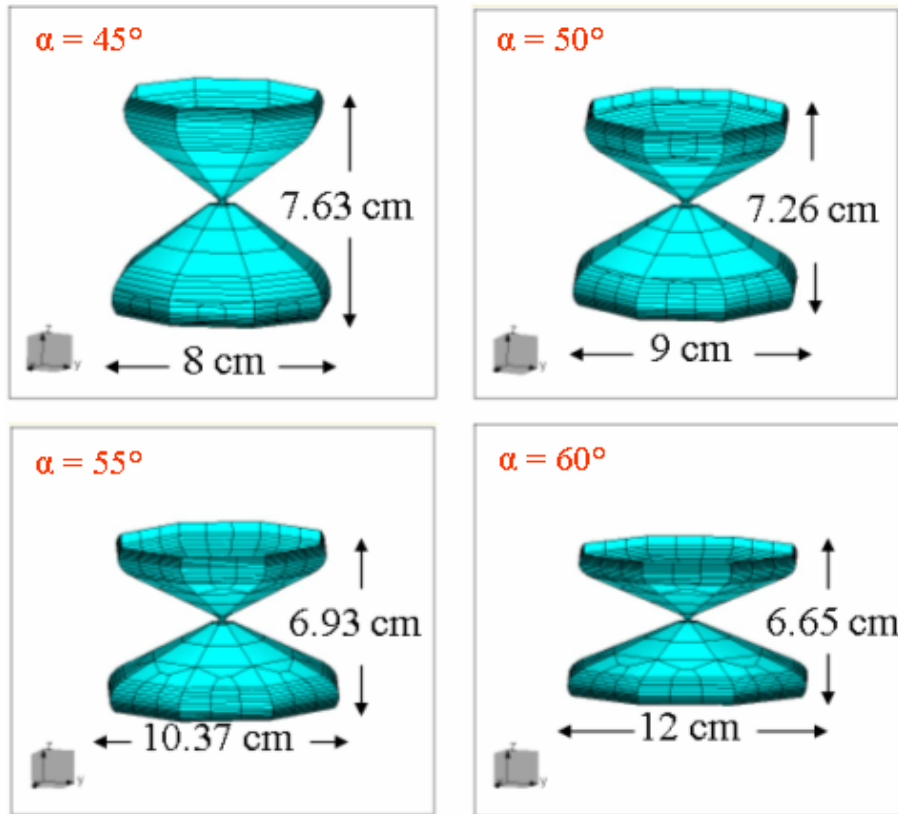


Fig. 3.7 : Bicônes pour  $\alpha = 45^\circ, 50^\circ, 55^\circ, 60^\circ$ .

L'augmentation de  $\alpha$  se traduit en termes d'adaptation par une légère augmentation de la fréquence de coupure basse (Figure 3.8). En terme de gain, avec l'augmentation de  $\alpha$ , le bicône devient de plus en plus directif et par conséquent le gain augmente. Ceci se voit davantage sur les fréquences hautes (Figure 3.9).

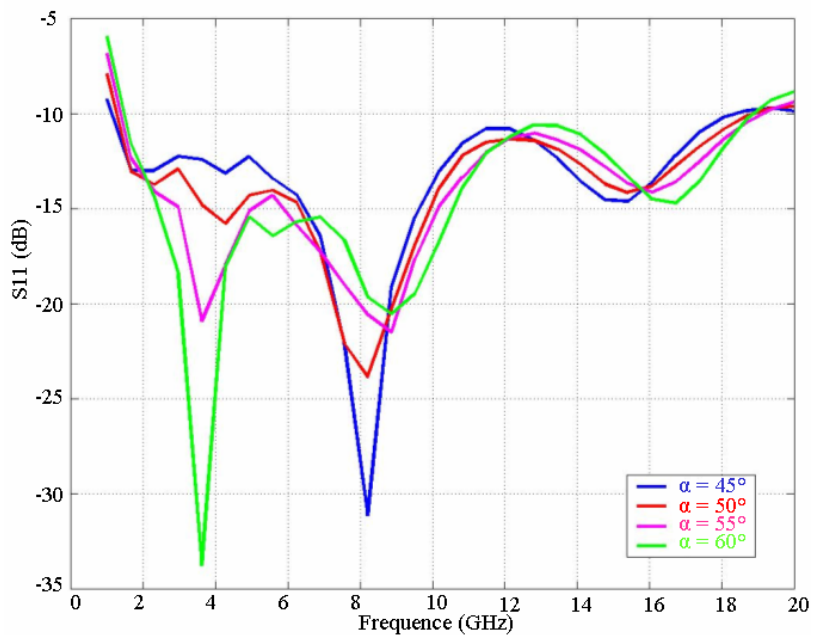


Fig. 3.8 : Effet de  $\alpha$  sur l'adaptation du bicône (simulation).

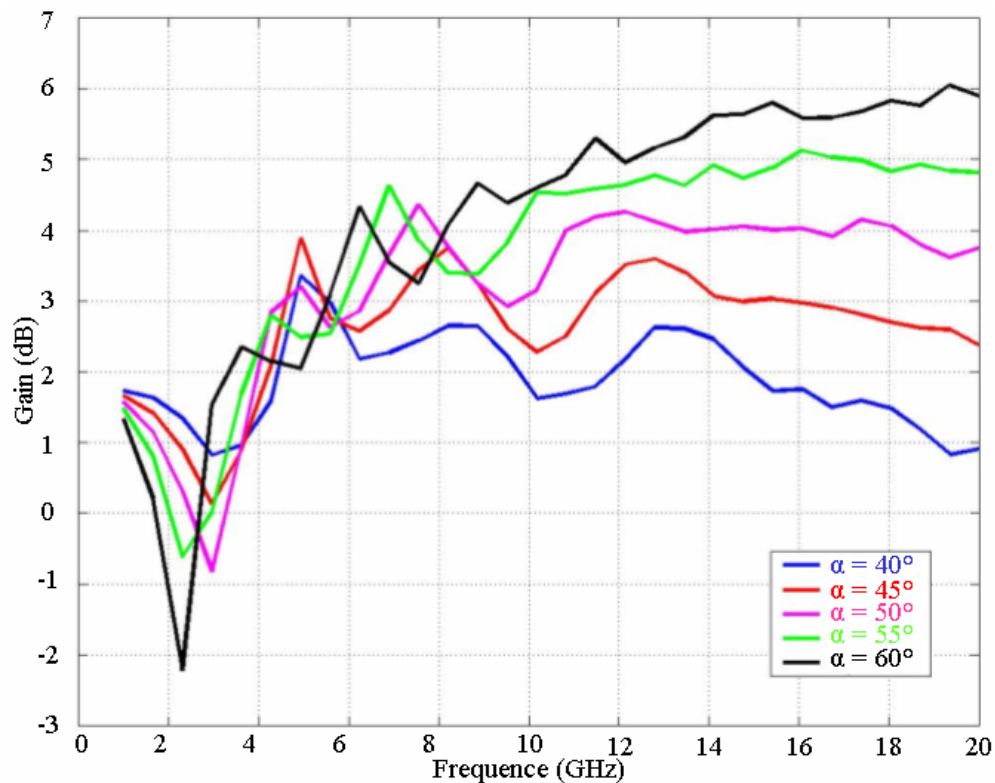


Fig. 3.9 : Effet de  $\alpha$  sur le gain du bicône (simulation).

Les valeurs optimales de ces deux paramètres, au regard de l'adaptation et de la stabilité du gain, ont été déterminées par simulation. La valeur optimale de  $\alpha$  est de  $48.5^\circ$  et celle de  $L_c$  est de 3.5 cm. La structure finale obtenue est présentée dans la figure 3.10 avec ses dimensions.

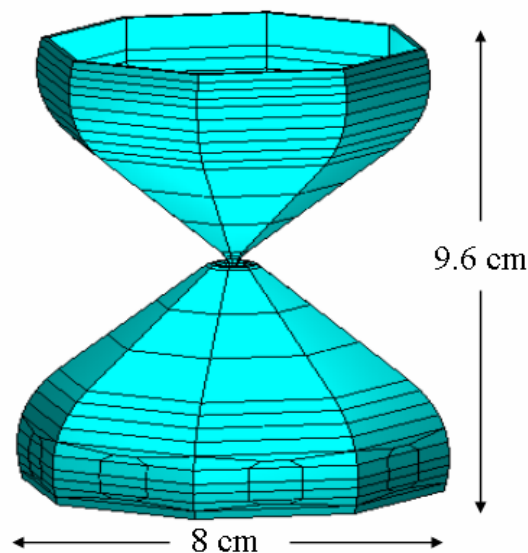


Fig. 3.10 : Structure finale après optimisation.

On précise que la fabrication des deux prototypes de cette structure a été faite au sein d'une société de mécanique de précision par usinage dans une tige cylindrique en métal. Le métal utilisé est l'aluminium qui se caractérise, par rapport au laiton, par une masse volumique nettement inférieure ( $2700 \text{ Kg/m}^3$  pour l'aluminium comparé à  $8400 \text{ Kg/m}^3$  pour le laiton) et une rigidité supérieure.

Malgré la réduction relative de la fragilité de la structure biconique, un système de protection a été conçu afin d'assurer une bonne robustesse de l'antenne. Le système adopté est détaillé dans la figure 3.11. Il consiste en trois parties en mousse et une boîte cylindrique en plastique (polypropylène rigide). La mousse utilisée a une faible permittivité ( $\epsilon_r = 1.08$ ) afin de ne pas affecter la performance de l'antenne. Le rôle des parties en mousse est de stabiliser et de protéger le bicône à l'intérieur de la boîte. La boîte en plastique est de 10 cm de diamètre, de 13 cm de hauteur et de 1.6 mm d'épaisseur. Un disque en plexiglass d'1 cm d'épaisseur permet de fermer la boîte et de rigidifier l'ensemble. Pour alimenter l'antenne, une traversée de cloison est placée dans le disque et un câble permet de la relier au connecteur du bicône.

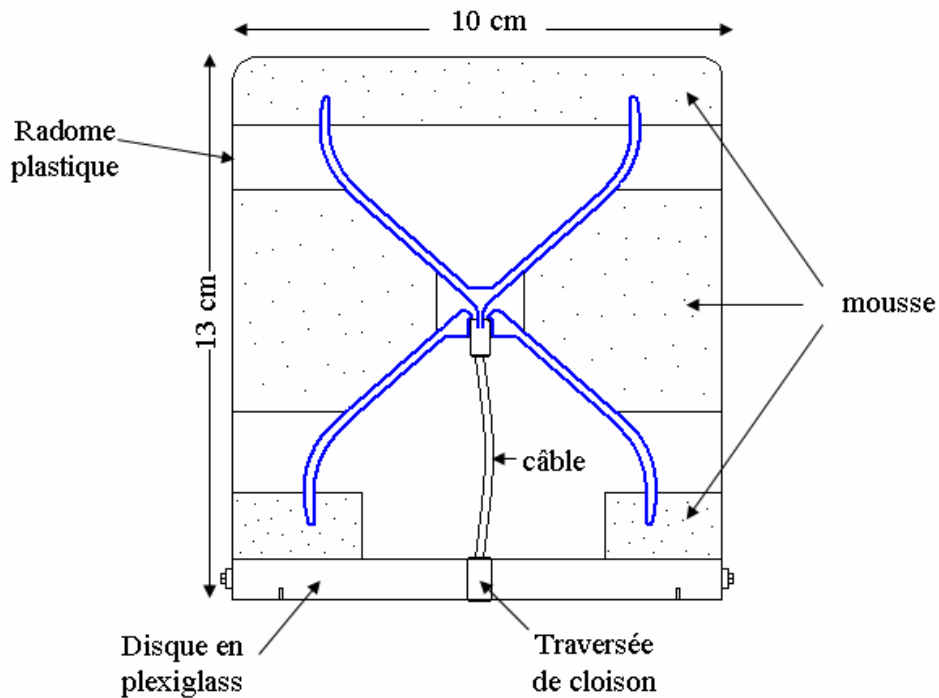


Fig. 3.11 : Bicône avec son système de protection.

Ainsi deux prototypes ont été réalisés suivant la démarche expliquée. L'un d'eux est présenté dans la figure 3.12.

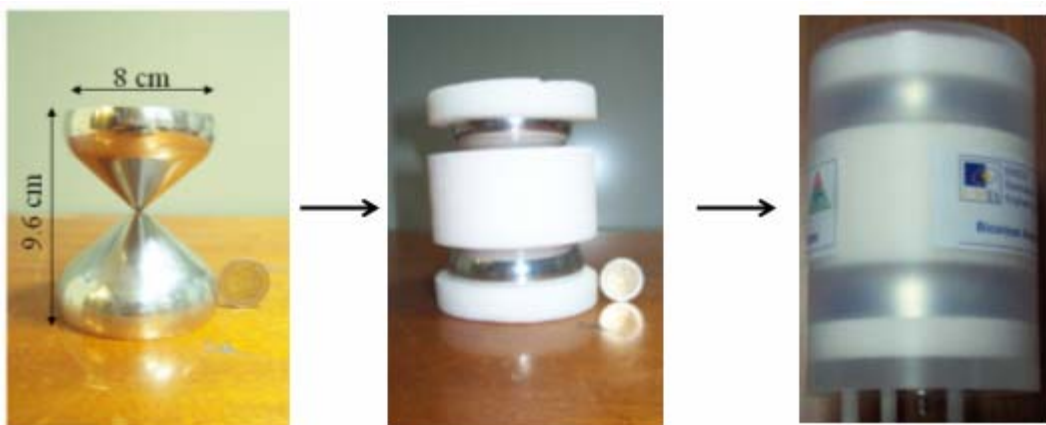


Fig. 3.12 : Prototype réalisé du Bicône.

Dans la partie suivante, on présente les résultats de mesure des prototypes réalisés.

### 3.1.4 Performance

Commençons tout d'abord par souligner un point important concernant la simulation de l'antenne biconique. Le logiciel utilisé est WIPL-D<sup>®</sup>. Afin d'avoir des résultats de simulation précis, il est indispensable d'éloigner le générateur discret du plan de calibration de l'antenne dans le but de supprimer les modes supérieurs. Ainsi, une ligne coaxiale d'environ 2 cm de longueur a été utilisée pour exciter le bicône (Figure 3.13). Les résultats de simulation seront obtenus dans le plan de référence du générateur et il est relativement facile de changer de plan de référence (en soustrayant l'effet de la ligne coaxiale) afin d'avoir les résultats dans le plan de référence de l'antenne. En revanche, cette ligne coaxiale de dimensions non négligeables, intervient d'une manière significative dans le rayonnement global de la structure. Elle se comporte comme un monopole qui rayonne dans une bande étroite autour de sa fréquence de résonance (vers 3 GHz). Dans le cas de notre structure, ce problème n'était pas particulièrement gênant, étant donné que la ligne coaxiale d'excitation est entièrement cachée derrière le plan de masse de celui-ci (Figure 3.13). Cependant, ce problème devient plus gênant pour des antennes de petite taille en l'absence de symétriseur (*balun*).

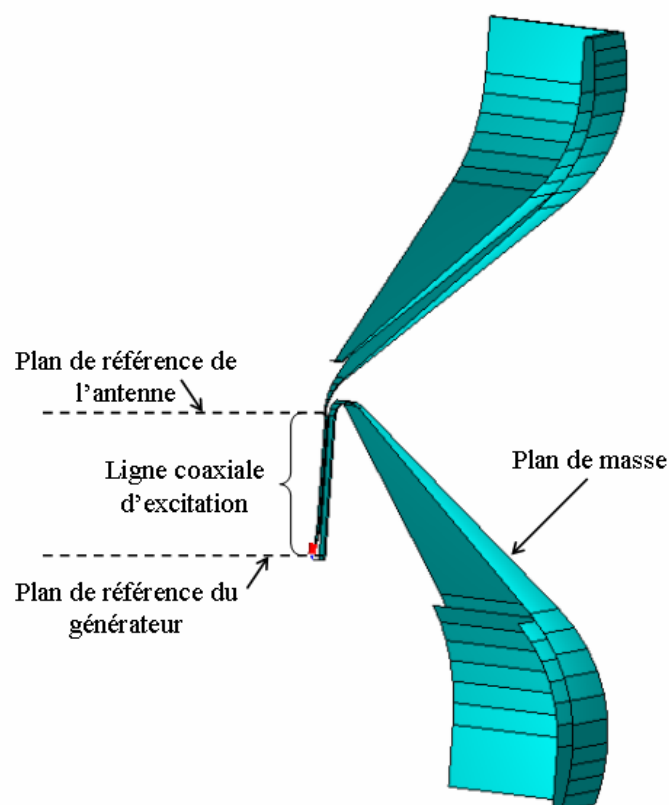


Fig. 3.13 : Un quart de la structure « bicône + ligne coaxiale d'excitation ».

On présente dans la suite les résultats de mesure des prototypes réalisés. La figure 3.14 montre le coefficient de réflexion mesuré des deux prototypes.

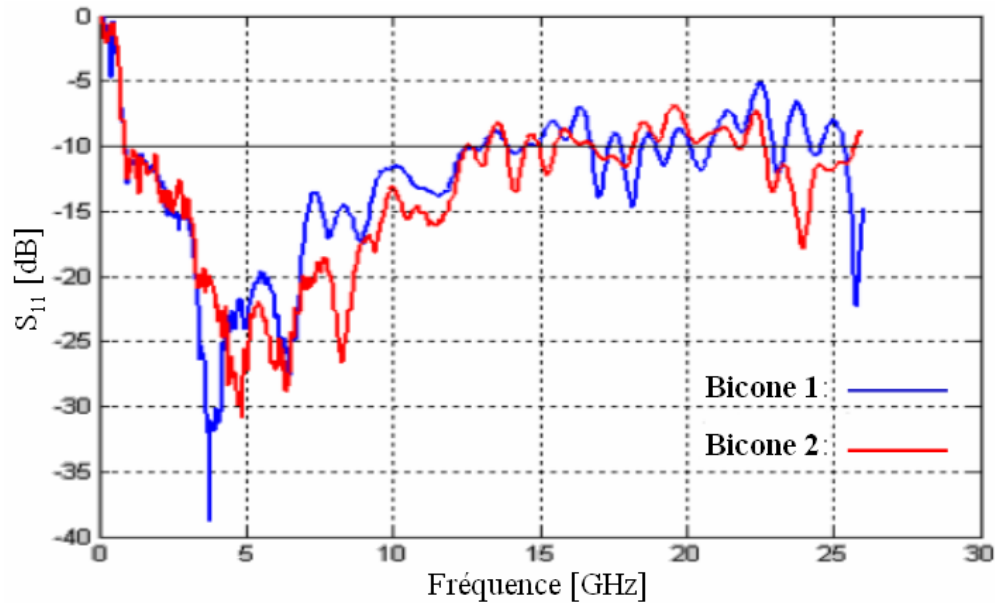


Fig. 3.14 : Coefficient de réflexion mesuré des deux prototypes réalisés.

Les courbes du coefficient de réflexion des deux prototypes ne sont pas parfaitement identiques. En revanche, la bande d'adaptation à  $-10$  dB est strictement la même. Les deux prototypes sont adaptés entre 800 MHz et 13.3 GHz, et ont donc, de ce point de vue, un comportement meilleur que celui exigé au départ (bande d'adaptation de 1-11 GHz à  $-10$  dB). Le tableau suivant résume les bandes d'adaptation des deux prototypes pour différentes valeurs du rapport d'ondes stationnaires (ROS).

ROS	Bande d'adaptation : $f_{\min}$ - $f_{\max}$ (GHz)					
	< 2.7	< 2.5	< 2.3	< 2	< 1.6	< 1.43
Bicone 1	0.74 - 22	0.77 - 16.2	0.79 - 15.3	<b>0.80 - 13.3</b>	2.1 - 9.5	2.5 - 7.1
Bicone 2	0.73 - > 26	0.74 - 19.4	0.79 - 19.2	<b>0.80 - 13.3</b>	2.0 - 12.2	3.1 - 9.7

Les résultats de mesure concernant le gain, la distorsion et le diagramme de rayonnement sont présentés par la suite uniquement pour un seul prototype, vu que l'analyse de ces grandeurs a révélé une différence négligeable entre les deux prototypes.

Sur la figure 3.15, on trace le gain réalisé en élévation (a) et en azimut (b) pour plusieurs fréquences. Comme prévu, le diagramme de rayonnement dans les deux plans (élévation et azimut) est relativement stable sur toute la bande d'adaptation. Le lobe est bien centré à l'horizontal. Le gain maximal quant à lui est de  $2 \text{ dBi} \pm 1.5 \text{ dB}$  dans la bande d'adaptation (Figure 3.16).

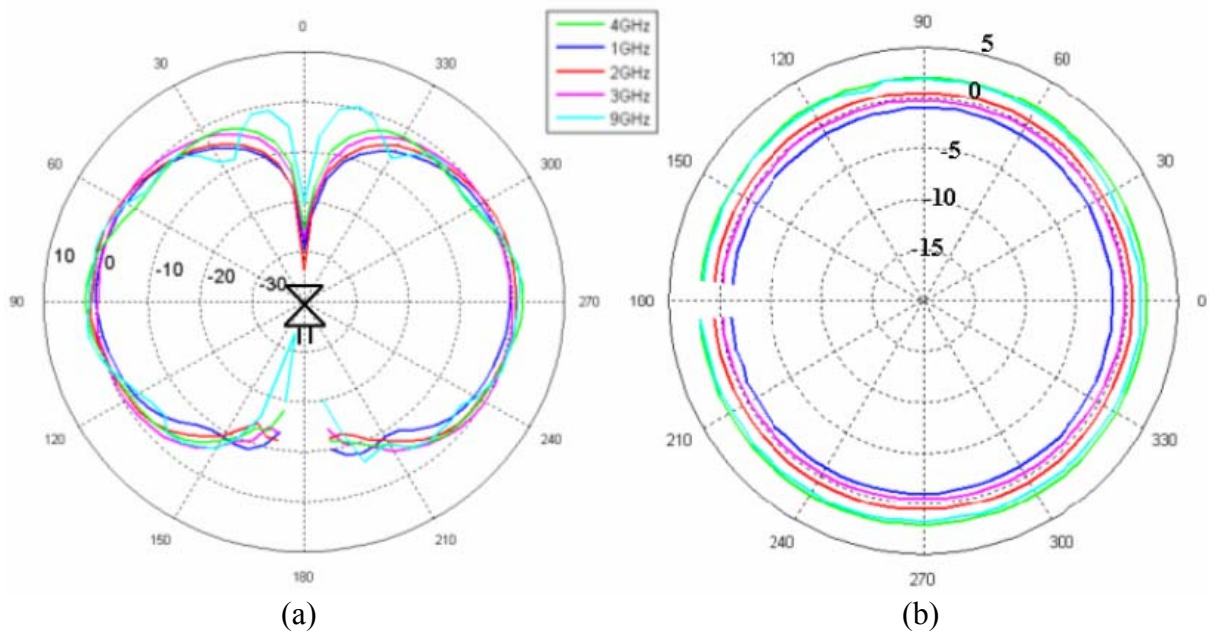


Fig. 3.15 : Diagramme de rayonnement mesuré du bicône : (a) en élévation, (b) en azimut. 1 GHz (bleu), 2 GHz (rouge), 3 GHz (magenta), 4 GHz (vert) et 9 GHz (cyan).

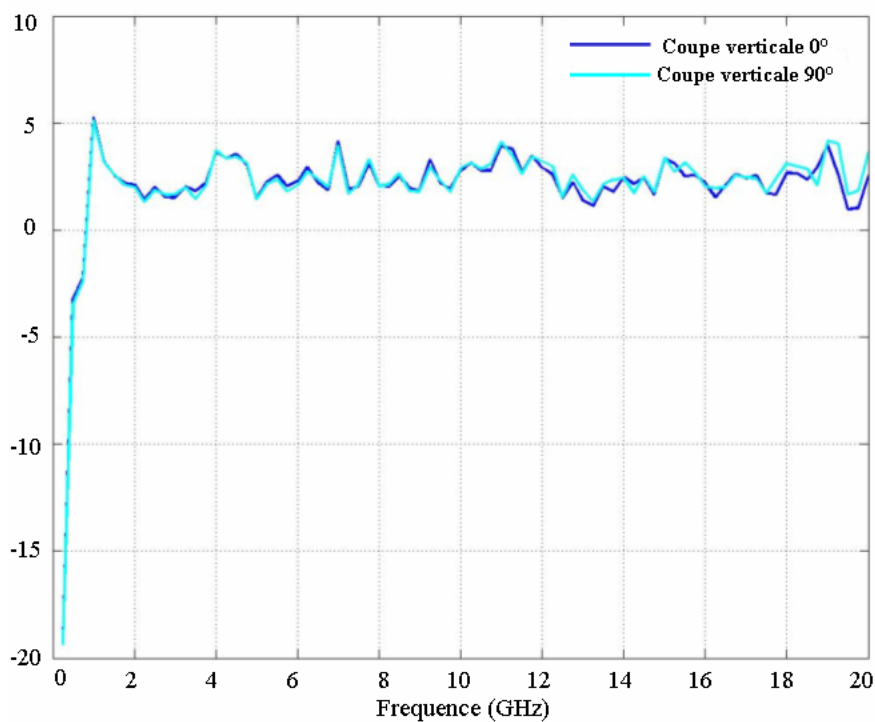


Fig. 3.16 : Gain maximal mesuré dans deux plans de coupe verticale.

On peut également tracer un diagramme de rayonnement moyenné en fréquence. Le gain moyenné sur différentes bandes de fréquences est présenté dans la figure 3.17. L'ouverture à  $-3$  dB calculée à partir du diagramme moyen est d'environ  $80^\circ$ .



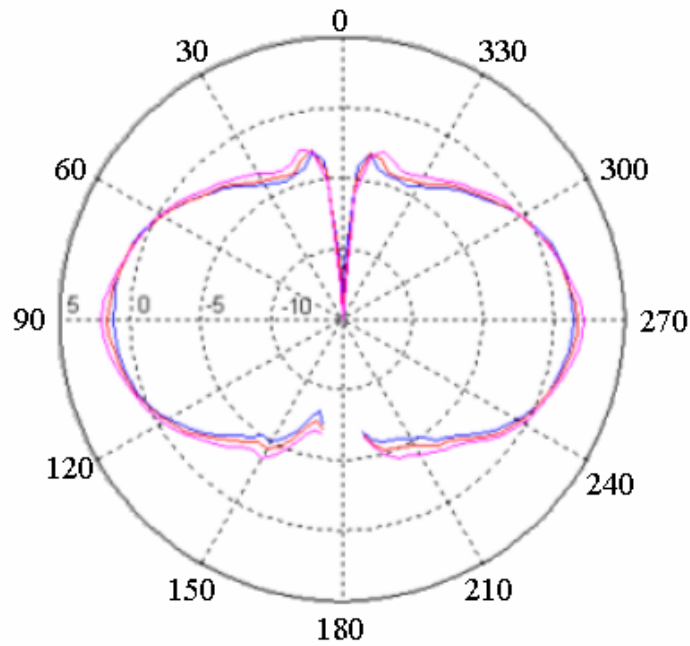


Fig. 3.17 : Gain (en élévation) moyenné sur la bande : DC-20 GHz (bleu), DC-16 GHz (rouge) et 0.75-13 GHz (magenta).

Afin de quantifier la distorsion introduite par le bicône, on utilise les outils d'analyse temporels présentés dans le chapitre précédent. On présente dans la figure 3.18, la forme d'onde rayonnée par le bicône dans la direction horizontale ( $\theta = 90^\circ$ ), le signal d'excitation étant un sinus cardinal sur la bande [0.25-20] GHz. On constate que la distorsion introduite par le bicône dans la direction horizontale est négligeable. Une analyse plus complète de la distorsion du bicône fait appel à la fidélité relative  $FR$  qui permet de quantifier la fidélité de l'antenne dans un plan entier. Ainsi, on trace dans la figure 3.19, la  $FR$  du bicône en élévation. Cette fidélité est respectée sur une large ouverture angulaire (qui dépend bien entendu du seuil de référence choisi).

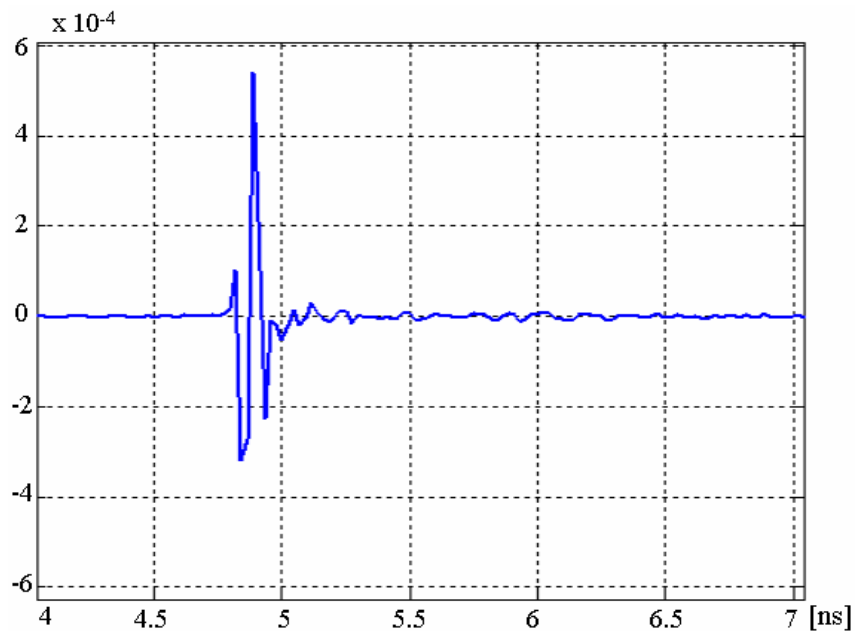


Fig. 3.18 : Signal rayonné par le bicône dans la direction horizontale ( $\theta = 90^\circ$ ).

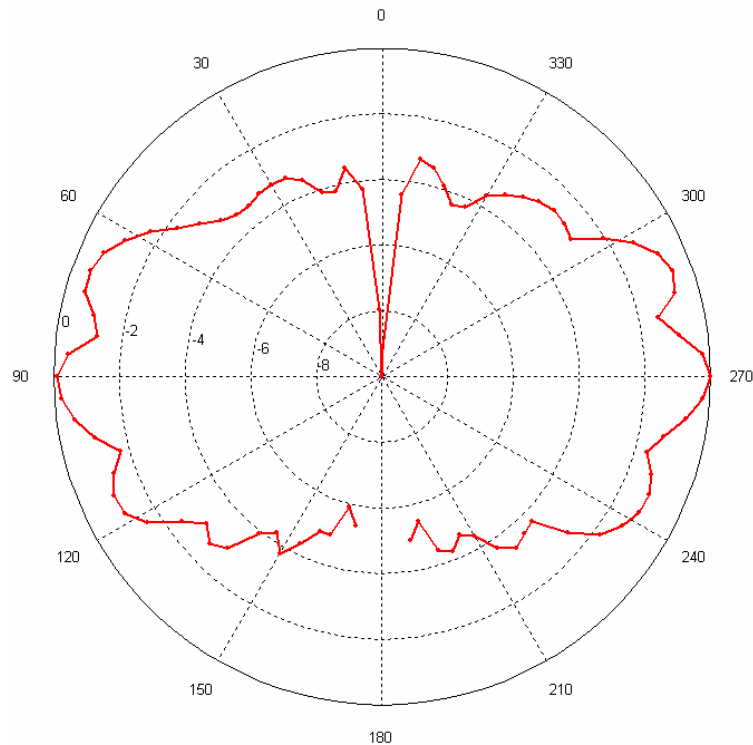


Fig. 3.19 : Fidélité relative (dB) du bicône en élévation.

### 3.1.5 Conclusion

En conclusion, les performances du bicône réalisé sont très satisfaisantes dans le contexte applicatif pour lequel cette antenne a été conçue. Le seul inconvénient, qui empêche d'envisager cette classe d'antennes pour des applications grand public, ne nécessitant pas forcément d'antennes à faible encombrement, est leur coût de fabrication élevé. Ce dernier point n'était pas particulièrement contraignant dans notre cas, mais notons tout de même qu'il est possible d'envisager d'autres techniques de fabrication permettant de réduire considérablement le coût. En effet, dans le profil du bicône réalisé la partie métallique est assez fine (2 mm d'épaisseur), ce qui nous laisse envisager une fabrication partielle du bicône par emboutissage de feuille métallique. Ce procédé de formage par déformation plastique des métaux [5] est une technique de production industrielle bien appropriée à la production de masse. On peut aussi penser à une réalisation à base de mousses métallisées déformables.

## 3.2 Réseaux de bicônes

### 3.2.1 Contexte applicatif

L'intérêt pour les systèmes à antennes multiples est de plus en plus ressenti dans le monde moderne des télécommunications. Ainsi, afin de caractériser le canal multi antennes, nous avons réalisé dans le cadre du projet PULSERS un système à 4 antennes. Il s'agit plus précisément d'un réseau en forme d'une pyramide. L'antenne élémentaire est le bicône que l'on vient de présenter. La figure 3.20 résume la géométrie du réseau à réaliser : L'antenne au sommet est fixe. Les trois autres bicônes forment la base (en forme d'un triangle équilatéral)

de la pyramide. Avec des modifications relativement simples, on doit pouvoir former avec ces trois bicônes trois bases de tailles différentes (60 cm, 40 cm et 20 cm de coté). En plus, chaque base doit être positionnée à la hauteur appropriée par rapport au sommet de manière à former un tétraèdre régulier.

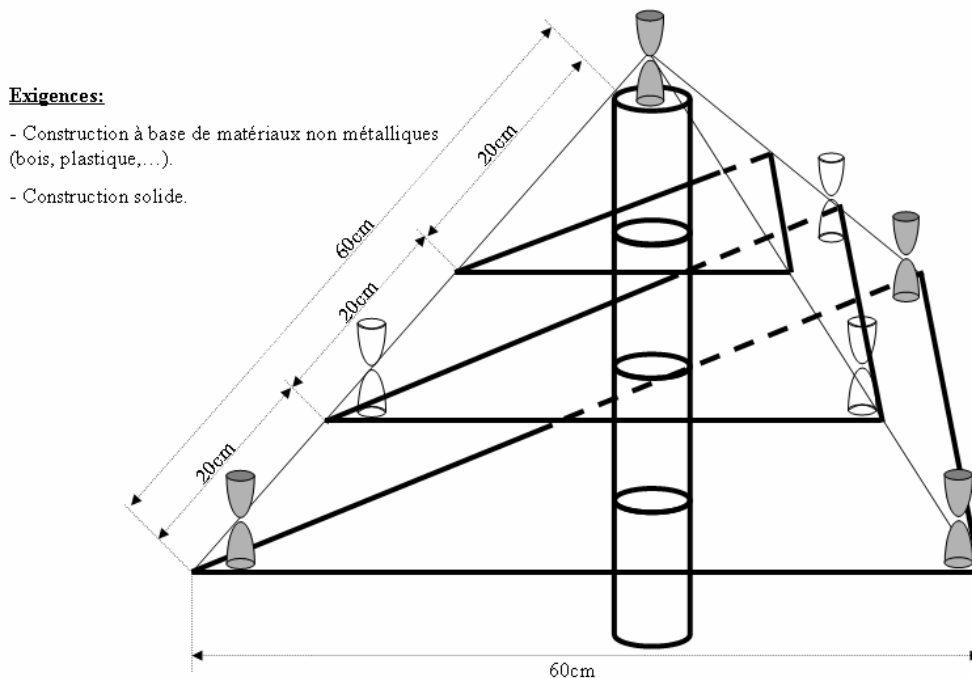


Fig. 3.20 : Géométrie du réseau de bicônes à réaliser.

### 3.2.2 Conception

Une idée pour la réalisation du réseau aurait pu être d'envisager un système avec des barres (en bois par exemple) formant les arêtes du tétraèdre. Avec les barres on aurait formé le tétraèdre ayant la plus grande taille (60 cm de coté) et puis par un système de coulissage approprié on aurait déplacé les trois bicônes de la base afin de former les deux autres tétraèdres. Cette solution, loin d'être la plus simple à réaliser, se caractériserait par une signature électromagnétique non négligeable.

L'une des contraintes importantes de conception étant de minimiser la signature électromagnétique de la monture, la solution suivante a été adoptée : On a fixé le bicône du sommet sur un tube solide en PVC (Figure 3.21(a)). Ce tube a été maintenu vertical par un support en plexiglass. Il s'agit plus précisément d'un support circulaire d'un diamètre suffisant afin de maintenir l'équilibre du réseau) (Figure 3.21(b)). Ce tube a occupé en quelque sorte la place de la hauteur virtuelle du tétraèdre. Les trois autres antennes ont été positionnées dans les trois coins d'un plateau triangulaire formant la base du tétraèdre (Figure 3.22). On a fabriqué trois plateaux différents de 60 cm, 40 cm et 20 cm de coté, respectivement. Le matériau utilisé pour réaliser les plateaux a été choisi de manière à minimiser la signature électromagnétique tout en gardant une robustesse minimale. Les trois plateaux ont été troués au centre afin de faire passer le tube tenant le bicône du sommet. Dans le trou central de chaque plateau, on a fixé un anneau circulaire en bois auquel a été ajouté un autre anneau circulaire en plexiglass, l'idée étant de maintenir chaque plateau à la hauteur appropriée par frottement entre l'anneau en bois et le tube central en PVC. Afin de renforcer le maintien des plateaux aux hauteurs correspondantes, une fixation par vis a été prévue. (Figure 3.23).

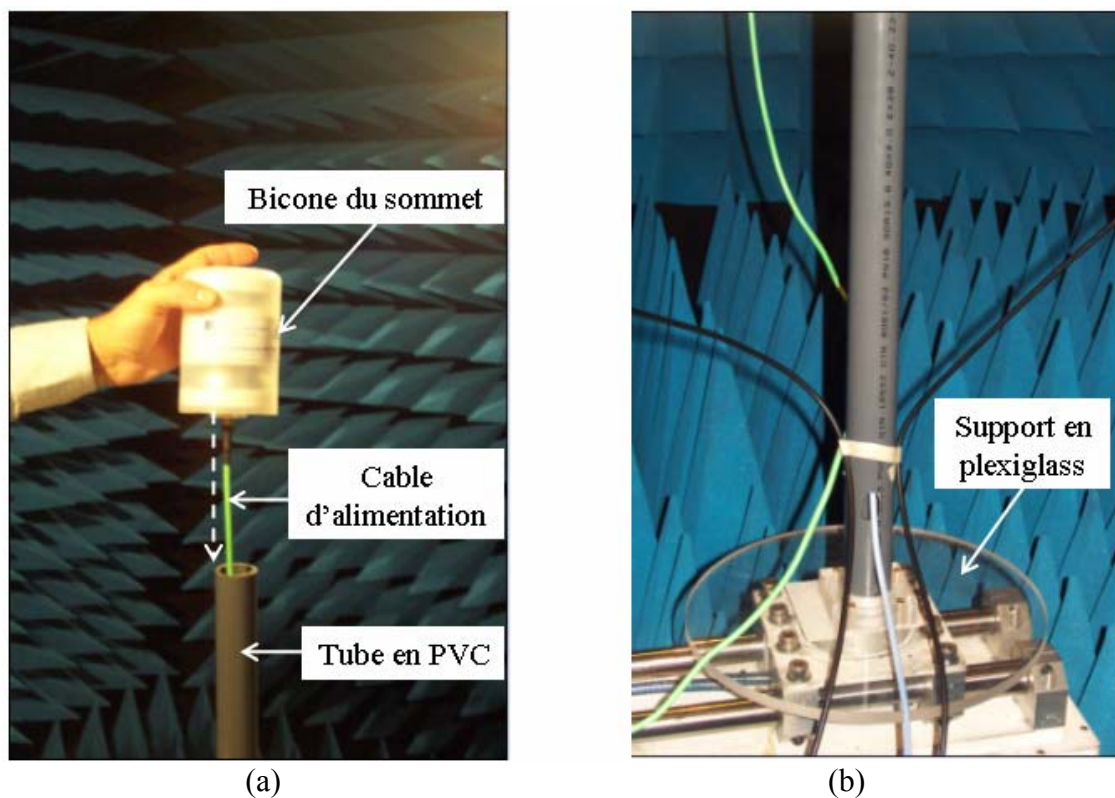


Fig. 3.21 : (a) Fixation du bicône du sommet, (b) Support du réseau.

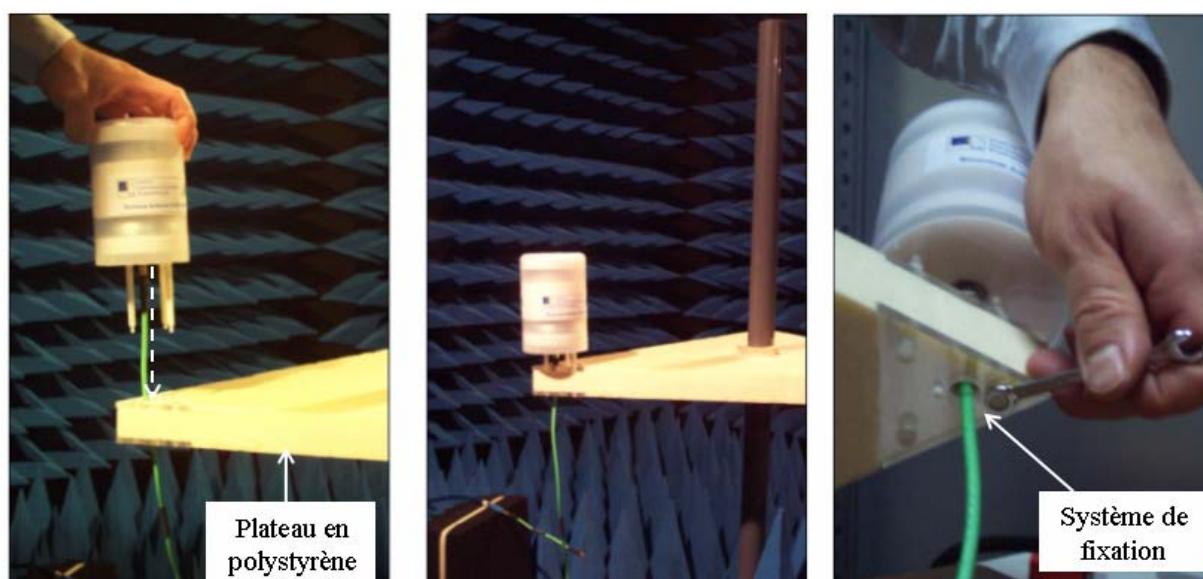


Fig. 3.22 : Fixation d'un bicône dans un coin du plateau.

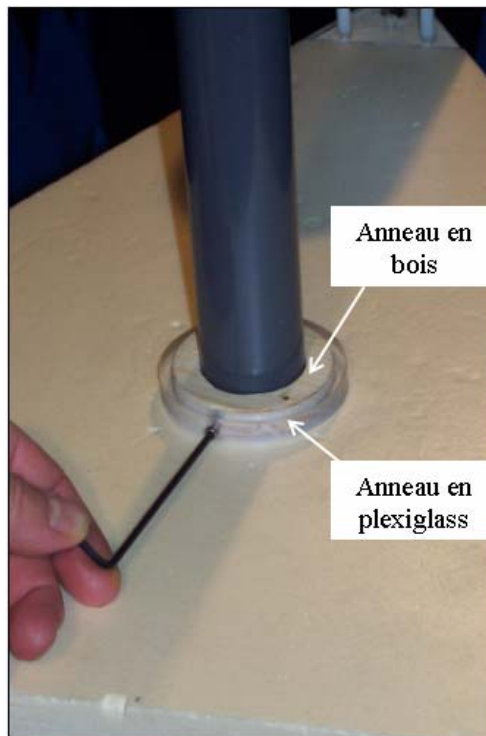


Fig. 3.23 : Fixation d'un plateau à la hauteur appropriée sur le tube central en PVC.

Afin de choisir le matériau le mieux adapté à la fabrication des plateaux, on a procédé à des tests comparatifs sur différents matériaux envisageables (bois, plexiglass et polystyrène extrudé). Une comparaison expérimentale entre ces matériaux a été effectuée dans une configuration similaire à celle envisagée dans le réseau c'est-à-dire en réflexion TM (Transverse Magnétique) « rasante ». La figure 3.24 montre la configuration de test dans le cas du bois.

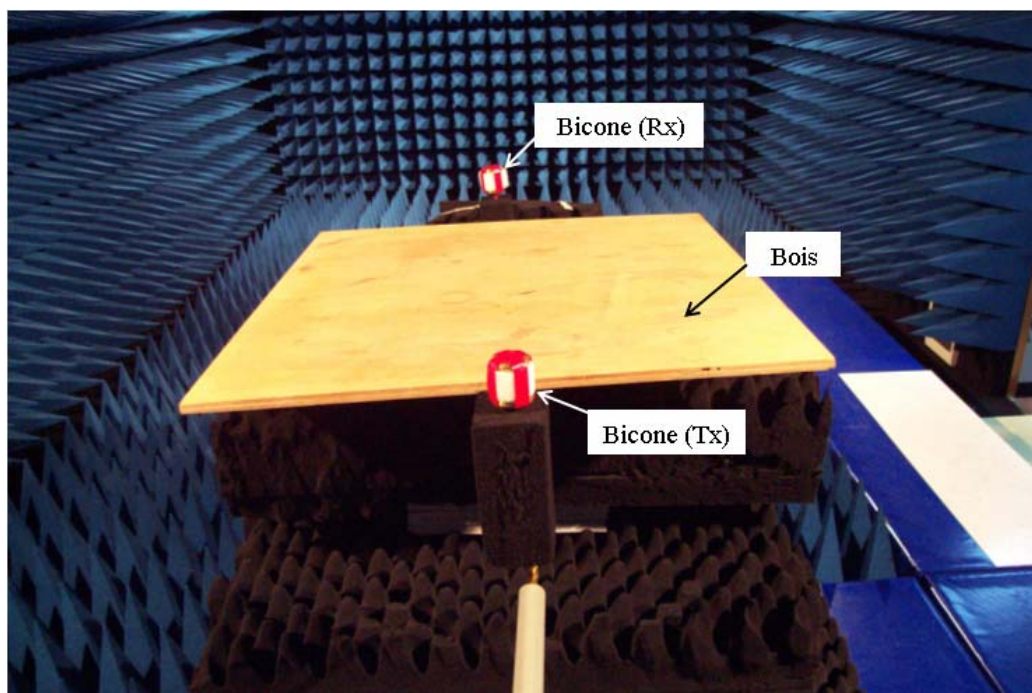


Fig. 3.24 : Test du bois pour la réalisation des plateaux.

On a testé dans cette configuration le bois (différents types de bois : contreplaqué...), le plexiglass et le polystyrène (extrudé). Précisons que les épaisseurs des trois matériaux testés étaient différentes, le but étant de comparer des matériaux à rigidité équivalente. On trace dans la figure 3.25 les résultats de mesure du coefficient de transmission  $S_{21}$  entre deux bicônes en présence de différents matériaux.

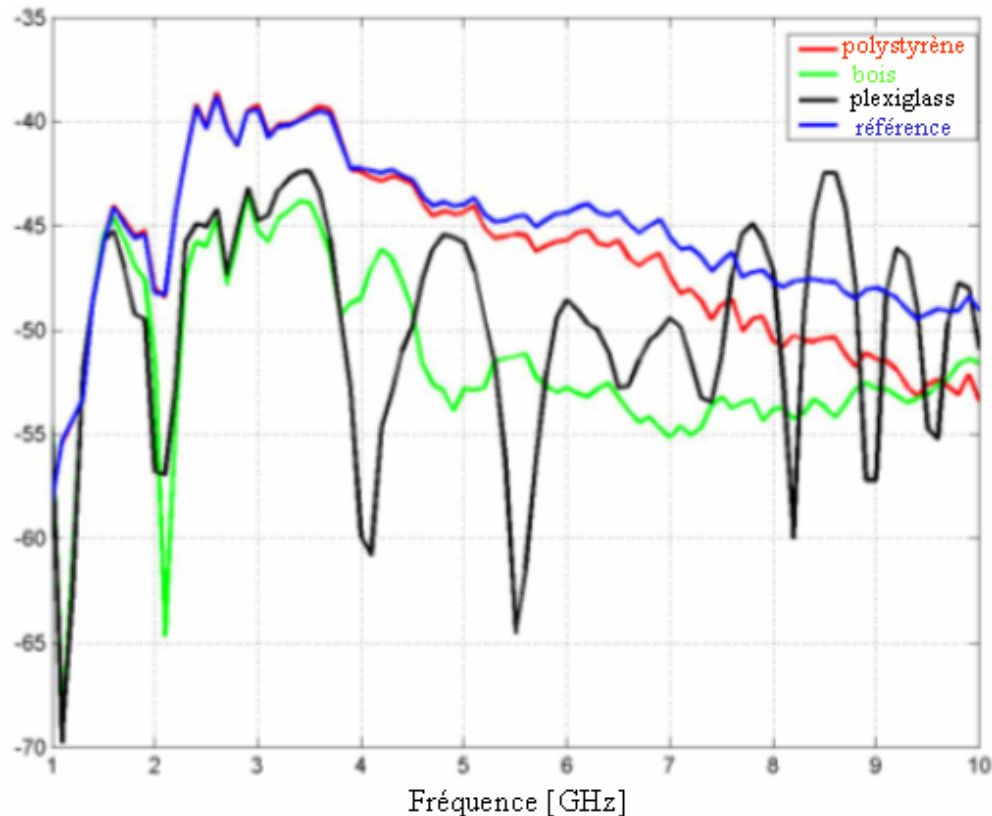


Fig. 3.25 :  $S_{21}$  mesuré pour différents matériaux.

Dans la figure 3.25, la courbe en bleu est la mesure de référence sans plateau. On constate d'après cette figure que l'utilisation du polystyrène offre une signature électromagnétique relativement faible comparé au bois ou au plexiglass, tout en garantissant une rigidité équivalente. Ainsi, les plateaux du réseau ont été fabriqués en polystyrène de 4 cm d'épaisseur.

Des mesures mettant en valeur l'influence du tube central en PVC ont été faites également. Le scénario de mesure est présenté dans la figure 3.26. Il s'agit d'un scénario similaire à celui du réseau. On présente dans la figure 3.27 le coefficient de transmission  $S_{21}$  entre deux bicônes en présence d'un tube en PVC placé à 20 cm du LOS (*Line Of Sight*) entre les deux antennes. La distance 20 cm correspond à celle qu'on aura dans la configuration avec le plateau de 40 cm. La comparaison avec la mesure de référence (sans tube) montre que l'influence de la présence du tube n'est pas significative.

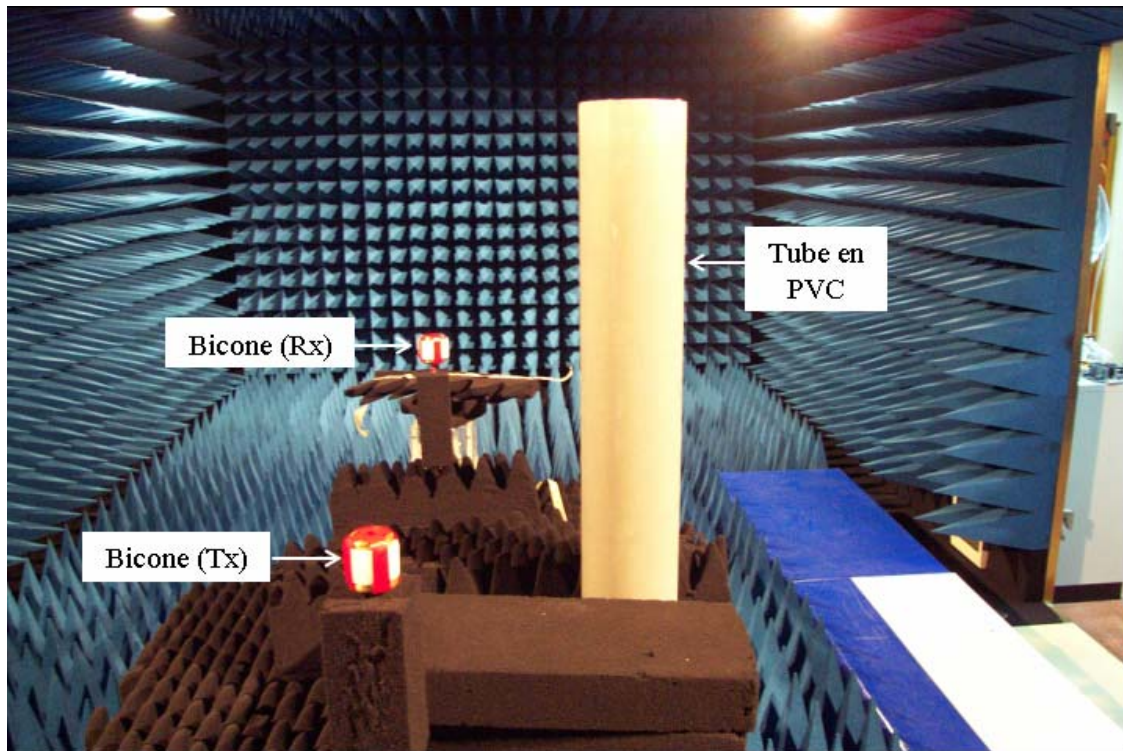


Fig. 3.26 : Scénario de mesure avec le tube en PVC.

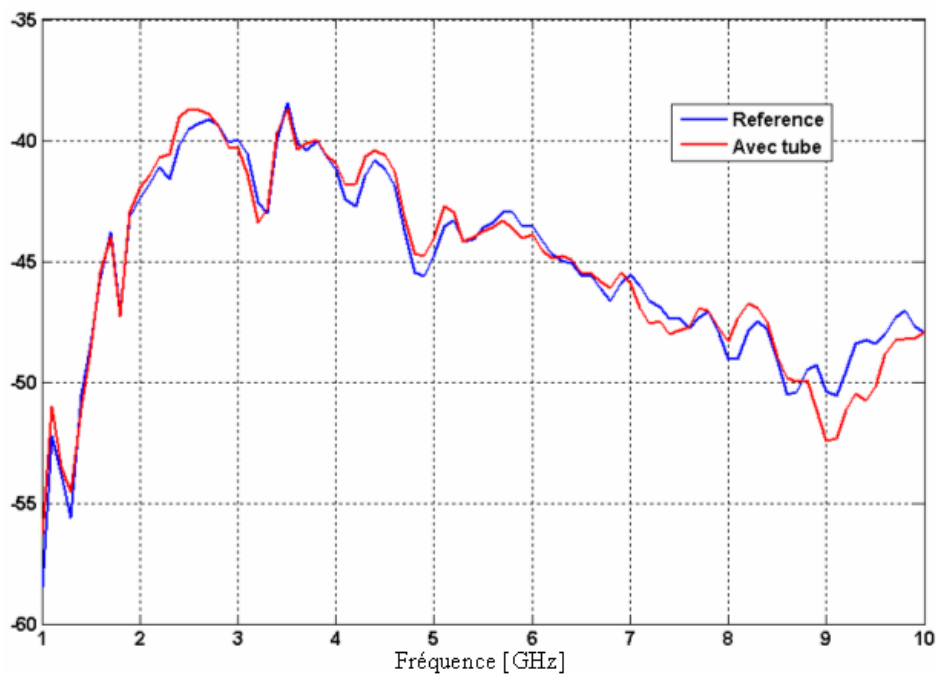


Fig. 3.27 : Coefficient de transmission mesuré en présence du tube en PVC.

La figure 3.28 présente les trois configurations du réseau réalisé.

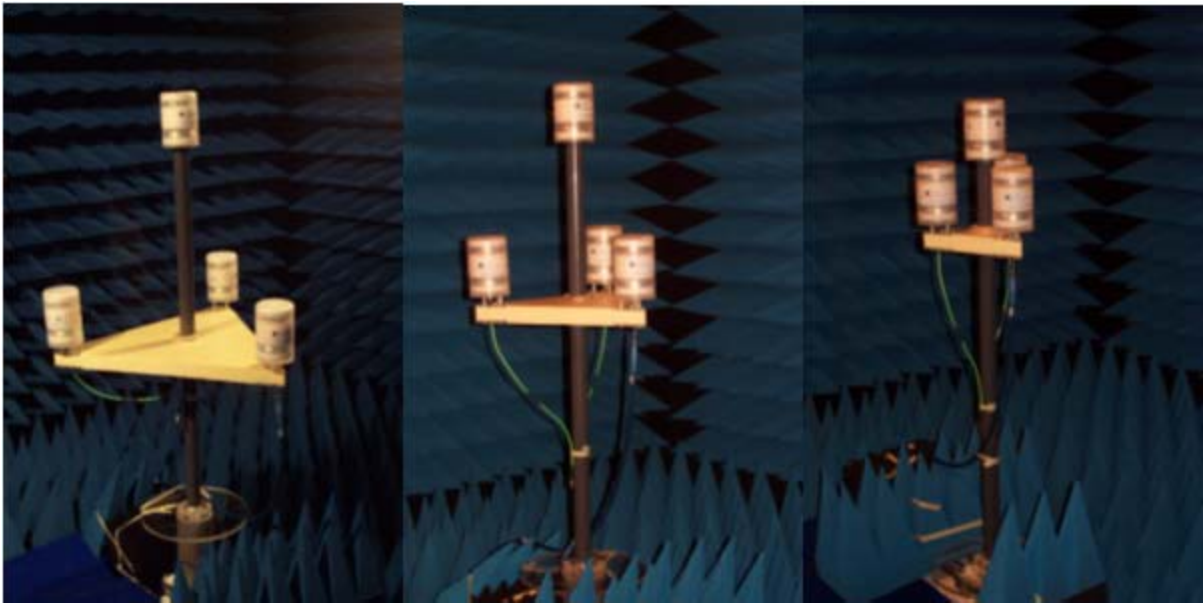


Fig. 3.28 : Configurations du réseau : Configuration 1 (trièdre 60 cm), configuration 2 (trièdre 40 cm et configuration 3 (trièdre 20 cm).

### 3.2.3 Performance

Quatre bicônes ont été fabriqués pour le réseau selon la même technique que celle utilisée pour les deux prototypes précédents. La figure 3.29 montre le coefficient de réflexion des quatre bicônes réalisés. Malgré une réalisation assez précise, les courbes de  $S_{11}$  des quatre prototypes ne sont pas parfaitement identiques.

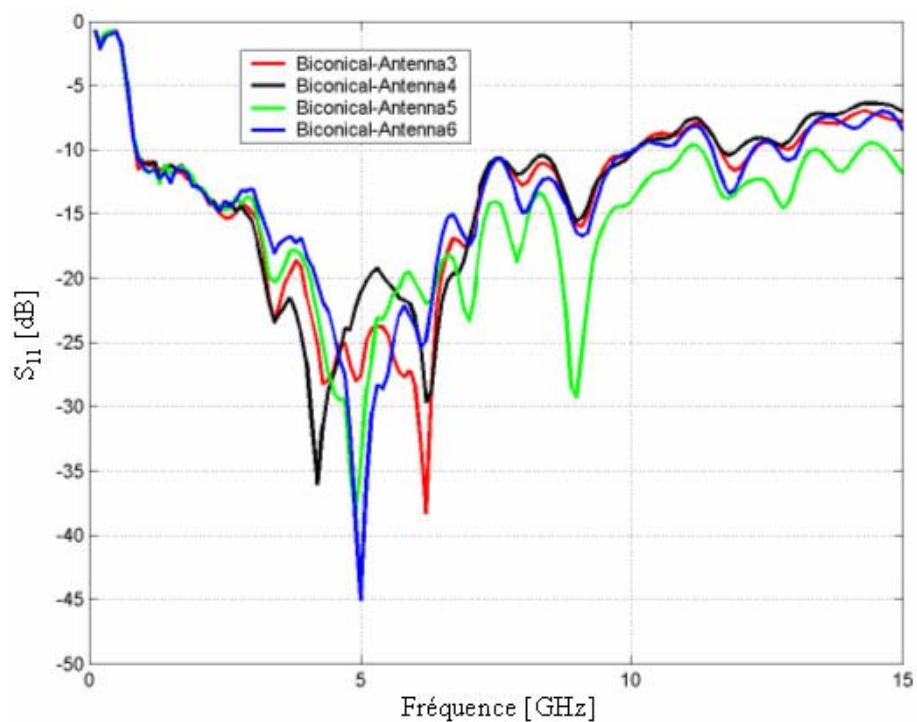


Fig. 3.29 : Coefficient de réflexion mesuré des quatre bicônes.



On présente par la suite les résultats de mesure dans le plan azimut ( $\theta = 90^\circ$  par rapport au repère de l'antenne) des bicônes dans le réseau. Les mesures ont été effectuées en fixant le réseau sur un système tournant motorisé. Le pas angulaire des mesures est de  $5^\circ$  et à l'angle 0 l'antenne sous test et l'antenne de référence sont en vue directe (LOS). Un décalage approprié du réseau est éventuellement effectué afin de placer le centre de phase de l'antenne à mesurer dans l'axe de rotation du système. Seule l'antenne à mesurer est alimentée, les autres étant connectées à des charges de  $50 \Omega$  (Figure 3.30).

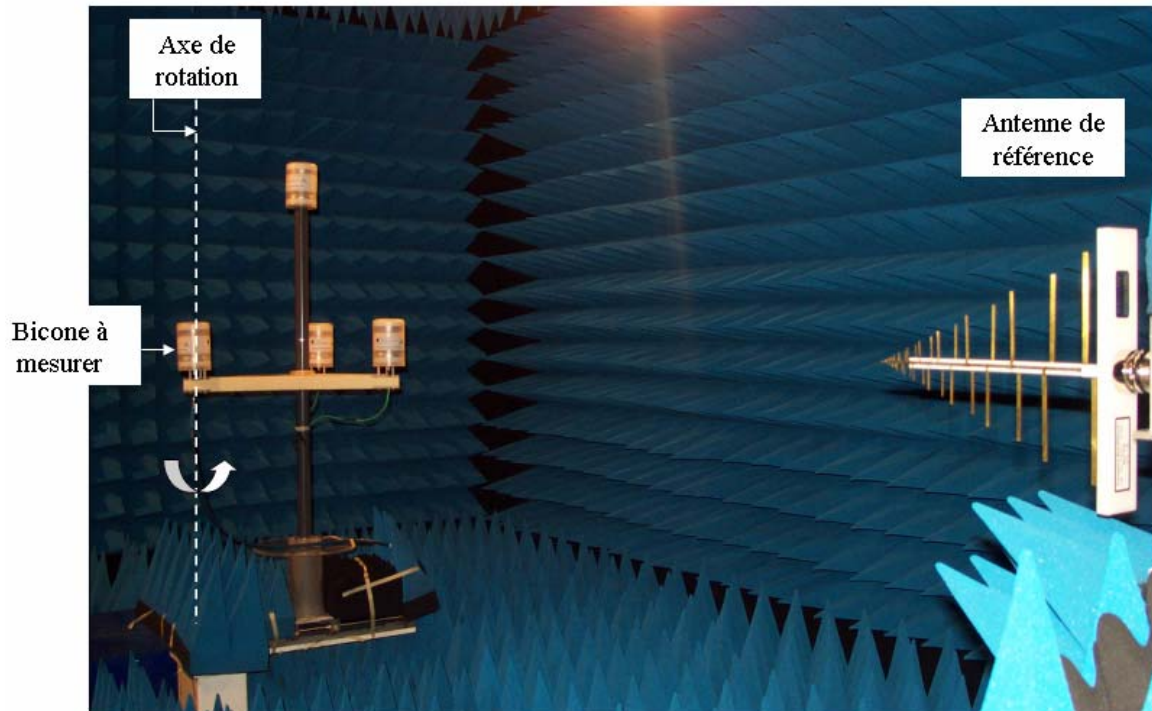


Fig. 3.30 : Configuration de mesure de bicône dans le réseau.

On numérote les quatre bicônes de 3 à 6, le bicône 6 étant l'antenne de sommet du réseau, les bicônes 3, 4 et 5 sont quant à eux placés sur le plateau. On trace dans la figure 3.31 le gain mesuré en azimut d'un des trois bicônes du plateau (Bicône 4) dans la configuration 1 (trièdre 60 cm) pour différentes fréquences. Dans les figures 3.32 et 3.33, on trace le gain mesuré en azimut de cette même antenne dans les configurations 2 (trièdre 40 cm) et 3 (trièdre 20 cm) respectivement.

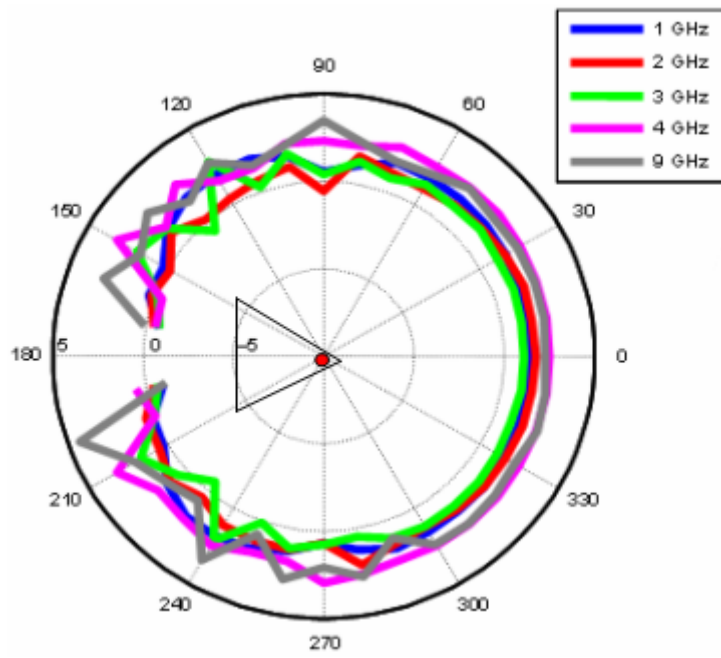


Fig. 3.31 : Gain mesuré en azimut d'une des trois antennes du plateau dans la configuration 1.

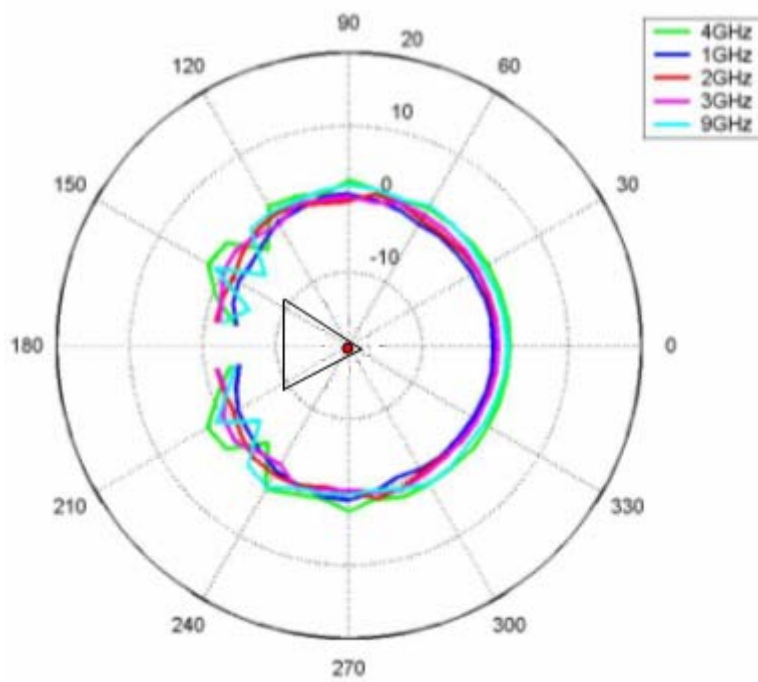


Fig. 3.32 : Gain mesuré en azimut d'une des trois antennes du plateau dans la configuration 2.

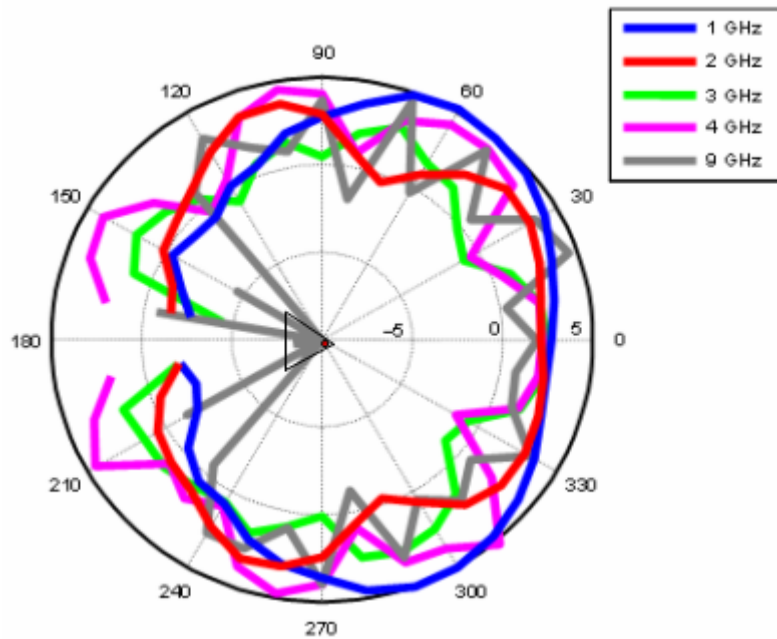


Fig. 3.33 : Gain mesuré en azimut d'une des trois antennes du plateau dans la configuration 3.

L'influence sur un bicône du plateau des deux autres bicônes ainsi que de la monture du réseau est relativement faible dans les configurations 1 et 2. En revanche, cette influence devient plus significative lorsqu'on approche les antennes (configuration 3).

Le bicône du sommet du réseau (Bicône 6) est, quant à lui, très légèrement affecté par la présence des autres antennes. Dans la figure 3.34, on présente le gain mesuré en azimut de cette antenne dans la configuration 1, des résultats similaires ont été obtenus dans les deux autres configurations.

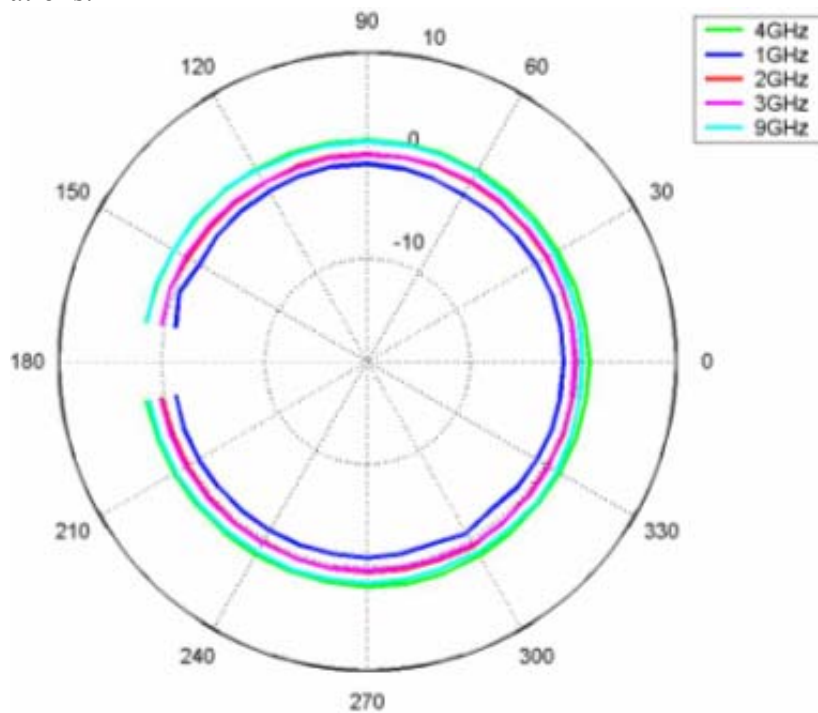


Fig. 3.34 : Gain mesuré en azimut du bicône au sommet du réseau dans la configuration 1.

### 3.2.4 Conclusion

En conclusion, le réseau réalisé présente des résultats satisfaisants pour le contexte applicatif auquel il est dédié. Les contraintes de départ sont respectées. Ce réseau a été utilisé dans des campagnes de mesure afin d'analyser la diversité du canal de propagation ULB dans le cadre du projet PULSERS. En revanche, l'analyse de ces résultats ne fait pas partie des objectifs de cette thèse.

## 3.3 Antenne planaire pour des applications sectorielles

### 3.3.1 Contexte applicatif

L'objectif est de concevoir et de réaliser une antenne planaire ULB, très facile à fabriquer et de faible coût de réalisation, pour des applications sectorielles. Un gain non négligeable et une faible distorsion sont indispensables. Un volume de l'antenne inférieur à 6 cm x 6 cm x 6 cm est à respecter.

### 3.3.2 Conception

Avant d'aborder la conception de l'antenne proposée, commençons par une introduction sur les antennes patches. Ces antennes ont de nombreux avantages bien connus, à savoir leur faible encombrement, leur faible coût de réalisation, leur faible poids ainsi que leur fabrication relativement simple. En revanche, le principal inconvénient, qui limite l'utilisation de ces antennes dans des communications ULB, est leur bande passante étroite. Ceci est une conséquence du fait que ces antennes sont des résonateurs par nature [6, 7, 8]. Afin de surmonter ce problème, plusieurs méthodes ont été proposées dans la littérature [9, 10]. Parmi ces méthodes, les plus communes sont :

1) L'utilisation de substrats épais : L'augmentation de l'épaisseur de substrat permet d'élargir la bande passante de l'antenne patch, et une bande relative pouvant atteindre 35% pourra alors être obtenue. Cependant avec l'augmentation de l'épaisseur du substrat, les ondes de surface seront introduites ; ces ondes se propagent dans le substrat et elles sont dispersées par les courbures et les discontinuités de surface ; ainsi, elles causent la dégradation du rayonnement et de la polarisation de l'antenne. Les ondes de surface peuvent être éliminées, tout en maintenant une large bande passante, par l'utilisation de cavités.

2) L'incorporation de manière convenable de fentes dans le patch : il s'agit d'une structure à un seul élément ayant plusieurs modes de résonance faiblement espacés.

