



**HAL**  
open science

# Conception et analyse des performances d'antennes pour les communications ultra large bande

Serge Bories

► **To cite this version:**

Serge Bories. Conception et analyse des performances d'antennes pour les communications ultra large bande. Sciences de l'ingénieur [physics]. ENSTA ParisTech, 2006. Français. ⟨NNT : ⟩. ⟨pastel-00002430⟩

**HAL Id: pastel-00002430**

**<https://pastel.hal.science/pastel-00002430v1>**

Submitted on 10 May 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.



HAL Authorization



**UNIVERSITE PARIS-SUD XI**  
**Faculté des Sciences d'Orsay**



**THÈSE DE DOCTORAT**

**SPECIALITE : PHYSIQUE**

*Ecole Doctorale « Sciences et Technologies de l'Information des  
Télécommunications et des Systèmes »*

Présentée par :

Serge BORIES

Thèse préparée au :

laboratoire d'électronique et d'informatique de l'ENSTA  
(École Nationale Supérieure de Techniques Avancées)

Sujet :

**CONCEPTION ET ANALYSE DES PERFORMANCES D'ANTENNES POUR LES  
COMMUNICATIONS ULTRA LARGE BANDE**

Soutenue le 27 octobre 2006 devant les membres du jury :

Président : Paul CROZAT, professeur à l'Université Paris-Sud

Rapporteurs : Mohamed HIMDI, professeur à l'Université de Rennes 1

Jean-Marc LAHEURTE, professeur à l'Université de Marne-la-Vallée

Examineurs : Christophe ROBLIN, professeur à l'ENSTA

Alain SIBILLE, professeur à l'ENSTA

Alex YAROVOY, professeur à l'Université de Delft (Pays-Bas)



*à Cécile et Lucas...*

## Remerciements

Je tiens tout d'abord à remercier Monsieur Alain Sibille de m'avoir accueilli au sein du laboratoire d'électronique de l'ENSTA pendant ces quatre années, ainsi que d'avoir encadré ce travail de thèse. J'exprime toute ma gratitude à Christophe Roblin qui a eu la lourde tâche de m'enseigner les techniques de mesure hyperfréquence. Je leur adresse ma profonde reconnaissance pour la confiance qu'ils m'ont accordée ainsi que pour la relecture de ce mémoire.

Je remercie sincèrement Monsieur J. M. Laheurte, Professeur à l'Université de Marne La Vallée, et Monsieur M. Himdi, Professeur à l'Université de Rennes, d'avoir accepté de rapporter ce travail. J'associe à ces remerciements Monsieur A. Yarovoy, Professeur à l'Université de Delft (Pays-Bas), pour avoir accepté d'être examinateur. Je suis extrêmement reconnaissant envers Monsieur P. Crozat, Professeur à l'Université de Paris XI, qui préside ce jury de thèse.

Je tiens également à remercier Vladimir Koudritch, Jacqueline Darrozès pour leur soutien logistique et leur sympathie ainsi que Gilles Poncelet pour son aide précieuse lors de la réalisation des prototypes et pour m'avoir supporté dans son bureau tout le temps de cette thèse.

J'exprime par ailleurs toute ma sympathie à l'ensemble des membres de l'UEI, aux doctorants (Riad, Sofiane, Amine, Rafaele, Imed ...) et aux stagiaires (Didier, Xavier, Amhed, Otman ...) que j'ai cotoyés et qui ont participé à la bonne ambiance de travail. J'en profite pour remercier plus particulièrement Hassan Ghannoum pour son apport et son enthousiasme dans nos diverses collaborations.

Enfin, il me serait impossible de terminer ces remerciements sans adresser une pensée chaleureuse à toute ma famille et plus particulièrement à Cécile qui n'a cessé de m'encourager et à qui je dédie ce mémoire.

Grenoble, le 11 août 2006

# Table des matières

<b>1</b>	<b>Contexte : les communications ULB</b>	<b>9</b>
1.1	Les radiocommunications de proximité . . . . .	9
1.1.1	Un peu de vocabulaire . . . . .	9
1.1.2	Standards de première génération . . . . .	10
1.1.3	Standards de seconde génération . . . . .	12
1.1.4	Perspectives . . . . .	13
1.2	Bref historique des communications ULB . . . . .	16
1.2.1	Les pionniers du domaine temporel (années 60-années 80)	16
1.2.2	L'époque des projets confidentiels (années 80-1994) . . . .	17
1.2.3	L'ère délicate de la réglementation et de la standardisation (2002-2005) . . . . .	17
1.3	Projets ULTRAWAVES et PULSERS . . . . .	23
1.3.1	Le projet européen ULTRAWAVES . . . . .	23
1.3.2	Le projet européen PULSERS . . . . .	25
1.4	Etat de l'art des antennes ULB pour les communications . . . . .	26
1.4.1	Antennes directives et sectorielles . . . . .	27
1.4.2	Antennes omnidirectionnelles . . . . .	31
1.4.3	Antenne ULB à sous-bande coupée ( <i>frequency notched antenna</i> ) . . . . .	33
<b>2</b>	<b>Caractérisation des performances d'antenne ULB</b>	<b>39</b>
2.1	Problématique . . . . .	39
2.2	Mesure d'antenne . . . . .	42
2.2.1	Spécificités de l'ULB et des petites antennes . . . . .	42
2.2.2	Banc de mesure . . . . .	43
2.2.3	Déconvolution de la mesure . . . . .	44
2.2.4	Post-traitement . . . . .	47
2.3	Critères classiques et représentations usuelles . . . . .	50
2.4	Introduction de critères de performances . . . . .	52
2.4.1	Fonction de transfert et réponse impulsionnelle . . . . .	52
2.4.2	Définitions de nouveaux critères . . . . .	56

2.5	Influence des antennes sur la liaison ULB en mode impulsionnel . . . . .	62
<b>3</b>	<b>Conception d'antennes ULB omni-directionnelles</b>	<b>73</b>
3.1	Objectifs . . . . .	73
3.2	Antennes volumiques omni-directionnelles . . . . .	74
3.2.1	Monocône . . . . .	75
3.2.2	Bicone . . . . .	84
3.3	Antennes planaires quasi-omnidirectionnelles . . . . .	92
3.3.1	Monopôle réalisé avec des plaques de métal . . . . .	93
3.3.2	Monopôle en technologie triplaque . . . . .	105
3.3.3	Monopôle en technologie micro-ruban . . . . .	107
<b>4</b>	<b>Le canal de propagation ULB intra-bâtiment</b>	<b>119</b>
4.1	Introduction . . . . .	119
4.2	Banc de mesure . . . . .	124
4.3	Scénarios de mesures . . . . .	126
4.4	Analyses et résultats . . . . .	130
4.4.1	Etalement des retards et des amplitudes des trajets multiples.	132
4.4.2	Extraction des échos . . . . .	138
4.4.3	Canal intrinsèque . . . . .	159
<b>5</b>	<b>Caractérisation de l'incorporation sur terminal multimédia.</b>	<b>167</b>
5.1	Problématique . . . . .	167
5.2	Protocole expérimental . . . . .	168
5.2.1	Choix expérimentaux . . . . .	168
5.2.2	Exploitation de la plateforme temporelle . . . . .	170
5.3	Analyses des résultats . . . . .	172
5.3.1	Caractérisation fréquentielle . . . . .	173
5.3.2	Caractérisation temporelle . . . . .	179
<b>A</b>		<b>201</b>
A.1	Passage du domaine fréquentiel vers le domaine temporel. . . . .	201
<b>B</b>		<b>203</b>
B.1	Gestion des excitations dans le simulateur électromagnétique WIPL-D. . . . .	203
B.1.1	Les modèles d'excitations . . . . .	203
B.1.2	Le « de-embedding » . . . . .	204

<b>C</b>		<b>205</b>
C.1	Détails de l'algorithme de « Retarde et Somme » . . . . .	205
C.1.1	Calcul de la différence de marche d'un front d'onde incident sur la grille . . . . .	205
C.1.2	Amélioration du balayage des directions testées . . . . .	206
<b>D</b>		<b>209</b>
D.1	Liste des publications . . . . .	209



# Avant-propos

Ce travail de thèse s'est déroulé au laboratoire d'électronique de l'ENSTA (Ecole Nationale Supérieure de Techniques Avancées) au sein du groupe spécialisé dans la conception d'antennes et les techniques de diversité d'antennes visant l'optimisation des performances des radiocommunications haut débit. C'est donc assez naturellement et dès le début de l'année 2002, que le laboratoire s'est positionné sur la thématique de l'ultra large bande (ULB), une technologie radio encore récente en Europe pour les communications intra-bâtiment. Cette orientation relativement forte, est soutenue depuis maintenant quatre ans par quatre thèses, ainsi que par la participation à trois projets européens majeurs sur la technologie ULB dans les domaines de compétences du laboratoire à savoir la problématique antenne et l'étude du canal de propagation ULB.

C'est dans le cadre du projet européen ULTRAWAVES que s'est déroulé une grande partie des travaux de cette thèse et notamment la conception de prototypes d'antennes. Ce projet qui a réuni sur plus de deux ans, une dizaine de partenaires académiques et industriels a démontré, par la réalisation d'une plateforme de démonstration, les performances de la liaison ULB dans un contexte d'application haut débit et bas coût.

Profitant d'une largeur de bande instantanée au moins cent fois plus grande que celle des systèmes large bande actuels, la technologie ULB est particulièrement efficace pour transmettre de très hauts débits dans un environnement perturbant typique de la propagation en intérieur. Les puissances d'émission autorisées sont largement inférieures aux autres normes radio, limitant de ce fait les portées à la dizaine de mètres mais permettant des consommations basses voire très basses, compatibles avec les appareils portables. D'un point de vue purement technique, la technologie ULB est donc parfaitement positionnée pour le marché des radiocommunications de proximité.

L'objectif de cette thèse est d'améliorer la compréhension et la performance des antennes ULB fonctionnant sur plusieurs Gigahertz tout en répondant aux

contraintes spécifiques des communications de proximité. Durant toute la thèse, la réduction de la taille et de la complexité des antennes a été notre point de mire. Cependant ces réductions vont en général de pair avec la dégradation des performances qu'il faut pouvoir quantifier. Aussi il nous a semblé primordial de définir de nouveaux outils de caractérisation. De plus, et c'est d'autant plus pertinent pour l'ULB impulsionnelle, l'antenne peut être vue comme un filtre multidimensionnel. La distorsion qu'elle apporte doit être mise en regard de celle apportée par les autres éléments de la chaîne de communication et particulièrement l'effet du canal de propagation. L'objectif final étant l'optimisation de la liaison globale connaissant l'influence de l'antenne. Pour cela, un plan d'étude respectant une logique montante antenne-canal-système a été adopté.

La structure de ce mémoire Fig. 1, reprend les points ci-dessus et s'articule autour de cinq chapitres :

**Chapitre 1** Le premier chapitre présente le contexte de l'étude : les radiocommunications de proximité ainsi que les débuts prometteurs et les spécificités de la communication ULB. Un certain nombre de contraintes sur les antennes sont dégagées, un état de l'art des antennes est présenté.

**Chapitre 2** Le second chapitre est consacré à la caractérisation des performances d'antennes ULB. Il présente la mesure ULB, les limites des critères usuels de représentation des antennes puis en introduit de nouveaux mieux adaptés.

**Chapitre 3** Le troisième chapitre propose des exemples de conceptions d'antennes soit pour la mesure de canal, soit pour les communications. Outre les considérations sur la conception d'antenne, on utilise les nouveaux outils décrits dans le chapitre 2, pour caractériser et comparer leurs performances.

**Chapitre 4** Le quatrième chapitre porte sur le canal de propagation ULB intra bâtiment. Il aborde les différents aspects des deux campagnes de mesures effectuées dans les locaux de l'ENSTA, ainsi que leur analyse et les résultats que l'on a comparé à l'état de l'art. Il présente enfin des réponses de canal déconvoluées des antennes utilisées pendant la mesure.

**Chapitre 5** Finalement le cinquième chapitre aborde le problème de l'incorporation de l'antenne dans son terminal multimédia. La dégradation introduite est quantifiée à la fois sur le diagramme de rayonnement, dans le domaine temporel sur la forme d'onde de l'impulsion rayonnée, mais aussi en terme de performances de la liaison ULB globale grâce à l'utilisation du démonstrateur d'ULTRAWAVES.

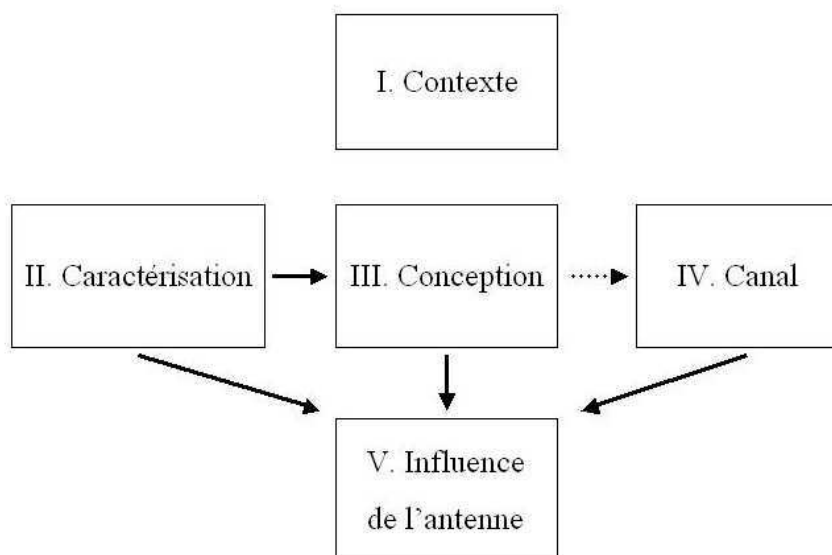


FIG. 1: Organisation du mémoire.



# Chapitre 1

## Contexte : les communications ULB

### 1.1 Les radiocommunications de proximité

L'objectif de cette partie est de montrer comment la communication ULB est susceptible de se positionner dans le contexte applicatif et stratégique des communications de proximité.

#### 1.1.1 Un peu de vocabulaire

Le terme *radiocommunications de proximité*, en anglais *Short Range Wireless Communications*, englobe principalement la notion de réseau sans-fil personnel. En français, on utilise le sigle anglais WPAN (*Wireless Personal Area Network*) et on rencontre plus rarement le terme SRD (*Short Range Device*). Typiquement, les WPAN sont caractérisés par une portée inférieure à 10 mètres, dans un environnement intra-bâtiment plutôt résidentiel (terme anglais *Home Networking*), réputé relativement contraignant pour la propagation radio. La liaison est en général sans vue directe ou NLOS (*Non-Line Of Sight*), cependant les communications très haut débit à travers plusieurs parois semblent pour l'instant exclues. L'influence de l'environnement et notamment la présence de personnes, jouent un rôle majeur dans la qualité de la liaison. Précisons à ce propos que les liaisons BAN (*Body Area Network*), dont l'application la plus connue est l'oreillette Bluetooth®, forment une sous catégorie des communications de proximité. Actuellement la première génération de WPAN vise deux grandes catégories d'applications que l'on distingue suivant leur débit.

D'un côté, on trouve les applications haut débit (supérieur à 10 Mbps) de type « loisirs domestiques » (*Home Entertainment*) comme les transferts de fichiers multimédia entre le modem d'accès au réseau haut débit et le PC portable, les liaisons sans fil haut débit entre le récepteur TV satellite et les écrans TV

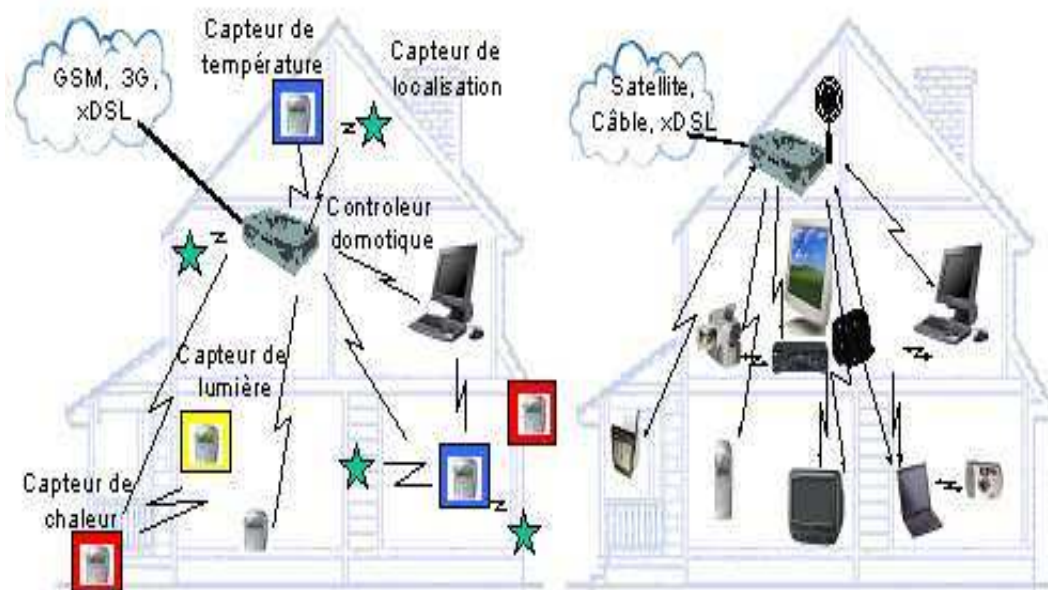


FIG. 1.1: Applications types des communications de proximité

des autres pièces. Des contraintes supplémentaires de qualité de service et d'isochronisme entrent en jeu dans les applications de flux vidéo (en anglais *video streaming*). Par ailleurs on trouve aussi des services de plus bas débit permettant des portées un peu plus grandes (jusqu'à 50 m).

- quelques kbit/s pour les applications domotiques comme l'automatisation de la maison, les systèmes de sécurité ou d'autres services mettant en oeuvre des réseaux de capteurs, des télécommandes ...
- quelques centaines de kbit/s pour les téléphones sans-fil et les liaisons avec les périphériques (souris, clavier, oreillette) du PC,
- et jusqu'à 1 Mbit/s pour la télésurveillance.

### 1.1.2 Standards de première génération

On présente par la suite un état de l'art des différents standards de première génération (propriétaires ou pas) utilisés pour les communications de proximité.

*bas débit :*

**DECT** (*Digital Enhanced Cordless Telephone*) : Ce standard est bien connu des européens pour leur téléphone fixe sans fil. Il fonctionne sur la bande des 1.8 GHz coexistant avec les services existants et supporte des débits de 32 à 720 kbps jusqu'à 50 m en intérieur. **HOME RF** : (*Home Radio Frequency*)

Ce standard propriétaire d'origine américaine a été conçu pour des applications WPAN de transferts numériques de données et de voix pour, respectivement, les PC et les téléphones sans fil. Il fonctionne dans la bande ISM-2.4 GHz et supporte 1 à 2 Mbps jusqu'à 50 m.

**ZigBee** (IEEE 802.15.4) ZigBee est une norme de transmission de données sur la bande ISM-2.4 GHz permettant la communication de machine à machine. Sa très faible consommation électrique et ses coûts de production très bas en font une candidate idéale pour la domotique ou les matériels de type capteur, télécommande ou équipement de contrôle dans le secteur industriel.

**Bluetooth** L'un des standards propriétaires les plus connus lancé à la fin de années 90 pour remplacer les câbles des systèmes périphériques d'ordinateurs et de téléphones portables. Premier standard basse consommation et courte portée, il fournit jusqu'à 720 kbps sur 10 m à 8 nœuds au plus. Il fonctionne dans la bande ISM-2.4 GHz [1].

*haut débit :*

**802.11b et son successeur 802.11g** Plus connue sous le nom Wifi cette norme a été conçue au départ pour des applications WLAN. Dans la bande ISM-2.4 GHz, elle fournit un débit théorique de 11 Mbps pour une portée maximum de 40 m. Les normes 802.11x étaient, au départ, prévus plutôt pour les WLAN, mais leur succès commercial et leur pénétration importante dans les WPAN nous a poussé à les considérer comme de potentiels concurrents à la technologie ULB. La norme 802.11g améliore d'un facteur 5 le débit théorique par rapport à 802.11b, travaillant aussi dans la bande ISM-2.4 GHz, la nouvelle norme est entièrement compatible avec celle qu'elle remplace.

**802.11a** (baptisé Wifi5, on peut voir ce standard comme appartenant à la génération « 1,5 »). C'est la version haut débit du Wifi, elle fonctionne dans la bande WLAN des 5 GHz (200 MHz centrés sur 5.25 GHz), elle fournit un débit (théorique) de 54 Mbps (respectivement 12 Mbps) jusqu'à 10 m (50 m).

**HiperLAN2** norme européenne concurrencée par 802.11a bien que présentant des meilleures performances puisque apportant une certaine qualité de services et la gestion du *roaming*. Comme 802.11, elle offre des débits entre 6 et 54 Mbps sur plusieurs dizaines de mètres.

**Quelles tendances orientent les futures technologies ?** Quatre tendances de fond tirent et orientent le développement des radiocommunications de proximité :

1. La demande croissante en débit pour les appareils numériques portables (en bas de page : ordinateurs, caméra, PDA, lecteurs multimédia...) pour une

consommation compatible avec la portabilité. Cette demande se poursuit aujourd'hui avec la convergence entre télévision (haute définition) et le secteur numérique.

2. La généralisation des accès filaires à l'Internet haut débit (de type xDSL, câble...) aussi bien dans les entreprises que chez les particuliers. Ceux-ci constituent autant de points d'accès au réseau des réseaux : l'Internet.
3. Les progrès dans le secteur des semi-conducteurs en termes de vitesses de traitement, de consommation et de coût de fabrication.
4. Enfin le spectre radio électrique connaît un certain encombrement suite à l'essor des télécommunications, d'autant que dans le même temps les services sont de plus en plus nombreux et gourmands en bande passante.

Jusqu'à présent les standards (haut et bas débit) de première génération de radiocommunications de proximité présentaient une spécialisation des normes de par leur origine. Wifi a été conçu au départ pour les WLAN d'entreprises avec des performances peu compatibles avec les besoins d'aujourd'hui (notamment en terme de consommation des terminaux mobiles). Les premières versions de Bluetooth ont été conçues pour éliminer les câbles de liaisons bas débit. Outre les débits plus importants, l'arrivée des standards de seconde génération tente de répondre à la forte demande de « simplicité », d'interconnectivité et de sécurité des liaisons dans le WPAN entre appareils multimédia portables ou pas. Par « simplicité », il faut comprendre transparence de la technologie ou encore utilisation intuitive, si bien exprimée par le succès du *plug & play* et de l'essor des réseaux *ad hoc*.

### 1.1.3 Standards de seconde génération

Au moment de la rédaction de ce mémoire, l'élaboration des futures standards est en cours. Voici un aperçu des groupes de travail des autorités de standardisation et aussi des alliances industrielles, les fameuses SIG (*Specific Interest Group*) qui souhaitent développer les standards de seconde génération de WPAN :  
*bas débit* :

**NFC** (*Near Field Communication*) Lancé en 2004 par Philips et Sony, ce futur standard est destinée aux communications bas débit (entre 106 et 424 kbps dans la bande des 13.56 MHz) sur des portées de quelques centimètres. Les applications visées sont les liaisons du terminal de l'utilisateur avec le monde des cartes sans contact (*contactless smart cards*) et les étiquettes RFID (*Radio Frequency IDentification*) pour des services d'identification ou de paiement sans fil. Le NFC est aussi prévu pour établir et configurer automatiquement des connexions « sécurisées » avec des réseaux WPAN ou WLAN sans que l'utilisateur n'ait besoin d'intervenir.

**802.15.4a** Cette future extension de 802.15.4 pour la technologie ULB est destinée aux applications bas débit, à très faible consommation pour des portées maximales de l'ordre de la centaine de mètres (applications domotiques, réseau de capteurs).

*très haut débit :*

**802.11n** Le groupe de travail lancé mi-2004 pour succéder 802.11g, étudie un standard pour la technologie MIMO (*Multi Input Multi 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 Mbps.

**802.11e** Cette future extension de 802.11a (même débit de 54 Mbps sur la bande ISM-2.4 GHz) améliore la qualité de services. Elle vise surtout les applications sensibles à la synchronisation comme le *video streaming* ou la 'Vo-WIP' (transfert de la voix sur IP) ; pour cela elle introduit la notion de priorité entre applications, par exemple un flux TVHD serait prioritaire sur un mail.

**802.15.3a** C'est le futur standard IEEE privilégié pour la communication ULB. Ce groupe de travail IEEE, destiné aux communications de proximité haut débit de type flux vidéo TVHD(\*) ou transfert multimédia, vise un débit minimal de 110 Mbps à 10 m. Il fait l'objet de beaucoup de convoitise de la part des deux alliances industrielles ULB Forum et WiMedia qui voudraient chacune imposer leur couche physique. Plus de détails sont données dans le paragraphe 1.2.

## 1.1.4 Perspectives

Au vu de cet aperçu, la communication ULB est assez bien positionnée par rapport à ses concurrents (802.11x, Bluetooth bas débit) grâce à ses propriétés de haut débit, basse consommation et faible coût. La communication ULB devrait faire sa première incursion sur le marché des WPAN en décembre 2005 en Chine pour une application de transfert de flux TVHD (télévision haute définition) entre un lecteur multimédia et un écran plat. Mais le réel enjeu des WPAN concerne le remplacement des câbles entre appareils multimédia. Pour ce faire, deux alliances industrielles sont sur le créneau : WiMedia<sup>1</sup> et Bluetooth SIG<sup>2</sup>. Elles envisagent

---

<sup>1</sup>WiMedia soutient le développement du service USB sans-fil :WUSB pour les mêmes applications que son cousin filaire prévoit de faire encore plus « simple » puisqu'il s'agit de faire du *plug & play* sans "<plug">! Sachant que l'USB2 filaire offre un débit maximum de 480 Mb/s, WiMedia soutient MBOA et son implémentation ULB multi bande.

<sup>2</sup>En mai 2005, le SIG Bluetooth a décidé d'incorporer la technologie ULB, pour permettre les applications haut débit, courte portée et de faible consommation. Ainsi Bluetooth, pionnier des WPAN, espère garder son rôle de leader dans le développement et la convergence du secteur des

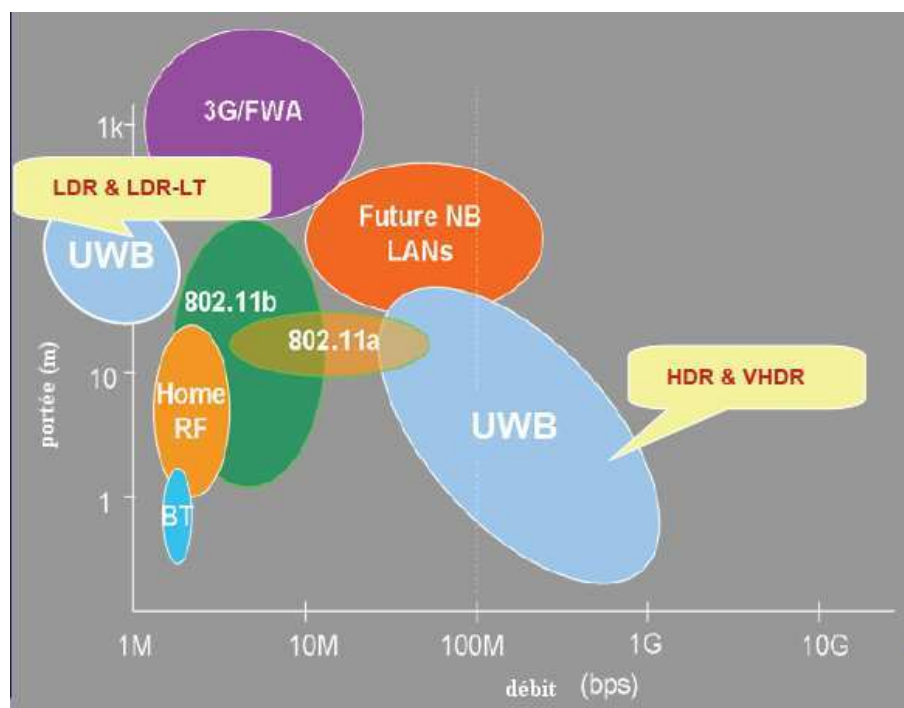


FIG. 1.2: Positionnements de la technologie ULB par rapport aux technologies concurrentes en terme de débit et de portée.

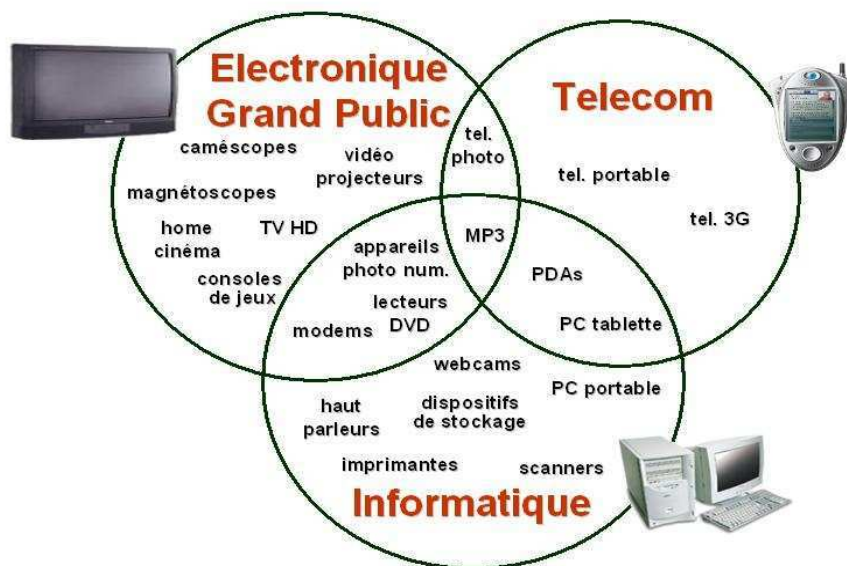


FIG. 1.3: Convergence des secteurs.

toutes les deux d'incorporer la communication ULB.

Ne perdons pas de vue que le succès de telle ou telle technologie ne dépend pas que des performances plus ou moins bien adaptées aux futures communications de proximité. Elle dépend aussi des décisions des autorités de réglementation et surtout des alliances et concurrences entre poids lourds des secteurs de l'électronique grand public, de l'informatique et des télécoms ; car le marché est potentiellement énorme (650 millions de téléphones portables+190 millions d'ordinateurs de type PC + 74 millions d'appareils photo numériques, 6 millions d'écrans TV plats (+500 %/an) vendus en 2004 (source analyses Gartner), [2].