3) L'opération en multi-mode : Une technique largement utilisée afin d'élargir la bande passante de circuits résonants, consiste à coupler plusieurs résonateurs ayant des fréquences de résonance faiblement espacées. La même approche a été utilisée afin d'élargir la bande passante des antennes patches : on peut soit exciter plusieurs modes de résonance d'un seul patch (patch à fentes) ou associer plusieurs patches couplés ayant des fréquences de résonance proches ; ces éléments peuvent alors partager le même substrat (patches « parasites ») ou être placés l'un au dessus de l'autre (patches empilés) [11, 12].

4) D'autres méthodes, concernant plutôt la technique d'alimentation, ont été également proposées. Une alimentation par couplage à travers une fente incorporée dans le plan de masse, permet d'élargir la bande passante de l'antenne patch. Les inconvénients majeurs de cette technique sont le niveau élevé du rayonnement arrière dû à l'utilisation d'une fente résonante, et l'excitation d'ondes de surface. D'autres techniques d'alimentation consistant à utiliser des sondes d'alimentation en forme de L [13] ou de F [14, 30] ont aussi prouvé leur efficacité dans l'élargissement de la bande. L'utilisation de ces techniques accroît, cependant, la complexité de la conception et de la réalisation et ne garantit pas un comportement satisfaisant du point de vue du rayonnement.

L'approche proposée ici consiste à associer plusieurs techniques simples parmi celles proposées dans la littérature de manière à conserver une technologie d'alimentation facilement réalisable, en l'occurrence par sonde coaxiale. Deux méthodes d'élargissement de bande sont ainsi retenues : l'association de deux patchs dans une structure à patchs empilés et l'incorporation de fentes dans les patchs. Ainsi, la structure respectera les contraintes de départ en termes de facilité de conception, de simplicité de réalisation et de coût. Précisons que les antennes patchs sont bien appropriées pour satisfaire également les contraintes sur le gain, la distorsion et la taille.

La structure de l'antenne proposée est présentée dans la figure 3.35. Elle consiste en deux patchs empilés en forme de E, deux couches en mousse de très faible permittivité ( $\epsilon_r = 1.08$ ) et une sonde coaxiale d'alimentation connectée au patch inférieur.

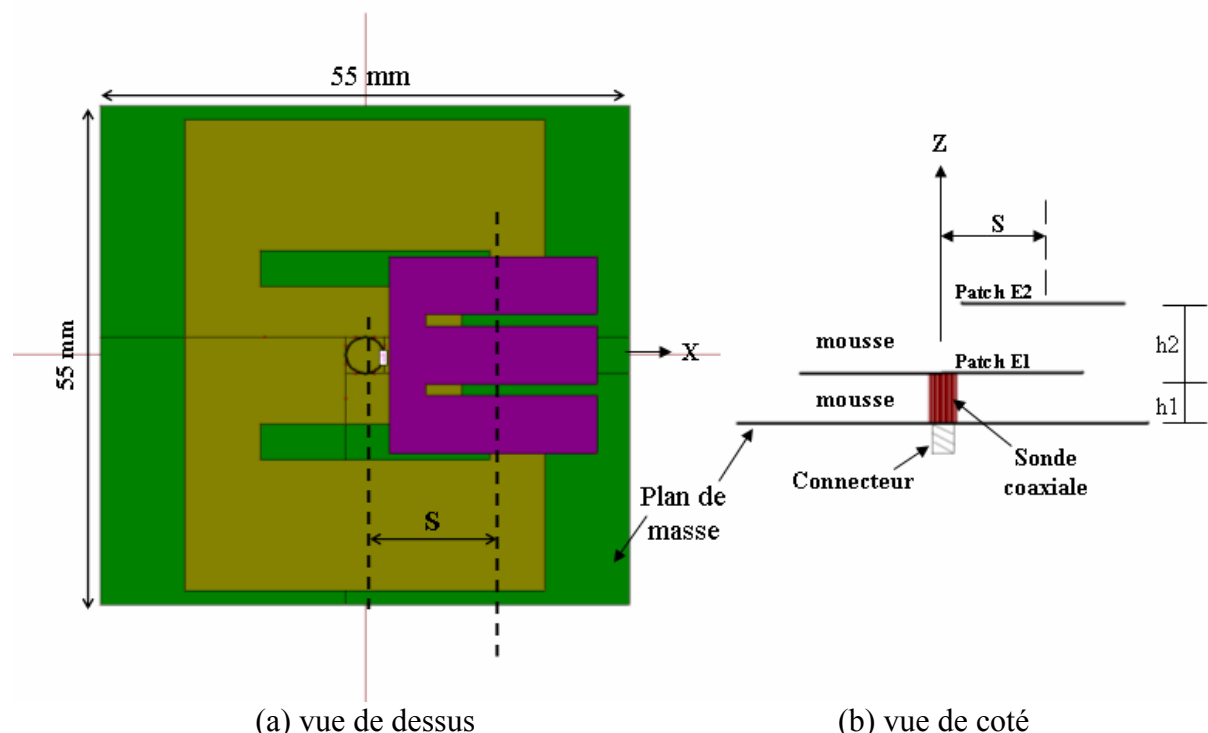


Fig. 3.35 : Géométrie de l'antenne à deux patchs empilés en forme de E.

Le patch inférieur (respectivement supérieur) sera appelé E1 (respectivement E2).

Le patch « E1 » a été conçu pour une bande passante entre 3.1 et 4.3 GHz, l'épaisseur de la couche de mousse étant de 7.2 mm. La conception de ce patch dérive de celle de patch en forme de U [15, 16]. En effet, en examinant la distribution de courant sur ce dernier, on

constate la présence d'une zone à faible densité de courant dans toute la bande d'adaptation : on s'attend donc à ce que sa suppression n'affecte pas significativement le comportement de l'antenne (Figure 3.36).

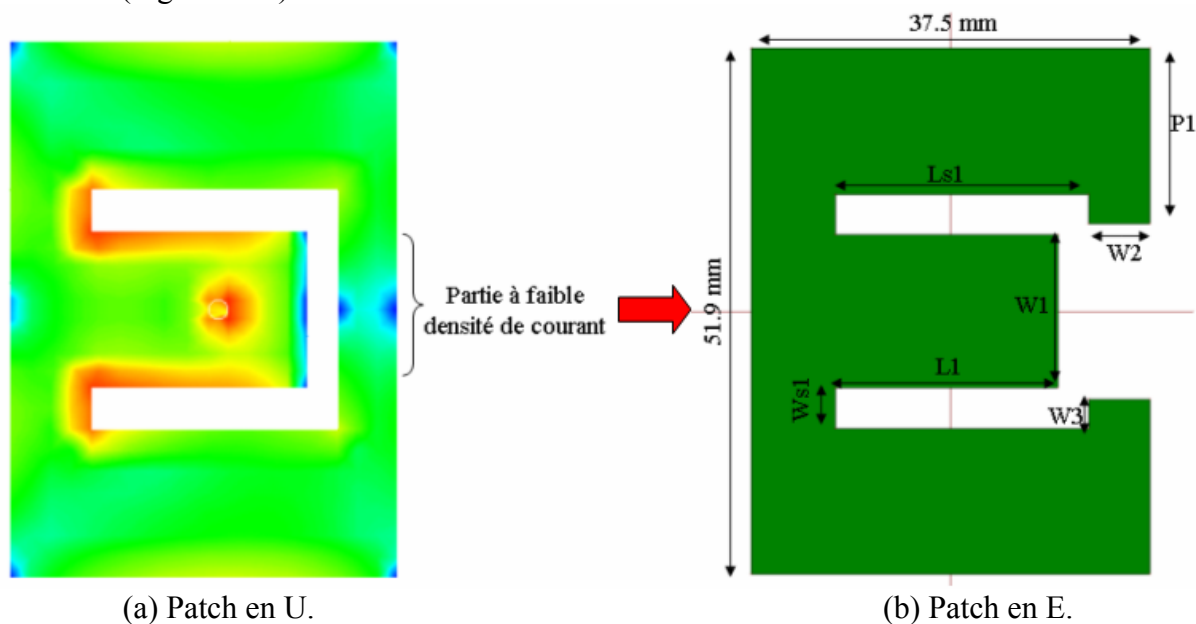


Fig. 3.36: Patch « E1 ».

Le patch « E2 » résulte de l'incorporation de fentes dans un patch carré. La forme résultante est celle de la lettre « E » d'où le nom de patch en E (Figure 3.37). La longueur des fentes ( $L_s$ ), leur largeur ( $W_s$ ) et leur position ( $P_s$ ) sont des paramètres importants permettant de contrôler la largeur de bande d'adaptation [17].

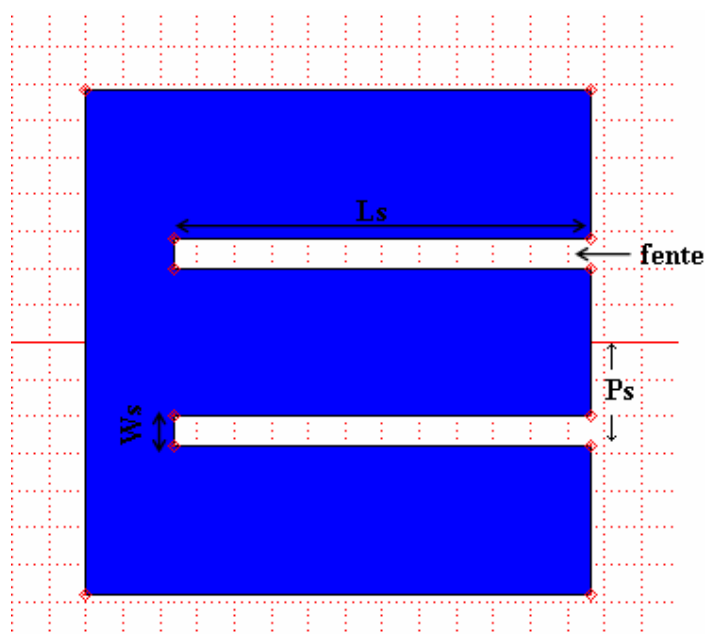


Fig. 3.37 : Géométrie d'un patch en E.

La figure 3.38 illustre l'idée de base et permet d'expliquer le mécanisme d'élargissement de bande par insertion de fentes. Une antenne patch ordinaire peut être modélisée par un simple circuit résonant LC (figure 3.38(a)). Les courants circulent de la position d'alimentation vers les bords. Les valeurs de  $L$  et  $C$  sont déterminées par la longueur

des lignes de courants. L'insertion de fentes modifie très sensiblement le résonateur, notamment en introduisant une seconde résonance comme le montre la figure 3.38(b). Dans la partie centrale, le courant circule comme dans un patch ordinaire ; le circuit LC qui modélise cette zone résonne à la fréquence initiale. Cependant, aux bords du patch, le courant doit contourner les fentes, ce qui augmente la longueur des lignes de courant. Cet effet peut être modélisé par une self supplémentaire  $\Delta L_s$  en série, correspondant à une résonance plus basse. L'antenne est donc équivalente à deux résonateurs. Ces derniers sont de plus fortement couplés ce qui conduit à l'obtention d'une large bande passante [17].

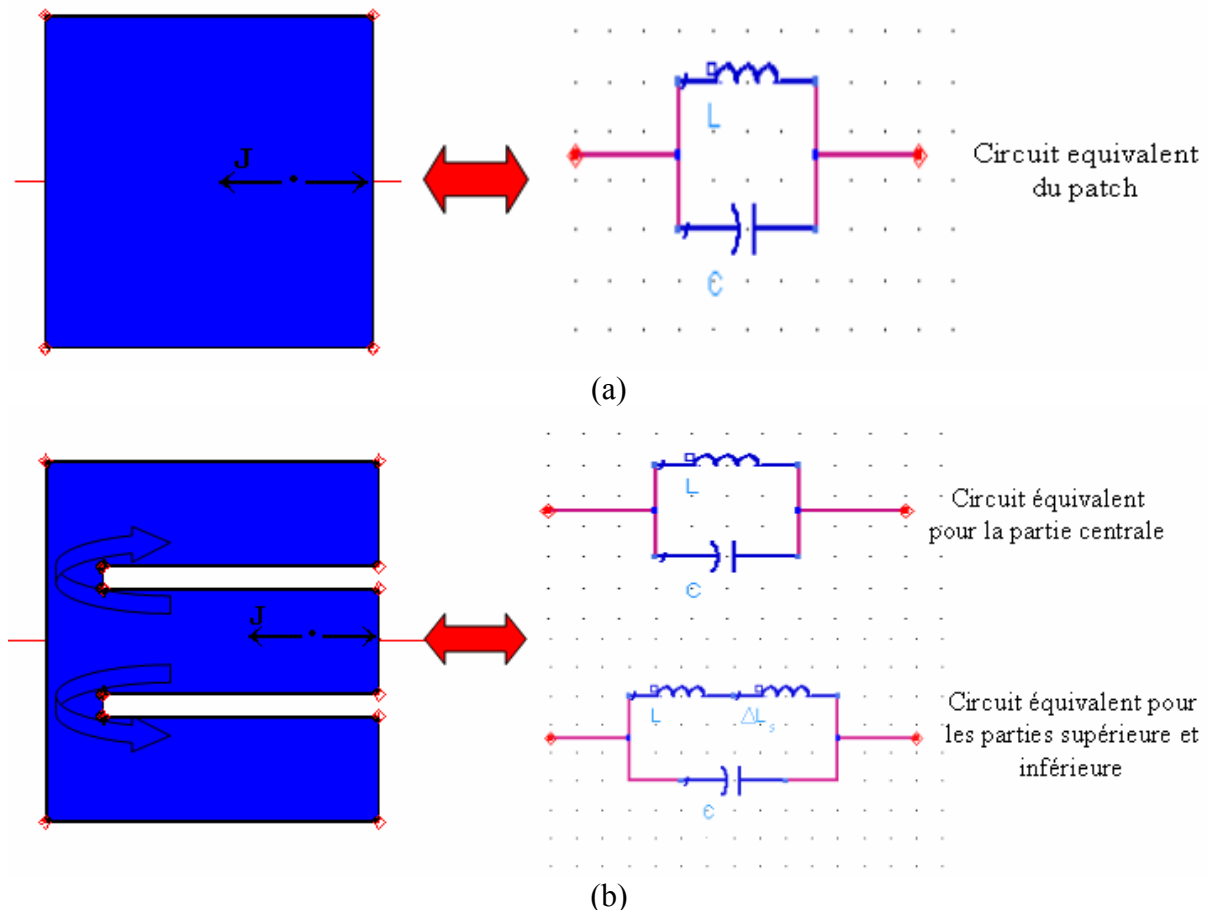


Fig. 3.38 : Conception d'un patch en « E ».

Ainsi le patch E2 a été conçu selon le principe qu'on vient d'expliquer (Figure 3.39). Ce patch est placé au dessus du patch E1 sur une deuxième couche de mousse. La dimension du patch E2 ainsi que les paramètres de fentes (longueur, largeur et position) et l'épaisseur de la deuxième couche de mousse ont été optimisés de manière à ce que la limite basse de la bande passante de E2 soit légèrement supérieure à la limite haute de celle de E1. Ainsi les bandes individuelles de chaque patch seront en quelque sorte juxtaposées et la structure finale à deux patches aura une large bande passante.

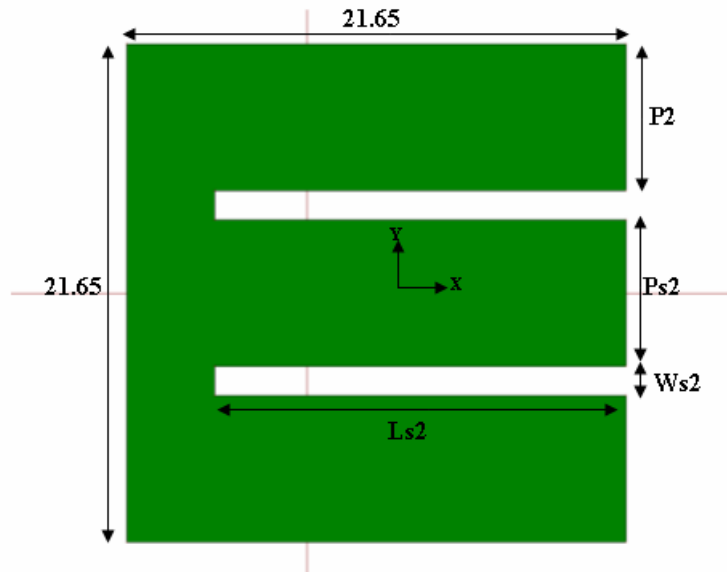


Fig. 3.39 : Patch « E2 ».

Précisons qu'en général, l'ajout d'un patch 2 au dessus d'un patch 1 affecte la performance de ce dernier. La fréquence de résonance  $f_{r1}$  du patch 1 est généralement modifiée. En effet, considérons dans un premier temps un patch 1 rectangulaire de longueur  $L_1$ , de largeur  $W_1$ , sur un substrat d'épaisseur  $h_1$  et de permittivité relative  $\epsilon_{r1}$ . Selon le modèle de la ligne de transmission, la fréquence de résonance de ce patch supposé entouré d'air, peut être estimée comme suit :

$$\epsilon_{r1eff} = \frac{\epsilon_{r1} + 1}{2} + \frac{\epsilon_{r1} - 1}{2} \left[ 1 + 10 \frac{h_1}{W_1} \right]^{-1/2}$$

$$\frac{\Delta L_1}{h_1} = 0.412 \frac{(\epsilon_{r1eff} + 0.3) \left( \frac{W_1}{h_1} + 0.264 \right)}{(\epsilon_{r1eff} - 0.258) \left( \frac{W_1}{h_1} + 0.8 \right)}$$

$$f_{r1} = \frac{c}{2(L_1 + \Delta L_1) \cdot \sqrt{\epsilon_{r1eff}}}$$

$\epsilon_{r1eff}$  étant la permittivité effective,  $\Delta L_1$  étant l'extension de la longueur du patch 1 tenant compte des « effets de bords » ( $L_{1eff} = L_1 + 2 \Delta L_1$ ) [6].

Ajoutons maintenant un deuxième patch de dimensions  $L_2 \times W_2$  au dessus du premier. Le patch 2 étant gravé sur un substrat d'épaisseur  $h_2$  et de permittivité relative  $\epsilon_{r2}$ . La permittivité relative de la structure à deux substrats est donnée par :

$$\epsilon_{rc} = \frac{\sum_{i=1}^2 h_i}{\sum_{i=1}^2 \epsilon_{ri}}$$



La permittivité effective  $\epsilon_{r1eff}$  sera dans ce cas :

$$\epsilon_{r1eff} = \frac{\epsilon_{rc} + 1}{2} + \frac{\epsilon_{rc} - 1}{2} \left[ 1 + 10 \frac{h_1}{W_1} \right]^{-1/2}$$

Ainsi la fréquence de résonance  $f_{r1}$  dans la structure à deux substrats sera calculée en se basant sur cette nouvelle permittivité effective  $\epsilon_{r1eff}$ .

Dans notre cas, en revanche,  $\epsilon_{r1} = \epsilon_{r2} = 1.08 \approx 1$ .  $\epsilon_{rc}$  sera alors égal approximativement à  $\frac{h_1 + h_2}{\frac{h_1}{1} + \frac{h_2}{1}} = 1 = \epsilon_{r1}$ . Par conséquent, dans notre cas, le comportement du premier patch ne sera pas affecté d'une manière significative par l'ajout du deuxième patch.

En plus des paramètres que l'on vient d'explicitier, le décalage S entre les deux patches doit être également optimisé. Ce paramètre affecte d'une manière significative la bande d'adaptation de l'antenne ainsi que le rayonnement notamment aux hautes fréquences. Il affecte en effet le couplage entre les deux patches. L'influence de ce décalage sur la performance de l'antenne sera présentée dans la partie suivante.

On présente dans la figure 3.40 le prototype réalisé. Les dimensions optimales relatives aux deux patches sont quant à elles détaillées dans le tableau 3.1. Ces dimensions ont été obtenues par simulation et utilisation de l'algorithme génétique intégré dans le logiciel de simulation IE3D<sup>®</sup>.

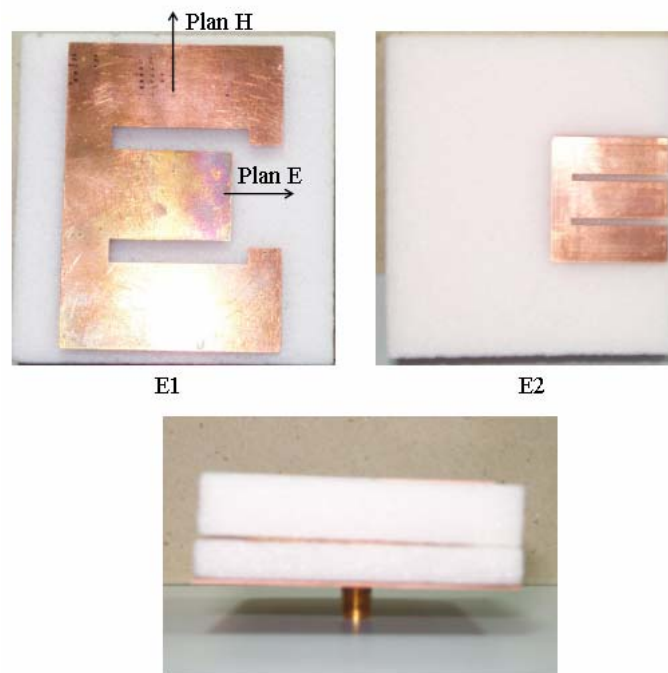


Fig. 3.40 : Prototype réalisé.

TABLEAU 3.1  
DIMENSIONS OPTIMALES DE L'ANTENNE  
(Dimensions en mm)

P1	W2	Ls1	W1	L1	Ws1	W3
17.3	5.75	23.8	15.15	20.9	4	2.875
P2	Ps2	Ws2	Ls2	h1	h2	S
6.35	6.3	1.325	17.8	7.2	12	13

En ce qui concerne l'alimentation, vu l'épaisseur relativement significative du premier substrat (7.2 mm), l'inductance de la sonde coaxiale est relativement élevée si on choisit une sonde de faible diamètre. Une solution permettant de résoudre le problème dans ce cas consiste à ajouter un anneau circulaire autour de la sonde réalisant ainsi une compensation capacitive (Figure 3.41).

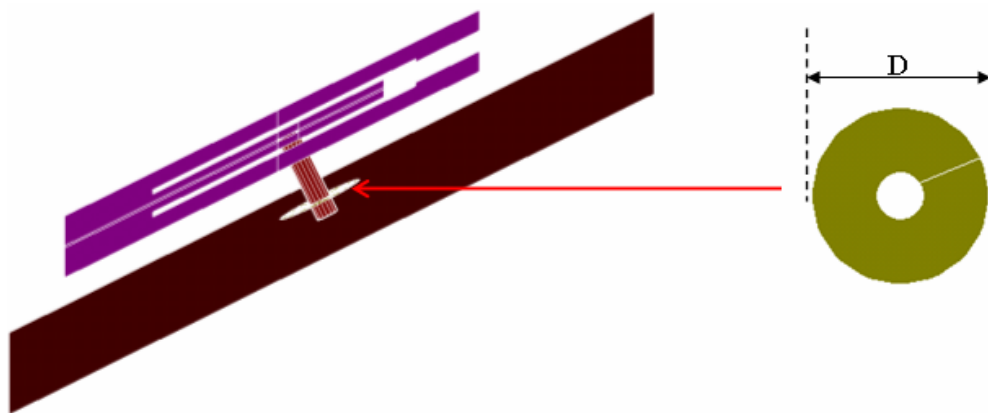


Fig. 3.41 : Anneau circulaire autour de la sonde coaxiale.

Le diamètre externe  $D$  de l'anneau et la hauteur à laquelle il faudrait l'incorporer sont des paramètres à optimiser. L'impédance d'entrée au niveau de l'alimentation de l'antenne peut s'écrire [18, 19, 20] :

$$Z_{in} = Z_R + jX_p$$

$X_p$  représentant la partie inductive additionnelle introduite par la sonde coaxiale. Cette partie inductive peut être estimée par la formule suivante :

$$X_p = \frac{\eta}{\pi} \tan(0.5k_0 h_1) \ln\left(\frac{2.25}{k_0 d}\right)$$

$h_1$  étant l'épaisseur du premier substrat,  $\eta$  étant la résistance intrinsèque,  $d$  étant le diamètre de la sonde et  $k_0$  étant le nombre d'onde. Afin de compenser la partie inductive de la sonde, on doit ajouter une partie capacitive qui vérifie la condition suivante :

$$\omega_r \cdot C \cdot X_p = 1$$

La valeur optimale de  $D$  et de  $h_a$  pourrait alors être évaluée par la formule suivante [21] :

$$C = \varepsilon_0 \varepsilon_r \left[ \frac{\pi D^2}{4h_a} + 2D \ln\left(\frac{0.38D}{h_a}\right) \right]$$

$h_a$  étant la distance entre l'anneau et le premier patch et  $D$  étant le diamètre de l'anneau.

Cette solution accroît, en revanche, la complexité de la conception et de la fabrication de l'antenne. Ainsi, afin de réduire l'inductance de la sonde, on a opté pour la solution la plus simple en augmentant le diamètre de la sonde. La sonde utilisée est ainsi de 4 mm de diamètre. Une transition conique réduisant le diamètre à 0.9 mm, est indispensable afin d'assurer la connexion avec un connecteur SMA 50  $\Omega$  commercial (Figure 3.42). Cette solution nécessite l'usinage de cette transition (ou par exemple la soudure d'une tige de 0.9 mm de diamètre au bout de celle de 4 mm). Elle reste, cependant, beaucoup plus simple que la solution à base d'anneau circulaire.

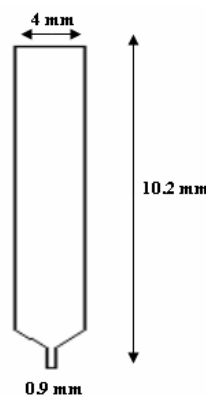


Fig. 3.42 : Sonde coaxiale d'alimentation.

### 3.3.3 Résultats expérimentaux

On présente d'abord les résultats de simulation de l'effet du décalage  $S$  entre les deux patches sur l'adaptation de l'antenne (Figure 3.43).

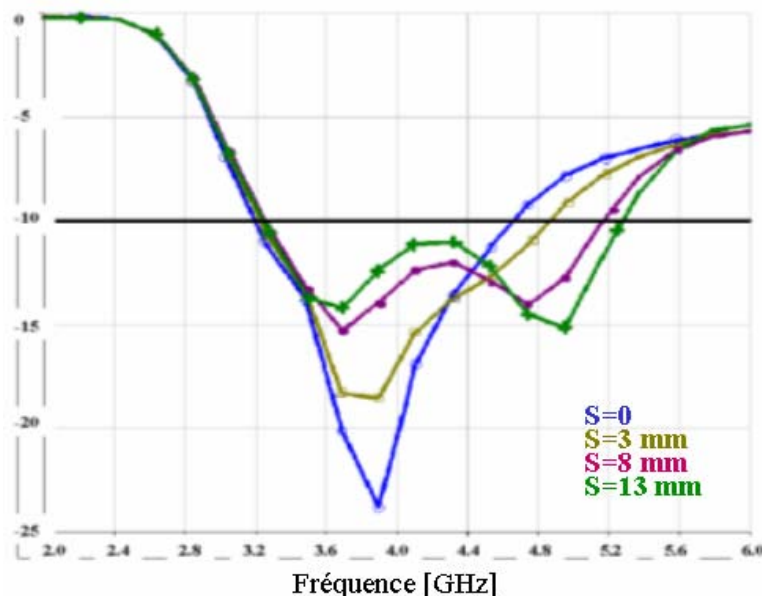


Fig. 3.43 : Effet du décalage  $S$  sur l'adaptation de l'antenne.

Rappelons que le décalage  $S$  a un effet important sur l'adaptation de l'antenne et sur le diagramme de rayonnement aux hautes fréquences. Lorsque le patch E2 est centré au dessus de E1 ( $S=0$ ), l'antenne a une bande passante comparable à celle du patch E1 seul. Dans cette position, le patch E2 n'est pas assez bien couplé au premier patch. En étudiant la distribution de courant sur le patch E1 aux hautes fréquences, on a déduit que le patch E2 devait être décalé dans le sens des  $x$  croissants pour être excité efficacement. Comme on peut le constater sur la figure 3.43, pour  $S = 13$  mm, le patch E2 est bien couplé à E1 et une bande relative de 54% est obtenue. Précisons qu'on a constaté que la bande passante est pratiquement la même si on choisit  $S$  entre 10 mm et 14 mm. Le diagramme de rayonnement aux hautes fréquences dépend en revanche du choix de  $S$  dans cet intervalle. La valeur  $S = 13$  mm a été trouvée comme valeur optimale et notre prototype a été ainsi fabriqué en respectant cette valeur.

Le coefficient de réflexion du prototype réalisé est présenté dans la figure 3.44. La bande passante mesurée à -10 dB est de 2.85 à 4.95 GHz, soit 54%. Comme on peut le constater, un décalage existe entre le coefficient de réflexion  $S_{11}$  mesuré et simulé. Il semble que la raison en soit une modélisation insuffisamment précise de la sonde dans la simulation.

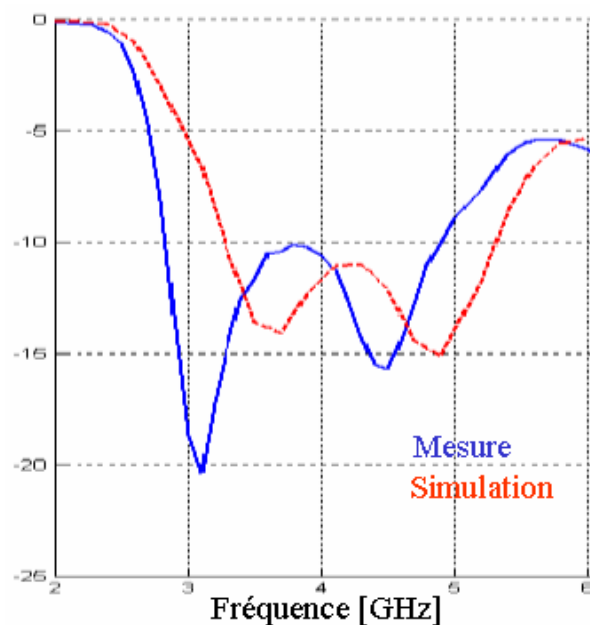


Fig. 3.44 : Coefficient de réflexion du prototype réalisé (mesure et simulation).

Le gain mesuré dans la direction normale varie entre 4 et 9.3 dBi sur toute la bande (Figure 3.45).

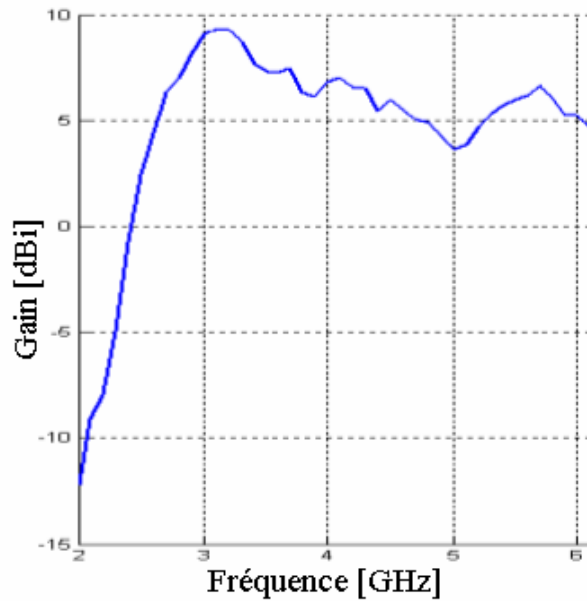


Fig. 3.45 : Gain réalisé suivant l'axe Z.

Dans la figure 3.46 on trace le gain réalisé dans le plan E et dans le plan H pour différentes fréquences. On constate un dépointage du lobe principal dans le plan E autour de l'axe Z. Le dépointage reste inférieur à  $15^\circ$ .

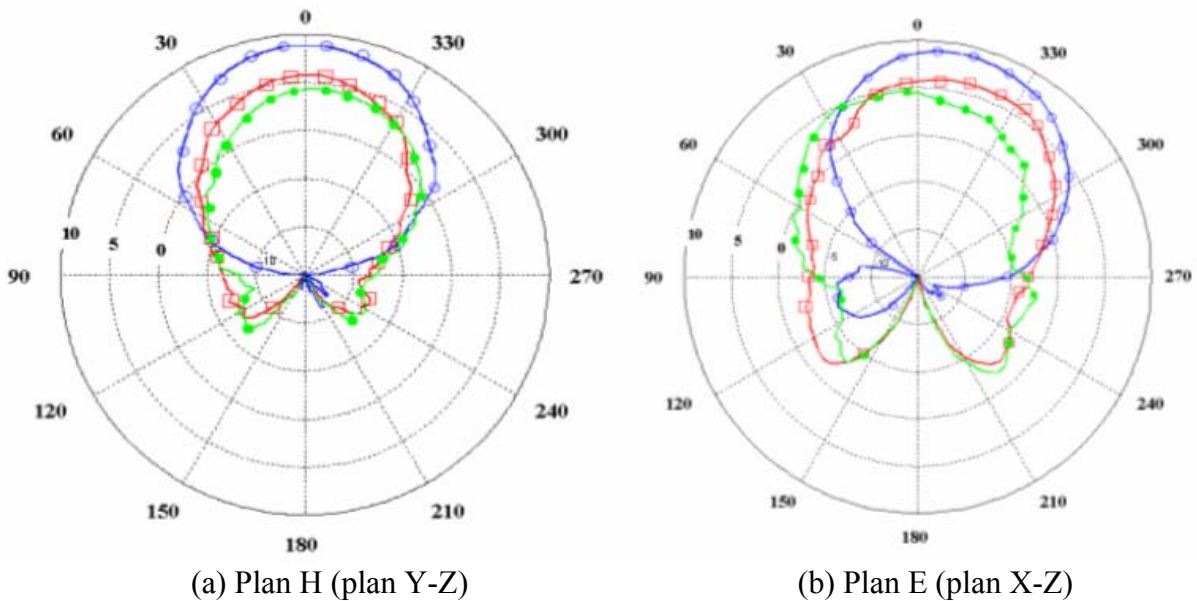


Fig. 3.46 : Gain mesuré : 3 GHz (bleu), 3.9 GHz (rouge) et 4.8 GHz (vert).

Dans la figure 3.47, on présente le gain réalisé moyenné sur la bande d'adaptation. On constate un dépointage de  $10^\circ$  du lobe principal dans le plan E. Cette valeur devrait être considérée comme celle du dépointage moyen du lobe du plan E sur la bande d'adaptation. L'ouverture à -3 dB estimée sur le diagramme moyen est relativement large ( $60^\circ$  environ), ce qui est souhaitable pour les applications ULB sectorielles.

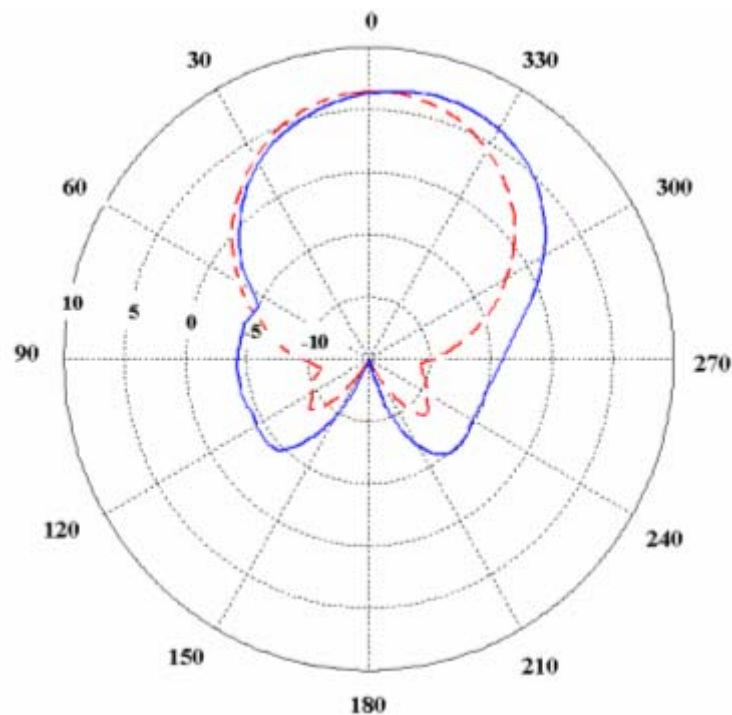


Fig. 3.47 : Gain moyen : plan E (bleu), plan H (rouge, pointillés).

L'influence des dimensions du plan de masse sur la performance de l'antenne a été étudiée. Trois plans de masse carrés de différentes dimensions (55 mm x 55 mm, 75 mm x 75 mm et 100 mm x 100 mm) ont été testés. Dans la figure 3.48, on montre l'effet (simulé) de changement de dimensions du plan de masse sur l'adaptation et sur le gain dans la direction normale. On constate que si on augmente les dimensions du plan de masse, la fréquence de coupure basse diminue (Figure 3.48(a)). L'influence sur le gain de l'antenne est présentée sur la figure 3.48(b).

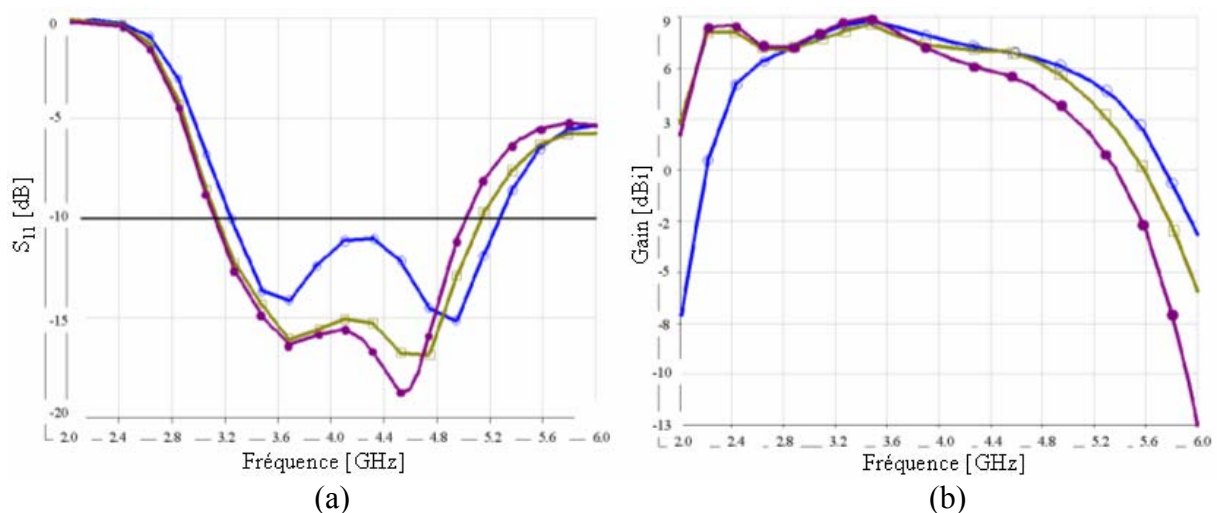


Fig. 3.48 : (a)  $S_{11}$  simulé et (b) Gain simulé suivant l'axe Z, pour différentes dimensions de plan de masse : 55 mm x 55 mm (bleu), 75 mm x 75 mm (jaune), 100 mm x 100 mm (magenta).

L'analyse de performance du prototype réalisé a été aussi effectuée dans le domaine temporel. Ainsi, on montre dans la figure 3.49 la forme d'onde d'excitation et la forme d'onde

rayonnée par l'antenne dans la direction de l'axe Z en réponse à cette excitation. Le signal d'excitation étant un signal gaussien modulé par un cosinus et adapté à la bande passante de l'antenne. La forme d'onde rayonnée par l'antenne dans la direction de l'axe Z (Figure 3.49(b)) a été calculée à partir des mesures fréquentielles effectuées sur [2-12] GHz après l'application d'un filtrage de Hanning.

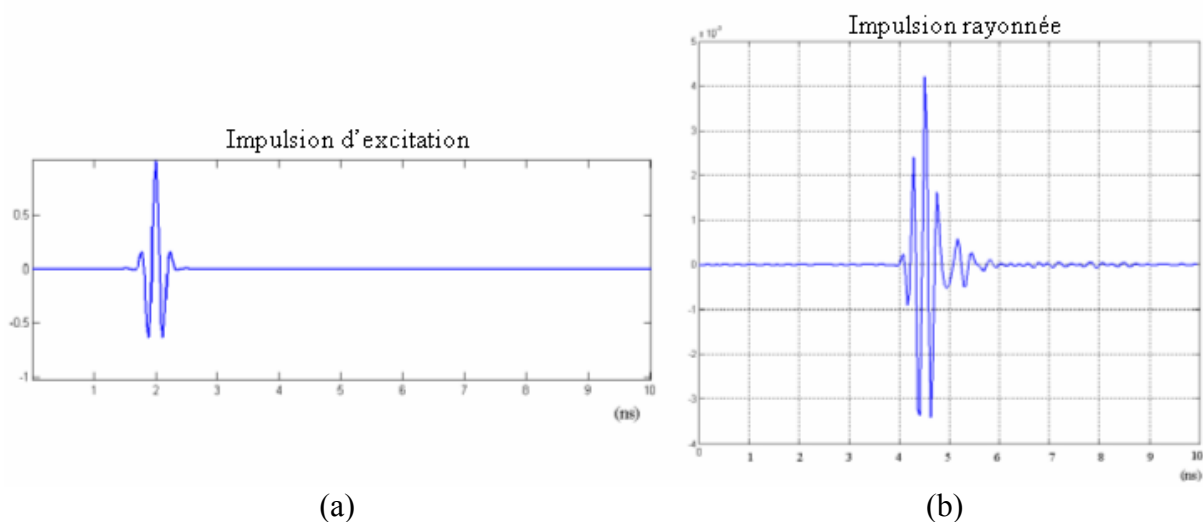


Fig. 3.49 : (a) Signal gaussien d'excitation, (b) impulsion rayonnée par l'antenne dans la direction de l'axe Z.

On trace dans la figure 3.50 la fidélité relative  $FR$  (en dB) de l'antenne réalisée. On déduit que cette fidélité est respectée sur une large ouverture ( $> 110^\circ$  à  $-3$  dB).

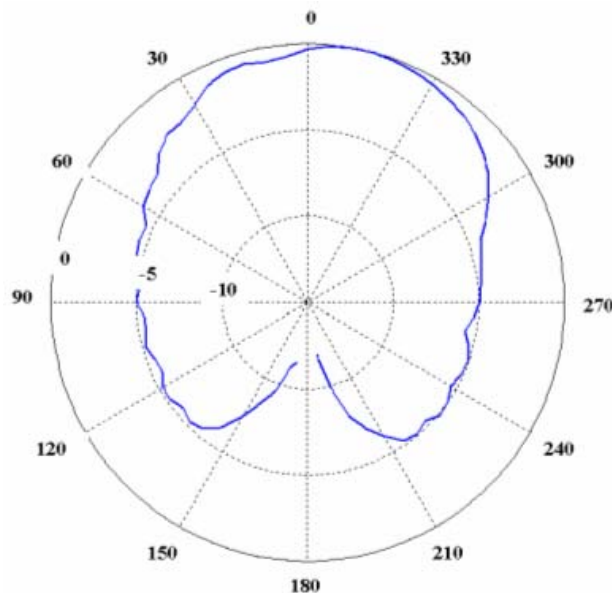


Fig. 3.50 : Fidélité relative  $FR$  (dB).

### 3.3.4 Conclusion

En conclusion, l'antenne réalisée respecte les contraintes de départ sur la performance, le coût, la complexité et la taille. Par ailleurs, les dimensions pourraient être réduites, sans affecter significativement le coût et la complexité de fabrication, par l'utilisation de substrats

à la place des couches en mousse. En revanche, cela impliquera probablement une diminution de la bande d'adaptation.

### 3.4 Monopole planaire à alimentation double

L'antenne proposée dans cette partie a été conçue dans le cadre d'un travail sur la conception d'antennes miniatures et intégrables pour terminaux ULB.

#### 3.4.1 Conception

Les performances des structures de type monopole plan sur un plan de masse horizontal, sont assez intéressantes [22]. Plusieurs géométries de l'élément rayonnant ont été proposées dans la littérature comme le triangle, le carré, l'ellipse... avec un plan de masse de taille au moins  $\lambda_{\max}$  [23]. Malgré un élément rayonnant plan, ces antennes ont un diagramme de rayonnement quasi-omnidirectionnel en azimut sur une très large bande grâce à un plan de masse circulaire. On s'est intéressé en particulier au monopole carré. En effet, un simple carré permet d'avoir une bande relative de 75% [24]. En court-circuitant l'un des coins avec le plan de masse, la bande relative peut atteindre 110%, mais au détriment du diagramme de rayonnement qui devient asymétrique. Dans [25, 26], il a été aussi montré qu'une alimentation en plusieurs points du monopole carré permet d'élargir significativement sa bande passante. Sur la figure 3.51 on trace la bande passante dans le cas d'un monopole carré de 20 mm de coté, sur un plan de masse infini avec une alimentation double. L'écartement entre les deux points d'excitation du monopole, a un effet significatif sur la bande passante et doit par conséquent être optimisé. Pour un écartement optimal de 2 mm dans le cas présenté, la bande relative est de 99% alors qu'elle n'est que 66% dans le cas d'une alimentation simple.

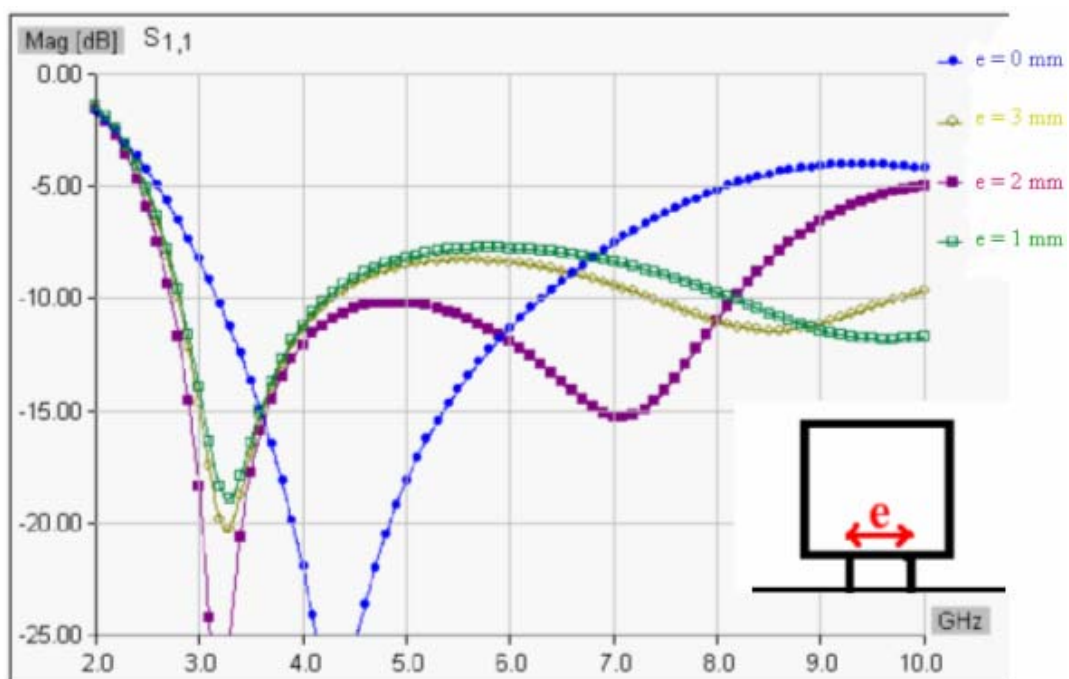


Fig. 3.51 :  $S_{11}$  d'un monopole carré avec une alimentation double sur un plan de masse infini.



Ainsi, la conception de l'antenne proposée ici est fondée sur la structure à monopole carré avec une alimentation double. En pratique, le plan de masse doit être évidemment de dimensions finies. Ce plan de masse doit aussi être ramené dans un plan parallèle à celui du monopole afin d'obtenir une structure purement planaire. Dans un souci de robustesse, on utilise un diélectrique entre le monopole et le plan de masse. Ceci devrait nous permettre par la même occasion de réduire les dimensions de l'antenne. Ainsi, une première structure en technologie triplaque a été réalisée [27]. Cette structure consiste en un monopole carré gravé dans le métal situé au centre de la structure, et un plan de masse gravé de part et d'autre du monopole sur les couches métalliques externes. Le substrat utilisé étant du Metclad ( $\epsilon_r = 2.33$ ). Pour alimenter l'antenne, un diviseur de puissance a été conçu. Ce dernier comporte deux lignes  $100 \Omega$  du côté des deux points d'excitation du monopole, et une ligne  $50 \Omega$  du côté du connecteur. Le diviseur de puissance est gravé dans la même couche métallique que celle du monopole. Un connecteur approprié en SMA est utilisé. La géométrie et le prototype réalisé sont montrés dans la figure 3.52. On note la présence d'une fente dans le monopole carré (Figure 3.52(a)) ; il s'agit tout simplement de l'enlèvement d'une partie métallique à faible densité de courant.

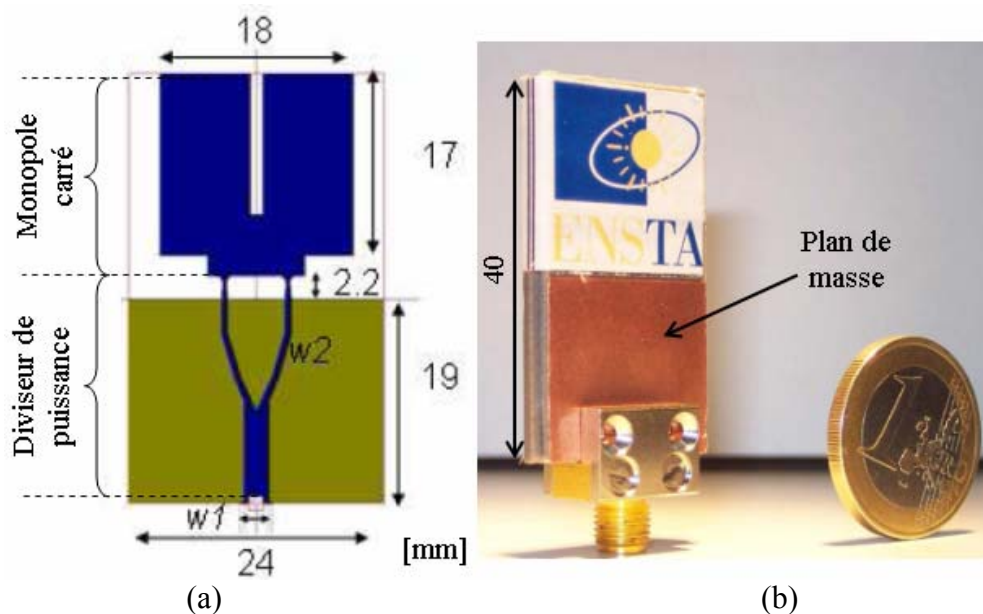


Fig. 3.52 : Géométrie (a) et prototype (b) de l'antenne en technologie triplaque.

La bande d'adaptation (à  $-9.5$  dB) de cette antenne est de 2.9-7.9 GHz (Figure 3.53). On trace sur la figure 3.54 le diagramme de rayonnement dans le plan de l'antenne, dans le plan normal à l'antenne ainsi qu'en azimut. On constate, sur le diagramme dans le plan de l'antenne, un dépointage progressif du lobe avec l'augmentation de la fréquence. On peut souligner aussi la perte d'omni-directionnalité en azimut à partir de 6 GHz.

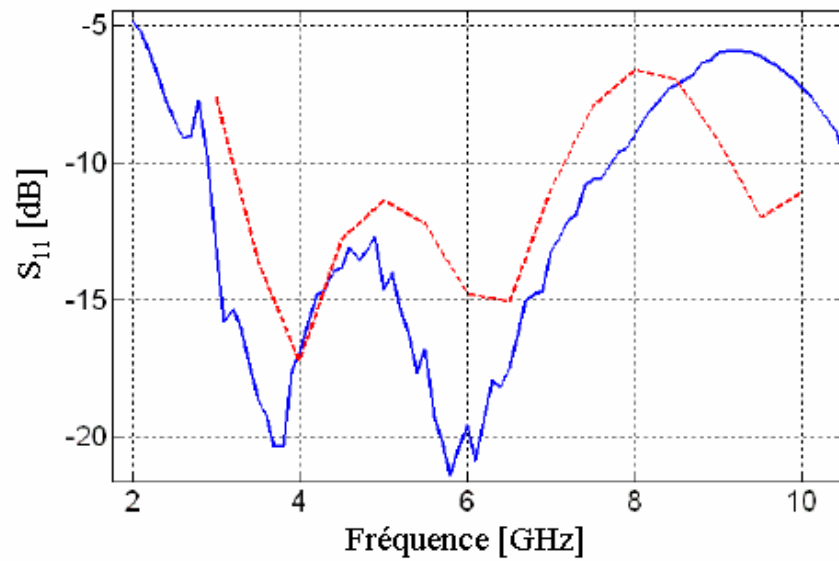


Fig. 3.53 :  $S_{11}$  de l'antenne en technologie triplaque : mesuré (bleu), simulé (tirets, rouge).

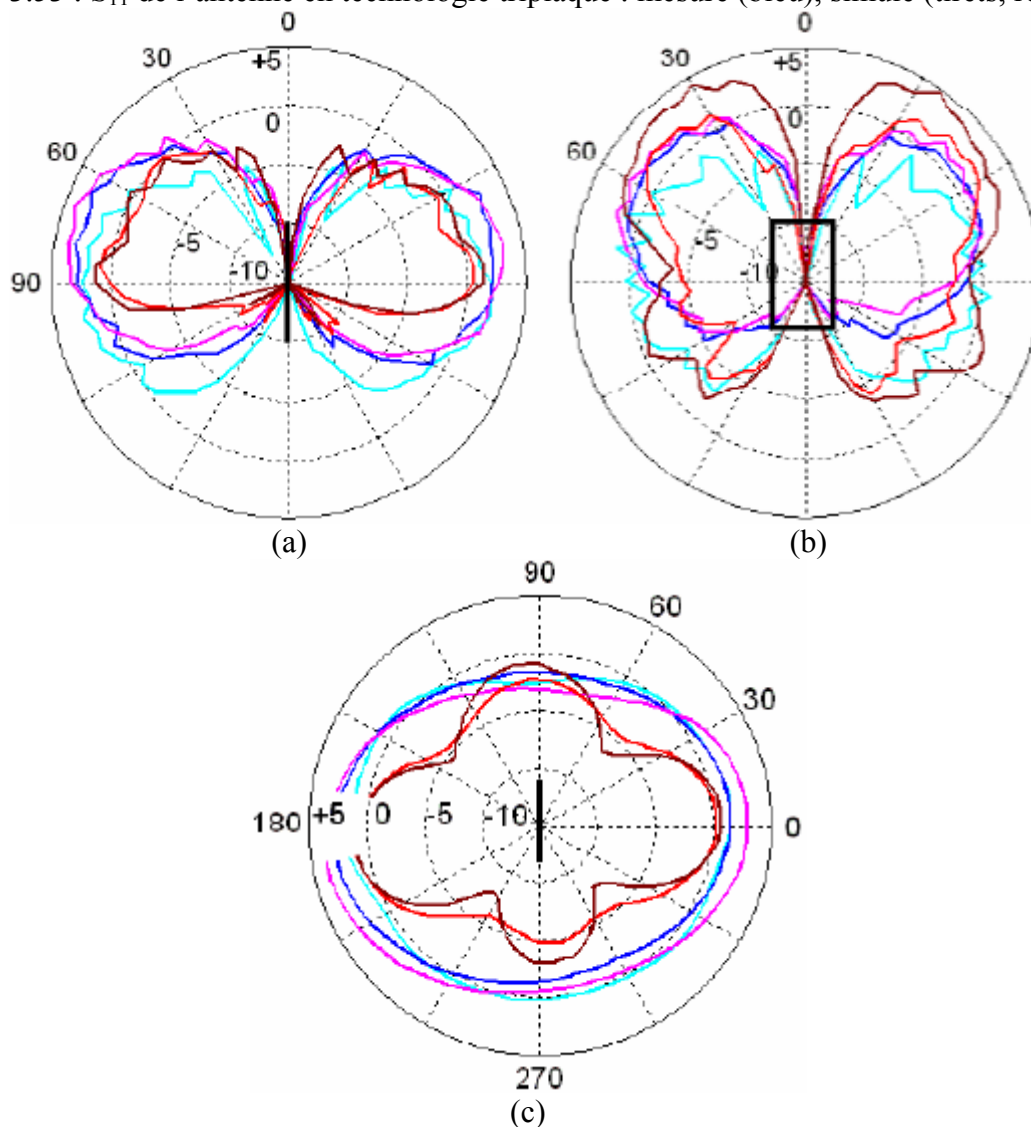


Fig. 3.54 : Gain réalisé de l'antenne en technologie triplaque : (a) dans le plan normal, (b) dans le plan de l'antenne, (c) en azimut. 3 GHz (rouge), 4.5 GHz (bleu), 6 GHz (magenta), 7.5 GHz (orange) et 9 GHz (marron).

Dans le but de simplifier davantage la réalisation et de réduire le coût et la taille, une version en technologie micro-ruban a été réalisée. Les conséquences directes de ce changement de technologie sont la perte de symétrie de l'antenne, mais aussi de l'isolation entre le circuit d'alimentation (le diviseur) et la partie rayonnante de l'antenne, ce qui constitue un avantage majeur de la version triplaque. L'objectif final étant de réduire significativement le coût de fabrication et la taille de l'antenne même au détriment d'une dégradation non négligeable des performances. Ainsi, la structure réalisée en technologie micro-ruban est présentée dans la figure 3.55. Dans cette structure, qu'on nomme DFMM (pour : *Dual-Fed Microstrip Monopole*), les dimensions des lignes formant le diviseur ont été modifiées par rapport à la version en triplaque de manière à avoir des impédances caractéristiques de  $50 \Omega$  et de  $100 \Omega$  en technologie micro-ruban. Les dimensions de la structure finale sont de  $33 \text{ mm} \times 20 \text{ mm} \times 1.5 \text{ mm}$ .

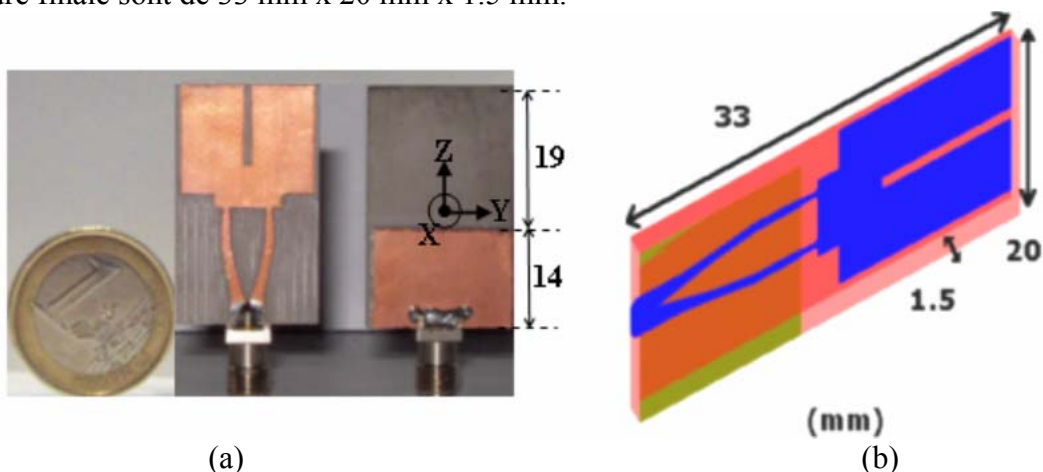


Fig. 3.55 : (a) Prototype et (b) géométrie (sans connecteur) de l'antenne DFMM.

Dans la partie suivante on présente les performances de l'antenne DFMM réalisée.

### 3.4.2 Performance

La bande passante mesurée à  $-10 \text{ dB}$  du prototype réalisé est de  $4.1$  à  $11.5 \text{ GHz}$ . Un décalage vers les fréquences basses au regard du coefficient de réflexion simulé est observé (Figure 3.56). Cet écart est vraisemblablement dû à la simplification de la modélisation du connecteur dans la simulation (Figure 3.55).

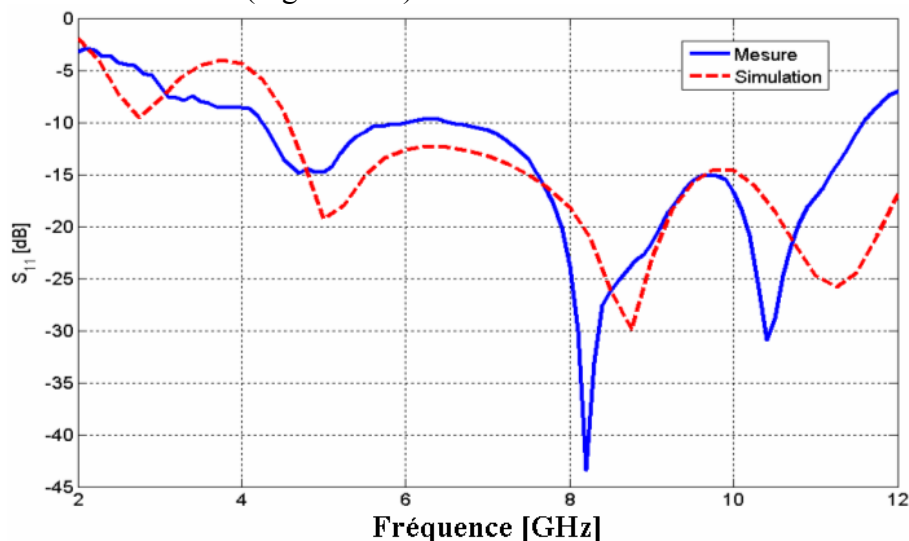


Fig. 3.56 : Coefficient de réflexion de l'antenne DFMM (mesure et simulation).

La dépendance fréquentielle du diagramme de rayonnement de l'antenne est présentée dans la figure 3.57, en élévation dans le plan normal à l'antenne, en élévation dans le plan de l'antenne et en azimuth. Le gain réalisé est tracé à différentes fréquences dans chaque plan. On constate une différence significative du gain entre les deux cotés de l'antenne (le demi-plan  $X > 0$  ou « coté plan de masse » et le demi-plan  $X < 0$  ou « coté monopole »). Aux basses fréquences le gain du coté du plan de masse est jusqu'à 5 dB supérieur à celui du coté du monopole. Cette différence décroît avec l'augmentation de la fréquence et la tendance s'inverse aux hautes fréquences où le gain du coté du monopole devient supérieur.

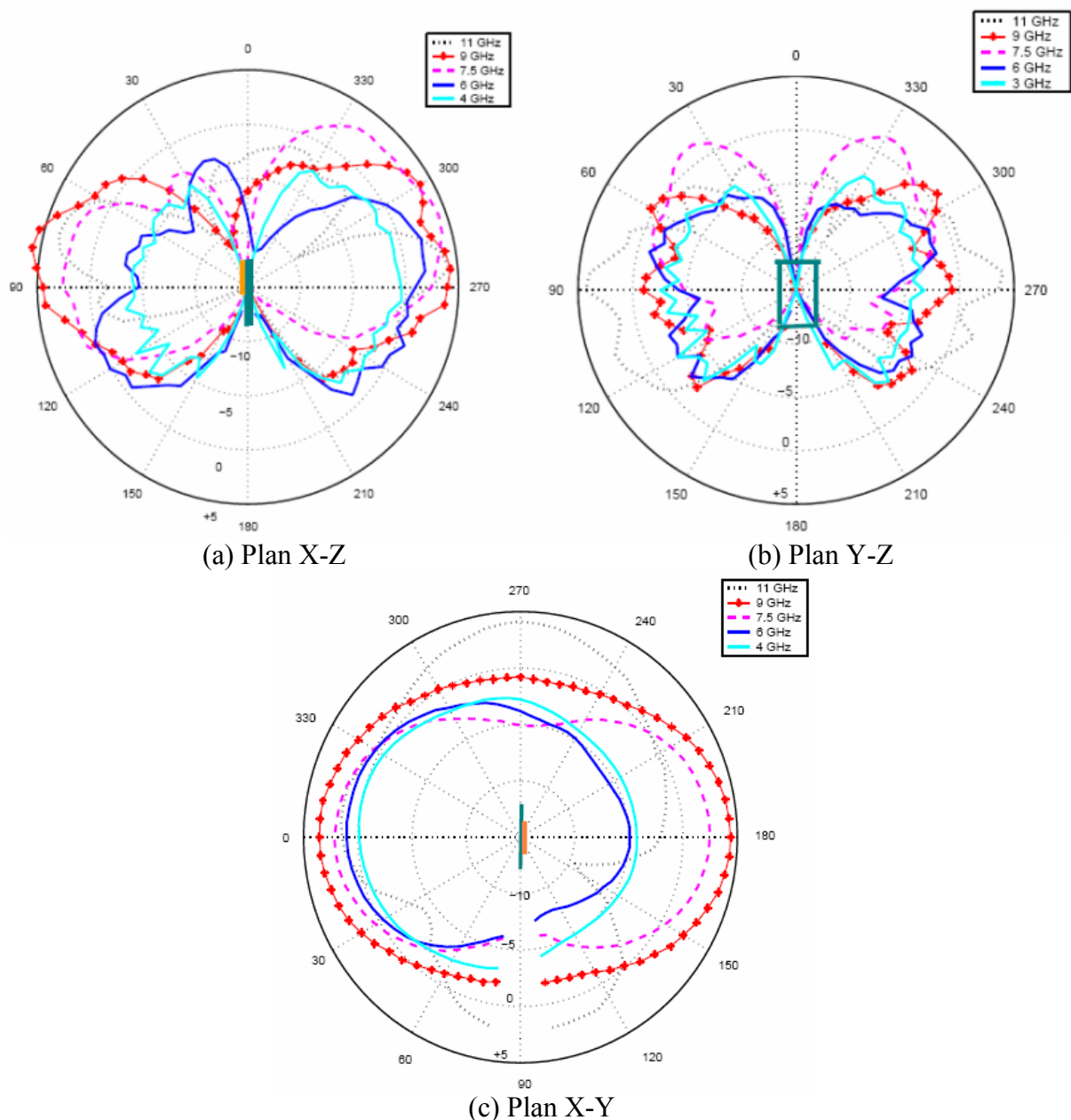


Fig. 3.57 : Gain réalisé mesuré : (a) en élévation dans le plan normal (plan X-Z), (b) en élévation dans le plan de l'antenne (plan Y-Z), (c) en azimuth (le trait orange indique le coté du monopole).

Le gain réalisé mesuré dans la direction normale au plan de l'antenne (direction de l'axe X) est tracé dans la figure 3.58. Ce gain varie entre -0.1 dBi et 4.5 dBi sur la bande d'adaptation de l'antenne.

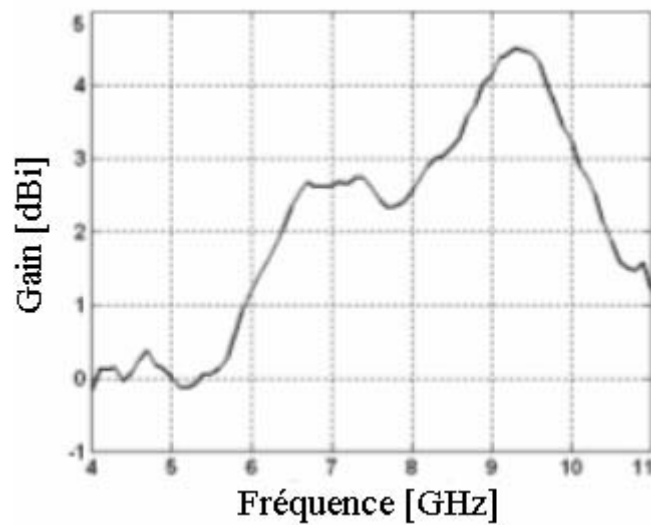


Fig. 3.58 : Gain réalisé mesuré dans la direction de l'axe X (normale au plan du monopole).

L'analyse de performance de l'antenne DFMM dans le domaine temporel a été effectuée afin de mettre en valeur la distorsion introduite par cette dernière. On présente dans la figure 3.59, le signal d'excitation  $w(t)$  et le signal rayonné par l'antenne  $e(t)$  dans la direction de l'axe X.

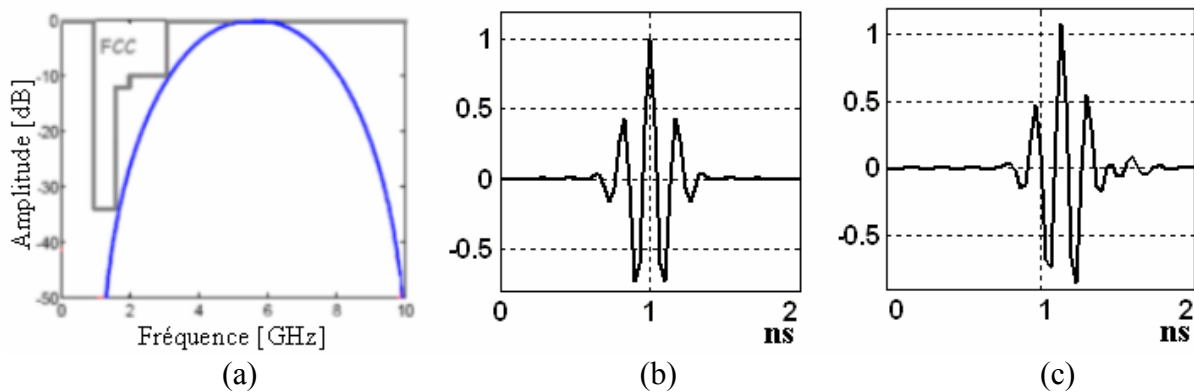


Fig. 3.59 : (a) Spectre du signal d'excitation, (b) forme d'onde du signal d'excitation  $w(t)$  et (c) forme d'onde du signal rayonné dans la direction de l'axe X.

Le signal d'excitation choisi respecte le masque spectral imposé par la FCC. La bande passante à -10 dB de ce dernier est de 3.2 à 8.0 GHz. On constate d'après la figure 3.59 une distorsion négligeable introduite par l'antenne dans la direction choisie, malgré un léger étalement de la forme d'onde rayonnée en comparaison à celle d'excitation.

La fidélité relative  $FR$  a été aussi calculée. On la trace dans la figure 3.60.

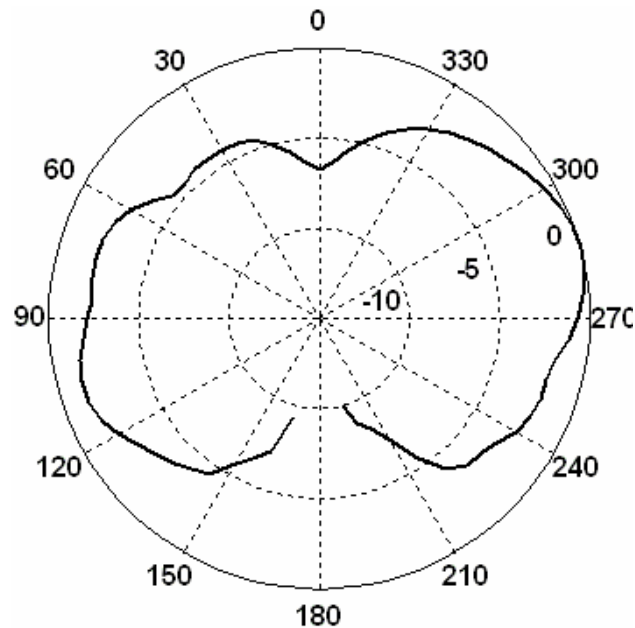


Fig. 3.60 : Fidélité Relative  $FR$  (dB) de l'antenne DFMM dans le plan X-Z (en élévation).

On estime, d'après la figure 3.60, à plus que  $100^\circ$  l'ouverture à -3 dB de la fidélité relative dans le plan X-Z.

On a étudié expérimentalement l'influence de l'élargissement du plan de masse sur l'adaptation de l'antenne DFMM. Pour ce faire, deux parties du même substrat que celui de l'antenne (avec du métal uniquement d'un seul coté) ont été ajoutées de part et d'autre de l'antenne afin de garder la symétrie de cette dernière par rapport au plan X-Z. Chaque partie est de 14 mm x 5 mm. On obtient ainsi la structure de la figure 3.61.

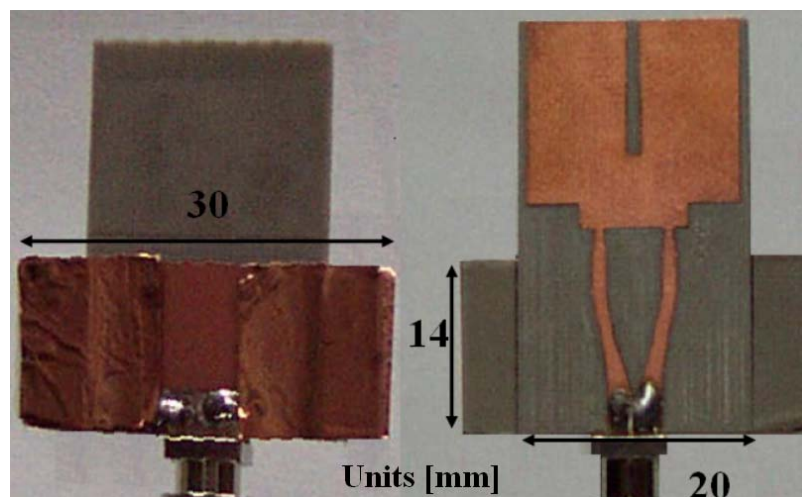


Fig. 3.61 : Structure après l'élargissement du plan de masse.

En comparant le coefficient de réflexion mesuré avant et après l'élargissement du plan de masse, on constate une diminution de la fréquence de coupure basse de la bande d'adaptation d'environ 1 GHz. La bande d'adaptation à -10 dB après l'élargissement du plan de masse est de 3.1 à 10.6 GHz (Figure 3.62). Les dimensions de l'antenne dans ce cas sont de 33 mm x 30 mm x 1.5 mm.

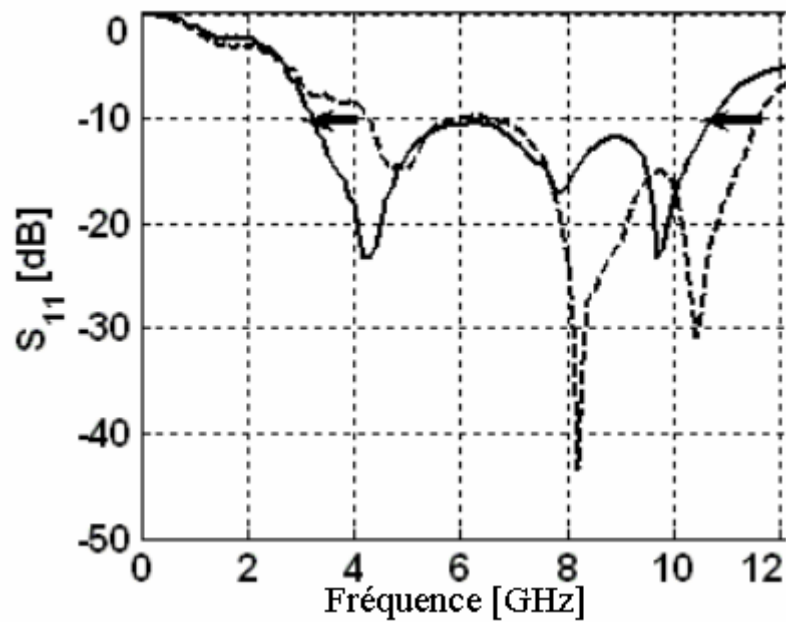


Fig. 3.62 :  $S_{11}$  mesuré de l'antenne DFMM après l'élargissement du plan de masse. (en tirets avant l'élargissement du plan de masse).

A titre d'illustration, on présente une nouvelle version de l'antenne DFMM obtenue en lui associant une lentille de diélectrique, l'objectif étant d'augmenter le gain et d'assurer un gain quasi plat dans la liaison à deux antennes. Ce travail a été principalement mené par un autre doctorant du laboratoire avec qui j'ai étroitement collaboré [29]. Cette approche est typique dans la conception d'antenne quasi-optique [28] où la forme de la lentille est modélisée en utilisant la théorie des rayons optiques. Ainsi, une lentille en forme d'un demi ellipsoïde a été ajoutée à l'antenne DFMM. La structure obtenue est présentée dans la figure 3.63 [29]. Les différents paramètres de la lentille (le demi axe  $a$ , le demi axe  $b$  et la hauteur  $h$ ) ont été optimisés par simulation. Dans la structure réalisée on a  $a = b = h = 10$  mm. Le diélectrique de la lentille est le Neltec ( $\epsilon_r = 2.33$ ) et la lentille a été ajoutée du côté du plan de masse (Figure 3.63).

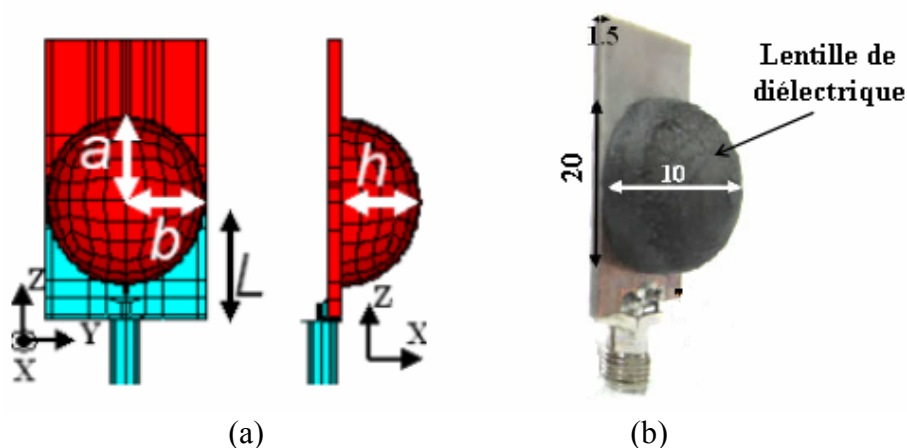


Fig. 3.63 : (a) Structure simulée « DFMM + lentille », (b) prototype réalisé.

Dans la figure 3.64, on trace le gain réalisé dans la direction de l'axe X pour l'antenne DFMM seule et après l'ajout de la lentille de diélectrique. On constate une amélioration du gain jusqu'à 4 dB sur la bande d'adaptation suite à l'ajout de la lentille. Cette amélioration est moins significative entre 9 GHz et 11 GHz.

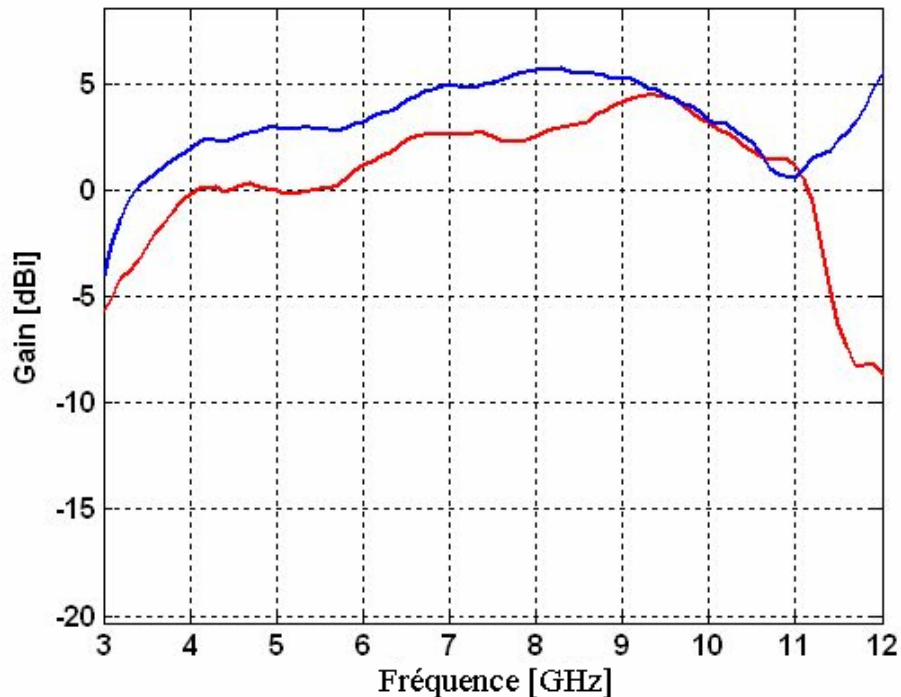


Fig. 3.64 : Gain réalisé mesuré dans la direction de l'axe X. (bleu) « DFMM + lentille », (rouge) DFMM seule.

### 3.4.3 Conclusion

Un monopole planaire à alimentation double a été proposé dans cette partie. La conception des différentes versions de cette antenne a fait l'objet d'un travail collaboratif impliquant deux autres doctorants du laboratoire d'Electronique de l'ENSTA. La version micro ruban (DFMM) est relativement compacte et de faible coût de réalisation. Elle assure un bon compromis performances/coût/taille. Les différentes caractéristiques que l'on vient de présenter font de cette antenne un candidat potentiel pour les applications WBAN. Dans les chapitres suivants, on s'intéressera au contexte applicatif à proximité du corps humain et on présentera les performances de l'antenne DFMM ainsi que d'autres antennes ULB dans ce contexte.

## 3.5 Conclusion

On présente dans le tableau 3.2 une comparaison des différentes antennes conçues et réalisées dans ce chapitre. Différentes structures ont été étudiées selon les applications visées. Pour la mesure de canal, l'antenne proposée est biconique, ayant une large ouverture du diagramme de rayonnement et une faible distorsion. Dans ce contexte, l'encombrement ne pose pas, en général, de problème particulier. En revanche, cette contrainte a son importance lorsqu'il s'agit de la conception d'antennes pour terminaux multimédia. Ainsi, l'antenne DFMM semble bien adaptée à ce contexte, du point de vue des dimensions, de la structure et des performances. L'antenne planaire à base de patches en forme de E, a été conçue quant à elle pour des communications ULB sectorielles. En comparaison avec les autres antennes réalisées, la taille de cette antenne est intermédiaire.



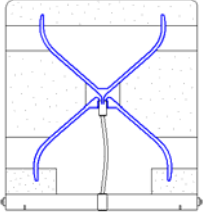
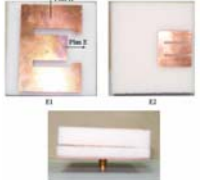

Antenne	Dimensions (mm)	Bande Passante fmin-fmax (GHz)	Gain <sup>1</sup> (dBi)	Distorsion <sup>2</sup>	Coût <sup>3</sup>	Applications visées
	130 x 100 x 100	0.8-13.3	2 dBi	F	E	Mesure de canal
	55 x 55 x 19.2	2.85-4.95	6.65 dBi	F	F	Communications sectorielles
	33 x 20 x 1.5	4.1-11.5	2.2 dBi	F	F	Terminaux multimédia

Tableau 3.2 : Tableau comparatif des antennes réalisées.

<sup>1</sup> Gain réalisé moyenné sur la bande d'utilisation.

<sup>2</sup> F : Faible, M : Moyenne, E : Elevée.

<sup>3</sup> F : Faible, M : Moyen, E : Elevé.

## Références

- [1] Sergei A. Schelkunoff, *Advanced Antenna Theory*, New York: John Wiley and Sons, 1952, p. 160.
- [2] N. E. Mokole et S. N. Samaddar, "Biconical Antennas with unequal angle cones," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, p. 181-193, Février 1998.
- [3] E. Zollinger, Extremely wideband antenna. Technical report, *COST Action 273, Digital Radio Towards Future Generation Systems*, 2001.
- [4] H. Jasik et R. C. Johnson, *Antenna Engineering Handbook*, 2<sup>nd</sup> edition, 1984.
- [5] B. Wassilieff, *Emboutissage. Règles principales, calculs, exemples*, Edition Dunod, 1970.
- [6] Constantine A. Balanis, *Antenna Theory, Analysis and Design*, 2<sup>nd</sup> edition. John Wiley and Sons. Chapitre 14, p. 722-784.
- [7] David M. Pozar, *Microstrip Antennas*, *Proceedings of the IEEE*, vol.80, no.1, Janvier 1992.
- [8] K.C. Gupta, Ramesh Garg, Inder Bahl, et Prakash Bhartia, *Microstrip Lines and Slotlines*, 2<sup>nd</sup> edition, Artech House, 1996.
- [9] J-F Zürcher et F.E. Gardiol, *Broadband Patch Antennas*, Artech House, Juin 1995.
- [10] J. R. James et P. S. Hall, *Handbook of Microstrip Antennas, volume 1 & 2*, Peter Peregrinus Ltd, 1989.
- [11] H-C. Ryu, H-R. Ahn, S-H. Lee, et W. S. Park, "Triple-stacked microstrip patch antenna for multiband system", *Electronics Letters*, vol.38, no.24, 21 Novembre 2002.

- 
- [12] R. B. Waterhouse, "Stacked Patches Using High and Low Dielectric Constant Material Combinations", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 47, no.12, Décembre 1999.
- [13] B. L. Ooi et C. L. Lee, "Broadband Air-Filled Stacked U-Slot Patch Antenna," *Electronics Letters*, vol. 35, no. 7, pp. 515-517, 1 Avril 1999.
- [14] B. L. Ooi, C. L. Lee, P. S. Kooi, et S. T. Chew, "A novel F-probe fed broadband patch antenna," *IEEE International Symposium on Antennas and Propagation Society*, vol. 4, pp. 474-477, 8-13 Juillet 2001.
- [15] K. F. Lee, K. M. Luk, K. F. Tong, S. M. Shum, T. Huynh, et R. Q. Lee, "Experimental and simulation studies of the coaxially fed U-slot rectangular patch antenna," *Proceedings Inst. Elect. Eng. Microwave Antenna Propagat.*, vol. 144, pp. 354-358, Octobre 1997.
- [16] Ban-Leong Ooi, Shen Qin, et Mook-Seng Leong, "Novel Design of broad-band stacked patch antenna," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 50, issue 10, pp. 1391-1395, Octobre 2002.
- [17] F. Yang, Xue-Xia Zhang, Xiaoning Ye, et Y. Rahmat-Samii, "Wide-band E-shaped patch antennas for wireless communications," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 49, issue 7, pp. 1094-1100, Juillet 2001.
- [18] K. S. Fong, H. F. Puse, et M. J. Withers, "Wideband multilayer coaxial-fed microstrip antenna element," *Electronics Letters*, vol. 21, no. 11, pp. 497-499, Mai 1985.
- [19] M. A. Blischke, K. M. Chen, et E. J. Rothwell, "Broadband analysis of a single post-fed circular patch antenna," *Proc. URSI Radio Sci. Meeting Abstract*, P; 32, Juin 1989.
- [20] E. H. Newman et D. M. Pozar, "Electromagnetic modeling of composite wire and surface geometries," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. AP-26, pp. 784-789, Novembre 1978.
- [21] F. Croq et D. M. Pozar, "Millimeter-wave design of wide-band aperture-coupled stacked microstrip antennas," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 39, pp. 1170-1176, Décembre 1991.
- [22] S. Honda, M. Ito, H. Seki, et Y. Jinbo, "A Disk Monopole Antenna with 1:8 Impedance Bandwidth and Omnidirectional Radiation Pattern," *Proceedings of ISAP'02*, pp. 1145-1148, Apporo, Japan.
- [23] M. Cabedo-Fabrés, M. Ferrando-Bataller, et A. Valero-Nogueira, "Innovative wide-band planar monopole antenna for multi-service mobile systems," *COST 284 Presentations at JINA 2002*, 12-14 Novembre 2002.
- [24] M. J. Ammann, "Square Planar Monopole Antenna," *National Conference on Antennas and Propagation IEE NCAP*, no. 461, pp. 37-40, 1999.
- [25] E. Antonino-Daviu, M. Cabedo-Fabrés, M. Ferrando-Bataller, et A. Valero-Nogueira, "Wideband double fed planar monopole antennas," *Electronics Letters*, vol. 39, 13 Novembre 2003.
- [26] M. J. Ammann, "Improved Pattern Stability for Monopole Antennas with Ultrawideband Impedance Characteristics," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation Digest*, vol. 1, pp. 818-821, 2003.
- [27] S. Bories, H. Ghannoum, et C. Roblin, "Robust Planar Stripline Monopole for UWB Terminal Applications," *2005 IEEE International Conference on Ultra-Wideband, ICU 2005*, Zurich, Suisse, 5-8 Septembre 2005.
- [28] D. F. Filipovic, S. S. Gearhart, et G. M. Rebeiz, "Double Slot Antennas on Extended Hemispherical and Elliptical Silicon Dielectric Lenses," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 41, pp. 1738-1749, Octobre 1991.
- [29] R. D'Errico, H. Ghannoum, C. Roblin, et Alain Sibille, "Small Semi Directional Antenna for UWB Terminal Applications," *EuCAP 2006*, 6-10 Novembre 2006.

- [30] A. C. Lepage, X. Begaud, G. Le Ray, et A. Sharaiha, "F-probe fed broadband triangular patch antennas mounted on a finite ground plane," *IEEE International Symposium on Antennas and propagation society*, vol. 4, pp. 4296-4299, Juin 2004.

---

# Chapitre 4 : Effets de proximité du corps humain sur les antennes ULB

## 4.1 Introduction

L'intérêt pour le traitement de l'interaction entre le corps humain et les terminaux radio est survenu avec l'introduction des communications radio cellulaires. Dans ce contexte, les terminaux portables opèrent à proximité du corps et par conséquent, la question portant sur l'interaction entre les ondes électromagnétiques et les tissus humains proches s'est naturellement posée.

Il est évident que la dégradation des performances (rayonnement, gain, adaptation) de l'antenne du terminal, liée à la présence de l'utilisateur, mérite une étude et une analyse détaillée. Les approches proposées sont décrites dans le paragraphe 4.3.

D'autre part, pour des raisons de santé publique, il est indispensable de prendre des mesures de précaution et de limiter la puissance électromagnétique dissipée dans les organes vitaux des personnes. Des études internationales ont été ainsi menées reposant sur des analyses biologiques et physiques, et des limites à respecter en ont résulté. Ces limites sont imposées sur le taux d'absorption spécifique (SAR : *Specific Absorption Rate*), qui est une mesure de l'énergie électromagnétique absorbée par unité de masse et caractérise ce qu'on appelle habituellement « l'effet thermique » (élévation de température dans les tissus humains) [1-7]. Précisons que bien qu'aucun résultat actuel ne mette en évidence des risques importants sur la santé, le principe de précaution est appliqué.

Depuis le succès commercial du GSM, le monde des télécommunications mobiles est en quête de nouveaux services, de nouvelles fonctionnalités des téléphones mobiles, de débits plus élevés, d'antennes miniatures,...ce qui accroît considérablement les difficultés de conception d'antennes. La course au débit et aux nouvelles fonctionnalités s'est traduite par une évolution des standards. Ainsi sont nés les standards GPRS et UMTS.

Outre les communications cellulaires, de nombreuses applications reposant sur des terminaux radios placés à différents endroits sur le corps sont envisageables. Il s'agit des réseaux corporels (WBAN : *Wireless Body Area Networks*) dont les applications potentielles sont assez variées dans le domaine de la santé, de la surveillance, du divertissement... [8-11]. La figure 4.1 présente un réseau WBAN avec ses différents composants possibles.

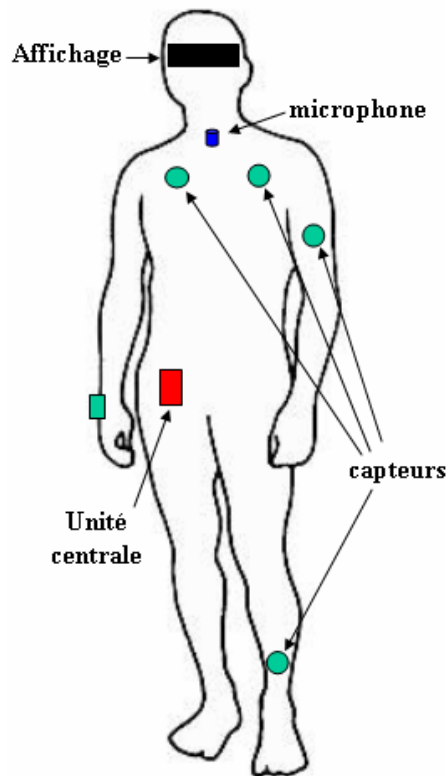


Fig. 4.1 : Réseau WBAN et ses différents composants.

Les caractéristiques visées dans les réseaux WBAN sont : un débit pouvant aller de quelques Kbits/s jusqu'à plusieurs centaines de Mbits/s, un faible niveau de puissance et des terminaux à faible coût et de dimensions relativement petites. Ces terminaux sont principalement de très petites tailles comme les capteurs, mais les terminaux de taille moyenne comme les PDA font aussi partie des terminaux potentiels.

En réponse aux spécificités des réseaux WBAN, la technologie ULB se pose en candidat potentiel particulièrement intéressant. Ceci résulte de sa capacité à répondre à la majorité des spécifications exigées. Comme dans le cas des communications portables avec les standards GSM/UMTS, l'interaction entre l'utilisateur et les antennes ULB doit être extensivement étudiée. On présentera dans le paragraphe suivant les défis spécifiques au contexte ULB.

## 4.2 Problématique de conception des antennes ULB dans le contexte WBAN

La présence de l'utilisateur dans l'environnement proche d'une antenne, se traduit par une altération de ses performances. Les dégradations portent sur le rayonnement, l'adaptation, la distorsion... et peuvent être d'ampleur très significative de sorte qu'il est souhaitable d'en tenir compte dès la conception ou au moins de les caractériser. Cela passe d'abord par une étude détaillée et une compréhension assez avancée de l'interaction antenne/utilisateur.

Des études ont déjà été menées dans le contexte des communications radio mobiles [12-17]. Bien qu'elles aient abouti à des résultats intéressants et aient aidé à la compréhension de l'interaction antenne/utilisateur, de nouvelles études sont nécessaires dans le contexte de l'ULB. En effet, les études menées avec le GSM et l'UMTS ont été effectuées dans leurs

bandes respectives (relativement « étroites ») plus ou moins éloignées de la ou des bandes présentées pour l'ULB. On peut s'attendre à une dépendance fréquentielle de l'effet du corps, étant donné la nature dispersive des tissus humains. Dans le contexte ULB, la bande visée est très large. A l'intérieur de cette bande, l'interaction antenne/corps peut changer significativement. Par conséquent, concevoir à titre d'exemple une antenne ULB ayant un diagramme de rayonnement extrêmement stable sur le corps est beaucoup plus difficile.

Par ailleurs la puissance rayonnée en ULB étant sensiblement plus faible (trois ordres de grandeur typiquement), les risques sanitaires sont a priori nettement inférieurs. Les questions portant sur les mesures de précaution et les risques sanitaires sortent d'ailleurs du cadre de cette thèse. On s'est plutôt intéressé à la problématique d'altérations des performances des antennes ULB liées à la présence de l'utilisateur. Pour ce faire, les différentes méthodes adoptées sont présentées dans le paragraphe suivant.

### 4.3 Approches et méthodes pour traiter l'interaction antenne/corps

Différentes méthodes permettent de traiter le problème de l'interaction entre les antennes et le corps humain en champ proche. Une première approche fait appel à des mesures réalisées sur des personnes volontaires ou sur des fantômes représentatifs du corps humain. Une autre approche consiste à effectuer des simulations électromagnétiques. Par la suite, on détaillera ces deux approches et on précisera les choix qui ont été faits au cours de cette thèse.

#### 4.3.1 *Mesure*

Une méthode permettant de caractériser l'effet de proximité du corps sur une antenne consiste à mesurer les grandeurs caractéristiques de celle-ci dans le scénario applicatif. Les grandeurs classiques, adaptation et diagramme de rayonnement, sont mesurées et peuvent être comparées à ces mêmes grandeurs mesurées en espace libre.

En ce qui concerne les mesures du diagramme de rayonnement, des mesures de « champ lointain » et/ou de « champ proche » peuvent être effectuées. Rappelons que les mesures de champ lointain consistent classiquement à mesurer la puissance isotrope rayonnée équivalente (PIRE) sur une sphère (pratiquement sur un maillage d'une sphère) de rayon  $R > 2D^2/\lambda$ ,  $\lambda$  étant la longueur d'onde et  $D$  étant le diamètre de la plus petite sphère contenant l'antenne. Ces mesures sont classiquement effectuées dans une chambre anéchoïde. Les mesures du champ proche ( $R < 2D^2/\lambda$ ) quant à elles, nécessitent un réseau de sondes de mesures à balayage électronique (Figure 4.2). Notons l'existence de méthodes permettant d'obtenir le diagramme de rayonnement complet à partir d'une mesure de champ proche [18-21]. On note l'introduction récente de l'utilisation de la chambre réverbérante comme moyen de mesure de la puissance totale rayonnée (PTR) [22-25]. Cette méthode est aussi précise que la mesure en chambre anéchoïde et permet une obtention plus rapide de la PTR. Elle a été appliquée à des téléphones mobiles [26, 27]. Précisons que parmi les différentes mesures de diagramme évoquées, on a choisi au cours de cette thèse la mesure de champ lointain en chambre anéchoïde. Ce choix résulte entre autres des moyens techniques dont on dispose au sein du laboratoire.

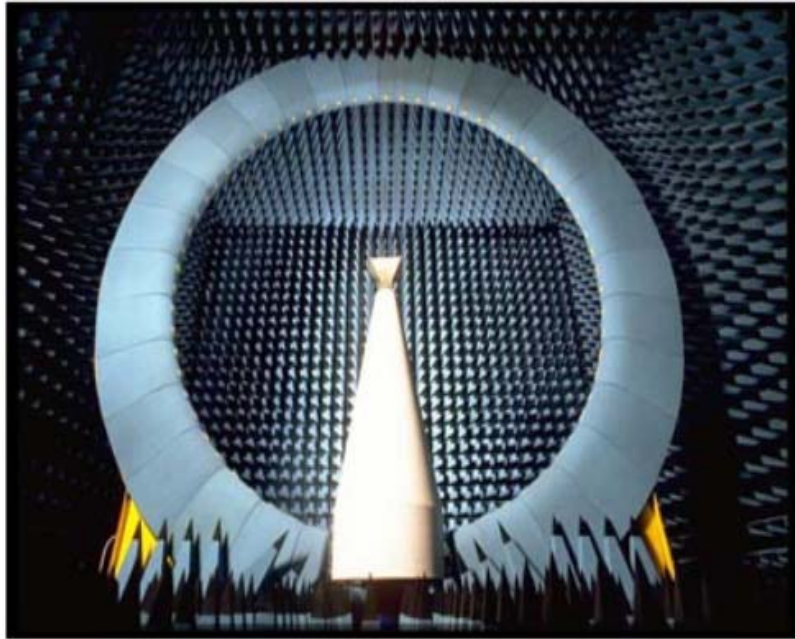


Fig. 4.2 : Chambre sphérique pour la mesure en champ proche (France) [28]

Les mesures des grandeurs caractéristiques de l'antenne peuvent être effectuées sur des personnes volontaires ou sur des fantômes représentatifs du corps humain. Ces fantômes sont largement utilisés pour la mesure du SAR [1-7]. Les fantômes sont remplis de liquide dont les propriétés ( $\epsilon_r$  et  $\sigma$ ) ont été élaborées à partir de données biologiques afin de respecter les caractéristiques diélectriques des tissus humains [29, 30]. Des fantômes significativement simplifiés par rapport au cas réel existent ; il s'agit des fantômes homogènes. Des fantômes hétérogènes plus réalistes ont également été développés. Ces deux types de fantômes ont été et sont actuellement utilisés dans le contexte de la téléphonie mobile. L'utilisation de fantômes suscite naturellement de nombreuses questions sur leur degré de représentativité et sur leur pertinence. En effet, la large variabilité anatomique de l'ensemble de la population rend impossible la conception d'un fantôme (hétérogène ou homogène) qui garantit des résultats précis pour tout utilisateur potentiel. De plus, il existe un nombre infini de scénarii d'utilisation. Par ailleurs, on précise que le liquide utilisé dans les fantômes est généralement 'bande étroite' même si des liquides 'large bande' sont actuellement en cours de développement [31]. Ainsi, la mesure sur fantôme ne semble pas appropriée au contexte ULB WBAN et la caractérisation de l'interaction antenne ULB/utilisateur au cours de cette thèse repose sur des mesures réalisées avec des personnes volontaires.

### 4.3.2 Simulation

Une deuxième méthode permettant de caractériser, d'interpréter et de qualifier les effets du corps sur les antennes est la simulation. Par rapport à la mesure du champ lointain les résultats additionnels apportés par cette méthode concernent surtout le champ proche notamment à l'intérieur du corps. Les deux logiciels de simulation utilisés sont CST Microwave Studio<sup>®</sup> et WIPL-D<sup>®</sup>. Dans ces deux logiciels, on utilise des modèles géométriques représentatifs du corps. Les questions sur la précision et la pertinence de ces modèles se posent bien également.

CST Microwave Studio<sup>®</sup> est un logiciel de simulation basé sur l'approche FIT (*Finite Integration Technique*) [32]. Il permet d'importer des modèles tridimensionnels, dont

notamment le modèle du corps humain HUGO (Figure 4.3). Il s'agit d'un modèle élaboré dans le cadre du projet « Visible Human Project » [33]. Le modèle est précis et assez bien détaillé. Tous les tissus du corps humain y sont présents avec la possibilité d'en choisir un sous-ensemble dans la simulation. Les propriétés des différents tissus du modèle dépendent de la fréquence. En revanche, ces propriétés sont données jusqu'à une fréquence maximale de 3 GHz, ce qui empêche son utilisation dans le contexte ULB WBAN. Il a donc été décidé d'utiliser un autre modèle géométrique moins complexe (donc moins précis) mais plus versatile : bien qu'homogène, il permet à l'utilisateur « d'étiqueter » différentes sous parties (tête, bras, ...) par les constantes physiques macroscopiques de son choix, dispersives ou non. Ainsi, on a importé un modèle homogène tridimensionnel représentatif du profil du corps. On définit un matériau constituant chaque partie de ce modèle (tête, bras,...etc.) dont les propriétés ( $\epsilon_r$  et  $\sigma$ ) respectent les propriétés diélectriques moyennes de la partie correspondante du corps. Les propriétés moyennes de chaque partie ont été calculées en moyennant les propriétés des divers tissus composant cette partie (voir paragraphe 4.4). Les propriétés moyennes du matériau des différentes parties sont ensuite définies en fonction de la fréquence, la définition de matériaux dispersifs sous CST<sup>®</sup> étant possibles. Les modèles de dispersion le plus connus jusqu'au second ordre sont disponibles. Il s'agit des modèles de Debye de 1<sup>er</sup> et 2<sup>me</sup> ordre et du modèle de Lorentz.

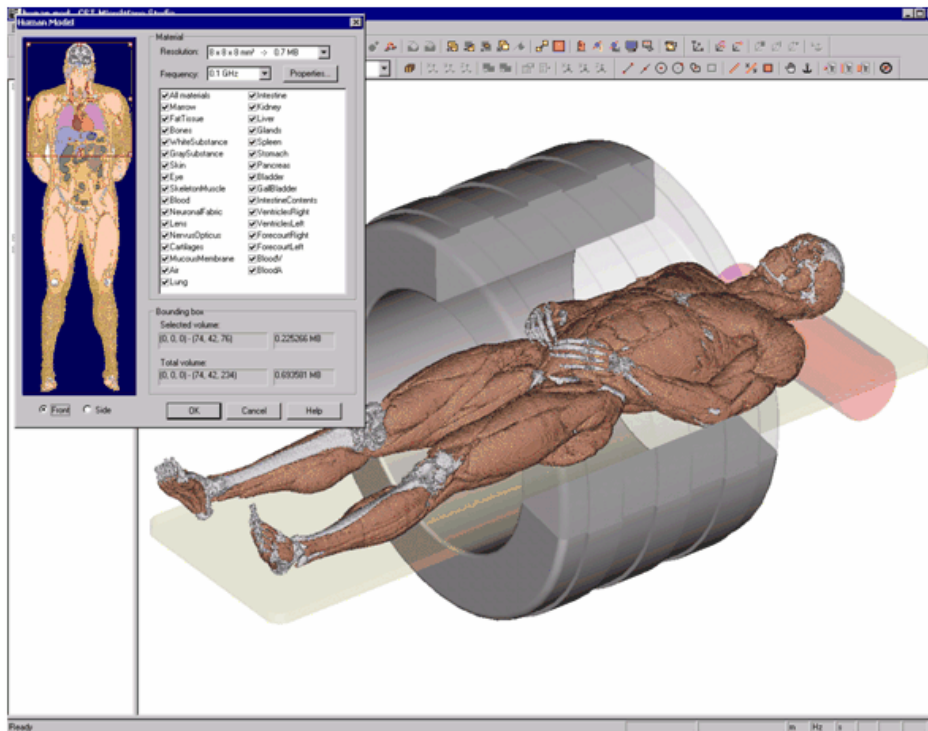


Fig. 4.3 : Modèle HUGO avec MS-CST<sup>®</sup>.

Sous WIPL-D<sup>®</sup> [34] les simulations ont été effectuées en utilisant des formes canoniques simples pour représenter le corps (par exemple la tête est représentée par un ellipsoïde). Ces formes sont constituées d'un matériau homogène comme sous MS-CST<sup>®</sup>. En revanche, contrairement à ce dernier, WIPL-D n'offre pas la possibilité de définir des matériaux dispersifs. Par conséquent, on a décidé d'attribuer aux matériaux les propriétés correspondant à la fréquence centrale de la bande de simulation, puis d'étudier dans un deuxième temps l'effet de la variation de ces propriétés à l'intérieur de la bande.



La comparaison des résultats de simulations avec MS-CST<sup>®</sup> et WIPL-D<sup>®</sup> (utilisant un modèle du corps moins précis) permet de mettre en évidence l'influence éventuelle de la dispersion d'une part et de la géométrie d'autre part.

Les deux méthodes (mesure et simulation) qu'on vient de présenter seront utilisées dans la suite afin de traiter la question de l'interaction antenne/corps. Différentes antennes et configurations ainsi que divers paramètres (espacement antenne/corps par exemple) seront testés dans l'objectif de couvrir globalement les différents aspects du problème. Nous nous concentrerons principalement sur l'illustration de l'effet du corps sur la performance des antennes, moyennant les indicateurs classiques (gain, adaptation...) et spécifiques (distorsion...). Ceci nous permettra de choisir une antenne « adéquate » qui sera utilisée dans le chapitre suivant dans la modélisation du canal ULB WBAN. Ces résultats serviront également de règles de conception d'antenne intégrant les effets constatés du corps dès cette phase.

#### 4.4 Résultats de simulation de l'effet du corps humain

Avant de présenter les résultats de simulation, on commence par calculer les propriétés diélectriques moyennes des différentes parties du corps qui ont été utilisées dans les simulations. Pour chaque partie on calcule une permittivité et une conductivité moyennes tenant compte du pourcentage de chaque tissu dans cette partie. Les tissus humains étant essentiellement non magnétiques, on prendra  $\mu_r = 1$ . Les proportions des principaux tissus dans les différentes parties du corps sont présentées dans les tableaux suivants :

Tissu	%	Tissu	%	Tissu	%	Tissu	%
Graisse (autre)	0.0984	Peau	9.652	Cœur	1.0514	Sang	2.0527
Trachée	0.1297	Muscle	35.5769	Bile	0.1259	Vessie	1.2407
Testicules	0.177	Thyroïde	0.0151	Graisse	19.1829		
Estomac	0.5536	Poumon	7.3258	Cartilage	0.0161		
Rate	0.6293	Foie	3.5224	Moelle	2.1066		
Intestin	5.7605	Reins	0.8735	Os spongieux	9.9094	TOTAL	99.9999

Tableau 4.1 : Proportions moyennes des tissus pour un tronc (masculin).

Tissu	%	Tissu	%
Peau	25.1401	Os spongieux	8.3347
Muscle	51.0488	Sang	0.2962
Graisse	14.7158		
Moelle	0.4644	TOTAL	100

Tableau 4.2 : Proportions moyennes des tissus pour un bras.

Tissu	%	Tissu	%
Peau	20.1219	Os spongieux	9.9891
Muscle	56.9052	Sang	0.8371
Graisse	10.8192		
Moelle	1.3274	TOTAL	99.9999

Tableau 4.3 : Proportions moyennes des tissus dans une jambe.

Tissu	%
Air intérieur	2.6976
Cartilage	1.1296
Os	17.812
Matière grise	30.981
Œil	0.34
Matière blanche	11.291
CSF ( <i>Cerebral Spinal Fluid</i> )	2.3544
Muscle	15.918
Sang	1.8158
Graisse	10.069
Peau	5.5914

Tableau 4.4 : Proportions moyennes des tissus dans la tête d'un enfant de 5 ans.

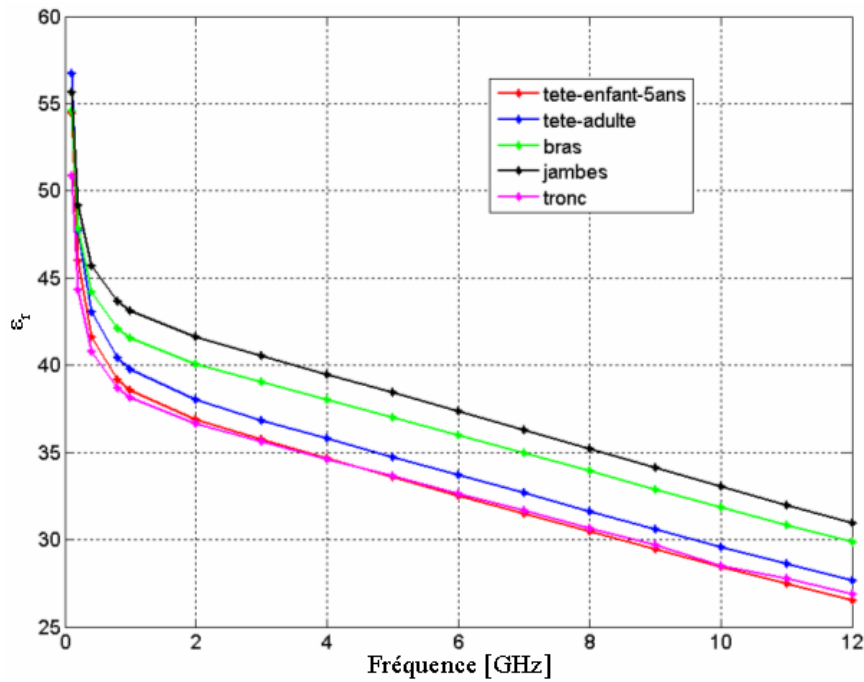
Tissu	%
Air intérieur	3.840642
Sang	0.623388
Os spongieux	5.044425
Os cortical	0.014331
Moelle	0.85268
Cartilage	0.38693
<i>Cerebellum</i>	3.102608
Œil	0.458584
Graisse	7.301519
Matière grise	21.30267
Thyroïde	0.071654
Muscle	22.69991
Nerf	0.007165
Peau	18.03525
Matière blanche	8.032388
Trachée	0.501576
Crâne	7.12955
Graisse (autre)	0.564726

Tableau 4.5 : Proportions moyennes des tissus dans la tête d'un adulte.

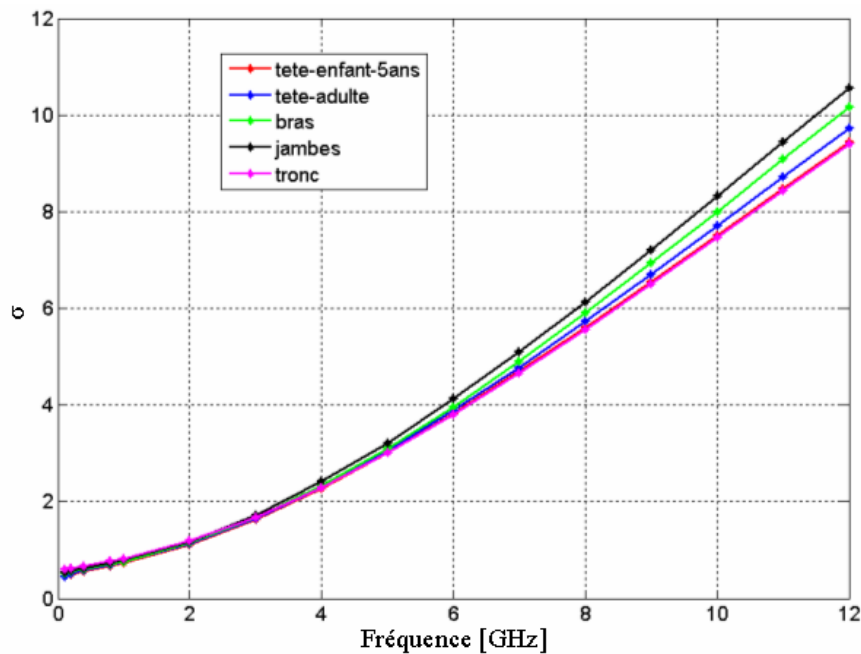
Les propriétés diélectriques des divers tissus humains sont données pour toute fréquence entre 10 Hz et 100 GHz dans [35]. Les matériaux utilisés pour la détermination de ces valeurs comprennent les tissus animaux et les matériaux d'autopsie humaine analysés peu de temps après la mort. Plus de détails sur les techniques et la précision de ces mesures sont donnés dans [35, 36].

On trace sur la figure 4.4 la dépendance fréquentielle des propriétés moyennes. On observe pour les différentes parties une décroissance monotone et quasi linéaire au-delà de 2 GHz de la permittivité, ainsi qu'une croissance également monotone de la conductivité avec la fréquence. Notons à ce propos que le modèle « 4-Cole-Cole » permet de décrire la dépendance fréquentielle des propriétés diélectriques des divers tissus, sur la bande allant du

Hz au GHz [35]. On peut ainsi appliquer ce modèle aux divers tissus présents dans une partie du corps donnée afin de décrire la dépendance fréquentielle de ses propriétés moyennes.



(a) Permittivité relative.



(b) Conductivité.

Fig. 4.4 : Propriétés diélectriques en fonction de la fréquence.

#### 4.4.1 Simulation avec des formes canoniques homogènes (sous WIPL-D)

La nature dispersive des tissus humains implique une interaction antenne/corps qui peut varier significativement à l'intérieur d'une large bande comme celle de l'ULB. Les performances de l'antenne varient également (plus ou moins significativement) le long de cette bande. Par conséquent, afin de séparer l'effet de la dépendance fréquentielle des

propriétés du corps et des caractéristiques de l'antenne, nous avons décidé de commencer par étudier l'effet du corps sur des antennes à bande étroite adaptées à différentes fréquences. Ainsi, on choisit comme antenne un dipôle filaire. Six dipôles différents ont été utilisés ayant respectivement comme fréquences de résonance approximatives 1 GHz, 2 GHz, 3 GHz, 4 GHz, 5 GHz et 6 GHz. Un ellipsoïde homogène est utilisé pour représenter la tête. Les trois demi axes  $a$ ,  $b$  et  $c$  de cette ellipsoïde sont de 110 mm, 99 mm et 110 mm respectivement. Le matériau à l'intérieur de l'ellipsoïde est caractérisé par une permittivité  $\epsilon_r$  et une conductivité  $\sigma$  constantes en fonction de la fréquence. Ces valeurs correspondent aux valeurs moyennes déjà estimées (Figure 4.4) dans la tête d'un adulte à la fréquence de résonance considérée. Pour chaque fréquence plusieurs espacements antenne/tête ( $e$ ) ont été testés. Le schéma de simulation dans le cas d'un dipôle résonant à 1 GHz placé à 5 mm de la tête est présenté figure 4.5.

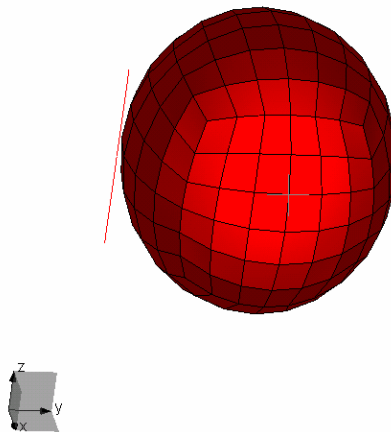


Fig. 4.5 : Configuration de simulation (dipôle 1GHz à 5 mm de la tête).

**Dipôle 1GHz :** Dans ce cas deux espacements ont été testés, 1 mm et 5 mm. Le coefficient de réflexion simulé est tracé dans la figure 4.6. On constate un décalage de la fréquence de résonance dû à la présence de la tête. Ce comportement a été déjà reporté dans la littérature lors des études portant sur les téléphones portables en présence de la tête [12-13].

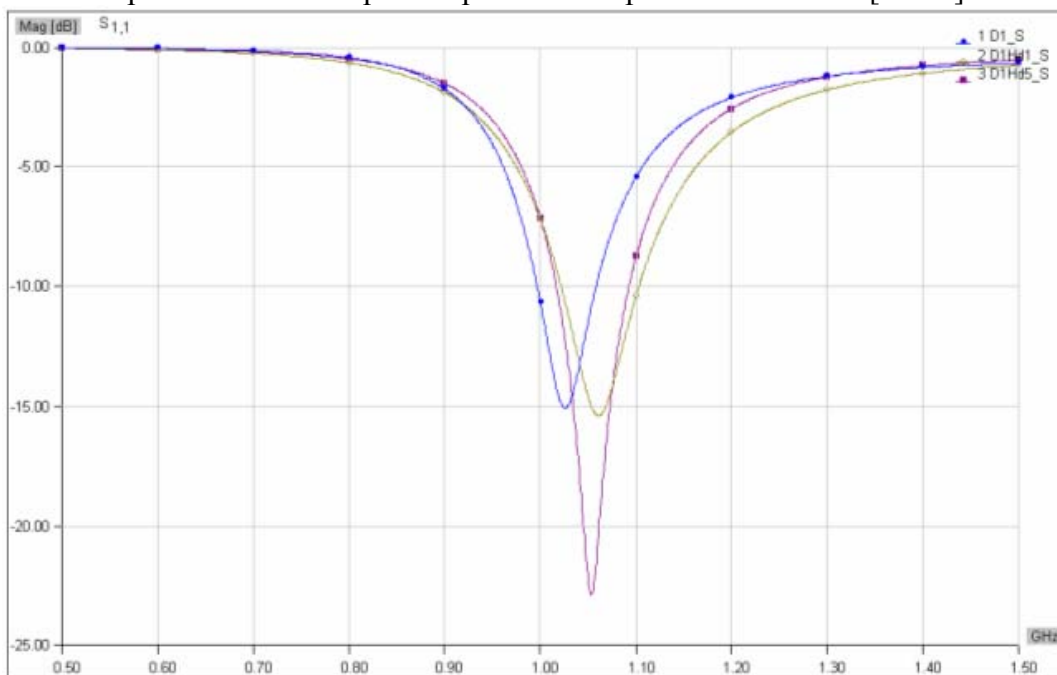


Fig. 4.6 : Coefficient de réflexion simulé. (bleu) dipôle seul, (jaune)  $e = 1$  mm et (magenta)  $e = 5$  mm de la tête.

Sur la figure 4.7, on trace le diagramme de rayonnement tridimensionnel en présence de la tête.

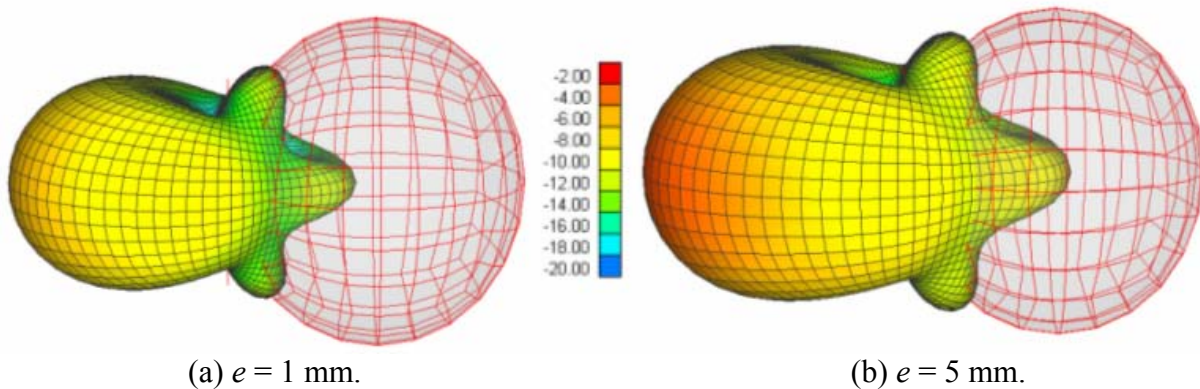


Fig. 4.7: Gain (dBi) simulé.

On note une atténuation significative à l'intérieur de la tête visible sur le diagramme de rayonnement. Avec l'augmentation de l'espacement dipôle/tête la puissance induite dans la tête augmente mais le gain dans la direction opposée à la tête augmente également. Notons que la dégradation du diagramme de rayonnement due à l'absorption importante dans la tête et le corps de l'utilisateur a déjà été reportée dans la littérature [12, 13, 15-17, 37].

**Dipôle 3GHz :** Dans ce cas, des espacements de 1 mm, de 5 mm et de 10 mm ont été testés. Les résultats portant sur le coefficient de réflexion et le diagramme de rayonnement sont présentés dans les figures 4.8 et 4.9 respectivement. On retrouve un comportement similaire (de l'adaptation et du gain) à celui à la fréquence 1 GHz.

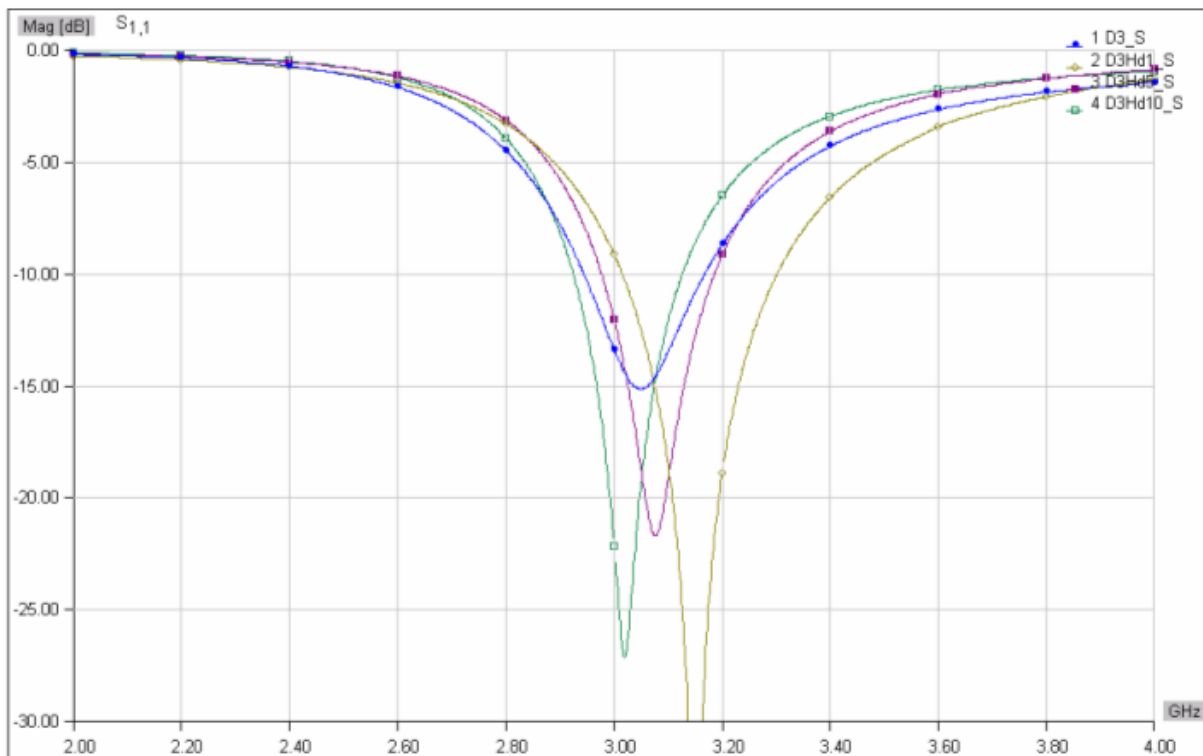


Fig. 4.8 : Coefficient de réflexion simulé. (bleu) dipôle seul, (jaune)  $e = 1$  mm, (magenta)  $e = 5$  mm de la tête et (vert)  $e = 10$  mm.

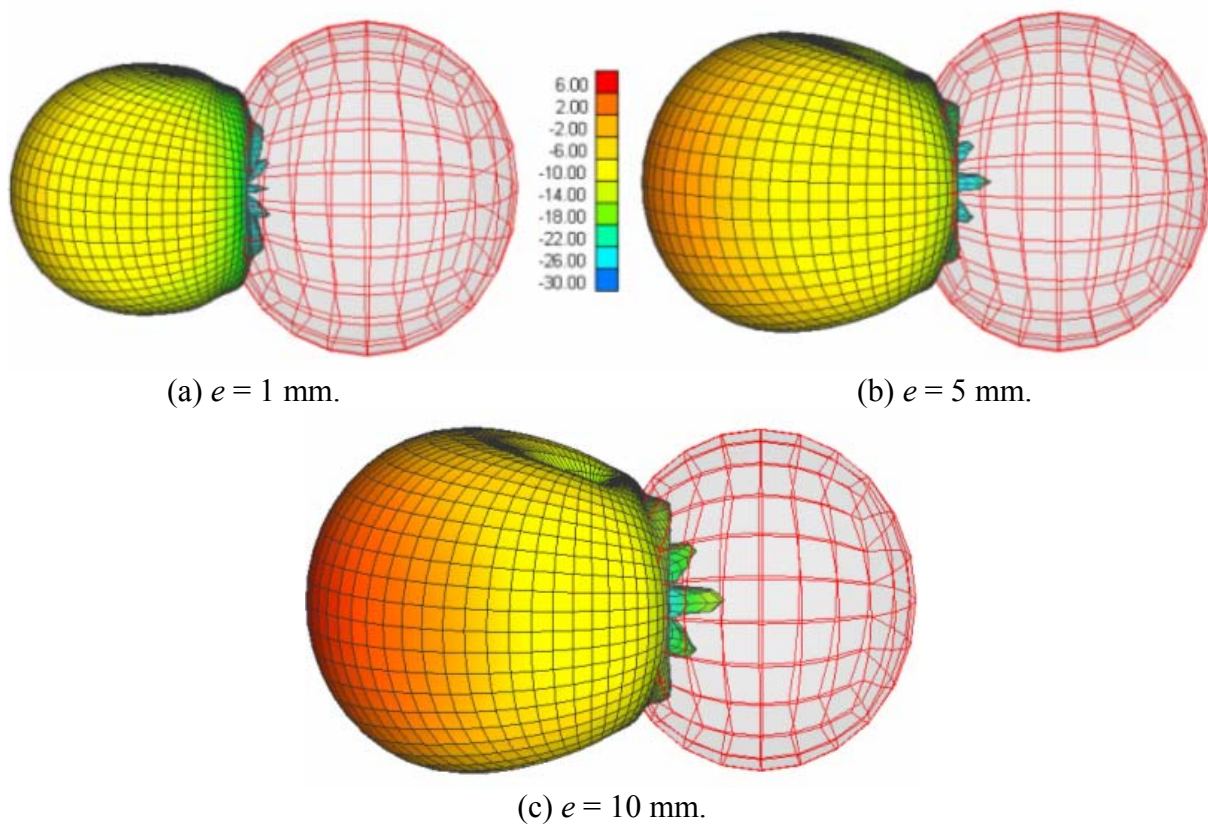
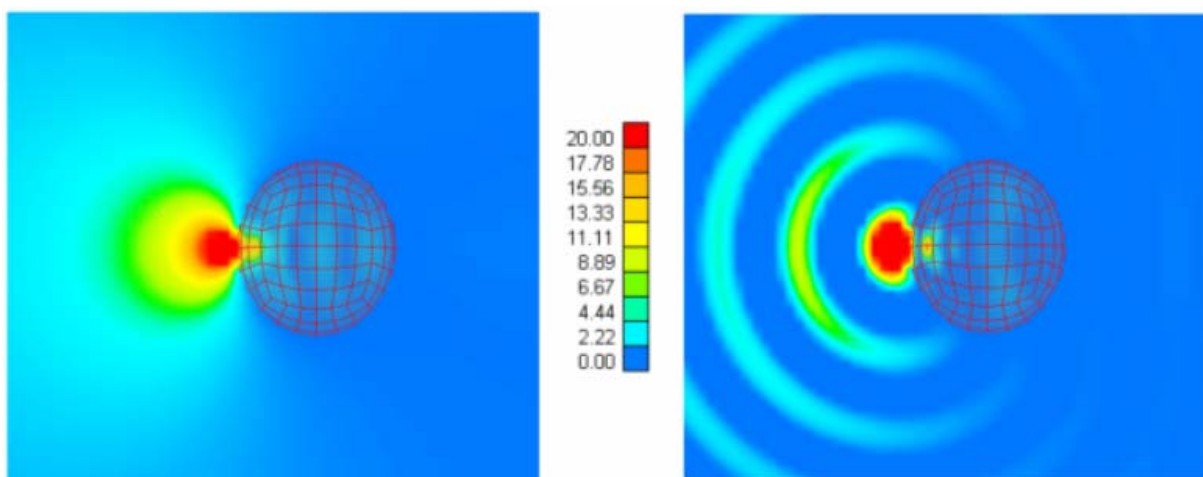


Fig. 4.9 : Gain (dBi) simulé.

On trace dans la figure 4.10 la carte du champ proche à 3 GHz pour  $e = 5$  mm à deux instants différents. On constate que le champ rayonné est sévèrement atténué dans la tête et la profondeur de pénétration dans la tête est ainsi relativement faible à cette fréquence.

Fig. 4.10 : Carte du champ proche à deux instants différents ( $e = 5$  mm).

Dans toutes les simulations déjà présentées, le dipôle et par conséquent la direction du champ électrique  $E$  était tangente à la tête (configuration TE). On note cette configuration « polar 1 » tout au long de ce manuscrit. Afin d'étudier l'influence de la polarisation par rapport à la tête, des simulations avec le champ  $E$  normal à la tête (polar 2) ont été effectuées

(configuration TM) (Figure 4.11). L'approche suivie ici est plutôt d'ordre théorique étant donné que la configuration « polar 2 » n'est pas pratique en terme d'usage. L'extrémité du dipôle est à 5 mm de la tête, ce qui donne un espacement  $e$  entre le centre du dipôle et la tête d'environ 23 mm.

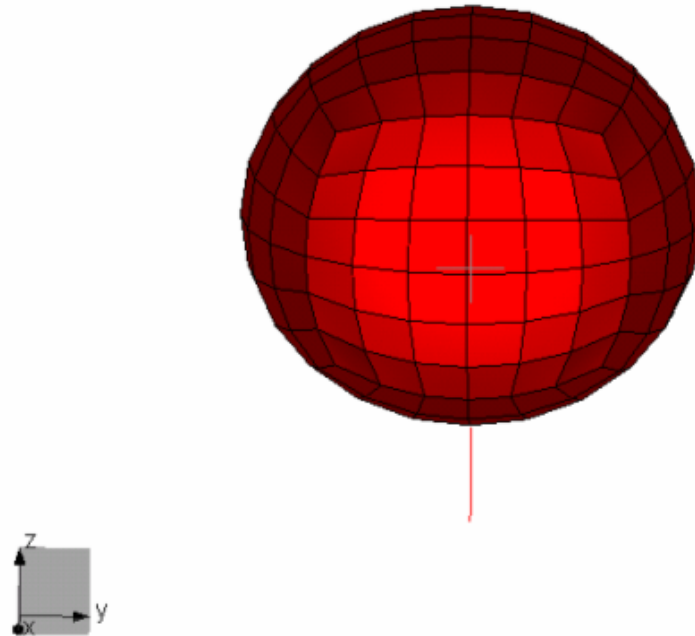


Fig. 4.11 : Configuration de simulation en « polar 2 ».

Sur la figure 4.12 on trace les coefficients de réflexion simulés dans les deux polarisations ainsi que pour le dipôle seul.

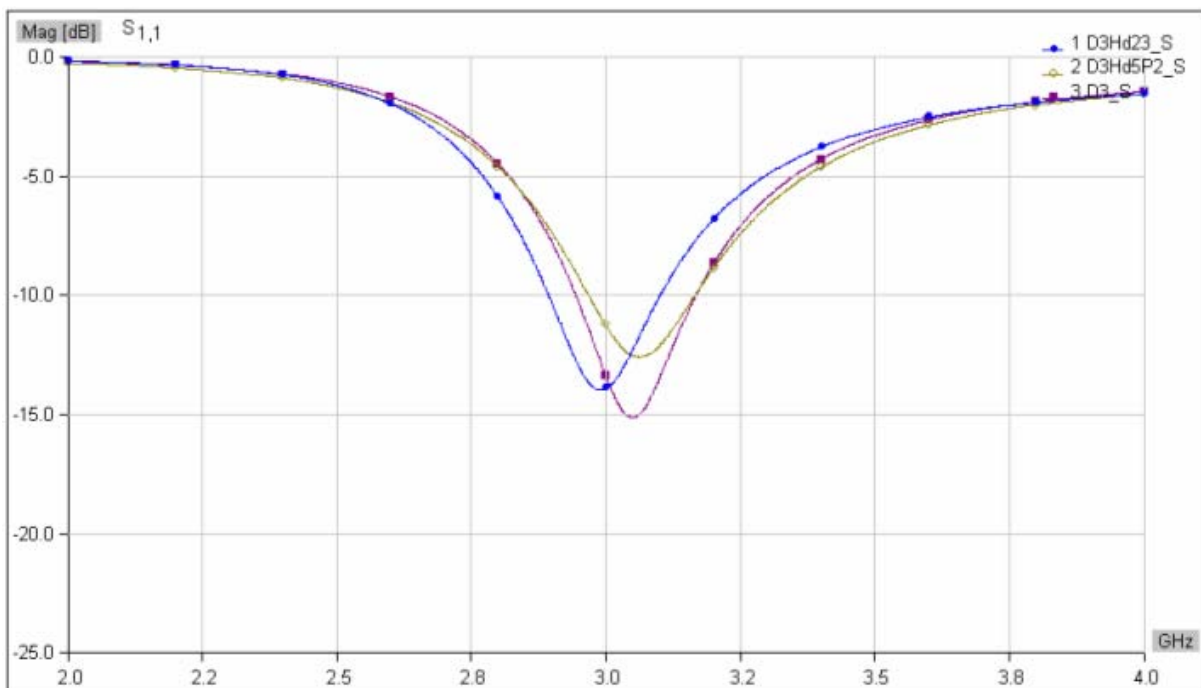


Fig. 4.12 : Coefficient de réflexion simulé : (bleu) polar 1 ( $e = 23$  mm), (jaune) polar 2 ( $e = 23$  mm), (magenta) dipôle seul.

Un plus faible décalage de la fréquence de résonance est observé en « polar 2 » pour un espacement identique ( $e = 23 \text{ mm}$ ) entre le centre du dipôle et la tête dans les deux cas. Ceci est dû à un couplage dipôle/corps plus faible en « polar 2 ». Le dipôle reste néanmoins adapté à  $-10 \text{ dB}$ .

On présente la carte du champ proche en « polar 2 » dans la figure 4.13. Contrairement au cas « polar 1 », l'effet directif qui permet d'augmenter le gain dans la direction opposée à la tête n'existe pas en « polar 2 ». On constate également que le champ qui atteint la zone d'ombre derrière la tête est moins atténué qu'en « polar 1 ».

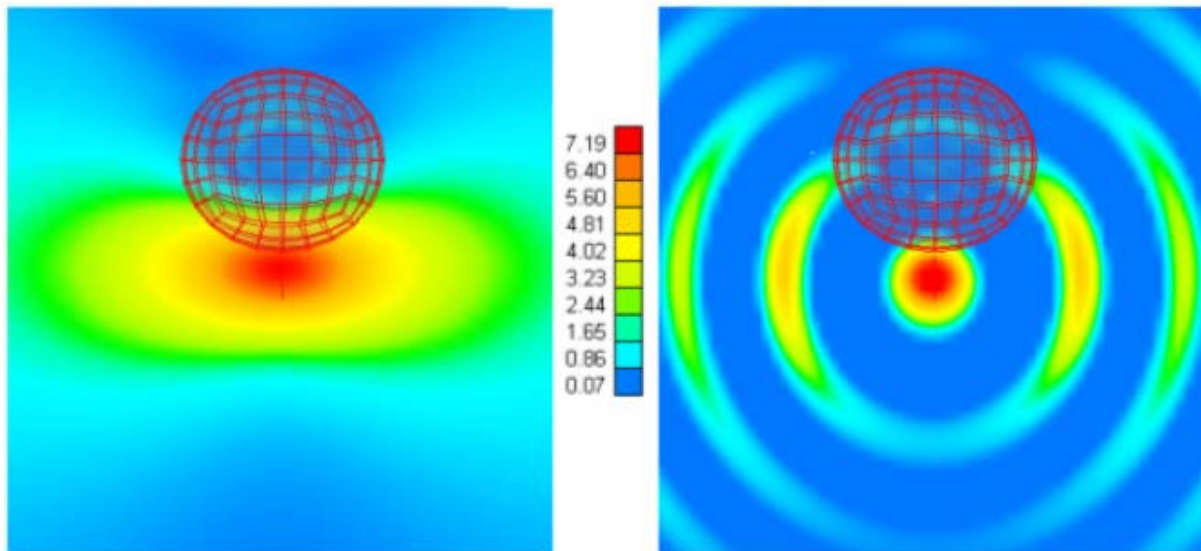


Fig. 4.13 : Carte du champ proche en « polar 2 » à deux instants différents.

Dans le but d'étudier l'effet d'autres parties du corps, des simulations ont été effectuées avec un cylindre représentatif d'un bras (Figure 4.14). Les polarisations 1 et 2 ont été testées et l'espacement entre le dipôle et le bras est de  $5 \text{ mm}$ .

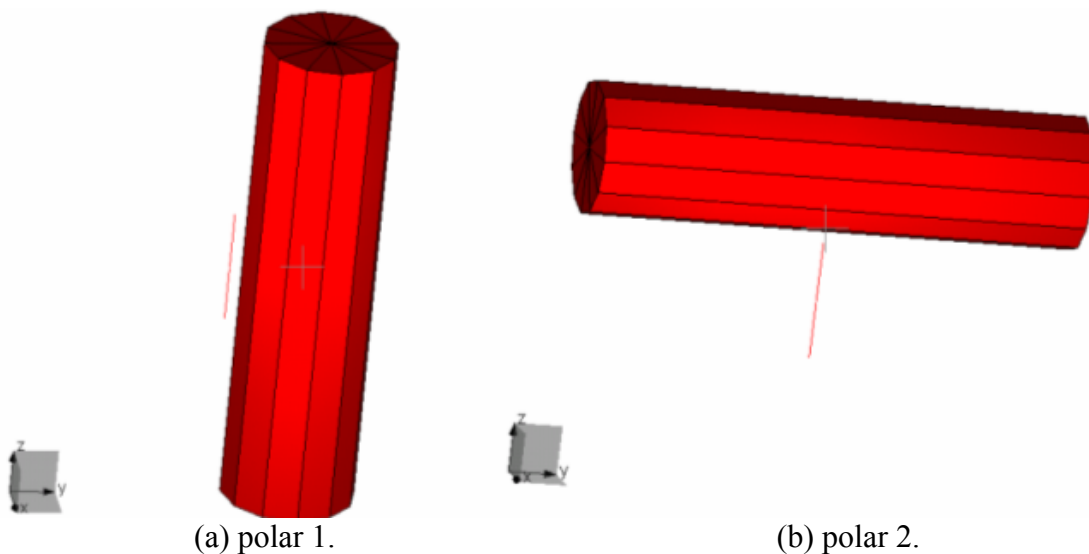


Fig. 4.14 : Configuration de simulation (dipôle à  $5 \text{ mm}$  de la main).

Le coefficient de réflexion simulé dans ce cas est tracé sur la figure 4.15. On constate que le dipôle est adapté à  $-10 \text{ dB}$  pour les deux polarisations et que le décalage de la



fréquence de résonance est moins significatif qu'en présence de la tête, les propriétés diélectriques étant cependant de même ordre de grandeur ( $\epsilon_r = 37$ ,  $\sigma = 1.7$  pour la tête,  $\epsilon_r = 39$ ,  $\sigma = 1.7$  pour la main).

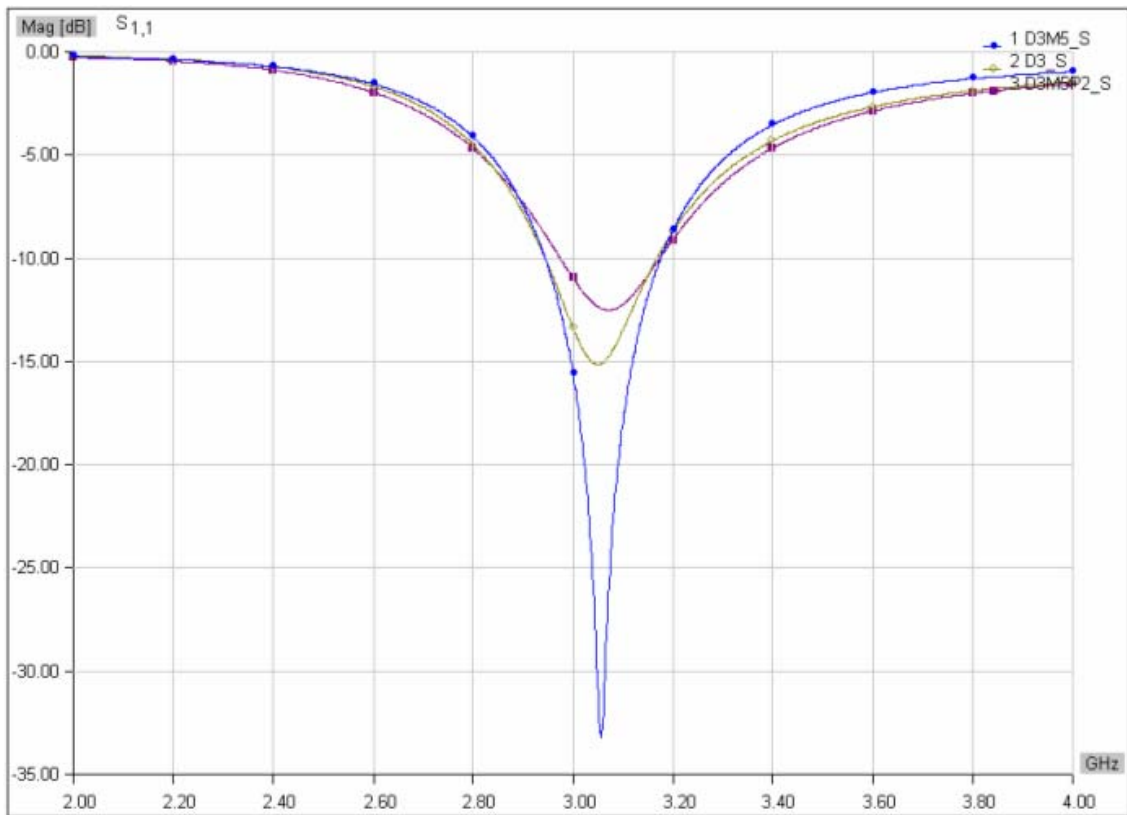


Fig. 4.15 : Coefficient de réflexion simulé : (bleu) polar 1, (magenta) polar 2 et (jaune) dipôle seul.

Comme prévu, on constate sur la carte du champ proche (Figure 4.16) que la zone masquée par le bras est significativement plus petite que celle masquée par la tête.

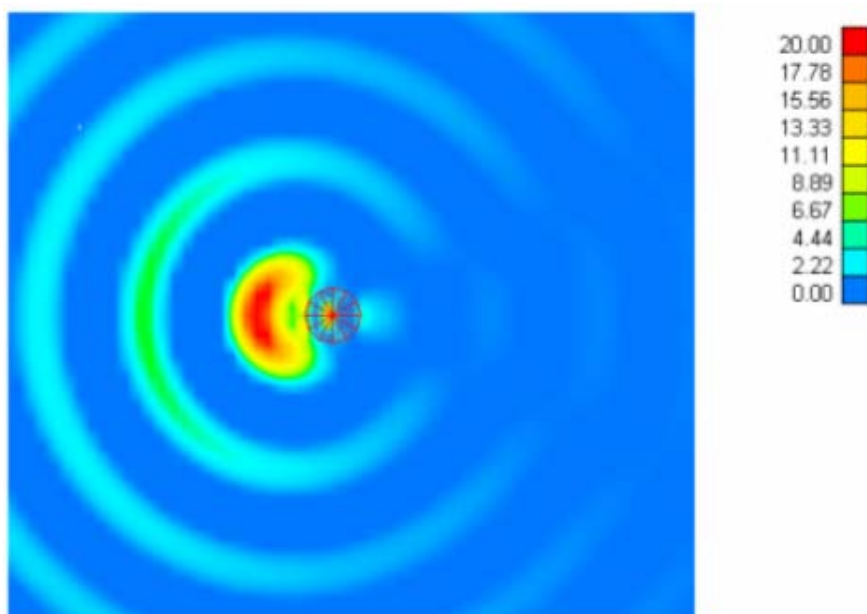


Fig. 4.16 : Carte du champ proche en « polar 1 ».

On trace sur la figure 4.17 le diagramme de rayonnement (en gain) tridimensionnel pour les deux polarisations. On observe un effet nettement plus faible du bras en « polar 2 ».

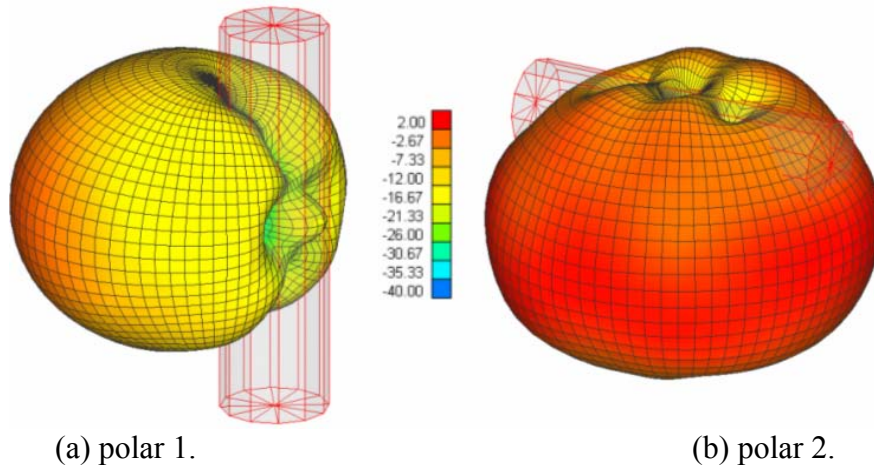


Fig. 4.17 : Gain (dBi) simulé.

**Conclusion sur les simulations (dipôle + tête) :** La présence d'un dipôle à proximité de la tête entraîne un décalage de sa fréquence de résonance. Ce décalage est dépendant de son espacement par rapport à la tête. Le diagramme de rayonnement est également fortement affecté, l'effet étant différent selon la polarisation du dipôle par rapport à la tête.

Pour un espacement donné, le gain d'un dipôle dans la direction opposée à la tête augmente avec la fréquence. En même temps, l'atténuation dans la tête et par conséquent la pénétration dans la tête diminue (Figure 4.18). Une exception étant à signaler à 6 GHz où la pénétration est supérieure à celle aux fréquences inférieures. La tendance générale avec l'augmentation de la fréquence reste en revanche valide.