Une évolution à plus long terme concerne, la convergence des différents appareils numériques portables vers un unique « objet personnel communicant » qui rassemblerait les fonctions : téléphone, photo, PDA, baladeur (audio ou vidéo), stockage de données voire porte monnaie électronique. Evidemment la fusion en un seul « combiné » communicant partout avec qui (ou quoi) que ce soit, ne signifie pas forcément la convergence des normes de communications, exemple des PDA qui combinent les standards Wifi et Bluetooth. Des *associations* entre plusieurs normes complémentaires l'une pour les couvertures importantes de type téléphonie 3G ou DVB-T, l'autre pour les communications de proximité sont vraisemblablement envisageables. Ainsi on peut constater que dans un premier temps,

---

WPAN.

les communications de proximité ne sont pas concurrentes mais plutôt complémentaires des applications de téléphonie mobile.

Le réel point d'interrogation concerne la façon dont sera réalisée l'interconnectivité entre appareils numériques provenant de divers secteurs, avec différents débits dans le WPAN. Est-ce qu'un standard majoritaire va émerger ? choisi par le marché ? ou par les instances de standardisation ? Est-ce qu'il y aura plusieurs standards coexistants ? Une chose est certaine, la coexistence des standards radio devra en pratique être assurée et pas seulement à l'échelle nationale, mais mondiale comme nous allons le voir par la suite. En effet, dans le paragraphe suivant, nous allons aborder au travers d'un bref historique de la communication ULB, comment en seulement une décennie, ce principe de communication inédit sous de nombreux aspects, a évolué et tente de s'imposer comme *la technologie la mieux adaptée* aux communications de proximité.

## **1.2 Bref historique des communications ULB**

Une fois le contexte décrit, voyons maintenant pourquoi la technologie ULB répond de manière efficace à la problématique des communications de proximité. Voyons d'où provient cette technologie qui marque une rupture totale avec les techniques radio du passé fondées sur l'utilisation de porteuses radio modulées par le signal à transmettre. On se propose de décrire les bases de la communication ULB au travers d'un bref historique [3] de la technologie.

### **1.2.1 Les pionniers du domaine temporel (années 60-années 80)**

A l'origine de la technologie ULB, on trouve les travaux sur l'électromagnétisme dans le domaine temporel et sur les signaux non-sinusoïdaux, des chercheurs américains et soviétiques dans les années 60. Leur objectif est l'observation de phénomènes transitoires dans les systèmes radar à réseaux d'antennes. A la même époque, les progrès dans les composants hyperfréquences permettent le développement des premiers oscilloscopes rapides chez Hewlett Packard® (1964) et des premiers récepteurs dans le domaine temporel de Textronics® (1962) utilisés pour le diagnostic de composants hyperfréquences. Ainsi dès le début des années 70, sont posées les bases de la technologie ULB que l'on appelle alors technologie impulsionnelle (*impulse*), sans porteuse (*carrier-free*), bande de base (*baseband*), ou encore non sinusoïdale (*nonsinusoidal*) suivant les époques et le milieu d'où viennent les chercheurs (radar, mesure, instrumentation...). C'est alors que les innovations proviennent des réalisations des sous systèmes. En 1973, Ross

pose pour Sperry Rand Corporation, le premier brevet sur un système de communications par émission d'impulsions très courtes [4] et marque le début des applications de communication. L'année 1974 marque le premier succès commercial d'un système ULB pour la Geophysical Survey Systems, Inc. : le radar d'analyse de sol (*Ground Penetrating Radar*) qui reste aujourd'hui encore l'une des niches de la technologie ULB.

### 1.2.2 L'époque des projets confidentiels (années 80-1994)

Durant les années 80 et 90, plus d'une centaine de brevets et de démonstrateurs voient le jour pour différentes applications (capteur de niveau de liquide, radar de proximité pour véhicule, communications militaires moyenne portée, ...). La majorité de ces projets sont financées et classés secret défense par le gouvernement américain, qui pour les communications en particulier, est intéressé par la faible probabilité de détection et d'interception. La maturité de la technologie est aussi acquise en URSS et en Chine où la confidentialité est aussi de rigueur. A cette époque, plusieurs petites et moyennes entreprises (PME) se créent aux USA pour réaliser les projets gouvernementaux : Time Domain, Multispectral, Aetherwire, Xtremespectrum. . .

Un fait marquant, en 1994, est la sortie du premier radar très faible puissance [5], petit et donc potentiellement faible coût. A partir de cette même année les projets américains ne sont plus confidentiels, ce qui marque le décollage d'abord aux USA [6] [7] puis dans le reste du monde des travaux de recherches sur les potentialités des communications ULB.

### 1.2.3 L'ère délicate de la réglementation et de la standardisation (2002-2005)

#### Réglementation

L'évènement majeur de l'essor des communications ULB est probablement le 14 février 2002, date de l'annonce de la publication du *First Report & Order* de la FCC (*Federal Communication Commity*) [8] qui décide du masque de puissance autorisée pour trois différentes applications ULB<sup>3</sup>, Fig. 1.4. Elle en profite pour définir les systèmes ULB : tout système émettant un signal dont la bande relative instantanée est supérieure à 20% ou de largeur de bande supérieure à 500 MHz.

$$B_{rel} = 2 \frac{f_{max} - f_{min}}{f_{max} + f_{min}} \geq 20\%$$

---

<sup>3</sup>communication, radar pour véhicule, imagerie et surveillance (radar de sol, imagerie médicale, imagerie à travers obstacles)

où  $f_{min}$  et  $f_{max}$  sont les fréquences de coupure à -10 dB basse et haute du signal. La densité spectrale de PIRE moyenne maximale autorisée est de -41.3 dBm/MHz entre 3.1 GHz et 10.6 GHz, Fig.. C'est la première fois dans l'histoire des télécoms que l'on autorise une telle bande (1500 fois plus large qu'une seule licence UMTS), sans licence et de surcroît sur des bandes déjà occupées. En fait depuis 1998, le groupe de travail FCC est pris entre les pressions de deux clans. D'un côté, certains industriels de l'électronique (Intel, Motorola) plus le vivier de PME qui gravitent autour des projets ULB militaires convaincus du potentiel énorme du marché des communications de proximité, demandent que la technologie ULB entre dans le cadre de la *FCC Part 15 Rules* et ceci sans aucune licence. Il s'agit d'autoriser l'émission ULB intentionnelle sur les spectres de services existants, mais sous la limite autorisée d'émissions non intentionnelles des équipements électroniques non communicants (ex : niveau de pollution radio d'un écran TV). Les systèmes ULB émettent une puissance très faible (ordre de grandeur : 100  $\mu$ W) sur plusieurs GigaHertz, alors que les systèmes à bandes étroites et large émettent des puissances 10000 fois plus fortes sur quelques dizaines de MegaHertz. C'est le premier critère qui distingue la technologie ULB de ses concurrents bande étroite. Ces derniers voient les signaux ULB comme un bruit blanc qui augmente le niveau de bruit, *a priori*, sans perturber leur fonctionnement. La FCC prévoit aussi une protection particulière contre les interférences d'émission intentionnelle dans les bandes (dites « réglementées ») sensibles ou de sécurité publique. C'est justement à propos de ces bandes réglementées que les opposants à l'ULB, notamment les utilisateurs de services *sensibles* existants<sup>4</sup>, craignent un développement massif des communications WPAN ULB. En réponse, la FCC a limité jusqu'à -75.3 dBm/MHz et durci les masques pour les applications ULB en extérieur.

En Europe, les autorités de réglementations (ETSI -*European Telecommunications Standards Institute*, CESTP- Conférence Européenne des Postes et Télécommunications), sont moins pressées de rendre leur copie. Ne bénéficiant pas des 30 années d'expériences du département américain de la Défense, ni du tissu industriel qui l'entoure, l'Europe par l'intermédiaire de la Commission Européenne a lancé ses propres projets de R&D dans le cadre des PCRD et parallèlement a donné des mandats pour ses propres études de normalisation (ETSI TG 31 A), et de réglementation (CEPT SE 24). 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 équipements ULB pourraient éventuellement émettre avec une densité spectrale de PIRE moyenne maximale de

---

<sup>4</sup>comme la radioastronomie, les applications de positionnement par satellite ainsi que les services radio de sécurité aérienne de la FAA.

- 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 du temps de cycle est également étudiée.
- Une approche transitoire qui permettrait d'utiliser la bande 4.2-4.8 GHz avec une densité de PIRE moyenne maximale de -41.3 dBm/MHz, sans technique d'évitement et jusqu'en 2010 pourrait également être envisagée.
- Enfin, dans la bande 6-9 GHz, les équipements ULB pourront émettre jusqu'à -41.3 dBm/MHz sans obligation de mise en œuvre de technique d'évitement particulière.

Ces décisions relativement conservatrices contraignent surtout les applications haut débit et faible coût.

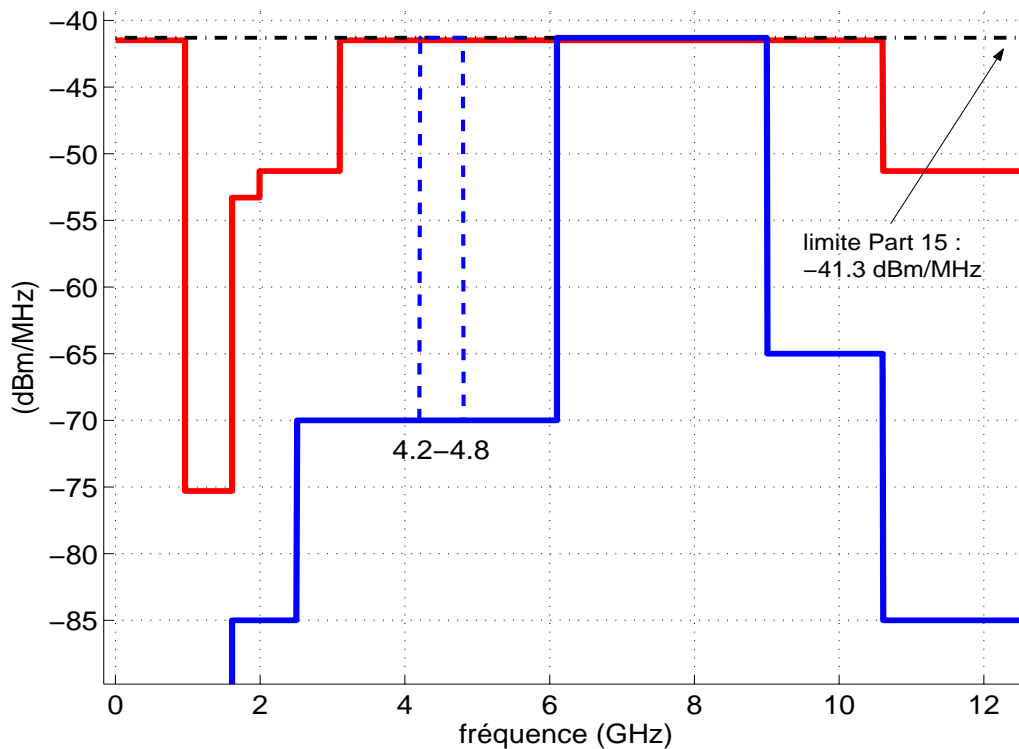


FIG. 1.4: Masque d'émission pour les communications ULB (densité moyenne de p.i.r.e. (dBm/MHz)), autorisées par la FCC (rouge), par l'ETSI (bleu) et limite d'émission non intentionnelle (pointillé noir).

Les autres pays du monde, semblent attendre les propositions de l'UIT (UIT-R TG 1/8) qui elle-même se fondera (prévu fin 2005) sur les propositions américaines et européennes. On peut noter l'exception de la Chine qui a dès à présent adopté le masque FCC et de Singapour qui a autorisé une 'UWB Friendly Zone' pour expérimenter la technologie sur la bande 2.1-10.6 GHz avec densité spectrale

moins contraignante (-35 dBm/Mhz), même si l'IDA (*Infocomm Development Authority of Singapore*) s'en tiendra au final aux décisions de l'UIT [9].

En dépit de performances réelles, la technologie ULB doit encore surmonter le problème de la réglementation qui reste le point le plus épineux tant sur le plan politique que technique. En effet les études qui tentent de quantifier le niveau d'interférence doivent tenir compte de paramètres encore flous comme la densité de déploiement, la proximité entre appareils interférants, ainsi que la notion même de gêne occasionnée susceptible d'être supportée par l'utilisateur. Par ailleurs, la réglementation de l'ULB doit nécessairement avoir une dimension internationale dès lors que les communications de proximité concernent en partie des appareils transportables d'un continent à l'autre. Comment alors gérer le fait qu'un touriste américain transmette sur son disque dur externe, son film du jour à la tour Eiffel, en ULB avec le masque FCC alors qu'en Europe une réglementation plus contraignante est censée s'appliquer ?

## Standardisation

Parallèlement au processus international de réglementation, dès 2002 un processus de standardisation s'est mis en place aux Etats Unis dans le cadre de la norme IEEE 802.15.3a qui vise les applications haut débit des WPAN. Pour 802.15.3a, les couches physique (PHY) et de contrôle d'accès (MAC), choisies devront respecter des contraintes de débit<sup>5</sup> et de coexistence avec les autres normes 802. Au moment de la rédaction de ce mémoire (juillet 2005), rien n'a encore été décidé. Dès juin 2003, est né le MBOA (*Multi Band OFDM Alliance*) SIG [?] qui regroupe la plupart des poids lourds<sup>6</sup> de l'électronique mondiale pour promouvoir l'implémentation « multibande » auprès de l'IEEE. Par réaction fin 2004, les défenseurs d'une implémentation « impulsionnelle » se rassemblent sous l'appellation *UWB Forum*<sup>7</sup> et regroupe notamment Motorola, certaines des PME pionnières (Pulse Link, AetherWire) ainsi que de nombreux centres de recherche académiques. Ceci s'explique car le mode impulsionnel est plus proche des origines de la technologie.

Indépendamment du type d'implémentation, on peut dégager un certain nombre de performances inhérentes à la communication ULB. L'une des plus importantes pour l'application visée est le débit. Le débit brut théorique varie entre 480 Mbps à 2 m et 11 Mbps à 10 m. Ce débit bien supérieur à ce qui se fait de mieux actuellement avec Hiperlan2 (54Mb/s) peut s'expliquer par la formule de Shannon sur

---

<sup>5</sup>débit minimum de 110 Mbps à 10 m, 480 Mbps à 2 m.

<sup>6</sup>pour ne citer que les plus gros Intel, HP, TI, Philips, Nokia, ... (liste complète disponible sur <http://www.multibandofdm.org/>.

<sup>7</sup><http://www.UWBforum.org/index.php>

la capacité théorique du canal.

$$C = B \times \ln_2(1 + S/N)$$

En effet la capacité du canal  $C$  croît proportionnellement avec la bande passante  $B$  du signal et décroît *seulement* en logarithme à le rapport signal à bruit  $S/N$ . Par ailleurs, la nature ultra large bande du signal ULB combat intrinsèquement le problème des évanouissements rapides (fading) particulièrement contraignants en environnement intra bâtiment. En effet plus le signal émis est court dans le temps, moins le chevauchement de deux multi-trajets au niveau du récepteur est probable. Les deux techniques *impulsionnelle* et *multibande* utilisent à leur manière le très large spectre mis à leur disposition pour compenser la très faible densité spectrale de puissance autorisée. Elles sont jugées suivant trois critères : leur performance en terme de débit de données, leur complexité (donc leur coût) et enfin leur capacité à cohabiter avec les autres systèmes. Abordons brièvement les avantages et inconvénients de chacune. Quelle que soit la modulation choisie, le mode impulsionnel se caractérise par l'émission d'impulsions de très courte durée (jusqu'à 200 ps) et par conséquent l'utilisation instantanée d'un très large spectre avec ou sans porteuse. Ce dernier point permet d'éviter les étages de transposition de fréquence et conduit à une faible complexité de l'émetteur et dans une moindre mesure du récepteur. Ces très faibles impulsions modulées dans le temps et suivant des codes pseudo aléatoires, sont vues comme un bruit blanc par les systèmes à bande étroite. Un avantage majeur de l'implémentation impulsionnelle est sa grande flexibilité dans le compromis débit/portée. Enfin on peut remarquer qu'une telle largeur de bande permet d'atteindre une résolution de l'ordre de quelques centimètres pour des applications de localisation intra-bâtiment, [10]. Par contre la synchronisation des signaux très courts est l'une des difficultés rencontrées par le mode impulsionnel. La détection est sensible aux distortions du signal ULB que pourraient causer les composants de la tête RF (antennes, amplificateurs. . .). En ce qui concerne le problème de la capture d'énergie dans un canal dense<sup>8</sup>, le schéma le plus simple de détection n'est pas optimal dès lors qu'il ne tient pas compte de l'énergie contenue dans les trajets multiples. Un récepteur Rake (relativement compliqué à implémenter) peut être nécessaire dans le cas le plus contraignant de la norme (débit de 100 Mbps sur une portée de 10 m). Un autre défi est l'implémentation de CAN très rapides.

Le mode multi-bande est caractérisé par l'utilisation instantanée de sous bandes de largeur supérieure à 500 MHz. Sur chaque sous bande, on peut alors travailler avec une seule ou plusieurs porteuses. C'est cette dernière option qui est sou-

---

<sup>8</sup>un canal est dit dense lorsque sa réponse impulsionnelle contient de nombreux trajets multiples.

tenue par Wimedia et MBOA, les promoteurs de la couche PHY nommée MB OFDM. La modulation OFDM a déjà prouvé sa robustesse aux multi trajets dans les précédentes implémentations 802.11, DAB... Ses autres avantages sont sa capacité à « remplir » plus efficacement le spectre disponible, grâce à ses stratégies d'égalisation du canal, elle capture de façon inhérente, l'énergie des trajets multiples 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 voire locales spécifiques (DAA en Europe). Ceci favoriserait incontestablement l'adoption d'un standard mondial. Par rapport à son concurrent impulsif, les défauts de l'approche multibande sont la relative complexité de l'implémentation (au moins de l'émetteur) et la consommation de puissance nécessaire aux différents éléments de calcul. De plus bien que les CAN soient soumis à des vitesses d'échantillonnage moins grande sur une sous bande de 500 MHz, la contrainte d'un fort facteur de crête (PAPR) pourrait complexifier l'implémentation des CAN/CNA en technologie CMOS.

On a vu comment la technologie ULB s'est développée autour de l'idée d' *Impulse Radio* (c'est à dire l'émission d'impulsions très courtes), et ses avantages particulièrement adaptés aux défis des communications de proximité haut débit, en termes de performances, coût, consommation. Un point peut paraître paradoxal dans le développement de la communication ULB. En effet au début de 2002, la FCC a défini le signal ULB à partir de sa bande relative, relaxant la définition initiale de la DARPA<sup>9</sup>, par contre elle a ajouté une condition de largeur minimale de 500 MHz vraisemblablement pour protéger les bandes basses<sup>10</sup> inférieure à 1 GHz. Mais on peut aussi penser que la FCC a voulu autoriser les implémentations multibandes, à l'époque encore *impulsionnelles*, pour relâcher les contraintes sur les composants du *front end*, notamment les convertisseurs. Or c'est seulement fin 2002 qu'apparaît le premier article d'Anuj Batra [11], de Texas Instruments, proposant la technique (sans impulsion) MB OFDM pour l'ULB. Paradoxalement en voulant promouvoir le développement rapide de l'ULB impulsif, la FCC a autorisé et favorisé la naissance d'une proposition de standard concurrent : l'ULB multibande OFDM ; ce qui a conduit à la situation bloquante des années 2003 jusqu'à aujourd'hui (2005) vis à vis de l'adoption du standard IEEE.

---

<sup>9</sup>8 ans auparavant la DARPA définit le signal ULB seulement par sa bande relative de 25% à -3 dB alors que la définition de la FCC considère -10 dB.

<sup>10</sup>en effet avec la seule première condition de la définition, un signal de 300 MHz centré sur 1.5 GHz devient ULB.

## 1.3 Projets ULTRAWAVES et PULSERS

Au cours de cette thèse, le laboratoire d'électronique de l'ENSTA, a participé à deux importants projets européens des 5<sup>e</sup> et 6<sup>e</sup> PCRD : ULTRAWAVES et PULSERS.

### 1.3.1 Le projet européen ULTRAWAVES



FIG. 1.5: logo du projet ULTRAWAVES

Le projet ULTRAWAVES (*ULTRA Wideband Audio Video Entertainment System*) est issu du 5<sup>e</sup> PCRD. L'action de la Commission Européenne pour promouvoir l'innovation notamment dans le secteur des NTIC, se matérialise par le financements de projets de recherche et développement (WHYLESS, UCAN, ULTRAWAVES pour les projets concernant l'ULB). Entre avril 2002 et octobre 2004 (30 mois), un consortium de 6 partenaires a pour objectif principal le développement puis la validation d'une implémentation à bas coût d'un système ULB permettant un transfert de plusieurs flux audio et vidéo.

#### Le consortium

Un projet d'une envergure relativement importante (budget total : 4 millions d'euros) a impliqué la participation de plusieurs centres d'expertise aussi bien académiques qu'industriels. ULTRAWAVES fut piloté par la société Wisair qui possédait déjà une expérience dans l'ULB et était à l'origine du montage. Le géant de l'électronique grand public Phillips était l'utilisateur final de l'application, outre cela, il a constitué un partenaire industriel de poids pour l'aspect normalisation au niveau européen. Les universités de Oulu (Finlande), Chalmers (Suède), et Radiolabs/Université de Rome (Italie) ont étudiés respectivement la couche réseau, la couche MAC, la couche physique et la caractérisation et la modélisation du canal. Quant à l'ENSTA, en collaboration avec l'ENST (Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications), elle s'est chargée de la conception de la partie antenne en plus d'une participation à la caractérisation du canal et aux algorithmes d'« antennes en diversité ».

## Objectifs du projet

L'objectif technique de départ était ambitieux puisqu'il visait un débit maximal brute de 100 Mbps sur 10 m de portée, soit l'équivalent de 5 canaux codés en MPEG-2 haute résolution (20 Mbps), bidirectionnel en temps réel. ULTRA-WAVES est un projet innovant et par la même il comporte certains risques. En effet si le principe de communication par techniques ULB a déjà été démontré à cette époque, sa réalisation technologique est loin d'être évidente. A l'époque du lancement du projet, la conception d'une antenne à bas coût, ULB, avec un bon rendement et des dimensions suffisamment petites reste un défi à relever. Ces incertitudes expliquent le choix de l'étude de plusieurs topologies d'antennes pour pouvoir les comparer et choisir celle qui présente le meilleur compromis parmi les spécifications demandées. Différents types de performances pourront être requis selon l'application visée, les caractéristiques du canal et de la couche physique retenue. Ainsi trois classes d'antennes ont été définies suivant leur positionnement vis à vis du compromis « performances générales/ encombrement/coût ».

## Résultats

A la fin du projet les résultats sont encourageants. Certes le démonstrateur reposant sur une implémentation d'un étalement de spectre (DSSS UWB)<sup>11</sup>, ne fournit que la moitié du débit prévu initialement soit 60 Mbps en filaire et 50 Mbps sur une portée d'environ 5 m dans le meilleur cas. Philips a organisé un test subjectif comparatif entre liaison filaire et liaison utilisant le démonstrateur ULTRA-WAVES pour une application de *vidéo streaming* de 3 flux audio-vidéos différents à partir d'un PC vers trois vidéo-projecteurs. Le public d'utilisateurs a estimé que la liaison filaire était plus satisfaisante (5% de mieux quels que soient le type de vidéo) que la liaison ULB. Cependant un certain nombre de résultats sont à mettre en avant. La plateforme ULTRAWAVES est l'un des tout premier démonstrateur européen utilisant la technologie ULB. Les études de chaque partenaire ont permis d'augmenter les connaissances et le savoir faire dans leur domaine respectif sur la communication ULB, on citera entre autre :

- le développement d'un simulateur DS ULB au niveau liaison : 'UltraSim',
- plusieurs campagnes de mesures de canal de propagation ULB dans les domaines temporel et fréquentiel, ainsi qu'une modélisation statistique,
- des études de coexistence et d'interférences par et sur les services existants.

Certaines de ces études sont destinées à aider les travaux des autorités de réglementation en particulier le CETP TG3. D'autres ont permis de valider les modèles

---

<sup>11</sup>La plateforme ULTRAWAVES implémente un étalement de spectre utilisant une séquence pseudo aléatoire sur une bande instantanée de 1.2 GHz transposée sur une porteuse à 4.8 GHz.

de canaux ULB fournis par le groupe de travail 802.15.3a. En ce qui concerne la problématique de l'antenne ULB, l'ENSTA a contribué sur :

- fourni une variété de prototypes d'antennes pour la mesure de canal et le démonstrateur ;
- développé une caractérisation pertinente de l'antenne ULB ;
- étudié l'influence de l'antenne sur les performances de la liaison ULB ;
- étudié l'intérêt des techniques multi antennes pour améliorer les performances.

Pour plus d'informations sur le projet ULTRAWAVES, tous les rapports d'études ('delivrables') des partenaires sont disponibles sur le site du projet ([www.ultrawaves.org](http://www.ultrawaves.org) ou <http://www.eu-projects.com/ultrawaves/publication.htm>)

### 1.3.2 Le projet européen PULSERS

Le projet PULSERS (*Pervasive Ultra-wideband Low Spectral Energy Radio Systems*) est un consortium et un projet européen du 6<sup>e</sup> PCRD. Comparé à ULTRAWAVES, le projet PULSERS est beaucoup plus important, plus de 30 partenaires pour un budget de 16.5 millions d'euros. Une certaine taille critique étant ainsi atteinte, cela permet de concerner une majorité d'acteurs européens (mais pas seulement ex : Infocomm de Singapour) en vue d'une future commercialisation de la technologie ULB, et aussi de parler d'une seule, mais influente, voix aux autorités de réglementation et de standardisation.

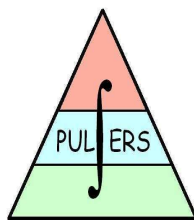


FIG. 1.6: logo du projet PULSERS

#### Objectifs techniques du projet

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*) reprenant les applications haut débit et le LDR-LT (*Low Data Rate with Location and Tracking*) qui s'intéresse aux réseaux

de capteurs, et aux applications bas débit. De plus ce mode permet une localisation (par exemple pour les détections ou interdiction de mouvements ... Pour chacun de ces modes, tous les aspects d'une communication de proximité transparente et optimale, seront étudiés depuis l'antenne jusqu'à la couche MAC. Pour sa part l'ENSTA a pour objectifs :

- de concevoir et de fournir un réseau d'antennes destiné à la mesure de canal multi-antennes ;
- de réaliser une campagne de mesures BAN ;
- de proposer des antennes pour ce type d'application sur le corps humain.

## **1.4 Etat de l'art des antennes ULB pour les communications**

La technologie ULB a suscité beaucoup d'intérêts parmi la communauté scientifique mondiale durant ces 3 dernières années (depuis l'annonce de la *FCC* en février 2002). Ceci s'est traduit par une forte évolution de l'état de l'art durant cette période. Le nombre conséquent de publications (plusieurs centaines sur les antennes ULB) montre à quel point les antennistes ont relevé le défi de la conception d'antennes pour les communications ULB. Précisons que lorsque l'auteur a débuté ce travail de thèse (février 2002), la littérature ne propose que peu de publications dédiées à l'antenne ULB (antenne pour la mesure de canal de E. Zollinger [12], antenne pour les applications de communications militaires [13]). Pourtant les antennistes n'ont pas attendu la décision de la *FCC* pour concevoir des antennes fonctionnant sur une très large bande, notamment pour les applications suivantes : la normalisation de la mesure de champ impulsionnel [13], les armes et contre-mesures RF, les radars d'études géologiques [14] ou encore l'imagerie médicale [15]. Cet état de l'art se concentre volontairement sur les antennes ULB dédiées aux applications de communications de proximité, excluant de fait les autres applications de la technologie ULB ainsi les communications militaires moyenne portée. Par ailleurs même en restreignant ainsi le domaine d'application, on ne prétend pas proposer une liste exhaustive mais plutôt une description des grandes topologies d'antennes ULB plus ou moins adaptées aux WPAN. Pour décrire les antennes, nous avons choisi des critères de performances autant techniques (bande passante, gain...) qu'économiques (taille, complexité et coût).

Commençons par rendre hommage aux pionniers qui développèrent les structures servant soixante ans plus tard de point de départ pour la conception des premières antennes ULB. Dès le début des années 40, bien avant le développement de la technologie ULB, les premières études sur les antennes large bande furent réalisées pour les prémises de la télé-diffusion [16]. Sur le plan théorique, Schel-

kunoff détermine l'expression des champs d'un bicone de dimensions infinies à partir des calculs des lignes de transmission [17]. Mais c'est surtout sur le plan expérimental que les concepteurs comprennent l'importance d'obtenir une transition large bande entre la ligne de transmission et l'élément rayonnant non résonnant typique des antennes à ondes progressives. Ceci explique que les premières antennes soient des déformations topologiques douces de lignes de transmission et notamment de ligne coaxial (amélioration de l'alimentation du bicone [18], les monocones et les antennes en forme de goutte (*tear drop antenna*) [19], les cornets coaxiaux de Brillouin [20] omni-directionnel 1.7 ou directif.

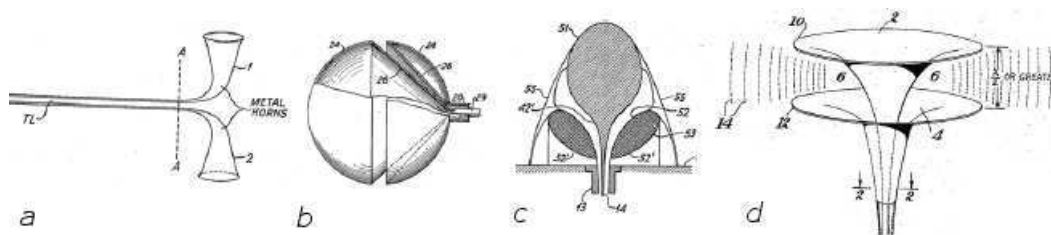


FIG. 1.7: Schémas des premières antennes large bande [16].

Par la suite, furent développées des structures large bande planaires, donc plus facilement intégrables, comme les antennes « à encoche » (*notch antenna*) de Lalezari [21] ou les antennes à fente [22].

Nous classons les antennes selon deux grandes catégories : d'un côté les antennes directives et sectorielles, et de l'autre celles omnidirectionnelles, que l'on privilégiera suivant les applications.

### 1.4.1 Antennes directives et sectorielles

L'antenne ULB directive trouve son intérêt dans certaines applications ; par exemple dans le cas d'une station de base ou d'un point d'accès dans une pièce en longueur de type couloir ou wagon. D'autres applications nécessitent que l'antenne rayonne plutôt dans un demi-espace par exemple une antenne de point d'accès accrochée au mur ou au plafond ou encore une antenne en façade d'appareils électroniques. Précisons qu'il est fondamentalement plus difficile de réduire la taille d'une antenne directive que dans le cas omni-directionnel. On présente ici, quatre des structures les plus représentées.