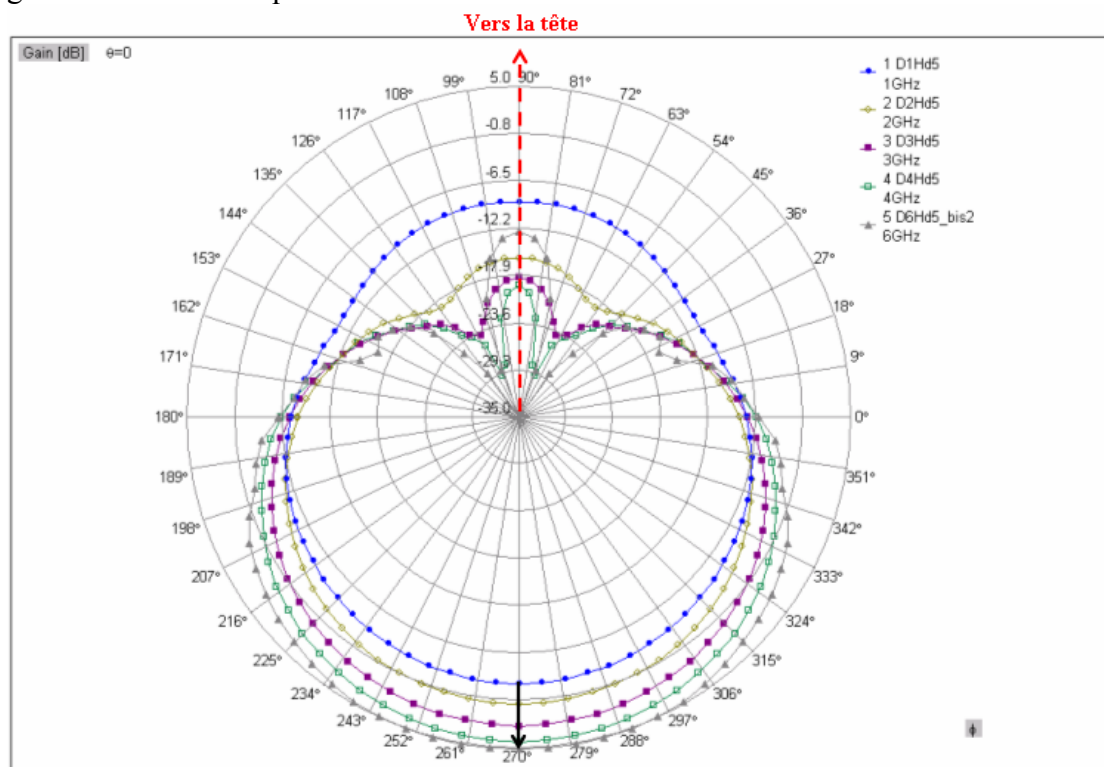
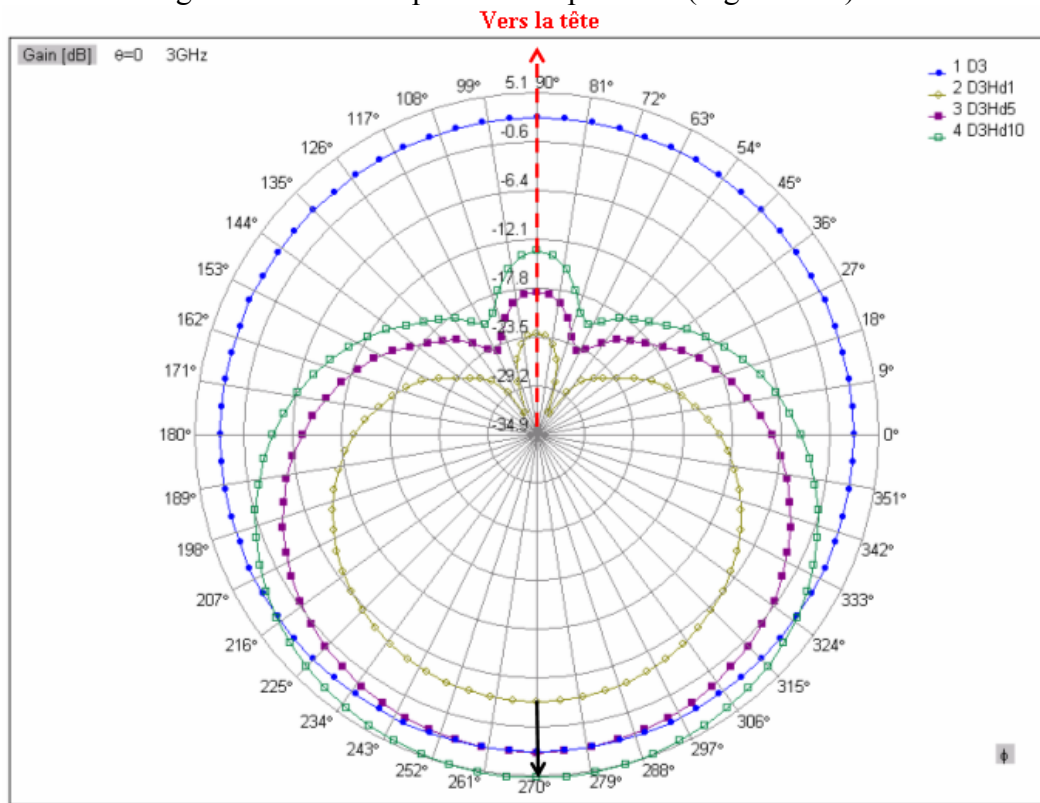
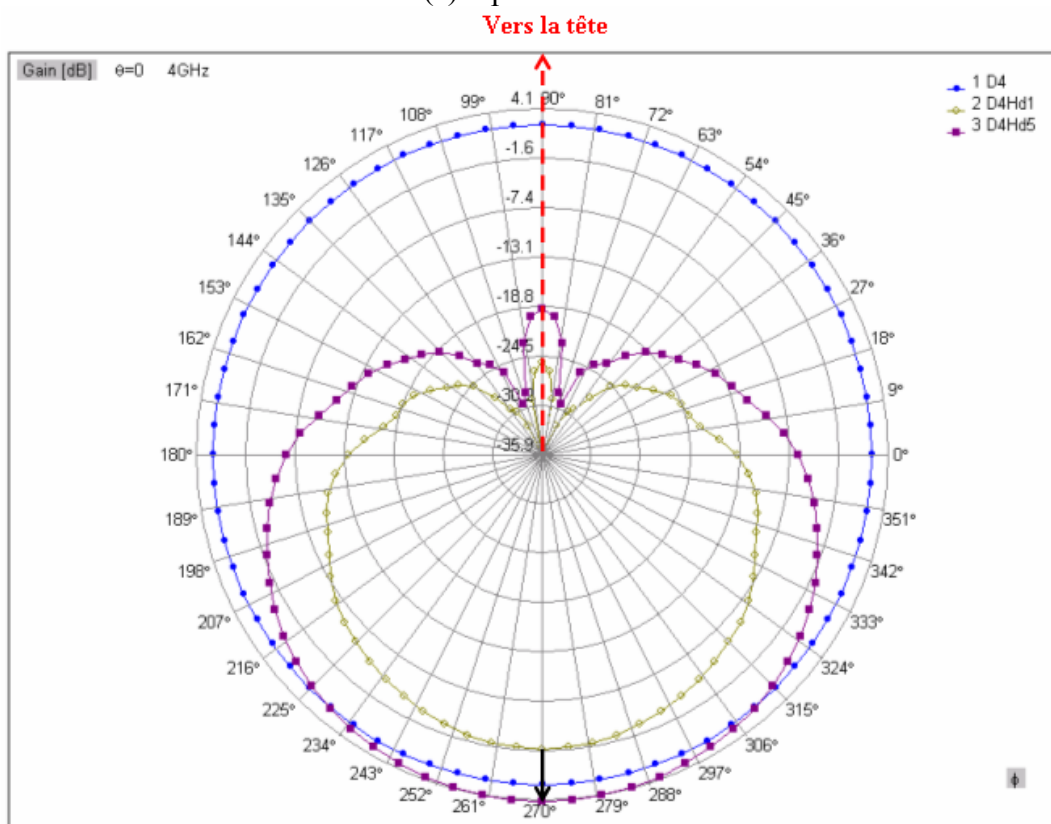


Fig. 4.18 : Gain (dBi) simulé (polar 1) en azimut ( $e = 5$  mm) : (bleu) 1 GHz, (jaune) 2 GHz, (magenta) 3 GHz, (vert) 4 GHz et (gris) 6 GHz.

En « polar 1 » à une fréquence donnée, le gain dans la direction opposée à la tête augmente avec l'augmentation de l'espacement dipôle/tête (Figure 4.19).



(a) dipôle 3 GHz.



(b) dipôle 4 GHz.

Fig. 4.19 : Gain (dBi) simulé (polar 1) en azimut : (bleu) dipôle seul, (jaune)  $e = 1$  mm, (magenta)  $e = 5$  mm, (vert)  $e = 10$  mm.

On présente par la suite les résultats de simulations effectuées avec des antennes ULB.

**DFMM :** On rappelle que l'antenne DFMM est la version micro ruban du monopole planaire avec alimentation double (voir paragraphe 3.4) [38]. La tête est représentée par un ellipsoïde homogène comme dans le cas des simulations avec dipôle. Les simulations sont effectuées entre 2 GHz et 6 GHz. Les propriétés moyennes choisies pour le matériau de la tête correspondent à celles calculées à 4 GHz.

Des espacements de 1 mm et de 5 mm ont été testés et la configuration de simulation est montrée dans la figure 4.20 (coté monopole de l'antenne vers la tête).

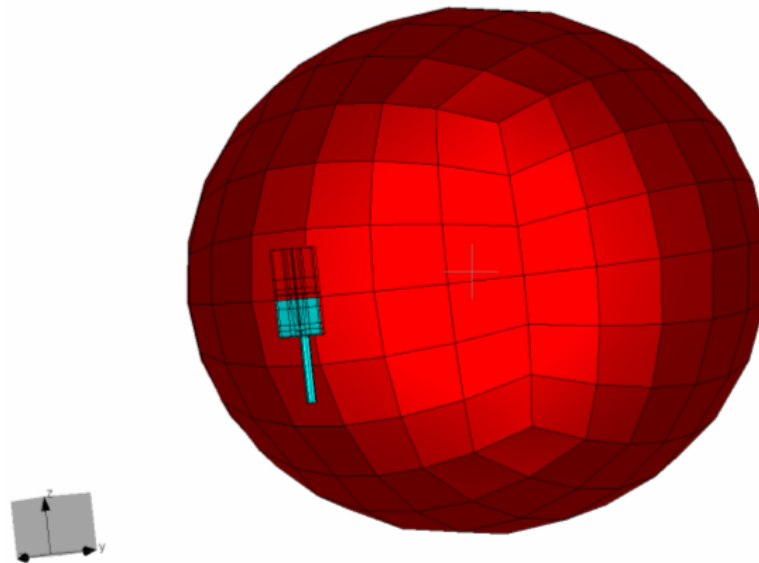


Fig. 4.20 : Configuration de simulation (DFMM à 5 mm de la tête).

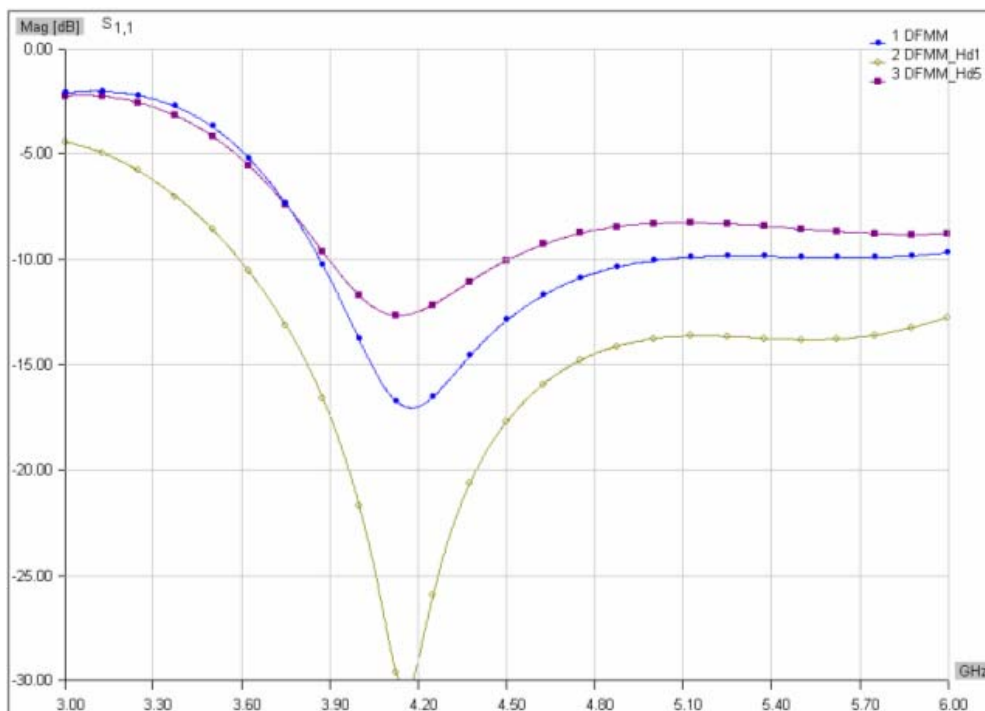


Fig. 4.21 : Coefficient de réflexion simulé : (bleu) DFMM seule, (jaune)  $e = 1$  mm et (magenta)  $e = 5$  mm.

L'effet de la tête sur le coefficient de réflexion de l'antenne DFMM est montré figure 4.21. On constate un changement du niveau d'adaptation ainsi qu'un décalage de la bande. Le décalage est significatif lorsque l'antenne est à 1 mm de la tête et il s'effectue vers les fréquences basses.

On montre sur la figure 4.22 l'effet de la tête sur le diagramme de rayonnement de l'antenne à deux fréquences différentes (4 GHz et 6 GHz). On retrouve un comportement semblable à celui du dipôle, avec le gain dans la direction opposée à la tête qui augmente lorsque l'espacement antenne/tête augmente.

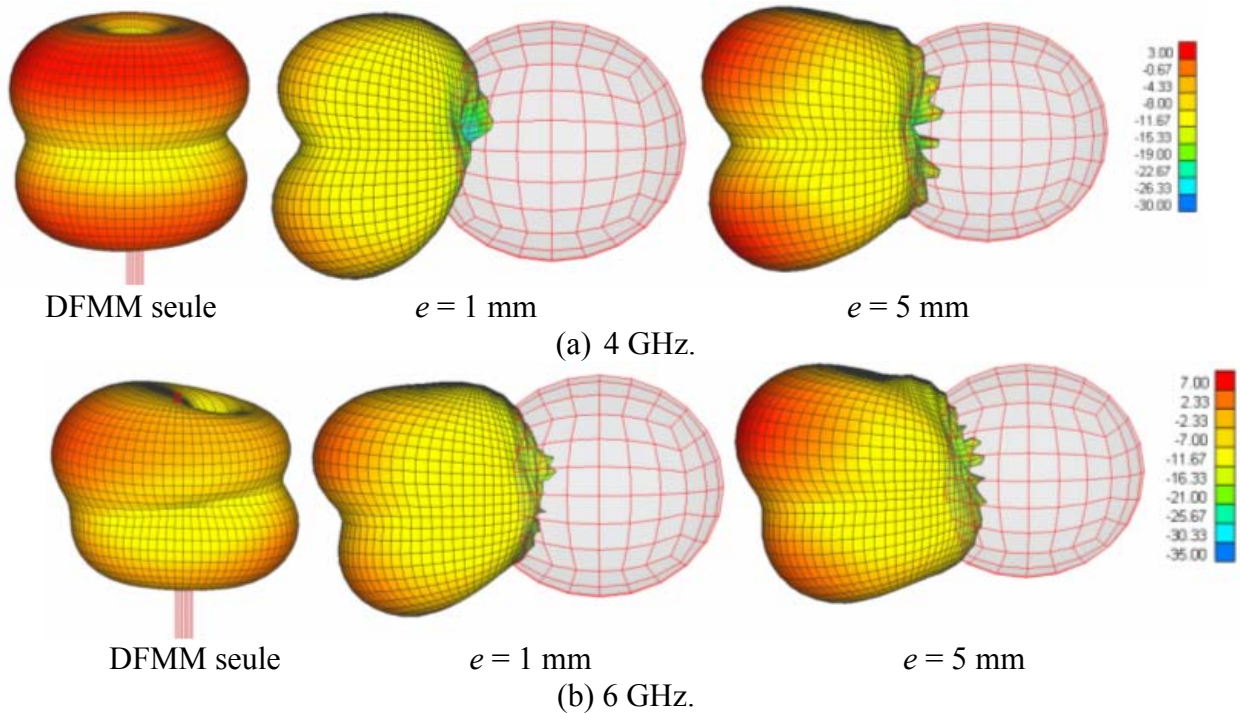


Fig. 4.22: Gain (dBi) simulé.

On trace sur la figure 4.23 le gain en azimut (plan X-Y) à 4 GHz et à 6 GHz pour les deux espacements testés. En comparaison à l'antenne seule, la présence de la tête a un effet directif. A 6 GHz, le gain dans la direction opposée à la tête est supérieur à celui de l'antenne seule pour les deux espacements antenne/tête (jusqu'à 3 dB de plus pour  $e = 5$  mm).

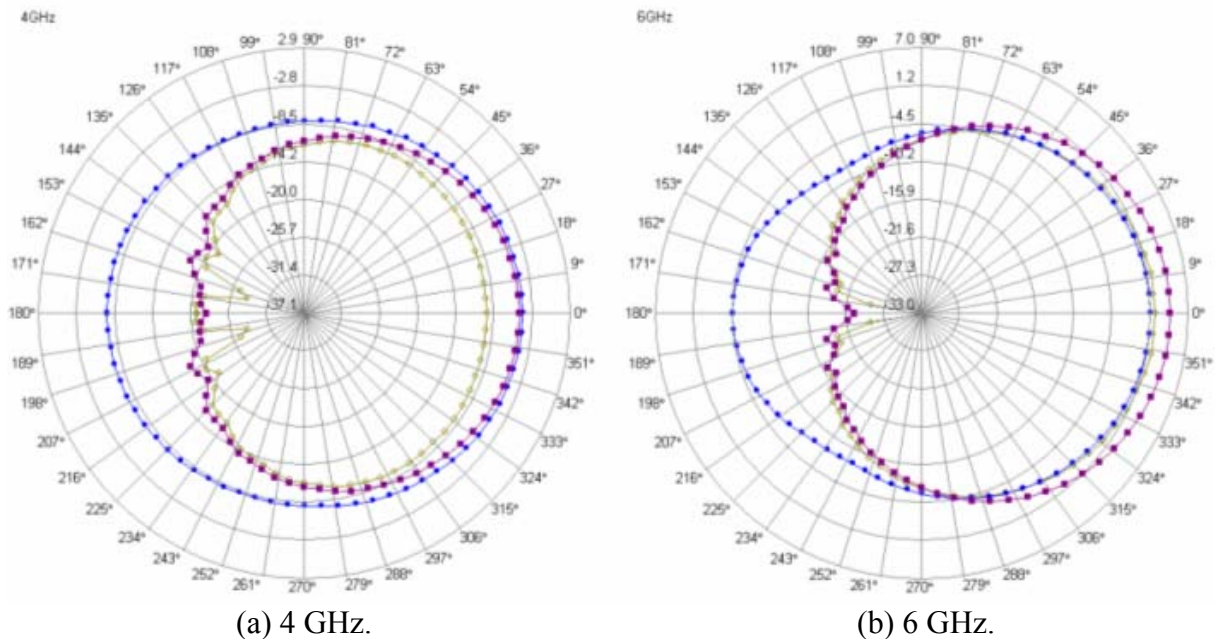


Fig. 4.23: Gain (dB) simulé en azimut : (bleu) DFMM seule, (jaune)  $e = 1$  mm et (magenta)  $e = 5$  mm.

Les simulations ayant été faites en considérant les propriétés diélectriques de la tête constantes et égales aux valeurs moyennes à 4 GHz, il est indispensable de regarder l'effet de ce choix sur les résultats. Ainsi, on a effectué des simulations (uniquement pour  $e = 5$  mm) en définissant les propriétés diélectriques de la tête à 3 GHz puis à 6 GHz. Le coefficient de réflexion simulé est tracé sur la figure 4.24. On constate que l'effet du choix des propriétés diélectriques est négligeable. Ceci est dû au fait que la variation de la permittivité et de la conductivité de la tête entre 3 GHz et 6 GHz n'est pas significative ( $\epsilon_r$  varie de 36.9 à 33.7 et  $\sigma$  varie de 1.7 à 3.9).

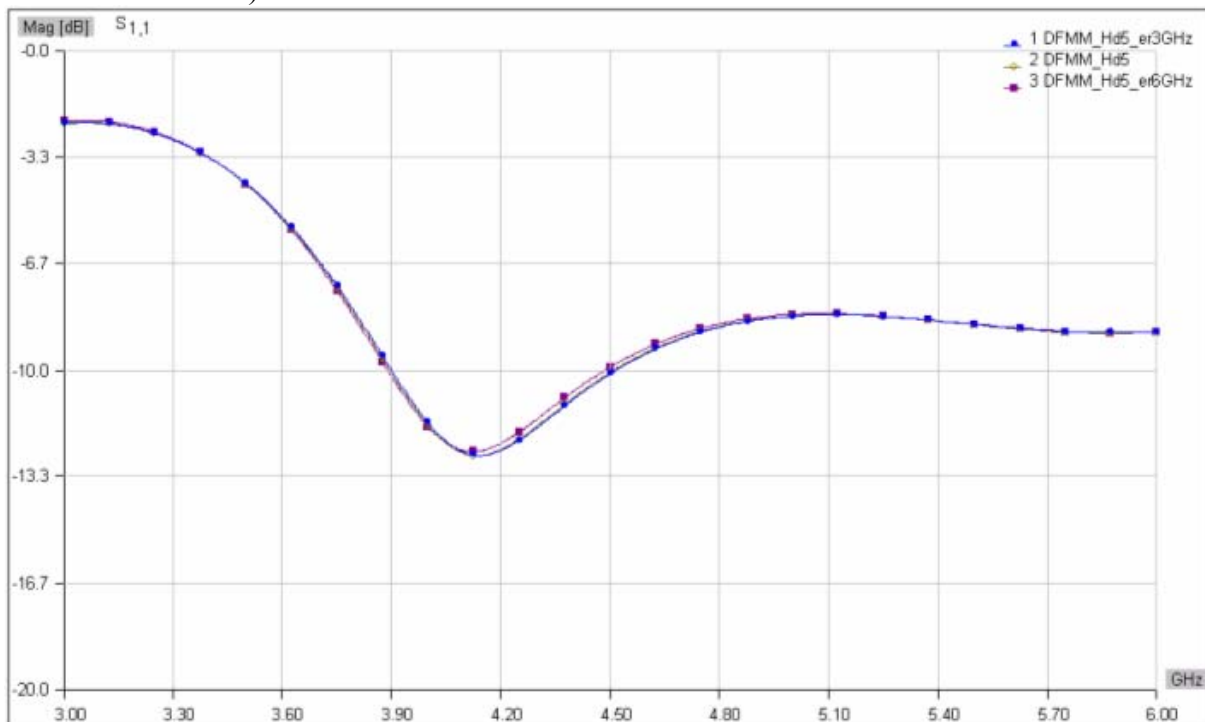


Fig. 4.24 : Coefficient de réflexion simulé ( $e = 5$  mm) pour des propriétés diélectriques à : (bleu) 3 GHz, (jaune) 4 GHz et (magenta) 6 GHz.

Un effet négligeable est également constaté sur le diagramme de rayonnement (Figure 4.25).

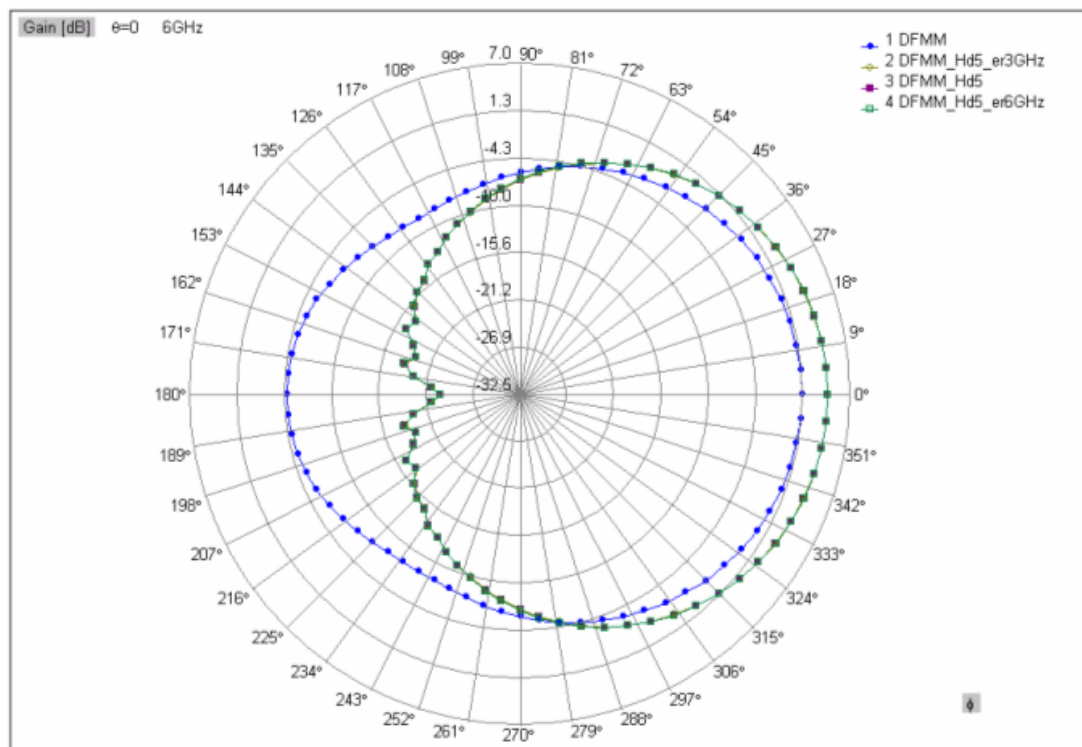


Fig. 4.25 : Gain (dBi) simulé en azimut à 6 GHz : (bleu) DFMM seule, (jaune) propriétés diélectriques à 3 GHz, (magenta) à 4 GHz et (vert) à 6 GHz.

L'influence de la polarisation par rapport à la tête a également été testée. La configuration de simulation en « polar 2 » est montrée dans la figure 4.26, l'antenne étant à 5 mm de la tête.

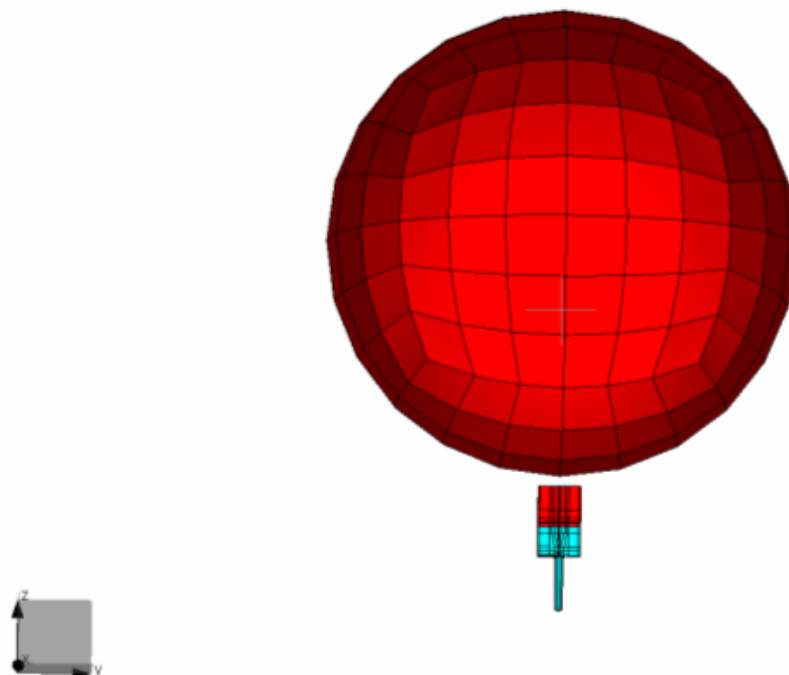


Fig. 4.26 : Configuration de simulation en « polar 2 ».

On compare sur la figure 4.27 le coefficient de réflexion simulé pour les polarisations 1 et 2. On constate une meilleure adaptation en « polar 2 ».

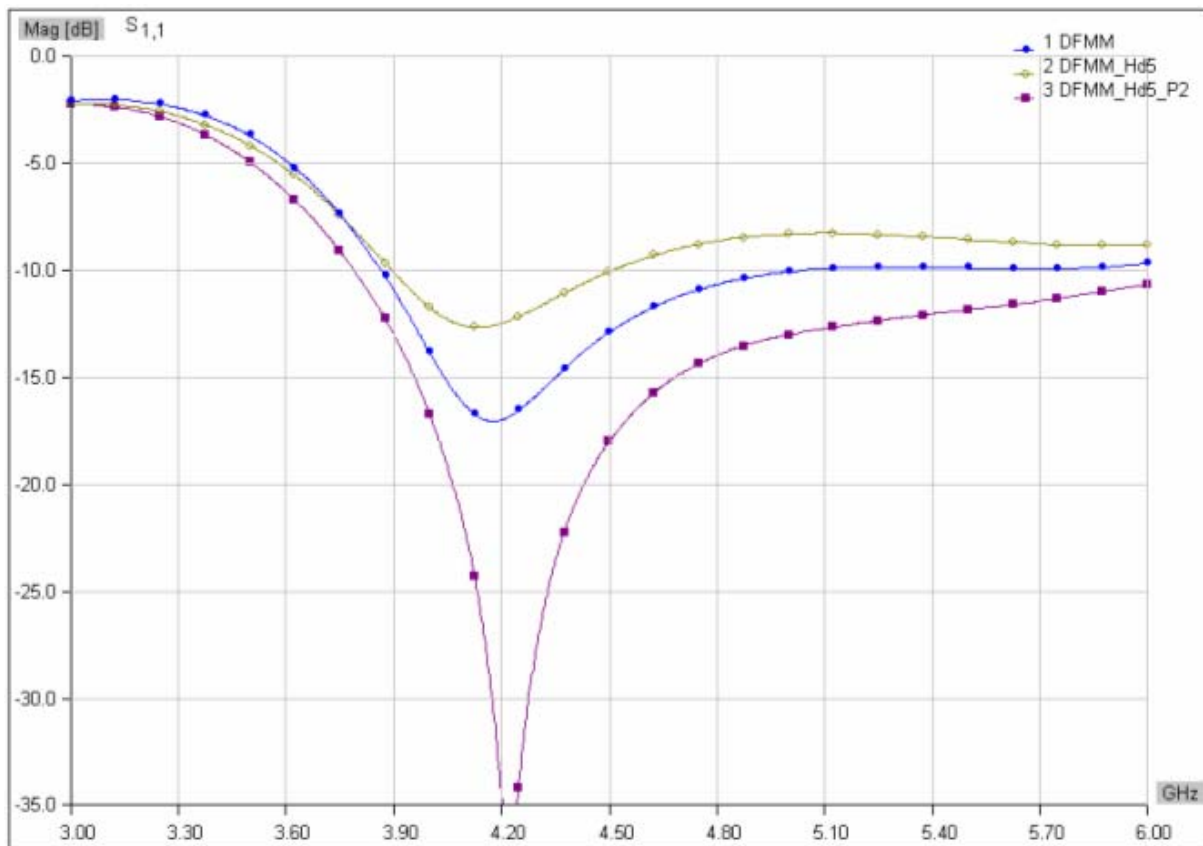
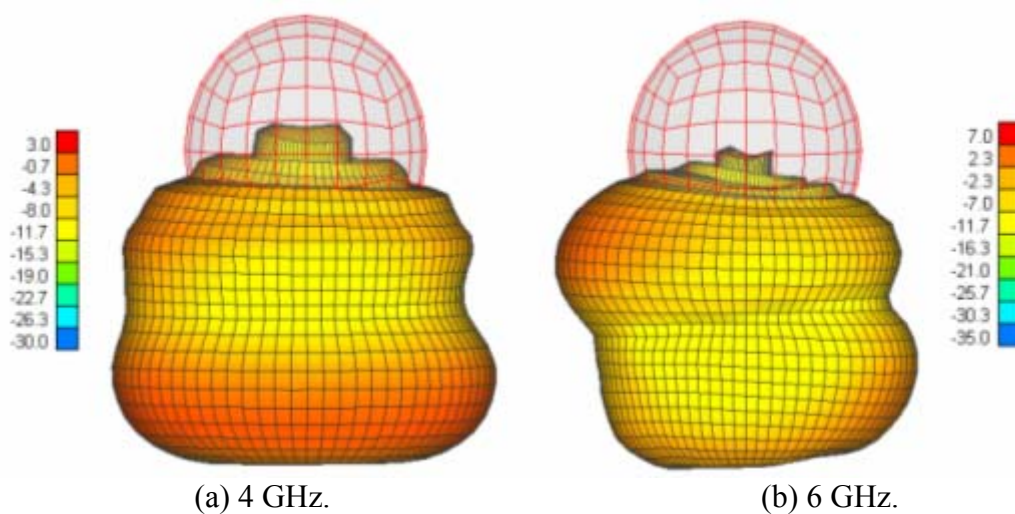


Fig. 4.27 : Coefficient de réflexion simulé ( $e = 5$  mm) : (bleu) DFMM seule, (jaune) polar 1 et (magenta) polar 2.

Le diagramme de rayonnement en « polar 2 » est tracé sur la figure 4.28 à 4 GHz et à 6 GHz. On observe une pénétration plus importante qu'en « polar 1 » à fréquence et espacement identiques.



(a) 4 GHz.

(b) 6 GHz.

Fig. 4.28 : Gain (dBi) simulé en « polar 2 ».



**Bicône :** La configuration de simulation dans ce cas est celle de la figure 4.29. Il s'agit d'une antenne ULB volumique en forme d'un bicône, à symétrie de révolution cylindrique de 37 mm de hauteur et 31 mm de largeur [39]. Les propriétés diélectriques de la tête choisies dans la simulation étant celles à 4 GHz.

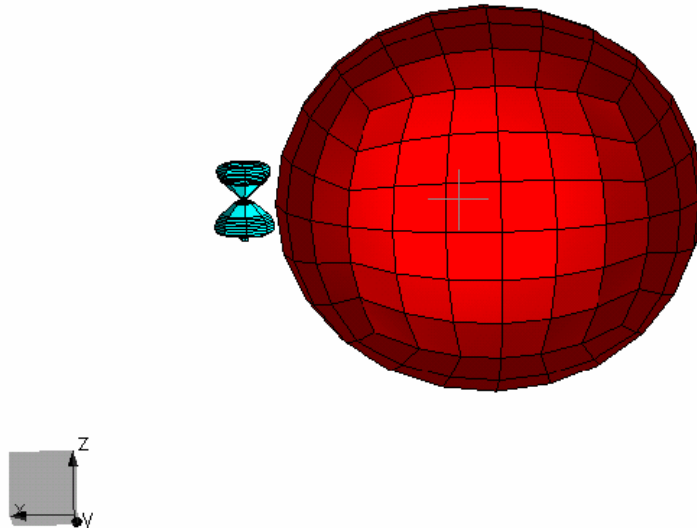


Fig. 4.29 : Configuration de simulation (bicône à 5 mm de la tête).

On trace sur la figure 4.30 le diagramme de rayonnement simulé à 3 GHz et à 6 GHz pour des espacements antenne/tête de 1 mm et de 5 mm. Précisons que l'espacement est compté par rapport à l'extrémité de la partie métallique et non pas par rapport à l'axe de révolution de l'antenne.

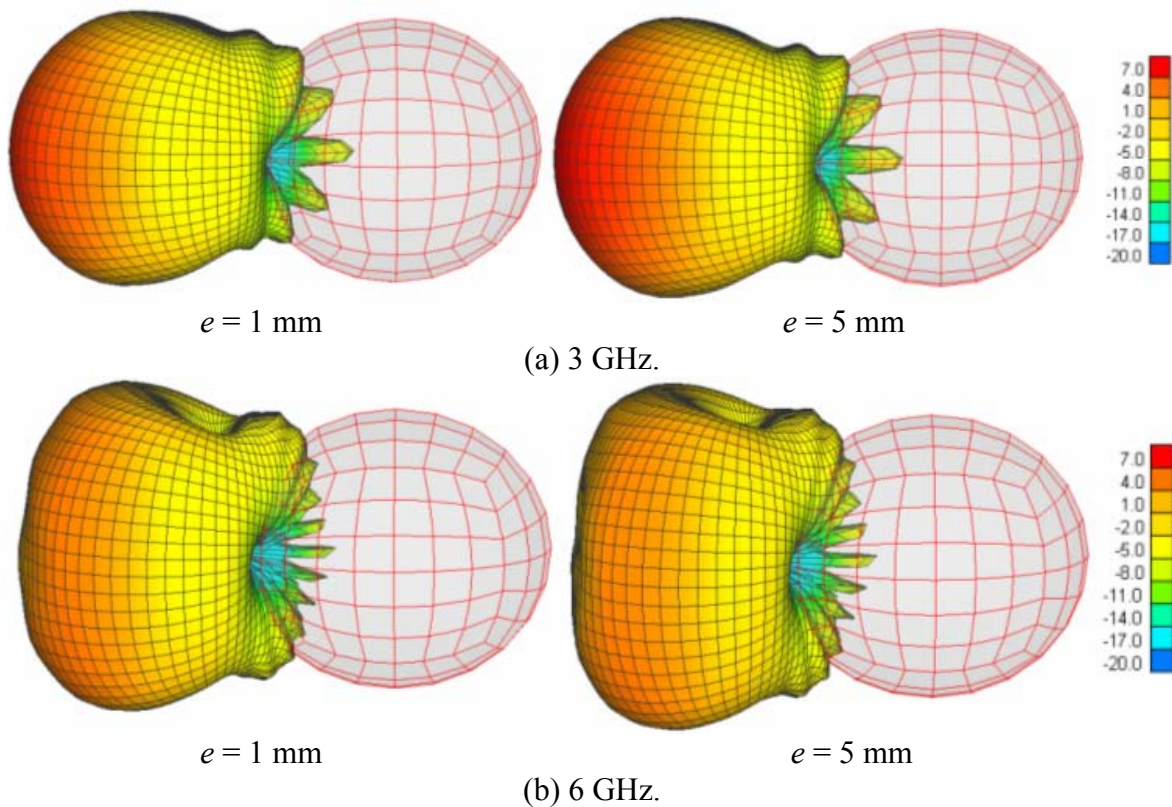


Fig. 4.30 : Gain (dBi) simulé.

On compare le diagramme de rayonnement en azimut (plan X-Y) par rapport à celui du bicône seul sur la figure 4.31. Comparé au bicône isolé, la tête introduit dans le sens opposé une augmentation du gain. Cet effet est plus prononcé aux fréquences basses (augmentation de 4 dB à 0° pour 3 GHz) alors que c'était l'inverse pour l'antenne DFMM.

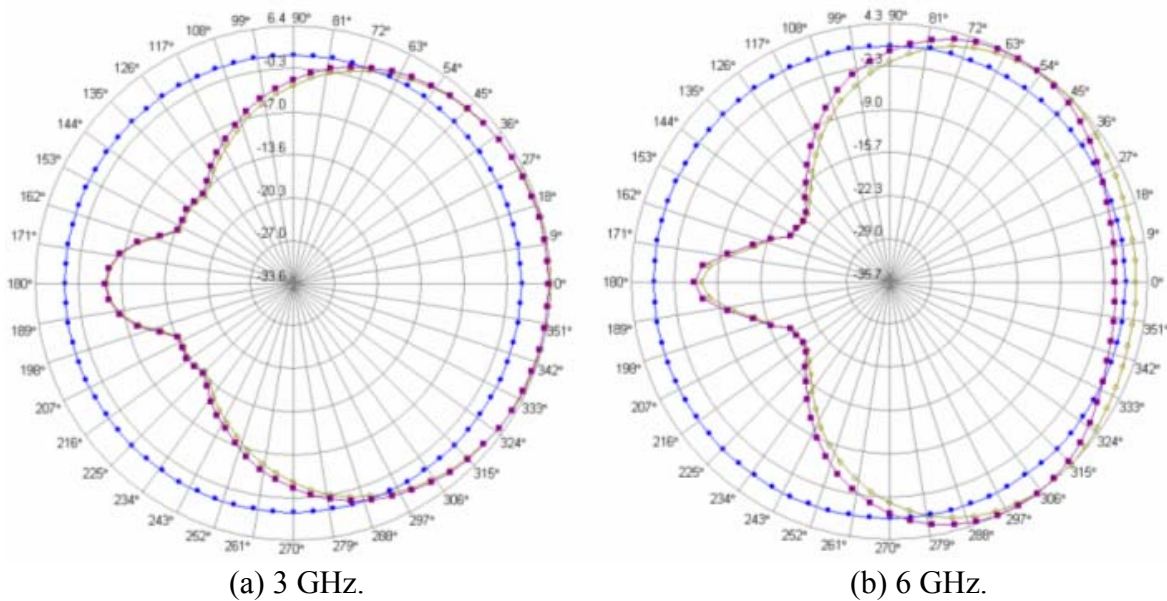


Fig. 4.31 : Gain (dBi) simulé en azimut : (bleu) Bicône seul, (jaune)  $e = 1$  mm et (magenta)  $e = 5$  mm.

#### 4.4.2 Simulation avec un profil homogène représentatif (sous MS-CST)

Les premières configurations de simulation comportent un dipôle filaire en présence de la tête. Deux dipôles ayant comme fréquence de résonance 1 GHz et 3 GHz respectivement ont été utilisés. Les espacements dipôle/tête ( $e$ ) testés dans les simulations sont de 5 mm, 10 mm, 20 mm et 25 mm. Dans ces simulations le matériau à l'intérieur de la tête est caractérisé par une permittivité  $\epsilon_r$  et une conductivité  $\sigma$  constantes. La configuration de simulation dans le cas du dipôle 1 GHz à 5 mm de la tête est montrée dans la figure 4.32.

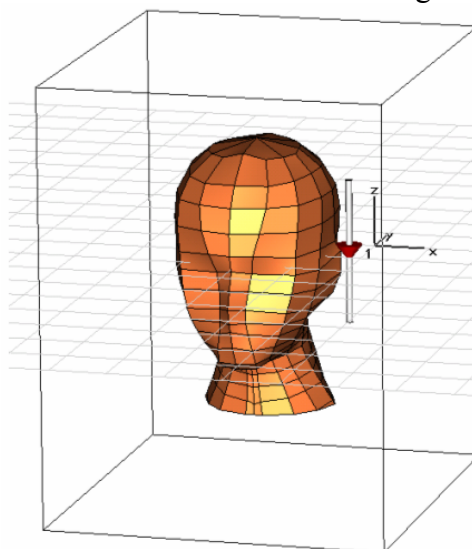


Fig. 4.32 : Configuration de simulation (dipôle 1 GHz à 5 mm de la tête).

**Dipôle 1GHz :** La simulation du coefficient de réflexion dans ce cas montre le phénomène de décalage de la fréquence de résonance déjà constaté lors des simulations avec des formes canoniques même si quantitativement le décalage n'est pas strictement le même. En effet, le décalage de la fréquence de résonance obtenu lors de la simulation du dipôle avec un ellipsoïde représentant la tête était de 1.02 GHz à 1.06 GHz pour  $e = 5$  mm. Dans le cas présent, la fréquence de résonance est décalée de 1 GHz à 1.1 GHz ( $e = 5$  mm) en présence de la tête (Figure 4.33). Le décalage constaté pourrait être expliqué comme suit : la tête renvoie une onde réfléchie déphasée, donc du point de vue du  $S_{11}$  de l'antenne, ceci se traduit par une partie imaginaire se superposant à celle du  $S_{11}$  dans le vide. Ainsi, la nouvelle fréquence de résonance sera celle où le  $S_{11}$  isolé a une partie imaginaire qui compensera celle additionnelle due à la tête.

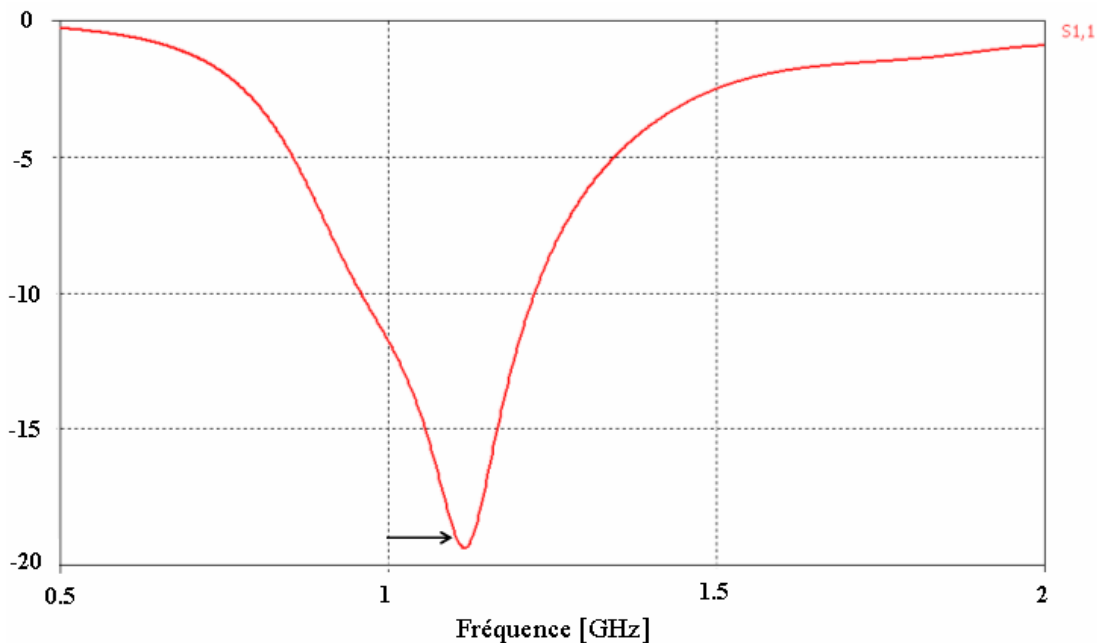


Fig. 4.33 : Coefficient de réflexion simulé en présence de la tête pour  $e = 5$  mm.

On trace sur la figure 4.34 la répartition de la densité de puissance sur la surface de la tête pour différents espacements dipôle/tête. On constate comme prévu la diminution de la puissance sur la tête avec l'augmentation de l'espacement dipôle/tête.

Le diagramme de rayonnement tridimensionnel pour  $e = 5$  mm, 20 mm et 25 mm est tracé sur la figure 4.35.

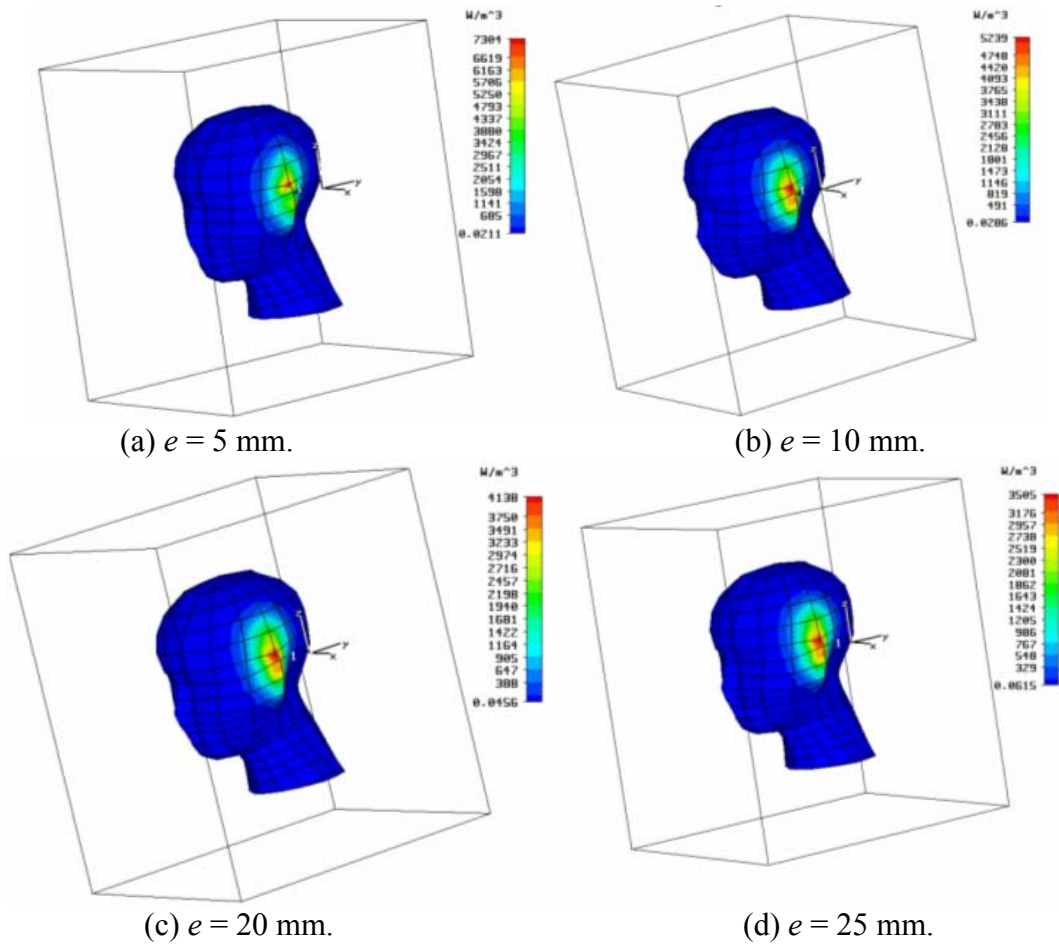


Fig. 4.34 : Répartition de la densité de puissance sur la surface de la tête.

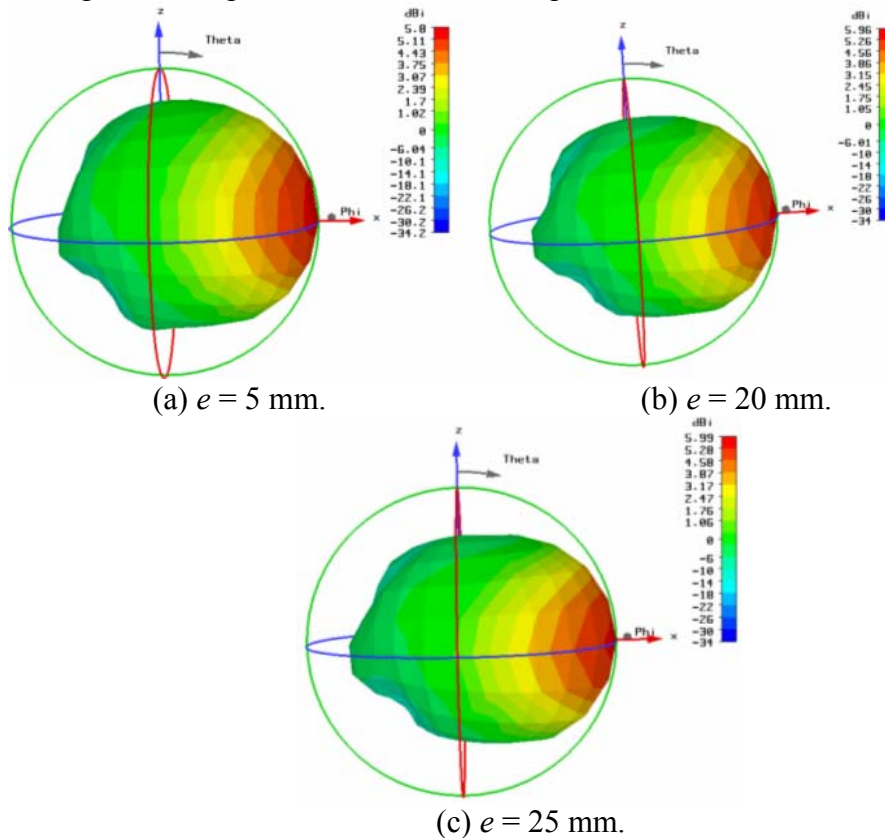
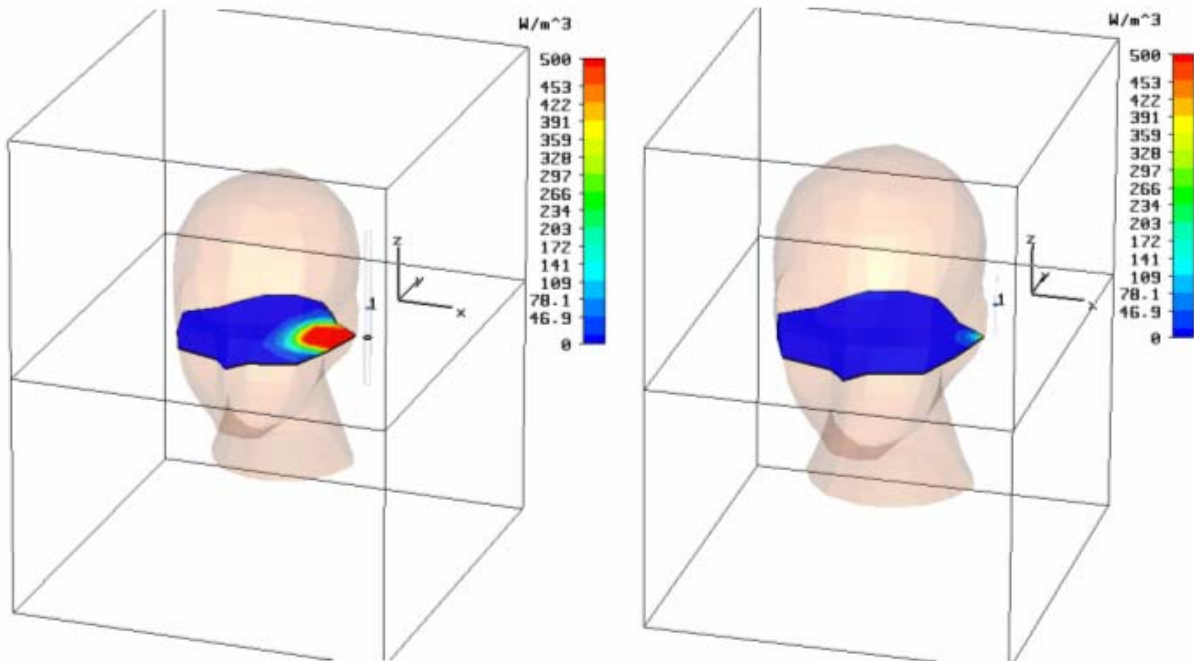


Fig. 4.35 : Gain (dBi) simulé.

**Dipôle 3GHz :** On montre sur la figure 4.36 la densité de puissance à l'intérieur de la tête selon un plan de coupe pour  $e = 5$  mm. La comparaison avec le cas similaire à 1 GHz montre que l'augmentation de la fréquence implique une réduction de la puissance induite dans la tête.

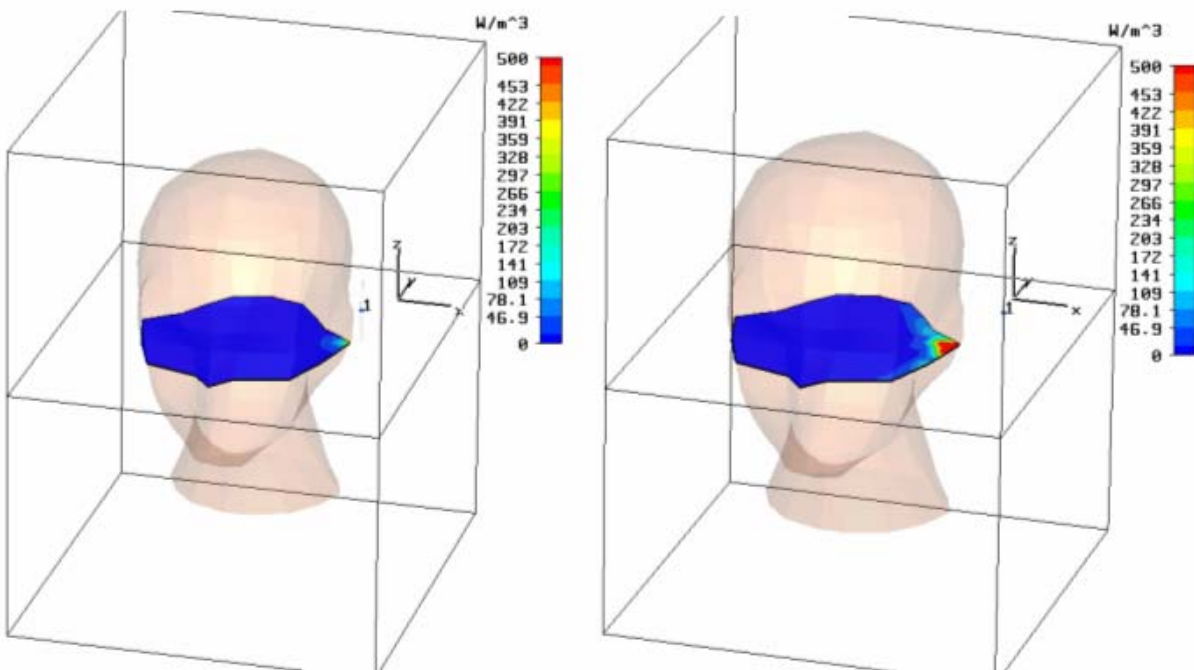


(a) 1 GHz.

(b) 3 GHz.

Fig. 4.36 : Densité de puissance à l'intérieur de la tête ( $e = 5$  mm).

D'un autre côté, à une fréquence donnée, l'augmentation de l'espacement dipôle/tête se traduit par une augmentation de la puissance induite dans la tête (figure 4.37).

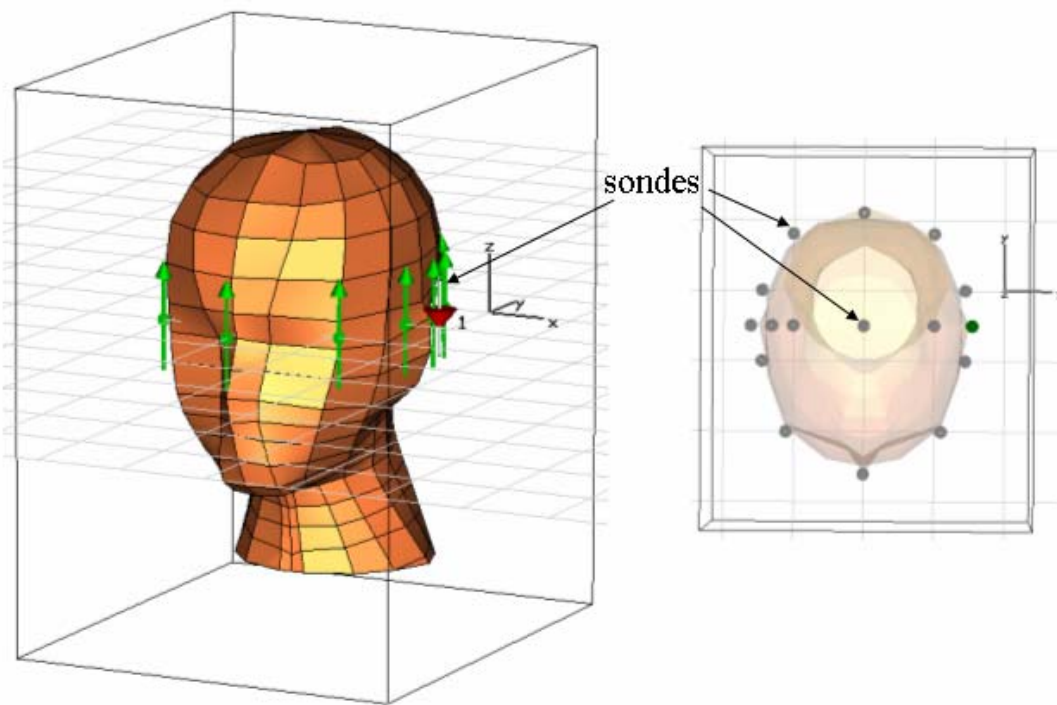


(a)  $e = 5$  mm.

(b)  $e = 25$  mm.

Fig. 4.37 : Densité de puissance à l'intérieur de la tête ( $f = 3$  GHz).

*Mécanismes de propagation:* Différents mécanismes de propagation sont envisageables en présence de la tête dont la propagation directe à travers la tête, les ondes de surfaces et la diffraction. Afin de déterminer le mécanisme principal de propagation, on analyse le champ électrique à différents points autour et à l'intérieur de la tête. CST offre la possibilité d'utiliser des sondes dans la simulation. Une sonde permet d'enregistrer une composante du champ électromagnétique à un endroit choisi durant la simulation. Ainsi, on définit plusieurs sondes autour et à l'intérieur de la tête suivant l'axe Z (axe du dipôle) comme le montre la figure 4.38.

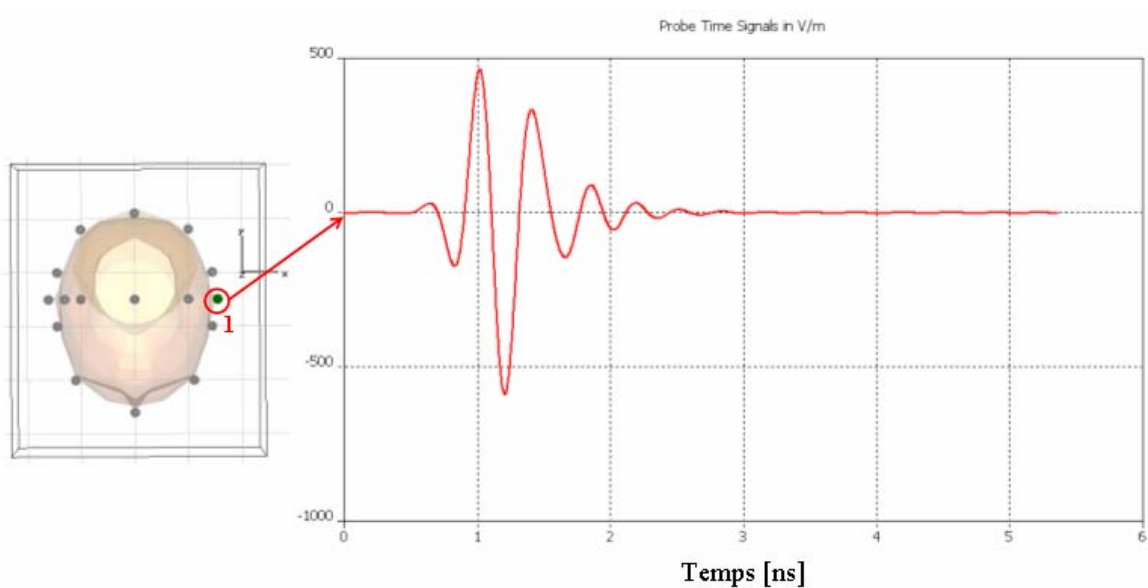


(a) vue 3D.

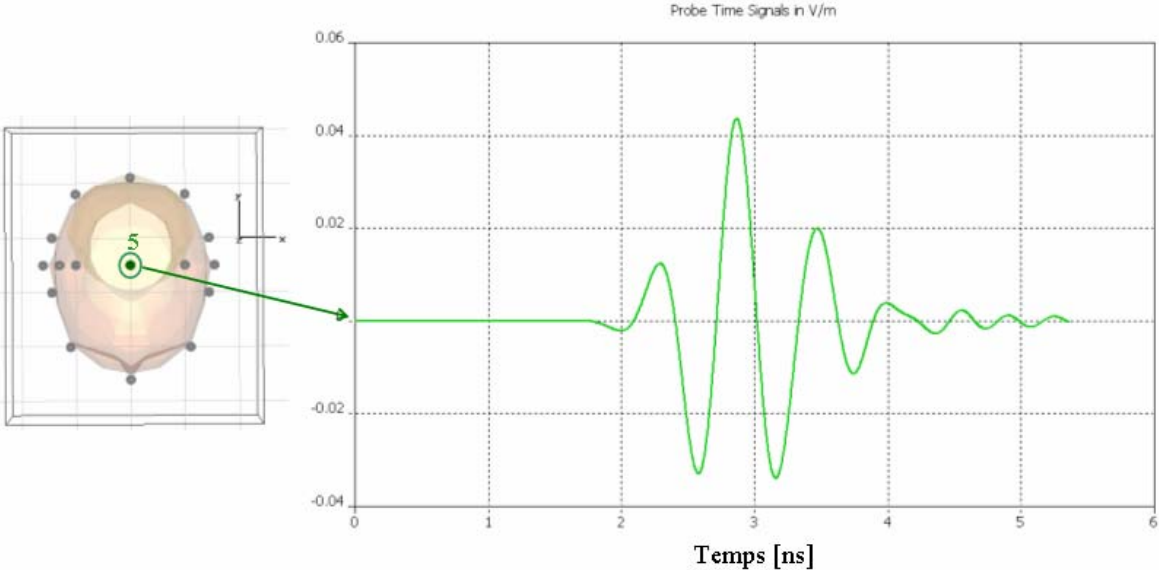
(b) vue de dessus.

Fig. 4.38 : Sondes autour et dans la tête.

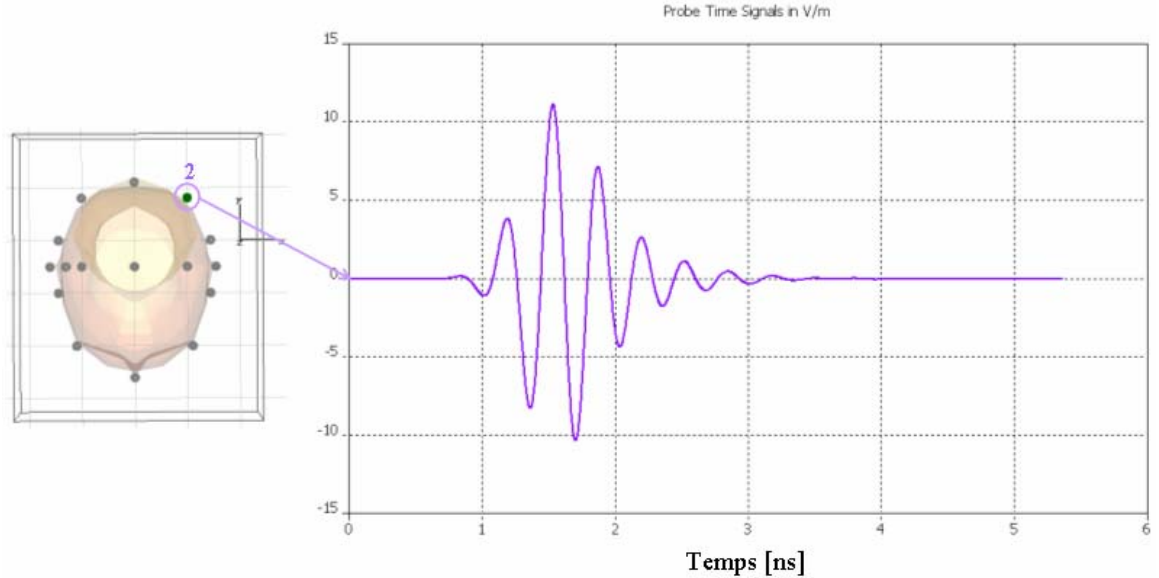
On trace sur la figure 4.39 le signal temporel récupéré sur différentes sondes :



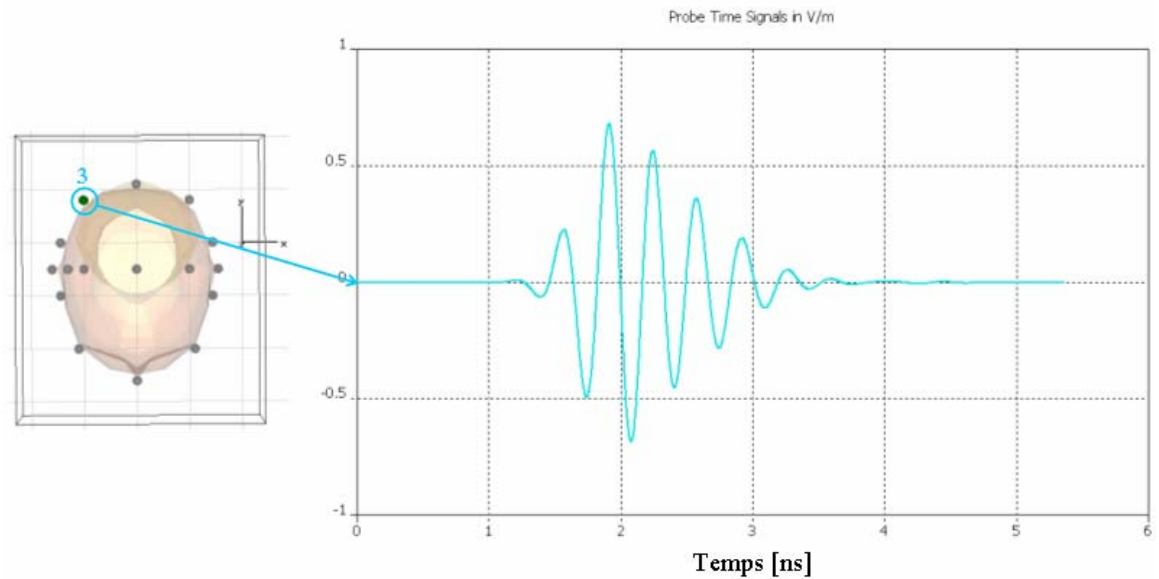
(a) sonde 1.



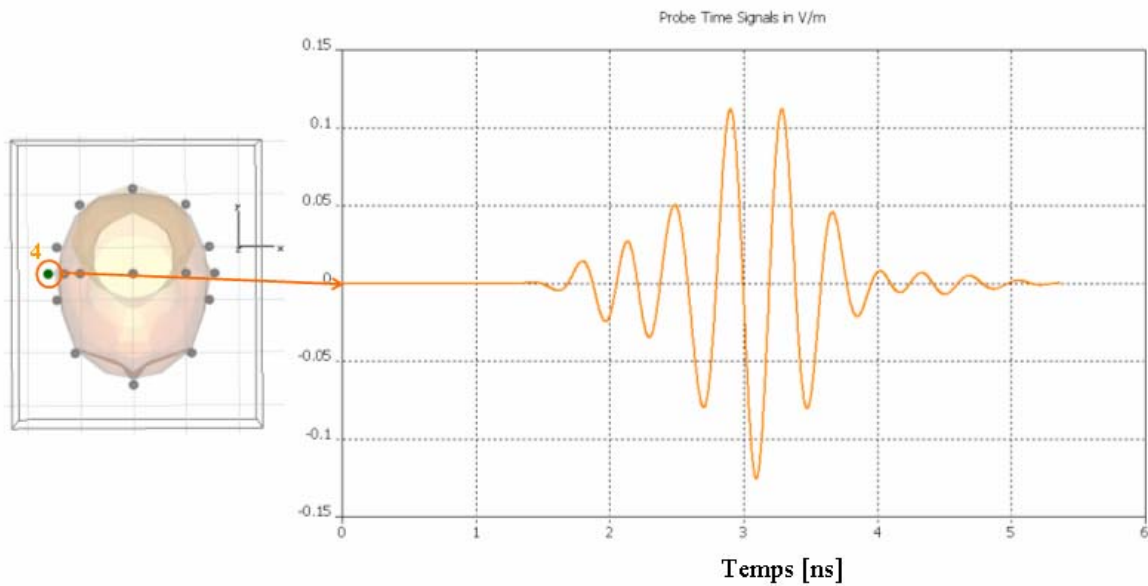
(b) sonde 5.



(c) sonde 2.



(d) sonde 3.



(e) sonde 4.

Fig. 4.39 : Signal temporel sur différentes sondes.

L'analyse de l'amplitude et du temps d'arrivée des signaux sur les différentes sondes permet d'aboutir à la conclusion suivante : le mécanisme de propagation principal est la diffraction autour de la tête.

En effet, le signal sur la sonde 5 est nettement plus retardé et plus atténué que les signaux sur les sondes autour de la tête. Ceci est dû à la permittivité relativement élevée de la tête. Le signal sur la sonde 4 est moins atténué et arrive en avance par rapport à celui de la sonde 5. Il est donc improbable que le signal qui arrive à la sonde 4 soit celui qui a traversé la tête. Ainsi, on peut conclure que la propagation directe à travers la tête n'est pas le mécanisme dominant de propagation.

L'analyse du temps d'arrivée des signaux (début du paquet d'ondes) sur les sondes 2, 3 et 4 prouve que le signal arrivant à la sonde 4 est celui d'un signal qui a suivi un trajet le long de la circonférence de la tête et qui se déplace avec la vitesse de propagation de la lumière dans le vide  $c$ . Par conséquent, il ne s'agit pas d'ondes de surface étant donné que les ondes de surface se propagent le long de l'interface entre deux milieux différents et se déplacent ainsi à une vitesse inférieure à celle de la lumière dans le vide.

Précisons que le signal sur la sonde 4 est en réalité la superposition de plusieurs signaux diffractés suivant différents chemins autour de la tête.

Notons que l'analyse présentée ci-dessus a été faite à une fréquence donnée (3 GHz) mais la conclusion sur le mécanisme principal de propagation reste vraie aux fréquences supérieures à 3 GHz (bande de l'ULB par exemple) où les signaux traversant la tête sont atténués davantage.

Le mécanisme de propagation par diffraction autour de la tête sera également vérifié dans le chapitre 5 par mesures.



*Influence de la polarisation* : Afin d'étudier l'influence de la polarisation par rapport à la tête, une simulation en « polar 2 » a été effectuée. La configuration de simulation et le coefficient de réflexion simulé sont présentés sur la figure 4.40.