**Antenne log-périodique** Les antennes log-périodiques sont généralement classées dans la catégorie des antennes indépendantes de la fréquence. Plus rigoureusement leur comportement est périodique par rapport au logarithme de la fréquence car leur structure est caractérisée non pas par un angle mais

par un rapport homothétique constant entre deux cellules consécutives. La LPDA pour *Log Periodic Dipole Array* est comme son nom l'indique, une antenne log-périodique où la cellule de base est constituée d'un dipôle et de la ligne de transmission qui le relie aux dipôles adjacents. La LPDA est utilisée en métrologie et en compatibilité électromagnétique en particulier pour son gain constant en fonction de la fréquence. Par ailleurs, sa version imprimée [23] peut être fabriquée à bas coût pour des dimensions intéressantes de l'ordre de  $50 \times 50 \text{ mm}^2$  pour la bande FCC. Pour ces dimensions, le gain est de l'ordre de 6 dBi pour une ouverture de lobe d'environ  $60^\circ$  en site et  $100^\circ$  en gisement. Le principal défaut de ce type d'antenne réside dans la dispersion introduite par l'antenne. En effet le centre de phase se déplace suivant les différents dipôles excités ce qui induit une non linéarité de la phase en fonction de la fréquence qui rallonge la réponse impulsionnelle de l'antenne, Fig. 1.8.

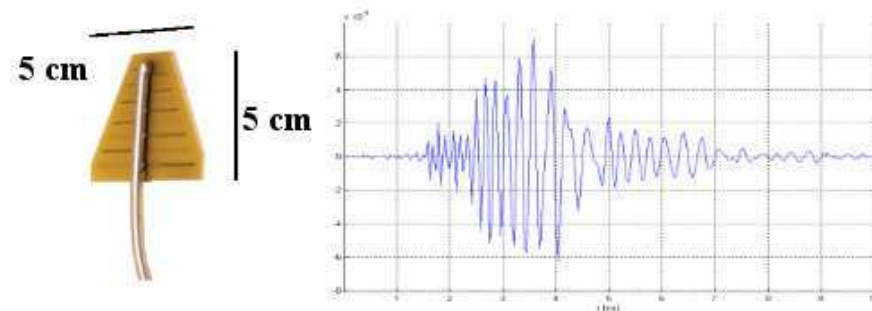


FIG. 1.8: Antenne log-périodique et sa réponse impulsionnelle dans la direction du lobe.

**Cornets TEM et quasi-cornets** Les cornets peuvent être vus comme une transition entre l'impédance de la ligne d'alimentation micro-ruban et l'impédance de l'air ( $120 \pi \Omega$ ). Particulièrement intéressant pour la mesure d'antenne, le cornet TEM est généralement constitué de deux plaques trapézoïdales dont la largeur et l'ouverture [24]. Des lèvres (*ridged horn*) peuvent être ajoutées afin de stabiliser l'ouverture du lobe en fonction de la fréquence [25]. De même certains cornets possèdent des extrémités conformées (*rolled edge horn*) dont le but est d'atténuer la diffraction et la désadaptation induite par l'extrémité de la structure. Ce type d'antenne atteint un gain relativement important (+17 dBi) qui augmente avec la fréquence (antenne à ouverture constante) sur plusieurs octaves, mais ceci est au dépens de l'encombrement (de l'ordre de  $\lambda$  ou plus grand).

On rencontre aussi des variantes du cornet TEM dites quasi-cornet [26] qui sont extrêmement large bande (100 :1) et offre un gain significatif (>

7.5 dBi), Fig. 1.9. Cette antenne pourrait être réalisée à bas coût en utilisant la technologie de métallisation de mousse. Une mise à l'échelle pour la bande FCC de la version présentée ci-dessus donnerait des dimensions de l'ordre de  $52 \times 52 \times 26 \text{ mm}^3$ . Il est probable que son principal défaut demeure dans la distorsion d'antenne à l'émission.

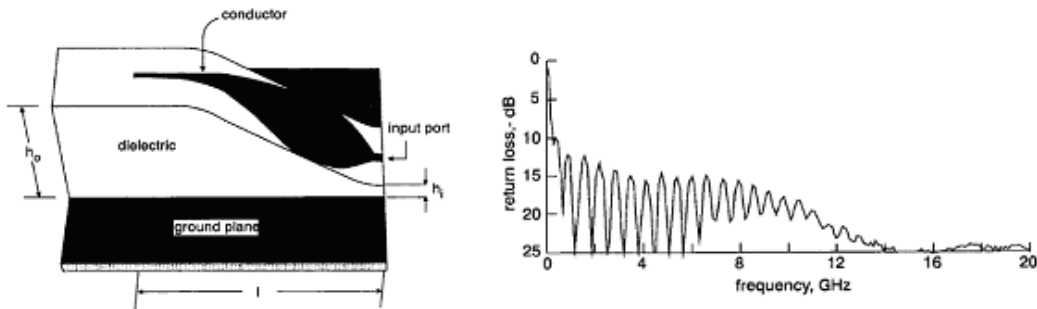


FIG. 1.9: Antenne quasi-cornet et son ROS.

On rencontre ce qu'on appelle, peut être abusivement, des cornets « planaires » qui sont une déformation topologique entre un dipôle épais dont les brins sont inclinés [27] et une antenne à ouverture de type cornet [28]. Ces antennes de fabrication plutôt simple donnent pour une antenne directive un très bon compromis bande-encombrement puisque pour des dimensions  $5 \times 65 \times 67 \text{ cm}$ , le ROS passe sous la valeur 2 vers 150 MHz. Une rapide transposition dans la bande FCC (rapport 20) donne des dimensions de  $32 \times 34 \text{ mm}^2$ .

**Antenne Vivaldi** L'antenne Vivaldi offre un bon rapport gain (9 dBi)/ complexité de fabrication, mais nécessite un symétriseur large bande qui augmente sensiblement l'encombrement. Dans sa version triplaque, l'antenne Vivaldi intègre le symétriseur et des dimensions de  $100 \times 160 \text{ mm}^2$  permettent d'obtenir une adaptation sur la décade à partir de 1.6 GHz.

**Antennes patch** Bien que réputé pour être résonant sur une bande assez étroite, il existe des solutions pour élargir la bande d'adaptation du patch jusqu'à atteindre des bandes relatives supérieures à 50% pour un gain d'environ 7 dBi. On peut optimiser le patch lui-même (patch triangulaire [29], Fig. 1.10, patch en forme de E [30], ajout d'un second élément rayonnant) et le couplage vers le patch (sonde en forme de F [29] ou de L ou par fente [?]). L'avantage du patch réside dans sa faible épaisseur (taille de  $67 \times 67 \times 15 \text{ mm}^3$  plan de masse inclus pour une bande passante entre 3 GHz et 6 GHz). L'utilisation de mousses métallisées pourraient réduire la complexité de fabrication.

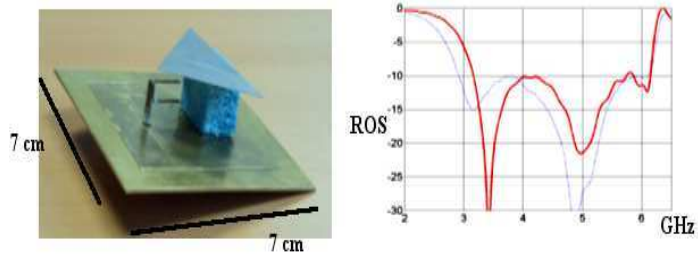


FIG. 1.10: Antenne patch triangulaire et son ROS [29].

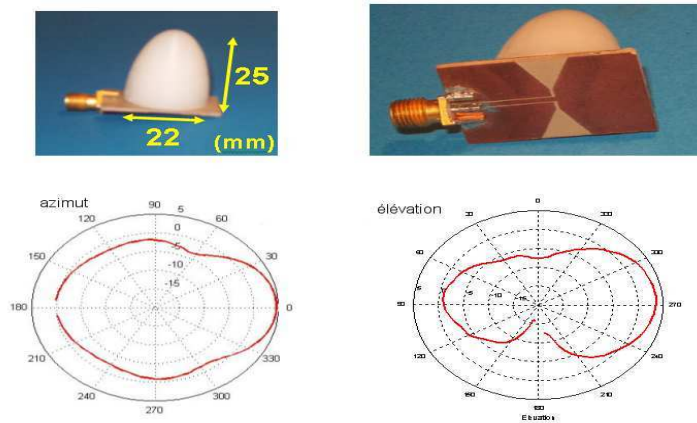


FIG. 1.11: Antenne semi-directionnelle à lentille diélectrique.

**Antenne à réflecteur** Pour obtenir une antenne « sectorisée », on peut placer un réflecteur métallique derrière une antenne omni. Suivant la forme plus ou moins complexe du réflecteur (plan, coin, parabolique) et de son encombrement (de l'ordre de  $\lambda$  ou plus) on peut gagner jusqu'à +6 dB au prix d'une désadaptation acceptable de l'antenne ( $S_{11} < -6dB$ ) mais surtout d'un étalement temporel de l'impulsion rayonnée.

**Antenne à lentille** Une autre manière de diriger l'énergie rayonnée par une antenne omni-directionnelle est de focaliser l'énergie à l'aide d'une lentille diélectrique [31]. Pour une valeur de la permittivité relative du diélectrique d'environ 3 dans la bande d'adaptation, on peut obtenir +5 dB de gain, pour un encombrement de l'ordre de  $\lambda_{moy}/2$ , Fig. 1.11.

## 1.4.2 Antennes omnidirectionnelles

Dans une majorité de scénarios, notamment ceux faisant intervenir un appareil portable, aucune direction de rayonnement ne peut être favorisée ; l'utilisation d'antennes omni-directionnelles s'impose. Un point positif est que la réduction de taille est compatible avec l'omni-directionnalité du rayonnement ; en contre partie le gain demeure faible. La topologie des antennes présentées par la suite dérive d'antennes indépendantes de la fréquence de type conique ou de forme sphérique, ellipsoïde... que l'on peut qualifier d'antennes bulbes. En effet un des principes pour élargir la bande d'adaptation d'une antenne de type dipôle est d'élargir sa structure.

**dipôles et monopoles électriques ULB** De très nombreuses variantes de ce type d'antennes ont été déclinées. En partant des topologies volumiques évoquées ci-dessus, les concepteurs ont utilisé quatre transformations classiques des techniques de conception d'antennes bande étroite, en vue de simplifier la réalisation et d'améliorer l'encombrement ou le poids, au prix d'une plus ou moins grande dégradation de performances qu'il faudra quantifier.

- transformation : élément rayonnant volumique - élément rayonnant planaire
- transformation : dipôle - monopôle
- transformation : monopôle sur plan de masse normal - monopôle sur plan de masse parallèle
- transformation : structure plane pleine - structure extrudée des zones intérieures (à faible densité de courant)

Ainsi on trouve dans la littérature des monopôles plans de formes diverses : carré, circulaire, en forme d'ellipse, triangle... [32], à alimentation double [33], avec court-circuit, avec monopôle incliné. Toutes ces structures sont adaptées sur une très large bande (entre l'octave et la décade) pour un gain variant de 0 à 3 dBi (version dipôle) et de 3 à 6 dBi (version monopôle à plan de masse normal) . Cependant ce type de structure rayonnante verticale au dessus d'un plan de masse horizontal souvent de dimension supérieure à la longueur d'onde maximale, possède un encombrement rédhibitoire pour la plupart des applications. De plus la finesse de la zone d'alimentation du monopôle entraîne une certaine fragilité du monopôle.

Les principaux défauts de ces dipôles ellipsoïdaux sont la dégradation de l'omni-directionnalité en azimut après la première octave et la nécessité d'utiliser un symétriseur pour cette configuration d'alimentation équilibrée.

**Antenne skycross** Cette antenne de type *Meander Line Antenna* possède un monopôle partiellement replié. L'antenne est à monter sur un plan de masse

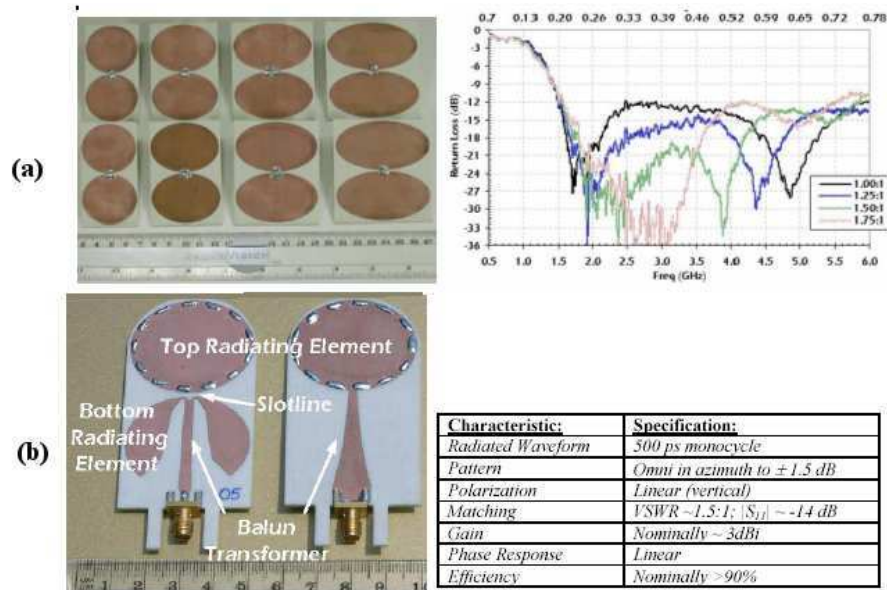


FIG. 1.12: Dipôles elliptiques. (a) influence de l'ellipticité [34], (b) version à alimentation non-équilibrée [35].

perpendiculaire ( $20 \times 15 \text{ mm}^2$ ) à ajouter pour retrouver les performances données par le constructeur, ce qui lui confère un bon compromis encombrement/performance. C'est l'une des premières antennes commerciales développées pour les communications ULB.

**Antenne de très petite taille en céramique** Bénéficiant d'un encombrement particulièrement réduit, les monopôles en céramique sont des technologies adaptées à la production de masse, deux modèles sont déjà commercialisés depuis 2003 : l'antenne *Chip Antenna* [37] de Taiyo Yuden ou encore l'antenne ULB (non fractale) de la compagnie Fractus. D'après les informations données par le fabricant de céramique Taiyo Yuden, la technologie céramique multi-couche permet d'obtenir des éléments rayonnants ULB de  $10 \times 8 \times 1 \text{ mm}^3$  montés sur un petit plan de masse de dimensions minimales de  $20 \times 25 \text{ mm}^2$ . Les performances annoncées dès 2003, sont présentées ci-après. Entre temps les dimensions ont été réduites à  $8 \times 6 \times 1 \text{ mm}^3$  et un symétriseur fonctionnant de 3 à 8 GHz a été développé dans la même technologie pour des dimensions de  $3.2 \times 2.5 \times 0.85 \text{ mm}^3$ .

**antenne magnétique** Par rapport aux antennes électriques, les antennes magnétiques sont excitées en courant et non pas en tension. Elles sont moins susceptibles d'être perturbées par le couplage à l'environnement proche, et sont donc avantageuses pour être intégrées au cœur d'un système. On distingue dif-

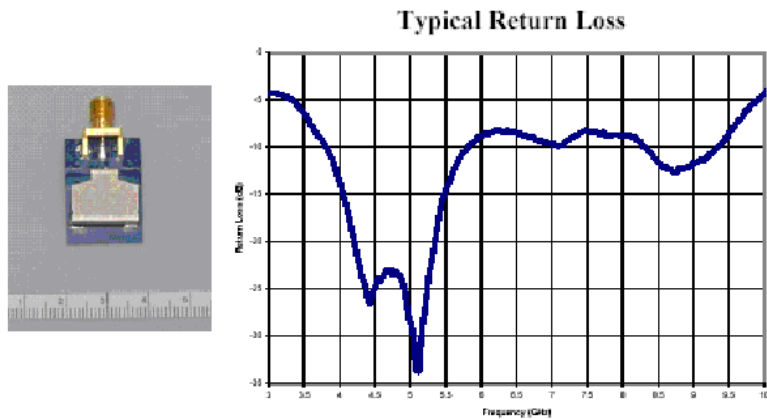


FIG. 1.13: Antenne Skycross et son ROS [36].

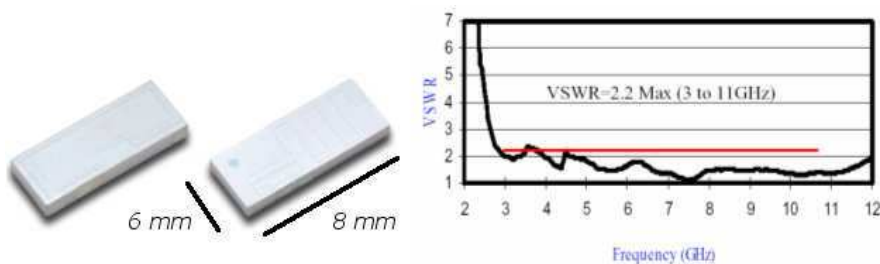


FIG. 1.14: Antenne céramique miniature et son ROS [37]

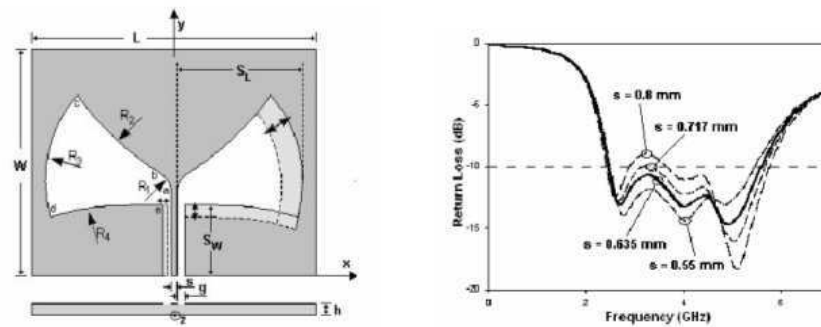
férentes familles :

- antenne à nappe de courant (*Large Current Radiator (LCR)* [38])
- antennes mono-boucles
- antennes boucles (leur circonférence de la boucle est de l'ordre de  $\lambda/2$ )

antennes à fentes de nombreuses formes de fentes ont été étudiées (nœud papillon, annulaire,...). Leur principe de fonctionnement est aussi lié à la transformation d'impédance entre une ligne de transmission à fente et une fente rayonnante [40]. Un des défauts de ce type d'antenne est qu'elles ne rayonnent pas dans le plan de la fente, et sont donc moins omni-directionnelles.

### 1.4.3 Antenne ULB à sous-bande coupée (*frequency notched antenna*)

Pour éviter certaines interférences avec les systèmes existants, certains concepteurs ont pensé utiliser l'antenne elle-même comme un filtre coupe bande. En ajou-



$L = 49.5 \text{ mm}$ ,  $W = 35.5 \text{ mm}$ ,  $h = 3.125 \text{ mm}$ ,  
 $S_w = 10.58 \text{ mm}$ ,  
 $SL = 23.8 \text{ mm}$ ,  $s = 1 \text{ mm}$ ,  $g = 1.35 \text{ mm}$ .

FIG. 1.15: Antenne magnétique nœud papillon et son ROS [39].

tant des fentes ou des éléments parasites, sur ou proche de l'élément rayonnant, on arrive à désadapter l'antenne sur une certaine sous bande dont les caractéristiques (fréquence centrale et largeur) sont directement données par leur positionnement et leurs dimensions.

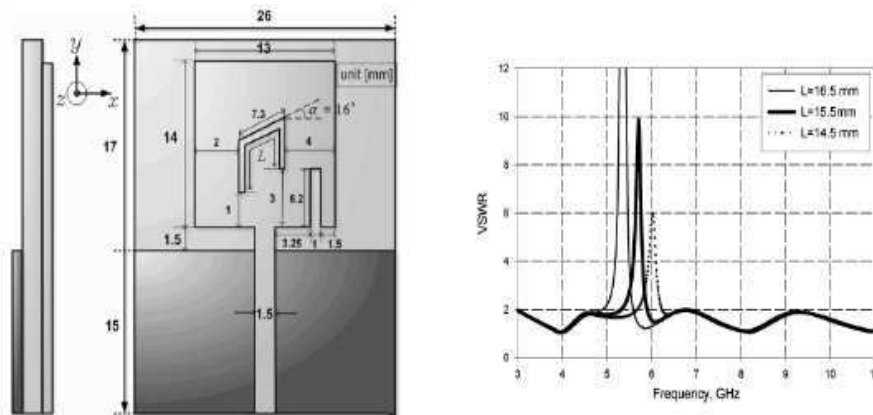


FIG. 1.16: Antenne « filtrante » et son ROS.

Il faut comprendre que plus qu'ailleurs (wifi 5 GHz, bluetooth 2.4 GHz) la problématique antenne est importante car comme pour tous les applications grand public : le coût doit être marginal, l'esthétique et l'intégration sont importantes, et pourtant l'antenne ULB est fondamentalement difficile à concevoir et à réduire.

Un tableau comparatif (tableau 2.10.1) pourra être trouvé dans le délivrable D4c2 du projet Pulsers (été 2005).

# Bibliographie

- [1] J. Haartsen. "the bluetooth radio system". *IEEE Personnal Communications*, pages 28–36, feb. 2000.
- [2] Etsi tr 101 994-1 v1.1.1 pp.16-17, technical report. Technical report, ETSI, jan. 2004.
- [3] T.W. Barrett. "history of ultrawideband radar & communications : Pioneers and innovators". In *PIERS2000, Cambridge, MA, July 2000*, jul 2000.
- [4] Sperry Rand Corporation. "transmission and reception system for generating and receiving base-band duration pulse signals without distortion for short base-band pulse communication". Technical report, System U.S. Patent No. 3,728,632 dated 17 April 1973, 1973.
- [5] "*Ultra-wideband radar motion sensor*".
- [6] M.Z. Win and R.A. Scholtz. "impulse radio : how it works ?". *Communications Letters, IEEE*, 2(2) :36–38, feb 1998.
- [7] R. A. Scholtz, R. Jean-Marc Cramer, and Moe Z. Win. "evaluation of the propagation characteristics of ultra-wideband communication channels". In *IEEE International Antennas and Propagation Symposium*, pages 626–630, jun 1998.
- [8] First report & order. Technical report, FCC, feb. 2002.
- [9] Singapour regulations. Technical report, IDA, [www.apsec.org/meetings/2005/apg07-2/ AWFInterim%20Meeting%20Documents/\(29\)IDA-ULB%20Regulations.ppt](http://www.apsec.org/meetings/2005/apg07-2/AWFInterim%20Meeting%20Documents/(29)IDA-ULB%20Regulations.ppt), 2005.
- [10] *UWB - Theory and Applications*, chapter 8, pages 176–196. Wiley, 2004.
- [11] Balakrishnan, J. Batra, and A. A. Dabak. "a multi-band ofdm system for uwb communication". In *Ultra Wideband Systems and Technologies 2003 IEEE Conference on 16-19 Nov.*, pages 354 – 358, 2003.
- [12] E. Zollinger. "extremely wideband antenna". Technical report, COST Action 273, Digital Radio Towards Future Generation Systems, 2001.

- [13] Lawton R. and Ondrejeka A. "antennas and the associated time-domain range for the measurement of impulsive fields". Technical report, Nat. Bur. of Standards, 1978.
- [14] Lestari A.A., Yarovoy A., and Lighthart L.P. "an efficient ultra-wideband bow-tie antenna". In *Proc. of the Millenium Conference on Antennas and Propagation*, Davos, Switzerland, apr.
- [15] Hagness S.C., Taflove A., and Bridges J.E. "wideband ultralow reverberation antenna for biological sensing". *Electronics letter*, 33(19) :1594–1595, 1997.
- [16] H.G. Schantz. "a brief history of uwb antennas". In *AES-M Proc.*, pages 22–26, apr. 2004.
- [17] S.A Schelkunoff. *Electromagnetic Waves*, volume ch. XI. Princeton N.J., 1943.
- [18] P.S. Carter. "wide band, short wave antenna and transmission line system". Technical report, U.S. Patent 2,181,870, December 5 1939.
- [19] N.E. Lindenblad. "wide band antenna". Technical report, U.S. Patent 2,239,724, 29 apr., 1941.
- [20] L.N. Brillouin. "broad band antenna". Technical report, U.S. Patent 2,454,766, 30 nov. 1948.
- [21] F. Lalezari & al. "broadband notch antenna". Technical report, U.S., Patent 4,843,403, 27 june 1989.
- [22] G. Robert-Pierre Mari. "wide band slot antenna". U.s. patent 3,031,665, 24 april 1962.
- [23] Ramseykits. *Manual for the Log Periodic Antenna*.
- [24] Kolokotronis D.A., Huang Y., and Zhang J.T. "design of tem horn antennas for impulse radar". In *High Frequency Postgraduate Student Colloquium, Leeds, UK*, pages 120–126, 1999.
- [25] Lindgren. *Manual for the EMCO 3115 antenna*.
- [26] C. Nguyen and J.S. Lee. "ultra-wideband microstrip quasi-horn antenna". *Electronics Letters*, 37(12) :731, June 2001.
- [27] Morrow I., Persijn J., and Van Genderen P. "rolled edge ultra-wideband dipole antenna for gpr application". pages 484–487, 2002.
- [28] Liu Peiguo, Liu Kecheng, He Jianguo, Yin Jiaxian, Zhang Guangfu, and Mao Junjie. "analysis of a ultra-wide band planar horn antenna for uhf". In *Computational Electromagnetics and Its Applications, 1999. Proceedings. (ICCEA '99) 1999 International Conference on*, pages 226–228, 1999.

- [29] Lepage A.C., Begaud X., Le Ray G., and Sharaiha A. "f-probe fed broadband triangular patch antennas mounted on a finite ground plane". In *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2004. IEEE*, volume 4, pages 4296–4299, June 20-25 2004.
- [30] H. Ghannoum, S. Bories, and Ch. Roblin. "probe fed stacked patch antenna for uwb sectoral applications". In *ICU05 Proc., Zurich, Suisse, 5-8 sept. 2005*.
- [31] Roblin C., Sibille A., and Bories S. "semi-directional small antenna design for uwb multimedia terminals". In *ANTEM 2005 Proc. St. Malo FRANCE, Juin 2005*.
- [32] Marta Cabedo-Fabrés, Miguel Ferrando-Bataller, and Alejandro Valero-Nogueira. "innovative wide-band planar monopole antenna for multi-service mobile systems".
- [33] E. Antonio Daviu, M. Cabedo Fabrés, M. Ferrando Bataller, and A. Valeiro Nogueira. "wideband double-fed planar monopole antennas". *Electronics Letters 13th Nov. 2003*, 39(23), 2003.
- [34] Schantz H.G. "planar elliptical ultra-wideband dipole antennas". In *IEEE APS/URSI Conf. Proc.*
- [35] Schantz H.G. "bottom,fed planar elliptical uwb antennas". In *IEEE UWBST 2003 Conf. Proc.*
- [36] Technical report skycross antenna. Technical report, 2002.
- [37] Spécifications commerciales trouvées sur internetle site : <http://groupes.ieee.org/groups/802/15/pub/05/1>. Technical report, Tayo Yuden Inc., 2003.
- [38] H.F. Harmuth and S. Ding-Rong. "large-current, short-length radiator for non-sinusoidal waves". *IEEE APS*, 1983.
- [39] Evangelos S. Angelopoulos and Dimitri I. Kaklamani. "a dual band modified cpw fed curved bow-tie slot antenna with wideband characteristics".
- [40] YS. Lin, TG. Ma, SK. Jeng, and CH. Chen. "coplanar waveguide-fed dual exponentially tapered slot antennas for ultra-wideband applications". *IEEE Antennas and Propagation Society Symposium, 2004*.



# Chapitre 2

## Caractérisation des performances d'antenne ULB

### 2.1 Problématique

La compréhension des mécanismes d'adaptation d'impédance et de rayonnement des antennes ULB mis en œuvre dans leur conception, est directement relié à la manière et à la pertinence des descripteurs utilisés pour analyser la performance d'antenne. Pour répondre aux contraintes de coût et d'encombrement des applications ULB grand public, le concepteur d'antenne doit impérativement relâcher les spécifications en termes de performances d'antenne. L'objectif de ce chapitre est de présenter des outils qui permettent de quantifier cette dégradation de performance, afin de pouvoir comparer de manière globale et pertinente différentes antennes ULB.

La question de la caractérisation des performances de l'antenne ULB se pose dès les premières étapes de la conception. Avec quelle résolution fréquentielle simuler les structures ou observer le diagramme de rayonnement ? Les variations brutales dites « accidentelles » de gain sur bande étroite sont elles plus nuisibles qu'une lente variation sur toute la bande ? Comment comparer deux structures dont le diagramme de rayonnement varie différemment ? Autant de questions auxquelles il s'agit de répondre afin de concevoir l'antenne qui autorise la meilleure liaison radio. Pour cela, les métriques utilisées en bande étroite ont dans un premier temps été recensées. Puis de nouvelles métriques, mieux adaptées à la problématique de l'ULB impulsif, sont proposées. La validation de la pertinence de ces nouveaux outils de caractérisation, demande de posséder une population d'antennes ULB suffisamment diversifiée (antenne dispersive, petite antenne omnidirectionnelle, antenne avec un lobe qui dépointe suivant la fréquence, . . . ). Il a donc été nécessaire de développer simultanément l'*outil de caractérisation* et la

population d'objets à caractériser.

Une des particularités de L'ULB réside dans la façon de caractériser les antennes. Celle-ci n'est pas indifférente de la modulation choisie (mode impulsionnel, mode multibande OFDM). Dans ce chapitre l'étude du mode impulsionnel a été privilégiée car ce dernier impose des contraintes supplémentaires sur les performances d'antenne, en particulier sur la distorsion introduite par l'antenne.

Dans ce chapitre, l'antenne est considérée comme une boîte noire. Ainsi l'antenne à l'émission n'est rien d'autre qu'une *transition* entre d'une part un signal électrique guidé dans une ligne de transmission, et d'autre part un champ électromagnétique lointain rayonné dans une direction de l'espace donnée par une élévation  $\theta$  et un azimut  $\phi$ . On est donc en présence d'un filtre (spatio-temporel) linéaire multi-dimensionnel décrit par sa fonction de transfert  $H$  définie plus précisément par la suite (paragraphe 2.4.1). Jusqu'à présent rien de très différent par rapport aux antennes à bande étroite si ce n'est qu'en ULB, la dimension fréquentielle s'étire sur une bande relative beaucoup plus importante (typiquement 110 % pour la bande FCC). Sur de telles bandes, on peut rencontrer une variation importante du comportement de l'antenne ULB. En effet les dimensions électriques de l'antenne varient d'autant plus que sa bande relative est large. Des paramètres comme le gain, le diagramme de rayonnement deviennent alors dépendants de la fréquence. Les *variations fréquentielles* de la fonction de transfert doivent donc être étudiées, ce chapitre se propose de les caractériser plus efficacement et de quantifier la dégradation de performances au niveau système qu'elles apportent.

**A propos de l'antenne ULB idéale.** Avant de présenter les critères de performances d'une antenne ULB, on peut légitimement se demander à quoi ressemble l'antenne ULB idéale. La réponse varie suivant que l'on considère l'antenne en émission ou en réception.