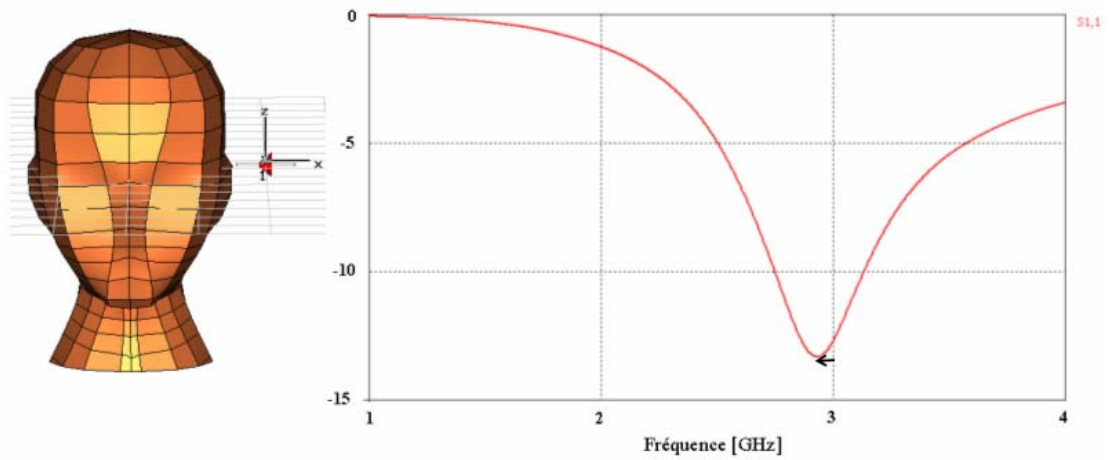
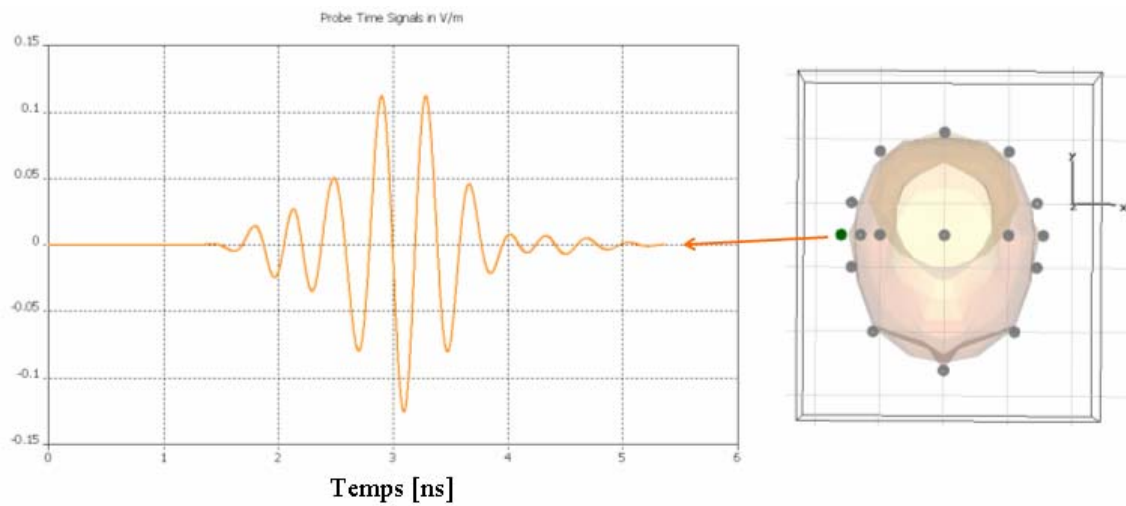
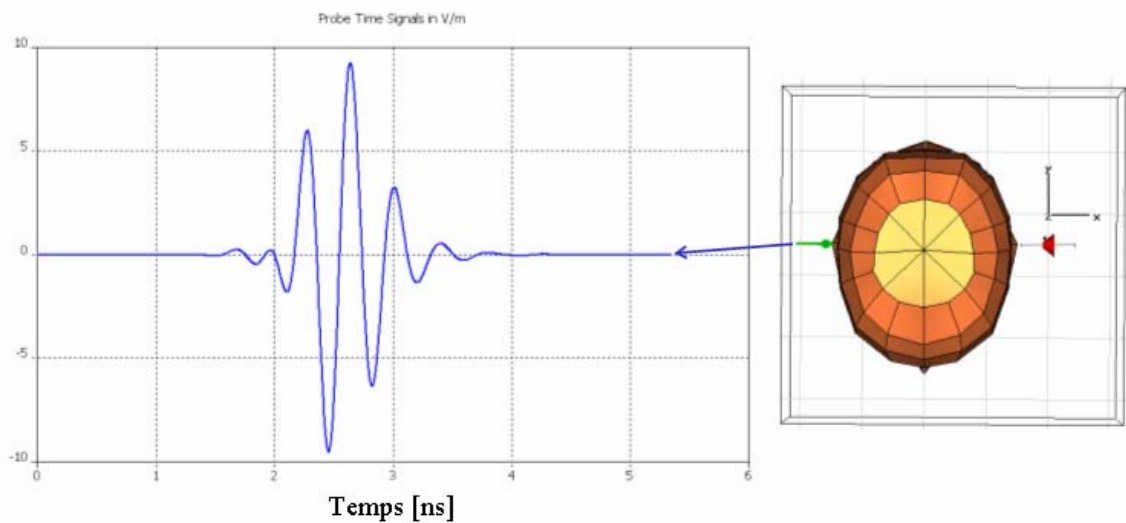


Fig. 4.40 : Configuration de simulation et  $S_{11}$  simulé.

On trace sur la figure 4.41 le signal récupéré sur la sonde 4 pour les deux polarisations.



(a) polar 1.



(b) polar 2.

Fig. 4.41 : Signal temporel sur la sonde 4.

On constate que le signal sur la sonde 4 est nettement moins atténué en polar 2 qu'en polar 1. Ceci pourrait être dû au comportement du corps qui s'apparente à une surface haute impédance favorisant ainsi la propagation des champs normaux plutôt que tangentiels.

**Bicône :** La configuration de simulation du bicône ULB à 5 mm de la tête est présentée dans la figure 4.42.

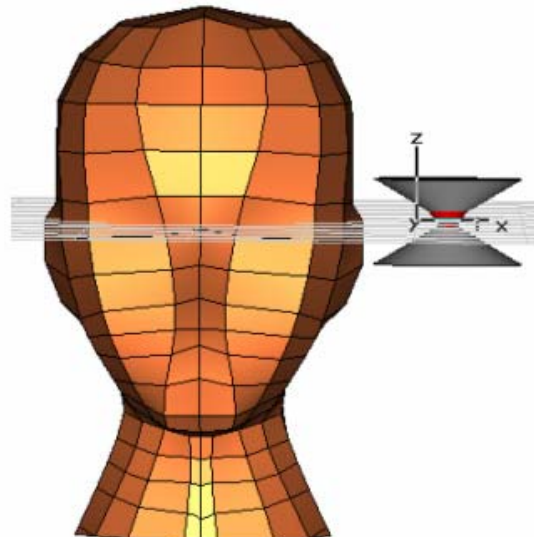


Fig. 4.42 : Configuration de simulation (Bicône ULB à 5 mm de la tête).

Le coefficient de réflexion du bicône seul et en présence de la tête est tracé sur la figure 4.43. La diminution de la fréquence de coupure basse en présence de la tête est pratiquement négligeable (Figure 4.44).

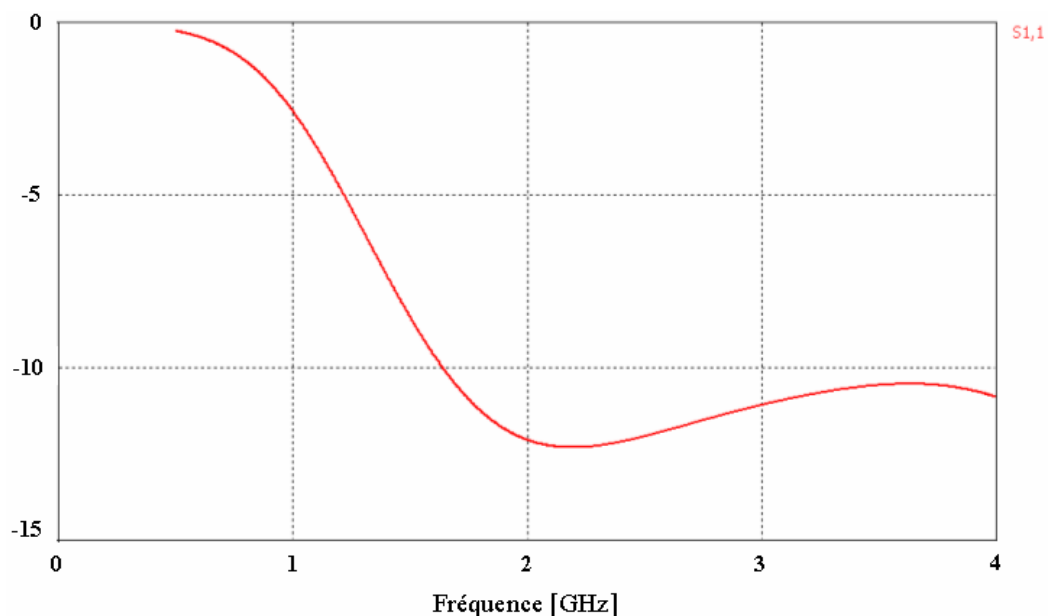


Fig. 4.43 : Coefficient de réflexion simulé (Bicône seul).

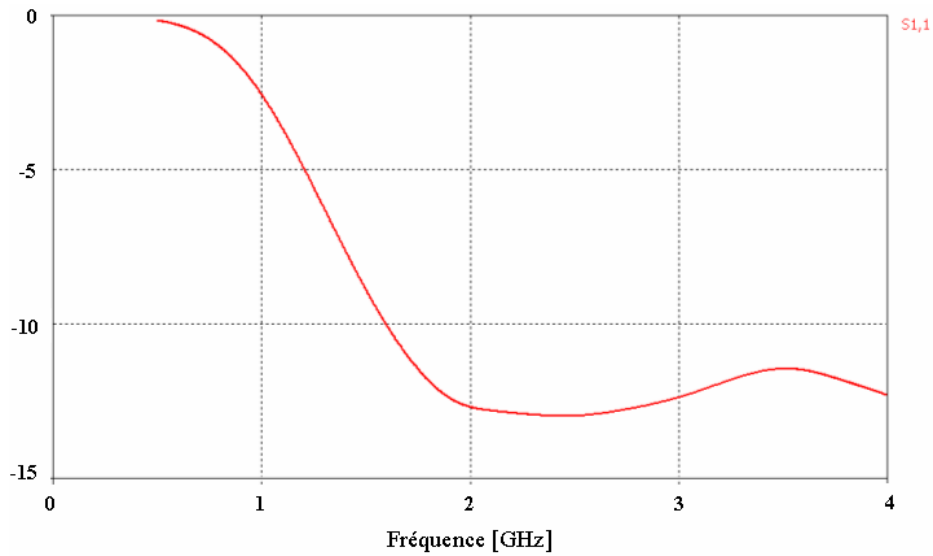


Fig. 4.44 : Coefficient de réflexion simulé (Bicône à 5 mm de la tête).

On trace sur la figure 4.45 la densité de puissance selon un plan de coupe dans la tête à 2 GHz, 3 GHz et 4 GHz. Il est clair que la puissance induite dans la tête diminue avec la fréquence.

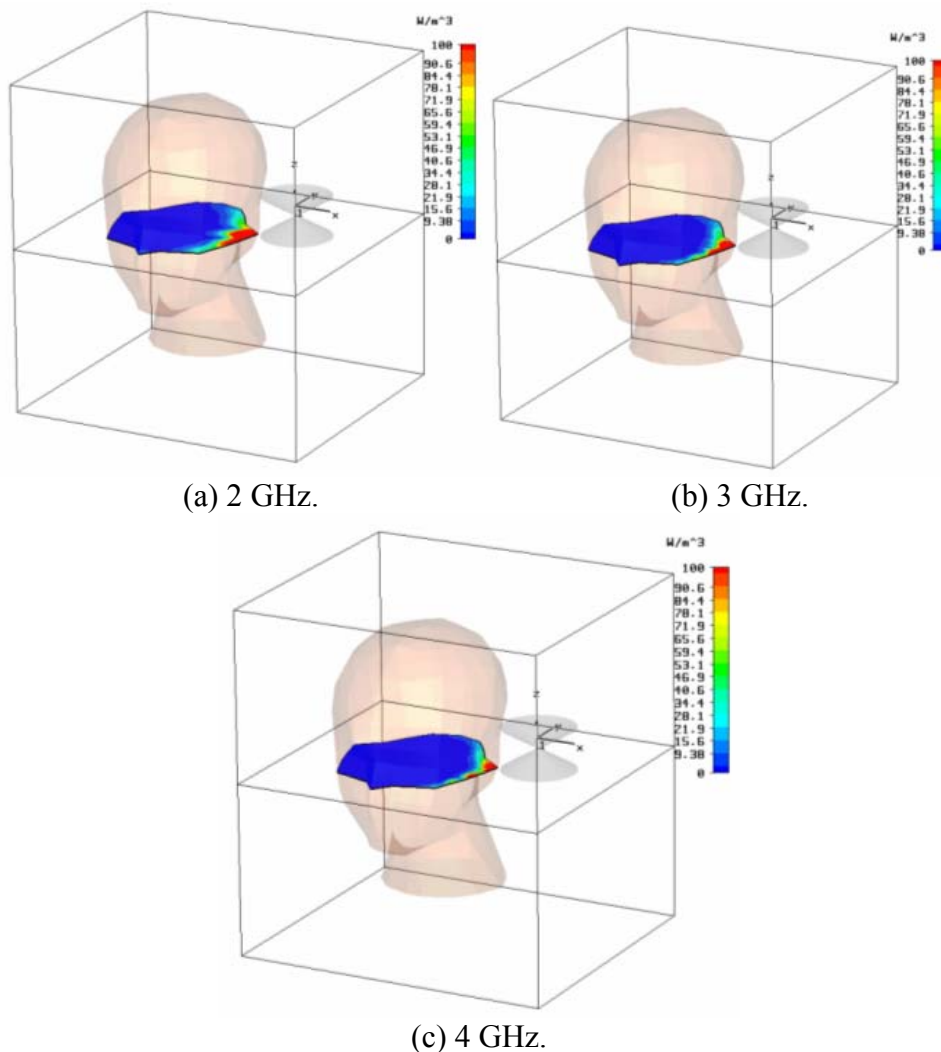


Fig. 4.45 : Densité de puissance dans la tête ( $e = 5$  mm).

En plus de la simulation du bicône avec la tête, une simulation en présence du torse a été effectuée (figure 4.46). L'antenne étant à 5 mm du corps.

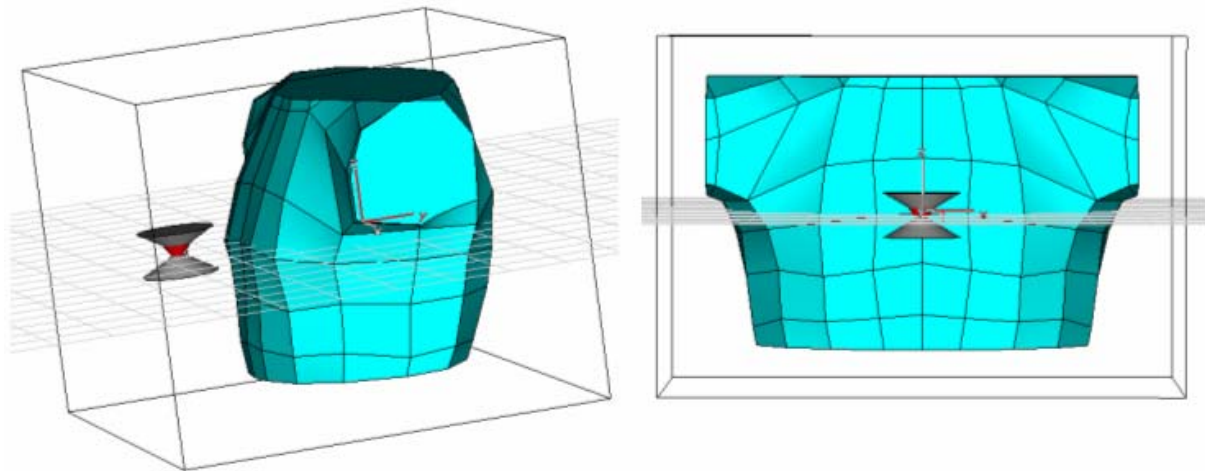


Fig. 4.46 : Configuration de simulation (Bicône ULB à 5 mm du torse).

Le coefficient de réflexion simulé dans ce cas est tracé sur la figure 4.47. On constate que la diminution de la fréquence de coupure basse est plus significative qu'avec la tête.

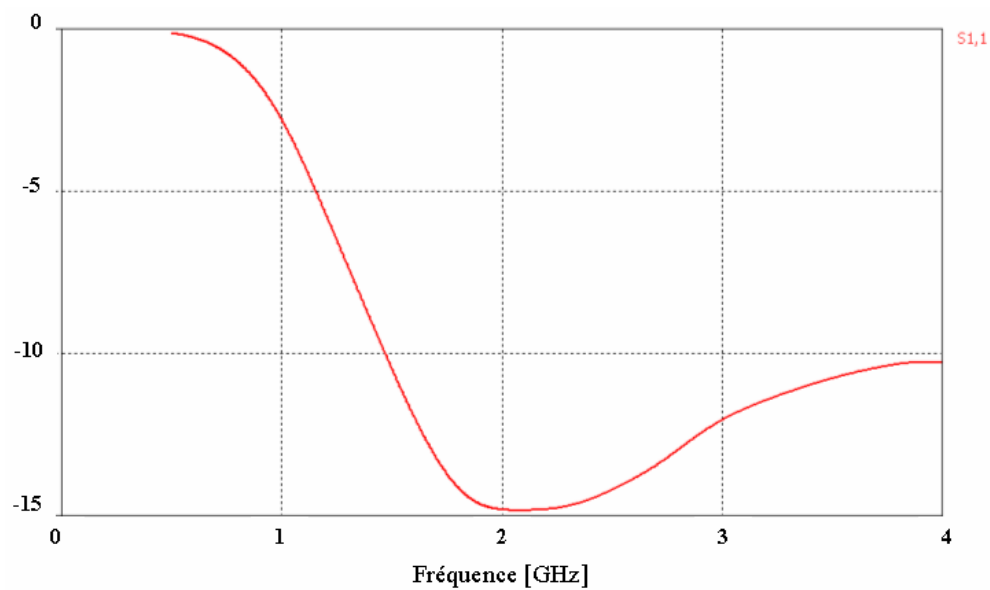


Fig. 4.47 : Coefficient de réflexion simulé (Bicône à 5 mm du torse).

L'influence du torse sur le rayonnement du bicône est illustrée dans la figure 4.48. On observe un effet réfléchissant du torse. En revanche, la direction du gain maximal change avec la fréquence.

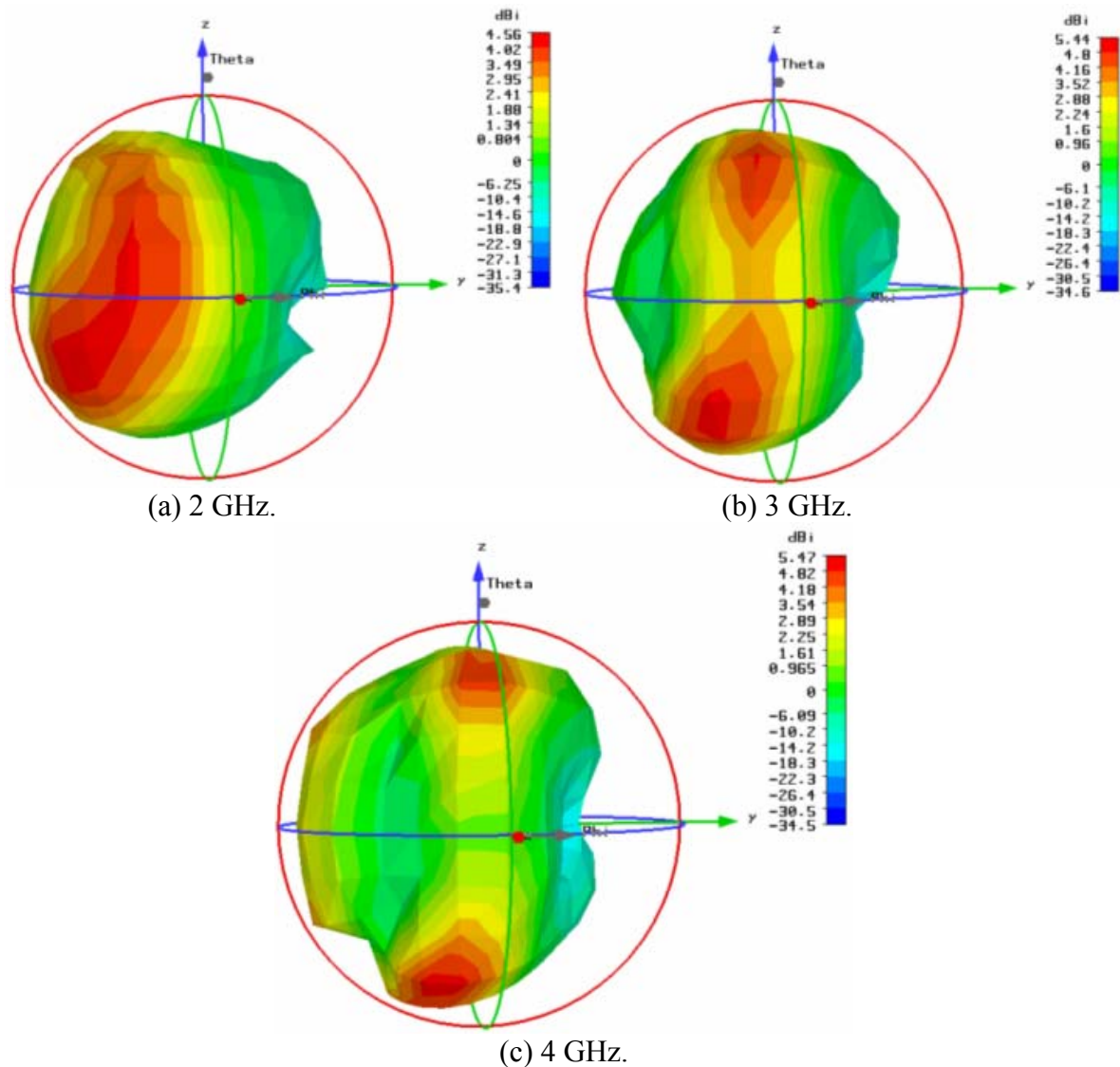


Fig. 4.48 : Gain (dBi) simulé.

## 4.5 Résultats de mesure pour différentes antennes ULB

Les résultats de mesure de l'effet de proximité du corps sur la performance de différentes antennes sont présentés dans ce paragraphe. Les résultats portent sur l'adaptation, le diagramme de rayonnement et la distorsion.

### 4.5.1 Configuration de mesure

Les mesures d'antennes sur le corps ont été effectuées en chambre anéchoïde moyennant l'analyseur de réseau HP 8510C (présenté dans le paragraphe 2.3.2). L'antenne de référence utilisée pour la mesure de diagramme de rayonnement est la LPDA de chez SCHWARZBECK (voir paragraphe 2.3.2). Des mesures ont été faites à différents emplacements sur le corps (torse, tête, main,...etc.) de différentes personnes volontaires. Afin d'étudier l'influence de l'espacement antenne/corps ( $e$ ), différents espacements ont été testés. Des blocs de mousse ( $\epsilon_r = 1.08$ ) de différentes épaisseurs ont été utilisés afin de contrôler l'espacement antenne/corps. Les mesures de diagramme de rayonnement ont été effectuées

dans un seul plan (plan azimutal). Pour ce faire, un plateau tournant motorisé a été utilisé. L'ouverture angulaire couverte est de  $330^\circ$  avec un pas angulaire choisi de  $15^\circ$ . Le choix de ce pas a été effectué en fonction de la durée de la mesure, durée pendant laquelle le sujet sous test doit rester statique. L'angle  $0^\circ$  correspond à la configuration où l'antenne sous test et celle de référence sont en visibilité directe (LOS). Précisons que l'utilisateur est décalé par rapport au centre du plateau afin que le centre de phase de l'antenne sous test soit sur l'axe de rotation du plateau (Figure 4.49).

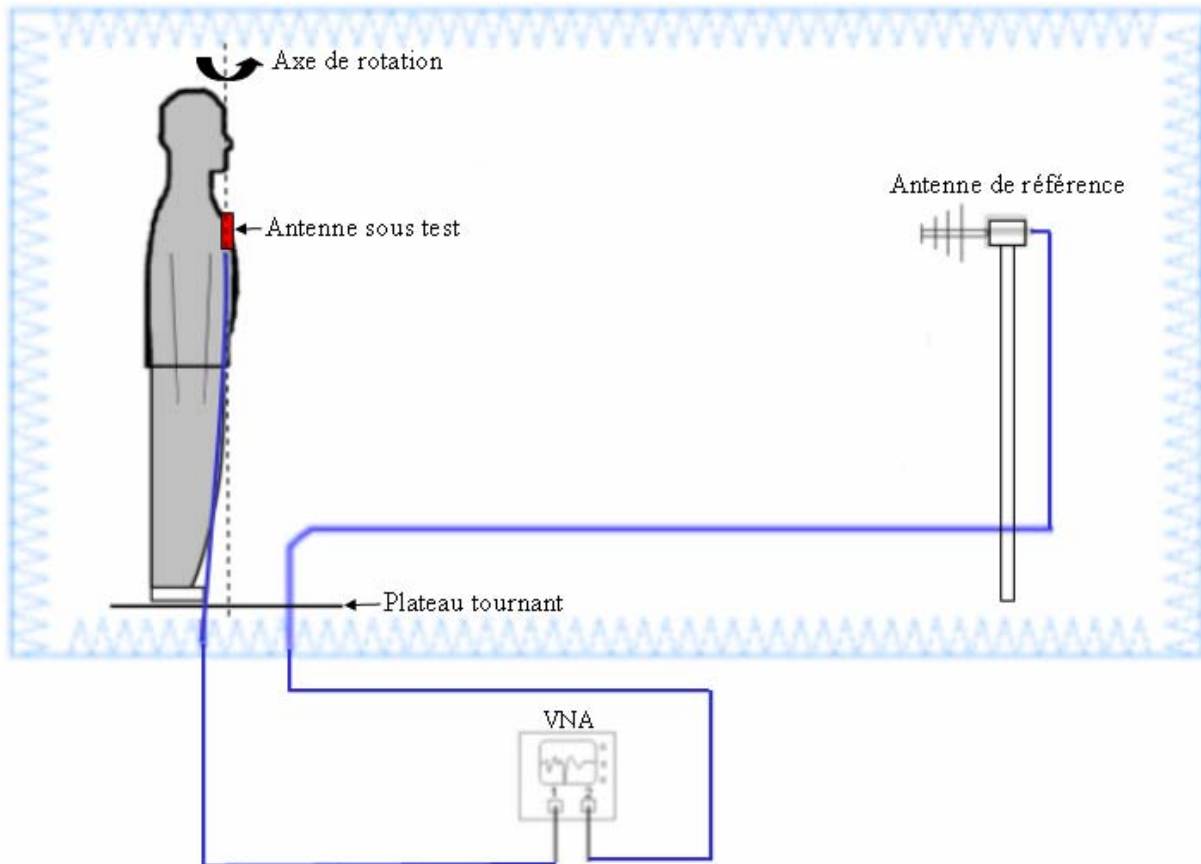


Fig. 4.49: Configuration de mesure de diagramme de rayonnement sur le torse (angle  $0^\circ$ ).

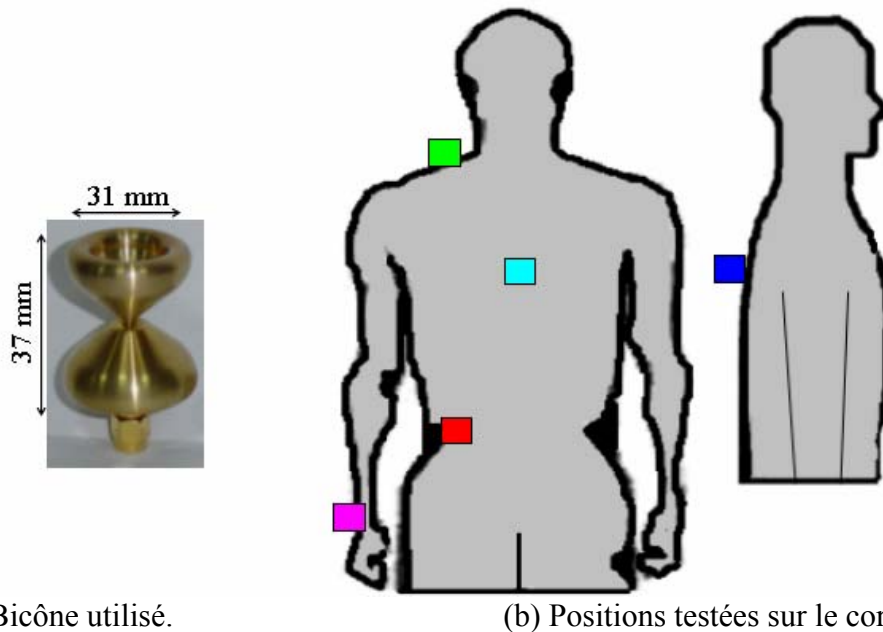
#### 4.5.2 Influence sur l'adaptation

On montre dans ce paragraphe l'effet du corps sur l'adaptation de différents types d'antennes ULB : omnidirectionnelles et directives. Des antennes planaires ont été surtout utilisées mais quelques antennes volumiques (Bicône et antenne patch triangulaire) moins appropriées aux applications WBAN ont également été testées. Ces antennes se distinguent des antennes planaires par le fait d'avoir un centre de phase relativement loin du corps par construction (l'espacement antenne/corps étant de 1.5 cm pour le bicône et de 2.25 cm pour l'antenne patch triangulaire).

Ces mesures sont particulièrement sensibles à la configuration dans laquelle elles sont réalisées (Câble d'alimentation, système de fixation, ...), notamment pour les petites antennes omnidirectionnelles. Par conséquent, afin d'illustrer l'effet du corps sur les antennes testées, il est indispensable de mesurer l'adaptation en espace libre de celles-ci dans la même configuration que celle qui sera utilisée sur le corps. Cela explique les quelques différences

que l'on peut observer entre les coefficients de réflexions simulés (en configuration isolée) présentés ici et dans les chapitres précédents.

**Bicône :** Il s'agit du bicône ULB montré dans la figure 4.50(a) [39]. Dans ce cas, le coefficient de réflexion a été mesuré à divers endroits du corps (figure 4.50(b)), le bicône étant directement placé sur le corps.



(a) Bicône utilisé.

(b) Positions testées sur le corps.

Fig. 4.50 : Configuration de mesure de Bicône.

Le coefficient de réflexion mesuré sur le corps est tracé sur la figure 4.51. Le comportement global constaté à différents endroits du corps est la diminution de la fréquence de coupure basse. Le décalage le plus significatif étant repéré sur le poignet : la fréquence de coupure basse passe de 2.75 GHz à 2.25 GHz. Notons que le niveau d'adaptation à -10 dB est respecté sur toutes les parties testées du corps.

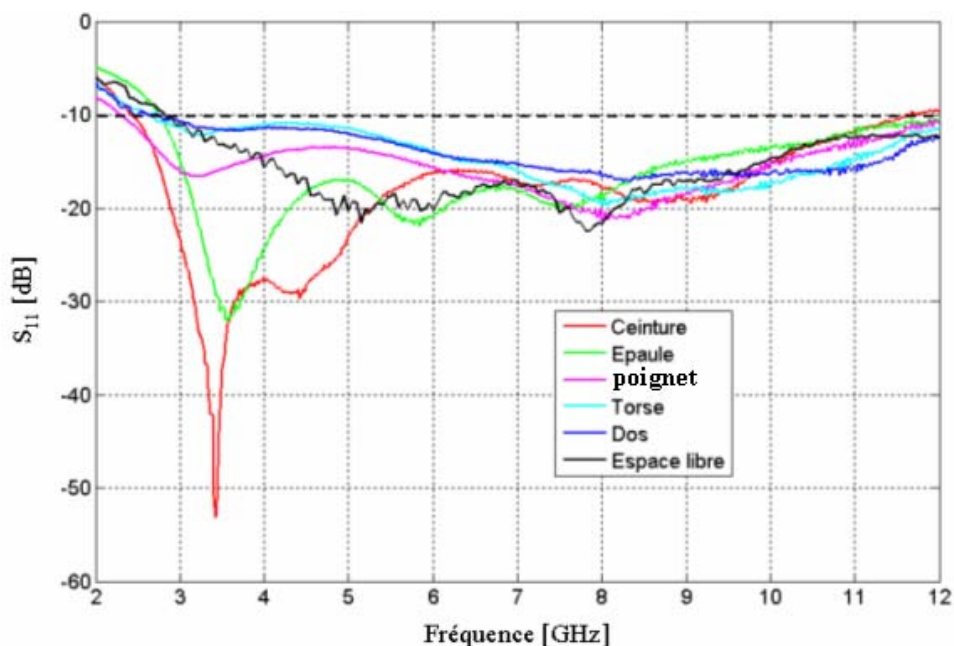


Fig. 4.51 : Coefficient de réflexion mesuré du Bicône.

**Antenne Patch triangulaire (Fp) :** L'antenne utilisée dans ce cas est celle du paragraphe 2.1 [40]. Cette antenne est positionnée perpendiculairement au corps (plan de masse perpendiculaire au corps), ce qui est plus appropriée à des communications WBAN. On rappelle la géométrie de l'antenne sur la figure 4.52. Le coefficient de réflexion a été mesuré sur la ceinture et sur le torse (figure 4.52). Le couplage antenne/corps est dans ce cas relativement faible, par conséquent l'effet global du corps est négligeable même si une réduction de la bande est constatée sur le torse.

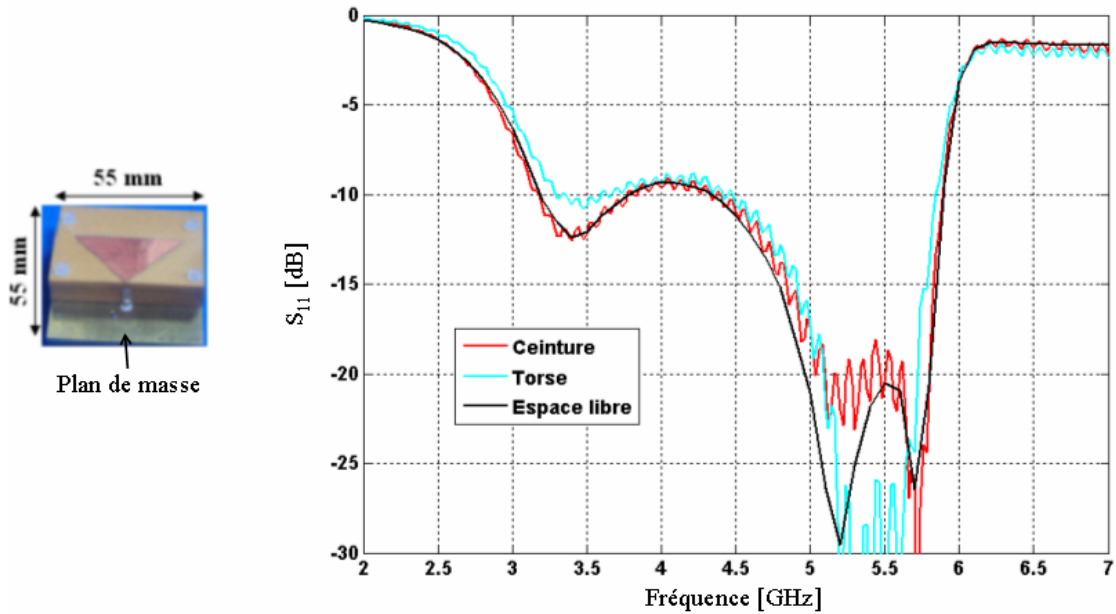


Fig. 4.52 : Effet du corps sur l'adaptation de l'antenne patch triangulaire.

**Dipôle planaire (PD) :** Le dipôle planaire a été présenté dans le paragraphe 2.1 [41]. Le coefficient de réflexion a été mesuré au niveau de la ceinture et sur le torse pour deux espacements (0 et 10 mm). La diminution de la fréquence de coupure basse est toujours constatée. Quelque soit la zone corporelle considérée, cet effet est plus significatif lorsque l'antenne est en contact avec le corps ( $e = 0$ ) (Figures 4.53 et 4.54).

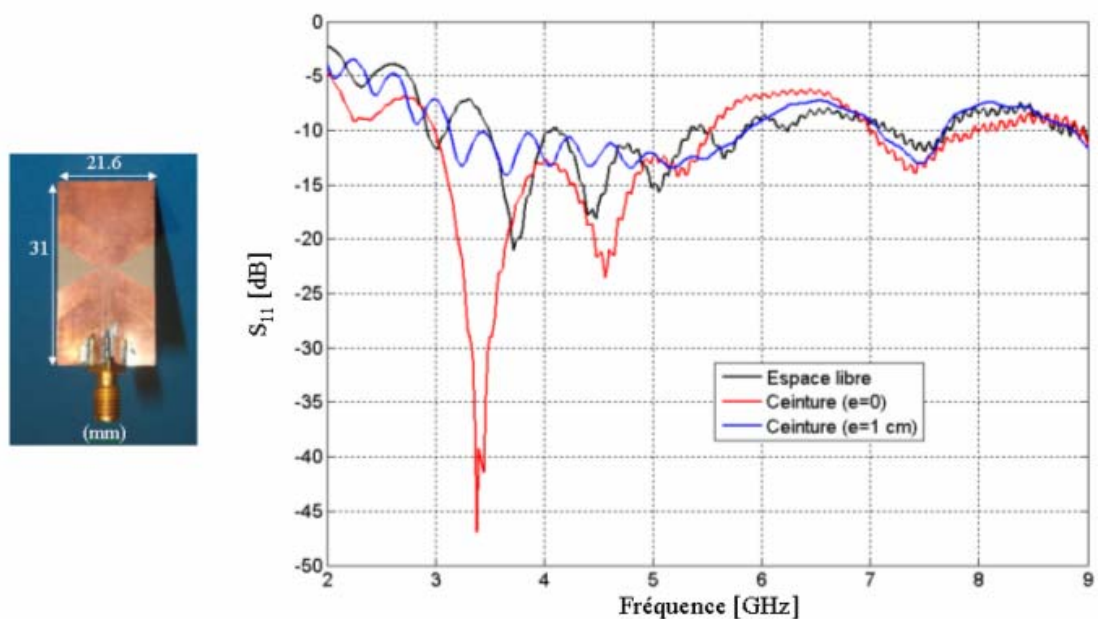


Fig. 4.53 : Effet du corps (ceinture) sur l'adaptation du dipôle planaire.



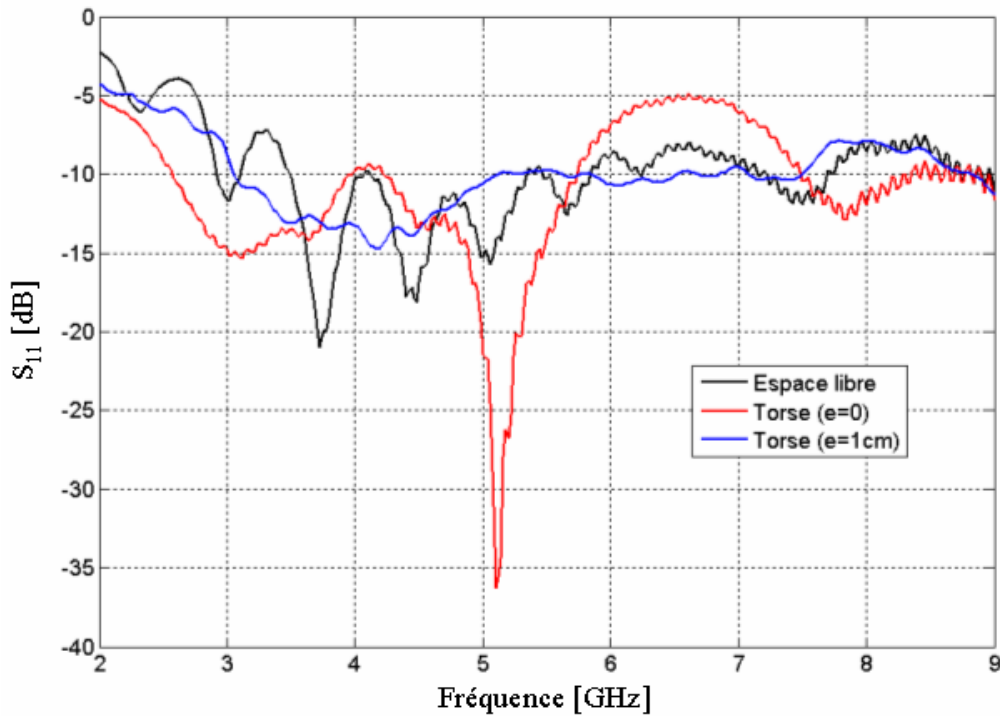


Fig. 4.54 : Effet du corps (torse) sur l'adaptation du dipôle planaire.

**Antenne MSS :** Il s'agit du monopole planaire à alimentation double en version triplaqué (paragraphe 3.4) [42]. Sur les figures 4.55 et 4.56, on trace le coefficient de réflexion mesuré au niveau de la ceinture et sur le torse respectivement, pour  $e = 0$  et  $e = 10$  mm.

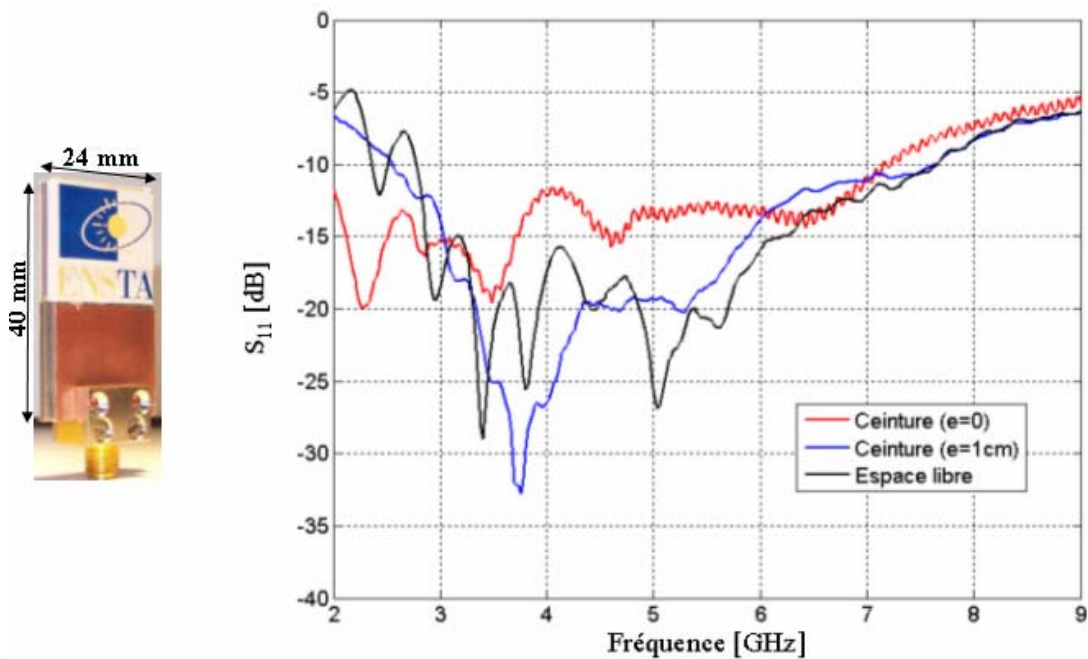


Fig. 4.55 : Effet du corps (ceinture) sur l'adaptation de l'antenne MSS.

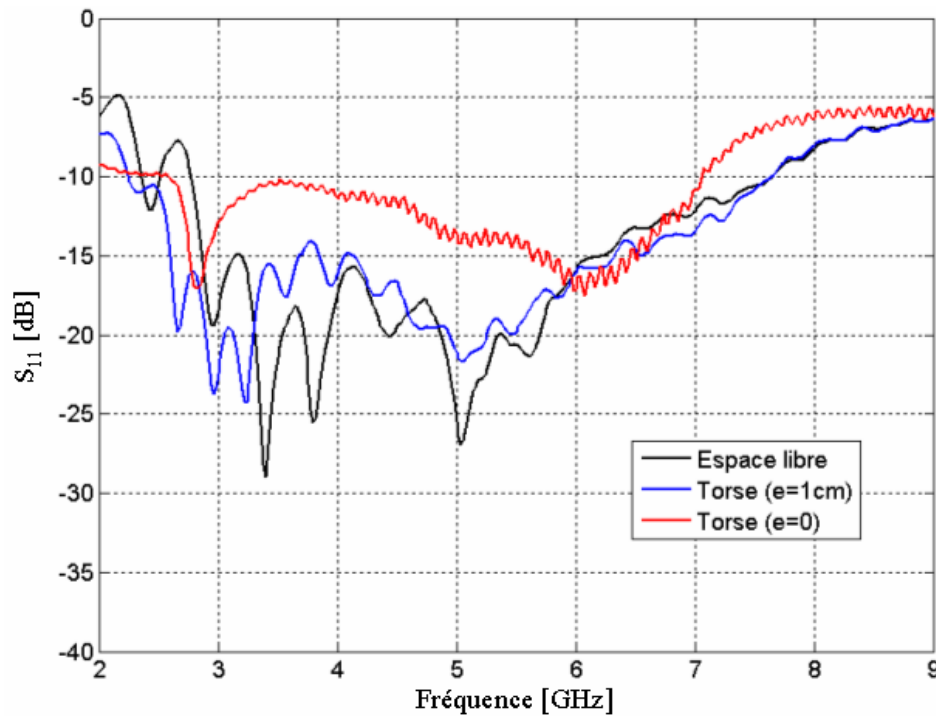


Fig. 4.56 : Effet du corps (torse) sur l'adaptation de l'antenne MSS.

Pour  $e = 0$ , les fréquences de coupure haute et basse diminuent. Il s'agit donc d'un décalage de la courbe du coefficient de réflexion vers les fréquences basses. Ce décalage significatif permet d'envisager une réduction des dimensions de l'antenne afin de garder la même fréquence de coupure basse de l'antenne en espace libre sur le corps. Pour  $e = 10$  mm, la fréquence de coupure haute reste pratiquement inchangée. On compare sur la figure 4.57 le coefficient de réflexion mesuré au niveau de la ceinture de deux utilisateurs ( $e = 0$ ). On constate une différence non significative entre les résultats de mesure sur les deux utilisateurs.

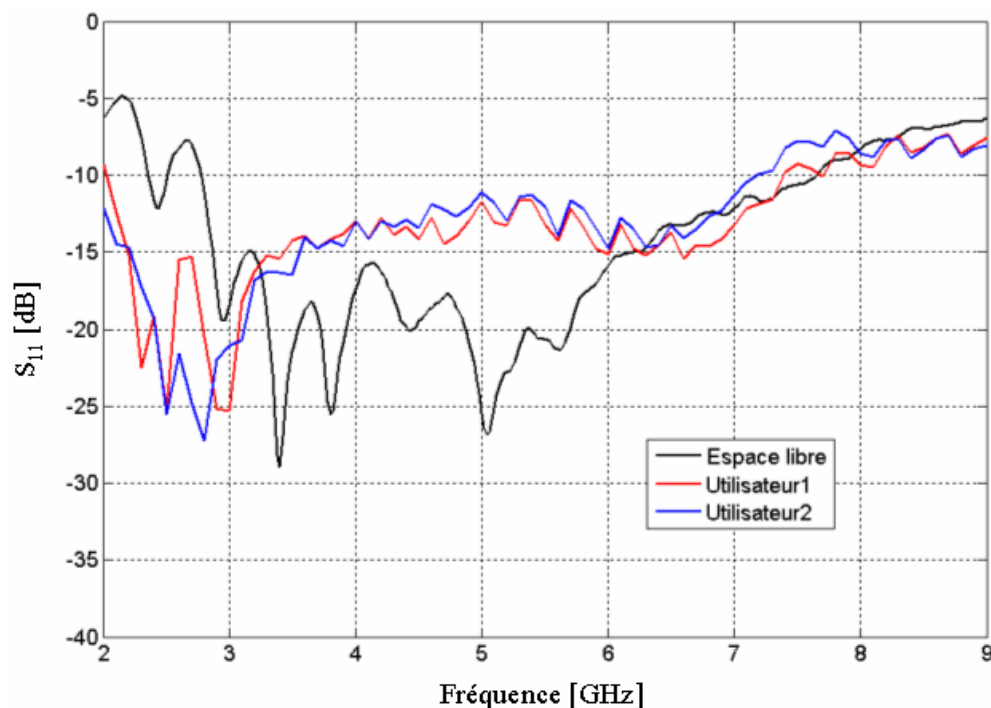


Fig. 4.57 : Effet de la variabilité anatomique des utilisateurs sur l'adaptation de l'antenne MSS ( $e = 0$ ).

**LPDA** : L'antenne utilisée dans ces mesures est l'antenne LPDA du paragraphe 2.1 [43]. Le coefficient de réflexion mesuré au niveau de la ceinture et sur le torse pour trois espacements ( $e = 0, 1 \text{ cm}$  et  $2.5 \text{ cm}$ ) est tracé sur les figures 4.58 et 4.59 respectivement.

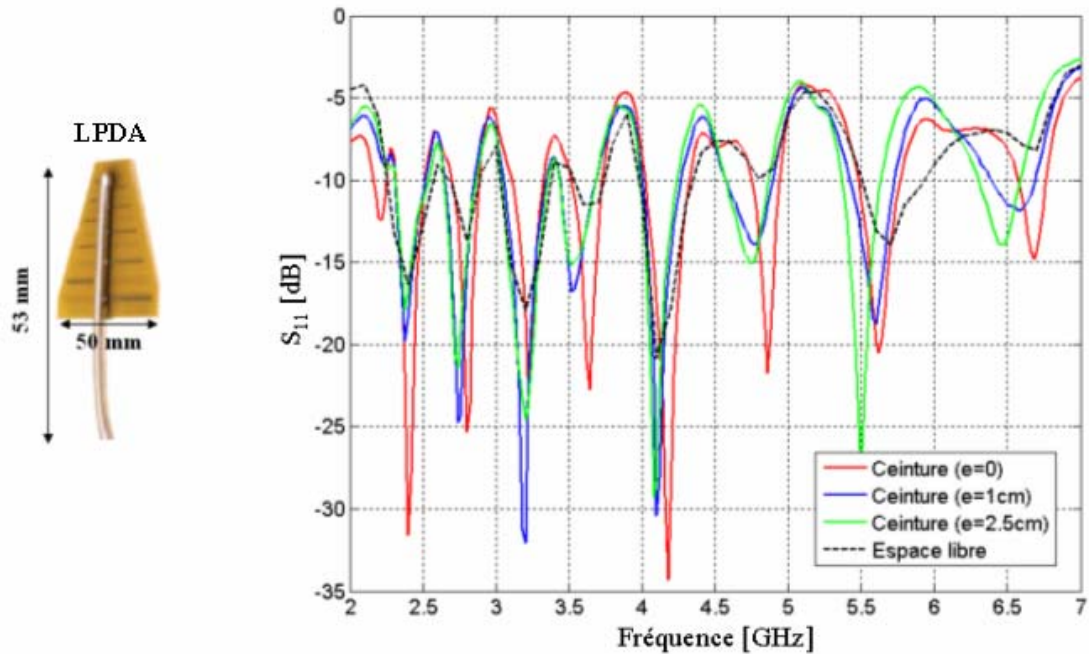


Fig. 4.58 : Influence de l'espacement LPDA/ceinture.

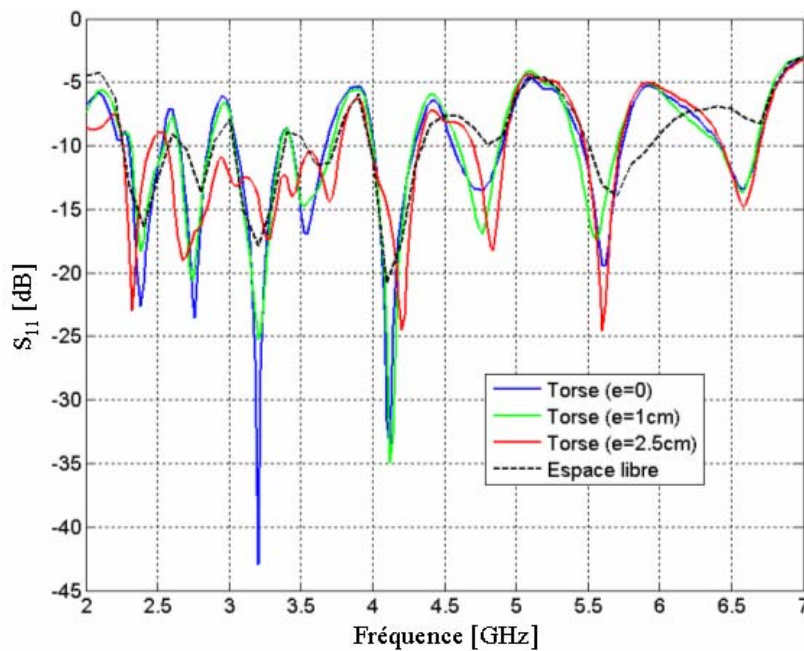


Fig. 4.59 : Influence de l'espacement LPDA/torse.

Dans ce cas, il est un peu compliqué d'extraire l'effet du corps étant donné que l'antenne n'est pas très bien adaptée en espace libre. On constate toutefois un effet négligeable du corps sur la fréquence de coupure basse. En ce qui concerne les fréquences de résonance des différents dipôles de l'antenne, le décalage est négligeable ; en revanche, le niveau d'adaptation à ces fréquences est affecté.

**DFMM :** On rappelle la géométrie de l'antenne DFMM [38] sur la figure 4.60. Dans ce cas, les mesures ont été effectuées pour différents espacements antenne/corps et à divers endroits sur le corps (figure 4.60) de plusieurs utilisateurs. L'antenne est placée de manière à avoir le côté monopole vers le corps. Ce choix résulte du fait que le gain de l'antenne DFMM est plus important du côté plan de masse notamment aux fréquences basses (voir paragraphe 3.4).

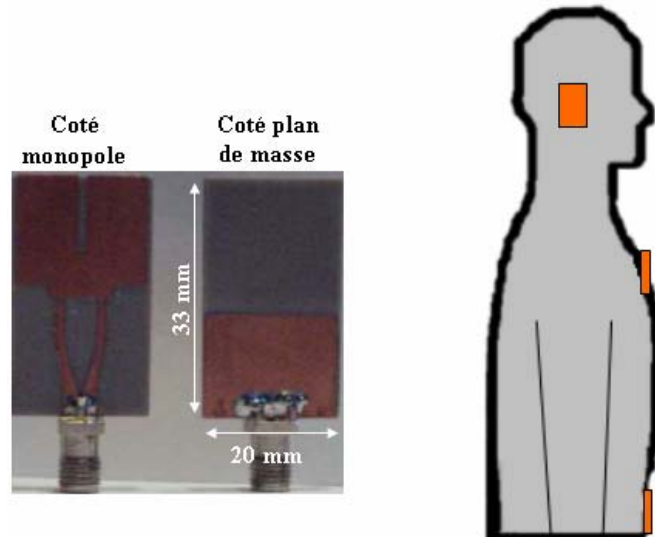


Fig. 4.60 : Antenne DFMM et position de mesure.

*Influence de l'espacement antenne/corps :* L'influence de l'espacement est présentée à un endroit donné sur le sujet (Figures 4.61, 4.62 et 4.63). Le comportement global à  $e = 0$  est très intéressant. En effet, la bande d'adaptation augmente (la fréquence de coupure basse diminue et la fréquence de coupure haute augmente) lorsque l'antenne est placée directement sur le corps ( $e = 0$ ) même si une légère désadaptation est constatée au niveau de la ceinture. Ce comportement a été également constaté par simulation (Fig. 4.21). On signale sur le torse ( $e = 0$ ) une « amélioration » significative du niveau et de la bande d'adaptation. L'effet du corps diminue avec l'augmentation de l'espacement. A  $e = 10$  mm, la bande d'adaptation devient pratiquement la même qu'en espace libre.

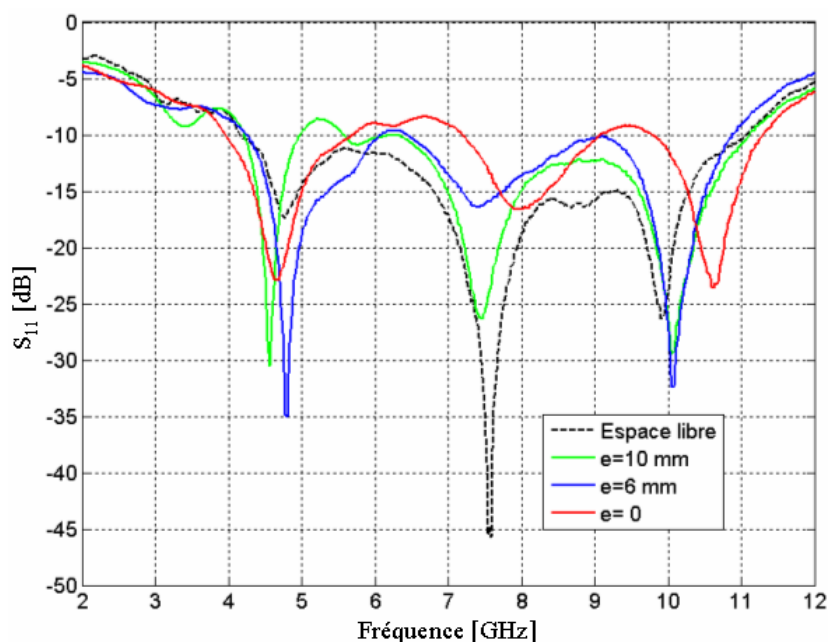


Fig. 4.61 : Influence de l'espacement DFMM/ceinture.

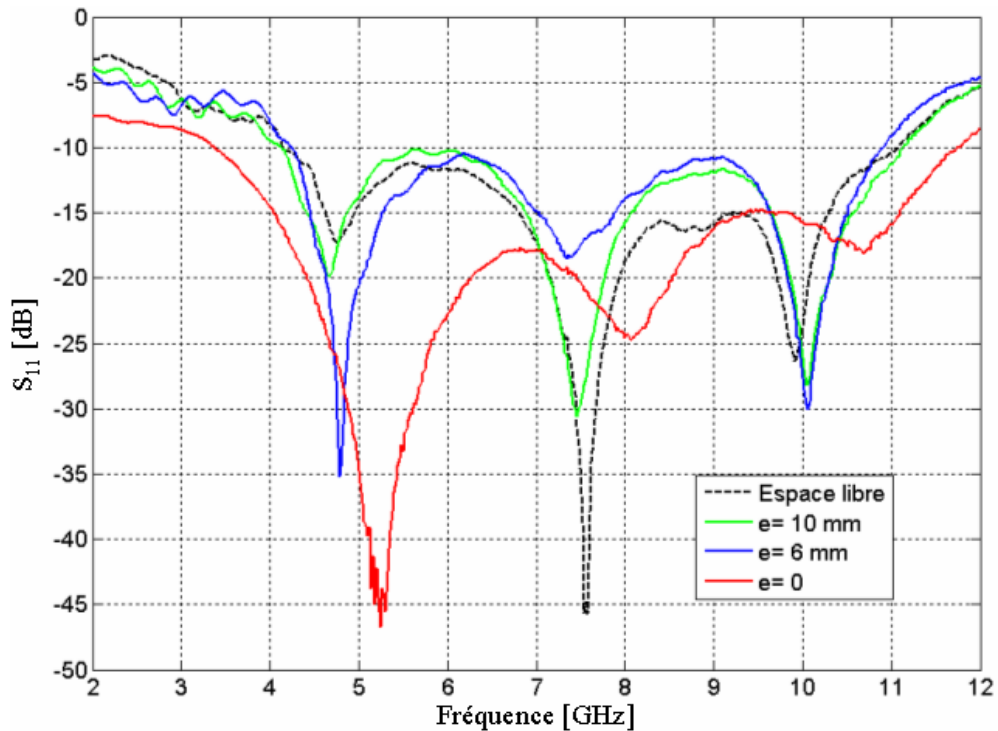


Fig. 4.62 : Influence de l'espacement DFMM/torse.

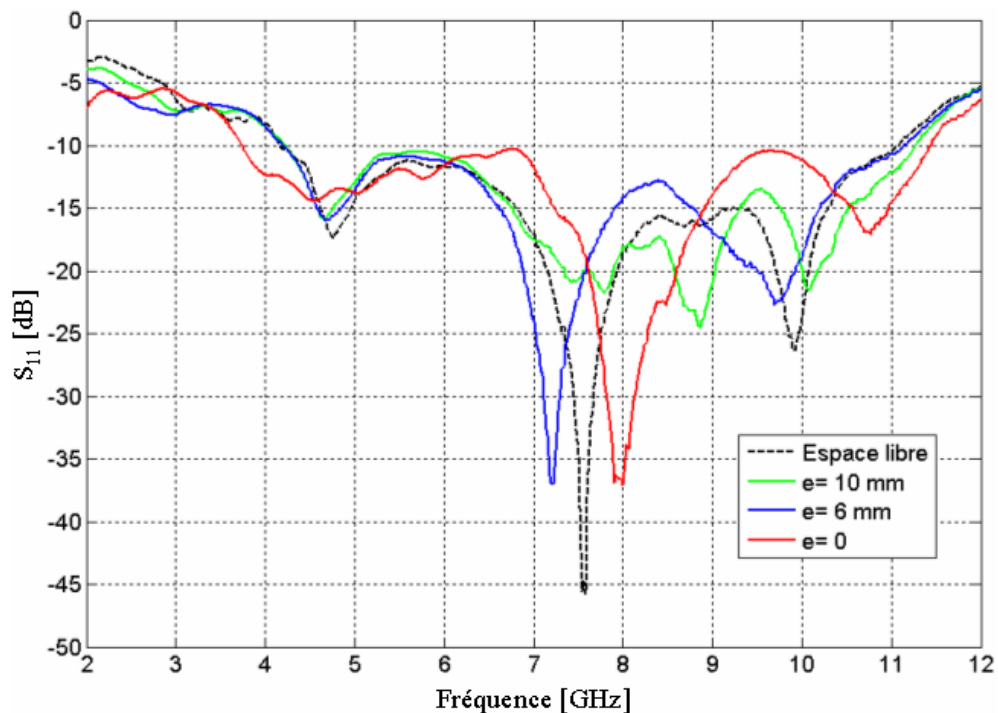


Fig. 4.63 : Influence de l'espacement DFMM/tête.

*Influence de la variabilité anatomique des sujets :* Les mesures ont été effectuées, uniquement pour  $e = 6$  mm, sur le corps de quatre sujets. Même si le coefficient de réflexion mesuré n'est pas strictement identique, l'effet du corps sur l'adaptation est globalement peu dépendant de la « variabilité anatomique » des utilisateurs (Figures 4.64, 4.65 et 4.66).

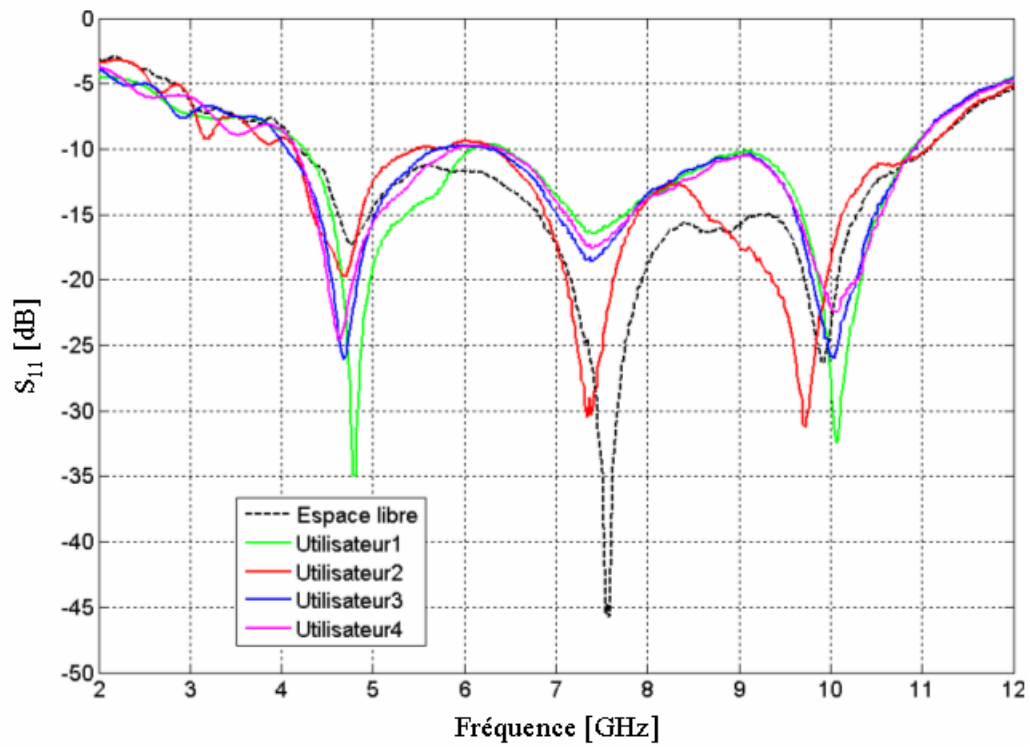


Fig. 4.64 : Influence de la « variabilité anatomique » sur l'adaptation au niveau de la ceinture ( $e = 6$  mm).

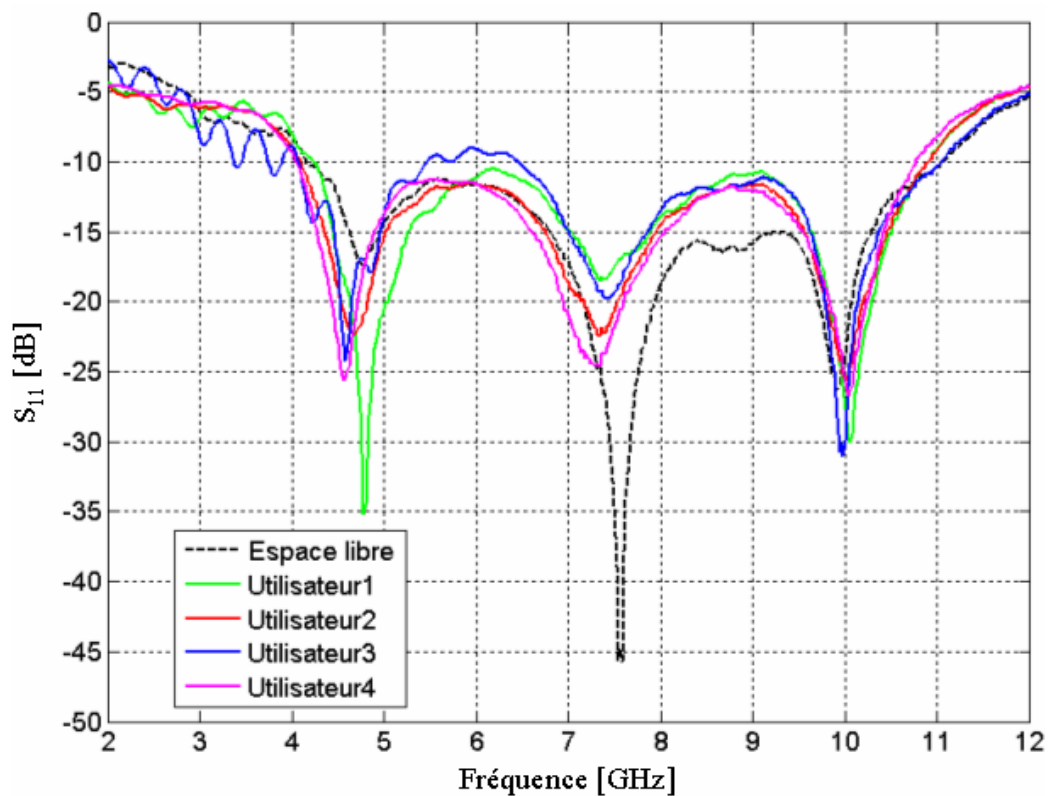


Fig. 4.65 : Influence de la « variabilité anatomique » sur l'adaptation sur le torse ( $e = 6$  mm).

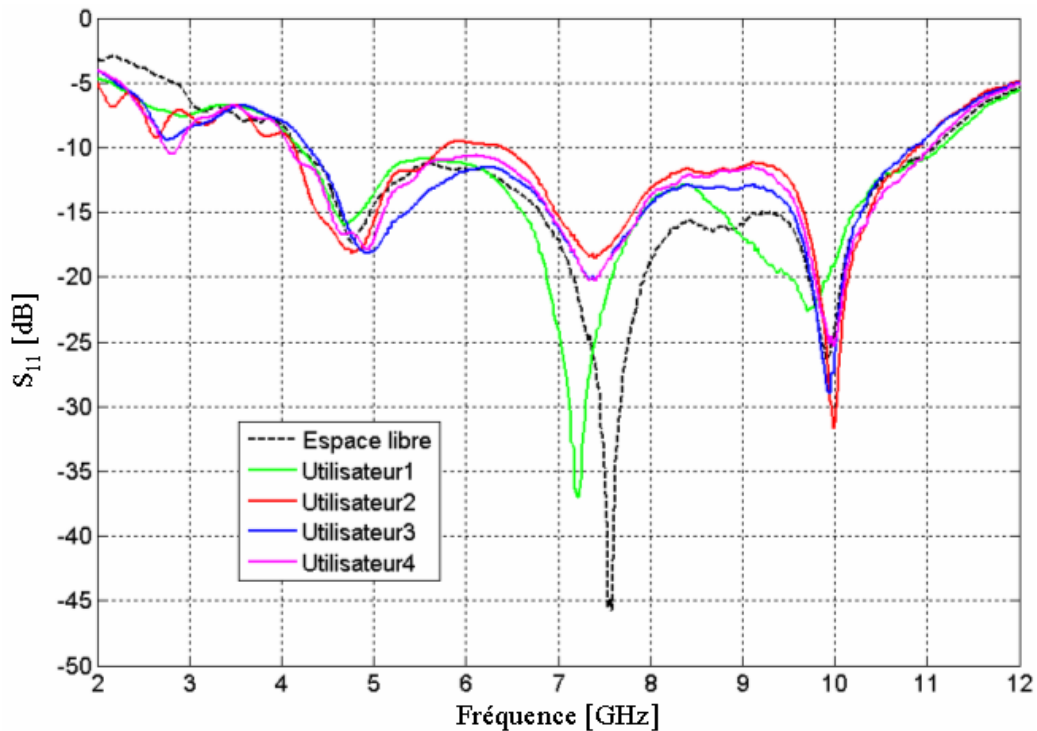


Fig. 4.66 : Influence de la « variabilité anatomique » sur l'adaptation sur la tête ( $e = 6$  mm).

*Influence de la polarisation :* Les mesures précédentes ont été faites en plaçant l'antenne DFMM parallèlement au corps du côté monopole. Il s'agit de la configuration « polar 1 ». Deux autres configurations « polar 1B » et « polar 2 » ont été également testées (figure 4.67). Dans « polar 2 », le champ électrique est perpendiculaire au corps. Dans la configuration « polar 1B », l'orientation du champ électrique est parallèle au corps comme dans « polar 1 » mais dans ce cas, le rayonnement de l'antenne DFMM dans la direction du corps est beaucoup plus faible.

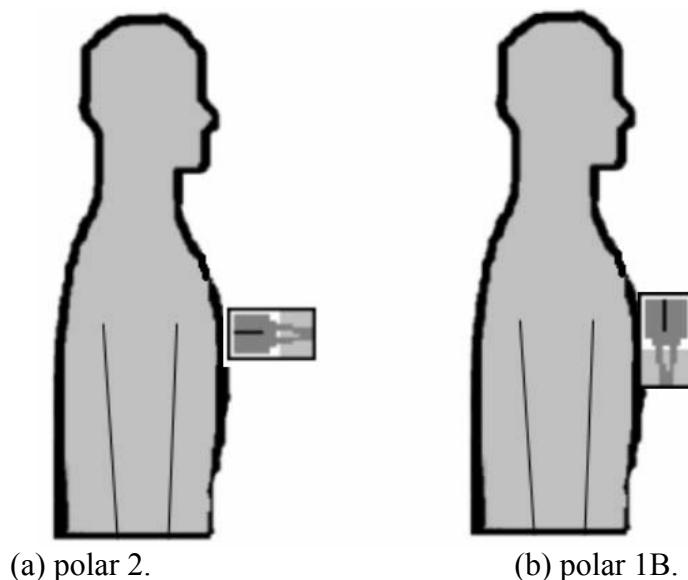


Fig. 4.67 : Autres configurations de mesure.

On trace le coefficient de réflexion pour les différentes configurations, mesuré sur le torse et sur la tête sur les figures 4.68 et 4.69 respectivement.

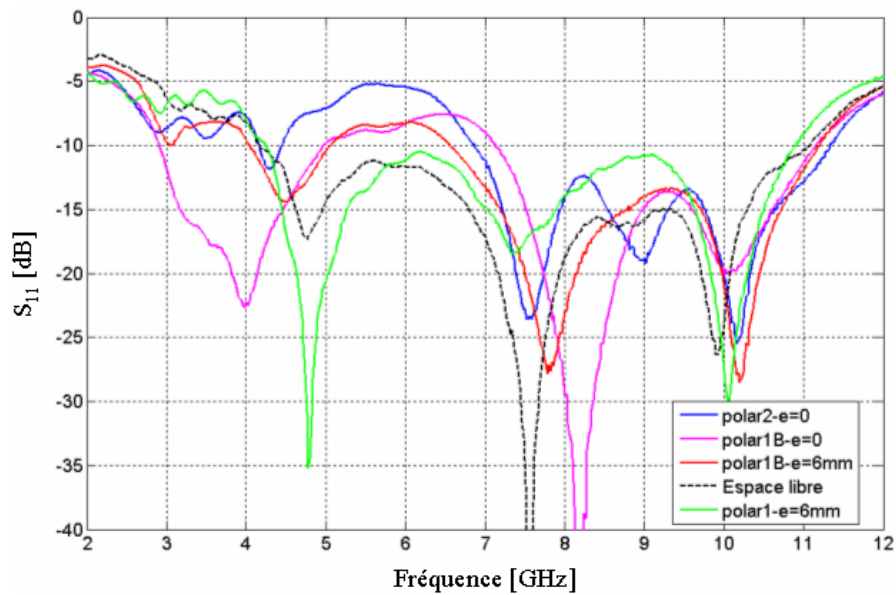


Fig. 4.68 : Coefficient de réflexion mesuré sur le torse.

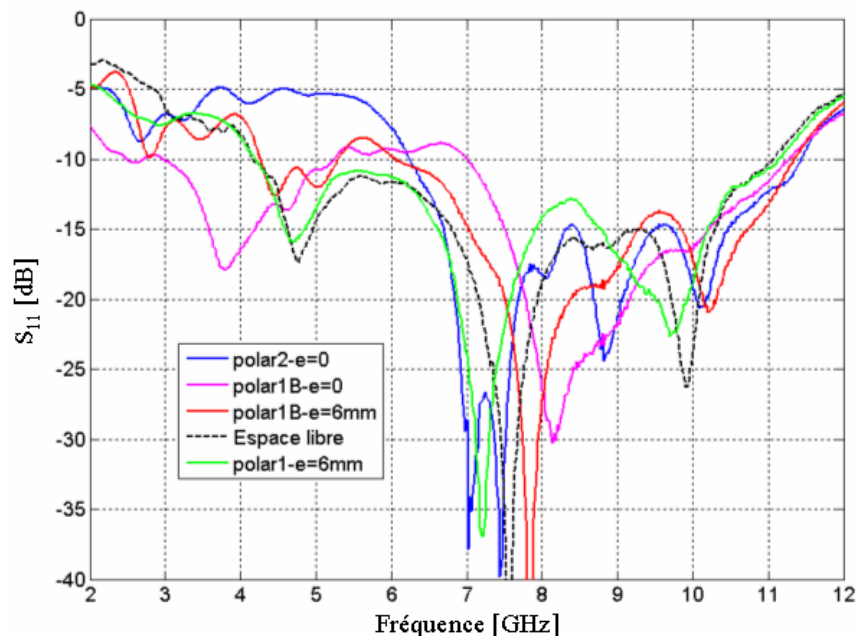


Fig. 4.69 : Coefficient de réflexion mesuré sur la tête.

On constate une meilleure adaptation en « polar 1 » par rapport à « polar 2 » et « polar 1B ». Une importante désadaptation en « polar 2 » pour  $e = 0$  est à signaler (le niveau de  $S_{11}$  monte jusqu'à  $-5$  dB dans une certaine sous bande). En « polar 1B », la diminution de la fréquence de coupure basse est très significative (diminution de 4 à 3 GHz environ) pour  $e = 0$ .

Mesure sur le poignet : Dans ce cas l'antenne DFMM est placée en « polar 1 » sur le poignet. L'espacement DFMM/main est de 6 mm. Une première mesure a été faite sur une main verticale le long du corps. Une deuxième mesure a été effectuée sur la main devant le corps comme dans une position de marche. Le coefficient de réflexion mesuré est présenté sur la figure 4.70. La différence entre les deux cas provient du fait que sur la main devant le corps, l'effet dominant est celui du bras alors que sur la main verticale l'effet d'autres parties du corps est présent également.



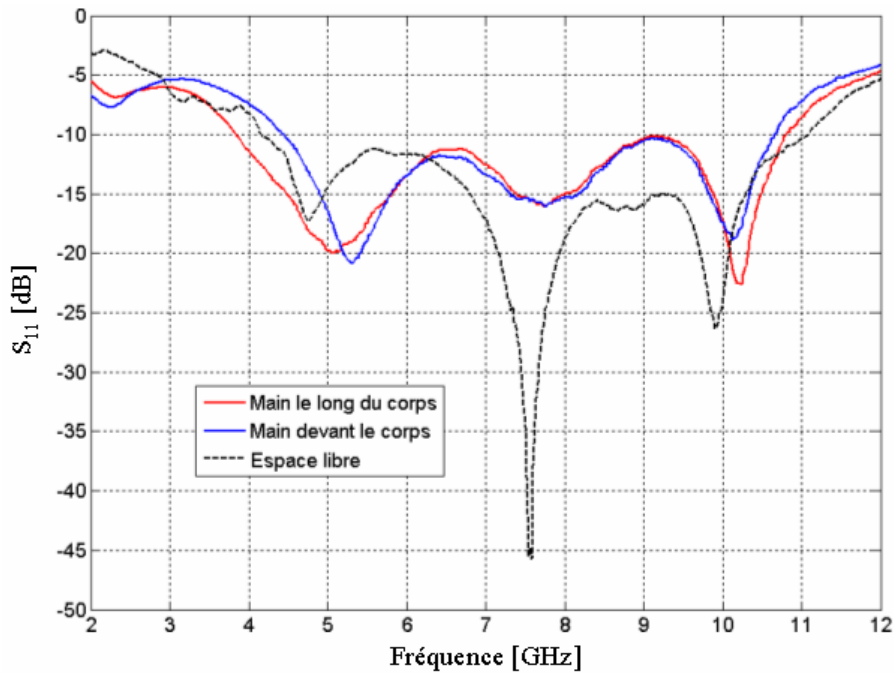


Fig. 4.70 : Coefficient de réflexion de l'antenne DFMM sur le poignet ( $e = 6$  mm).

**Skycross :** L'antenne Skycross a été brièvement présentée au paragraphe 2.1 [44]. Les mesures ont été faites au niveau de la ceinture et sur le torse pour  $e = 0, 6$  et  $10$  mm. Les résultats sont similaires à ceux obtenus avec les antennes planaires DFMM et MSS. En effet, on constate une diminution de la fréquence de coupure basse ; cette diminution décroît avec l'augmentation de l'espacement par rapport au corps. On note une légère désadaptation pour  $e = 0$ .

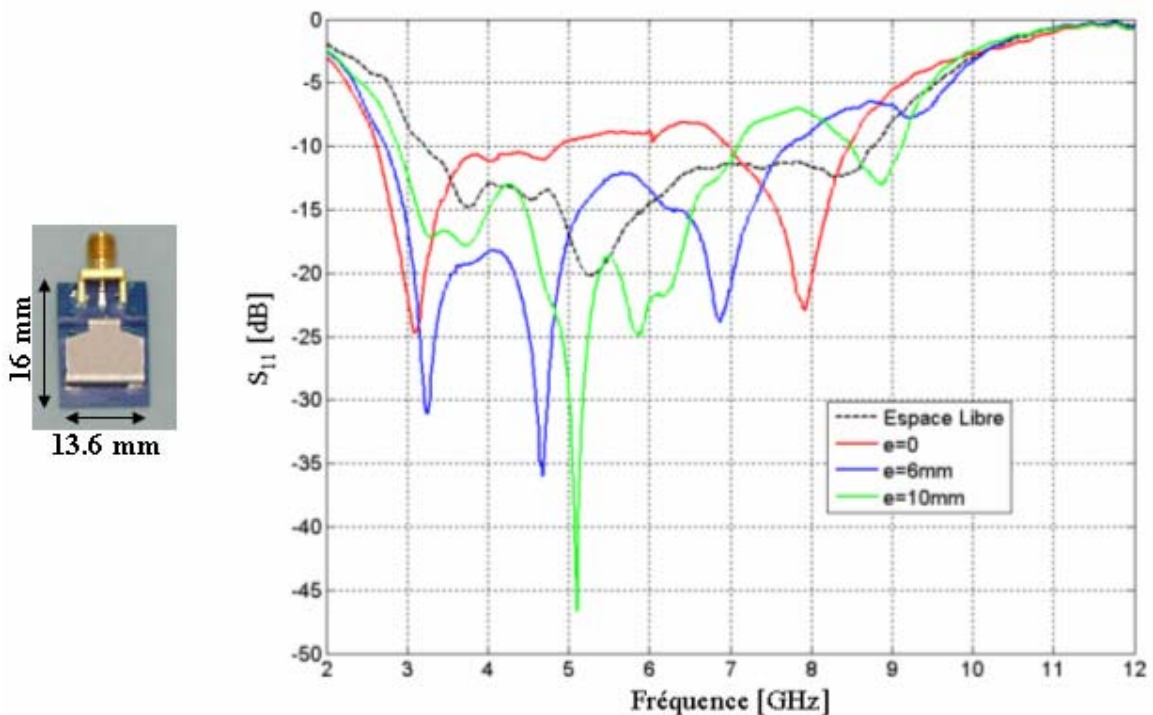


Fig. 4.71 : Influence de l'espacement Skycross/ceinture.

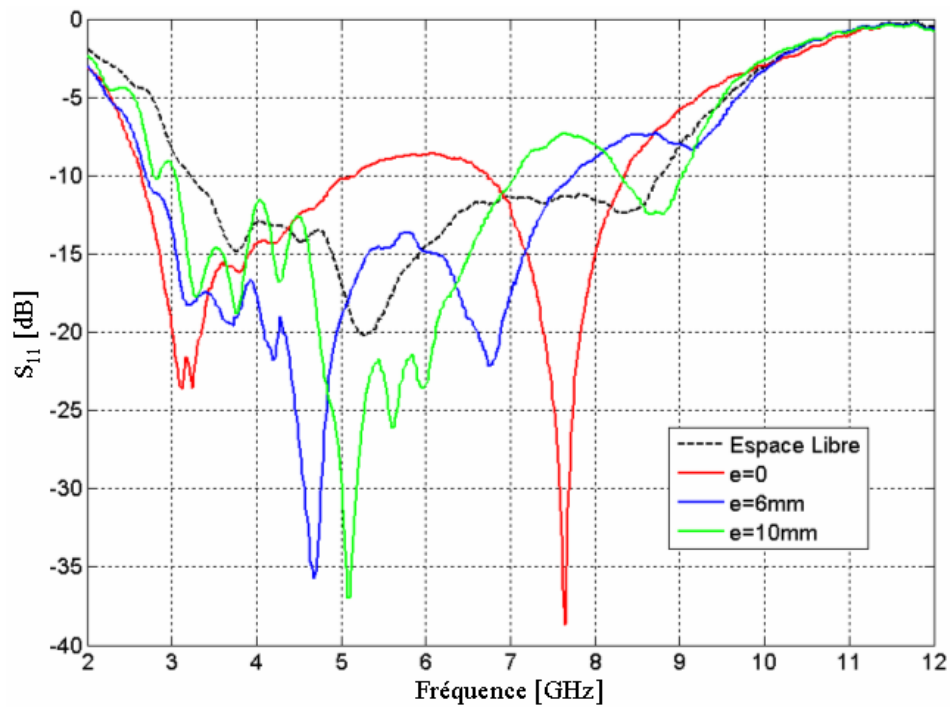


Fig. 4.72 : Influence de l'espacement Skycross/torse.

### 4.5.3 Influence sur le rayonnement

Dans ce paragraphe on présente l'influence du corps sur le rayonnement de l'antenne DFMM. La configuration de mesure est celle présentée précédemment dans le paragraphe 4.5.1. On trace sur la figure 4.73 le gain mesuré dans le plan azimutal (X-Z) à 4, 6 et 9 GHz. Rappelons que l'angle 0 correspond à la configuration LOS où l'axe Z vise l'antenne de référence. Logiquement, l'effet du corps est dépendant de la fréquence. On trace sur la figure 4.74 le gain moyenné sur la bande [4-11] GHz. On note l'effet directif de la tête ; le gain dans la direction opposée à la tête augmente par rapport au cas en espace libre. Cet effet a été également constaté par simulation (Fig. 4.25). On remarque clairement l'effet d'absorption dans les différentes parties du corps.

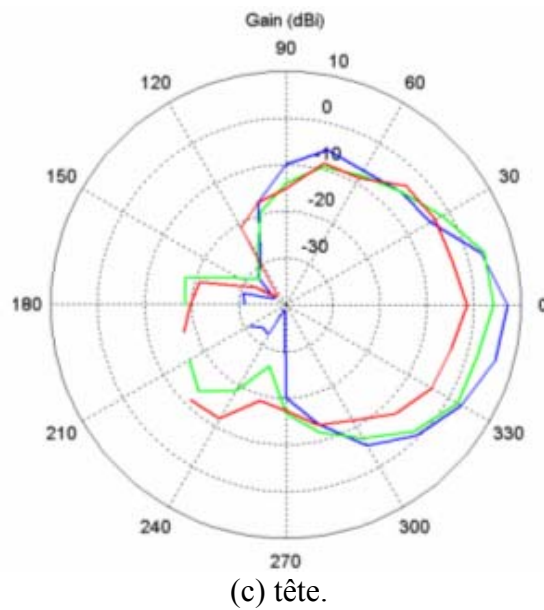
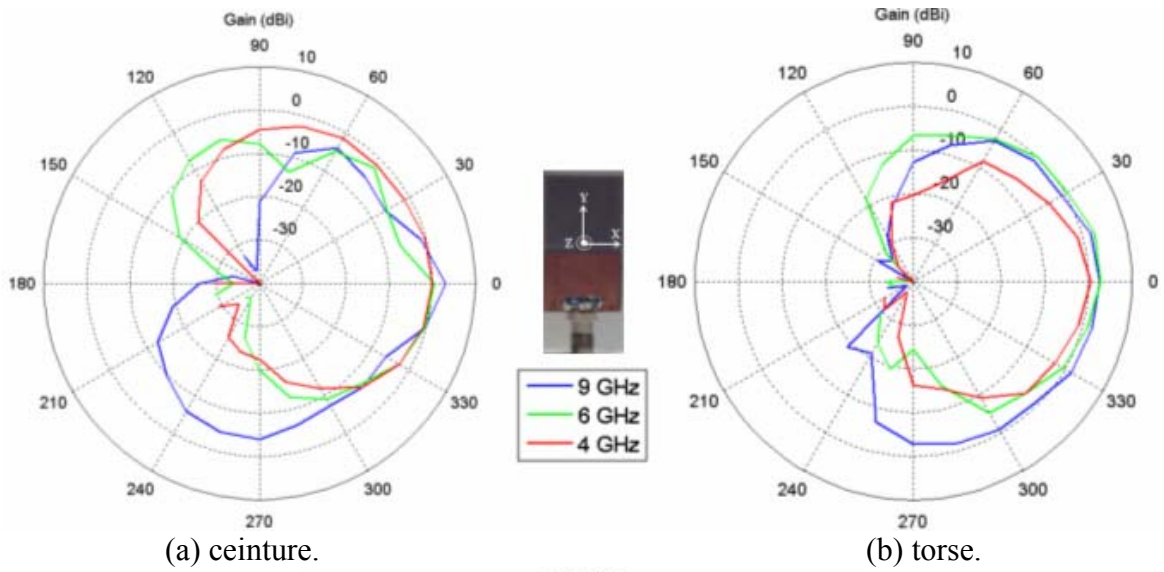


Fig. 4.73 : Gain réalisé (dBi) mesuré sur le corps (coupe azimutale, X-Z).

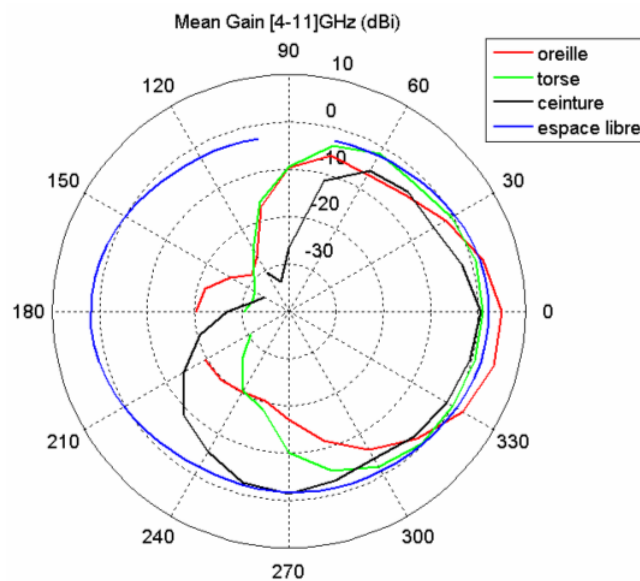


Fig. 4.74 : Gain (dBi) mesuré sur le corps et moyenné sur [4-11] GHz.

On calcule l'aire du diagramme polaire (en linéaire) du gain moyen pour les différentes parties du corps et on la compare à celle en espace libre (Tableau 4.6),  $A_c$ ,  $A_t$ ,  $A_o$  et  $A_e$  étant les aires calculées sur la ceinture, le torse, l'oreille et en espace libre respectivement.

	%
$A_c.100/A_e$	18.502
$A_t.100/A_e$	33.478
$A_o.100/A_e$	91.204

Tableau 4.6 : Pourcentage de l'aire de rayonnement par rapport à l'espace libre.

Notons que sur l'oreille l'aire du diagramme de rayonnement se rapproche de celle en espace libre nettement plus que sur la ceinture et le torse même si l'absorption est du même ordre de grandeur dans ces trois parties du corps. En effet, l'absorption dans la tête est compensée par son effet directif dans la direction opposée.

#### 4.5.4 Influence sur la distorsion

On présente ici l'influence du corps sur la distorsion introduite par l'antenne DFMM. Pour ce faire, l'antenne DFMM est excitée par un signal  $w(t)$  qui respecte le masque de la FCC. Le spectre du signal d'excitation et sa forme d'onde sont présentés sur la figure 4.75.

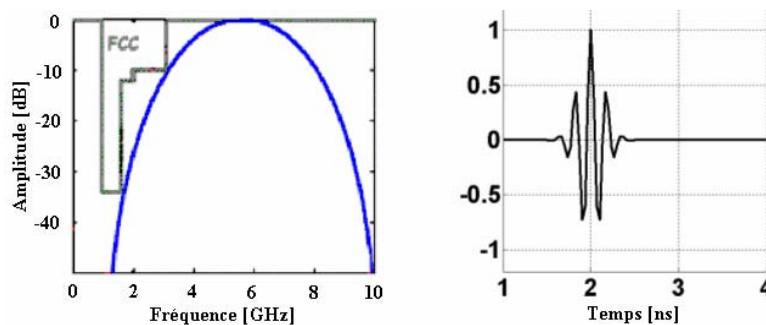


Fig. 4.75 : Spectre et forme d'onde du signal d'excitation.

On trace sur la figure 4.76 les formes d'onde des signaux rayonnés par l'antenne en espace libre dans deux directions du plan azimutal: suivant l'axe X (dans le plan de l'antenne) et suivant l'axe Z (perpendiculaire au plan de l'antenne du côté du plan de masse). On constate que la distorsion introduite par l'antenne est relativement faible. La majeure différence entre les deux directions concerne l'amplitude.

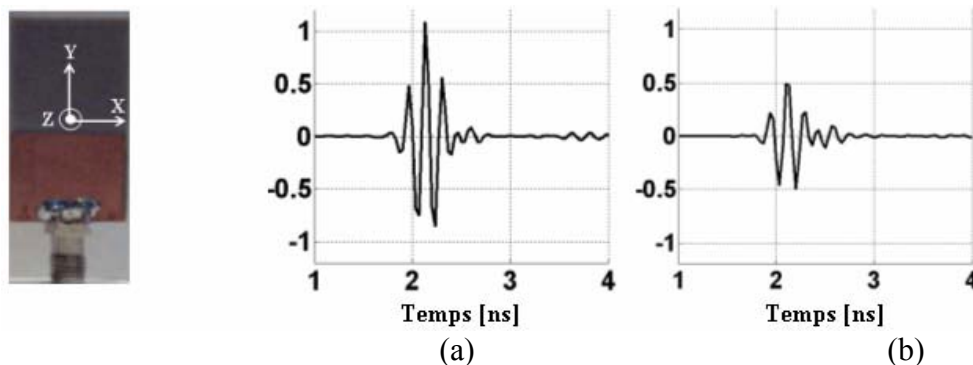


Fig. 4.76 : Forme d'onde rayonnée en espace libre par l'antenne DFMM : (a) suivant l'axe Z et (b) suivant l'axe X.

On trace sur les figures 4.77 les formes d'onde rayonnées suivant l'axe Z quand l'antenne est placée sur la ceinture, le torse et sur l'oreille. Comparée au cas en espace libre, la distorsion introduite par l'antenne sur le corps est plus significative. Ceci est dû entre autres à la réflexion sur le corps.

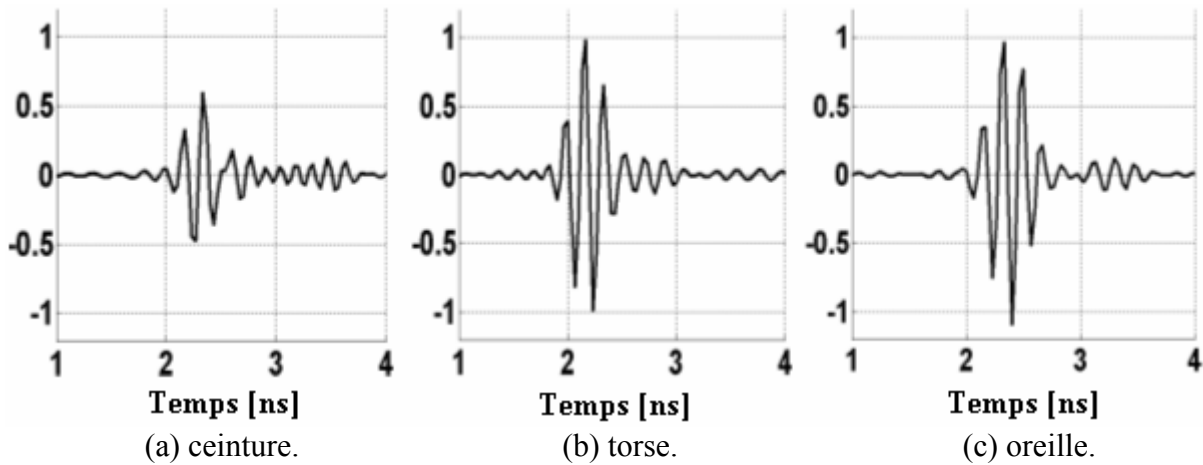


Fig. 4.77 : Forme d'onde rayonnée par l'antenne DFMM sur le corps dans la direction de l'axe Z.

Pour des communications WBAN typiques, on s'intéresse aux formes d'onde rayonnées le long du corps. Ainsi, on trace sur la figure 4.78 les formes d'onde rayonnées sur le corps (suivant l'axe X). La comparaison à la forme d'onde rayonnée dans cette même direction en espace libre montre que l'effet dominant du corps concerne l'amplitude même si un rallongement du signal est constaté notamment sur le torse et la tête.

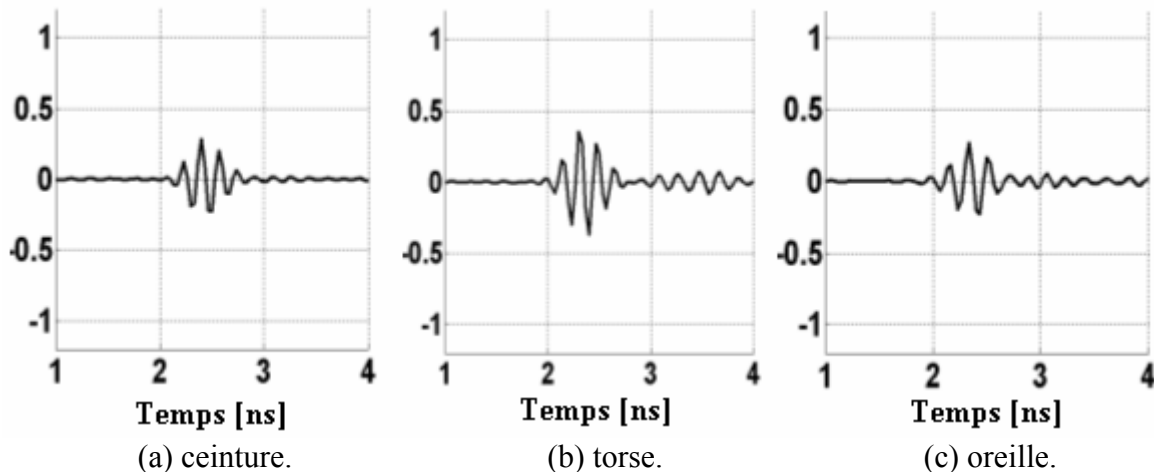
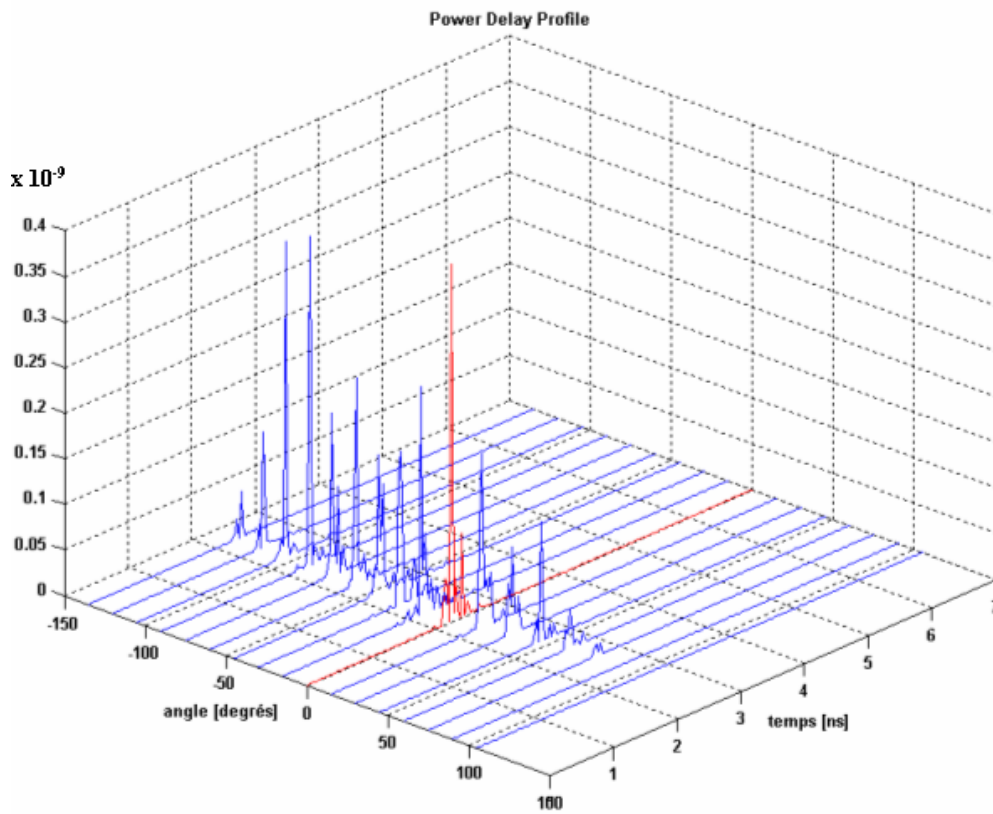
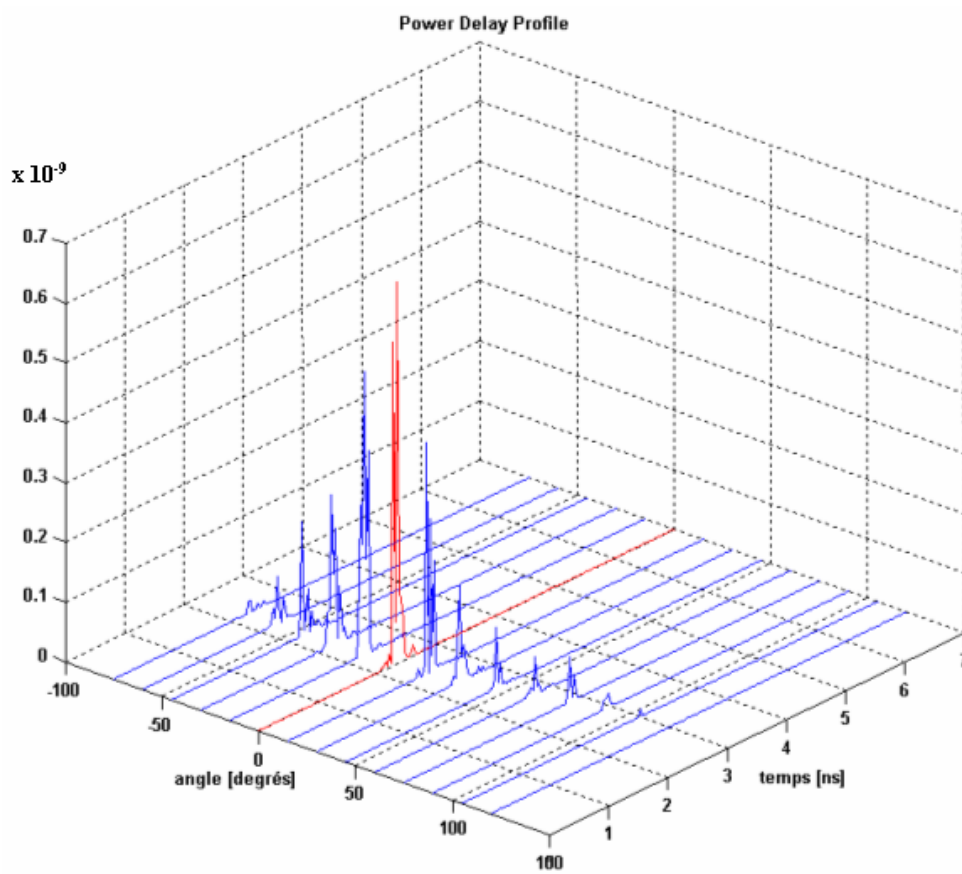


Fig. 4.78 : Forme d'onde rayonnée par l'antenne DFMM sur le corps dans la direction de l'axe X.

On trace sur la figure 4.79 le PDP (*Power Delay Profile*) des signaux rayonnés par l'antenne dans différentes directions dans le plan azimutal (X-Z) au niveau de la ceinture et sur la tête. On indique en rouge le PDP du signal rayonné à l'angle 0. On remarque, comme prévu, une dissymétrie par rapport à l'angle 0 notamment au niveau de la ceinture comme dans la mesure l'antenne n'est pas placée au centre mais clairement décalée vers le côté droit. Cette dissymétrie est logiquement moins importante sur l'oreille.



(a) ceinture.



(b) oreille.

Fig. 4.79 : PDP des signaux rayonnés dans le plan azimutal.

## 4.6 Discussion

On propose dans cette partie une approche relativement simpliste permettant d'illustrer l'influence du corps notamment du point de vue de l'absorption. Cette approche consiste à considérer une onde plane incidente sur une structure multi couches représentant le corps [30, 45]. On montre sur la figure 4.80 le cas d'une onde plane incidente sur la tête. Cette dernière est représentée par une structure à sept couches : peau, graisse, muscles, crâne, dura, CSF (*Cerebral Spinal Fluid*) et le cerveau (matière blanche et grise). On considère 2 mm d'épaisseur de peau, 1 mm de graisse, 4 mm de muscles, 7 mm d'épaisseur de crâne, 1 mm de dura et 2 mm de CSF. On suppose la couche du cerveau d'épaisseur infinie, ce qui revient à supposer qu'il n'y a aucune réflexion au bout de cette couche. Chaque couche est supposée homogène, isotrope et caractérisée par  $(\epsilon, \sigma, \mu=1)$ .

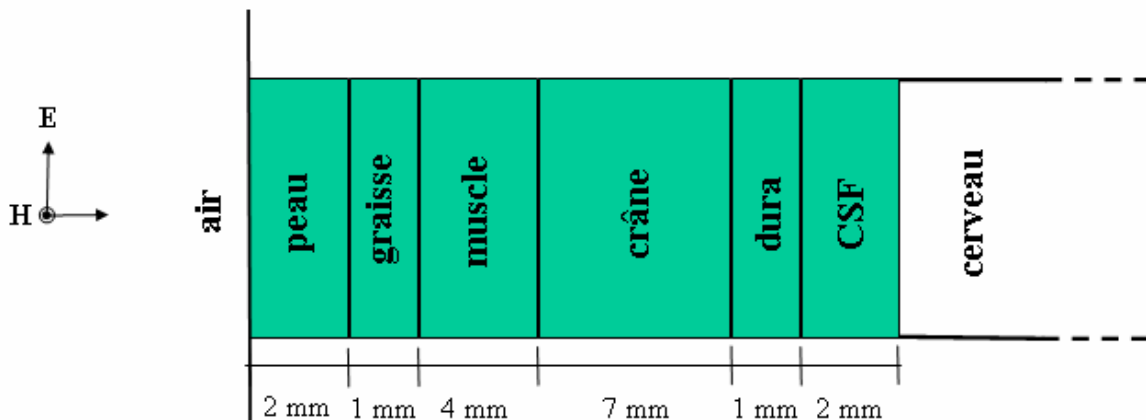


Fig. 4.80 : Onde plane incidente sur un modèle à 7 couches.

On calcule les coefficients de réflexion et de transmission (en allant de gauche vers la droite sur la figure 4.80) aux interfaces entre les différentes couches ainsi qu'à l'entrée de la structure. Il s'agit d'un calcul récursif commençant par le calcul simple du coefficient de réflexion à l'interface CSF/cerveau, puis celui à l'interface dura/CSF et ainsi de suite [46, 47]. Le coefficient de réflexion calculé à chaque interface tient compte des réflexions multiples aux différentes interfaces de la structure. On trace sur la figure 4.81 les coefficients de réflexion calculés aux différentes interfaces de la structure. On constate qu'à partir de 3 GHz, la peau a le coefficient de réflexion dominant. Par conséquent, avec l'augmentation de la fréquence la pénétration dans la tête est réduite (comme on l'a déjà vu par simulation). On trace la répartition du champ électrique (normalisé à l'entrée de la structure) dans les différentes couches de la tête à différentes fréquences sur la figure 4.82,  $d$  étant la profondeur de pénétration dans la tête.

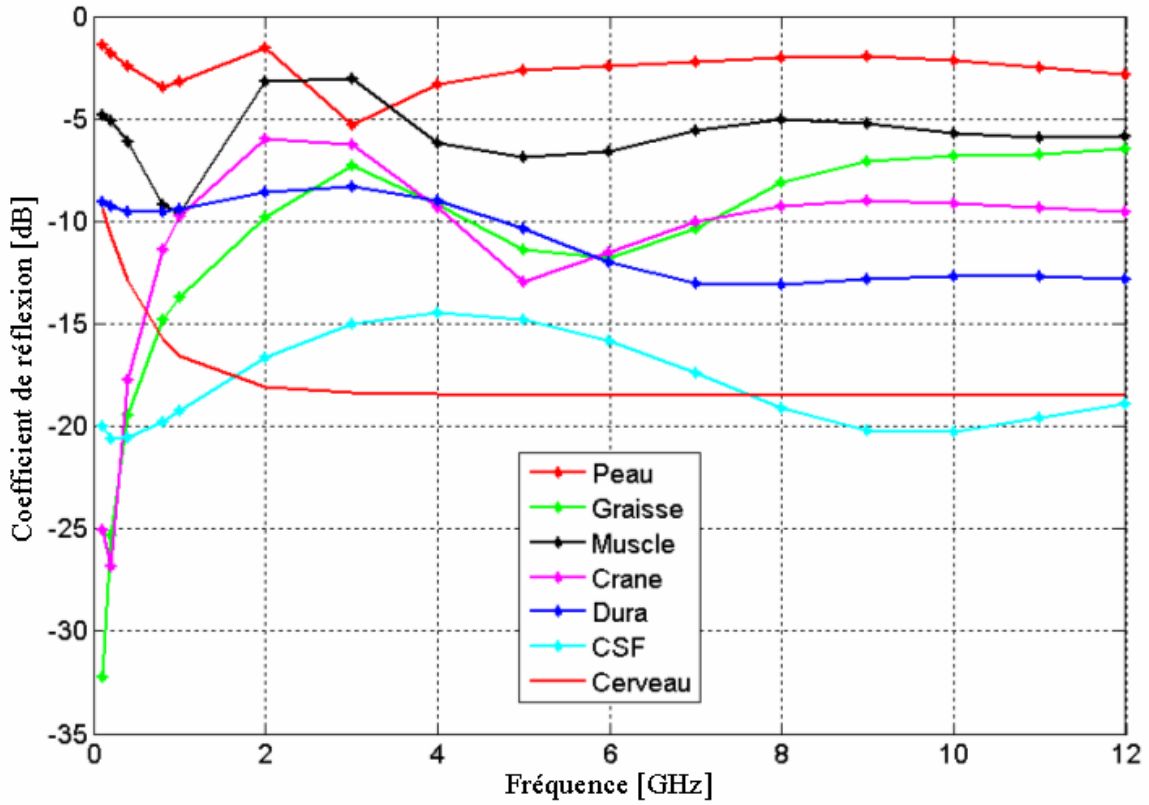


Fig. 4.81 : Coefficient de réflexion calculé.

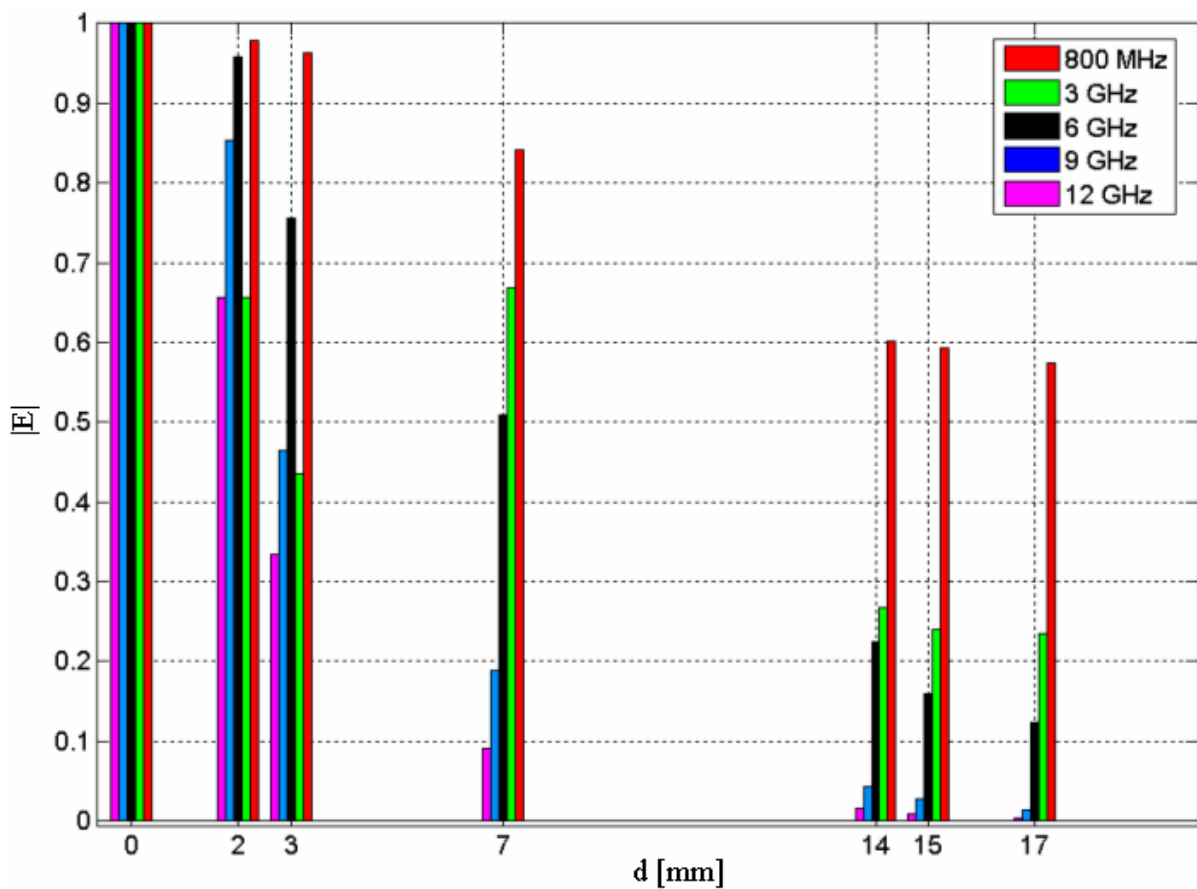


Fig. 4.82 : Module du champ électrique dans la tête.



Le calcul du coefficient de réflexion à l'entrée de la tête selon cette approche permet d'estimer la proportion d'onde réfléchi vers l'antenne placée à proximité de la tête. Une partie de l'onde réfléchi sera captée par l'antenne introduisant ainsi un changement du niveau d'adaptation à son entrée. Du point de vue du rayonnement, le diagramme du côté opposé à la tête résulte de la superposition du champ direct rayonné par l'antenne et de celui réfléchi par la tête. Ceci justifie l'altération constatée par simulation du diagramme de rayonnement dans cette partie de l'espace. Précisons par ailleurs que l'approche adoptée est trop simpliste. Plusieurs suppositions notamment celle d'une onde plane incidente et celle d'un modèle en lames parallèles représentant la tête, ne sont pas valides dans la réalité. Une amélioration de ce modèle peut être introduite en considérant un modèle sphérique (pour la tête) ou cylindrique (pour le tronc par exemple) stratifié [47]. En revanche, une complication du calcul en résulte.

On propose dans la figure 4.83 un modèle permettant d'estimer l'effet du corps sur l'adaptation d'un type d'antennes, les antennes patchs micro ruban. Ces antennes sont bien évidemment à bande étroite par nature, mais le modèle pourra également être utilisé dans le cas d'antenne planaire ULB afin d'illustrer qualitativement l'effet du corps sur la fréquence de coupure basse. Le modèle est inspiré des travaux sur les structures planaires multi couches [48-58]. Une méthode de calcul de la fréquence de résonance souvent utilisée dans ce type de structures est la transformation conforme.

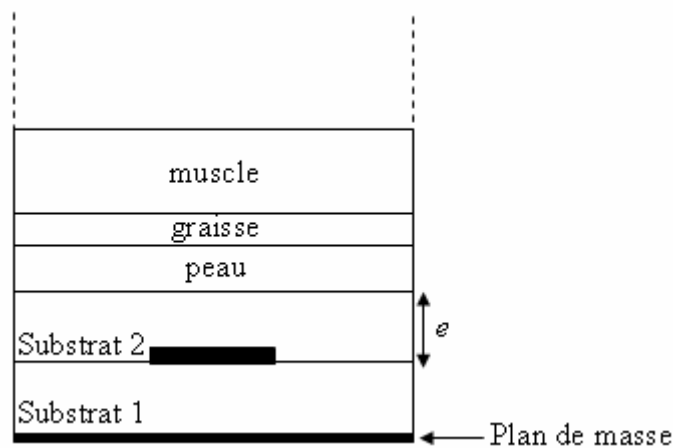


Fig. 4.83 : Modèle antenne micro ruban + tête.

Il s'agit bien évidemment d'un modèle simplifié par rapport au cas réel qui ne permet pas d'estimer avec grande précision l'effet du corps sur l'adaptation de l'antenne. Cependant, ce modèle permet de mettre en évidence le décalage de la fréquence de résonance ainsi que l'influence de l'espacement antenne/corps (donné par l'épaisseur du substrat 2) sur ce décalage. En effet, on prend à titre d'exemple le cas d'une antenne patch ayant une fréquence de résonance de 3.323 GHz et on calcule la nouvelle fréquence de résonance dans un modèle à 3 couches (substrat 1 + substrat 2 + couche 3). La couche 3 a les propriétés diélectriques moyennes de la tête à 3 GHz. Le substrat 2 est considéré comme étant de la mousse ( $\epsilon_r = 1.08$ ). La fréquence de résonance calculée dans le cas où l'antenne est directement placée sur le corps ( $e = 0$ , pas de substrat 2) est de 3.08 GHz. Dans le cas où l'antenne est placée à 10 mm de la tête, la fréquence de résonance estimée par le modèle devient 3.219 GHz. On retrouve ainsi le même comportement constaté par mesure et par simulation : la fréquence de résonance diminue en présence de la tête et ce décalage devient moins significatif lorsqu'on éloigne l'antenne du corps.

---

## 4.7 Conclusion

Dans ce chapitre l'interaction antenne/utilisateur a été traitée dans un premier temps par simulation. Dans cette approche, des simulations en bandes étroites ainsi que sur de larges bandes ont été effectuées. Les résultats de simulation ont mis en évidence l'effet significatif du corps sur l'antenne placée dans son environnement proche. Cet effet se traduit le plus souvent par un décalage de la fréquence de résonance du dipôle, un décalage de la bande d'adaptation des antennes ULB, une absorption à l'intérieur du corps (plus ou moins importante selon la fréquence, l'espacement par rapport au corps et la partie du corps) et un effet « réfléchif » dans la direction opposée au corps. Dans un deuxième temps, l'influence du corps a été analysée expérimentalement avec différents types d'antennes ULB sur des personnes volontaires.

Le tableau 4.7 récapitule l'effet du corps sur le décalage des fréquences de coupure haute et basse, lorsque les différentes antennes ont été placées au niveau de la ceinture. La tendance globale qu'on peut dégager pour les antennes planaires, est une diminution simultanée de leurs fréquences de coupure haute et basse, ce décalage étant généralement plus prononcé sur la fréquence de coupure basse. En ce qui concerne les antennes volumiques, leur adaptation est plus ou moins affectée selon le niveau de couplage au corps. Ainsi, les fréquences de coupure du bicône, fortement couplé au corps, sont significativement décalées vers le bas. L'antenne patch triangulaire, quant à elle, a été testée dans une configuration où le couplage au corps est faible (Plan de masse perpendiculaire au corps), ce qui se traduit par une invariance de sa bande passante.







Antenne	$\delta f_{min}^1$ (%)			$\delta f_{max}^2$ (%)		
	$e = 0$	$e = 6$ mm	$e = 10$ mm	$e = 0$	$e = 6$ mm	$e = 10$ mm
	-12.7			-28.1		
	$\approx 0$			$\approx 0$		
	-14.3		-11.4	-5.2		$\approx 0$
	-38		-10.3	-5.1		$\approx 0$
	-4.9	$\approx 0$	$\approx 0$	2.7	-1.8	$\approx 0$
	-21.9	-15.6	-9.4	-2.3	-12.6	-19.5

Tableau 4.7 : Influence du corps (ceinture) sur l'adaptation de différentes antennes.

<sup>1</sup> Décalage relatif de la fréquence de coupure basse (en %),  $\delta f_{min} = \frac{f_{min2} - f_{min1}}{f_{min1}} \cdot 100$  où  $f_{min2}$  et  $f_{min1}$  sont les fréquences de coupure basse, avec et sans le corps, respectivement.

<sup>2</sup> Décalage relatif de la fréquence de coupure haute (en %),  $\delta f_{max} = \frac{f_{max2} - f_{max1}}{f_{max1}} \cdot 100$  où  $f_{max2}$  et  $f_{max1}$  sont les fréquences de coupure haute, avec et sans le corps, respectivement.

## Références

- [1] P. Bernardi, M. Cavagnaro, S. Pisa, E. Piuze, “Power absorption and temperature elevations induced in the human head by dual-band phones,” *Microwave Symp. Digest, IEEE MTT-S Int.*, vol. 1, pp. 151-154, Décembre 2001.
- [2] ICNIRP, “Guidelines for limiting exposure to time-varying electric, magnetic, and electromagnetic fields (up to 300 GHz),” *Health Physics*, vol. 74, No. 4, pp. 494-522, Avril 1998.
- [3] IEEE Std. C95.1, 1999 Edition, *IEEE standard for safety levels with respect to human exposure to radio frequency electromagnetic fields, 3 KHz to 300 GHz*, IEEE, New York, Etats-Unis, Avril 1999.
- [4] European Std. EN50360, *Product standard to demonstrate the compliance of mobile telephones with the basic restrictions related to human exposure to electromagnetic fields (300 MHz-3 GHz)*, CENELEC, Bruxelles, Belgique, Juillet 2001.
- [5] European Std. EN50361, *Basic standard for the measurement of Specific Absorption Rate (SAR) related to human exposure to electromagnetic fields (300 MHz-3 GHz)*, CENELEC, Bruxelles, Belgique, Juillet 2001.
- [6] IEEE Std. 1528-2003, *IEEE recommended practice for determining the peak spatial-average Specific Absorption Rate (SAR) in the human head from wireless communication devices: measurement techniques*, IEEE, New York, Etats-Unis, Décembre 2003.
- [7] FCC OET Bulletin 65, Supplement C, *Additional information for evaluating compliance of mobile and portable devices with FCC limits for human exposure to radiofrequency emissions*, 2001.
- [8] My Personal Adaptive Global NET (MAGNET), Technical report, projet européen IST FP6, IST-2004-507102, (<http://www.ist-magnet.org>), Mars 2004.
- [9] Universal Remote Signal Acquisition for hHealth (URSAFE), Technical report, projet européen IST FP5, contrat no. IST-2001-33352, (<http://ursafe.tesa.prd.fr>), Octobre 2003.
- [10] M. A. Uusitalo, Wireless World Research Forum (WWRF), Technical report, (<http://wireless-world-research.org>), Mars 2004.
- [11] Maria-Gabrielle Di Benedetto, Thomas Kaiser, Andreas F. Molisch, Ian Oppermann, Christian Politano, et Domenico Porcino, *UWB Communication Systems, A Comprehensive Overview*, EURASIP Book, Edition Hindawi, 2006.
- [12] H.-R. Chuang, “Human operator coupling effects on radiation characteristics of a portable communication dipole antenna,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 42, No. 4, 556-560, Avril 1994.
- [13] M. A. Jensen, Y. Rahmat-Samii, “EM interaction of handset antennas and a human in personal communications,” *Proceeding of the IEEE*, Vol. 83, No. 1, Janvier 1995.
- [14] S.-I. Watanabe, M. Taki, T. Nojima, O. Fujiwara, “Characteristics of the SAR distributions on a head exposed to electromagnetic fields radiated by a hand-held portable radio,” *IEEE Trans. Microwave Theory Techn.*, Vol. 44, No. 10, pp. 1874-1882, Octobre 1996.
- [15] V. Hombach, K. Meier, M. Burkhardt, E. Kühn, N. Küster, “The dependence of EM energy absorption upon human head modeling at 900 MHz,” *IEEE Trans. Microwave Theory Techn.*, Vol. 44, No. 10, pp. 1865-1873, Octobre 1996.
- [16] M. Okoniewski, M. A. Stuchly, “A study of the handset antenna and human body interaction,” *IEEE Trans. Microwave Theory Techn.*, vol. 44, No. 10, pp.1855-1864, Octobre 1996.

- 
- [17] K. Ogawa, T. Matsuyoshi, K. Monma, "An analysis of the performance of a handset diversity antenna influenced by head, hand, and shoulder effects at 900 MHz: Part I – Effective gain characteristics," *IEEE Trans. Veh. Tech.*, vol. 50, No. 3, pp. 830-844, Mai 2001.
- [18] A. D. Yaghjian, "An overview of near-field antenna measurements," *IEEE Trans. Antennas and Propagation.*, vol. AP-34, pp. 30-45, Janvier 1986.
- [19] J.-C. Bolomey, "Rapid near-field antenna testing via array of modulated scattering probes," *IEEE Trans. Antennas and Propagation*, vol. 36, pp. 804-813, Juin 1988.
- [20] O. M. Bucci, C. Gennarelli, "Use of sampling expansions in near-field-far-field transformations : the cylindrical case," *IEEE Trans. Antennas and Propagation*, vol. 36, no. 6, pp. 830-835, Juin 1988.
- [21] O. M. Bucci, G. D'Elia, M. D. Migliore, "A new strategy to reduce the truncation error in near-field-far-field transformation," *Radio Sci.*, vol. 35, no. 1, pp. 3-17, Janvier-Février 2000.
- [22] K. Rosengren, P-S. Kildal, "Study of distributions of modes and plane waves in reverberation chambers for characterization of antennas in multipath environment," *Micr. Opt. Tech. Letters*, vol. 30, no. 20, pp. 386-391, Septembre 2001.
- [23] K. Rosengren, P-S. Kildal, C. Carlsson, J. Carlsson, "Charaterization of antennas for mobile and wireless terminals in reverberation chambers: Improved accuracy by platform stirring," *Micr. Opt. Tech. Letters*, vol. 30, no. 20, pp. 391-397, Septembre 2001.
- [24] K. Madsén, P. Hallbjörner, "Reverberation chamber for mobile phone antenna tests," Reverberation Chamber, *Anechoic Chamber and OATS Users Meeting*, Seattle, Etats-Unis, 4-6 juin 2001.
- [25] P-S. Kildal, C. Carlsson, "Detection of a polarization imbalance in reverberation chambers and how to remove it by polarization stirring when measuring antenna efficiencies," *Micr. Opt. Tech. Letters*, vol. 34, no. 2, pp. 145-149, 20 Juillet 2002.
- [26] P-S. Kildal, C. Carlsson, "TCP of 20 Mobile Phones Measured in Reverberation Chamber Procedure, Results, Uncertainty and Validation," [www.bluetest.se](http://www.bluetest.se), Février 2002.
- [27] K. Madsen, "Reverberation chambers for mobile phones radiated tests," *COST 273*, TD(04)035, Götheborg, Suède, 7-10 Juin 2004.
- [28] <http://www.eccosorb.com/catalog/anechoic/gallery.asp> (Projet SATIMO).
- [29] S. Gabriel, R. W. Lau, C. Gabriel, "The dielectric properties of biological tissues: 3. Parametric models for the dielectric spectrum of tissues," *Physics in Medecine and Biology*, vol. 41, no. 11, pp. 2271-2293, 1996.
- [30] A. Drossos, V. Santomaa, N. Kuster, "The dependence of electromagnetic energy absorption upon human head tissue composition in the frequency range of 300-3000 MHz," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 48, no. 11, pp. 1988-1995, Novembre 2000.
- [31] A. Peyman, C. Gabriel, "Report on the measurement intercomparison: MCL broadband tissue equivalent liquid (450 MHz – 6 GHz)," *MCL Report*, Octobre 2005.
- [32] <http://www.cst.com/>
- [33] <http://www.cst.com/Content/Articles/article165.aspx>
- [34] <http://www.wipl-d.com/>
- [35] <http://www.brooks.af.mil/AFRL/HED/hedr/reports/dielectric/Report/Report.html>
- [36] <http://www.fcc.gov/cgi-bin/dielec.sh>
- [37] J. Toftgard, S. N. Hornsleth, J. B. Andersen, "Effect on portable antennas of the presence of a person," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 41, no. 6, pp. 739-746, Juin 1993.

- [38] H. Ghannoum, S. Bories, R. D'Errico, "Small-size UWB Planar Antenna and its Behaviour in WBAN/WPAN Applications," *IEE Symposium on Ultra Wideband Systems, Technologies and Applications*, Londres, Angleterre, Avril 2006.
- [39] Hassan Ghannoum, Serge Bories, Christophe Roblin et Alain Sibille, "Biconical Antennas for intrinsic characterization of the UWB Channel," *IEEE International Workshop on Antenna Technology: Small Antennas and Novel Metamaterials, IWAT 2005*, 7-9 Mars 2005, Singapour.
- [40] A. C. Lepage, X. Begaud, G. Le Ray et A. Sharaiha, "F-probe fed broadband triangular patch antennas mounted on finite ground plane," *IEEE International Symposium on Antennas and Propagation Society*, vol. 4, pp. 4296-4299, Juin 2004.
- [41] C. Roblin, A. Sibille et S. Bories, "Semi-directional small antenna for UWB multimedia terminals," *Antem 2005*, St-Malo, France, 2005.
- [42] S. bories, H. Ghannoum, C. Roblin, "Robust Planar Stripline Monopole for UWB Terminal Applications," 2005 IEEE International Conference on Ultra-Wideband, Zurich, Suisse, Septembre 2005.
- [43] Ramsey Electronics (Model LPY26), [www.ramseykits.com](http://www.ramseykits.com).
- [44] Skycross antenna. Technical report, 2002.
- [45] A.Christ, A. Klingenböck, T. Samaras, C. Goiceanu et N. Küster, "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.
- [46] S. J. Ofranidis, *Electromagnetic Waves & Antennas* (Chapitres 4 et 5), 21 Juin 2004. ([www.ece.rutgers.edu/~orfanini/ewa](http://www.ece.rutgers.edu/~orfanini/ewa)).
- [47] Constantine A. Balanis, *Advanced Engineering Electromagnetics*, pages 220-236, Edition Wiley, 1989.
- [48] J. T. Bernhard, C. J. Tousignant, "Resonant Frequencies of Rectangular Microstrip Antennas with Flush and Spaced Dielectric Superstrates," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 47, no. 2, Février 1999.
- [49] J. Svacina, "Analysis of multilayer microstrip lines by a conformal mapping method," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 40, pp. 769-772, Avril 1992.
- [50] Shun-Shi Zhong, Gang Liu, Ghulam Qasim, "Closed Form Expressions for Resonant Frequency of Rectangular Patch Antennas With Multidielectric Layers," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 42, no. 9, Septembre 1994.
- [51] I. J. Bahl, P. Bhartia, S. S. Stuchly, "Design of Microstrip Antennas Covered With a Dielectric Layer," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. AP-30, no. 2, Mars 1982.
- [52] Shun-Shi Zhong, Xiang-Ying Wu, "Resonant Frequency Of Microstrip Antenna With Multi-Dielectric Superstrates," *International Symposium Antennas and Propagation Society, AP-S Digest*, 1994.
- [53] I. J. Bahl, S. S. Stuchly, "Analysis of a Microstrip Covered with a Lossy Dielectric," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. MTT-28, no. 2, Février 1980.
- [54] J. Pribetich, R. Ledee, P. Kennis, P. Pribetich, M. Chive, "Modelling of Microstrip Antenna With Dielectric Protective Layer For Lossy Medium," *Electronics Letters*, 10 Novembre 1988, vol. 24, no. 23.
- [55] N. G. Alexopoulos, D. R. Jackson, "Fundamental Superstrate (Cover) Effects on Printed Circuit Antennas," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. AP-32, no. 8, Août 1984.
- [56] A. Bhattacharyya, T. Tralman, "Effects of Dielectric Superstrate On Patch Antennas," *Electronics Letters*, vol. 24, no. 6, 17 Mars 1988.

- [57] K. H. Pan, T .G. Moore, J .T. Bernhard, "Experimental Investigation of Microstrip Antenna Behavior Beside Dielectric Materials," *IEEE International Symposium Antennas and Propagation Society*, vol. 4, pp. 470-473, Juillet 2001.
- [58] K. H. Pan, J. T. Bernhard, T. J. Moore, "Effects of Lossy Dielectric Material on Microstrip Antennas," *2000 IEEE-APS Conference on Antennas and Propagation for Wireless Communications*, pp. 39-42, Novembre 2000.

---

# Chapitre 5 : Modélisation du canal radio ULB sur le corps

## 5.1 Introduction et état de l'art

Comme dans tout système de communications, c'est le canal qui détermine les limites pratiques de performance pour différents schémas de transmission et différents algorithmes de réception. La caractérisation du canal radio est indispensable pour la conception, le test et la comparaison de différents systèmes.

D'une manière générale, la modélisation du canal radio est réalisée selon deux approches différentes : l'approche déterministe qui consiste à élaborer un modèle permettant de prédire le comportement du canal radio à une position donnée dans un environnement précis. La seconde consiste à modéliser les propriétés « typiques » du canal dans un environnement donné sans pour autant les relier à une position spécifique. Il s'agit d'un modèle statistique. A titre d'exemple, la densité de probabilité (en bande étroite) de l'amplitude du signal reçu est modélisée par une distribution de Rayleigh dans une zone relativement petite (partie d'une chambre par exemple). En revanche, dans un modèle déterministe on essaie de prédire l'amplitude exacte à chaque endroit de la zone considérée. On note également l'existence de l'approche hybride qui tente de combiner les avantages des deux approches.

De très nombreux travaux sur la modélisation du canal radio en bande étroite existent dans la littérature (voir par exemple [1-10]). Néanmoins, ces modèles ne peuvent pas être immédiatement généralisables au contexte ULB en raison de différences de fond dans les processus de propagation : les conséquences de ce comportement spécifique sont importantes, tant qualitativement que quantitativement. On rencontre, en revanche, des ressemblances par de nombreux aspects entre le canal ULB et le canal large bande, même si des différences persistent. La différence fondamentale du canal ULB réside dans sa bande instantanée extrêmement large qui lui confère une résolution temporelle d'une fraction de nanosecondes. La résolution temporelle caractérise la capacité à distinguer entre deux trajets dont les retards sont très proches. Ainsi, dans le contexte ULB il est possible de distinguer des échos provenant d'obstacles séparés de quelques centimètres seulement, ce qui n'est pas le cas du canal large bande. En revanche, la durée de mesure du canal ULB est considérable. A cette caractéristique viennent s'ajouter d'autres contraintes liées à la largeur de bande dans ce contexte. Ces contraintes concernent la variation fréquentielle des propriétés électromagnétiques des diffuseurs présents dans le canal ainsi que des processus de propagation.

La modélisation statistique du canal est généralement fondée sur l'analyse d'un grand nombre de mesures de propagation. L'objectif de la mesure est de collecter un grand nombre de Réponses Impulsionnelles du Canal – considéré comme un système linéaire invariant - qu'on appellera CIR (*Channel Impulse Response*) dans la suite du manuscrit.



### 5.1.1 Techniques de mesure du canal ULB

Différentes techniques de mesure du canal ULB sont employées selon les comportements attendus et les caractéristiques recherchées. La première est la mesure dans le domaine fréquentiel de la fonction de transfert complexe du canal. Cette mesure utilise un analyseur de réseau vectoriel (VNA), outil le plus adapté à la caractérisation du canal par balayage fréquentiel, afin de mesurer pour chaque échantillon de fréquence le paramètre  $S_{21}(f)$ . Ce dernier conduit, après calibration, au coefficient de transfert complexe de la fonction de transfert à la fréquence correspondante. Les principaux avantages de la mesure fréquentielle sont la facilité de calibration, une très bonne dynamique et une excellente qualité de synchronisation, l'émission et la réception étant gérée par le même instrument. En raison de ses avantages, cette technique a été fréquemment utilisée dans la littérature [11-16]. Elle est en revanche caractérisée par un temps de mesure considérable. Cette contrainte interdit toute mesure de variabilité temporelle du canal. Les canaux mesurés par cette technique sont supposés stationnaires. Ainsi, dans nos campagnes expérimentales sur des personnes, les mesures sont effectuées sur une faible durée. Pratiquement, on procède de façon séquentielle, chacune d'entre elles durant 30 secondes typiquement.

La seconde technique est de nature temporelle et consiste à émettre un signal d'excitation de large bande instantanée. D'un côté, des difficultés de calibration et de synchronisation sont rencontrées dans ce cas, mais de l'autre côté les techniques temporelles sont rapides et permettent surtout la mesure de canaux non stationnaires. Deux variantes de cette technique existent. La première est la mesure par impulsions qui utilise à l'émission un générateur d'impulsions dont la durée fixe la largeur de la bande, et à la réception un oscilloscope rapide à échantillonnage numérique (DSO : *Digital Sampling Oscilloscope*). Une réception par corrélation a été développée par la compagnie Time Domain [17]. Notons l'existence de générateurs d'impulsions capables d'émettre des signaux directement dans la bande de fréquences définie par la FCC (3.1-10.6 GHz). L'avantage principal de la technique de sondage du canal par impulsions réside dans son faible temps d'acquisition, la réponse impulsionnelle étant récupérée en temps réel. Cette méthode a été utilisée dans la littérature dans [17-20]. La deuxième variante temporelle est le sondage par étalement de spectre en utilisant une séquence pseudo-aléatoire (PN : *Pseudo Noise*), que l'on rencontre communément dans la modulation DSSS (*Direct Sequence Spread Spectrum*). Cette technique a été utilisée pour sonder les canaux large bande, mais peut « facilement » être adaptée à l'ULB. A la réception, la CIR n'est pas disponible dès la sortie du DSO, il faut d'abord démoduler puis corréler la séquence transmise. Bien que plus complexe que le sondage par impulsions, le sondage par séquence PN offre une meilleure qualité à la réception et une meilleure précision sur la mesure de la phase grâce à la détection cohérente [21, 22]. Un des inconvénients importants de ces méthodes rapides est la dynamique plus faible, non seulement en raison du temps de mesure mais également du faible nombre de bits du convertisseur analogique/numérique et la quasi impossibilité d'ajuster le gain au sein d'une CIR.

En conclusion, précisons que la technique de sondage choisie pour la réalisation des mesures de canal dans cette thèse est la technique fréquentielle, étant donné ses nombreux avantages et son adéquation au contexte ULB WBAN.

### 5.1.2 Paramètres de caractérisation du canal

La caractérisation d'un canal de propagation nécessite l'analyse de réponses impulsionnelles ou de fonctions de transfert mesurées. Différents paramètres permettant de décrire des aspects divers du canal sont extraits. On en présente les principaux dans la suite.

#### Exposant d'atténuation

Cet exposant est directement lié aux pertes de propagation qui quantifient la diminution avec la distance de la puissance reçue par rapport à la puissance transmise. Un modèle général utilise l'exposant d'atténuation  $n$  pour quantifier l'atténuation (moyennée localement et en fréquence ou pas)  $\overline{PL}$  (*Path Loss*) en fonction de la distance  $d$  entre émetteur et récepteur :

$$\overline{PL}(d)(dB) = \overline{PL}(d_0)(dB) + 10n \log_{10}\left(\frac{d}{d_0}\right) \quad (5.1)$$

#### Répartition de l'énergie dans le temps

L'étalement de la CIR dans le temps est étroitement lié à l'environnement de mesure. Les principaux paramètres extraits de la répartition de la puissance dans le temps (PDP) (*Power Delay Profile*) sont :

- Le retard relatif à X dB par rapport à l'écho maximal. C'est le délai entre le premier écho et la dernière fois où la PDP passe sous la valeur maximale moins X dB.
- Le retard relatif moyen ( $\bar{\tau}$ ). C'est le moment d'ordre 1 de la PDP défini par :

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_k \tau_k |h(\tau_k)|^2}{\sum_k |h(\tau_k)|^2} \quad (5.2)$$

$h(\tau_k)$  étant la réponse impulsionnelle du canal.

- L'étalement des retards (écart-type des retards). C'est le moment d'ordre 2 de la PDP :

$$\tau_{rms} = \sqrt{\frac{\sum_k (\tau_k)^2 |h(\tau_k)|^2}{\sum_k |h(\tau_k)|^2} - (\bar{\tau})^2} \quad (5.3)$$

Parmi ces trois paramètres le  $\tau_{rms}$  est le plus utilisé. Il caractérise l'étalement des trajets multiples dans le temps.

### 5.1.3 Contexte WBAN

Des études sur le canal ULB à l'intérieur des bâtiments ainsi qu'en extérieur sont recensées dans la littérature. La caractérisation du canal dans des environnements variés et complexes est toujours d'actualité. Parmi ces environnements, on s'intéresse ici au canal ULB

sur le corps humain. La caractérisation de ce canal est indispensable aux applications WBAN. Un des points importants à signaler dans ce contexte est que les antennes utilisées dans les mesures sont fortement perturbées par le corps présent dans leur environnement proche (chapitre 4), ce qui n'est pas le cas dans les mesures de canal traditionnelles. Les difficultés opératoires, variées et assez sévères, résultent notamment du caractère non stationnaire par nature du canal corporel (le sujet respire, son cœur bat...), de la nature dispersive des tissus humains, des différences géométriques et physiques entre les diverses parties du corps, de la variabilité anatomique des sujets, de la très grande diversité des scénarios envisageables ainsi que de l'influence de la posture du sujet (assis, debout, en marche) pour un scénario donné. Le mot *scénario* signifie ici – ainsi que dans la suite – la situation... Nous montrerons par exemple que lors d'une communication entre une antenne placée au niveau de la ceinture d'un sujet et une autre sur son dos, la position des bras peut avoir une influence significative sur le niveau de puissance reçue. Du fait de la nature assez complexe du corps et de son influence significative sur les antennes de mesure, les modèles de canal déjà établis semblent peu adaptés à notre contexte. Par conséquent, une caractérisation et une modélisation appropriées du canal corporel sans fil (*UWB-WBAN*) sont requises. Récemment plusieurs campagnes de mesures sur le corps ont été réalisées par différentes équipes notamment en Suisse [23, 24], en Belgique [25-27], au Danemark [28, 29] et au Royaume-Uni [30, 31].

Le modèle proposé dans cette thèse est présenté dans le paragraphe 5.3, après une description du banc de mesure et des scénarios explorés (paragraphe 5.2).

## 5.2 Banc de mesure

On présente dans ce paragraphe les divers composants du système de mesures fréquentielles.

### *L'analyseur de réseaux*

Il s'agit du modèle HP 8510C. Le mode utilisé dans nos campagnes de mesure, est le mode STEP qui offre une bonne précision dans la génération de la fréquence à l'aide d'une boucle à verrouillage de phase. La bande de fréquence étudiée, dans la plupart de nos scénarios, est la bande [2-12] GHz, ce qui permet d'avoir une excursion temporelle de 50 ns ( $\frac{501-1}{(12-2).10^9}$ ) pour 501 points fréquentiels mesurés. Une calibration de type « Response &

Isolation » est effectuée dans le plan d'accès aux antennes. Une mesure individuelle du coefficient de transmission  $S_{12}$  est effectuée pour un scénario donné (après avoir vérifié l'adaptation des antennes). Cette mesure est ensuite récupérée sur un ordinateur qui communique avec le VNA via le port GPIB. Dans un deuxième temps, le scénario (ou la configuration des antennes dans le même scénario) est modifié et une nouvelle mesure est effectuée. La durée d'une mesure individuelle est d'une trentaine de secondes pour un moyennage de 256 et le sujet étant supposé « garder la pose » pendant la durée de chaque mesure.

### *Amplificateur et câbles*

Les câbles utilisés ont des connecteurs de type SMA. La longueur du câble reliant l'accès 1, ainsi que l'accès 2, à la chambre anéchoïde est de 2 m. A l'intérieur de la chambre, du côté de l'accès 2, un câble de 1.80 m est utilisé entre la traversée de cloison et l'antenne

d'émission. Du côté de la réception (accès 1), la longueur totale des câbles est de 4.30 m, un amplificateur à faible bruit (facteur de bruit de 3.5 dB) étant placé à 1.50 m derrière l'antenne de réception. Cet amplificateur de chez MITEQ offre 20 dB de gain sur la bande [2-18] GHz.

Les mesures sont effectuées dans une chambre anéchoïde afin de caractériser uniquement l'influence du corps sur la propagation entre différents types d'antennes ULB placés à différents endroits sur le corps d'un sujet. Quelques mesures sont ensuite effectuées dans un environnement réel ; ces résultats sont présentés dans le paragraphe 5.3.6. On récapitule le système de mesure sur la figure 5.1. Les scénarios de mesure étudiés sont assez variés afin de couvrir plusieurs applications potentielles. Pour un scénario donné, l'influence de différents paramètres comme l'espacement antenne/utilisateur et l'orientation inter antennes sont aussi testés. Dans la figure 5.1, on présente le cas d'une communication ULB entre une antenne au niveau de la ceinture et une antenne placée sur le dos du sujet.

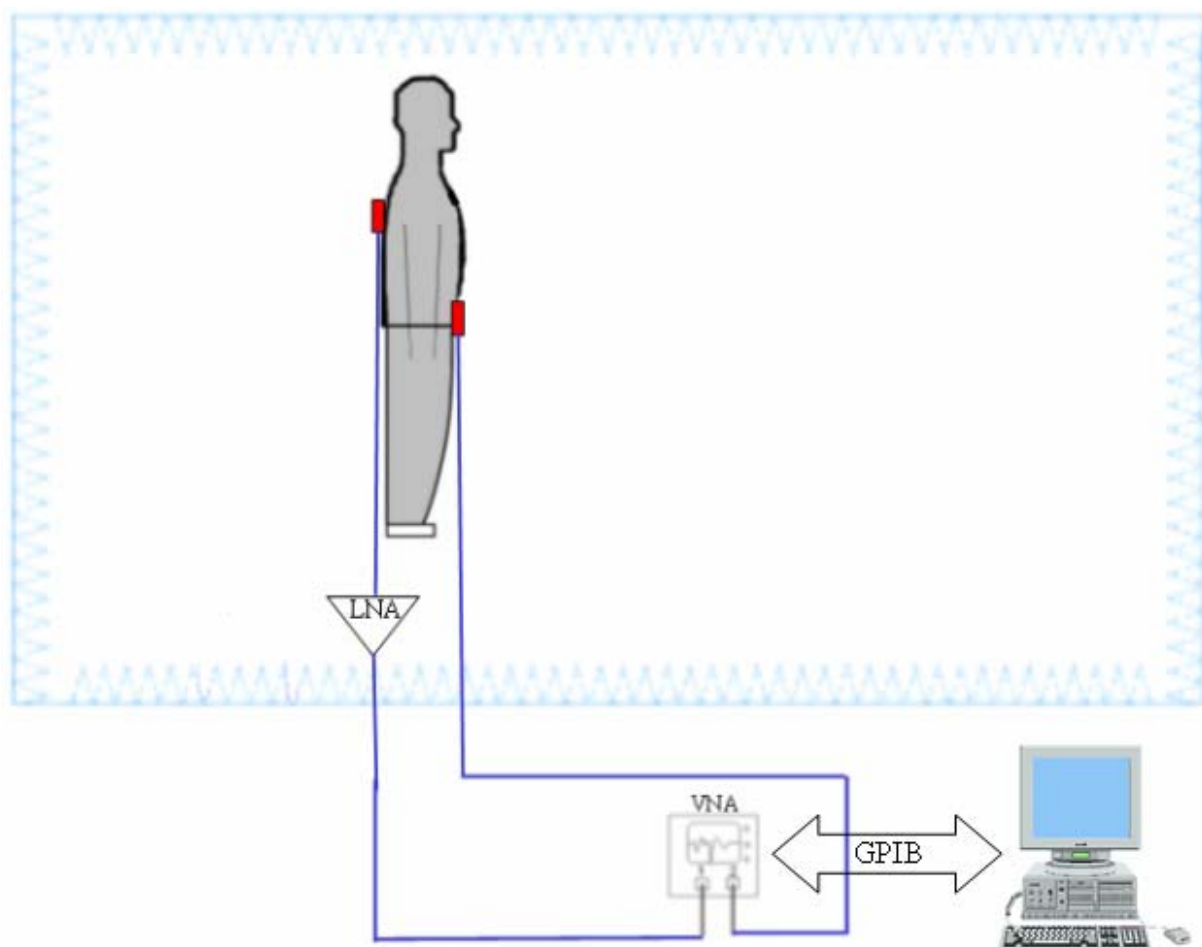


Fig. 5.1 : Système de mesure ULB WBAN.