Dans un premier temps, regardons ce qui se passe à l'émission. Supposons idéalement, une antenne de petite taille électrique, parfaitement adaptée avec un gain réalisé idéalement constant en fréquence et quelles que soient les directions et une adaptation parfaite sur une bande de fréquence infinie. Sa fonction de transfert est constante et sa réponse impulsionnelle<sup>1</sup> est alors un dirac retardé dans toutes les directions. Ainsi cette antenne idéale rayonne exactement la forme d'onde du signal d'excitation, autrement dit dans ce cas, cette antenne idéale ne distord pas à l'émission.

---

<sup>1</sup>La définition rigoureuse de la réponse impulsionnelle d'une antenne est donnée au paragraphe 2.4.1.

En revanche à la réception, en conformité avec la formule de Friis et en reprenant les notations d'usage par exemple celles de P. Combes [Com00], l'ouverture  $A_{Rx}$  de cette antenne varie en  $1/f^2$ , Eq. 2.2. En conséquence sa réponse impulsionnelle à la réception est un intégrateur pur. On en déduit qu'une antenne qui ne distord pas à l'émission, distord forcément à la réception.

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

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

où  $c$  est la célérité de la lumière dans le vide,  $G_{Tx}$  (respectivement  $G_{Rx}$ ) le gain d'antenne à l'émission (à la réception) et  $P_{Tx}$  (respectivement  $P_{Rx}$ ) la puissance à l'émission (à la réception). Le raisonnement précédent peut être tenu sur 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 qui ne distord pas à la réception est une antenne à ouverture constante (en fonction de la fréquence) et parfaitement adaptée sur une bande infinie, c'est à dire :

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

Cette antenne possède donc un gain qui varie en  $f^2$  comme par exemple le cornet TEM sur sa bande d'adaptation.

**La problématique de la distorsion.** Dans le cas d'une antenne réelle et en particulier pour la modulation impulsionnelle, la distorsion d'antenne doit être quantifiée. L'idée est de quantifier l'effet de cette distorsion sur la détection dont un des modèles « générique » utilise un corrélateur (idéal) entre le signal reçu et un signal de référence ; ce qui permet d'analyser des comportements selon une hypothèse connue *a priori*. Outre ces aspects de similitude entre formes d'onde, la durée ou l'étalement de la réponse impulsionnelle de l'antenne doit être quantifiée. Une antenne très dispersive a tendance à allonger la forme d'onde rayonnée ce qui augmente les interférences inter-symboles dans le cas de liaisons à très haut débit. Les origines de la distorsion peuvent être entièrement décrites par les quatre quantités suivantes qui, précisons le, ne sont pas indépendantes :

- un niveau d'adaptation variant suivant la fréquence,
- une variation du gain (due aux différentes longueurs électriques de l'antenne) suivant la fréquence,

- une variation (dépointage) du diagramme de directivité suivant la fréquence,
- la dispersion (non-linéarité de la phase).

Un des objectifs de ce chapitre est de se donner les outils pour étudier dans quelle proportion telle ou telle origine participe le plus à la distorsion en fonction de la direction d'observation et du type d'antenne considérée. Il faut comprendre quelles sont leurs influences respectives sur la qualité de la liaison pour relâcher les contraintes les moins sensibles ou se permettre, par exemple, de réduire la taille d'antenne.

## 2.2 Mesure d'antenne

Le laboratoire d'électronique de l'ENSTA est suffisamment bien équipé en instruments de mesure hyperfréquence<sup>2</sup> pour permettre la mise en place d'une base de mesure d'antenne en ULB dans le domaine fréquentiel. Toutes les mesures présentées dans la suite de ce mémoire ont été effectuées au laboratoire.

### 2.2.1 Spécificités de l'ULB et des petites antennes

On présente dans ce paragraphe les spécificités de la mesure ULB et celles de la mesure d'antenne de petite taille.

Usuellement en bande étroite, seul le gain d'antenne est mesuré. En ULB, l'information de phase introduite par l'antenne doit également être mesurée si on désire observer la dispersion d'antenne ou bien reconstruire dans le domaine temporel la forme d'onde rayonnée. Pour récupérer seulement la contribution de l'antenne sous test, on doit connaître le gain et la phase de l'antenne de mesure, or cette dernière n'est généralement pas donnée par le constructeur.

La mesure sur une très large bande de fréquences offre une très bonne résolution temporelle. On peut tirer profit de cette résolution pour nettoyer la mesure des trajets multiples causés par les éléments diffractants non protégés de la chambre anéchoïde. Grâce à un fenêtrage temporel correctement paramétré on peut éliminer en post-traitement, les échos qui arrivent sensiblement plus tard que la réponse d'antenne. Cette technique est difficilement automatisable puisque la largeur de la fenêtre dépend de la réponse d'antenne. L'utilisateur doit intervenir pour distinguer quelle partie de la réponse provient encore de l'antenne et où commencent les trajets multiples.

---

<sup>2</sup>analyseur de réseaux vectoriel HP 8510C, appareil de mesure de facteur de bruit, de puissance, chambre anéchoïde, positionneurs programmables, . . .

La mesure d'antennes de petite taille notamment pour les monopôles<sup>3</sup> (inférieure à  $\lambda_{max}/3$ ) pose de sérieux problèmes liés au rayonnement de l'antenne sur le câble d'alimentation et sur la monture. Ces derniers points sont à l'origine d'interférences caractérisées par des oscillations de plusieurs dB sur le gain (visible 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 azimuth car l'environnement proche (monture d'antenne) possède une symétrie cylindrique par rapport à l'axe radio électrique. Pour combattre ces interférences, on peut éloigner suffisamment l'antenne de son positionneur afin de discriminer puis filtrer ces échos à l'aide d'un fenêtrage temporel en post-traitement [al.05]. L'utilisation d'absorbants sur la monture et le positionneur assure déjà une bonne partie de l'atténuation de ces interférences, voir Fig2.1.

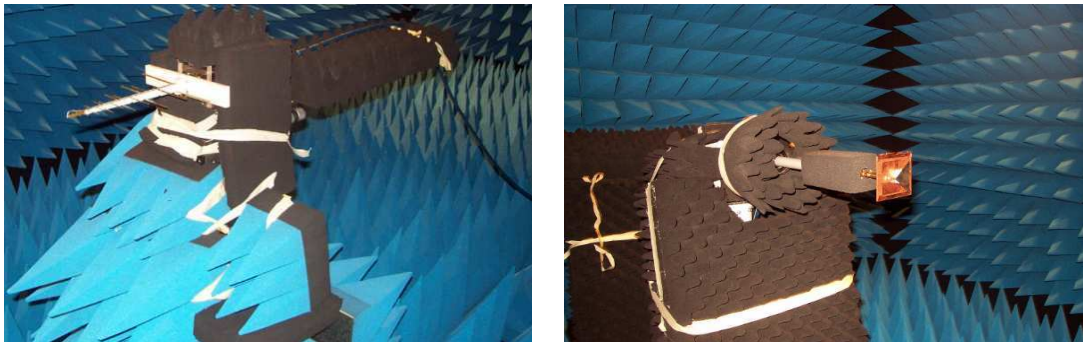


FIG. 2.1: Protection des supports d'antennes par des absorbants.

## 2.2.2 Banc de mesure

Au cours de ces trois années, le banc de mesure a sensiblement été modifié suivant le type de mesure, afin d'obtenir une mesure plus fiable, plus précise et *relativement* rapide, du gain et de la phase du champ lointain rayonnée par l'antenne sous test. On présente par la suite les différents éléments intervenant dans une telle mesure.

**la chambre anéchoïde** Les mesures de  $S_{11}$  et de gain sont effectuées à l'intérieur d'une chambre anéchoïde faradisée, de dimensions  $9 \times 4 \times 3$  m<sup>3</sup>. Sa bande nominale fournie par le constructeur commence vers 800 MHz.

**l'antenne de référence** L'antenne de référence utilisée est une antenne log-périodique appelée aussi LPDA pour *Log Periodic Dipole Array* de chez SCHARZBECK MESS [LPD] [LL88b]. Cette antenne est adaptée sur 1-18 GHz

<sup>3</sup>les monopôles dont le plan de masse n'est pas suffisamment grand ( $\lambda_{max}/2$ ) peuvent en fait être vus comme des dipôles.

( $S_{11} < -10$  dB) pour un gain relativement constant ( $6$  dBi  $\pm 1.2$ dB) dans sa direction principale. Comme antenne de référence, elle possède pourtant deux défauts.

Le premier concerne sa directivité qui est faible pour des dimensions de  $24 \times 29$  cm<sup>2</sup>. L'ouverture à  $-3$  dB du lobe principal est assez large  $55^\circ$  en moyenne (entre  $70^\circ$  et  $40^\circ$ ) dans le plan E, et  $85^\circ$  (entre  $130^\circ$  et  $65^\circ$ ) dans le plan H, ce qui lui laisse capter certains trajets multiples dus au positionneur. Le second défaut est typique de la structure multi-bandes des antennes log-périodique. Il s'agit de la dispersion de phase introduite par l'antenne. La zone active se déplace vers la pointe (petits dipôles) lorsque la fréquence augmente, ainsi le centre de phase apparent [LL88b] se déplace en fonction de la fréquence. Les différentes sous-bandes ne sont pas rayonnées à partir du même point, ce qui affecte la forme d'onde rayonnée. Par ailleurs ce phénomène est amplifié puisque l'antenne est alimentée du côté pointe (alimentation contre-directive), voir schéma Fig. 2.2, 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 les basses. Néanmoins ce comportement peut être pris en compte lors du post-traitement.

**l'analyseur de réseau** Les mesures fréquentielles sont réalisées à l'aide de l'analyseur de réseaux HP 8510C (VNA). Sa dynamique varie entre  $100$  dB à  $3$ GHz et  $90$  dB à  $12$  GHz pour un moyennage convenable sur  $512$  valeurs mesurées. Dans les cas où le bilan de liaison est trop faible, par exemple pour les mesures au delà de  $12$  GHz, un amplificateur bas bruit (LNA) MI-TEQ SMC-12A est utilisé. Il possède  $+20$  dB de gain 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 bas bruit assure encore une marge de  $30$  dB de dynamique à  $15$  GHz. De même typiquement, l'erreur de reproductibilité des mesures est 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.

### 2.2.3 Déconvolution de la mesure

Un certain nombre de traitements sont effectués sur le paramètre  $S_{21}$  mesuré par le VNA pour en déduire la fonction de transfert (définie au paragraphe 2.4.1) de l'antenne  $H_{AUT}(f, \theta, \phi)$  qui contient les informations de gain et de phase de l'antenne sous test.

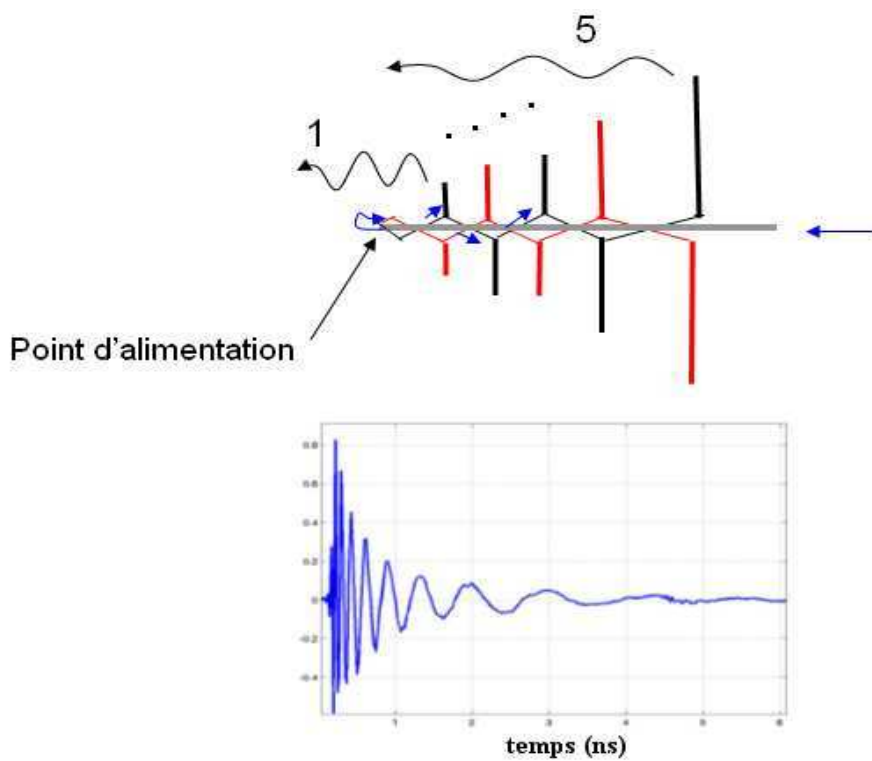


FIG. 2.2: Structure de la LPDA (alimentation contre directive) et visualisation en temporel de la dispersion sur sa réponse impulsionnelle.

Pour réduire la durée d'une mesure importante (par exemple une mesure 3D), il peut s'avérer pertinent d'« externaliser » la calibration de la mesure sur un ordinateur externe (PC pentium) et non sur le processeur du VNA 8510C. A titre d'exemple dans une configuration Response & Isolation (seulement deux termes d'erreurs systématiques à calculer) avec 2x801 points de fréquence, on gagne déjà 22 % en durée de balayage quand on ne calibre pas la mesure. Les procédures de post-calibration ont été validées sur les différents types de câbles (*Response & Isolation, Full2Port, ...*). Une fois que la calibration a été faite dans les plans des connecteurs des deux antennes, il faut soustraire l'influence de la propagation en espace libre et de l'antenne de référence, Fig. 2.4.

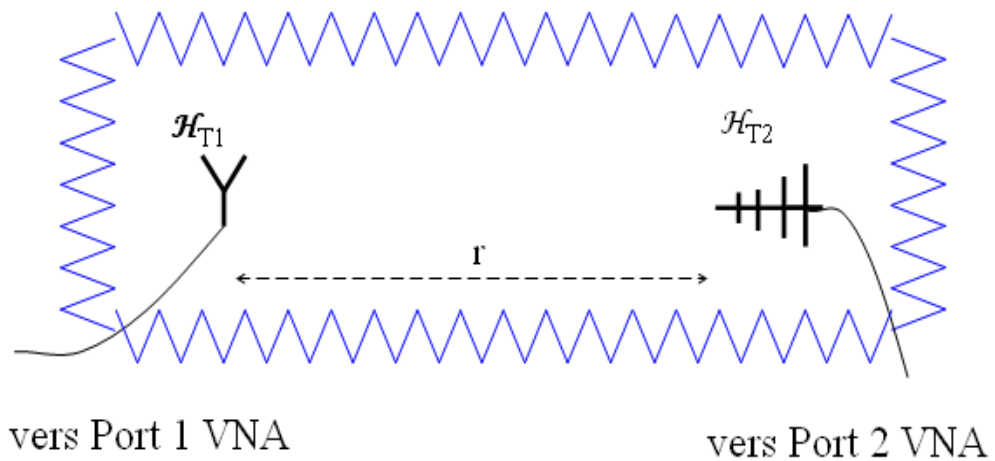


FIG. 2.3: Mesure d'antenne en chambre anéchoïde.

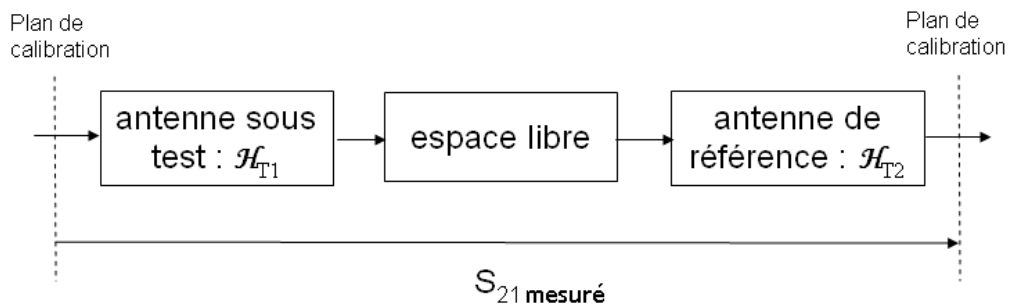


FIG. 2.4: Schéma bloc de la déconvolution de la mesure.

Pour récupérer la fonction de transfert de l'antenne de référence, 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, on en déduit la fonction de transfert d'une seule LPDA ( $H_{ref}$ ) dans sa direction de visée en supposant les antennes métrologiques strictement identiques.

$$S_{21\text{ mesure}} = H_{21} = H_{AUT} \cdot \frac{-j\lambda}{4\pi r} \cdot \exp^{-jkr} \cdot H_{ref}$$

Le terme de propagation en  $\frac{1}{r} \cdot \exp^{-jkr}$  soulève le problème du choix de la distance  $r$  séparant les deux antennes. Dans l'idéal ou si le centre de phase est clairement défini par la structure d'antenne (cas du bicône), la distance  $r$  correspond à la distance entre le centre de phase de chacune des antennes présentes dans la mesure. Or le centre de phase de la LPDA se déplace d'au moins 20 cm sur la bande 1-18 GHz, ce qui est source d'erreur pour la mesure de la phase (à 5 GHz la phase tourne de  $120^\circ$  sur 2 cm) et dans une bien moindre influence pour la mesure du gain (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, d'une part le problème se pose moins pour les antennes de petite taille ; d'autre part dans le cas d'antenne ULB électriquement grande comme notre antenne de référence, le problème est contourné de la manière suivante. Un point de la structure de la LPDA est arbitrairement choisi comme référence pour mesurer la distance  $r$ , l'écart avec la position du centre de phase à la fréquence  $f$  est pris en compte dans la fonction de transfert et non plus dans le terme de propagation. Bien entendu la même référence doit être systématiquement réutilisée dans la mesure des deux LPDA et bien sûr dans la mesure de l'antenne sous test. En pratique, on choisit de se référencer par rapport au dipole correspondant à la fréquence centrale de la bande d'adaptation de l'antenne sous test (dans notre étude, les antennes ont été conçues sur la bande 3-10 GHz, fréquence centrale 6 GHz).

## 2.2.4 Post-traitement

**Conclusion et perspectives sur la précision de la mesure d'antenne** Pour avoir une idée de la précision de notre procédure de mesure du gain et de la phase de l'antenne sous test, les expériences suivantes sont réalisées :

**Vérification de l'hypothèse de similitude entre les deux LPDA.** On peut évaluer la précision de la fonction de transfert à déconvoluer  $H_{ref}$ . Pour ce faire, le paramètre  $S_{21}$  des deux LPDA est remesuré, on déconvolue le terme d'espace libre ainsi que le terme  $H_{ref}$ , fonction de transfert moyenne des deux LPDA. Le résultat est comparé au gain fourni par le constructeur, et l'écart (erreur quadratique moyenne) est de 0.2 dB (écart maximal de 0.4 dB) sur la bande 3-10 GHz.

**Validation par la mesure d’une troisième antenne « connue ».** On mesure une troisième antenne, ici, un cornet <sup>4</sup> adapté sur 4-6 GHz dont les valeurs de gain (seulement) sont fournies par le constructeur à 0.25 dB près, Fig. 2.5. On obtient un écart (erreur quadratique moyenne) de 0.3 dB en moyenne, avec 0.5 dB dans le pire cas.

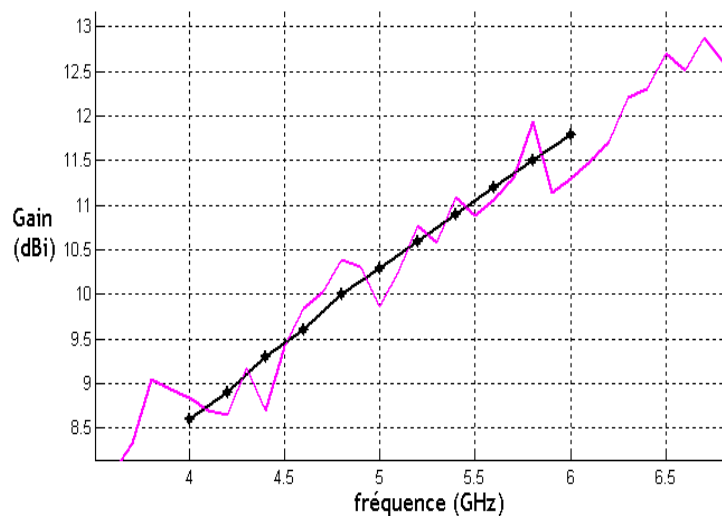


FIG. 2.5: Gain réalisé du cornet mesuré (magenta), données du constructeur (croix noires).

La LPDA n’est pas l’antenne la mieux appropriée pour la mesure de la phase à cause de sa forte dispersion et de son gain relativement peu important (maximum 8 dBi). Pour pouvoir extraire la faible dispersion d’une antenne peu dispersive, d’un terme prépondérant ajouté par l’antenne de référence, cela implique d’avoir estimé l’erreur systématique sur ce terme prépondérant. Pourtant on s’est assuré d’une précision dans la mesure du gain meilleure que 0.5 dB sur la bande de fréquence privilégiée (3–10 GHz). Cette étape de validation de la procédure et de quantification de l’erreur est nécessaire dès l’instant où l’on envisage de mesurer des antennes à faible gain et peu dispersives comme les antennes de mesures de canal ULB.

La conception d’une antenne de référence plus appropriée à la mesure ULB, a été effectuée par un stagiaire de Master dont l’auteur de ce mémoire a partiellement suivi le travail. Plus directif et moins dispersif que la LPDA, un cor-

<sup>4</sup>modèle 12240-10 de chez Flann Microwave

net TEM a été conçu en considérant une succession de transformateurs quart d'onde [KHZ99]. Cette structure donne des résultats de simulation prometteurs :

- 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,
- bande d'adaptation de 1–19 GHz à -10 dB,
- un lobe relativement directif en moyenne de 30°,
- une réponse impulsionnelle est courte de l'ordre de 1 ns pour un signal d'excitation contenue dans la bande d'adaptation du cornet.

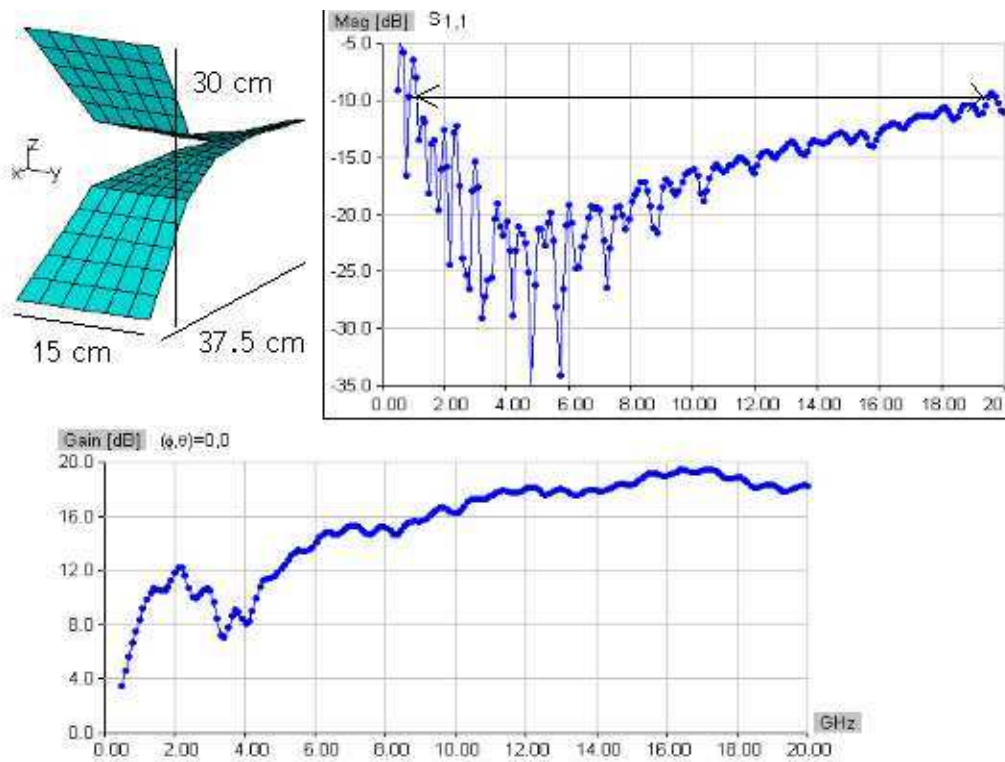


FIG. 2.6: Résultats de simulation du cornet TEM ; dimensions,  $S_{11}$ , gain ordinaire en fonction de la fréquence.

Des simulations tenant compte des choix technologiques de fabrication puis la réalisation du prototype restent à faire. En effet la réalisation comporte certaines difficultés supplémentaires par rapport aux prototypes de cornet TEM recensés dans la littérature, qui bien que possédant une bande relative équivalente, ne montent pas aussi haut en fréquence. Ce travail de conception d'une meilleure antenne de référence pour la mesure d'antenne ULB constitue une voie à suivre puisqu'elle améliore (bande plus large et +5 dBi de gain moyen) les performances des cornets à lèvres (*ridged horn*) [EMC] qui semblent actuellement le meilleur choix parmi les antennes commerciales à prix raisonnable.

## 2.3 Critères classiques et représentations usuelles

Dans ce paragraphe, sont présentés les critères classiques (traditionnels) utilisés pour décrire la performance et le comportement d'une antenne. De plus pour répondre aux spécificités de l'ULB, sont proposées des représentations adaptées à la description de la dépendance fréquentielle du rayonnement.

Le niveau d'adaptation d'impédance d'une antenne ULB, représenté classiquement par le module au carré (en dB) du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence, suffit dans la plupart des cas à indiquer la bande de fonctionnement des antennes à pertes modérées. Comme en bande étroite, c'est d'abord ce paramètre qui guide généralement la conception.

Par ailleurs en tirant partie de la très large bande de fréquence, le concepteur peut aussi observer le signal  $s_{11}$  dans le domaine temporel à la manière de la réflectométrie. La répartition, dans le temps, des réflexions, renseigne sur les zones de l'antenne qui engendrent la désadaptation, en général les extrémités. Peu rencontrée dans la littérature récente, cette représentation est pertinente pour des antennes suffisamment large bande pour que les différentes réflexions ne se chevauchent pas.

Sur la Fig. 2.7, on trace le coefficient de réflexion de l'antenne calibrée dans le plan de son connecteur et excitée par un sinus-cardinal (durée 60 ps) correspondant à la bande de mesure 2-20 GHz. L'amplitude du signal nous renseigne sur l'importance de la réflexion, la date d'arrivée de la réplique nous permet de retrouver la zone de la structure où se produit la réflexion. On observe deux répliques de sinus cardinal, toutes deux déphasées de  $180^\circ$  dues à la réflexion lors du changement abrupt d'impédances dans la structure d'antenne. La date d'arrivée  $t_1$  de la première réflexion (signal bleu) correspond à un aller-retour dans le diviseur triplaque ( $\epsilon_r = 2.33$  sur 24.6 mm ce qui correspond à la réflexion lorsque l'onde arrive sur la zone d'excitation de l'élément rayonnant (plan de transition entre l'onde guidée et l'onde rayonnée) de l'antenne MSS (présentée au paragraphe 3.3.2) suivant la formule :

$$d_i = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}} \frac{t_i}{2} \quad (2.3)$$

L'écart avec la longueur réelle du parcours (26 mm) de 5% peut s'expliquer par le fait que la permittivité diélectrique du connecteur SMA-triplaque est probablement plus faible que celle du substrat. La seconde réplique qui arrive 150 ps après la première, est 2 à 3 fois plus étalée dans le temps et correspond selon l'équation Eq. 2.3 à une réflexion située à 22.5 mm du plan d'excitation dans un milieu

$\epsilon_r = 1$  ; c'est à dire à l'extrémité de la structure. Cette visualisation permet par exemple de déterminer les parties de la structure responsables de la désadaptation et qu'il serait efficace de charger ou de modifier afin de diminuer le niveau de désadaptation.

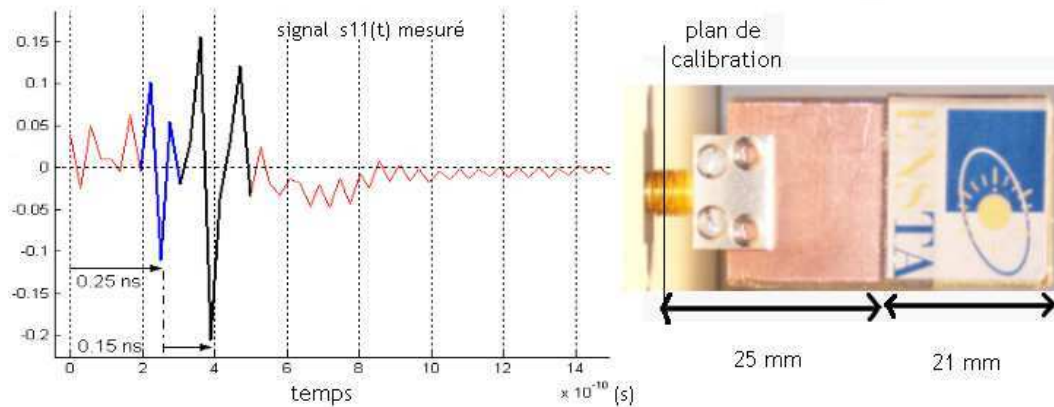


FIG. 2.7: Signal  $s_{11}$  de l'antenne MSS dans le domaine temporel et dimensions de l'antenne.

La représentation du gain maximal en fonction de la fréquence, renseigne sur le comportement fréquentiel de l'antenne. Cependant sur plusieurs octaves, le comportement radiatif, notamment des antennes purement planaires, change et la direction du lobe principal varie avec la fréquence. Or cette information n'est pas fournie par la représentation classique du gain maximal en fonction de la fréquence.

Le diagramme de rayonnement est indispensable pour observer le comportement angulaire. On rencontre classiquement les représentations polaire ou cartésienne du gain tracé aux fréquences caractéristiques des différents modes de rayonnement de l'antenne. Des représentations mieux adaptées à l'ULB permettent de visualiser la variation en fréquence du diagramme (apparition de creux, pertes d'omni-directionnalité). Par exemple on peut tracer en diagramme  $2 D_{\frac{1}{2}}$  sur la première dimension le gisement ou l'élévation, sur la seconde dimension la fréquence puis le gain correspondant grâce à une échelle de couleurs.

Pour quantifier la dispersion de phase introduite par l'antenne, les critères traditionnels d'analyse de la linéarité des quadripôles ont d'abord été utilisés. Dans une direction donnée, on visualise la phase en fonction de la fréquence ; mais cette représentation sur une très large bande, écrase les détails importants. Le temps de

groupe  $\tau_g = -\frac{1}{2\pi} \cdot \frac{\partial \phi}{\partial f}$  semble un critère plus pertinent pour visualiser la dispersion dans une direction donnée en fonction de la fréquence. On a aussi utilisé le temps de groupe différentiel (écart entre les valeurs maximale et minimale) ainsi que l'écart-type du temps de groupe (Eq. 2.4 tracés en polaire ou cartésien dans plusieurs directions.

$$\sigma_{\tau_g} = \sqrt{\frac{1}{\delta f} \int_{f_{min}}^{f_{max}} (\tau_g - \bar{\tau}_g)^2} \quad (2.4)$$

Ce critère plus compact permet de rendre compte du comportement angulaire de la seule dispersion, c'est-à-dire en ayant isolé l'effet de gain.

Les quatre critères que l'on vient de présenter, permettent au concepteur une analyse des performances à un niveau de détail assez poussé. Ils sont pertinents dans la phase de conception, notamment de simulation, puisqu'ils fournissent une analyse fine du comportement de l'antenne en vue de l'amélioration de telle ou telle partie de la structure. En général le concepteur concentre son analyse fine sur certaines zones du diagramme de rayonnement, par exemple la zone d'apparition d'un creux dans le diagramme. Mais il a besoin, soit pour lui, soit pour ses interlocuteurs non spécialistes, d'outils pertinents pour décrire et comparer les antennes ULB. Ceci est l'objet du paragraphe suivant.

## 2.4 Introduction de critères de performances

Un niveau très détaillé des performances peut être utile lors de la phase de conception, par contre celui-ci n'est plus adapté quand on veut présenter des performances globales, par exemple pour comparer rapidement deux structures ULB, ou caractériser d'une manière compacte mais pertinente une antenne ULB à destination de non spécialistes. Toujours dans le souci d'optimiser l'antenne d'un point de vue *élément d'un système*, on va étudier l'effet de la distorsion du signal temporel lors de son passage dans l'antenne à l'émission et à la réception.

### 2.4.1 Fonction de transfert et réponse impulsionnelle

La raison principale qui nous pousse à travailler dans le domaine temporel est l'étude de la distorsion introduite par l'antenne, c'est à dire la déformation de l'onde rayonnée par rapport à l'onde incidente. A priori, travailler dans le domaine temporel paraît peu pratique : instrumentation (encore) majoritairement fréquentielle, champ rayonné dépendant de l'impulsion d'excitation donc non intrinsèque, opérateurs mathématiques plus simple en fréquentiel comme l'opération de convolution. Pourtant pour les systèmes large bande, notamment les radars ULB,

les chercheurs ont développé un formalisme temporel [SHK97], traduit en temporel les notions existantes dans le domaine fréquentiel [AHO93], ou encore préférer cette représentation pour faciliter l'analyse [Zio92] et [IS02]. Car travailler en temporel sur des grandeurs de type onde, permet de tenir compte simultanément du gain et de la phase de la fonction de transfert de l'antenne. Le formalisme utilisé au laboratoire, et développé à cette occasion, a la particularité d'être adapté à la procédure de mesure. En effet on travaille avec des fonctions de transfert qui sont des rapports d'ondes partielles directement mesurables avec un analyseur de réseaux, et non pas des grandeurs électriques ( $V^+$  ...) comme l'a fait Shlivinsky dans [SHK97]. On va détailler ce formalisme d'abord séparément pour l'émission et pour la réception, puis on en déduira l'opérateur de transmission entre deux antennes.

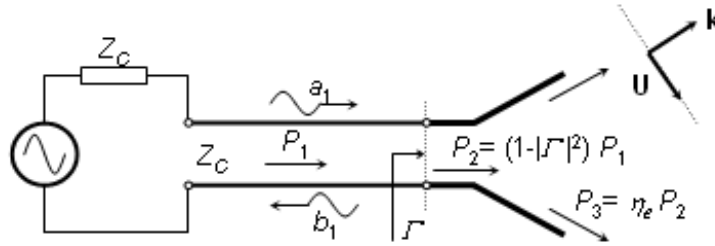


FIG. 2.8: Schéma d'une antenne à l'émission excitée par un signal incident  $a_1$  fournie par une source d'impédance interne  $Z_c$ .

**à l'émission** On suppose une source d'impédance interne  $Z_c$  reliée à l'accès de l'antenne par une ligne de transmission d'impédance caractéristique  $Z_c$ . On définit un plan d'entrée de l'antenne, pratiquement le plan du connecteur, et on considère  $a_1$  l'onde partielle incidente et  $\mathbf{E}(\mathbf{k})$ <sup>5</sup> le champ électrique lointain rayonné dans la direction donnée par le vecteur d'onde  $\mathbf{k}$ , qui s'écrit selon Eq. 2.5 :

$$\mathbf{E}(\mathbf{k}) = \frac{e^{-jkr}}{r} \sqrt{\frac{\eta_0}{4\pi}} \mathbf{A}(\mathbf{k}) \quad (2.5)$$

où  $\eta_0$  est l'impédance du vide,  $k$  est le nombre défini par  $k = \frac{2\pi f}{c}$ ,  $\mathbf{A}(\mathbf{k}) = |\mathbf{A}(\mathbf{k})| \mathbf{U}(\mathbf{k})$  est le vecteur amplitude du champ suivant le vecteur polarisation  $\mathbf{U}$  contenu dans le plan normal au vecteur  $\mathbf{k}$ , notez que  $\mathbf{A}$  a pour unité ( $W^{1/2}$ ) comme  $a_1$  d'ailleurs.

<sup>5</sup>Pour des raisons de simplicité typographique, la convention anglo-saxonne indiquant les grandeurs vectorielles en gras est utilisée dans la suite du mémoire.

Ainsi on définit la *fonction de transfert* de l'antenne à l'émission dans le domaine fréquentiel comme suit dans Eq. 2.6 :

$$\mathbf{H}(\mathbf{k}) = \frac{\mathbf{A}(\mathbf{k})}{a_1(k)} \quad (2.6)$$

$a_1(k)$  est le spectre complexe de l'onde incidente.

Rapellons que notre objectif est d'obtenir une quantité qui contienne toutes les sources de distorsion y compris celle engendrée par une désadaptation d'impédance forcément dépendante de la fréquence. Aussi on pourra constater que c'est le cas dans notre définition de  $\mathbf{H}$ . Dans le domaine temporel, la réponse impulsionnelle de l'antenne à l'émission  $\mathbf{h}^t$  dans la direction d'observation  $\hat{\mathbf{r}}$  (vecteur unitaire dirigé par  $(\theta, \Phi)$ ), est obtenue à partir de la transformée de Fourier inverse<sup>6</sup> de  $\mathbf{H}$ , Eq. 2.7 :

$$\mathbf{h}^t(\hat{\mathbf{r}}, t) = \mathcal{F}^{-1}[\mathbf{H}(\mathbf{k})](t) \quad (2.7)$$

on en déduit les expressions temporelles de  $\mathbf{A}$  et de  $\mathbf{E}$  :

$$\mathbf{a}(\hat{\mathbf{r}}, t) = [\mathbf{h}^t(\hat{\mathbf{r}}, \cdot) * a_1](t) \quad (2.8)$$

$$\mathbf{e}(\hat{\mathbf{r}}, t) = \frac{1}{r} \sqrt{\frac{\eta_0}{4\pi}} [\mathbf{h}^t(\hat{\mathbf{r}}, \cdot) * \delta_{r/c} * a_1](t) \quad (2.9)$$

où  $*$  est le produit de convolution.

**à la réception** On considère que la même antenne est illuminée par une onde plane d'amplitude normalisée  $\mathbf{A}_{pw}$ , incidente suivant une direction  $-\mathbf{k}$  et polarisée suivant  $\mathbf{V}$ , Fig. 2.9. On rappelle que pour être dans la même polarisation les deux antennes doivent respecter :  $\mathbf{V} = \mathbf{U}^*$ .

On définit  $\mathbf{H}^r$  la fonction de transfert à la réception dans Eq. 2.10.

$$b_2 = \mathbf{H}^r \cdot \mathbf{A}_{pw} \quad (2.10)$$

L'application du principe de réciprocité [LL88a] [?] à l'émission et la réception donne, après calculs, l'équation suivante :

$$\mathbf{H}^r = \frac{-j\lambda}{\sqrt{4\pi}} \mathbf{H}^t \quad (2.11)$$

---

<sup>6</sup>transformée de Fourier inverse de la fonction  $U(f)$  :  $u(t) = \mathcal{F}^{-1}[U(f)] = \int_{-\infty}^{+\infty} U(f) \cdot e^{j2\pi f t} df$

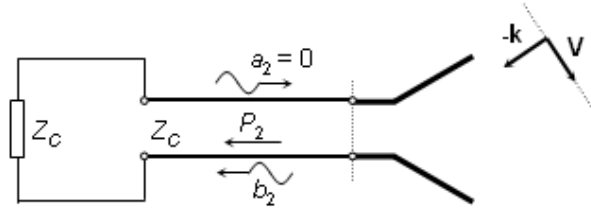


FIG. 2.9: Schéma d'une antenne à la réception illuminée par une onde plane incidente selon la direction  $-\mathbf{k}$ .

Cette équation montre que dans les conditions de champ lointain (à vérifier sur la fréquence maximale), la même antenne se comporte différemment à l'émission et à la réception.

**en transmission** Considérons maintenant un système à deux antennes (quadripôle), et reconstituons sa réponse impulsionnelle  $h_{21}$  à partir des réponses impulsionnelles à l'émission des deux antennes  $h_1^t$  et  $h_2^t$ .

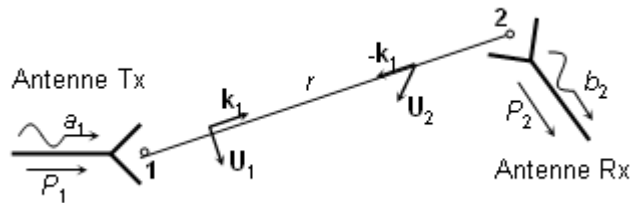


FIG. 2.10: Schéma de deux antennes en transmission.

$$b_2 = H_{21} \cdot a_1 \quad (2.12)$$

$$H_{21} = \frac{e^{-jk_1 r}}{r} \frac{-j\lambda}{4\pi} H_1 \cdot H_2 \quad (2.13)$$

ce qui donne dans le domaine temporel :

$$h_{21} = \frac{c}{2r} (h_1^t * \partial_t^{-1} h_2^t * \delta_{r/c}) \quad (2.14)$$

**Comportement des antennes ULB** L'équation 2.11 reliant  $\mathbf{H}^t$  et  $\mathbf{H}^r$  ne nous renseigne pas sur le comportement de l'antenne elle-même, autrement dit sur la distorsion apportée par l'antenne par exemple à la réception. En ULB, on rencontre tous les comportements entre le dérivateur et l'intégrateur et même des comportements qui diffèrent suivant la direction d'observation. L'idée que l'antenne puisse être considérée comme un élément dérivateur dans la chaîne de communication, n'est donc pas généralisable. Cette assertion est seulement vraie dans le cas d'antennes à ouverture effective constante, comme par exemple un cornet TEM à l'émission.

En prenant le module au carré de l'équation 2.13, on retrouve la formule de Friis (Eq. 2.15) :

$$\frac{P_2}{P_1} = \frac{|b_2|^2}{|a_1|^2} = |H_{21}|^2 = \left(\frac{\lambda}{4\pi r}\right)^2 G_1(\mathbf{k}_1) G_2(-\mathbf{k}_1) \eta_p \quad (2.15)$$

avec  $\eta_p = |U_1 U_2|$ , le rendement de polarisation de la liaison.

## 2.4.2 Définitions de nouveaux critères

Grâce au formalisme défini plus haut, de nouveaux outils de caractérisation sont proposés ; ils sont mieux adaptés à l'analyse de la performance d'antenne en ULB pulsé. La réponse impulsionnelle en tant qu'outil mathématique tel qu'on l'a définie est intrinsèque, autrement dit c'est la réponse à un signal d'excitation de type dirac. Cet objet n'est donc pas mesurable dans la pratique. Caractériser une antenne dans le domaine temporel impose de définir la forme d'onde du signal d'excitation. On peut vouloir rester relativement intrinsèque, pour cela on choisit une forme d'onde proche du dirac ; ce qui revient en fréquentiel à analyser le comportement de l'antenne indépendamment de sa bande d'adaptation. En revanche pour des raisons de pertinence notamment avec l'analyse au niveau système, on peut aussi choisir d'étudier l'antenne avec la forme d'onde envisagée dans l'application. C'est le choix que l'on a fait dans ce qui suit.

On cherche à définir un équivalent en temporel du gain en vue d'analyser le comportement angulaire de l'antenne, pour cela on utilise la fonction d'autocorrélation  $\mathbf{g}_1$  de la réponse impulsionnelle  $\mathbf{h}^t$  :

$$\mathbf{g}_1(\hat{\mathbf{r}}, \tau) = \mathcal{R}_{\mathbf{h}^t(\hat{\mathbf{r}})}(\tau) \quad (2.16)$$

avec :

$$\mathcal{R}_u(\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} u(t) \cdot u^*(t - \tau) dt \quad (2.17)$$

Il est immédiat que lors du passage dans le domaine fréquentiel, on retrouve la notion de gain réalisé<sup>7</sup>  $G_1$ , quantité qui tient compte de l'adaptation d'impédance de l'antenne.

$$G_1(\mathbf{k}) = \mathcal{F}[g_1(\hat{\mathbf{r}}, t)](f) = |H(\mathbf{k})|^2 \quad (2.18)$$

On a constaté l'intérêt d'utiliser des métriques globales, c'est pourquoi on définit une quantité ne dépendant que de la direction de rayonnement grâce à l'équation :

$$g^t(\hat{\mathbf{r}}) = \frac{Max_{\tau} \mathcal{R}_A(\mathbf{k}, \tau)}{\mathcal{R}_{a_1}(0)} = \frac{\mathcal{R}_A(\mathbf{k}, 0)}{\mathcal{R}_{a_1}(0)} \quad (2.19)$$

Cette dernière quantité peut être vue en fréquentiel comme le gain réalisé pondéré par le spectre de l'onde incidente puis moyennée en fréquence, comme le montre l'équation 2.20 où  $E_{a_1}$  est l'énergie du signal d'excitation  $a_1$  :

$$g^t(\mathbf{k}) = \frac{\int |\mathbf{A}(\mathbf{k})|^2 df}{\int |a_1(f)|^2 df} = \frac{\int |\mathbf{H}(\mathbf{k})|^2 |a_1(f)|^2 df}{E_{a_1}} = \frac{\int \mathbf{G}_1(f) |a_1(f)|^2 df}{E_{a_1}} \quad (2.20)$$

Ainsi on caractérise les performances de l'antenne en privilégiant les zones du spectre qui contribuent le plus au rayonnement en terme de puissance. En effet les générateurs d'impulsions ULB bas coût ne pourront pas générer et filtrer des signaux qui remplissent parfaitement le masque de puissance autorisé, notamment aux extrémités de la bande autorisée, là où justement le comportement de l'antenne est susceptible d'être moins performant comme nous le verrons dans le chapitre 3.

**Notions de fidélité** Dans ce qui suit, pour des raisons de simplicité d'écriture, on se place dans le cas d'un rendement de polarisation idéal et dans le cas de l'antenne à l'émission. Afin de s'affranchir de l'effet de gain, les impulsions rayonnées sont normalisées en énergie 2.21 et sont alors surmontées du symbole  $\hat{\cdot}$ .

$$\hat{\mathbf{x}}(\hat{\mathbf{r}}, t) = \frac{\mathbf{x}(\hat{\mathbf{r}}, t)}{\sqrt{E_{\mathbf{x}}(\hat{\mathbf{r}}, t)}} \quad (2.21)$$

On peut vouloir quantifier la distorsion absolue ou la notion opposée de *fidélité absolue*  $FA_{Tx}$  introduite par l'antenne en comparant la forme d'onde incidente normalisée en énergie  $\hat{a}_1(t)$  et celle rayonnée  $\hat{\mathbf{a}}(\hat{\mathbf{r}}, t)$  à l'aide de la fonction d'intercorrélation qui permet d'estimer le degré de ressemblance entre ces deux signaux, Eq. .

<sup>7</sup>rappel :  $G_{realise} = (1 - |S_{11}|^2) \cdot G_{ordinaire} = \frac{P_{rayonnee}}{\frac{P_{incidente}}{4\pi}}$

$$FA_{Tx}(\hat{\mathbf{r}}) = \text{Max}_\tau \left| \mathcal{R}_{\hat{\mathbf{a}}(\hat{\mathbf{r}}), \hat{\mathbf{a}}_1}(\tau) \right| \quad (2.22)$$

La fidélité absolue  $FA_{Tx}$  est normalisée de façon à ce que ni le gain d'antenne, ni l'énergie contenu dans l'impulsion ne soient encore pris en compte dans cette mesure de la similitude de deux formes d'ondes.

Il est possible de tenir compte de cette distorsion absolue au niveau système, par exemple en utilisant un filtre de pré-distorsion à l'émission, grâce à un filtre adapté ou encore à l'aide d'un signal de référence approprié dans le corrélateur. Mais cela à la seule condition que cette distorsion ne soit pas fortement dépendante de la direction de rayonnement. En d'autres termes, il faut que l'antenne ait à peu près le même comportement déformant dans toutes les directions angulaires. Par conséquent l'information désormais pertinente consiste à comparer l'impulsion rayonnée dans la direction ( $\hat{\mathbf{r}}$ ) avec l'impulsion rayonnée dans la direction ( $\hat{\mathbf{r}}_0$ ) qui sera choisie comme direction de référence par exemple une direction privilégiée de l'antenne, ou encore comme on l'a fait ci-dessous dans la direction qui minimise la distorsion absolue. C'est pourquoi on définit alors une *fidélité relative*  $FR_{Tx}$ , Eq. 2.23, notez que cette fois, on peut indifféremment utiliser des signaux normalisés en énergie ou pas, puisqu'on compare deux signaux de même nature (deux impulsions rayonnées).

$$FR_{Tx}(\hat{\mathbf{r}}) = \frac{\text{Max}_\tau \left| \mathcal{R}_{\mathbf{a}(\hat{\mathbf{r}}_0), \mathbf{a}(\hat{\mathbf{r}})}(\tau) \right|}{\mathcal{R}_{\mathbf{a}(\hat{\mathbf{r}}_0)}(0)} \quad (2.23)$$

Si cette fidélité relative est relativement forte dans tout le lobe principal, alors il sera possible et licite de soustraire un comportement moyen de distorsion et par exemple de caractériser le canal intrinsèque (sans l'influence des antennes de mesure). Ce dernier critère d'analyse permet de comparer la fidélité de deux antennes indépendamment de leur gain dans la direction que l'on a privilégiée. Il est donc pertinent pour comparer l'ouverture angulaire de différentes antennes.

De la même manière que ce que l'on vient de faire dans le cas de l'antenne à l'émission, on peut définir une fidélité absolue à la réception  $FA_{Rx}$  et une fidélité relative à la réception  $FR_{Rx}$  :

$$FA_{Rx}(\hat{\mathbf{r}}) = \text{Max}_\tau \left| \mathcal{R}_{\hat{\mathbf{b}}_2, \hat{\mathbf{A}}_{pw}(\hat{\mathbf{r}})}(\tau) \right| \quad (2.24)$$

$$FR_{Rx}(\hat{\mathbf{r}}) = \frac{\text{Max}_\tau \left| \mathcal{R}_{\hat{b}_{2m}, \hat{b}_2(\mathbf{k})}(\tau) \right|}{\mathcal{R}_{b_{2m}}(0)} \quad (2.25)$$

Où  $b_{2m}$  est le signal en sortie d'antenne, provenant de la direction qui minimise  $FA_{Rx}$ .

**Quantification de la fidélité de différentes antennes** La détection cohérente est basée sur la corrélation, elle tient compte de l'énergie ainsi que de la forme du signal reçu. Il est donc légitime d'étudier le comportement distordant de différentes classes d'antennes (grandes et petites antennes directives ou omni-directionnelles) à l'émission afin d'avoir des ordres de grandeur qui servent de références pour comparer d'autres antennes. Pour cela, on utilise la fidélité absolue définie plus haut<sup>8</sup>

Pour comparer les performances d'antennes en mode impulsionnel, on peut suivre deux approches. La première approche est classique dans le domaine des antennes, elle consiste à exciter l'antenne avec une impulsion dont la bande est normalisée par rapport à la bande d'usage  $[f_{min}-f_{max}]$  de l'antenne (ie. en général la bande d'adaptation d'impédance à -10 dB). On utilise une forme d'onde gaussienne de paramètre  $\sigma$  modulée par une porteuse de fréquence  $f_c$  où :

$$f_c = \frac{f_{max} + f_{min}}{2} ; \quad \sigma = \frac{1}{2(f_{max} - f_{min})}$$

$$y(t) = e^{-\frac{t^2}{2\sigma^2}} \cdot \cos(2\pi f_c t) \quad (2.26)$$

Le comportement de quatre antennes différentes (deux directives et deux omni-directionnelles) est étudié :

- L'antenne **LPDA** (paragraphe 2.2.2) est une grande antenne directive dispersive. Sa bande nominale est 1-18 GHz pour un gain stable autour de 6 dBi.
- L'antenne **Fprobe** 1.4.1 est un patch triangulaire de bande d'usage de 3-6 GHz, mais qui possède une seconde bande à partir de 8 GHz et de dimensions  $6 \times 6 \times 2 \text{ cm}^3$ .
- L'antenne **Skycross** 1.4.2 est une petite antenne ( $2 \times 3 \times 2 \text{ cm}^3$ ) omni-directionnelle dont la bande d'usage est typiquement 3-6 GHz mais qui est adapté à -6 dB sur la bande FCC et qui rayonne aussi dans une seconde bande entre 7 et 9 GHz. Les calculs qui suivent, sont effectués dans la direction normale au plan de l'antenne.
- L'antenne **MSS** 3.3.2 est aussi une petite antenne omni prévue pour fonctionner sur la bande FCC. Les calculs qui suivent, sont effectués dans la direction normale au plan de l'antenne côté face métallique.

Le tableau 2.1 résume les valeurs de la fidélité  $FA_{Tx}$  dans les directions privilégiées des quatre antennes. Au regard de ces valeurs de fidélité, d'autres descripteurs plus ou moins usuels ont été ajoutés comme l'écart maximal du temps de

---

<sup>8</sup>on trouve parfois une autre écriture de la fidélité à partir de la différence entre deux signaux normalisés [LS94].

groupe ( $\Delta\tau_g$ ), l'écart maximal des valeurs de gain  $\Delta G$ , la bande relative d'usage des antennes. On peut en tirer trois enseignements :

- D'abord un ordre de grandeur d'un cas extrême d'antenne dispersive ( $\Delta\tau_g = 1.1$  ns), la fidélité  $FA_{Tx}$  de la LPDA est de 64%.
- Pour les antennes de bande relative plus proche des applications ULB, la fidélité  $FA_{Tx}$  est supérieure à 90%.
- Dans le cas du mode pulsé, les indicateurs de variations fréquentielles du gain et de la phase ne sont plus pertinents pour évaluer la distorsion car ils ne tiennent pas compte de la répartition en fréquence de la densité de puissance du signal incident. Ceci est d'autant plus vrai que la plupart des formes d'onde d'excitation défavorisent les extrémités du spectre du standard, là où justement sont rencontrées les variations fréquentielles les plus importantes puisque ces sous-bandes sont généralement situées en limite des modes de rayonnement des antennes.

TAB. 2.1: Fidélité et indicateurs de variations fréquentielles pour une approche normalisée.

distorsion	LPDA	F-Probe	Skycross	MSS
$\Delta\tau_g$ (ns)	1,1	0,09	0,35	0,1
$\Delta G$ (dB)	3,4	5	13	13
bande relative (%)	150	66	80	110
$FA_{Tx}$ (%)	64	95	93	91

Une seconde approche consiste à travailler à partir d'un masque de puissance standard imposé par exemple celui de la FCC. On excite toutes les antennes étudiées avec une même forme d'onde respectant le standard. On se place dans l'optique où l'on doit comparer, sur une bande commune, des antennes existantes qui possèdent leur bande d'usage <sup>9</sup> différente, en gardant à l'esprit que les aspects de coût et de taille peuvent justifier ou rendre *acceptable* une dégradation de performances que l'on aura préalablement quantifiée et comparée. Toutes proportions gardées, l'idée d'utiliser une antenne ULB partiellement hors de sa bande d'usage n'est pas forcément insensée dès lors que certaines classes d'antennes ULB (en particulier les petits dipôles épais) comportent une désadaptation douce et un gain stable au niveau de leur fréquence de coupure haute ; de même certaines antennes plus résonnantes comme les patches large bande, possèdent une seconde bande suffisamment large.

<sup>9</sup>par bande d'usage, on entend la bande pour laquelle l'antenne a été initialement conçue. Notez qu'elle ne correspond pas forcément à la bande d'adaptation à -10 ou -X dB, mais peut être vue comme une bande nominale d'utilisation.

En utilisant la LPDA sur la bande FCC, c'est à dire *seulement*, sur un tiers de sa bande nominale. Les valeurs de  $\Delta\tau_g$  et  $\Delta G$  diminuent d'environ 30 % et la fidélité passe de 64 % à 92 %, Tab.2.2. A contrario pour les antennes Fprobe et Skycross qui sont conçues pour la bande 3-6 GHz, le comportement multi-bande sur la bande FCC (chute du gain dans les directions considérées de -10 dB en moyenne sur une sous-bande de 1.5 GHz autour de 7 GHz) va de pair avec une dégradation de la fidélité  $FA_{Tx}$  qui baisse jusqu'à 72 %. Il n'y a aucune différences entre les deux approches en ce qui concerne l'antenne MSS puisque sa bande d'usage correspond à la bande 3.1-10.6 GHz.

TAB. 2.2: Fidélité et indicateurs de variations fréquentielles pour une approche sur une bande commune.

distorsion	LPDA	F-Probe	Skycross	MSS
$\Delta\tau_g$ (ns)	0,75	0,52	0,57	0,1
$\Delta G$ (dB)	1,9	12	17	13
$FA_{Tx}$ (%)	92	73	72	93

**Influences des effets de gain et de phase sur la fidélité** On a vu que l'origine physique de la distorsion se trouve dans trois facteurs : variations de  $S_{11}$  en fréquence, variations du gain en fréquence et la non-linéarité de la phase. Pour quantifier la prédominance entre les effets de gain et ceux de la dispersion, on remplace artificiellement la phase de la fonction de transfert<sup>10</sup> mesurée par une phase purement linéaire. Puis on recalcule la forme d'onde normalisée en énergie  $\hat{e}_{ray\ \phi_{lin}}$  à partir de la nouvelle fonction de transfert  $H_{\phi_{lin}}$  de l'antenne « linéarisée », Eq. 2.28.

$$H_{\phi_{lin}} = |H| \cdot \exp(-j2\pi f) \quad (2.27)$$

$$FA_{Tx\ \phi_{lin}} = Max_{\tau} \left| \mathcal{R}_{\hat{y}, \hat{e}_{ray\ \phi_{lin}}}(\tau) \right| \quad (2.28)$$

Autant il semble clair que sur la bande nominale de la LPDA, la dispersion soit l'effet prépondérant ( $FA_{Tx}$  passe de 53 % à 99 % lorsqu'on linéarise la phase de la fonction de transfert), autant pour les antennes moins dispersives, il est difficile de dégager un effet prédominant car la distorsion reste relativement faible. Pour ces dernières, les effets de gain et de phase sont fortement reliés et il est difficile de les isoler tout en conservant la même pertinence.

La distorsion introduite par l'antenne dépend avant tout de la largeur de la bande relative sur laquelle on l'excite.

<sup>10</sup>On rappelle que telle que l'on a définie, la fonction de transfert contient l'information de désadaptation. En la linéarisant, on enlève aussi l'effet de phase dû à la désadaptation.

Sur le Tab.2.3, on met en relief l'effet de la dispersion en comparant le gain de fidélité quand on « linéarise » l'antenne dans le cas de l'approche sur une bande commune. La valeur de  $FA_{Tx\phi_{lin}}$  exprime alors l'effet sur la fidélité des variations fréquentielles du gain réalisé. On constate que dans le pire cas où la Skycross possède des écarts de gain de plus de 15 dB sur la bande FCC, ces variations de gain induisent une fidélité  $FA_{Tx\phi_{lin}}$  de 86 %.

TAB. 2.3: Influence de la dispersion sur la fidélité, mise en relief par la linéarisation de la phase de la fonction de transfert de l'antenne.

distorsion	LPDA	F-Probe	Skycross	MSS
$FA_{Tx}$ (%)	92	73	72	93
$FA_{Tx\phi_{lin}}$ (%)	96	91	86	95

On peut aussi quantifier l'influence de la largeur de la bande sur la fidélité  $FA_{Tx}$ . A mesure que la bande de l'impulsion d'excitation augmente ( $f_{min}$  est fixée à 3 GHz et  $f_{max}$  augmente), on observe une décroissance de la fidélité différente suivant le type d'antenne. Elle est relativement monotone pour les antennes peu dispersives comme le bicone, par contre dans le cas de la LPDA la décroissance est d'autant plus forte que la fréquence centrale de l'impulsion d'excitation est proche des fréquences basses de la bande d'adaptation de l'antenne. Ceci s'explique par la géométrie de l'antenne Log-périodique, Fig. 2.11, dont l'espacement inter-dipole et donc le déplacement du centre de phase diminue en logarithme quand la fréquence augmente, Fig. 2.2.

La fidélité  $FA_{Tx}$  des antennes de dimensions raisonnables pour des applications de communications, n'est jamais inférieure à 70 % ; il reste à voir quelles en sont les conséquences en terme de performances au niveau système. On va voir dans le paragraphe suivant, comment la notion de fidélité relative  $FR$  à la réception peut être reliée au SNR d'une liaison ULB utilisant un récepteur à détection cohérente.

## 2.5 Influence des antennes sur la liaison ULB en mode impulsif

Une fois qu'on a analysé la performance d'antenne avec des notions d'antenniste, on va relier quantitativement ces informations à des critères plus adaptés au niveau système typiquement des rapports signal sur bruit (SNR) ou encore des

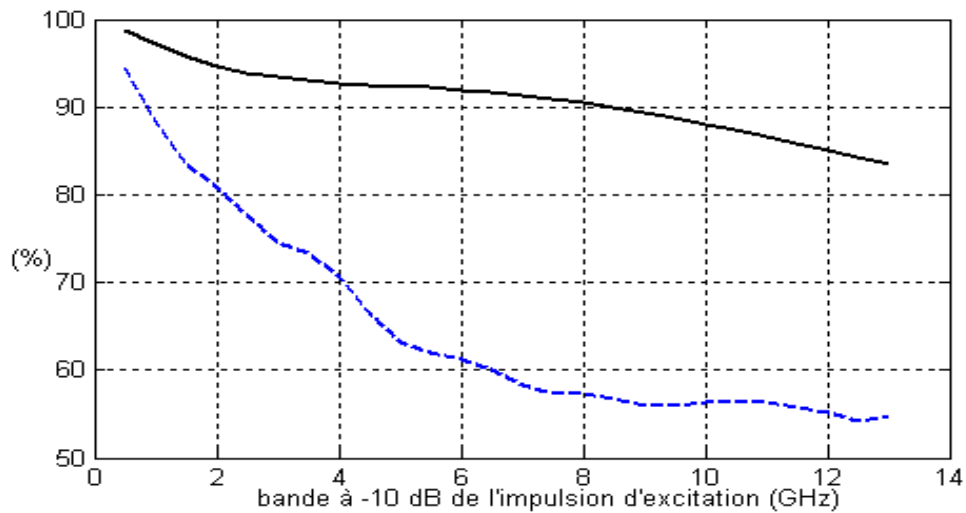


FIG. 2.11: Fidélité du bicone à  $\theta = 90^\circ$  (noir) et de l'antenne LPDA dans son lobe (tiret bleu), en fonction de la largeur de la bande de l'impulsion d'excitation.

taux d'erreurs binaires (BER). L'objectif est double. D'une part, on désire traduire les performances dites *performances antenne*, comme la fidélité relative, en termes plus usuels dans le but de communiquer nos résultats à d'autres communautés d'experts. D'autre part, on cherche à se servir des seuils limites typiques au niveau système pour en déduire les seuils équivalents sur nos nouveaux outils. De cette manière le concepteur peut directement lors d'études de paramètres en simulation, assurer une partie des spécifications au niveau système. Bien sûr dans ce qui suit de nombreuses approximations ont volontairement été faites afin d'isoler l'influence de l'antenne ; précisons le modèle utilisé.