### 5.3 Résultats de mesures et modélisation

On présente dans ce paragraphe les résultats des diverses campagnes de mesure qui ont été réalisées afin de caractériser expérimentalement le canal de propagation sur le corps. Ces résultats portent sur les pertes de propagation, le retard moyen, l'étalement des retards, ... Les réponses impulsionnelles de canal (CIR) présentées dans tous les scénarios sont calculées (éventuellement après un fenêtrage approprié) par une transformée de Fourier

inverse de la mesure fréquentielle calibrée dans les plans d'accès aux antennes de mesure. Par conséquent, les réponses impulsionnelles des antennes sont incluses dans la réponse impulsionnelle du canal.

L'influence de divers paramètres, comme l'espacement antenne/corps (contrôlé par des blocs de mousse,  $\epsilon_r = 1.08$ ) et l'orientation inter antennes, est étudiée. Dans tous les scénarios testés, pour chaque configuration, deux mesures ont été réalisées ce qui permet de vérifier la reproductibilité. Un modèle statistique du canal corporel statique, fondé sur les données collectées lors des campagnes de mesure, est ensuite proposé.

### 5.3.1 Mesures globales couvrant différents scénarios possibles

La première campagne de mesures a pour objectif d'étudier globalement le contexte applicatif en couvrant divers scénarios potentiels. Ainsi, une antenne d'émission est positionnée au niveau de la ceinture du sujet. L'antenne de réception a été placée, quant à elle, à diverses positions (main, épaule, torse, dos - Figure 5.2). L'antenne utilisée ici à la fois en émission et en réception, est l'antenne biconique [32]. Bien que cette antenne, de part sa structure volumique, ne soit pas adaptée au contexte WBAN, sa très bonne adaptation sur une très large bande sur tout le corps (voir paragraphe 4.5.2), permet d'effectuer des mesures couvrant la bande FCC entière. Celles-ci ont ainsi pu être effectuées sur la bande [2-12] GHz.

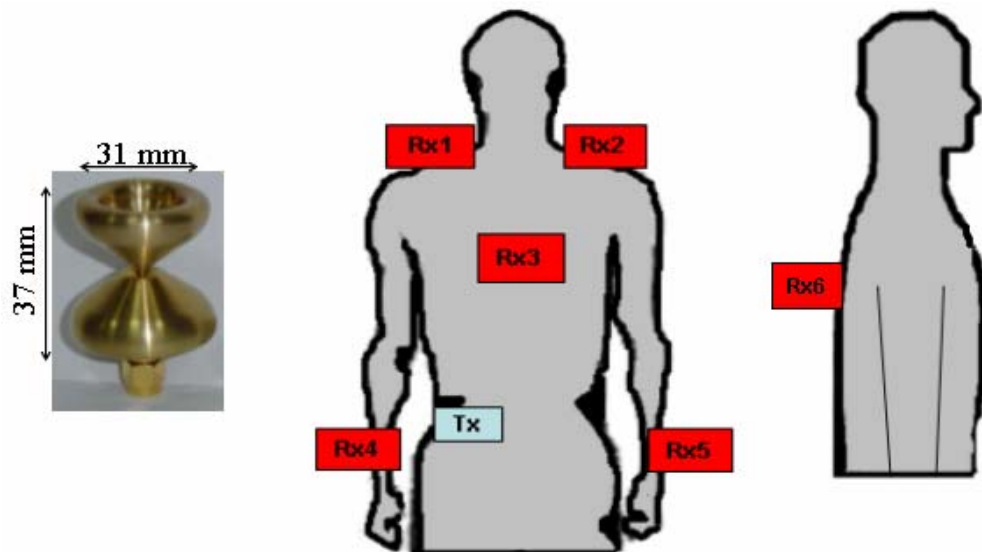


Fig. 5.2 : Antenne utilisée et positionnement des antennes sur le corps.

On trace sur la figure 5.3, la réponse impulsionnelle du canal entre la ceinture et le torse (Tx/Rx3). On identifie clairement un écho principal correspondant au trajet direct entre les deux antennes suivi par une onde se déplaçant sur le corps à la vitesse de la lumière dans le vide.

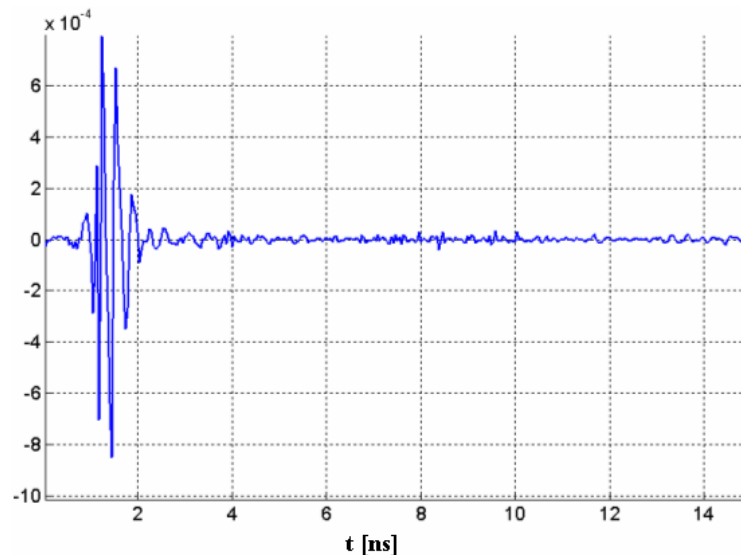
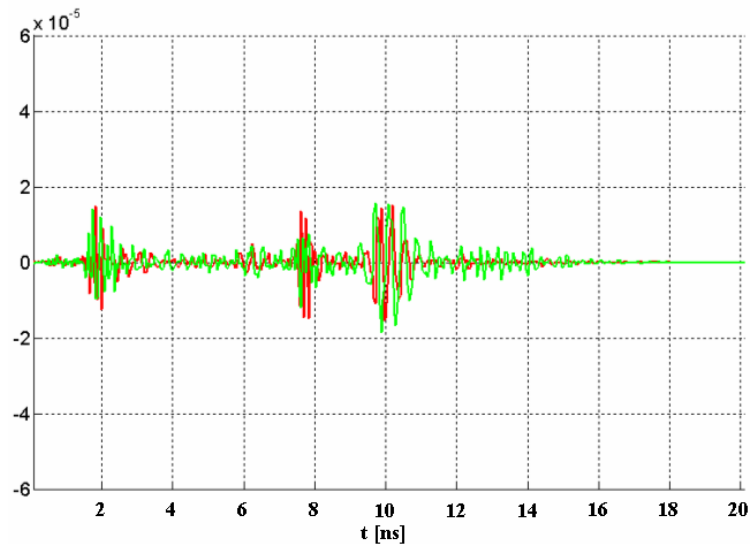
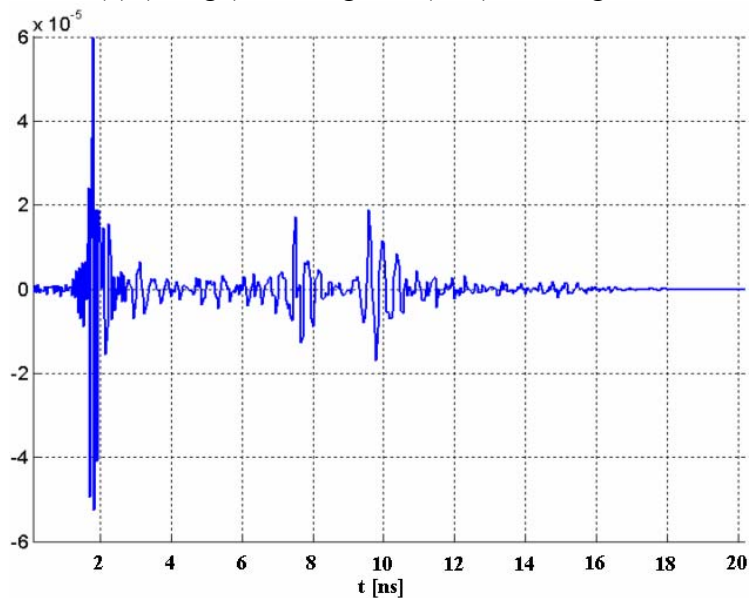


Fig. 5.3 : CIR pour Tx/Rx3.

Trois configurations correspondant à différentes *postures* « typiques » du sujet ont été testées pour chaque scénario Tx/Rx. On note ces configurations « config 1 », « config 2 » et « config 3 ». Dans « config 1 », le sujet est debout avec les mains verticales le long du corps. « Config 2 » correspond à une configuration simulant le mouvement de marche avec le bras droit devant et le bras gauche derrière, alors que « config 3 » correspond au cas inverse. On trace sur la figure 5.4, les réponses impulsionnelles pour le scénario ceinture/dos (Tx/Rx6) pour les trois configurations. On constate l'influence significative de la position des bras sur la liaison dans ce scénario. Dans « config 3 », le premier écho est nettement plus important que celui des autres configurations. Cet écho a été identifié comme étant celui d'un signal émis par l'antenne Tx, qui se propage en espace libre, se réfléchit sur le bras droit placé derrière le corps dans cette configuration et sera ensuite capté par l'antenne sur le dos. Ceci explique son amplitude importante et l'étalement des retards relativement faible dans cette configuration. On peut bien entendu s'attendre à une influence moins significative de la position des bras sur d'autres scénarios comme Tx/Rx3 par exemple. Ceci est illustré à travers un changement négligeable des valeurs du retard moyen et de l'étalement des retards pour les trois configurations dans ce scénario (Tableau 5.1).



(a) (Rouge) « config 1 », (vert) « config 2 ».



(b) « config 3 ».

Fig. 5.4 : CIR pour le scénario ceinture/dos (Tx/Rx6).

Configuration	Tx/Rx3		Tx/Rx6	
	$\bar{\tau}$ [ns]	$\tau_{rms}$ [ns]	$\bar{\tau}$ [ns]	$\tau_{rms}$ [ns]
Config 1	1.5	1.74	8.44	6.18
Config 2	1.48	1.54	9.25	7.16
Config 3	1.5	1.62	3.56	3.72

Tableau 5.1 : Délai moyen et étalement des retards.

### 5.3.2 Comparaison de différents types d'antennes ULB

Les réponses impulsionnelles des antennes utilisées dans la mesure étant incluses dans la réponse du canal, le choix de l'antenne peut influencer de manière significative sur les résultats. Des études comparatives de différents types d'antennes dans le contexte ULB WBAN, manquent dans la littérature même si dans [30] une comparaison entre deux antennes

a été effectuée. Ainsi, on propose dans ce paragraphe une comparaison de différents couples d'antennes ULB dans un scénario précis, celui d'une antenne d'émission Tx au niveau de la ceinture et d'une antenne de réception Rx sur le torse à 35 cm de Tx (Fig. 5.5). Les antennes testées comprennent des antennes planaires et volumiques, omnidirectionnelles, quasi-omnidirectionnelles et directives, peu dispersives ou au contraire trop dispersives. Pour les antennes planaires, différents espacements antenne/corps seront testés, ainsi que différentes orientations inter antennes dans le cas d'antennes directives. On présente par la suite les résultats obtenus pour chaque couple d'antennes, ce qui amène à conclure sur une classification de ces antennes du point de vue des paramètres du canal.

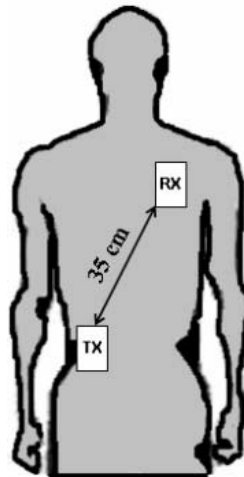


Fig. 5.5 : Scénario de comparaison d'antennes.

#### *Tx/Rx : LPDA/LPDA*

La LPDA est une antenne planaire directive fortement dispersive [33]. La configuration de mesure dans ce cas est présentée sur la figure 5.6. L'effet du corps sur l'adaptation de cette antenne a été étudié dans le paragraphe 4.5.2. Des mesures sont effectuées pour 4 distances ( $d$ ) Tx/Rx (35 cm, 30 cm, 25 cm, 20 cm). Quatre orientations inter antennes ( $\theta$ ) ainsi que 3 espacements (0, 1 et 2.5 cm) antennes/corps ( $e$ ) sont testés à chaque distance. Notons que  $\theta = 0^\circ$  correspond à la configuration où les deux LPDAs se visent dans la direction du gain maximal en espace libre.



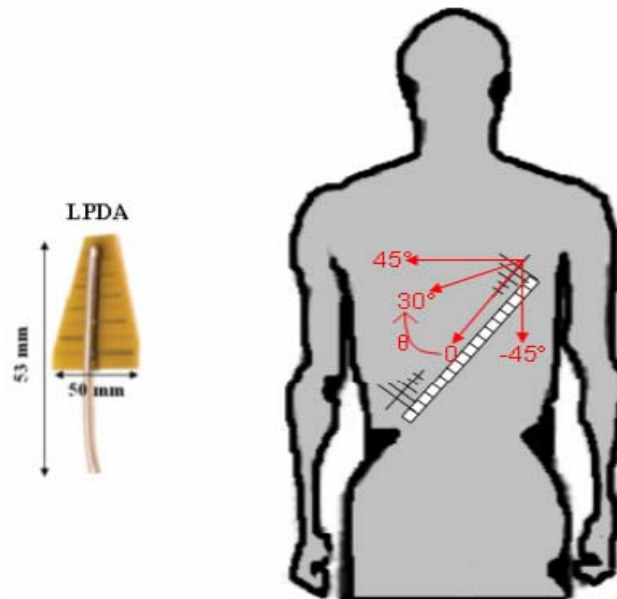
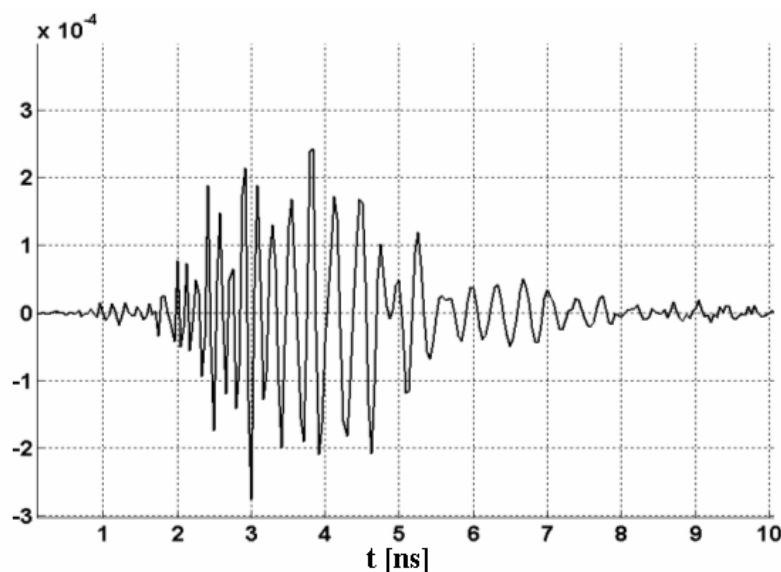


Fig. 5.6 : Configuration de mesure LPDA/LPDA.

Dans la figure 5.7 est tracée la réponse impulsionnelle du canal pour  $d = 35$  cm,  $e = 0$  et  $\theta = 0^\circ$ . Cette réponse a été calculée par transformée de Fourier inverse de la mesure fréquentielle, suite à un fenêtrage sur la bande [2-7] GHz (bande d'adaptation à -5 dB sur le corps). La LPDA étant une antenne intrinsèquement dispersive, on observe effectivement un étalement temporel significatif de la CIR sur le corps.

Fig. 5.7 : CIR pour  $d = 35$  cm,  $e = 0$  et  $\theta = 0$ .

Les tableaux 5.2 et 5.3 présentent respectivement, l'effet de l'espacement LPDA/corps (à  $\theta = 0$ ) et de l'orientation inter antennes (à  $e = 0$ ) sur le retard moyen et sur l'étalement des retards pour  $d = 35$  cm. Une diminution du retard moyen avec l'augmentation de l'espacement peut être observée, qu'on imputera à une diminution du couplage antenne/corps. L'étalement des retards est en revanche moins sensible à la variation de l'espacement. Ceci est dû au comportement intrinsèque fortement dispersif de la LPDA. Le tableau 5.4 présente les pertes par propagation (moyennes sur la bande [2-7] GHz) calculées pour différentes

valeurs de  $\theta$  à  $e = 0$ . Une faible différence est constatée entre  $\theta = 0^\circ$  et  $\theta = 30^\circ$  en raison de l'ouverture relativement large du diagramme de rayonnement en élévation de la LPDA.

$e$	0	1 cm	2.5 cm
$\bar{\tau}$ [ns]	3.8	3.2	3
$\tau_{rms}$ [ns]	0.92	0.95	0.85

Tableau 5.2 : Variation de  $\bar{\tau}$  et de  $\tau_{rms}$  avec  $e$  ( $\theta = 0$ ).

$\theta$	$0^\circ$	$30^\circ$	$45^\circ$	$-45^\circ$
$\bar{\tau}$ [ns]	3.8	3.7	4	3.1
$\tau_{rms}$ [ns]	0.92	0.93	0.92	0.85

Tableau 5.3 : Variation de  $\bar{\tau}$  et de  $\tau_{rms}$  avec  $\theta$  ( $e = 0$ ).

$\theta$	Atténuation [dB]
$0^\circ$	55
$30^\circ$	56
$45^\circ$	60
$-45^\circ$	62

Tableau 5.4 : Variation de l'atténuation avec  $\theta$ .

L'atténuation calculée à 20, 25, 30 et 35 cm pour les différentes valeurs de  $\theta$  (à  $e = 0$ ) est tracée sur la figure 5.8. La large ouverture du diagramme de rayonnement de la LPDA se traduit par un comportement similaire de l'atténuation à  $\theta = 0^\circ$  et à  $\theta = 30^\circ$ .

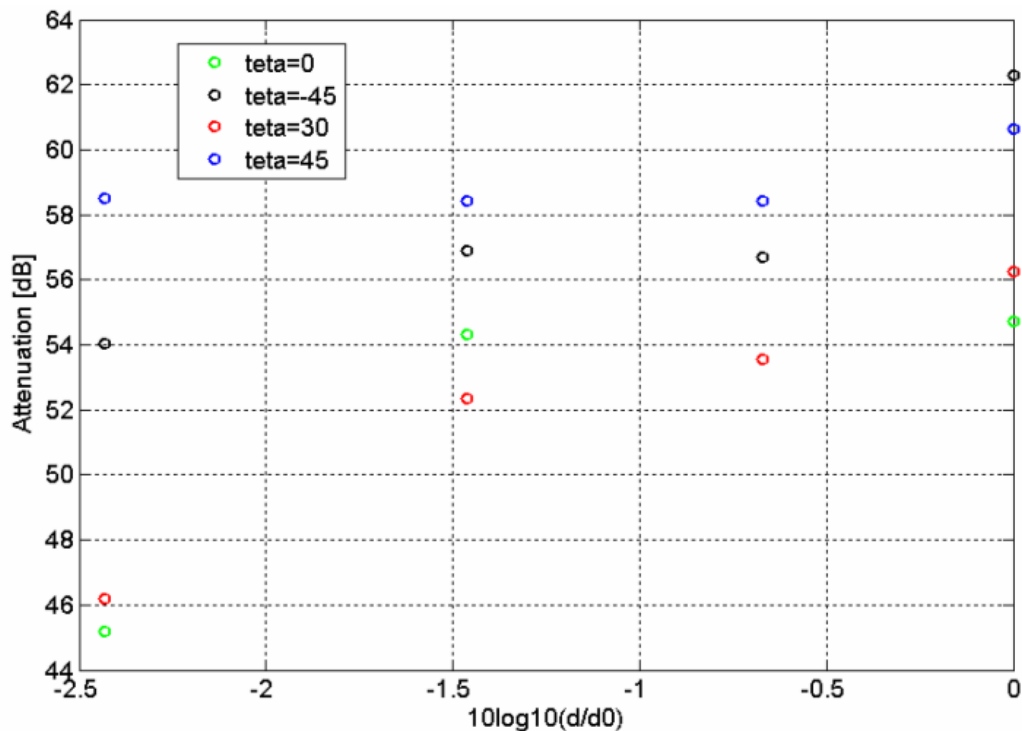


Fig. 5.8 : Atténuation [dB] ( $d_0 = 35$  cm,  $e = 0$ ).

$T_x/R_x$  : MSS/PD

Les antennes utilisées dans ce scénario (notamment la MSS) sont potentiellement adaptées, de par leur structure planaire, leur faible distorsion intrinsèque et leur bonne adaptation sur le corps, aux applications WBAN (voir paragraphe 4.5.2) [34, 35]. On rappelle que la MSS est une antenne omni directionnelle et la PD est quasi omni directionnelle. Des distances inter antennes de 20, 25, 30 et 35 cm ont été testées pour deux espacements antenne/corps à chaque distance ( $e = 0$  et  $e = 1$  cm). Les antennes sont placées sur le corps de manière à avoir leur plan E perpendiculaires au trajet direct de propagation entre elles (Figure 5.9).

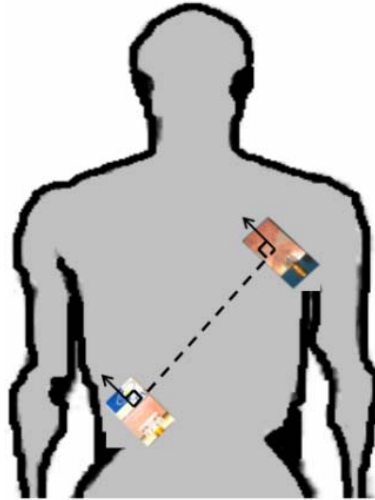


Fig. 5.9 : Configuration de mesure MSS/PD.

Le tableau 5.5 présente l'effet de l'espacement sur les divers paramètres du canal à  $d = 35$  cm. Avec l'augmentation de l'espacement, le couplage au corps décroît et par conséquent l'atténuation et le retard moyen diminuent. L'étalement des retards est en revanche moins sensible à l'espacement. Précisons que ces paramètres ont été calculés à partir de la CIR après fenêtrage sur la bande [2-7] GHz.

$e$	0	1 cm
Atténuation [dB]	63	58
$\bar{\tau}$ [ns]	2.6	1.8
$\tau_{rms}$ [ns]	0.6	0.7

Tableau. 5.5 : Influence de l'espacement  $e$  ( $d = 35$  cm).

Sur la figure 5.10 on peut voir l'effet de l'espacement sur l'atténuation pour les 4 distances inter antennes. Il apparaît comme prévu une diminution de l'atténuation lorsqu'on éloigne les antennes du corps, qui se trouve être plus significative aux faibles distances.

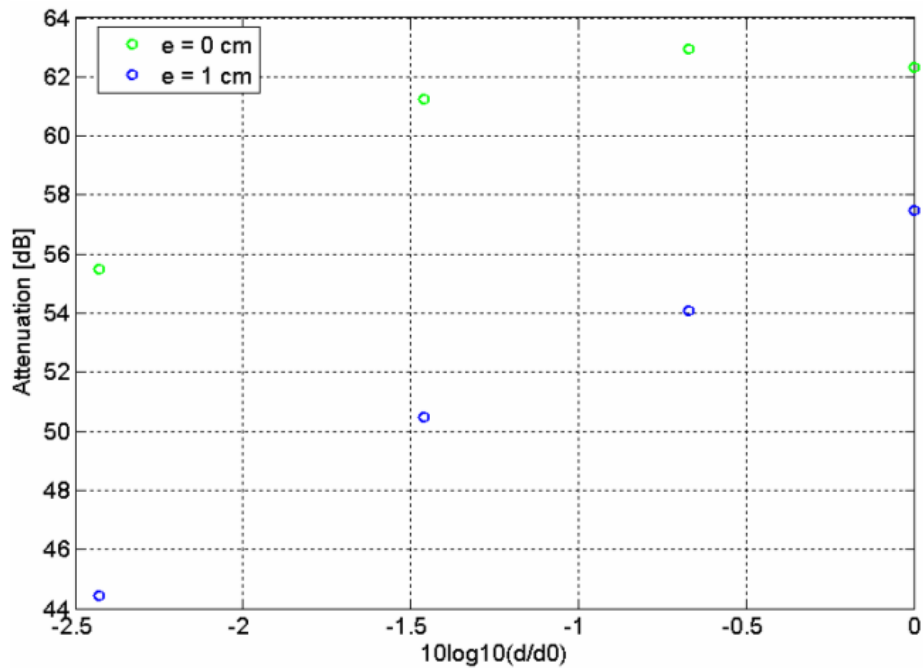


Fig. 5.10 : Effet de l'espacement sur l'atténuation [dB] ( $d_0 = 35$  cm).

*Tx/Rx : Bicône/Bicône et Bicône/LPDA*

Le bicône est une antenne volumique et par conséquent peu adaptée du point de vue de sa structure aux applications WBAN malgré ses caractéristiques intéressantes sur le corps (faible distorsion et très bonne adaptation). Cependant cette antenne omni directionnelle a été utilisée de par sa structure volumique se distinguant des antennes omni directionnelles planaires par un centre de phase loin du corps (à 1.5 cm) par construction.

Considérons dans un premier temps la configuration Bicône/Bicône, puis dans un second temps une configuration où le bicône du torse est remplacé par la LPDA (directive). Dans ces configurations, les antennes ont été systématiquement directement placées sur le corps ( $e = 0$ ), avec dans le second cas un pointage de la LPDA en direction du bicône (Figure 5.11).

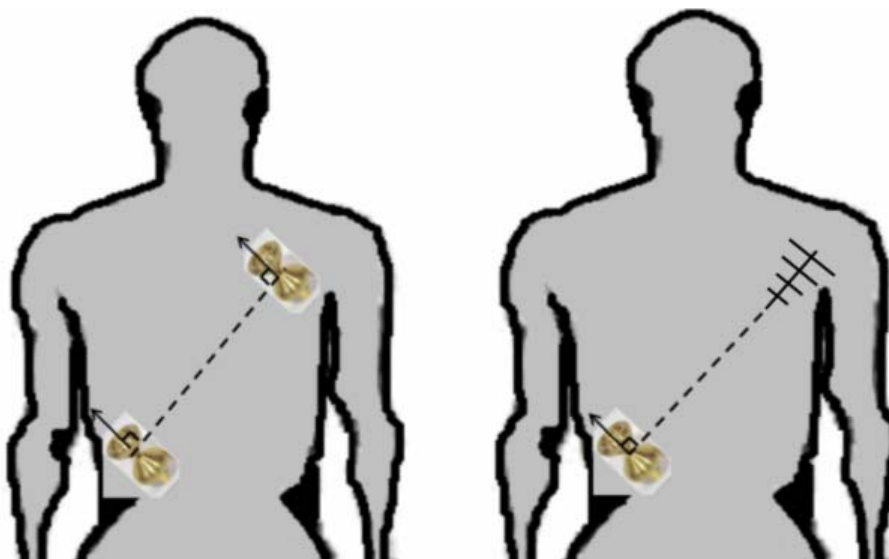


Fig. 5.11 : Configuration Bicône/Bicône et Bicône/LPDA.

Le retard moyen calculé dans les deux configurations pour 20, 25, 30 et 35 cm de distance inter-antennes est tracé sur la figure 5.12. On constate comme prévu une augmentation significative de ce retard quand on remplace une antenne faiblement dispersive (Bicône) par une antenne fortement dispersive (LPDA). D'un autre côté l'atténuation diminue dû au gain de la LPDA (pour  $d = 35$  cm, l'atténuation décroît de 58 dB à 52 dB).

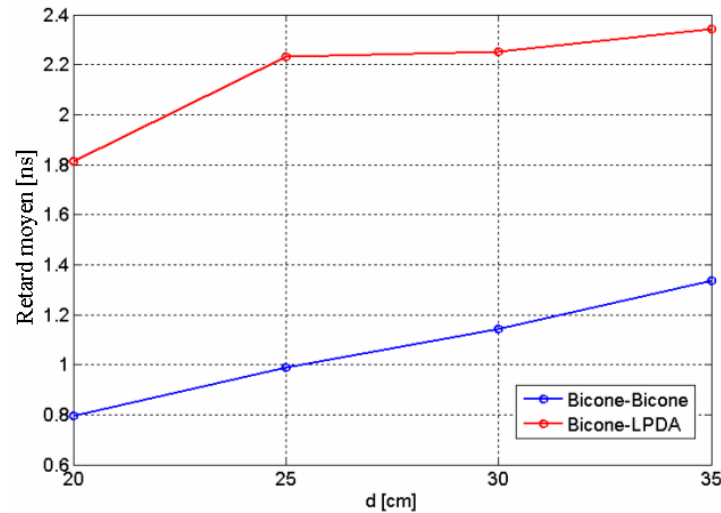


Fig. 5.12 : Retard moyen ( $\bar{\tau}$ ) [ns] pour les deux configurations.

$T_x/R_x : F_p/F_p :$

Les antennes « patch triangulaire » ( $F_p$ ) sont des antennes volumiques directives qui ont un centre de phase à 2.5 cm du corps par construction [36]. Ces antennes sont placées de manière à avoir leur plan de masse perpendiculaire au corps et leur bande d'adaptation à -10 dB dans ce cas est [3-6] GHz approximativement. Ainsi les calculs des paramètres de canal seront effectués après fenêtrage sur cette bande. Les distances inter antennes et les orientations testées ici sont respectivement 20, 30 et 35 cm et  $0^\circ$ ,  $45^\circ$  et  $-45^\circ$ . La CIR est présentée sur la figure 5.13 pour  $d = 35$  cm à  $\theta = 0^\circ$ . Les antennes «  $F_p$  » étant faiblement dispersives, la durée de cette réponse est relativement faible.

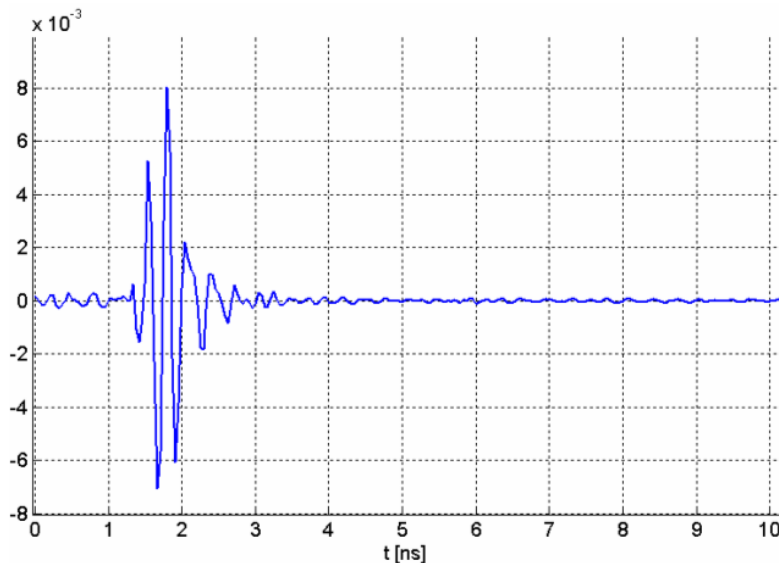


Fig. 5.13 : CIR pour  $d = 35$  cm à  $\theta = 0^\circ$ .

Comme prévu l'atténuation est la plus faible lorsque les deux antennes se visent dans la direction du maximum de gain ( $\theta = 0^\circ$ ) (Figure 5.14). En revanche, l'effet de  $\theta$  sur le délai moyen et sur l'étalement des retards est essentiellement négligeable (Tableau 5.6). A une même distance et pour une même orientation, le  $\tau_{rms}$  est nettement inférieur dans ce cas que dans celui avec les antennes LPDA, également directives mais beaucoup plus dispersives.

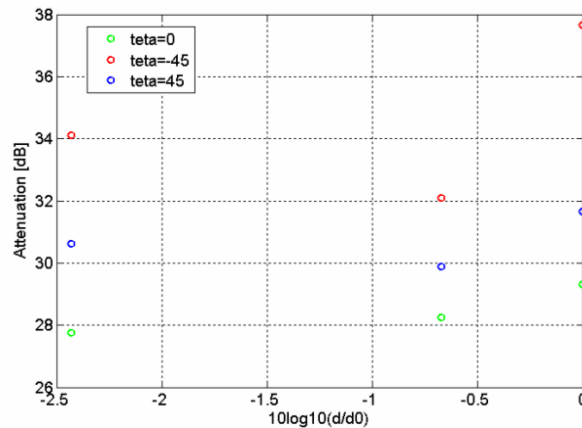


Fig. 5.14 : Atténuation [dB] ( $d_0 = 35$  cm).

$\theta$	$0^\circ$	$45^\circ$	$-45^\circ$
$\bar{\tau}$ [ns]	1.78	1.8	1.7
$\tau_{rms}$ [ns]	0.23	0.24	0.25

Tableau 5.6 : Variation de  $\bar{\tau}$  et de  $\tau_{rms}$  avec  $\theta$  à  $d = 35$  cm.

### Conclusion

Une comparaison entre les différents couples d'antennes est présentée ici pour le cas Tx au niveau de la ceinture et Rx sur le torse à 35 cm de Tx (Figure 5.5). Pour chaque couple d'antennes un fenêtrage sur la bande d'utilisation est appliqué sur la mesure fréquentielle (moyenne entre deux mesures). La réponse temporelle et les paramètres de canal sont alors extraits sur l'intervalle [0-7] ns pour tous les couples d'antennes, cet intervalle étant suffisant pour caractériser le mécanisme de propagation dominant dans le scénario choisi. Le choix de cet intervalle tient compte de la durée de la CIR des différents couples, notamment celui du cas LPDA/LPDA donnant lieu un étalement temporel significatif est constaté.

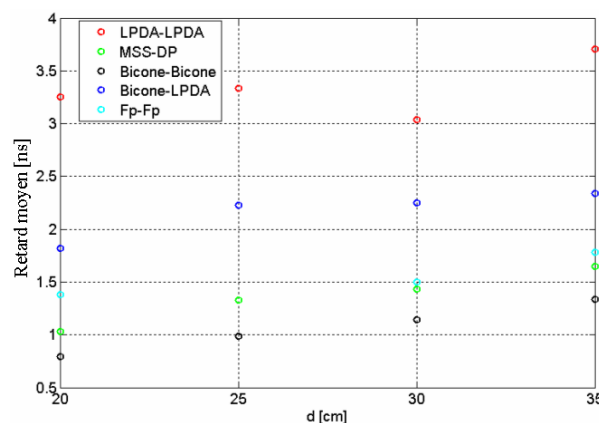


Fig. 5.15 : Retard moyen [ns] ( $e = 0$ ,  $\theta = 0$ ).

On compare dans un premier temps le retard moyen des différents couples d'antennes (Figure 5.15). Pour les antennes planaires, on considère le cas  $e = 0$  et le cas  $\theta = 0$  pour les antennes directives.

En plus du retard moyen et de l'étalement des retards, sont calculés pour les différents couples d'antennes, deux paramètres additionnels qu'on nomme  $t_s$  et  $t_{90}$ ,  $t_s$  étant le temps d'arrivée de l'écho principal et  $t_{90}$  le temps correspondant à 90% de l'énergie dans la réponse du canal. La distribution des 4 paramètres pour les différents couples d'antennes est présentée dans la Figure 5.16, pour différents espacements antennes/corps et différentes orientations inter antennes. Il est important de préciser que les différents couples d'antennes ne sont pas équitablement représentés. Le cas LPDA/LPDA a été testé pour 3 espacements et 4 orientations et est par conséquent surreprésenté. En outre, la « population d'antennes » et plus généralement, la quantité de résultats ne permet pas d'effectuer une analyse statistique complète. En revanche, en se basant sur la distribution de chaque paramètre, des tendances globales peuvent être extraites et une classification des couples d'antennes est proposée. Pour chaque paramètre de canal, trois groupes d'antennes sont ainsi distingués.

En ce qui concerne le retard moyen, les couples Bicône/Bicône, Fp/Fp ( $\forall \theta$ ) et MSS/PD ( $e = 1$  cm) ont le meilleur comportement (Groupe 1). Toutes ces antennes ont intrinsèquement un comportement faiblement dispersif (courte réponse impulsionnelle). La combinaison d'une antenne de courte réponse impulsionnelle intrinsèque (Bicône) et d'une autre nettement plus dispersive (LPDA), conduit à un comportement intermédiaire (Groupe 2). Le pire comportement (Groupe 3) est celui d'un couple d'antennes toutes les deux intrinsèquement dispersives (LPDA/LPDA,  $\forall \theta$ ,  $\forall e$ ) ou celui d'antennes planaires peu dispersives mais fortement couplées au corps (MSS/PD,  $e = 0$ ). Dans le groupe 3, pour le couple LPDA/LPDA, le meilleur comportement est obtenu lorsque les deux antennes sont éloignées du corps ( $e = 2.5$  cm) et alignées ( $\theta = 0$ ); un comportement moyen est obtenu lorsqu'elles sont éloignées du corps mais non alignées, ou proches et alignées. Le cas où les LPDA sont trop proches du corps et non alignées conduit au pire comportement. La classification de point de vue de l'étalement des retards est similaire. Concernant  $t_s$ , le comportement d'antennes omnidirectionnelles est le meilleur (Groupe 1). Un comportement intermédiaire est observé pour les couples Fp/Fp, Bicône/LPDA et LPDA/LPDA lorsque ces dernières sont alignées et éloignées du corps. La classification de point de vue de  $t_{90}$  est presque identique à celle du retard moyen à l'exception du couple d'antennes planaires MSS/PD qui ont un meilleur comportement que celui des LPDAs même quand elles sont fortement couplées au corps ( $e = 0$ ).

D'une manière générale, les antennes intrinsèquement peu dispersives avec un couplage modéré au corps (Bicône et Fp) ont le meilleur comportement. Le comportement d'antennes planaires intrinsèquement peu dispersives (MSS/PD) est bon ou intermédiaire selon leur espacement par rapport au corps. Les antennes intrinsèquement dispersives (LPDA) qui pourraient avoir un fort couplage au corps ont le pire comportement.

La représentation non équitable des différents couples Tx/Rx nous empêche d'établir des conclusions sur le nombre de réalisations des valeurs de chaque paramètre. En revanche, une conclusion intéressante concernant la répartition temporelle de chaque paramètre selon le couple d'antennes choisi, a été présentée.

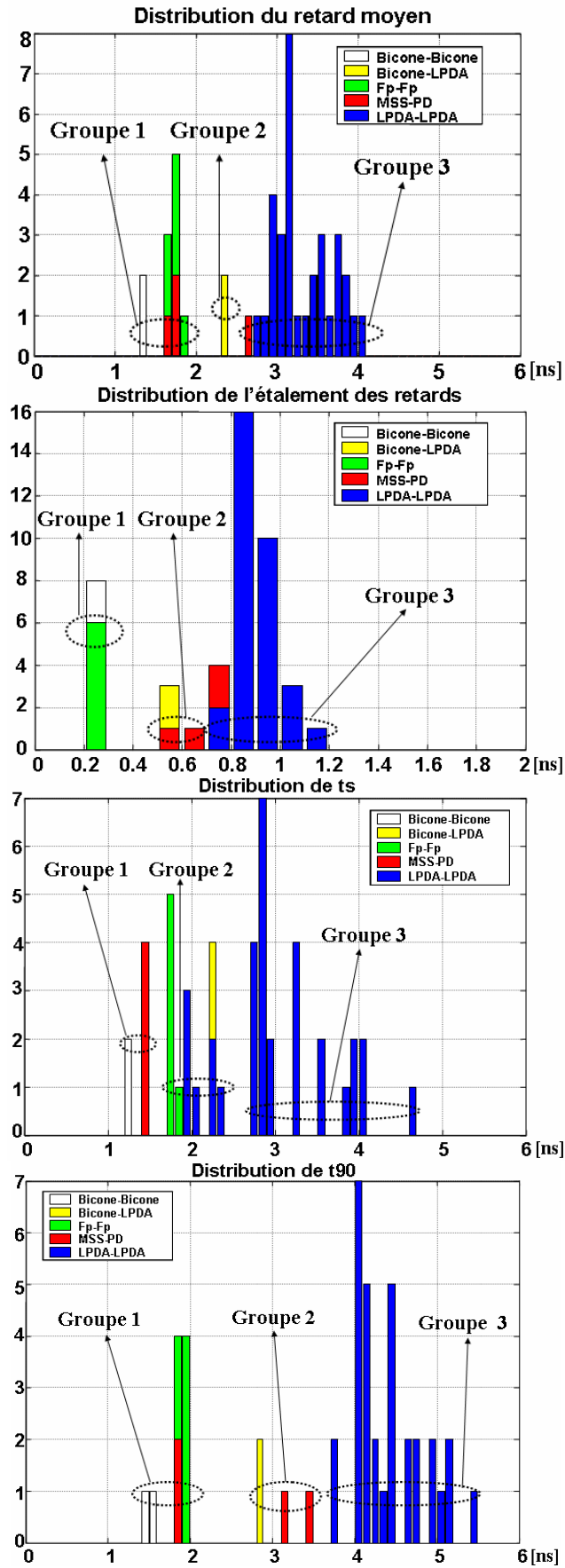


Fig. 5.16 : Distribution de  $\bar{\tau}$ ,  $\tau_{rms}$ ,  $t_s$  et  $t_{90}$ .



On présente par la suite l'influence de l'espacement antenne/corps pour le cas LPDA/LPDA uniquement. Les mesures réalisées dans ce cas sont toujours effectuées entre une antenne Tx au niveau de la ceinture et une autre sur le torse à 35 cm de Tx, mais 4 positions différentes de Rx ont été testées (toujours à 35 cm de Tx) dans ce cas (Figure 5.17). Pour chaque position de Rx, trois espacements ont été testés, et deux mesures ont été effectuées à chaque espacement. Dans toutes les mesures, les deux LPDA sont favorablement alignées. Dans les mesures analysées, les trois espacements antenne/corps sont équitablement représentés.

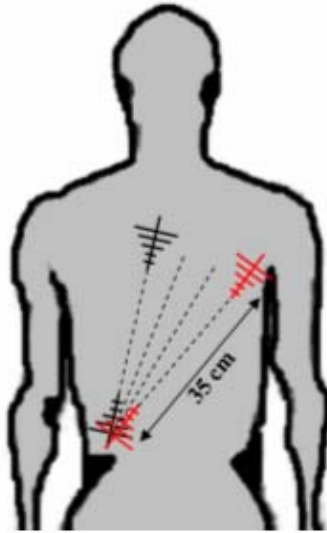


Fig. 5.17 : Scénario de mesure.

On peut conclure d'après la distribution de  $t_s$  que les deux cas ( $e = 1$  cm et  $e = 2.5$  cm) sont préférables au cas où l'antenne LPDA est directement placée sur le corps ( $e = 0$ ) (Figure 5.18(b)). D'un autre côté, concernant le paramètre  $t_{90}$ , un meilleur comportement est constaté pour  $e = 2.5$  cm et la différence entre les deux cas  $e = 1$  cm et  $e = 0$  n'est pas significative. En revanche, en ce qui concerne le retard moyen et l'étalement des retards, il n'est pas possible de séparer clairement la contribution des différents espacements à la distribution globale (Figure 5.18(a)). Parmi les 4 positions de Rx, on rencontre des cas où des valeurs identiques du retard moyen et/ou de l'étalement des retards sont obtenues pour différents espacements.

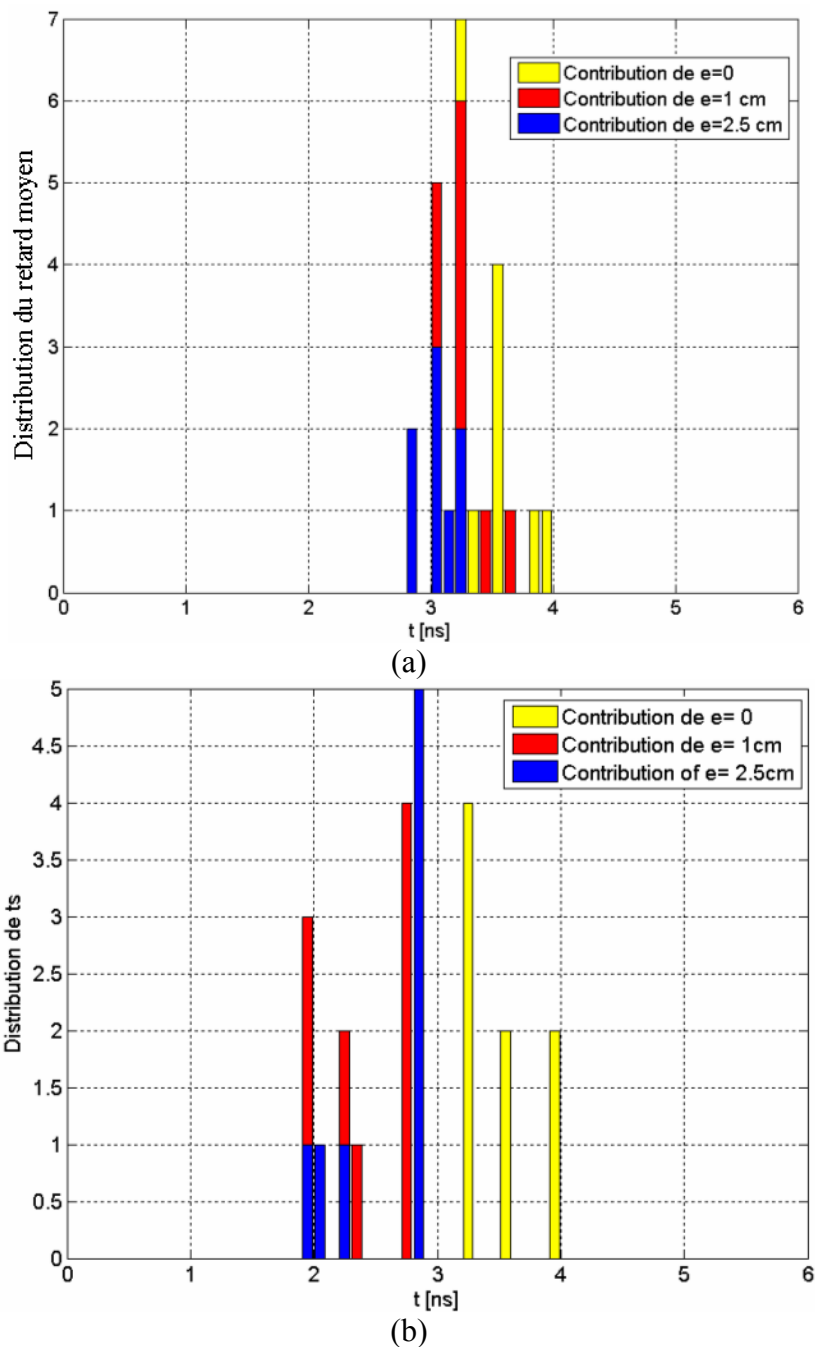


Fig. 5.18 : Distribution (a) du retard moyen et (b) de  $t_s$ .

### 5.3.3 Modélisation du canal de propagation sur le corps

On propose dans ce paragraphe une modélisation du canal radio ULB sur la partie supérieure du corps (torse+abdomen). Le modèle proposé est basé sur les résultats d'une campagne de mesures réalisée dans ce but. L'antenne utilisée pour l'émission et la réception est le monopole planaire micro ruban à alimentation double (DFMM). On rappelle que cette antenne, considérée isolément, est adaptée à -10 dB sur [3.9-11] GHz approximativement (voir paragraphe 4.5.2). L'espacement antenne/corps est fixé à 6 mm grâce à un bloc de mousse ( $\epsilon_r = 1.08$ ), et la DFMM est placée sur le corps du côté de son monopole. Le choix de cette antenne provient d'une part de sa taille relativement petite et de sa structure planaire, et d'autre part de son comportement intéressant constaté sur le corps (paragraphe 4.5.2, 4.5.3 et

4.5.4). Les mesures sont effectuées sur la bande [2-12] GHz. Les antennes DFMM sont placées à différents endroits afin de couvrir toute la partie du corps à caractériser. Les axes et par conséquent les plans E des deux antennes sont parallèles, et donc perpendiculaires au trajet direct entre les antennes dans toutes les configurations. Une grille a été dessinée sur un t-shirt très fin utilisé dans les mesures, afin de servir de référence pour le positionnement des antennes. Les carrés blancs sur la figure 5.19 indiquent la position des antennes, six distances différentes inter antennes étant testées ( $d_1 = 7.5$  cm,  $d_2 = 10.6$  cm,  $d_3 = 15$  cm,  $d_4 = 21.2$  cm,  $d_5 = 30$  cm et  $d_6 = 42.4$  cm).

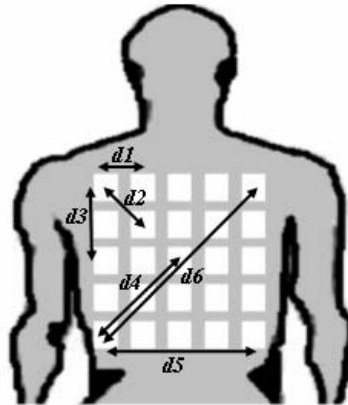
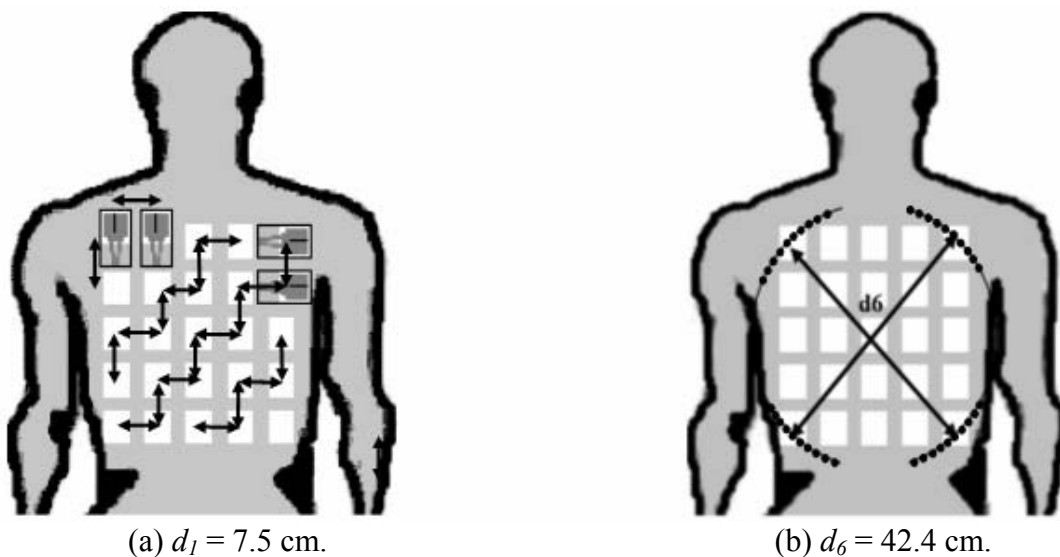


Fig. 5.19 : Configuration de mesures sur le corps (6 distances inter antennes).

Les mesures couvrent tous les scénarios possibles sur cette partie du corps, y compris la propagation horizontale ( $d_1$  et  $d_5$  dans la figure 5.19), la propagation verticale ( $d_3$  dans la figure 5.19) ainsi que la propagation diagonale ( $d_2$ ,  $d_4$  et  $d_6$  dans la figure 5.19). Vingt mesures ont été réalisées à chaque distance à divers endroits sur la partie du corps considérée. Ainsi, au total 120 mesures individuelles ont été effectuées. On montre sur la figure 5.20 (a) les 20 mesures effectuées à  $d_1 = 7.5$  cm. La grille présentée n'offre pas la possibilité de réaliser 20 mesures différentes aux distances les plus grandes ( $d_4$ ,  $d_5$  et  $d_6$ ) (la grille offre uniquement deux possibilités de mesure à  $d_6$ ). Par conséquent, à ces distances d'autres grilles ont été utilisées ; on montre à titre d'exemple sur la figure 5.20 (b) la grille circulaire utilisée pour les 20 mesures à  $d_6 = 42.4$  cm (les points noirs indiquent le positionnement des antennes).



(a)  $d_1 = 7.5$  cm.

(b)  $d_6 = 42.4$  cm.

Fig. 5.20 : 20 mesures différentes à chaque distance.

### 5.3.3.1 Modèle d'atténuation

Les mesures effectuées ici ainsi que les mesures précédentes ont permis de vérifier que le mécanisme dominant de propagation est la diffraction sur le corps. Ainsi, dans la modélisation des pertes de propagation, la distance doit être mesurée le long de la circonférence du corps et non pas selon une ligne droite entre les deux antennes. On trace sur la figure 5.21 l'atténuation en fonction de la distance de propagation ainsi mesurée. Les cercles indiquent les mesures individuelles (20 à chaque distance) et la ligne bleue indique les valeurs moyennes. Comme prévu, l'atténuation augmente avec la distance. Pour modéliser les pertes, on utilise la loi empirique suivante qui s'est avérée la plus appropriée :

$$\overline{PL}(d)(dB) = \overline{PL}(d_0)(dB) + 10n \log_{10}\left(\frac{d}{d_0}\right)$$

$n$  et  $d$  étant respectivement l'exposant et la distance de propagation. On choisit la distance de référence  $d_0 = d_1 = 7.5$  cm. L'atténuation ( $\overline{PL}$  : *Path Loss*) moyenne et le modèle proposé sont tracés sur la figure 5.22, les paramètres du modèle étant donnés dans le tableau 5.7. On constate un bon accord entre l'atténuation moyenne mesurée et le modèle proposé. L'exposant de propagation estimé ( $n = 4.4$ ) est nettement supérieur à celui d'espace libre ( $n = 2$ ). Dans [26], un exposant de propagation de 7.5 a été estimé pour une propagation uniquement horizontale autour du corps. Dans [27], l'exposant de propagation donné pour une propagation uniquement verticale le long du corps est de 3.1. La valeur obtenue ici, intermédiaire, est donc cohérente avec les résultats cités puisque les mesures collectées couvrent à la fois des propagations horizontales, verticales et diagonales.

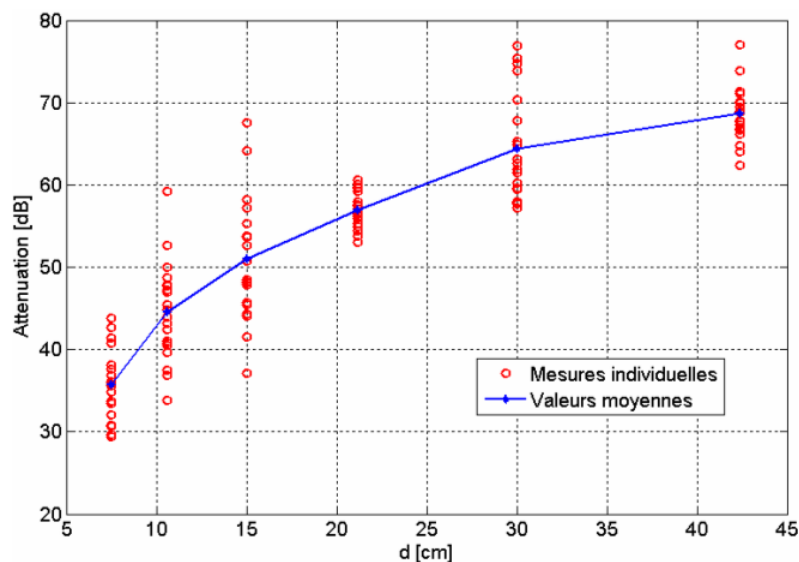


Fig. 5.21 : Atténuation mesurée sur le corps : mesures individuelles et valeurs moyennes.

$d_0$ [cm]	$\overline{PL}(d_0)$ [dB]	$n$
7.5	37.1	4.4

Tableau 5.7 : Paramètres du modèle d'atténuation

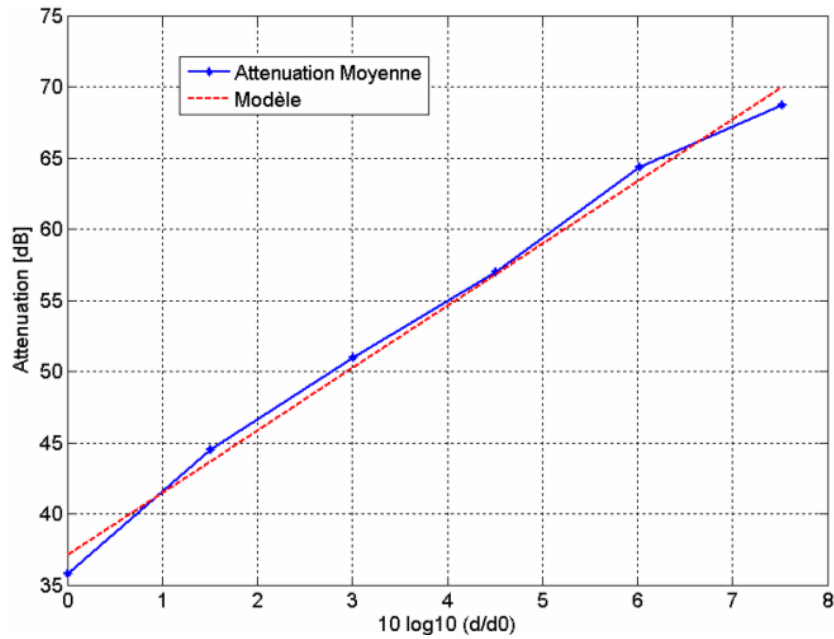


Fig. 5.22 : Atténuation moyenne et modèle proposé.

Sur la figure 5.21, une variance significative à chaque distance est constatée, mettant en valeur l'influence de la différence entre les régions du corps. Pour une même distance inter antennes, les pertes peuvent varier considérablement selon la région sur laquelle on place les antennes (variation jusqu'à 31 dB à  $d_3 = 15$  cm). Par conséquent, il est indispensable d'étudier et d'analyser ces variations. Ainsi, on calcule à chaque distance la différence ( $D$  : *Deviation*) entre les 20 mesures individuelles et la valeur moyenne. On trace sur la figure 5.23 la fonction de répartition (CDF) des valeurs de  $D$  à chaque distance. Sur cette figure, la courbe en bleu indique la CDF prenant en compte toutes les distances.

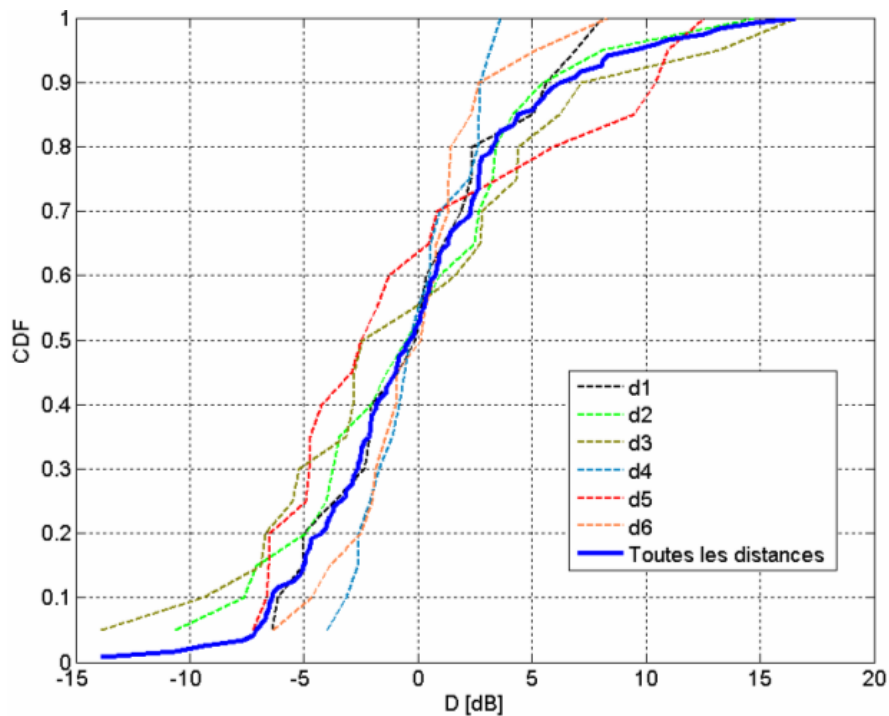


Fig. 5.23 : Fonction de répartition de la variation des pertes ( $D$ ) autour de la valeur moyenne.

Une étude statistique nous a permis de conclure qu'il est possible de modéliser la variation des pertes autour de la valeur moyenne par une loi lognormale. Précisons que différentes lois statistiques ont été testées y compris la loi de Weibull, de Rayleigh, la loi exponentielle et la loi Gamma. On détaillera par la suite (paragraphe 5.3.3.2) les différentes étapes de cette étude statistique. On trace sur la figure 5.24, la fonction de répartition mesurée et le modèle proposé. On constate un accord raisonnable entre la mesure et le modèle lognormal.

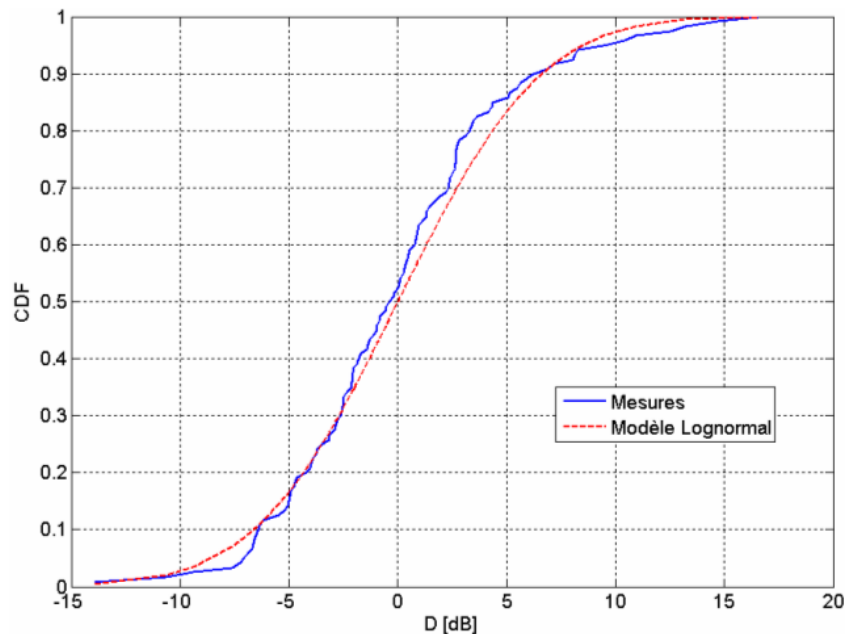


Fig. 5.24 : Fonction de répartition de la variation des pertes autour des valeurs moyennes et le modèle lognormal proposé.

#### *Modèle des pertes pour deux parties différentes du corps*

Parmi toutes les mesures effectuées, on considère séparément celles effectuées sur la partie supérieure (torse uniquement) et celles sur la partie inférieure (abdomen) (Figure 5.25).

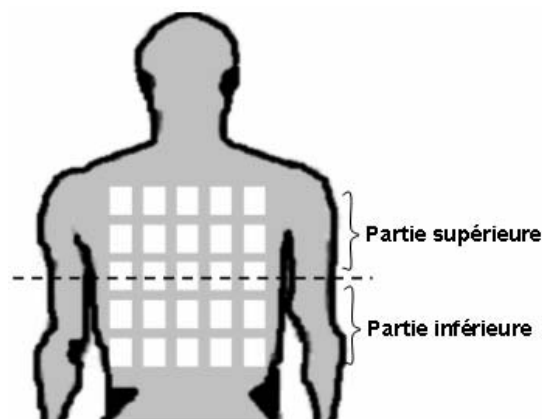


Fig. 5.25 : Distinction entre partie supérieure et partie inférieure.

L'atténuation mesurée et le modèle proposé sur la partie supérieure sont tracés sur la figure 5.26. Comme prévu, une variance significative (variation jusqu'à 31 dB) est constatée dû à l'inhomogénéité de cette partie du corps. Dans ce cas, l'exposant de propagation estimé

est  $n = 5$ . L'inhomogénéité de la partie inférieure (abdomen) est « généralement » moins significative que celle de la partie supérieure. Ceci se traduit par une plus faible variance (variation inférieure à 20 dB) (Figure 5.27). L'exposant de propagation estimé sur cette partie est de 5.5.

Dans l'étude menée ici sur chacune des deux parties, les mesures effectuées à  $d_6 = 42.4$  cm ne sont pas prises en considération, étant donné que ces mesures sont toujours réalisées entre deux antennes placées chacune sur une partie différente. Ceci justifie le fait qu'en combinant les deux parties, l'exposant de propagation global trouvé est de 5.25, ce qui est différent de celui estimé auparavant (4.4), étant donné que dans le calcul de ce dernier les mesures à  $d_6$  ont été prises en compte.

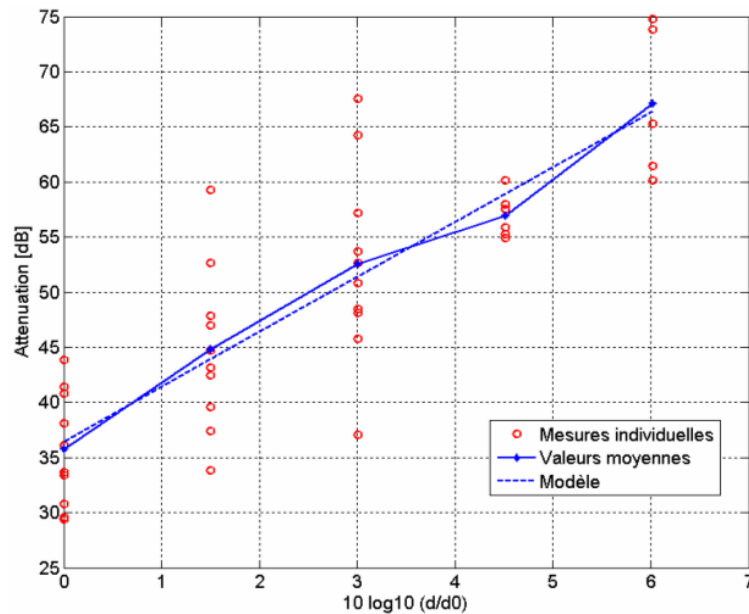


Fig. 5.26 : Atténuation mesurée et modèle proposé pour la partie supérieure (torse).

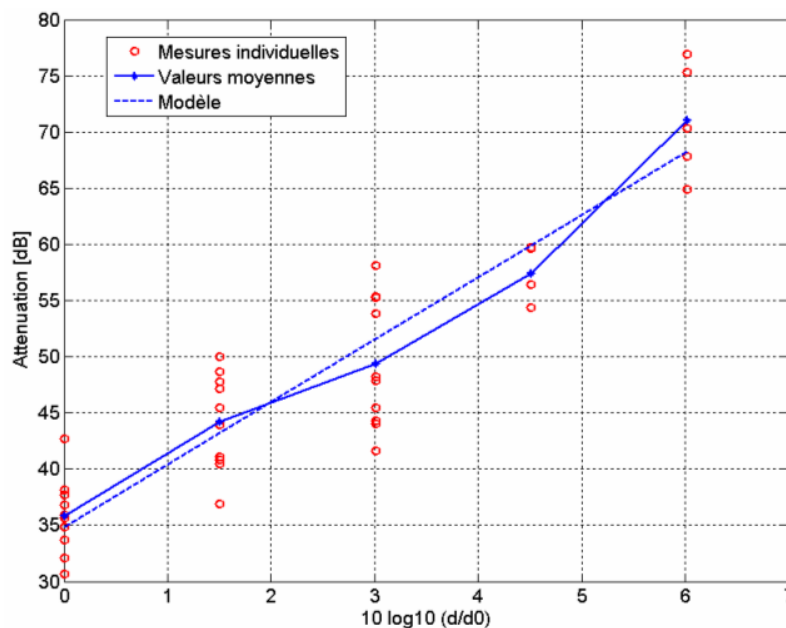


Fig. 5.27 : Atténuation mesurée et modèle proposé pour la partie inférieure (abdomen).

### Influence de la bande de fréquence

Les calculs précédents ont été effectués sur la bande d'adaptation de l'antenne DFMM sur le corps, soit [3.9-11] GHz. Afin d'illustrer l'influence de la bande de fréquence sur le modèle des pertes, on calcule dans un premier temps l'atténuation sur la bande [4-5] GHz puis sur la bande [6-9] GHz (Figures 5.28 et 5.29). Comme escompté, le comportement de l'antenne DFMM sur le corps est différent selon la bande considérée, en raison notamment de la nature dispersive des tissus humains. La même loi qu'auparavant est utilisée pour la modélisation des pertes. L'exposant de propagation ainsi que l'atténuation à la distance de référence change entre les deux bandes. Un exposant de propagation inférieur est estimé sur la bande la plus basse ( $n = 3.2$  dans la bande [4-5] GHz et  $n = 4.9$  dans la bande [6-9] GHz).

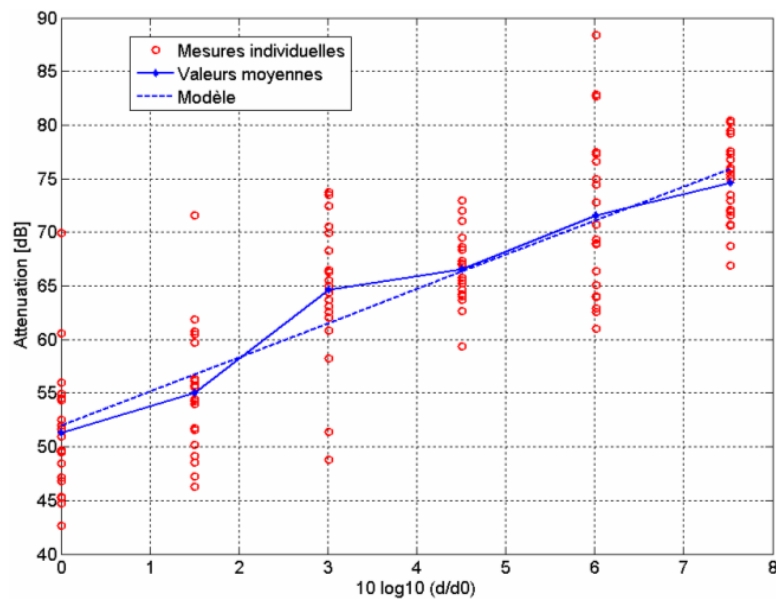


Fig. 5.28 : Atténuation mesurée et modèle proposé sur la bande [4-5] GHz.

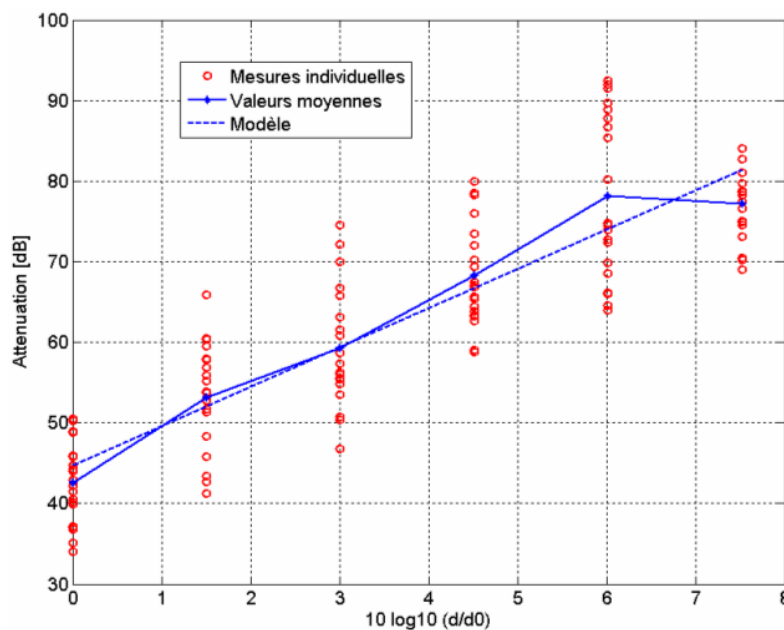


Fig. 5.29 : Atténuation mesurée et modèle proposé sur la bande [6-9] GHz.



*Influence de la variabilité spatiale du corps*

Afin d'illustrer l'influence de la variabilité spatiale du corps, la figure 5.30 montre l'atténuation mesurée pour  $d_5 = 30$  cm. L'axe horizontal représente le numéro de mesure. Les mesures n° 1 à 10 correspondent à des déplacements verticaux (« Mesures Horizontales ») : deux antennes sont initialement placées sur le torse avec un espacement de 30 cm, puis elles sont déplacées vers le bas et 10 mesures différentes sont effectuées. Les mesures n° 11 à 20 correspondent à des déplacements horizontaux (« Mesures Verticales ») : une antenne est placée sur le torse, l'autre au niveau de la ceinture à 30 cm de la première. On déplace les antennes de droite à gauche et on enregistre 10 mesures différentes. Comme escompté, la variance est plus significative lorsque les antennes sont déplacées du torse vers la ceinture que lorsqu'elles sont déplacées de droite à gauche (Figure 5.30). En effet, dans les 10 mesures horizontales, la partie du corps sur laquelle les antennes sont placées change ainsi que la géométrie du trajet inter antennes.