**Modèle simplifié d'émetteur récepteur** Quelle que soit la modulation de type impulsionnelle (par exemple BPSK (modulation antipodale)), l'objectif du récepteur est de détecter et reconnaître un signal contenant l'information parmi le bruit ou d'autres signaux non-informatifs. Ci-dessous, on présente le modèle de la chaîne de communication utilisée. Ici on suppose que l'on peut séparer en différents blocs antennes et canal, ce qui n'est pas toujours évident en raison des interactions de champ proche par exemple dans le cas BAN.

A l'émission, une impulsion  $a_1$  excite l'antenne Tx. Dans ce chapitre, le canal est supposé à bruit blanc gaussien (densité spectrale de puissance  $N_0$ ). A la réception, le signal  $v_L = \sqrt{Z_c} \cdot b_2$  provenant de l'antenne Rx est corrélé avec un signal de référence *ref*. On suppose une synchronisation parfaite et on calcule le SNR en sortie de corrélateur, Fig. 2.12.

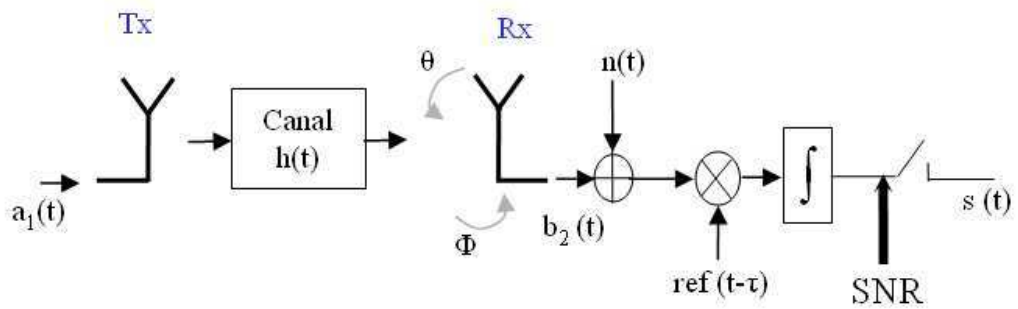


FIG. 2.12: Modèle de liaison ULB.

### Mise en perspective des critères antenne par rapport aux critères système

On désire exprimer le SNR en sortie de corrélateur, en fonction des grandeurs vues précédemment et notamment des réponses impulsionnelles des antennes Tx et Rx. Soit  $b_2$  le signal en sortie d'antenne et  $\mathcal{E}(u)$  : l'énergie du signal (à support borné)  $u(t)$ , alors :

$$SNR = \frac{\mathcal{E}(\int v_L(t) ref(t - \tau) dt)}{\mathcal{E}(|\int n(t) ref(t) dt|)} \quad (2.29)$$

après calculs, on déduit l'expression suivante :

$$SNR = \frac{(Max_{\tau}(\int b_2(t) ref(t - \tau) dt))^2}{N_0 \int ref^2(t) dt} \quad (2.30)$$

$$SNR = \frac{(Max_{\tau}(\int b_2(t) ref(t - \tau) dt))^2}{N_0 \mathcal{E}_{ref}(t)} \quad (2.31)$$

L'opérateur maximum est conservé au numérateur dans le but d'assurer la synchronisation idéale. On rappelle que :

$$b_2(t) = [h_{21} * a_1](t) = \frac{c}{2r} [h_1^t(\cdot, r_{TxRx}) * \partial_t^{-1} h_2^t(\cdot, r_{RxTx}) * \delta_{r/c} * a_1](t) \quad (2.32)$$

**Comportement angulaire** On peut alors caractériser le comportement angulaire, ici en élévation, d'une seule antenne, en observant directement la variation de SNR lorsque l'antenne Tx décrit son élévation et que l'antenne Rx est fixe, Fig. 2.13.

La forme d'onde du signal de référence utilisée dans le corrélateur joue un rôle majeur dans la détection, et ceci d'autant plus que l'antenne distord. On teste

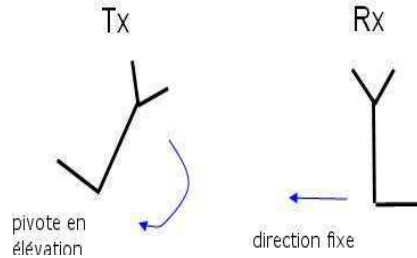


FIG. 2.13: Schéma de la liaison où l'antenne Tx décrit son élévation.

deux signaux de référence différents : soit le signal d'excitation  $a_1$ , soit la forme d'onde du signal qui provient de deux antennes directives  $F_{\text{probe}}$  qui se visent mutuellement (autrement dit  $\mathbf{k}_1 = -\mathbf{k}_2$ ). Afin de faire ressortir l'amélioration de SNR entre ces deux différentes références, on a normalisé les SNR par rapport à la valeur maximale de la corrélation la plus favorable, c'est-à-dire celle qui tient compte du passage dans les deux directions principales de ces antennes directives. On observe un gain de SNR de +3 dB entre une corrélation avec et sans connaissance a priori des distorsions d'antennes d'une part pour l'antenne  $F_{\text{probe}}$  (Fig. 1.10), et d'autre part +8 dB de SNR pour une antenne qui distord assez fortement, Fig. 2.16.

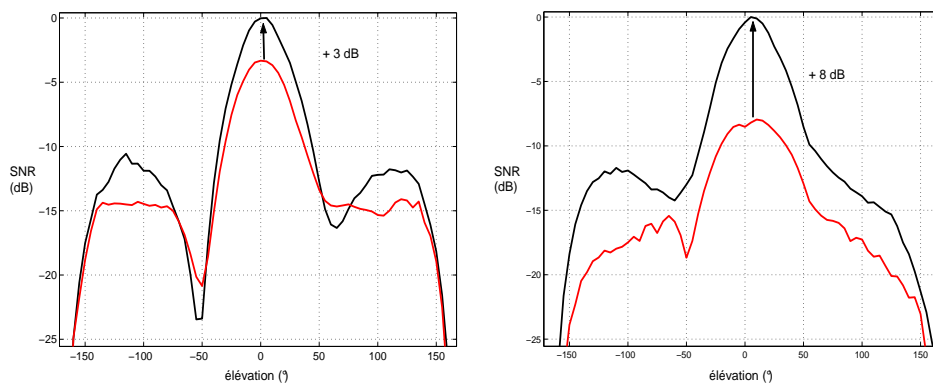


FIG. 2.14: Comportement angulaire du SNR normalisé, corrélation sans (rouge) et avec (noir) prise en compte de la distorsion des antennes ; (gauche) cas d'une antenne qui distord peu, (droite) cas d'une antenne qui distord fortement.

On compare les comportements angulaires de quelques métriques normalisées à 0 dB de l'antenne  $F_{\text{probe}}$  (décrite au paragraphe 1.4.1, à l'émission sur sa bande d'usage 3-6 GHz, lorsque celle-ci décrit son élévation. On constate que dans le lobe principal (sur une ouverture de près de  $100^\circ$ ), le gain pondéré Fig. 2.20 (rouge), le SNR (noir), et  $FR_{Tx}^2$  (bleu) ont le même comportement angulaire.

Par contre en dehors du lobe, et plus particulièrement dans les directions des creux de gain ( $\theta = -50^\circ$  et  $\theta = 60^\circ$ ), les comportements du gain et de la distorsion diffèrent. Dans ces directions où les variations fréquentielles du rayonnement sont importantes, le SNR est dégradé de -5 dB par rapport au gain pondéré. Cet exemple montre que le gain moyen pondéré permet de caractériser le comportement angulaire tant que l'on reste dans les directions où le diagramme ne varie pas trop en fonction de la fréquence.

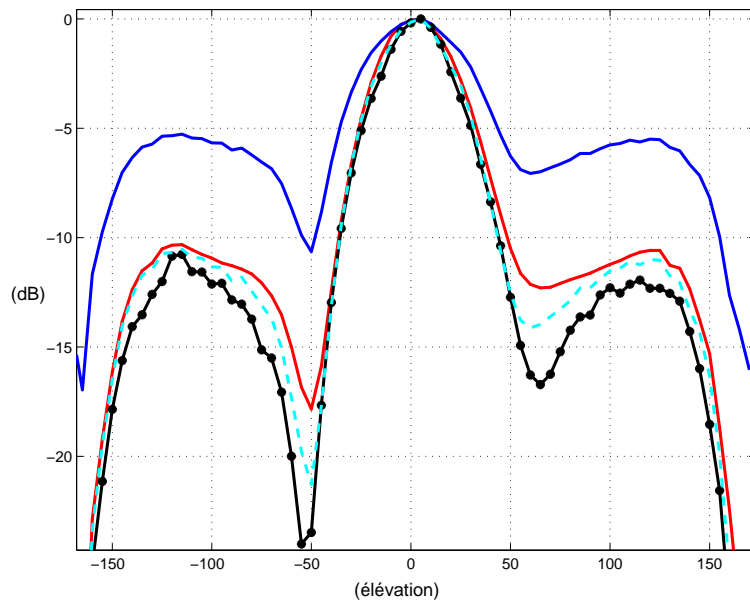


FIG. 2.15: Comparaison des comportements angulaires de différentes métriques : gain pondéré (rouge), SNR (noir),  $FR_{Tx}$  (bleu) et  $FR_{Tx}^2$  (cyan), de l'antenne Fprobe.

**Choix particulier du signal de référence** On constate d'après l'expression 2.5 que le signal de référence  $ref$  maximise le SNR quand la référence  $ref(t)$  est proportionnelle à  $b_2(t)$ , signal qui tient compte du passage dans l'antenne Tx dans la direction  $\mathbf{r}_{TxRx}$  et dans l'antenne Rx dans la direction  $\mathbf{r}_{RxTx}$ . En pratique, si on connaît les antennes utilisées, et qu'on implémente dans le corrélateur une forme d'onde de référence, on doit choisir une direction de visée privilégiée (par exemple la plus probable pour une utilisation donnée). On a donc intérêt à quantifier la façon dont la distorsion des antennes varie angulairement par rapport à une certaine direction prise comme référence dans le corrélateur ; ceci montre la pertinence d'outils comme la fidélité relative dans le cas d'une réception cohérente.

On remarque que si on choisit judicieusement  $ref$  comme signal passant dans l'antenne Tx dans la direction  $\mathbf{r}_{Tx\ opti}$  qui maximise  $AF_{Tx}$  puis dans l'antenne Rx dans la direction  $\hat{\mathbf{r}}_{Rx\ opti}$  qui maximise  $AF_{Rx}$  ; alors on peut relier la perte de SNR par rapport à cette liaison optimale ( $\Delta SNR$ ), à la fidélité relative  $FR_{Rx}$  selon l'expression 2.34 :

Si on choisit comme référence dans le corrélateur :  $ref(t) = b_{2\ m}(t)$  avec :

$$b_{2\ m}(t) = \frac{c}{2r} [h_1(\cdot, \hat{\mathbf{r}}_{Tx\ opti}) * \partial_t^{-1} h_2(\cdot, \hat{\mathbf{r}}_{Rx\ opti}) * \delta_{r/c} * a_1](t) \quad (2.33)$$

alors :

$$\Delta SNR(\hat{\mathbf{r}}_{Tx\ opti}, \hat{\mathbf{r}}) = \frac{E_{b_{2\ m}}}{N_0} (FR_{Rx\ opti}(\hat{\mathbf{r}}))^2 \quad (2.34)$$

L'expression reliant une métrique système ( $\Delta SNR$ ) à une métrique antenne ( $FR$ ), donne au concepteur d'antenne une condition à respecter sur le rayonnement, pour tenir des spécifications en terme de SNR sur une ouverture angulaire donnée. Prenons l'exemple d'une liaison courte portée avec un canal pour l'instant idéal où l'antenne Tx est fixe et l'antenne Rx est mobile (application borne de téléchargement très haut débit par exemple pour les services multimédia des transports en commun). Sur la Fig. 2.16, on constate que si à la distance nominale, le récepteur supporte, par exemple, une marge de 5 dB alors le terminal contenant l'antenne mobile ne doit pas s'écarter de plus de  $30^\circ$  de la direction de référence  $\theta = 0^\circ$ . Pour une marge de 10 dB de SNR, l'ouverture passe à  $100^\circ$  et ne correspond plus exactement à l'ouverture du gain moyen pondéré (ouverture de  $130^\circ$ ). La figure de droite est aussi une caractérisation du comportement en élévation de la même antenne mais sur la bande FCC ; ceci pour rappeler combien le comportement de l'antenne dépend de la bande sur laquelle on excite celle-ci. Ceci est l'objet du paragraphe suivant.

**Influence des variations de gain sur le SNR d'une réception cohérente** En vue de la conception et de l'optimisation de la structure d'antenne, il est légitime de relier les variations de gain en fonction de la fréquence à la perte en SNR d'une liaison avec un récepteur cohérent. Il s'agit de donner des correspondances au concepteur entre des performances antennes et des performances du point de vue système de communication. Au cours de l'étude de différentes antennes, on a rencontré entre autres trois types de variations du gain :

- variations monotones : le gain augmente en fréquence quand l'ouverture de l'antenne n'est pas constante
- oscillations : elles trouvent leur origine dans des phénomènes d'interférences provoquées par la structure même de l'antenne.
- creux dans une sous-bande : on entend par creux, une chute brutale (supérieure à 6 dB) de gain sur une sous-bande de largeur  $W$ , dû à une désadaptation importante par exemple dans le cas d'un comportement multi-bande

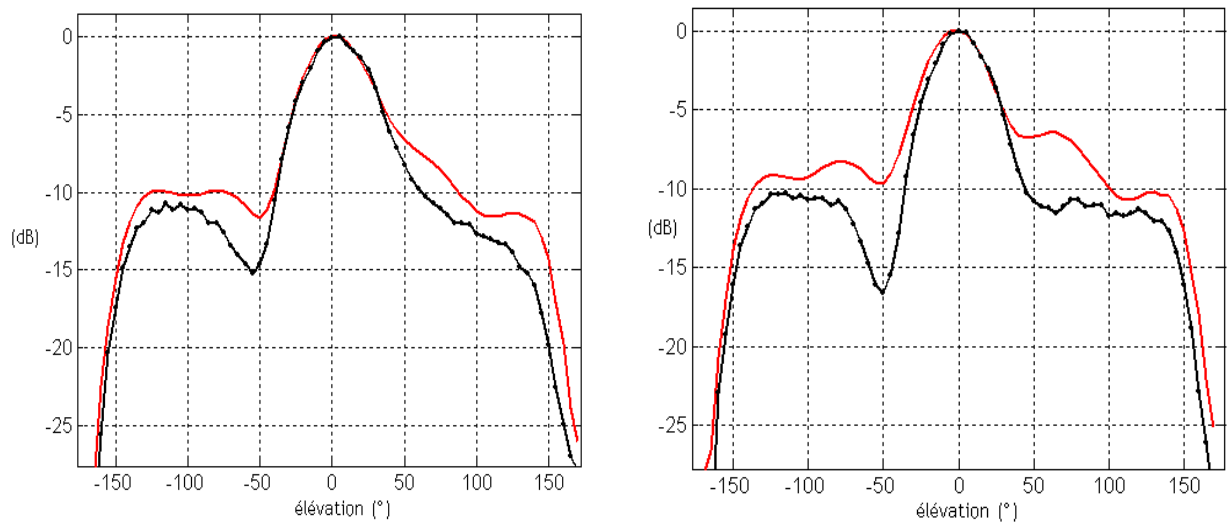


FIG. 2.16: Comportement angulaire de  $\Delta$  SNR normalisé (point noir) et son gain pondéré (rouge) par une impulsion contenue : sur la bande d'usage de l'antenne 3-6 GHz (gauche), sur la bande FCC (droite).

de l'antenne.

Les tableaux Tab. 2.4 et 2.5 résument la perte en SNR nommée  $\Delta$ SNR, l'antenne idéale à l'émission est remplacée par une antenne à phase linéaire, dont le gain subit l'une des variations décrites ci-dessus. Les résultats présentés par la suite sont calculés pour une impulsion d'excitation typique sur la bande FCC centrée sur 5.6 GHz avec une bande à -10 dB de 5.8 GHz. On constate que les oscillations et les variations monotones du gain ne sont pas néfastes (moins de 1 dB d'écart sur le SNR de la liaison). Il faut des accidents de gain de plus de 10 dB d'amplitude et sur au moins 1 GHz pour provoquer une chute de SNR de plus de 2 dB. Bien entendu ces écarts seraient plus importants si on considérait en plus des défauts sur la phase qui sont eux-mêmes généralement liés aux variations de gain.

La largeur de la bande d'excitation a un effet majeur dans le calcul de ces résultats. En effet dans le cas d'une impulsion d'excitation sur la bande 3.4-5.4 GHz (à -10 dB), le même accident de -10 dB sur 1 GHz de bande provoque un écart de SNR de -4.2 dB au lieu de -2.1 dB sur la bande 3.2-8 GHz. Cette remarque est d'autant plus importante que les premières applications ULB sont plutôt prévues pour fonctionner sur des sous-bandes du masque FCC.

De ces différentes études, l'effet principal qui se dégage est l'importance de la largeur de bande du signal d'excitation. Plus cette bande est large, moins le SNR de la liaison est sensible à une perturbation donnée sur le gain de l'antenne. Par

TAB. 2.4: Influence sur le SNR, d'un creux dans le gain d'une antenne des antennes de la liaison.

$\Delta$ SNR	creux centré sur 5.6 GHz de largeur 0,5 GHz	creux centré sur 5.6 GHz de largeur 1 GHz	creux centré sur 5.6 GHz de largeur 2 GHz
amplitude -6 dB	-0.8	-1.5	-2.9
amplitude -10 dB	-1.1	-2.1	-4.2

TAB. 2.5: Influence sur le SNR de la liaison, d'un gain atténué aux extrémités de la bande.

$\Delta$ SNR	parabole centrée sur 5.6 GHz et atténuée de $X$ à 3.1 GHz et à 8.1 GHz
$X = -5$ dB	-1.2
$X = -10$ dB	-2.1
$X = -20$ dB	-3.6

contre plus la bande d'excitation est grande, plus les non-linéarités sur la phase dégradent la fidélité et a fortiori le SNR.

**Conclusion** Dans ce chapitre, les différentes manières de décrire la performance des antennes ULB travaillant en mode pulsé ont été abordées. A partir de considérations théoriques, de nouvelles métriques temporelles permettant de quantifier de manière plus compacte et plus pertinente la performance de l'antenne, ont été introduites. Ensuite ces nouveaux outils ont été reliés à des métriques plus usuelles pour le dimensionnement du système radio et par exemple quantifier le comportement angulaire de l'antenne en terme de dégradation de la détection cohérente. Enfin le rôle majeur de la bande du signal d'excitation à la fois sur la robustesse vis à vis de défauts sur le gain, ainsi que sur la dégradation de la détection cohérente, a été mis en relief.

Dans le même temps que ces outils d'analyses de performances d'antenne sont mis en place, il faut pouvoir disposer d'une assez large diversité d'antennes ULB. En effet le but est d'observer la sensibilité de nos outils et de nos analyses sur les comportements de différentes antennes (directive, omni-directionnelle, très dis-

persive. . .). Le chapitre suivant propose un certain nombre d'exemples de conception d'antennes ULB, ainsi que l'analyse de leurs performances.

# Bibliographie

- [AHO93] O. E. Allen, D. A. Hill, and A. R. Ondrejka. "time domain antenna characterizations". *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 35(3) :339–345, Aug 1993.
- [al.05] A. A. Lestari & al. "a facility for uwb antenna measurements in time domain". In *IWAT 2005 (Singapore) workshop conf. Proc.*, pages 109–112, Mar 2005.
- [Com00] P. Combes. *Micro-Ondes Tome 2*. ed. Dunod, 2000.
- [EMC] Emco 3115 de chez lingred. Technical report, [www.lingred.com](http://www.lingred.com).
- [IS02] I. Immoreev and N. Sinyavin. "features of ultra-wideband signals' radiation". In *Proc. of the IEEE Conference on Ultra Wideband Systems and Technologies*, pages pp.345–349, 2002.
- [KHZ99] D. A. Kolokotronis, Y. Huang, and J.T. Zhang. "design of tem horn antennas for impulse radar". In *High Frequency Postgraduate Student Colloquium, Leeds, UK*, pages 120–126, 1999.
- [LL88a] Y. T. Lo and S. W. Lee. "*Antenna Handbook, Theory, Applications and Design*", chap. 2, pp.34-35. 1988.
- [LL88b] Y. T. Lo and S. W. Lee. "*Antenna Handbook, Theory, Applications and Design*", chap. 8, pp.72. 1988.
- [LPD] Eslp 9145 de chez scharzbeck mess. Technical report, [www.schwarzbeck.de](http://www.schwarzbeck.de).
- [LS94] D. Lamensdorf and L. Susman. "baseband pulse antenna techniques". In *IEEE A&P Magazine*, volume 36, feb 1994.
- [SHK97] A. Shlivinski, E. Heyman, and R. Kastner. "antenna characterization in the time domain". *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, 45(7) :1140–1149, 1997.
- [Zio92] R. W. Ziolkowski. "properties of electromagnetic beams generated by ultra-wide bandwidth pulse-driven arrays". *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, 40(8) :888–905, 1992.



# Chapitre 3

## Conception d'antennes ULB omni-directionnelles

Ce chapitre propose des exemples de conception d'antennes ULB, à savoir les grands principes de fonctionnement des structures, quelques études paramétriques permettant de répondre au compromis entre l'encombrement et la largeur de bande, et enfin des résultats expérimentaux. Ce travail de conception d'antennes a débuté sur des antennes de mesure de canal aux performances poussées sans trop de contraintes sur la structure, pour ensuite évoluer afin de tenir compte des spécificités d'antennes plus « commercialisables ». Le premier paragraphe présente donc le fil conducteur suivi à savoir relâcher certaines contraintes au profit de l'encombrement et du coût de l'antenne, tout en mesurant la perte de performance engendrée. Les antennes présentées dans ce chapitre sont toutes spécifiées omni-directionnelles en azimut. Cependant on a distingué la catégorie des antennes parfaitement omni-directionnelles possédant une symétrie de révolution (recommandée pour la mesure de canal) et les antennes planaires qui se révèlent être quasi omni-directionnelles, très largement rencontrée dans les applications de communications.

### 3.1 Objectifs

La conception d'antennes ULB réalisées durant ce travail de thèse a largement été influencée par les deux applications suivantes : dans un premier temps la mesure de canal intra-bâtiment puis dans un second temps les communications. Les spécificités ne sont pas les mêmes, toutefois la démarche suit admet une certaine cohérence un fil conducteur et poursuit une triple évolution tout au long de la thèse :

**Augmentation de la complexité du design de l'antenne.** L'étude a débuté par des

structures simples et « proches » d'antennes canoniques comme le bicone infini, dont le comportement est décrit par des modèles analytiques. Par contre dans le cas d'une antenne plus « élaborée » comme un monopole plan à alimentation double, les paramètres définissant la structure sont beaucoup plus nombreux, et l'optimisation de la bande d'adaptation est bien plus délicate.

**Diminution de la complexité de fabrication.** Le passage de structures à symétrie cylindrique vers des antennes planes ou volumiques mais constituées de plaques, soulage certaines difficultés de réalisation. De même l'utilisation de la technologie triplaque et micro-ruban, permettent une production de masse, la seconde étant moins gourmande en substrat donc moins coûteuse.

**Réduction de la taille et de l'encombrement de l'antenne.** L'encombrement étant primordial dans les applications de communications grand public, un effort particulier a été porté sur la réduction des dimensions d'antenne jusqu'à atteindre des encombrements permettant l'utilisation sur des appareils portables de type téléphone, PDA ou encore sur un adaptateur de type clé USB.

Par ailleurs il faut garder à l'esprit que certaines techniques utilisées dans les applications radars par exemple charger les extrémités d'antennes avec des matériaux résistifs, ne se sont pas ou peu envisageables pour des applications de communication où le niveau de puissance à la réception est fortement contraint.

## 3.2 Antennes volumiques omni-directionnelles

On présente par la suite les principales caractéristiques communes aux deux antennes volumiques que sont le monocône et le bicone.

Voyons d'abord leur avantages :

**Symétrie cylindrique** Sur toute la bande, la symétrie cylindrique assure une omni-directionnalité en azimut et une polarisation croisée inférieure à -20 dB dans toutes les directions. Elle permet des simulations quatre fois plus rapides. Certains simulateurs notamment WIPL-D, autorisent la définition d'un profil dans le plan méridien ce qui simplifie la construction des structures simulées.

« **Naturellement** » **très large bande** Ces deux antennes dérivent du bicone infini<sup>1</sup>. Si on considère un métal parfait, cette structure invariante par homothétie est théoriquement indépendante de la fréquence. Elle présente en théorie une bande d'adaptation infinie. En pratique, ce sont justement les tronçures sur le cône qui vont imposer les limites de la bande passante de

---

<sup>1</sup>cône de taille infinie et infiniment fin au niveau de l'apex.

l'antenne. La troncature du côté de la zone d'excitation est fixée par la taille du connecteur, ce qui impose la limite haute de la bande. La limite basse est imposée par la taille forcément finie du monopôle, c'est-à-dire l'encombrement.

**Variations « douces » des caractéristiques en fonction de la fréquence** Du fait de leur appartenance aux antennes dites indépendantes de la fréquence, le monocône et le bicone possèdent des caractéristiques (gain, direction et ouverture du lobe principal, . . .) qui ne varient que « mollement » avec la fréquence. Ainsi l'origine des variations rapides (résonance ou apparition de zéro dans le lobe) sera à chercher dans les zones où l'invariance par homothétie n'est plus respectée ; typiquement l'extrémité du plan de masse fini pour le monocone.

Voyons maintenant leurs inconvénients :

**Topologie fragile** La zone d'excitation est à la fois sensible d'un point de vue électromagnétique puisque les densités de courants y sont les plus élevées mais aussi fragile mécaniquement. L'apex possède une tige de 7 mm de haut pour un diamètre de l'ordre du millimètre et doit résister aux efforts et à l'inertie du reste du cône. Ce dernier point peut être résolu par l'utilisation d'un radôme en mousse de faible permittivité diélectrique. Son rôle est de rigidifier les deux blocs. Son influence sur les propriétés électromagnétiques est négligeable, on ne peut pas en dire autant de son prix.

**Réalisation coûteuse** Même si l'encombrement de ces antennes volumiques reste acceptable (3 x 3.2 cm, hauteur x diamètre), elles sont pour l'instant réalisées par usinage d'une tige de laiton du plus grand diamètre de l'antenne. La réalisation est relativement longue donc peu compatible avec les spécificités de coût d'une fabrication en grande série.

### 3.2.1 Monocône

A l'origine ce monocône a été conçu pour répondre aux besoins de la mesure de canal intra-bâtiment à savoir une omni-directionnalité en azimut et une ouverture du lobe en élévation assez large pour pouvoir capter l'essentiel des échos, ceci devant être vérifié sur toute la bande de mesure 3-10 GHz.

#### Conception de l'antenne monocône

Le point de départ de la conception est l'étude des antennes coniques infinies [?] par Schelkunoff, et finies par Samaddar [1], ainsi qu'une réalisation de E. Zollinger [2]. L'antenne proposée dérive du monocône infini dans un milieu de permittivité relative ( $\epsilon_r$ ) au dessus d'un plan de masse infini. Cette structure

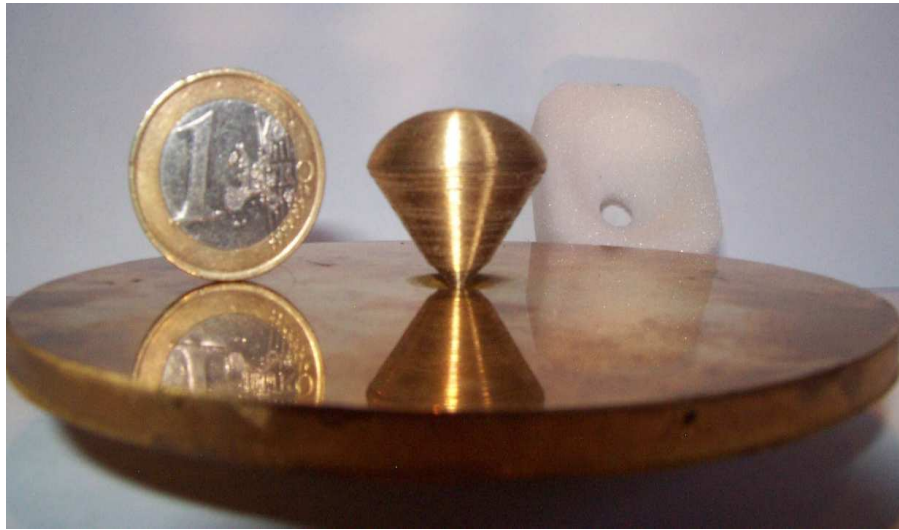


FIG. 3.1: Monocône et son radôme en mousse en arrière plan.

définie seulement par son demi-angle d'apex  $\alpha$ , vérifie une parfaite invariance d'échelle. Un choix judicieux de l'angle d'apex permet d'adapter, quelle que soit la fréquence, l'impédance d'entrée de l'antenne, à celle de la source grâce à la relation 3.1.

$$Z_{in} = \frac{Z_0}{2\pi\sqrt{\epsilon_r}} \ln(\cotan(\frac{\alpha}{2})) \quad (3.1)$$

où  $Z_0$  est l'impédance du milieu entre les deux conducteurs (en général de l'air).

Dans la pratique, cette structure est forcément de taille finie donc tronquée. Le monocône peut alors être divisé en quatre parties (plus ou moins dépendantes les une des autres) à optimiser : la partie conique, la zone d'excitation, la partie supérieure et le plan de masse, Fig. 3.2. Dans sa bande d'adaptation, on peut voir cette antenne comme une ligne inhomogène de transition entre l'impédance du connecteur et l'impédance du vide. Par contre dès que  $\lambda/4$  devient supérieur à la longueur caractéristique du cône, on retrouve le cas de la ligne en circuit ouvert, ce qui explique la brusque désadaptation au niveau de la fréquence de coupure basse.

- la partie conique :

Comme on l'a déjà vue pour le cône infini, la partie conique gouverne principalement la valeur de l'impédance d'entrée de l'antenne par l'intermédiaire son demi-angle d'apex, Eq. 3.1. Pour obtenir  $Z_c = 50 \Omega$ , il faut une demi-ouverture de  $47^\circ$  pour un monocône dans l'air. Ce paramètre étant peu sensible, la valeur de  $\alpha$  a été diminuée à  $32^\circ$  pour des raisons pratiques ; ce qui a fixé le rayon maximum à 11.5 mm. La désadaptation est, en partie, compensée durant l'optimisation de la zone d'excitation. La partie conique

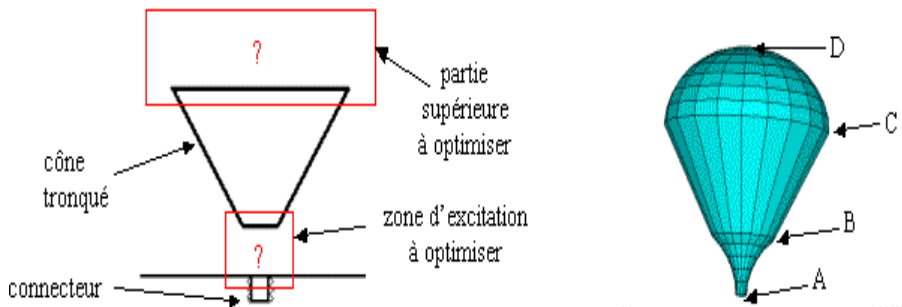


FIG. 3.2: Troncatures et parties du cône à optimiser.

est délimitée par les points B et C (Fig. 3.2) dont la position gouverne respectivement les fréquences de coupure haute (pour B) et basse (pour C) par l'intermédiaire de leur distance par rapport au point d'excitation A. Ainsi les distances  $AB=35$  mm et  $AC=7.5$  mm sont dimensionnées pour correspondre approximativement à  $\lambda/4$  des fréquences de coupure haute à 10 GHz et basse à 3 GHz.

Face à ce problème aux limites, on comprend assez bien que des limites franches dans le domaine spatial, imposent un spectre spatial fortement borné et donc un spectre fréquentiel « sévèrement » borné. C'est pourquoi les parties aux extrémités du cône doivent être des transitions « douces » vers le connecteur d'un côté, vers l'espace libre de l'autre. Après optimisation de la taille du monocône, le prototype réalisé possède une longueur caractéristique  $L_c$  (distance entre le point d'excitation (point A) et son point le plus éloigné (point C)) d'environ 20 mm, soit un gain de 20% sur la distance  $AC$  avant optimisation des zones de troncatures.

– la zone d'excitation :

La forme de la zone d'excitation est particulièrement sensible. En effet elle supporte les densités de courant les plus fortes, et joue un rôle important dans l'adaptation d'impédance en bande haute mais pas seulement. Sa forme (courbure de la corde AB) et sa hauteur (hauteur du point B) ont été optimisées pour obtenir la plus large bande d'adaptation. Les contraintes pour cette optimisation sont les dimensions du connecteur SMA  $50\Omega$  femelle et le rayon du point B. La forme du pied du monocône n'est pas indépendante de la zone conformée du plan de masse. En effet il faut plutôt considérer le profil de l'ouverture entre ces deux parties en gardant à l'esprit l'idée « d'accompagner » le champ de la zone guidée vers l'espace libre à la manière des antennes à ouverture progressive (on est ici dans le

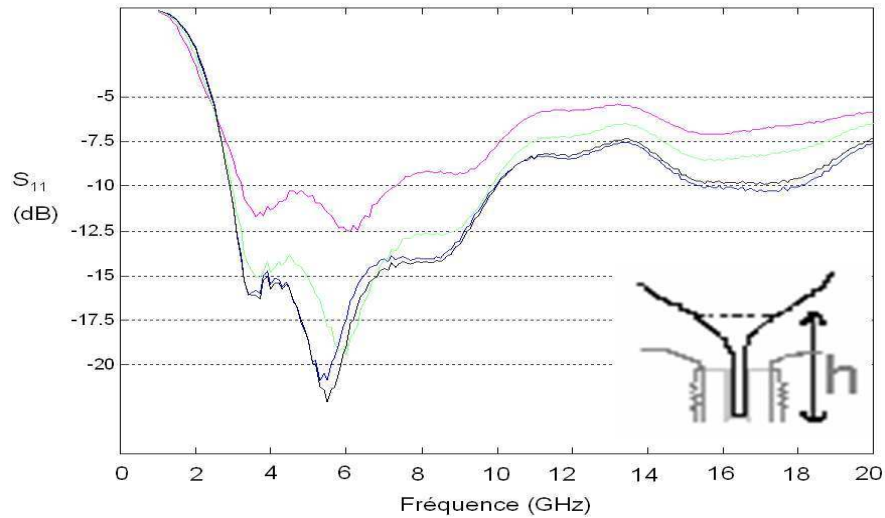


FIG. 3.3: Sensibilité de l'adaptation au positionnement du monocône dans le connecteur SMA femelle.  $h = 7.2$  mm et  $\Delta h = 0$  mm (noir), 0.3 mm (bleu), 1.3 mm (vert), 2.3 mm (magenta).

cas d'un cornet coaxial). Cette ouverture doit toujours être croissante quand on s'éloigne du point A et on doit éviter les cassures brusques de profil (par exemple les « marches d'escalier »). L'ouverture est réalisée à l'aide de deux portions d'ellipse dont les paramètres (ellipticité, hauteur et espacement entre les deux profils) ont été optimisés. Le meilleur profil n'est pas forcément celui qui assure la parfaite tangence du profil à la jonction des deux zones. Le profil retenu pour la zone d'excitation vient tangenter à la verticale de l'âme du coaxial mais pas le corps conique incliné de  $\alpha$  au point B.

Pour contrôler la sensibilité de cette antenne quasi-indépendante de la fréquence, on fait varier la position verticale du monocône par rapport au plan de masse (en fait on augmente la hauteur  $h$  du point B de la zone d'excitation ce qui modifie le profil d'ouverture, ( $\Delta h = 0.3, 1.3, 2.3$  mm)) autour de sa valeur optimale trouvée par simulation ( $h = 7.2$  mm). L'étude de sensibilité a permis de montrer que l'effet inductif provoqué ne dégrade pas l'adaptation de façon sensible (moins de 1 dB d'écart sur la bande 2-10 GHz) qu'à partir d'un décalage de 1.3 mm (soit à peu près  $\lambda/20$ ), Fig. 3.3. Ainsi cette structure tolère des erreurs de fabrication et de positionnement des deux pièces relativement importantes sans influence sur son niveau d'adaptation et encore moins sur son rayonnement.

– la partie supérieure :

La partie surplombant le cône n'est pas une partie « chaude » de l'antenne en terme de densité de courant, pourtant sa forme joue sensiblement sur le comportement du coefficient de réflexion dans la bande basse. Plus sa forme elliptique est arrondie, plus le paramètre  $S_{11}$  diminue dans les basses fréquences et fait reculer la limite basse de la bande<sup>2</sup>, Fig. 3.4. Cette opération revient à allonger le trajet des courants surfaciques. Mais ce faisant, on risque d'exciter les modes supérieures (désadaptation de quelques dB vers 4.8 GHz), ce qui peut avoir des conséquences néfastes sur le diagramme.

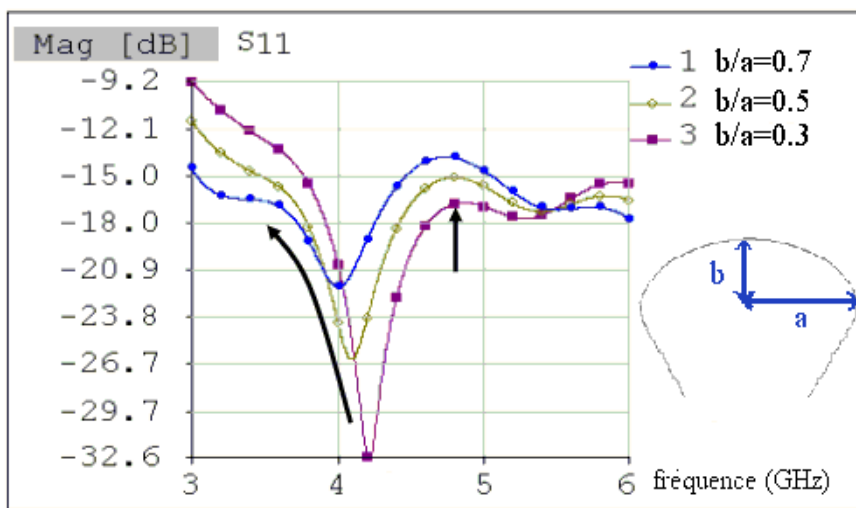


FIG. 3.4: Influence de la forme de la partie supérieure sur le paramètre  $S_{11}$ .

– Le plan de masse :

La partie conformée de la zone d'excitation du plan de masse a été déjà évoquée, reste à aborder l'influence de la taille du plan de masse circulaire. Le diamètre  $D$  est réduit à 100 mm (soit environ  $\lambda$  à 3 GHz)<sup>3</sup>. La bande reste *inchangée* en compensant par une augmentation de la hauteur du monocône. Toutefois au deçà de  $D=75$  mm, un creux apparaît dans le diagramme en élévation et l'adaptation est dégradée dans la bande basse. Les extrémités du plan sont arrondies pour éviter la diffraction de bord mais ceci est moins

<sup>2</sup>Ce comportement a été utilisé lors de la réalisation du prototype au laboratoire. La plateforme d'usinage imposant un diamètre maximal de 24 mm, l'augmentation de l'ellipticité de la partie supérieure a permis d'assurer que le paramètre  $S_{11}$  passe sous le seuil de -15 dB dès 3 GHz.

<sup>3</sup>pour un monopôle fin, la littérature [3] préconise plutôt un rapport  $D/\lambda \approx 0.4$  pour  $S_{11} < -15$  dB.

efficace que de conformer le plan de masse. Cette dernière idée annonce l'antenne suivante : le bicone.

Un radôme de mousse à faible permittivité relative ( $\epsilon_r = 0.1$ ) a été conçu pour pallier la fragilité mécanique du pied du monocône ; ainsi l'antenne peut être manipulée sans risque durant la campagne de mesure de canal.

### Performances du prototype

Deux prototypes de monocône Fig.3.1, sont réalisés puis mesurés au laboratoire de l'ENSTA. Tout d'abord comparons le ROS mesuré avec la simulation utilisant la méthode des moments, Fig.3.5. L'accord est bon jusqu'à 8 GHz où l'on observe un décalage en fréquence d'environ 500 MHz et ce malgré une rétro-simulation des dimensions du prototype. On obtient une bande d'adaptation à ( $VSWR < 2$  soit  $S_{11} < -9.5$  dB) entre 2.7 GHz et 9.4 GHz et un  $S_{11} < -15$  dB entre 3 GHz et 7 GHz, ce qui est intéressant pour l'application de mesure de canal ULB.

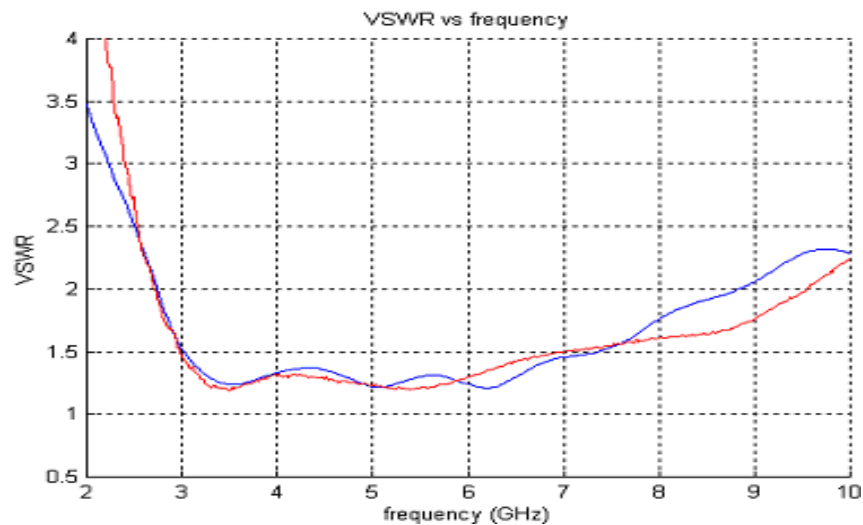


FIG. 3.5: ROS du monocône mesuré (bleu) et simulé (rouge).

Le gain réalisé maximal varie peu avec la fréquence (4.5 dBi ( $\pm 1$  dB) sur toute la bande d'adaptation, Fig.3.6. Par ailleurs la légère désadaptation intervenant après 9 GHz, est compensée par une légère décroissance de l'ouverture du lobe en élévation, si bien que le gain réalisé garde des valeurs autour de 5 dBi ( $\pm 2$  dB) jusqu'à 18 GHz. On remarque que le ROS et le gain ne connaissent pas de variations brusques importantes sur toute la bande d'intérêt 3-10 GHz. On note quand même une légère augmentation du gain avec la fréquence (de 0.4 dB/GHz

en moyenne), ceci donne une première idée du faible effet de dépendance fréquentielle de cette antenne.

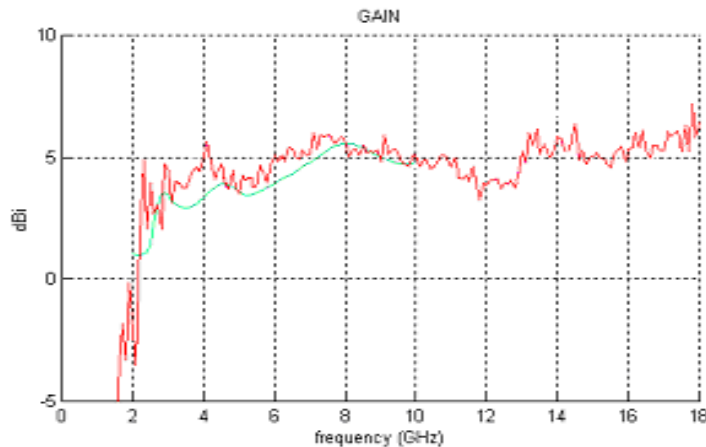


FIG. 3.6: Gain réalisé maximal simulé (vert), mesuré (rouge).

La dépendance du diagramme de rayonnement en fonction de la fréquence doit être étudiée. Pour cela, des mesures de gains en élévation, Fig.3.7, sont d'abord présentées pour plusieurs fréquences : 3, 4.5, 6, 7.5, 9 GHz. L'analyse quantitative du comportement fréquentiel du rayonnement aide à interpréter les résultats des outils temporels précédemment introduits dans le paragraphe 2.4.

On précise que l'axe du monocône est orienté vers  $\theta = 90^\circ$  sur les Fig. 3.7 et Fig. 3.8. Lorsque la fréquence augmente, on observe une légère diminution de l'ouverture à  $-3$  dB : de  $70^\circ$  à 3 GHz, on passe à  $40^\circ$  à 9 GHz. De plus le lobe principal dépointe de  $15^\circ$  vers le haut après la première octave. Il pointe environ  $30^\circ$  au dessus du plan de masse jusqu'à 7 GHz, puis pointe à  $\theta = 45^\circ$ . Ceci peut s'expliquer par un effet de taille finie du plan de masse qui est électriquement plus grand à mesure que la fréquence augmente.

En azimut, le gain mesuré montre un excellent comportement omni-directionnel. Le pire écart de  $\pm 1$  dB intervient pour la fréquence minimale 3 GHz, s'explique vraisemblablement par un léger effet du support d'antenne ou du câble d'alimentation qui est moins protégé à cette fréquence où le plan de masse est électriquement plus petit. Les niveaux de polarisation croisée sont largement inférieurs à 20 dB par rapport à la polarisation principale, la symétrie cylindrique parfaite jouant en faveur de ce résultat.

Le comportement fréquentiel de la phase du champ rayonné par le monocône est également étudié. La Fig.3.8(a) présente la phase de la fonction de transfert à l'émission (définie au paragraphe 2) dans plusieurs directions en fonction de

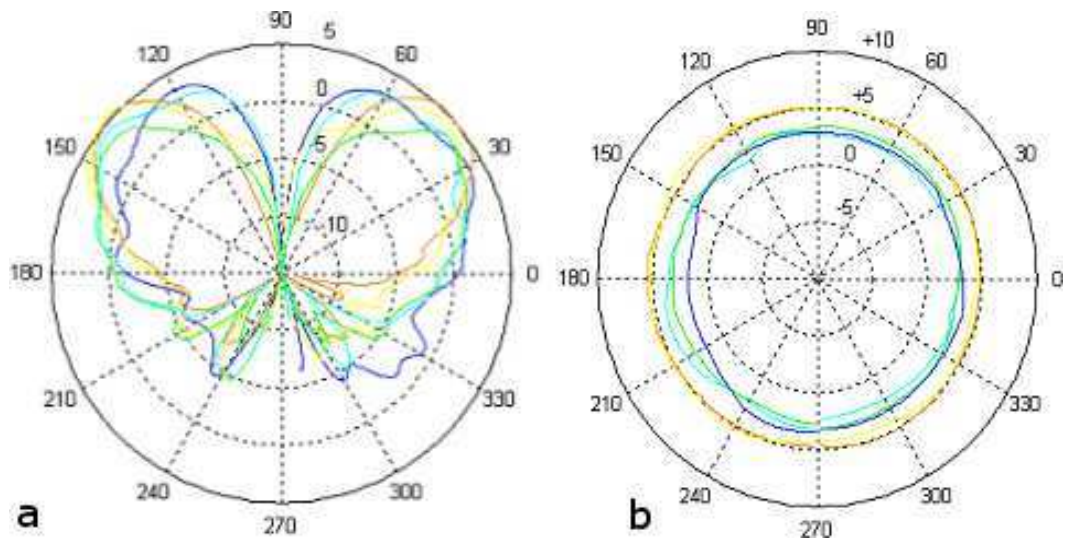


FIG. 3.7: Gain réalisé mesuré : (a) en élévation, (b) en azimut dans la direction du lobe principal ( $\theta = 45^\circ$ ). 3 GHz (bleu), 4.5 GHz (cyan), 6 GHz (vert), 7.5 GHz (orange), 9 GHz (jaune).

la fréquence. Ce dernier tracé permet d'identifier les sous-bandes qui participent le plus à la dispersion ; pour autant il est difficilement interprétable, c'est pourquoi on utilise plutôt le tracé du temps de groupe en fonction de la fréquence. Afin d'observer un comportement angulaire, l'écart-type du temps de groupe  $\sigma\tau_{tg}$  (equation 2.4) en fonction de l'élévation est tracé sur la Fig. 3.8(b). L'étalement de la réponse atteint son minimum environ 0.9 ns dans la direction  $\theta = 45^\circ$  qui correspond à la direction du lobe du gain moyen. Le temps de groupe reste inférieure à 1 ns sur une ouverture de  $50^\circ$  entre  $\theta = 10^\circ$  et  $\theta = 60^\circ$  ; ce qui est comparable à l'ouverture du gain moyenné sur la bande d'adaptation.

Un aperçu global du comportement radiatif en élévation est fourni par le gain moyenné sur différentes bandes 3-6 GHz et 3-10 GHz, ainsi que le gain moyen pondéré par une impulsion respectant le masque FCC, Fig. 3.9. On constate seulement un très léger effet de directivité (l'ouverture du lobe perd  $15^\circ$  et le gain maximum augmente de 1 dB) quand on excite d'avantage les sous-bandes contenant les fréquences hautes. L'effet est encore moins visible dans le cas où l'on tient compte du spectre d'une impulsion défavorisant les extrémités du spectre FCC. Sur la Fig. 3.9(b), on constate que la durée<sup>4</sup> de la réponse impulsionnelle dans le lobe est inférieure à 0.75 ns, .

<sup>4</sup>La durée du signal est définie à l'aide d'un critère à 90% du maximum de signal

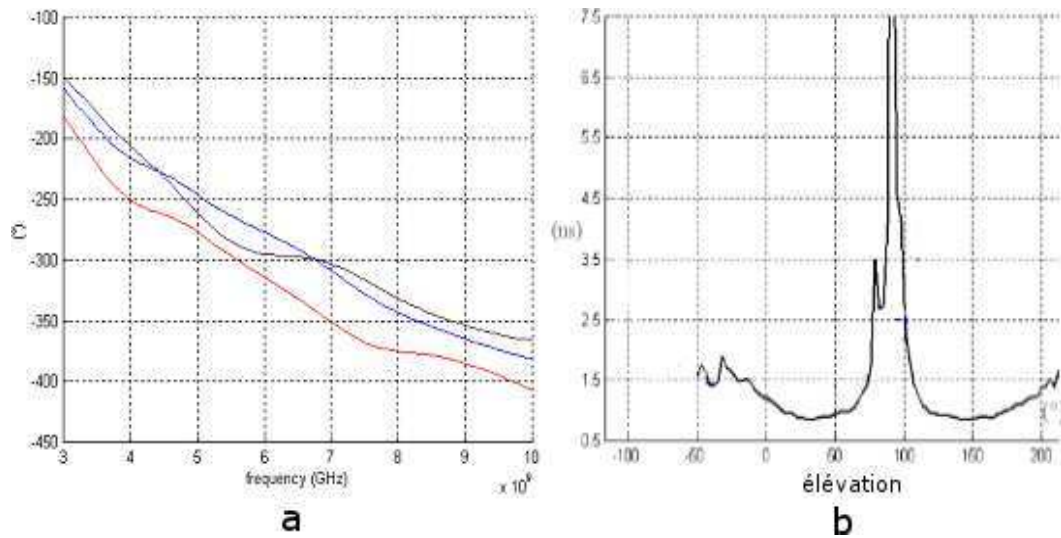


FIG. 3.8: Comportement angulaire de la phase du monocône. (a) phase du champ rayonné : à  $\theta = 30^\circ$  (bleu), à  $\theta = 60^\circ$  (noir), à  $\theta = 0^\circ$  (rouge). (b)  $\sigma\tau_{tg}$  en fonction de l'élévation.

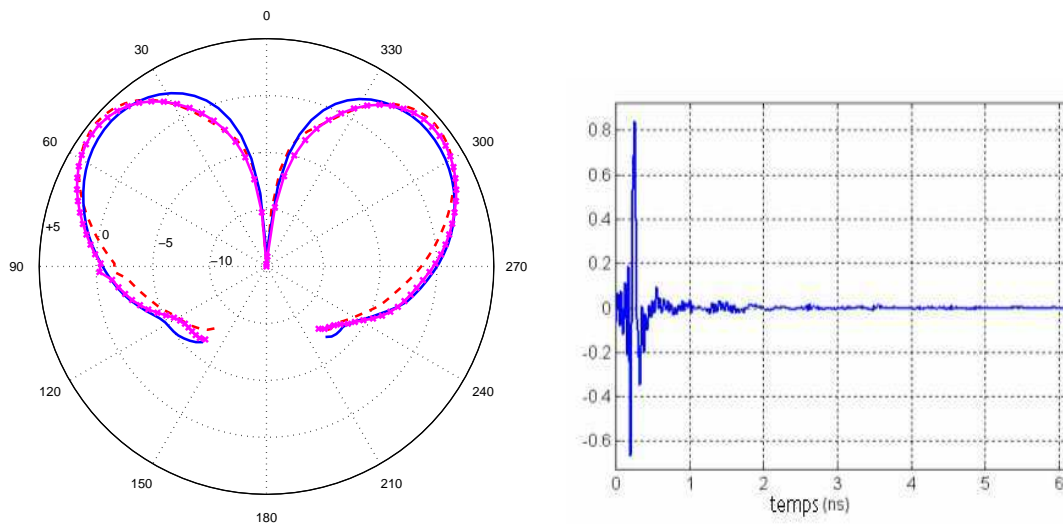


FIG. 3.9: (gauche) Gain moyen en élévation du monocône : sur la bande 3-6 GHz (bleu), sur la bande 3-10 GHz (tiret rouge) et pondéré par le spectre d'impulsion sur la bande FCC (croix magenta). (droite) : Réponse impulsionnelle du monocône dans la direction  $\theta = 60^\circ$ .

### **Applications et conclusion**

Ce monocône présente des performances d'adaptation, de stabilité du rayonnement et de gain sur une très large bande (3-10 GHz), acceptables pour une application de mesure de canal. Cependant le défaut principal concerne le dépointage d'environ  $30^\circ$  au dessus de l'horizontal, qui « amplifie » les échos de plafond et « atténue » ceux provenant de sol. Par contre sa faible épaisseur (22 mm) permet l'utilisation de cette antenne dans une station de base au plafond ou sur un modem ; reste à simplifier sa réalisation pour diminuer son coût de production.

### **3.2.2 Bicone**



FIG. 3.10: Photo du prototype.

Ce bicone a été conçu suite à des travaux sur la réduction de l'encombrement du monocône, essentiellement réduction du plan de masse. De plus le rayonnement de cette antenne répondait mieux que celui du monocône, aux spécificités de la mesure de canal, à savoir un diagramme omni-directionnel avec un lobe suffisamment ouvert et horizontal sur toute la bande 3-10 GHz.

### **Conception**

La conception du bicone est assez proche de celle du monocône et la majeure partie des remarques de conception faites pour le monocône reste valable pour ce bicone.

La principale ressemblance entre ces deux antennes concerne la zone d'excitation. Il ne s'agit pas ici d'une simple symétrisation du monocône, qui au passage aurait doublé l'impédance d'entrée de l'antenne. Deux raisons expliquent cela, une alimentation équilibrée traditionnelle de type radiale aurait d'une part cassé la symétrie cylindrique de la structure et donc du rayonnement, d'autre part elle aurait accru la fragilité mécanique de l'antenne. L'alimentation axiale déséquilibrée du monocône a donc été conservée ce qui a permis d'éviter l'utilisation d'un symétriseur ultra large bande dont la dimension est de l'ordre de  $\lambda_{max}/2$  pour le profil exponentiel.

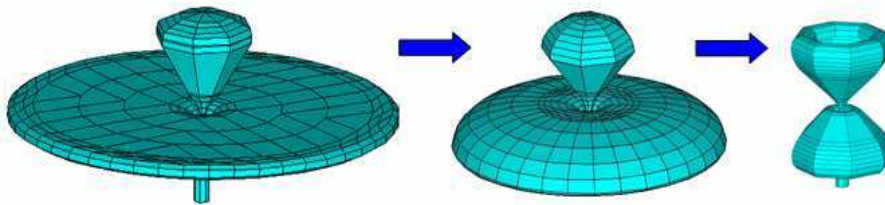


FIG. 3.11: Evolution de la géométrie par conformation du plan de masse

Face aux difficultés pour réduire la taille du plan de masse, on a donc adopté une approche utilisant la conformation du plan de masse du monocône, Fig. 3.11. Afin d'obtenir un lobe horizontal, on a symétrisé la partie conique du monocône, et ainsi considérablement réduit le diamètre du plan de masse.

Le rayon de courbure du plan de masse dans la zone d'excitation est le résultat d'un compromis : trop petit, l'ouverture entre les deux conducteurs est trop abrupte et l'adaptation se détériore ; trop grand, la structure globale perd sa symétrie par rapport à l'horizontal, ce qui influence le dépointage du lobe en particulier pour les hautes fréquences.

Pour l'application de mesures de canal ULB commençant à partir 2.5 GHz, les dimensions (hauteur et rayon maximums) du bicone sont légèrement augmentées ; la longueur caractéristique passe de 20 mm pour le monocône à 22 mm pour le bicone.

Pour alléger les contraintes mécaniques sur la pointe du cône supérieur, la partie supérieure (zone où les courants sont quasiment nuls) est évidée puisque cette partie ne joue aucun rôle. On évide aussi l'intérieur du cône inférieur afin de réaliser le filetage pour le connecteur SMA.

## Résultats

**A propos de la simulation du bicone :** Il faut souligner un point concernant la simulation de l'antenne biconique et plus généralement des antennes de petite taille, avec le simulateur électromagnétique WIPL-D (méthode des moments). Etant donné que tous les résultats de conception dépendent du simulateur électromagnétique WIPL-D, il est important de préciser ses hypothèses, de s'assurer de son bon fonctionnement et de connaître son comportement en général. Toutes ces informations sont présentées dans l'annexe B. Sans entrer dans les détails, il faut savoir que le générateur discret doit être éloigné du plan de calibration de l'antenne afin de pouvoir filtrer les modes d'ordres supérieurs à l'aide d'un tronçon coaxial. Pour des antennes électriquement petites et/ou sans plan de masse suffisamment important, cette portion de câble se comporte comme un monopôle et participe aussi au rayonnement sur la bande étroite qui correspond à sa résonance. Sur la figure 3.12, on représente la carte de l'amplitude de la composante verticale du champ proche électrique à 3.2 GHz (a) puis à 3.4 GHz (b). On observe une interférence destructive due au câble de longueur  $L_c=18$  mm à une fréquence qui correspond en longueur d'onde à un peu plus que  $\lambda/4$  du fait du diamètre fini de cette portion de câble coaxial. Cet effet est dû à l'absence d'un réel symétriseur et par exemple n'est pas constaté sur le monocône.

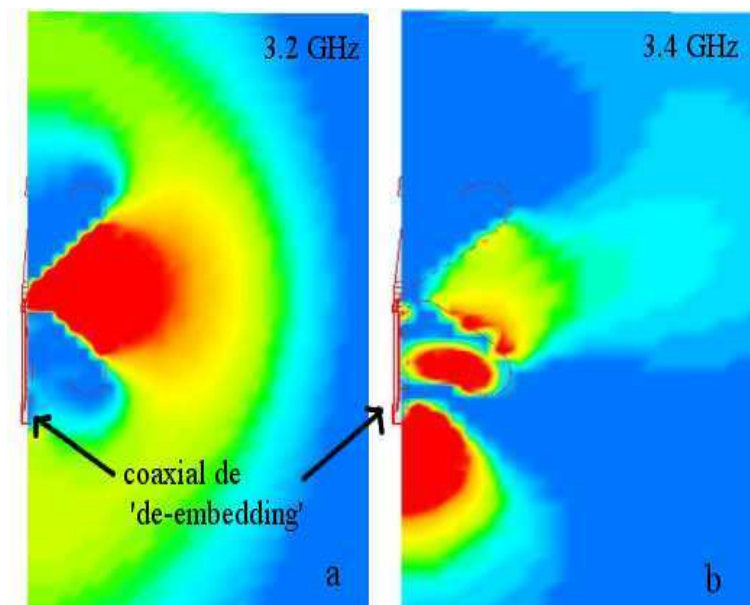


FIG. 3.12: Carte du champ proche sur la coupe méridienne d'un demi bicone, à 3.2 GHz (comportement normal)(a) et à 3.4 GHz (influence néfaste de la portion de coaxial qui résonne à  $\lambda/4$  en (b)).