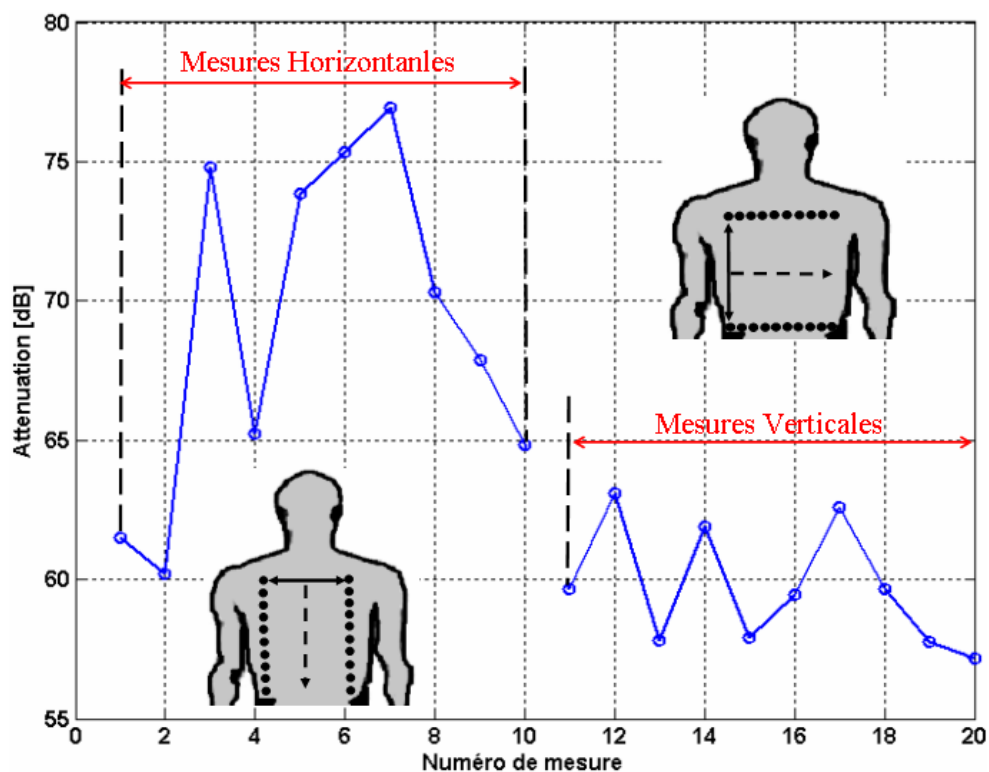


Fig. 5.30 : Atténuation mesurée à  $d_5 = 30$  cm.

*Influence de la position des bras*

Outre la dépendance des pertes à une distance donnée de la région sur laquelle les antennes sont placées, la position des bras est un facteur important. Sur la figure 5.31, on trace le PDP dans la configuration où une antenne DFMM placée au niveau de la ceinture d'un sujet communique avec une autre placée sur son torse, un bras étant placé devant le corps simulant ainsi une situation où le sujet regarde l'heure à son poignet. Une réflexion sur le bras est clairement identifiée, ce qui peut affecter significativement la puissance totale reçue et par conséquent l'atténuation. L'amplitude de l'écho réfléchi sur le bras peut être dans certains cas supérieure à celle de l'écho dû au trajet direct ; ceci dépend de l'angle de départ et de l'angle d'arrivée de cet écho, étant donné que le gain des antennes sur le corps varie angulairement. D'ailleurs, cet écho se propage en espace libre alors que celui dû au trajet direct se propage le long du corps.

Une étude complète de l'influence de la position des bras permettrait de calculer un nouveau modèle des pertes tenant compte de ce paramètre. On peut s'attendre à un effet moins significatif des bras quand on les déplace sur les cotés que quand ils sont placés devant le corps. En revanche, le déplacement des bras sur les cotés peut avoir une influence significative dans le cas d'une communication radio entre une antenne sur la partie avant et une autre sur le dos par exemple (paragraphe 5.3.1, cas de deux bicônes).

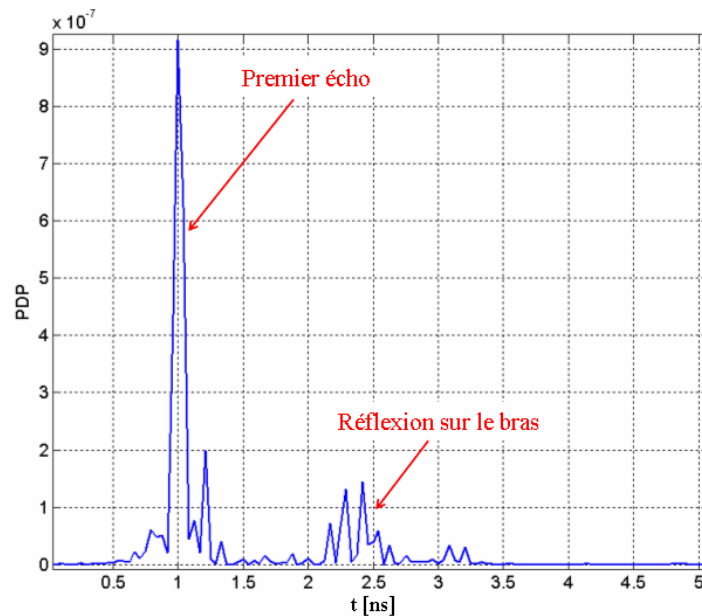


Fig. 5.31 : PDP : réflexion sur le bras.

### *Propagation autour du corps*

On présente dans cette partie les résultats des pertes par propagation autour du corps. Les antennes utilisées sont les mêmes que dans le paragraphe précédent, en revanche, le scénario de mesure est différent de celui présenté auparavant. La figure 5.32 indique le positionnement des antennes dans les mesures autour du corps. La propagation est étudiée à deux hauteurs différentes : au niveau de la ceinture (H1) et au niveau du torse (H2). Une antenne d'émission est fixée sur la partie avant (torse (H2), ceinture (H1)), tandis que l'antenne de réception est déplacée sur la circonférence du corps à la même hauteur que l'antenne d'émission. Les mesures sont réalisées à six *distances curvilignes* différentes. Les distances  $d_i$  (Tx-Rxi) sont de 7.5, 15, 22.5, 30, 37.5 et 45 cm à chaque hauteur. La distance  $d_6 = 45$  cm correspond au cas extrême où les antennes sont de part et d'autre du corps. Les bras sont maintenus verticalement dans toutes les mesures.

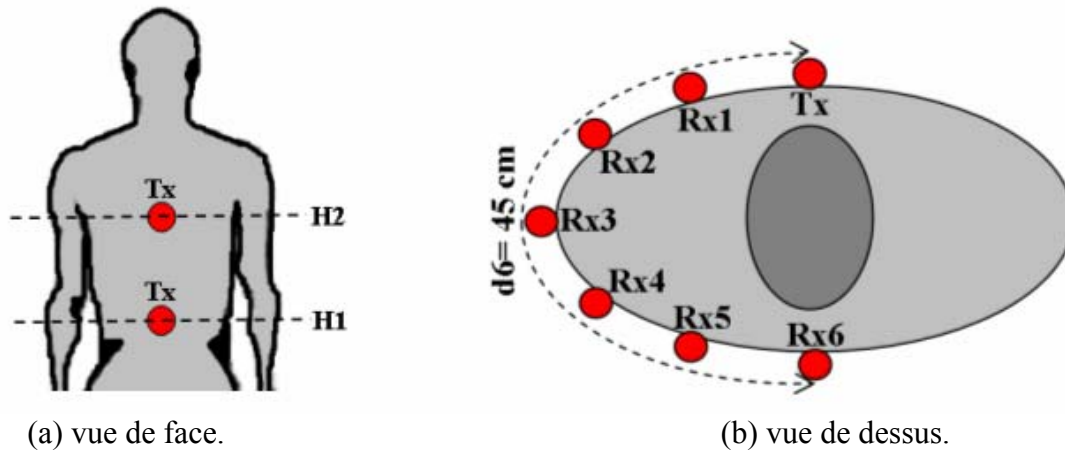


Fig. 5.32 : Scénario de mesures autour du corps.

L'atténuation mesurée en fonction de la distance curviligne, ainsi que le modèle proposé, au niveau H2 et H1 respectivement, sont comparés dans les figures 5.33 et 5.34. On note une atténuation de l'ordre de 90 dB à  $d6 = 45$  cm dans les deux cas, sachant que la même loi empirique qu'auparavant a été utilisée. La bande de fréquences sur laquelle le calcul est effectué est toujours la bande [2-12] GHz bien qu'aux bords de bande la perte en retour de l'antenne (DFMM) tombe à 5 dB. L'exposant de propagation estimé autour du corps est de 7.08 au niveau du torse et 6.37 au niveau de la ceinture. L'influence du choix de la bande de fréquences sur ces valeurs a été étudiée. Sur la bande [4-5] GHz, l'exposant de propagation estimé est de 6.2 au niveau du torse et de 5.1 au niveau de la ceinture, alors que sur la bande [6-9] GHz, ces valeurs deviennent respectivement 7.7 et 6.6. Les résultats obtenus sont par conséquent cohérents avec par exemple ceux de *A. Fort et al* [27] qui avancent un exposant de propagation de 7.2 pour un scénario comparable, mais moyenné en hauteur. Les mesures dans [27] ont été réalisées entre 3 et 6 GHz avec des antennes Skycross.

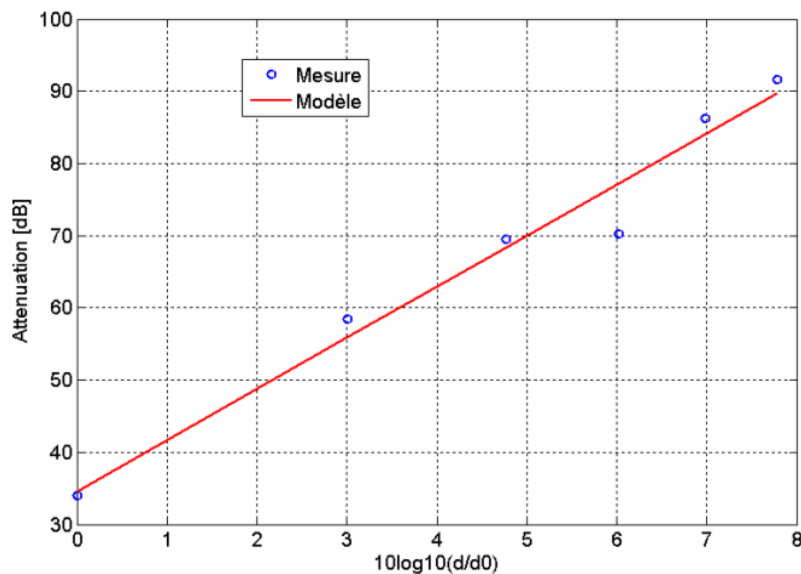


Fig. 5.33 : Atténuation par propagation autour du corps, au niveau du torse.

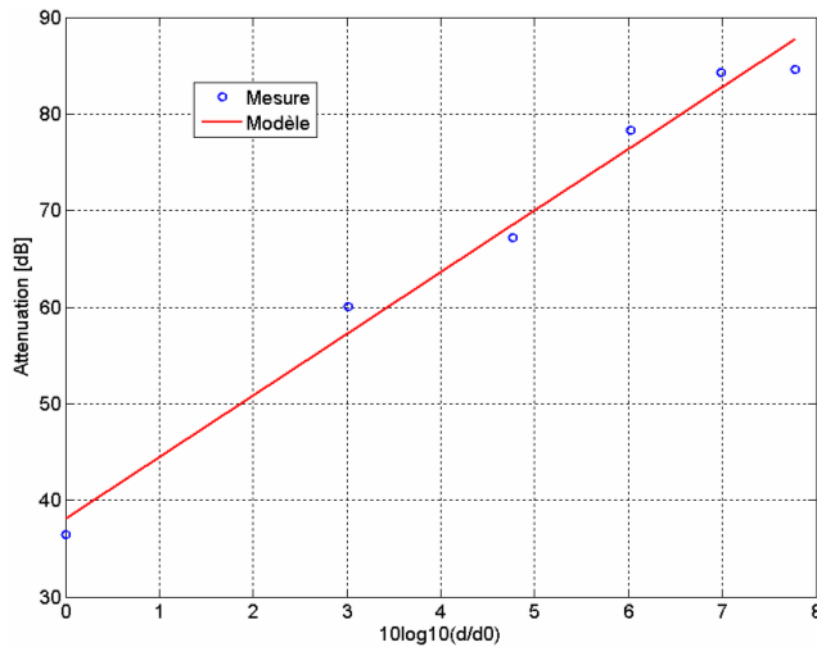


Fig. 5.34 : Atténuation par propagation autour du corps, au niveau de la ceinture.

### 5.3.3.2 Modèle de la distribution d'atténuation

On aborde dans cette partie la modélisation des pertes sur la partie « torse+abdomen », non pas en fonction de la distance, mais selon une approche statistique. Ainsi, on calcule pour chacune des 120 réalisations une atténuation  $A_m$  calculée par intégration sur un intervalle temporel de 0.4 ns choisi autour du temps d'arrivée de l'amplitude maximale du premier écho. La figure 5.35 présente la fonction de répartition calculée de  $A_m$  [dB].

Afin de modéliser cette atténuation, plusieurs distributions statistiques ont été testées sur les résultats de mesure. Il s'agit des distributions lognormale, exponentielle, Gamma, celle de Weibull et de Rayleigh. Dans un premier temps, les paramètres de chaque distribution sont estimés par la méthode du maximum de vraisemblance, puis dans un second temps ils sont utilisés pour calculer la fonction de répartition pour chaque distribution. Une simple inspection visuelle permet de constater que seules la distribution lognormale et la distribution de Weibull offrent un accord raisonnable avec les mesures (Figure 5.35). Le choix entre ces deux distributions est fait après calcul de l'erreur quadratique moyenne par rapport à la mesure dans les deux cas. La distribution lognormale a été trouvée comme celle qui modélise « le mieux » la distribution de l'atténuation mesurée (Figure 5.36). L'atténuation  $A_m$  en dB peut être ainsi modélisée par une loi normale dont les paramètres  $\mu$  et  $\sigma$  sont -58.97 et 14.678 respectivement. Il est important de signaler que la distribution lognormale permet également de modéliser les pertes de propagation autour du corps [26]. Cette loi est d'ailleurs utilisée pour modéliser les variations lentes du canal de propagation en espace libre, variations dues au phénomène de masquage (*Shadowing*).

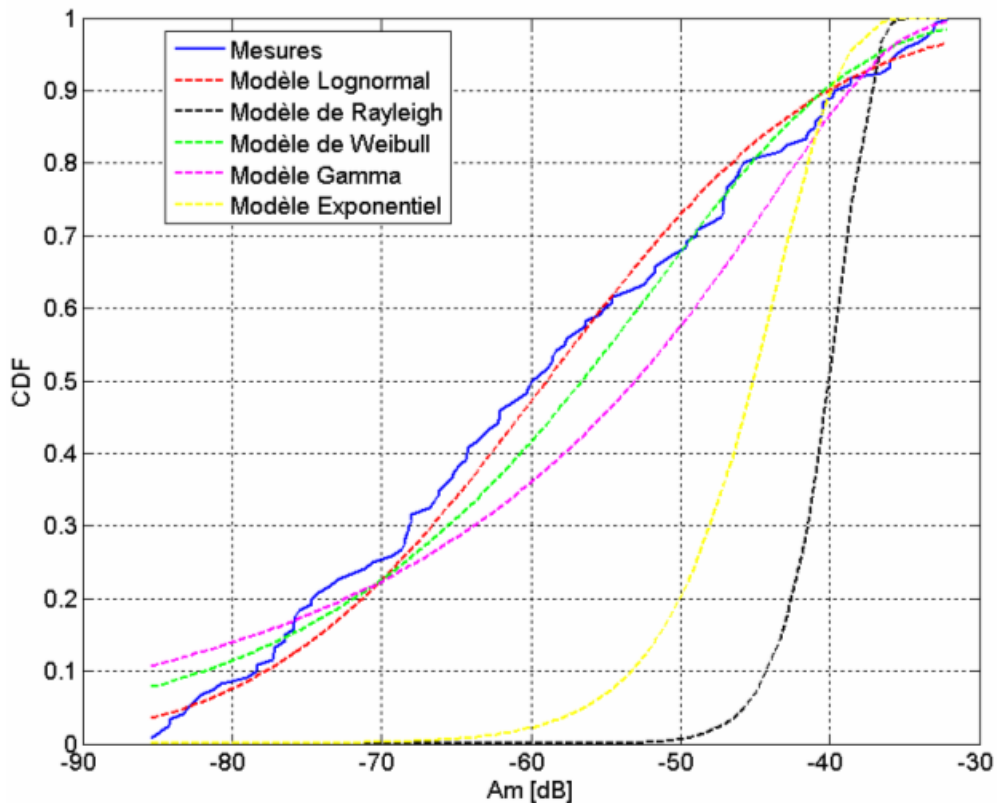


Fig. 5.35 : Fonction de répartition de l'atténuation : mesures et modèles testés.

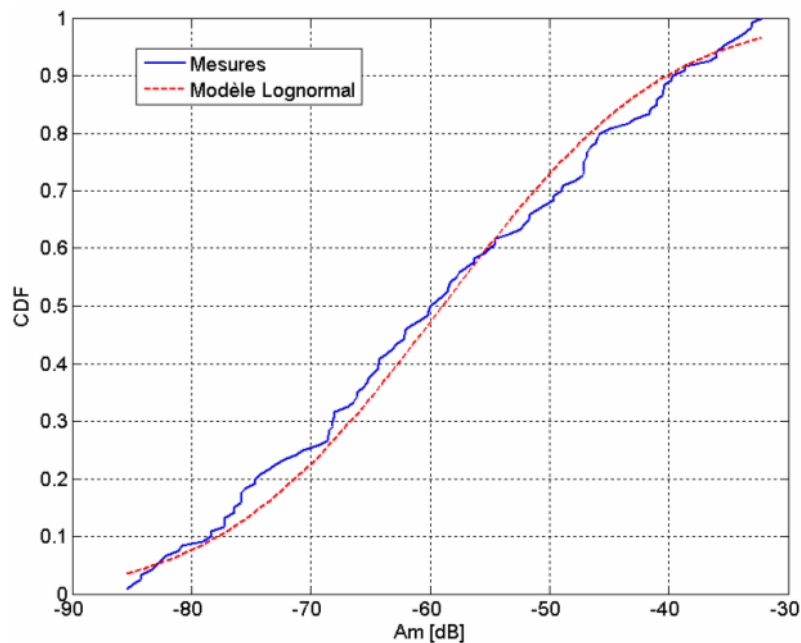


Fig. 5.36 : Fonction de répartition de l'atténuation : mesures et modèle lognormal.

### 5.3.4 Comparaison entre deux antennes ULB

On compare dans cette partie, l'antenne DFMM qui a été conçue au cours de cette thèse pour les applications ULB WBAN et l'antenne commerciale Skycross [37], de dimensions et de caractéristiques similaires. Des antennes Skycross ont été d'ailleurs largement utilisées dans les mesures WBAN de [23, 24, 26, 27]. Les deux antennes sont

omnidirectionnelles et de structure compacte. Le scénario de comparaison est présenté sur la figure 5.37, où une antenne est placée au niveau de la ceinture, la deuxième sur le torse à 35 cm de la première. Quatre orientations inter antennes ont été testées ainsi que trois espacements antennes/corps (0, 6 et 10 mm).

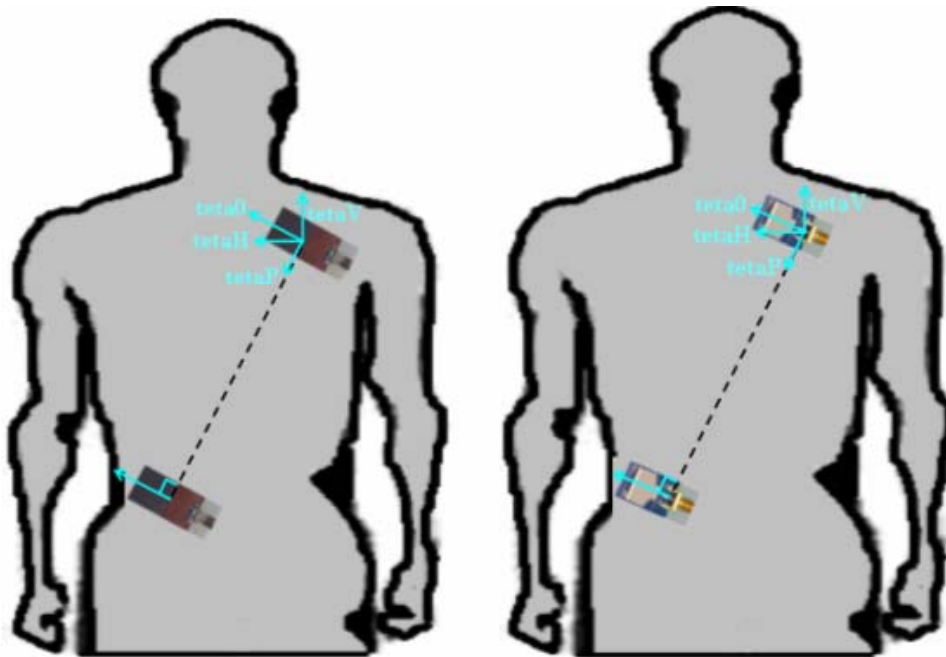


Fig. 5.37 : Scénario de comparaison DFMM-Skycross.

On compare les deux antennes du point de vue de l'atténuation et de l'étalement des retards sur les figures 5.38 et 5.39 respectivement (à  $\theta_0$ ). Ces paramètres ont été calculés sur la bande d'adaptation à -5 dB de chaque antenne « in situ » (c'est-à-dire sur le corps) soit [2.5-12] GHz pour l'antenne DFMM et [2.5-9] GHz pour l'antenne Skycross. La comparaison entre les deux antennes montre un meilleur comportement de l'antenne DFMM pour une orientation et un espacement antenne/corps donnés.

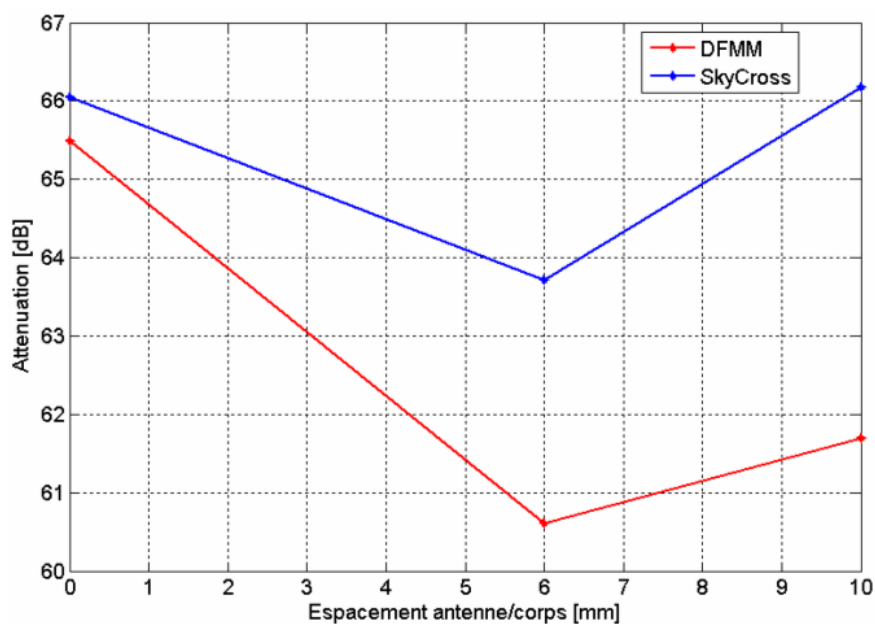


Fig. 5.38 : Atténuation [dB] calculée à  $\theta_0$ .

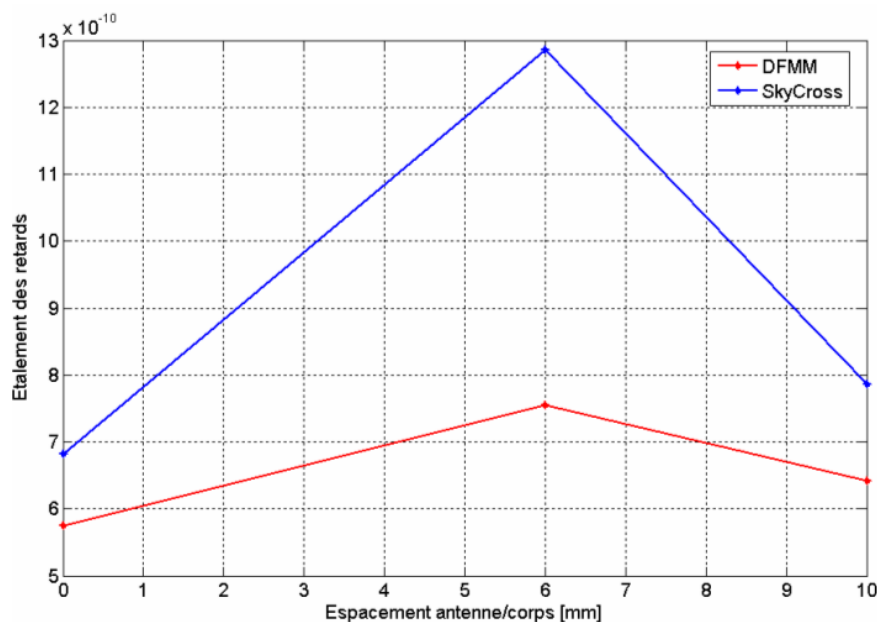


Fig. 5.39 : Etalement des retards calculé à teta0.

### 5.3.5 Influence de la polarisation de l'antenne par rapport au corps

L'interaction antenne/corps dépend d'une manière significative de l'orientation de la polarisation de l'antenne par rapport au corps. L'effet de la polarisation a été montré dans le chapitre précédent, notamment sur le diagramme de rayonnement de l'antenne (par simulation), ainsi que sur l'adaptation de celle-ci (par mesure). Dans cette partie, l'effet de la polarisation est étudié du point de vue du canal, notamment sur les pertes de propagation et l'étalement des retards. L'antenne utilisée dans les mesures est l'antenne DFMM. Pour rappel que la configuration « polar 1 », utilisée dans toutes les mesures sauf contre-indication, est celle où l'antenne DFMM est parallèle au corps du côté monopole. La configuration « polar 2 » est celle où le champ électrique est perpendiculaire au corps. Dans la configuration « polar 1B », le champ électrique est parallèle au corps comme dans « polar 1 » mais le rayonnement de l'antenne vers le corps est nettement plus faible. Le scénario de comparaison est celui d'une communication entre deux antennes espacées de 15 cm sur le torse (Figure 5.40). La configuration « polar 1 » a été mesurée en premier. Dans cette configuration, quatre espacements antenne/corps ( $e$ ) ont été testés (0, 6, 10 et 16 mm). Les configurations « polar 1B » et « polar 2 » ont été mesurées dans une deuxième phase. Précisons que dans chacune de ces configurations, deux mesures ont été effectuées, la première où les antennes se visent du côté du plan de masse et la deuxième où celles-ci ont leur côté monopole face à face, étant donné la différence du gain de l'antenne des deux côtés. Dans « polar 1B », les espacements  $e = 0$  et  $e = 6$  mm ont été testés.

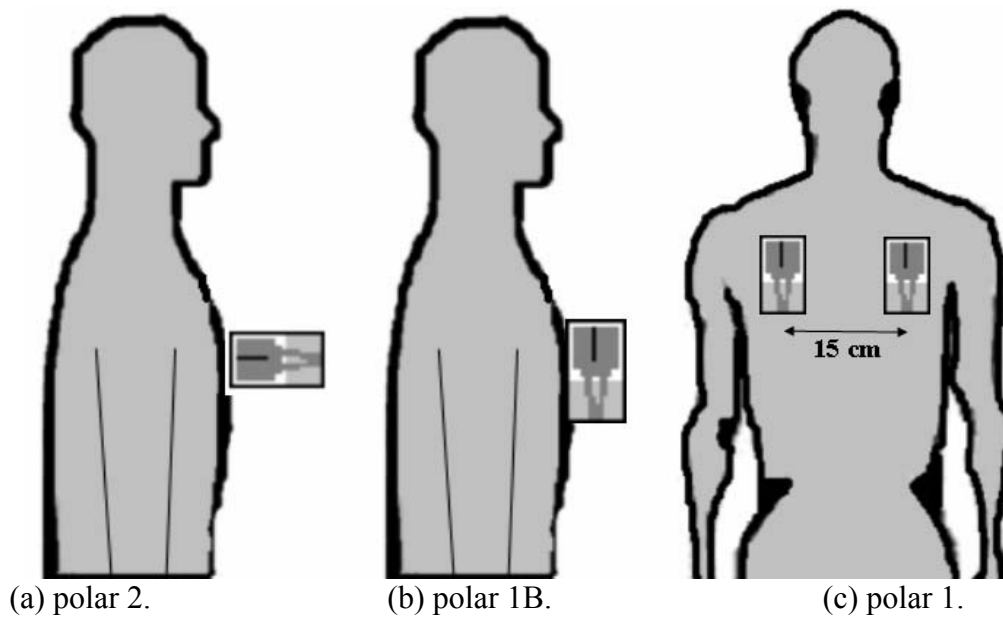


Fig. 5.40 : Scénario de comparaison de différentes polarisations sur le torse.

Des différentes mesures réalisées sont extraits les pertes, le retard moyen et l'étalement des retards. Ces paramètres ont cette fois été calculés sur la bande [2.5-12] GHz pour toutes les mesures, bande sur laquelle l'antenne est adaptée à -5 dB sur le corps dans toutes les polarisations. Les résultats sont présentés dans les tableaux 5.8, 5.9 et 5.10. Pour les configurations « polar 2 » et « polar 1B », sont indiqués 'valeur1/valeur2', où valeur1 est celle qui correspond au cas où les cotés monopole des antennes se visent alors que valeur2 est celle dans le sens inverse (cotés plan de masse face à face).

Atténuation [dB]	$e = 0$	$e = 6$ mm	$e = 10$ mm	$e = 16$ mm
Polar 1	57.364	46.772	38.974	37.803
Polar 2	36.343/ <b>34.977</b>			
Polar 1B	44.701/46.167	36.155/36.44		

Tableau 5.8 : Atténuation.

$\bar{\tau}$ [ns]	$e = 0$	$e = 6$ mm	$e = 10$ mm	$e = 16$ mm
Polar 1	1.267	0.974	0.761	0.798
Polar 2	0.897/ <b>0.835</b>			
Polar 1B	0.849/0.983	0.872/0.834		

Tableau 5.9 : Retard moyen.

$\tau_{rms}$ [ns]	$e = 0$	$e = 6$ mm	$e = 10$ mm	$e = 16$ mm
Polar 1	0.889	0.500	0.212	0.300
Polar 2	0.428/ <b>0.252</b>			
Polar 1B	0.369/0.373	0.277/0.212		

Tableau 5.10 : Etalement des retards.

En comparant les différentes polarisations, on constate que la configuration où le champ électrique est perpendiculaire au corps offre le meilleur comportement global (du point



de vue pertes et retards). Cette configuration n'apparaît malheureusement pas très pratique du point de vue de l'usage.

Une conclusion identique a été également établie dans un scénario de communication autour de la tête, où on a placé chacune des antennes sur une oreille. Dans ce scénario l'atténuation moyenne calculée sur la bande [2-12] GHz, est d'environ 77 dB dans la configuration « polar 1 ». Cette valeur peut être diminuée de plus de 10 dB en changeant la polarisation des antennes par rapport à la tête.

### 5.3.6 Mesures en environnement réel

Les mesures WBAN présentées jusqu'ici ont toutes été réalisées en chambre anéchoïde afin de caractériser uniquement l'effet du corps. Néanmoins, il nous semble intéressant voire indispensable d'étudier l'influence de l'environnement réel, d'un bureau par exemple, sur les résultats observés. Le scénario de propagation considéré est identique à celui de la figure 5.32. Dans ce scénario, l'antenne DFMM Tx est centrée sur le torse et l'antenne Rx est déplacée autour du corps. On note  $d$  la distance curviligne inter antennes, la plus petite distance testée étant de 7.5 cm et la plus grande de 45 cm. Cette dernière correspond au cas où l'antenne Rx est centrée sur le dos.

On compare figure 5.41 le PDP de la mesure en chambre anéchoïde à celle du bureau pour une distance inter antennes de 7.5 cm. Un écho est clairement dominant, correspondant au trajet direct le long du corps. Lorsque les deux antennes sont placées du même côté, les échos dus à l'environnement sont très nettement inférieurs à cet écho principal : leur influence est en fait négligeable.

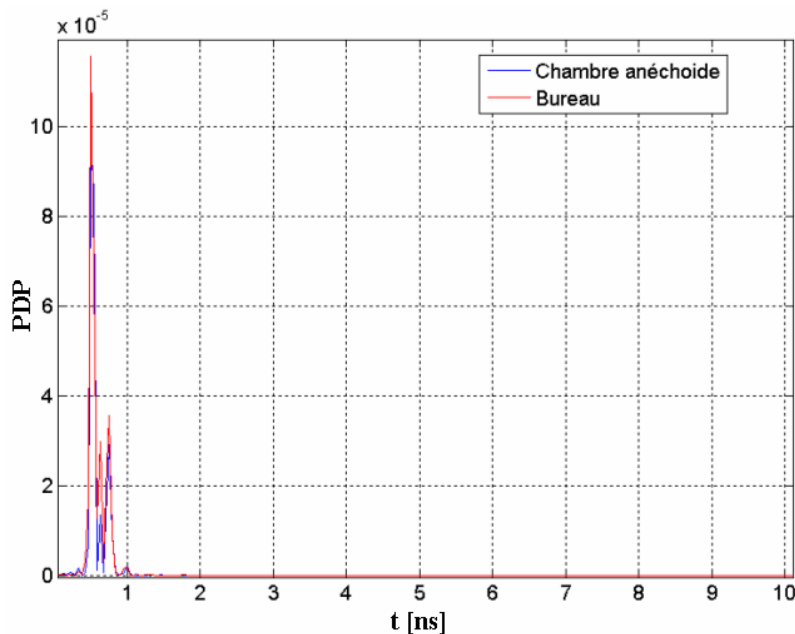


Fig. 5.41 : PDP pour  $d = 7.5$  cm.

La figure 5.42 présente la répartition de la puissance mesurée dans un bureau lorsque le récepteur est centré sur le dos ( $d = 45$  cm). On distingue sur cette figure le premier écho dû à la diffraction autour du corps. On constate également la présence d'autres échos dus aux réflexions sur divers objets présents dans l'environnement de mesure. L'écho 2 qui a été

identifié comme étant celui dû à la réflexion sur le sol présente un intérêt particulier. Cet écho est généralement moins atténué que l'écho diffracté (par le corps) dans les scénarios où les deux antennes sont placées de part et d'autre du corps. En effet, le trajet suivi par l'écho de sol est majoritairement en espace libre où l'exposant de propagation est nettement inférieur à celui estimé pour la propagation autour du corps. Par conséquent, cet écho est moins atténué même si son trajet est plus long que l'écho diffracté.

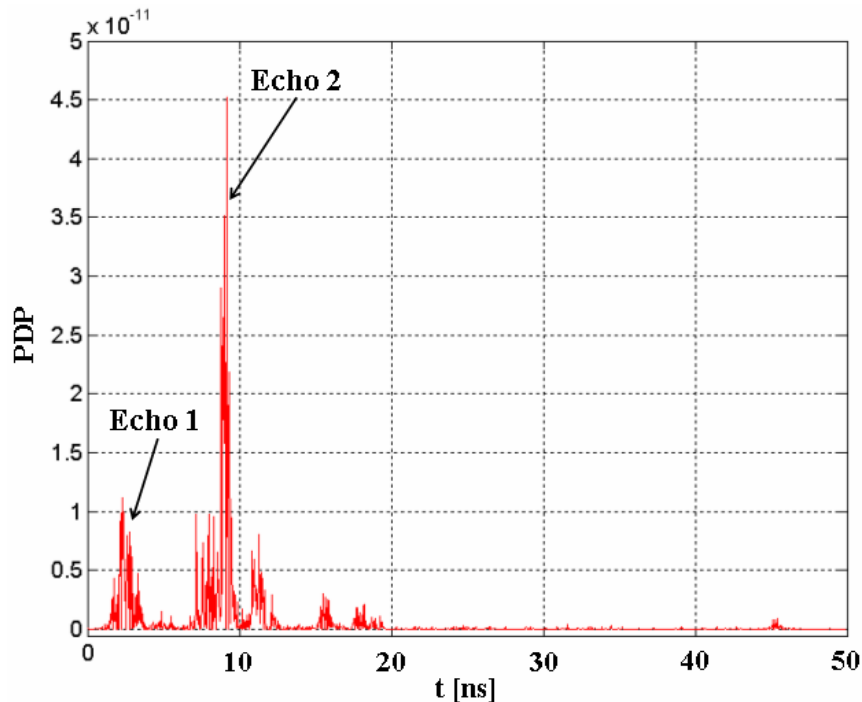


Fig. 5.42 : PDP dans un bureau ( $d = 45$  cm) (Echo diffracté et écho de sol).

Précisons en conclusion qu'une description analytique complète et une modélisation du canal ULB WBAN en environnement réel sort du contexte de cette thèse.

Les mesures présentées jusqu'ici ont été réalisées dans l'objectif de caractériser le canal sur la partie « torse+abdomen+dos » du corps. Dans les deux paragraphes suivants (5.3.7 et 5.3.8), les mesures effectuées sortent de ce contexte précis. En effet, on analysera dans le paragraphe 5.3.7 le scénario ceinture - poignet qu'on a considéré comme un des scénarios WBAN applicatifs également intéressants à étudier. Le paragraphe 5.3.8 présentera quant à lui des mesures qui ne font pas partie des communications WBAN traditionnelles, les antennes étant positionnées loin du corps. Néanmoins, il nous a semblé intéressant à titre informatif de dimensionner expérimentalement l'atténuation additionnelle due à l'obstruction du corps dans un scénario de transmission.

### 5.3.7 Scénario additionnel de mesure

On s'intéresse dans cette partie à un scénario de communication entre une antenne DFMM placée au niveau de la ceinture (décalée vers le côté droit) et une autre placée sur un bras au niveau du poignet. L'antenne de réception est placée en premier temps sur le poignet droit (proche de l'antenne Tx) et ensuite sur le poignet gauche. Les deux antennes sont fixées en « polar 1 » à 6 mm du corps.

Dans la première série de mesures, on considère les deux mains en position verticale. Dans ce cas, ce qui est testé est l'effet de l'orientation de la main sur laquelle l'antenne Rx est placée. Des mesures ont été réalisées pour cela dans trois orientations de chaque main. La première, qu'on note « V1 », correspond au cas où la main est orientée avec l'antenne Rx vers l'avant. Pour les deux autres orientations « V2 » et « V3 » l'antenne Rx est orientée vers le côté et vers l'arrière respectivement (Figure 5.43).

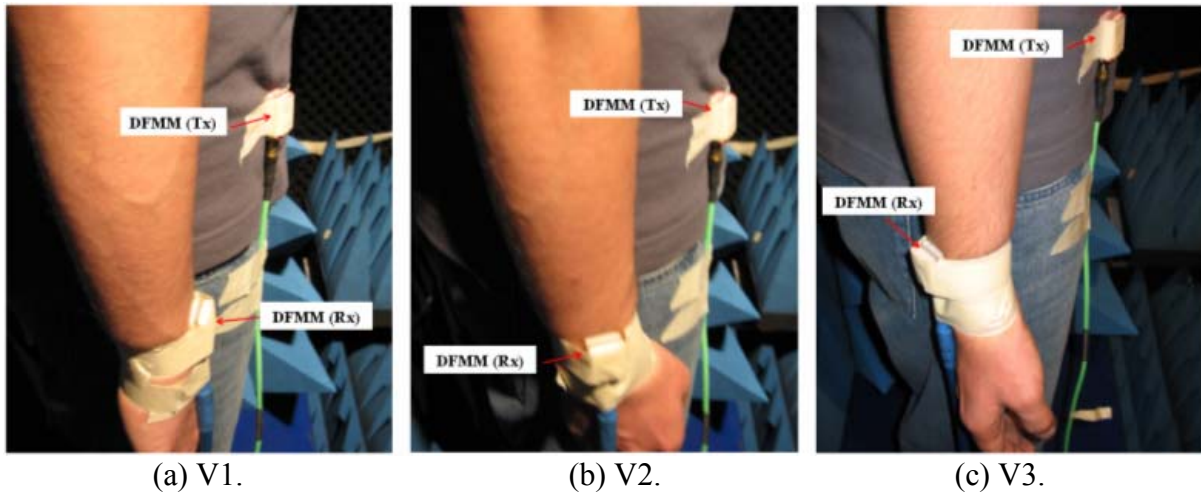


Fig. 5.43 : Trois orientations testées (ceinture – main droite).

L'effet de l'orientation de la main sur les pertes de propagation (calculées sur la bande [2-12] GHz) est présenté dans le tableau 5.11. Les pertes sont naturellement les plus faibles lorsque l'antenne Rx est vers l'avant (V1), les deux antennes étant dans ce cas en visibilité directe. Notons une augmentation des pertes de 11 dB lorsque l'orientation de la main portant l'antenne est changée de V1 à V2.

Atténuation [dB]	Ceinture – main droite	Ceinture – main gauche
V1	48.259	65.526
V2	59.769	76.761
V3	72.112	83.07

Tableau 5.11 : Effet de l'orientation de la main sur l'atténuation.

Dans la deuxième série de mesures, l'antenne Rx est orientée en permanence vers le côté (V2). On étudie dans ce cas l'effet d'un mouvement de balancier des bras représentant une posture de marche. « pos1 », « pos2 » et « pos3 » indexent les situations où la main portant l'antenne de réception est positionnée devant le corps, verticale le long du corps et derrière, respectivement. Les pertes de propagation calculées dans le cas ceinture – main droite, sont présentées dans le tableau 5.12. On constate que lorsque la main est devant le corps (pos1) les pertes sont inférieures au cas où elle est verticale le long du corps (pos2) malgré une distance inter antennes supérieure. En effet, dans « pos1 », le trajet dominant suivi par l'onde est en grande partie en espace libre, la partie restante étant celle de l'onde diffractée autour de la main. En revanche, dans « pos2 », le trajet dominant est celui de l'onde se propageant sur le corps.

Atténuation [dB]	Ceinture – main droite
pos1	54.427
pos2	59.769
pos3	74.103

Tableau 5.12 : Effet du positionnement de la main sur l'atténuation.

### 5.3.8 Scénario de transmission en présence du corps

Les mesures présentées ici ne font pas partie des mesures WBAN traditionnelles. En effet, il s'agit de mesures de transmission en NLOS (*Non Line of Sight*), l'obstacle entre les deux antennes étant le corps humain. Les antennes utilisées sont les antennes « patch triangulaires » directives (Fp) [36]. Elles sont placées à 20 cm du corps dans toutes les mesures et se visent dans la direction du gain maximal. L'objectif étant d'évaluer l'influence de la présence du corps dans le trajet direct entre les antennes sur les pertes de propagation. On trace sur la figure 5.44 les 4 configurations de mesure, de côté, au niveau des épaules (a), des côtes (b) et des hanches (c), et de face au niveau du torse (d). Les pertes de propagation calculées à partir des mesures, sont présentées dans les tableaux 5.13, 5.14, 5.15 et 5.16. On compare dans chaque configuration l'atténuation calculée en présence du corps à l'espace libre pour la même distance inter antennes. Dans les configurations (b) et (c), la distance inter antennes est identique ainsi que la longueur du chemin parcouru par l'onde sur le corps. En revanche, étant donné la différence entre les deux parties du corps, l'atténuation additionnelle due à la présence du corps diffère d'environ 4 dB entre les deux cas.

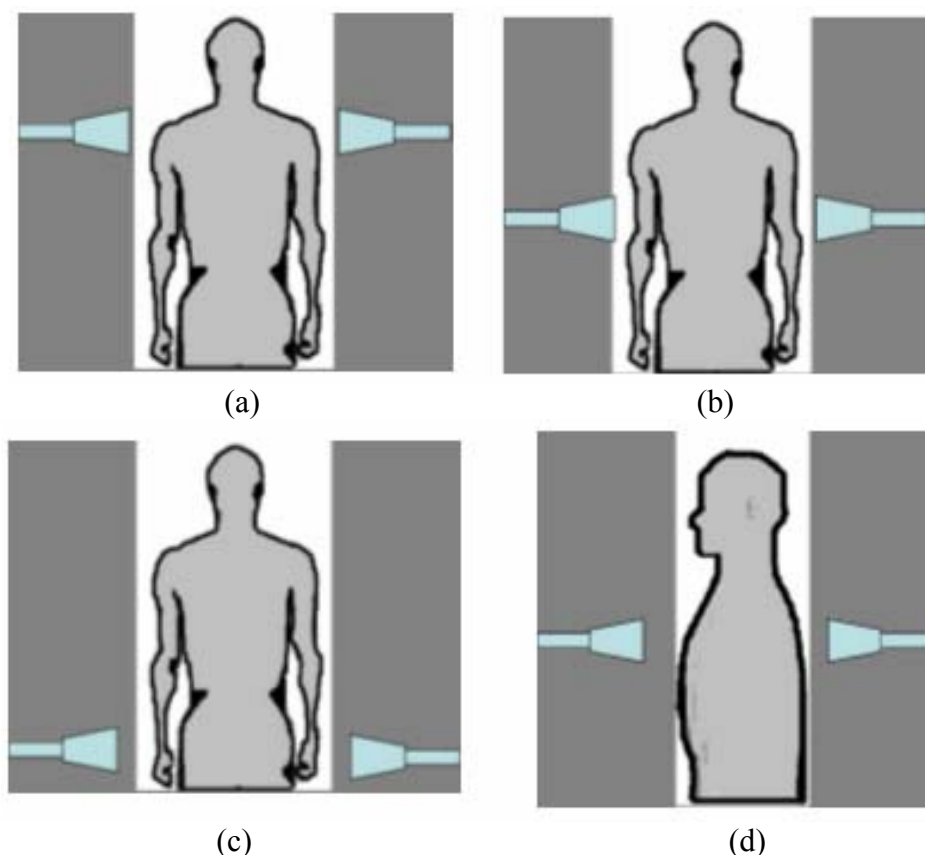


Fig. 5.44 : Configurations de mesure de transmission.

Atténuation [dB] dans la configuration (a)	52.4 dB
Atténuation [dB] pour une même distance inter antennes sans le corps	31.4 dB
Atténuation additionnelle due à la présence du corps	21 dB

Tableau 5.13 : Atténuation dans la configuration (a).

Atténuation [dB] dans la configuration (b)	59.1 dB
Atténuation [dB] pour une même distance inter antennes sans le corps	30.5 dB
Atténuation additionnelle due à la présence du corps	28.6 dB

Tableau 5.14 : Atténuation dans la configuration (b).

Atténuation [dB] dans la configuration (c)	62.7 dB
Atténuation [dB] pour une même distance inter antennes sans le corps	30.5 dB
Atténuation additionnelle due à la présence du corps	32.2 dB

Tableau 5.15 : Atténuation dans la configuration (c).

Atténuation [dB] dans la configuration (d)	58.4 dB
Atténuation [dB] pour une même distance inter antennes sans le corps	28.5 dB
Atténuation additionnelle due à la présence du corps	29.9 dB

Tableau 5.16 : Atténuation dans la configuration (d).

## 5.4 Conclusion

Ce chapitre décrit les différentes études expérimentales réalisées dans le contexte ULB WBAN. Ces études nous ont permis d'analyser en détails les caractéristiques principales du canal radio sur le corps. Un modèle de canal fondé sur les résultats de mesures a été ainsi élaboré et présenté.

Dans un premier temps, une étude expérimentale comparative a été menée, ce qui nous a permis de classifier différents couples d'antennes ULB de point de vue des paramètres essentiels du canal. Cette étude a mis clairement en évidence l'importance d'une part de l'influence de la dispersion d'antenne, et d'autre part du couplage antenne/corps, sur les paramètres du canal. Une antenne a été choisie et utilisée par la suite dans une campagne extensive de mesures visant à modéliser le canal sur la partie supérieure du corps (torse+abdomen). Ainsi, un modèle des pertes de propagation en fonction de la distance a été proposé. L'influence de la bande de fréquence, de l'inhomogénéité du corps ainsi que de la position des bras sur ce modèle a été analysée. La propagation le long du corps a également été mise en évidence et caractérisée. Un exposant de propagation élevé (environ 7) a été estimé pour l'évaluation de l'atténuation en fonction de la distance dans ce scénario. Par la suite, la modélisation des pertes a été abordée selon une approche statistique. La distribution de l'atténuation sur la partie « torse+abdomen » a été ainsi calculée. Le test de différentes distributions statistiques, dont celle de Rayleigh, de Weibull, exponentielle, Gamma et lognormale, a montré qu'une distribution lognormale permet de modéliser efficacement l'atténuation sur cette partie du corps. Les réponses impulsionnelles des antennes, étant incluses dans la réponse du canal modélisé, une comparaison a été effectuée entre deux antennes différentes mais de dimensions et de forme comparables. La première, développée

au sein du laboratoire et systématiquement utilisée lors des campagnes de mesure, s'est révélée plus performante que la seconde, de provenance commerciale.

L'influence de l'orientation des antennes par rapport au corps a également été étudiée. Les mesures ont permis de constater un meilleur comportement, notamment du point de vue de l'atténuation, lorsque le champ électrique est perpendiculaire au corps. Cette configuration est cependant défavorable en termes d'usage. Les résultats de quelques mesures en environnement réel ont été ensuite présentés. Dans ces mesures, des échos dus aux objets présents dans l'environnement ont été clairement observés. Ces échos peuvent influencer significativement sur le niveau de puissance reçue, même si dans certains scénarios, pour lesquels les antennes sont relativement proches et sur le même côté du corps, on peut négliger l'effet de l'environnement.

Finalement, un scénario additionnel entre une antenne au niveau de la ceinture et une autre sur un bras au niveau du poignet, a été ensuite caractérisé et les trajets importants ont pu être identifiés. La dernière partie présente quelques résultats expérimentaux concernant l'atténuation additionnelle due à l'obstruction du corps dans une transmission entre deux antennes directives.

## Références

- [1] J. B. Andersen, T. S. Rappaport, S. Yoshida, "Propagation measurements and models for wireless communications channels," *IEEE Communications Magazine*, vol. 33, no. 1, pp. 42-49, 1995.
- [2] H. L. Bertoni, *Radio Propagation for Modern Wireless Systems*, Prentice-Hall, Upper Saddle River, NJ, Etats-Unis, 2000.
- [3] N. Blaunstein, *Radio Propagation in Cellular Networks*, Artech House, Boston, Etats-Unis, 1999.
- [4] G. D. Durgin, *Space-Time Wireless Channels*, Prentice-Hall, Upper Saddle River, NJ, Etats-Unis, 2003.
- [5] R. B. Ertel, P. Cardieri, K. W. Sowerby, T. S. Rappaport, J. H. Reed, "Overview of spatial channel models for antenna array communication systems," *IEEE Personal Communications Magazine*, vol. 5, no. 1, pp. 10-22, 1998.
- [6] A. F. Molisch, "Modeling of directional mobile radio channels," *Radio Science Bulletin*, vol. 16, no. 302, pp. 16-26, 2002.
- [7] A. F. Molisch, F. Tufvesson, "Multipath propagation models for broadband wireless systems," *CRC Handbook of Signal Processing for Wireless Communications*, M. Ibnkahla, pp. 2.1-2.43, CRC Press, Boca Raton, Etats-Unis, 2004.
- [8] J. D. Parsons, *The Mobile Radio Channel*, John Wiley & Sons, New York, Etats-Unis, 1992.
- [9] S. R. Saunders, *Antennas and Propagation for Wireless Communications Systems*, John Wiley & Sons, New York, Etats-Unis, 2002.
- [10] R. Vaughan, J. B. Andersen, *Channels, Propagation and Antennas for Mobile Communications*, IEE Press, Londres, Royaume-Uni, 2002.
- [11] D. Cassioli, A. Durantini, "Statistical characterization of UWB indoor propagation channels based on extensive measurement campaigns," *International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications*, vol. 1, pp. 236-240, Abano Terme, Italie, Septembre 2004.

- [12] C. C. Chong, Y. Kim, S. S. Lee, "UWB indoor propagation channel measurements and data analysis in various types of high-rise apartments," *IEEE Vehicular Technology Conference, VTC Fall*, vol. 1, pp. 150-154, Los Angeles, CA, Etats-Unis, Septembre 2004.
- [13] S. S. Ghassemzadeh, R. Jana, C. W. Rice, *et al.*, "A statistical path loss model for in-home UWB channels," *IEEE Conference on Ultra Wideband Systems and Technologies*, pp. 59-64, Baltimore, Etats-Unis, Mai 2002.
- [14] S. S. Ghassemzadeh, L. J. Greenstein, A. Kavcic, *et al.*, "UWB indoor path loss model for residential and commercial buildings," *IEEE Vehicular Technology Conference, VTC Fall*, vol. 5, pp. 3115-3119, Orlando, Etats-Unis, Octobre 2003.
- [15] K. Haneda, J. Takada, T. Kobayashi, "On the Cluster Properties in UWB Spatio-Temporal Residential Measurement," *COST 273 Workshop*, Bologne, Italie, Janvier 2005.
- [16] P. Pagani. *Caractérisation et modélisation du canal de propagation en contexte Ultra Large Bande*. Thèse de doctorat, Institut National des Sciences Appliquées de Rennes, France, Novembre 2005.
- [17] S. M. Yano, "Investigating the Ultra-Wideband Indoor Wireless Channel," *IEEE Vehicular Technology Conference, VTC Spring*, vol. 3, pp. 1200-1204, Birmingham, Etats-Unis, Mai 2002.
- [18] S. J. Gunderson, R. Scholtz, K. Chugg, *et al.*, "Shipboard environment characterization, Appendix A: Naval total asset visibility tests on the USS curtiss," UltRaLab, URL : [http://ultra.usc.edu/New\\_Site/papers/NTAV\\_Appendix\\_A\\_USC.pdf](http://ultra.usc.edu/New_Site/papers/NTAV_Appendix_A_USC.pdf), 2000.
- [19] M. Z. Win, F. Ramirez-Mireles, R. A. Scholtz, *et al.*, "UltraWide Bandwidth (UWB) Signal Propagation for Outdoor Wireless Communications," *IEEE Vehicular Technology Conference*, Phoenix, Etats-Unis, pp. 251-255, Mai 1997.
- [20] M. Z. Win, R. A. Scholtz, M. A. Barnes, "Ultra-Wide Bandwidth Signal Propagation for Indoor Wireless Communications," *IEEE International Conference on Communications*, Montréal, Canada, pp. 56-60, Juin 1997.
- [21] A. Durantini *et al.*, *Delivrable ULTRAWAVES D3.1. Rapport technique*. Radiolabs, 2004.
- [22] R. Zetik, "Ultra-wideband real-time channel sounder design and application," *Rapport technique, COST 273 TD(03) 201*, Prague, République Tchèque, 24-26 Septembre 2003.
- [23] T. Zasowski, G. Meyer, F. Althaus, A. Wittneben, "Propagation Effects in UWB Body Area Networks," *2005 IEEE International Conference on Ultra-Wideband*, Zurich, Suisse, 5-8 Septembre 2005.
- [24] T. Zasowski, G. Meyer, F. Althaus, A. Wittneben, "UWB Signal Propagation at the Human Head," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 54, no. 4, pp. 1836-1845, Avril 2006.
- [25] J. Ryckaert, P. De Doncker, R. Meys, A. de Le Hoye, S. Donnay, "Channel model for wireless communication around the human body," *Electronics Letters*, vol. 40, no. 9, 29 Avril 2004.
- [26] A. Fort, C. Desset, J. Ryckaert, P. De Doncker, L. Van Biessen, S. Donnay, "Ultra Wide-band Body Area Channel Model," *2005 IEEE International Conference on Communications, ICC 2005*, vol. 4, pp. 2840-2844, 16-20 Mai 2005.
- [27] A. Fort, C. Desset, J. Ryckaert, P. De Doncker, L. Van Biessen, S. Donnay, "Characterization of the Ultra Wideband Body Area Propagation Channel," *2005 International Conference on Ultra-Wideband*, Zurich, Suisse, 5-8 Septembre 2005.

- 
- [28] I. Z. Kovacs, P. C. F. Eggers, "Analysis of the UWB radio channel in real end-user environments using low-cost terminal antennas," *Future Adaptive Communication Environment (FACE) project*, Deliverable D4.1, Octobre 2003.
- [29] I. Z. Kovacs, P. C. F. Eggers, "Short-Range UWB Radio Propagation Investigations Using Small Terminal Antennas," *International Workshop on Ultra Wideband Systems (IWUWBS '03)*, Oulu, Finlande, Juin 2003.
- [30] A. Alomainy, Y. Hao, C. G. Parini, P. S. Hall, "Comparison between two different antennas for UWB on-body propagation measurements," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 4, no. 1, pp. 31-34, Décembre 2005.
- [31] Y. Zhao, Y. Hao, A. Alomainy, C. Parini, "UWB On-Body Radio Channel Modeling Using Ray Theory and Subband FDTD Method," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 54, no. 4, pp. 1827-1835, Avril 2006.
- [32] Hassan Ghannoum, Serge Bories, Christophe Roblin et Alain Sibille, "Biconical Antennas for intrinsic characterization of the UWB Channel," *IEEE International Workshop on Antenna Technology: Small Antennas and Novel Metamaterials, IWAT 2005*, Singapour, 7-9 Mars 2005.
- [33] Ramsey Electronics (Model LPY26), [www.ramseykits.com](http://www.ramseykits.com).
- [34] S. bories, H. Ghannoum, C. Roblin, "Robust Planar Stripline Monopole for UWB Terminal Applications," 2005 IEEE International Conference on Ultra-Wideband, Zurich, Suisse, Septembre 2005.
- [35] C. Roblin, A. Sibille et S. Bories, "Semi-directional small antenna for UWB multimedia terminals," *Antem 2005*, St-Malo, France, 2005.
- [36] A. C. Lepage, X. Begaud, G. Le Ray et A. Sharaiha, "F-probe fed broadband triangular patch antennas mounted on finite ground plane," *IEEE International Symposium on Antennas and Propagation Society*, vol. 4, pp. 4296-4299, Juin 2004.
- [37] Skycross antenna. Technical report, 2002.





## Conclusion et perspectives

L'intérêt que suscite la technologie ULB n'a cessé de croître ces dernières années. Dans le milieu industriel et académique, l'engouement pour cette technologie mais aussi les nombreux problèmes qu'elle pose, se manifestent par un débat intensif concernant la normalisation des systèmes ULB et par de nombreuses propositions pour la conception d'équipements performants. Les spécificités de cette technologie lui confèrent, entre autres, le potentiel d'offrir de très hauts débits pour des applications de communication sans fil à courte portée. Ces caractéristiques concernent d'une part la largeur de son support spectral et d'autre part les propriétés de résolution temporelle qui offrent au système ULB une grande robustesse face aux évanouissements rapides du canal de propagation. En revanche, cette technologie soulève de nouveaux défis notamment en ce qui concerne la conception et la caractérisation d'antennes. Les critères classiques de performance d'antennes sont le plus souvent insuffisants dans le contexte ULB, ce qui requiert l'introduction de nouveaux *indicateurs de performance*. La première partie de cette thèse s'inscrit dans ce cadre en proposant de nouvelles structures d'antennes ULB destinées soit à la mesure de canal, soit aux communications de proximité, et en les *qualifiant* ainsi.

La technologie ULB semble bien positionnée particulièrement pour les radiocommunications à courte portée (WLAN, WPAN) offrant une alternative aux standards existants dans ces réseaux, à la fois à bas coût et à faible consommation. Parmi les nombreuses applications dans les réseaux personnels sans fil, on assiste, ces dernières années, à un intérêt grandissant pour les réseaux corporels (WBAN), pour des applications médicales ou autres. Afin de développer des systèmes *ULB* corporels, il est indispensable d'étudier l'interaction antenne ULB/utilisateur et de bien connaître les propriétés du canal radio sur le corps. La deuxième partie de cette thèse se situe dans ce contexte en étudiant tout d'abord les effets de proximité du corps humain sur les antennes puis en abordant la propagation « le long du corps » par une approche expérimentale réaliste (faisant appel à des sujets volontaires), afin de caractériser le *canal radio corporel*.

Le premier chapitre a présenté tout d'abord les nombreux standards de communication qui existent actuellement dans les différents réseaux sans fils. Il a détaillé ensuite les principales caractéristiques de la technologie ULB, et a montré l'excellent positionnement de cette technologie dans le contexte applicatif des radiocommunications de proximité en terme de coût et de performance. Dans ce chapitre, nous avons proposé un état de l'art de la technologie ULB, et nous avons souligné les aspects de réglementation et de standardisation qui constituent les principaux freins à la mise en place rapide de systèmes ULB très haut débit sur le marché, notamment en Europe.

Dans le deuxième chapitre, nous avons débuté par un état de l'art de différentes catégories d'antennes ULB. Nous avons expliqué la problématique de conception et de mesure de ces antennes. Après avoir récapitulé les critères classiques de performance d'antennes, nous avons constaté leur inadéquation partielle à les décrire sur une très large bande de fréquences. Nous avons ainsi proposé d'effectuer un passage dans le domaine temporel et de travailler avec la réponse impulsionnelle de l'antenne, démarche peu usuelle chez les antennistes. Cette grandeur contient l'information complète sur l'antenne, gain et

phase, et met en relief les effets de dispersion de phase. Nous nous sommes intéressés à la problématique de la distorsion introduite par l'antenne ULB, qui implique une altération de la forme d'onde d'excitation. Ainsi, nous avons défini deux outils de quantification de cette distorsion, 'fidélité absolue' et 'fidélité relative'. Les conséquences de ces critères de fidélité sur la qualité de la liaison radio, dans le cas d'un récepteur à corrélateur, ont été traduites en terme de perte sur le rapport signal à bruit. Ceci permet au concepteur du système d'intégrer le comportement angulaire de l'antenne dans son bilan de liaison de manière pertinente.

Nous avons réalisé dans le troisième chapitre des prototypes d'antennes ULB, soit pour la mesure du canal, soit pour les communications. Les critères de performance définis dans le deuxième chapitre, ont été utilisés pour caractériser ces antennes. Les antennes réalisées appartiennent à différentes catégories. Une antenne omni directionnelle, en forme de bicône, a été conçue dans un premier temps, pour la mesure du canal entre 1 et 11 GHz ; une antenne « patch » directive a été ensuite proposée pour des applications sectorielles, tout en respectant une simplicité dans la conception et la réalisation. La dernière antenne réalisée est facilement intégrable dans les terminaux multimédia. Nous avons expliqué les détails de conception de chacune de ces antennes, ce qui pourra servir de guide pour la proposition de nouvelles structures. En plus des antennes élémentaires, un réseau pyramidal d'antennes biconiques, à faible signature électromagnétique, a été proposé. Ce réseau permet de mener des études de diversité du canal de propagation.

Dans le chapitre 4, l'interaction entre les antennes ULB et le corps humain a été étudiée. Il est en effet indispensable d'analyser l'effet de proximité du corps sur les antennes afin de développer des réseaux ULB corporels. Nous avons présenté les différentes approches et les méthodes permettant de traiter cette question et nous avons expliqué les choix effectués au cours de cette thèse. Dans un premier temps nous avons présenté les résultats obtenus par simulation, notamment du point de vue de l'adaptation et du rayonnement de l'antenne. Ces résultats ont permis de mettre en évidence la dépendance fréquentielle de l'interaction antenne/corps, l'influence de l'espacement ainsi que de la polarisation de l'antenne par rapport au corps. Différentes antennes et différentes configurations ont été simulées. Les résultats offrent une vue d'ensemble de l'interaction antenne ULB/corps. Nous avons également expliqué les limitations techniques de nos logiciels de simulation. Les modèles du corps utilisés dans la simulation étaient de différents degrés de représentativité. Ainsi, ces résultats offrent également un aperçu de l'importance de la précision de la description du modèle du corps et du choix du logiciel de simulation. Dans un deuxième temps, nous nous sommes intéressés à l'effet du corps sur les antennes ULB. Les mesures ont été réalisées sur différents types d'antennes, à différents endroits du corps de personnes volontaires. Les résultats de mesure ont permis de vérifier des tendances globales constatées par simulation, notamment le décalage de la bande d'adaptation de l'antenne ULB vers le bas, la dépendance de ce décalage de l'espacement par rapport au corps, l'absorption significative à l'intérieur de la tête ainsi que l'effet directif de la tête dans la direction opposée. Une approche simplifiée des effets constatés sur les antennes, est ainsi présentée. Elle aboutit à un modèle permettant d'illustrer le décalage de la fréquence de résonance d'une antenne micro ruban dû à la présence de la tête.

Les résultats de simulation et de mesures du quatrième chapitre, nous ont également permis de déterminer le mécanisme de propagation dominant sur le corps, dans la bande de fréquences allouée par la FCC à la technologie ULB. En analysant l'amplitude et le temps d'arrivée des signaux à différents endroits sur et à l'intérieur de la tête, nous avons conclu que le mécanisme de propagation principal était la diffraction autour de la tête. Cette conclusion a

été établie après avoir éliminé les autres mécanismes de propagation potentiels, à savoir la propagation directe à travers la tête et les ondes de surface.

Nous nous sommes concentrés par la suite sur la caractérisation expérimentale du canal de propagation ULB sur le corps. Nous avons commencé le chapitre 5 par une présentation des différentes techniques de mesure du canal ULB afin de choisir la mieux adaptée à notre contexte. Ainsi, pour la mesure du canal sur le corps entre 2 et 12 GHz, la technique de mesure fréquentielle a été sélectionnée. Nous avons décrit le système complet et les différents scénarios de mesure. Des études comparatives de différents types d'antennes ULB dans le contexte *WBAN* n'existent pas dans la littérature, ainsi nous avons consacré une partie de nos travaux à la comparaison par mesure de différents couples d'antennes. L'extraction des paramètres essentiels du canal mesuré nous a permis de classifier différents couples d'antennes. Cette étude comparative a mis clairement en évidence l'importance, d'une part de la nature intrinsèque de l'antenne du point de vue de la dispersion, et d'autre part du couplage antenne/corps, sur les paramètres du canal. Une antenne a été choisie et utilisée par la suite dans une campagne de mesures visant à modéliser le canal sur la partie « torse+abdomen » du corps. Un modèle des pertes de propagation en fonction de la distance sur cette partie a été ainsi proposé. Le coefficient de propagation estimé pour cette partie est un peu plus que le double de celui d'une propagation en espace libre. Nous avons également proposé une modélisation statistique de la distribution d'atténuation. Après avoir testé plusieurs distributions statistiques, la distribution lognormale a été trouvée comme celle qui modélise avec le plus de précision, les pertes sur la partie du corps étudiée. Nous avons également effectué une comparaison entre l'antenne qu'on a conçue et utilisée dans nos mesures, et l'antenne commerciale Skycross. Dans cette partie de la thèse, nous avons également étudié l'effet de la polarisation de l'antenne par rapport au corps. On a ainsi constaté un meilleur comportement de point de vue pertes, lorsque le champ électrique est perpendiculaire au corps. Nous nous sommes également penchés sur l'effet de l'environnement réel. Les mesures réalisées dans ce contexte ont montré un effet significatif notamment lorsque les antennes de transmission et de réception sont placées sur deux cotés opposés du corps.

Les travaux réalisés au cours de cette thèse ont donc apporté une contribution à la caractérisation des réseaux ULB corporels. Dans la continuité de nos travaux, plusieurs pistes ont pu être mises en évidence. Lors de notre étude sur l'interaction antenne ULB/corps, nous avons apporté une explication physique en considérant une onde plane qui se réfléchit sur un modèle multi couches représentant une partie du corps. Cette onde est ensuite captée par la surface équivalente de l'antenne, ce qui altère l'adaptation au niveau de la source.

Il serait intéressant de poursuivre dans cette voie pour établir une méthode d'estimation quantitative de l'effet du corps sur l'adaptation. Cette méthode inclurait le coefficient de réflexion sur le corps et la surface équivalente de l'antenne, mais présenterait l'inconvénient majeur de s'appuyer sur une hypothèse d'onde plane. Ainsi, il serait indispensable d'analyser les résultats du champ proche afin d'inclure l'effet de l'espacement antenne/corps dans la méthode de calcul.

Une autre voie de poursuite concerne la modélisation du canal radio ULB sur le corps. Pour des raisons pratiques (et visant dans un premier temps la *faisabilité*), l'étude du canal corporel ULB a été entreprise ici en se restreignant délibérément à certaines parties du corps et n'est donc que partielle. Il nous paraît très souhaitable de l'étendre à toutes les parties du corps, par exemple aux membres inférieurs (concernés par certaines applications), d'en

dégager successivement des modèles « locaux », puis, si la variabilité statistique le permet, d'extraire un modèle global.

Les analyses paramétriques qui ont été menées, notamment vis-à-vis de la « distance au corps », mais aussi en relation avec la « variabilité des sujets » ou des antennes, et dans une moindre mesure de la polarisation, devraient être généralisées : un objectif possible, ambitieux, pourrait être d'en extraire un ou des modèles paramétriques. En ce qui concerne les antennes, l'analyse d'une « population » plus représentative sur le plan statistique serait également souhaitable et, si les résultats vont dans ce sens, pourrait permettre d'exhiber des *classes de comportement*.

Enfin, notre étude s'est concentrée sur la modélisation du canal sur le corps dans une chambre anéchoïde. Une étude similaire dans un environnement réel pourrait être réalisée. La démarche expérimentale et de modélisation que nous avons suivie pourra être appliquée à ce contexte afin de dégager les caractéristiques du canal ULB corporel en environnement réel.

# Liste des publications

## Conférences internationales avec comité de lecture

- Hassan Ghannoum, Serge Bories, Christophe Roblin et Alain Sibille, "Biconical Antennas for intrinsic characterization of the UWB Channel," *IEEE International Workshop on Antenna Technology: Small Antennas and Novel Metamaterials, IWAT 2005*, Singapour, 7-9 Mars 2005.
- Hassan Ghannoum, Serge Bories et Christophe Roblin, "Probe Fed Stacked Patch Antenna for UWB Sectoral Applications," *IEEE International Conference on Ultra-Wideband*, Zurich, Suisse, 5-8 Septembre 2005.
- Serge Bories, Hassan Ghannoum et Christophe Roblin, "Robust Planar Stripline Monopole for UWB Terminal Applications," *IEEE International Conference on Ultra-Wideband*, Zurich, Suisse, 5-8 Septembre 2005.
- Hassan Ghannoum, Christophe Roblin et Serge Bories, "UWB Antennas in Body Area Networks," *IEEE International Workshop on Antenna Technology: Small Antennas and Novel Metamaterials, IWAT 2006*, White Plains, New York, Etats-Unis, 6-8 Mars 2006.
- Hassan Ghannoum, Serge Bories et Raffaele D'Errico, "Small-Size UWB Planar Antenna and its Behaviour in WBAN/WPAN Applications," *IEE Symposium on Ultra Wideband Systems, Technologies, and Applications*, Londres, Angleterre, 20 Avril 2006.
- Hassan Ghannoum, Christophe Roblin et Xavier Begaud, "Investigation of the UWB On-Body Propagation Channel," *International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications, WPMC 2006*, San Diego, Californie, Etats-Unis, 17-20 Septembre 2006.
- Raffaele D'Errico, Hassan Ghannoum, Christophe Roblin et Alain Sibille, "Small Semi-directional Antenna for UWB Terminal Applications," *European Conference on Antennas and Propagation, EuCAP 2006*, Nice, France, 6-10 Novembre 2006.
- Hassan Ghannoum, Raffaele D'Errico, Christophe Roblin, et Xavier Begaud, "Characterization of the UWB On-Body Propagation Channel," *European Conference on Antennas and Propagation, EuCAP 2006*, Nice, France, 6-10 Novembre 2006.

## Revue scientifique

- Hassan Ghannoum, Christophe Roblin et Serge Bories, "Effects of Antennas Characteristics on UWB Body Area Propagation Channel," *International Journal on Wireless and Optical Communications, Special Issue on Antennas and Propagation in Ultra-Wideband (UWB) Systems*, vol. 3, no. 2, pages 203-212, Août 2006.
- Hassan Ghannoum, Christophe Roblin et Xavier Begaud, "Investigation and Modeling of the UWB On-Body Propagation Channel," article à soumettre à la revue *Wireless Personal Communications: An international Journal, Special Issue on Latest Trends in Wireless Communications*.



## **Etude conjointe antenne/canal pour les communications Ultra Large Bande en présence du corps humain**

**Résumé :** L'Ultra Large Bande est une technique de transmission radio qui consiste à utiliser des signaux dont le spectre s'étale sur une large bande de fréquences, typiquement de l'ordre de 500 MHz à plusieurs GHz. Elle fut d'abord utilisée pour des applications radars puis transposée aux applications de télécommunications, suscitant ainsi un intérêt grandissant au sein de la communauté académique et industrielle. Les principales caractéristiques de cette technologie lui confèrent le statut d'un candidat prometteur pour les systèmes de communications radio haut-débit à courte portée. Cette thèse poursuit un objectif double. Le premier consiste à améliorer l'analyse de performances des antennes ULB et à en proposer de nouvelles structures soit pour la mesure de canal, soit pour les communications. Dans cet objectif, des descripteurs temporels particulièrement pertinents pour le mode impulsionnel sont introduits et appliqués aux antennes réalisées. Le deuxième objectif de cette thèse est de caractériser les réseaux ULB corporels. Dans ce contexte, la question de l'interaction antenne ULB/corps s'est naturellement posée. De nombreuses simulations et mesures sur des personnes volontaires ont permis d'étudier cette question. Une campagne extensive de mesures du canal ULB sur le corps a été ensuite réalisée, ce qui a permis de proposer un modèle statistique capable de reproduire les effets de ce canal de manière réaliste, en configuration statique.

**Mots Clés :** antenne ULB, caractérisation temporelle, distorsion, réseaux corporels, interaction antenne/corps, canal ULB.

## **Joint antenna/channel study for Ultra Wide Band communications in the presence of the human body**

**Abstract:** The Ultra Wide Band is a communication technology using signals with very wide bandwidth, typically about 500 MHz up to several GHz. It has been first used for radar applications, then for wireless communications, thus raising increasing interest for such technology within the academical and the industrial environment. Due to its unique characteristics, the UWB is a promising high data rate communication technology for short range scenarios. One aim of the present work is to improve the characterization of UWB antennas and to propose new antennas designs, either for channel measurements or for wireless communications. Thus, time domain tools, particularly useful in impulse radio schemes, have been developed. The second major aim of the work is to characterize the UWB Wireless Body Area Networks. In these networks, the interaction between the antennas and the body has to be addressed. This has been done based on several simulations and measurements done on real persons. An extensive on-body measurement campaign has been realized next, and a statistical model based on the measurement results has been proposed to describe the behavior of the on-body channel.

**Key words:** UWB antenna, Time Domain characterization, waveform distortion, Wireless Body Area Networks, antenna/body interaction, UWB channel.