Les ROS simulés puis mesurés sont tracés sur la Fig.3.13. La bande d'adaption

mesurée est 2.75-18.5 GHz pour  $S_{11} < -9.5$  dB soit une bande relative d'environ 150% pour une antenne de 31 mm x 37 mm (diamètre, hauteur). L'adéquation entre la simulation et la mesure est plus ou moins respectée. On ne constate pas de décalage en fréquence et le comportement au premier ordre est respecté, par contre les niveaux d'adaptation sont d'autant moins similaires que la fréquence augmente.

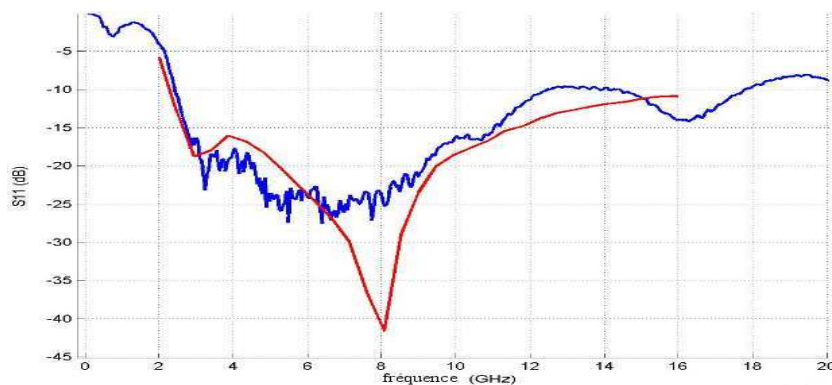


FIG. 3.13:  $S_{11}$  mesuré (bleu) et simulé (rouge).

Le gain réalisé en élévation Fig.3.14(a) et en azimut Fig.3.14(b) est tracé pour plusieurs fréquences. Comme prévu, le diagramme est relativement insensible à la fréquence dans les deux plans. Le lobe est bien centré sur l'horizontal et l'ouverture à -3 dB moyennée en fréquence (calculée sur la bande de mesure de canal 2-10 GHz) est de  $105^\circ$ . Si on regarde plus en détails, on peut s'étonner que l'ouverture soit moins large pour les fréquences basses que pour les hautes. On observe en fait une légère variation fréquentielle d'autant plus importante que la fréquence est basse, dans la partie inférieure ( $\theta \approx 130^\circ$  du lobe qui correspond au rayonnement sur le support d'antenne. A partir de 12 GHz, un creux apparaît vers  $\theta = 50^\circ$  et le lobe dépointe sensiblement vers le bas et son ouverture se rétrécit à mesure que la fréquence augmente. En azimut, l'omni-directionnalité est quasi parfaite (au pire 0.6 dB d'écart à 3 GHz).

La mesure précise du rendement de ce type de petite antenne ULB omni-directionnelle est en pratique assez délicate, notamment lorsqu'il s'agit de déduire le rendement de l'intégration de la puissance rayonnée dans toutes les directions. En effet il est difficile d'isoler la portion de puissance rayonnée ayant pour origine le rayonnement sur le câble ou la monture d'antenne. D'autres méthodes existent, on citera entre autres, une mesure dérivée de la méthode de Wheeler [4], ou encore l'utilisation d'une chambre reverbérante [5]. Toutefois d'après les valeurs de gain mesurées et le fait que l'antenne soit purement métallique, ainsi que la correspondance avec les résultats de simulations qui donnent des valeurs entre 80 et 100 %

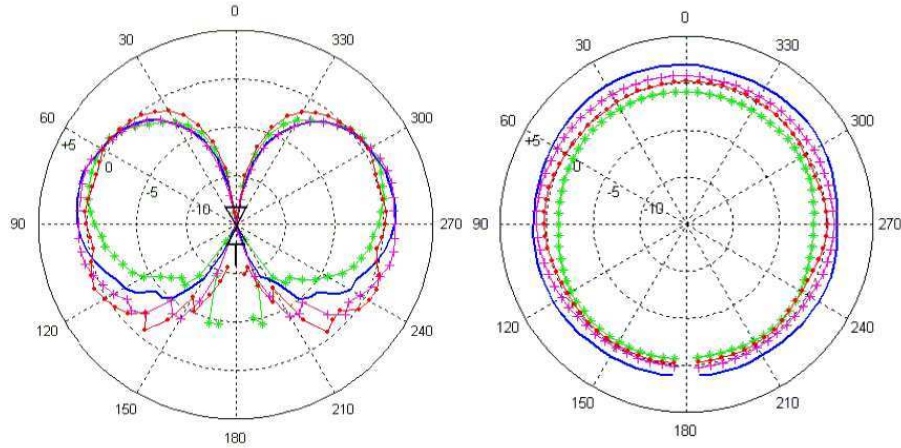


FIG. 3.14: Diagramme de rayonnement du bicone en élévation (a), en azimut (b) ; 3 GHz (astérisques verts), 4.5 GHz (bleu), 6 GHz (croix magentas), 7.5 GHz (points rouges).

suivant la bande, on ne s'attend pas à des problèmes majeurs de rendement de ce bicone.

Pour les applications de mesure de canal, il est légitime de se demander si les antennes utilisées distordent différemment suivant la direction de départ ou d'arrivée de l'écho. A l'origine l'idée est d'étudier comment la forme d'onde des échos est déformée par le canal intrinsèque, c'est-à-dire une fois soustrait l'influence des antennes. En outre l'algorithme d'extraction de la direction d'arrivée d'écho fait l'hypothèse d'une distorsion isotrope des antennes. Cette hypothèse donc doit être vérifiée de manière quantitative sur les bicones. Ce comportement de distorsion suivant les directions angulaires peut se lire directement sur la fidélité relative  $FR$  en fonction de l'angle d'élévation, Fig. 3.16.

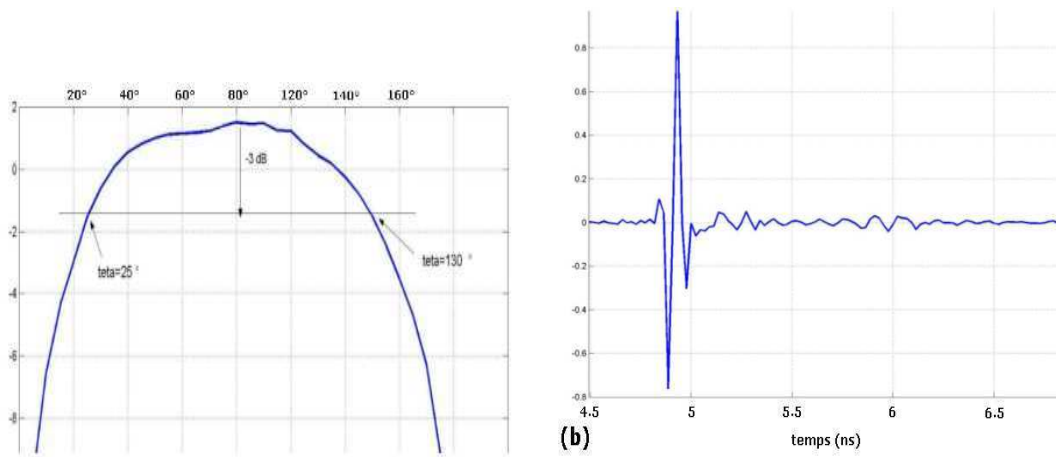


FIG. 3.15: Gain moyen en élévation du bicone : sur la bande 3.1-10.6 GHz (gauche). Réponse impulsionnelle du bicone dans la direction  $\theta = 90^\circ$  (droite).

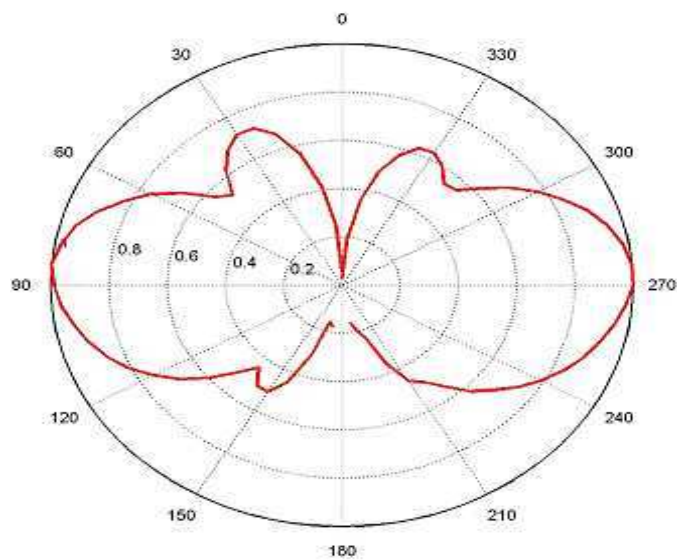


FIG. 3.16: Fidélité relative  $FR$  du bicone en élévation.

### Applications et conclusion

Malgré un prix de fabrication pour l'instant rédhitoire pour une application à bas coût, le bicone n'en reste pas moins une « excellente » antenne ULB omnidirectionnelle. Son maniement est sans risques dès lors que l'on a pris les précautions de le protéger par un radôme voire par une coque de plastique rigide, Fig. 3.17. Sa conception est simple et bien maîtrisée. Un second bicone a été conçu au laboratoire pour un réseau d'antennes destiné à des mesures de canal ULB commençant vers 800 MHz. Une douzaine de prototypes du bicone présenté, ont été réalisés et utilisés pour de nombreuses mesures au laboratoire : mesure de canaux MIMO, étude du couplage des éléments rayonnants lors de leur mise en réseau, certaines mesures BAN, étude de l'influence de matériaux. Ce bicone a ainsi largement été utilisé comme antenne ULB omnidirectionnelle de référence.



FIG. 3.17: Bicone monté sur son support et ses protections (radôme et coque).

**Conclusions sur les antennes volumiques** Les conceptions du monocône et du bicone sont des exemples de conceptions simples et assez bien maîtrisées car les structures coniques restent, à l'exception de la longueur caractéristique, principalement décrite par un angle. Ceci permet d'optimiser indépendamment, jusqu'à un certain point, les différentes parties de la structure. L'avantage principale est que la symétrie cylindrique de la structure de ces antennes assure un omnidirectionnalité parfaite et un diagramme quasi-invariant (écart inférieure à 2 dB sur une ouverture moyenne de 105° sur une très large bande (plus de 100%).

Soulignons enfin qu'en jouant sur l'ouverture et en considérant l'antenne comme un cornet coaxial, on peut diminuer significativement la hauteur du monocône. Par simulation, on a dérivé de la topologie conique un « cornet coaxial » dont la hauteur totale a été minimisée. On a obtenu une hauteur totale de 10 mm pour un diamètre du monocône de 60 mm sur un plan de masse de 100 mm adapté sur la bande 3.4-5.5 GHz ( $S_{11} < -10$  dB) et (3.2-au delà de 10 GHz pour  $S_{11} < -8.3$ dB), Fig. 3.18. Certaines applications ne demandent pas forcément une antenne de très petite taille, il faut avant tout qu'elle s'intègre de manière discrète dans le volume de l'appareil. Par exemple pour les équipements électroniques non portables de type lecteur DVD, vidéo projecteur, on peut envisager une antenne discrète faiblement protubérante (seulement 1 cm de hauteur) au dessus de l'appareil sur ou sous le boîtier. De plus le plan de masse suffisamment large (diamètre 10 cm) protège le rayonnement sur les circuits de l'appareil. Quant au coût de cette antenne purement métallique (ie. sans substrat hyperfréquence), il pourrait s'avérer très bas. En effet ce type d'antenne à profil bas mais composée de surfaces non développables peut être réalisé, ou partiellement réalisé par emboutissage de feuille métallique. Ce procédé de formage par déformation plastique des métaux [6] est une technique de production industrielle bien appropriée à la production de masse.

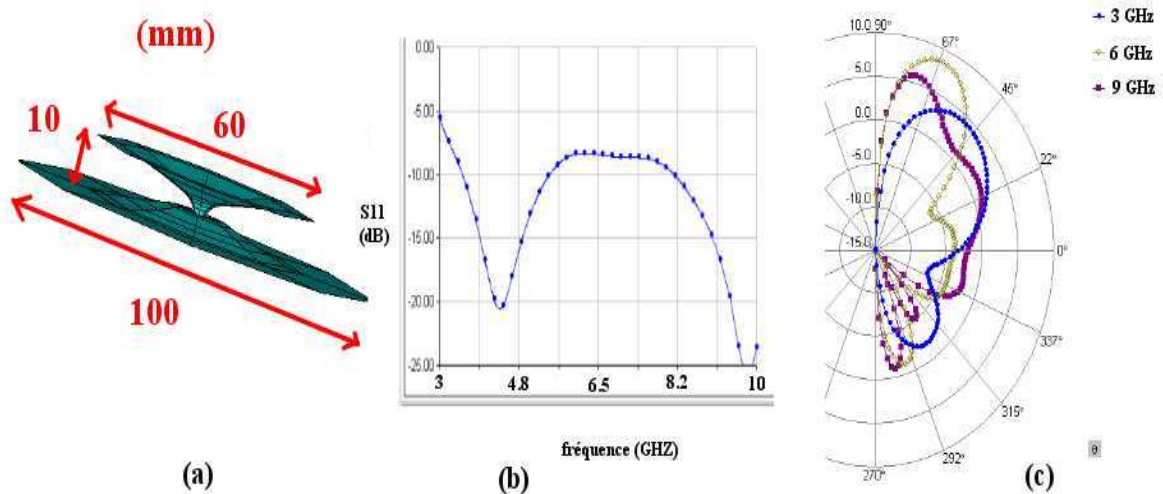


FIG. 3.18: Monocône à profil bas, (a) ses dimensions, (b) ROS, (c) gain ordinaire en élévation (demi-représentation).

Cependant dans le cadre d'applications sur de petits objets communicants, leur encombrement, voire leur poids, ne sont pas compatibles avec les spécificités requises par l'industrie de l'électronique grand public. Ceci nous amène donc à étudier les antennes planaires.

### 3.3 Antennes planaires quasi-omnidirectionnelles

Après avoir conçu des antennes ULB « fortement indépendantes de la fréquence », parfaitement omnidirectionnelles en azimut, on s'est attaché à concevoir des antennes ULB moins encombrantes, mieux adaptées à une production de masse. Et c'est naturellement que l'on s'est tourné vers les antennes planaires. La littérature a assez tôt montré les performances en terme de largeur de bande d'adaptation des monopôles plans sur plan de masse horizontal [7]. Plusieurs topologies d'élément rayonnant ont été proposées et comparées comme le triangle, le carré, l'ellipse,... avec un plan de masse horizontal de taille supérieure à  $\lambda_{max}$  [8]. Malgré un élément rayonnant purement plan, ces structures rayonnent de manière quasi omnidirectionnelle (en azimut) sur une très large bande grâce au plan de masse circulaire. On observe dans le pire cas un léger creux d'environ 3 dB dans le plan du monopôle sur le diagramme 3D d'une antenne dérivé du demi-cercle, Fig. 3.19.

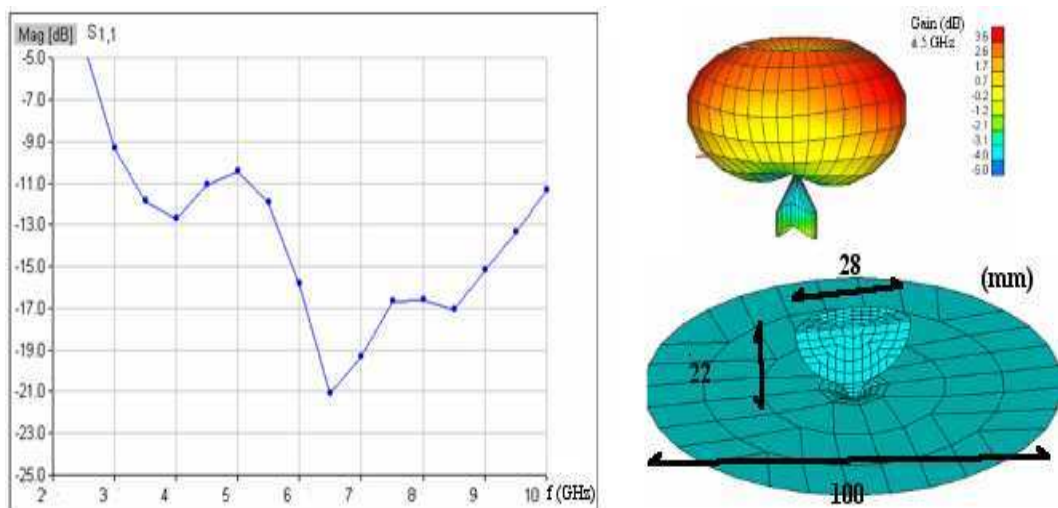


FIG. 3.19: Monopôle plan dérivé du demi-cercle sur un plan de masse horizontal de 10 cm.

On s'est intéressé au monopôle carré qui est étonnamment large bande. Un simple carré possède une bande relative d'environ 75% [9]. On peut atteindre 110% en court-circuitant un des coins du carré avec le plan de masse, ce qui provoque une dissymétrie du diagramme [8]. On a vu que l'épaisseur des monopôles cylindriques favorise la largeur de leur bande d'adaptation.

**A propos de l'alimentation double** [10] et [11] ont montré en utilisant la théorie des modes caractéristiques [12] qu'en alimentant en plusieurs points le monopôle carré, on excite des modes caractéristiques qui améliorent significativement l'adaptation dans la partie supérieure de la bande mais aussi réduit sensiblement la fréquence de coupure basse. Un exemple simple de monopôle carré de côté 20 mm sur plan de masse infini, montre l'influence sur l'adaptation de l'écartement entre les deux points d'excitation du monopôle, Fig. 3.20. Un optimum est atteint pour un écartement  $e$  de 2 mm. Soulignons la diminution de 450 MHz (soit 15%) de la fréquence de coupure basse (à -10 dB) par rapport à l'alimentation simple qui permet d'envisager une réduction non négligeable des dimensions. Globalement la bande relative est passée de 66% à 99% grâce à l'alimentation double.

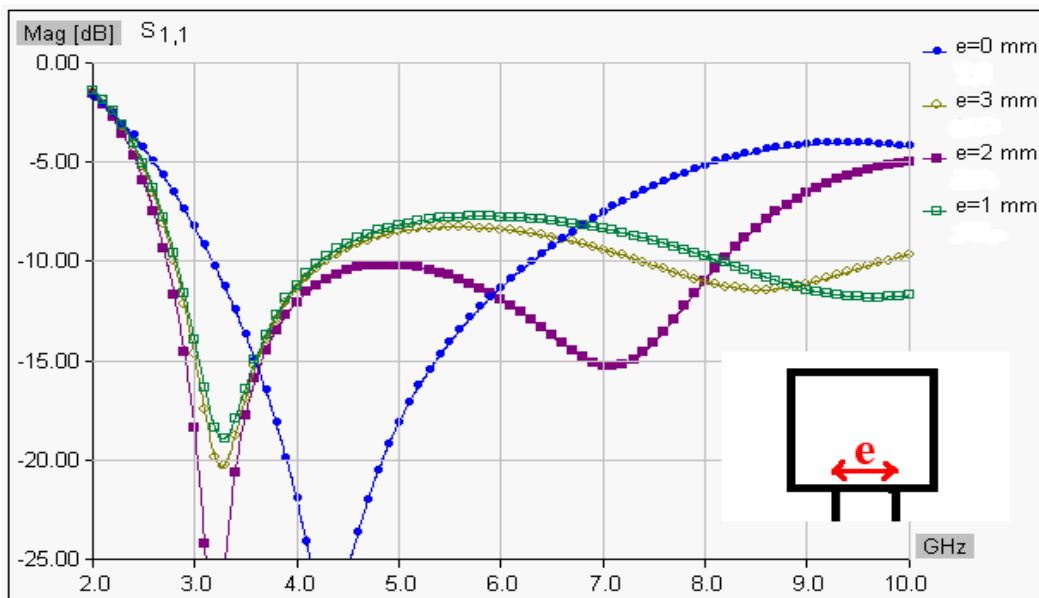


FIG. 3.20: Influence sur le  $S_{11}$  de l'écartement entre les deux alimentations d'un monopôle carré.

L'objectif de ce qui suit est d'étudier ces structures à alimentation double dans le but de diminuer d'une part l'encombrement du plan de masse, d'autre part de jouer sur le compromis entre la hauteur et la largeur du monopôle.

### 3.3.1 Monopôle réalisé avec des plaques de métal

Afin d'obtenir une antenne purement planaire, le plan de masse horizontal est incliné jusqu'à qu'il soit parallèle au plan du monopôle (plan  $yOz$  sur la Fig. 3.21).

La taille du plan de masse par rapport à celle de l'élément rayonnant a été réduite, si bien qu'il faudrait plutôt parler de dipôle que de monopôle.

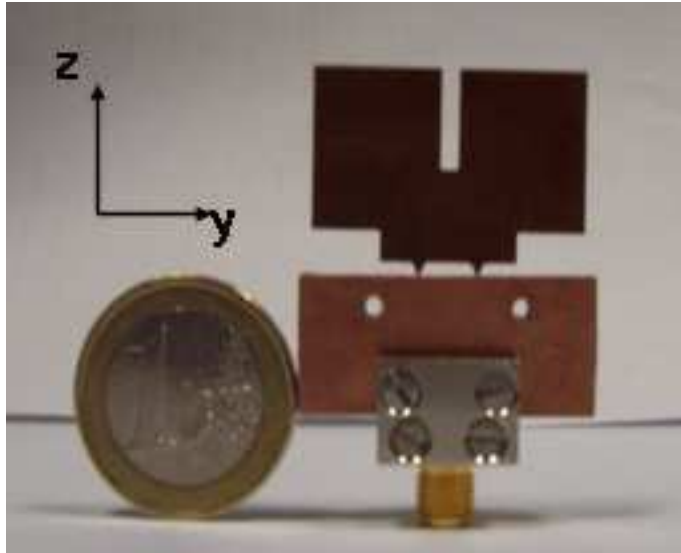


FIG. 3.21: prototype de l'antenne MS.

### conception

Dans le souci de conserver la symétrie de structure de l'antenne par rapport au plan du monopôle, on utilise un circuit triplaque ( $\epsilon_r = 2.33$ ,  $h = 3.048$  mm) dont les conducteurs extérieurs jouent à la fois le rôle de plan de masse pour le circuit d'alimentation et pour l'élément rayonnant. On s'assure ainsi deux plans de symétrie de la structure. Pour alimenter l'antenne, un diviseur de puissance est conçu (ADS) à partir des paramètres  $S_{11}$  obtenus par simulation électromagnétique (WIPL-D) au niveau de chaque accès du monopole référencé à  $Z_c=100 \Omega$ . L'entrée du diviseur est donc une ligne triplaque référencée à  $50 \Omega$ . A l'aide d'un connecteur de type embase triplaque-coaxial, on obtient une antenne connectée en SMA. Les dimensions du connecteur étant non négligeables devant celles du plan de masse, le connecteur a aussi été modélisé dans la simulation électromagnétique finale sous WIPL-D.

Cette antenne à alimentation double est donc plus complexe dans sa manière d'exciter les modes caractéristiques. Par rapport à la conception d'antennes coniques, il est difficile voire impossible, d'isoler l'influence d'un paramètre de la structure sur une certaine bande de fréquence. Néanmoins certains paramètres guident le concepteur. Les dimensions totales de l'antenne, la largeur 30 mm et

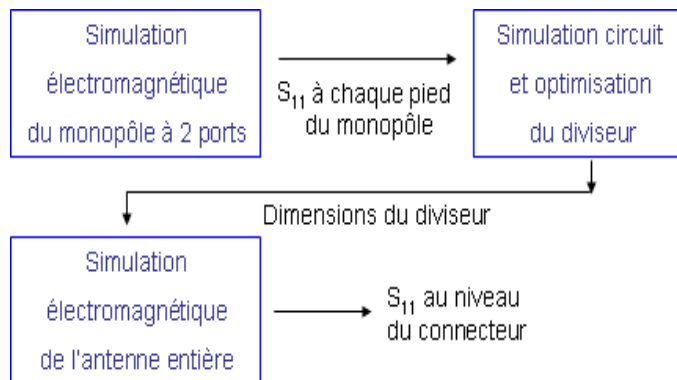


FIG. 3.22: Méthodologie de conception.

la hauteur 30 mm sont imposées par le concepteur et fixent grossièrement la fréquence de coupure basse de l'antenne. Puis l'écart optimal de 6 mm entre les deux pieds du monopôle a été optimisé pour obtenir la bande d'adaptation la plus large, Fig. 3.23. Ensuite la hauteur du monopôle a été optimisée par rapport à celle du plan de masse afin de régler la fréquence de coupure basse à 3.1 GHz ( $ROS < 2$ ).

Une fois ces dimensions définies, la découpe des coins inférieurs du rectangle a permis d'augmenter la fréquence de coupure haute sans trop changer le comportement dans les autres sous-bandes. Pour la configuration décrite précédemment, une découpe de 3 mm de hauteur à 7 mm de l'antenne optimise la fréquence de coupure haute, Fig. 3.24.

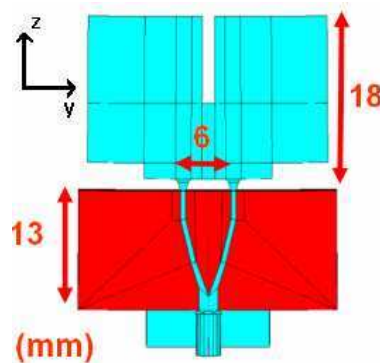


FIG. 3.23: Coupe dans le plan de symétrie de l'antenne MS et ses dimensions.

## Performances

Le prototype de l'antenne nommée MS, est réalisé en deux parties. Le monopôle est découpé dans une plaque de cuivre de dimensions 30 x 18 x 0.27 mm.

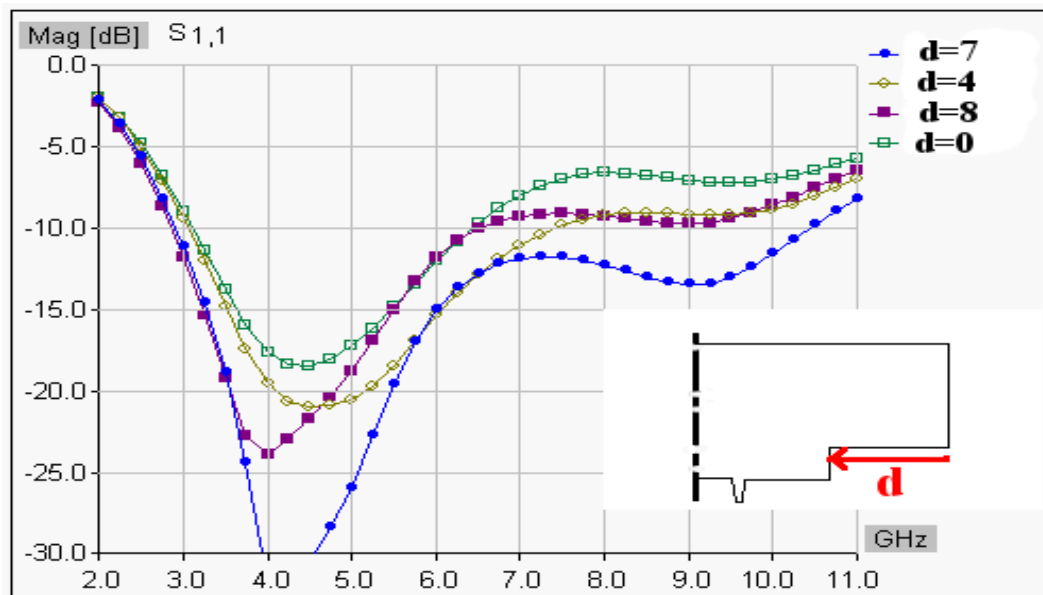


FIG. 3.24: Influence du décrochement sur l'adaptation de l'antenne MS,  $d$  en mm.

Le circuit d'alimentation contenant le diviseur est réalisé en technologie triplaque ( $\epsilon_r = 2.33$ ,  $h = 3.048$  mm) à partir de 30 x 13 mm de substrat Metclad. La bande d'adaptation à -10 dB est de 3.2-9.2 GHz pour la mesure et 3-10.2 GHz pour la simulation, Fig. 3.25.

Le gain réalisé dans la direction horizontale à  $\phi = 0^\circ$  varie entre -2.5 dBi et 3.2 dBi sur la bande d'adaptation. Si on compare simulation et mesure, on constate que l'accord est meilleur (écart inférieur à 1 dB, à partir de 4 GHz) pour les fréquences élevées. On explique en partie cette différence par l'interaction avec l'environnement proche (câble coaxial) de cette petite antenne lors de la mesure, Fig. 3.26.

Sur le diagramme en élévation, Fig. 3.27, on observe aussi un désaccord entre la mesure et la simulation en basse fréquence. De plus cet écart augmente pour les élévations correspondant au rayonnement arrière et des interférences non filtrées par le fenêtrage apparaissent. Le fenêtrage temporel est efficace pour supprimer les multitrajets arrivant significativement plus tard que la réponse d'antenne. Typiquement on commence le fenêtrage après un temps équivalent à 15 fois la dimension de l'antenne. Par exemple pour une antenne de 3 cm, on commence le fenêtrage 1.5 ns après le début de la réponse, soit une distance de l'obstacle d'environ 25 cm sachant que le positionneur est environ à 30 cm. Or lorsque l'on mesure les directions arrières, le positionneur vient s'intercaler en partie, entre les deux antennes. La différence de marche entre les trajets direct et réfléchi devient inférieur au seuil fixé. Une solution consiste à éloigner l'antenne du positionneur

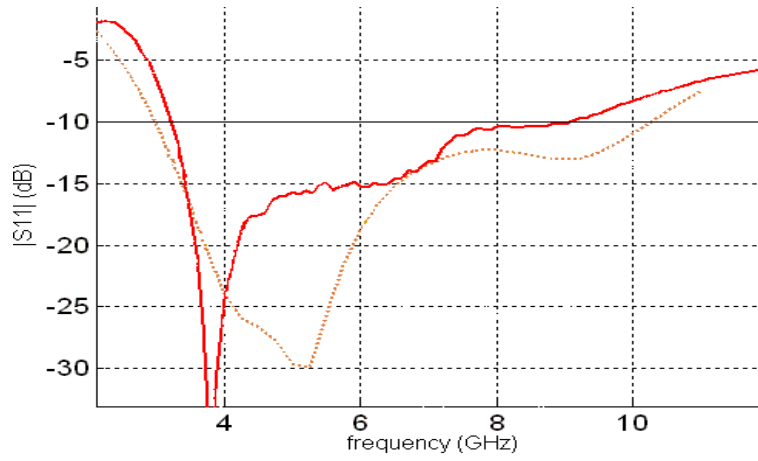


FIG. 3.25:  $S_{11}$  de l'antenne MS : mesuré (rouge) et simulé (points orange).

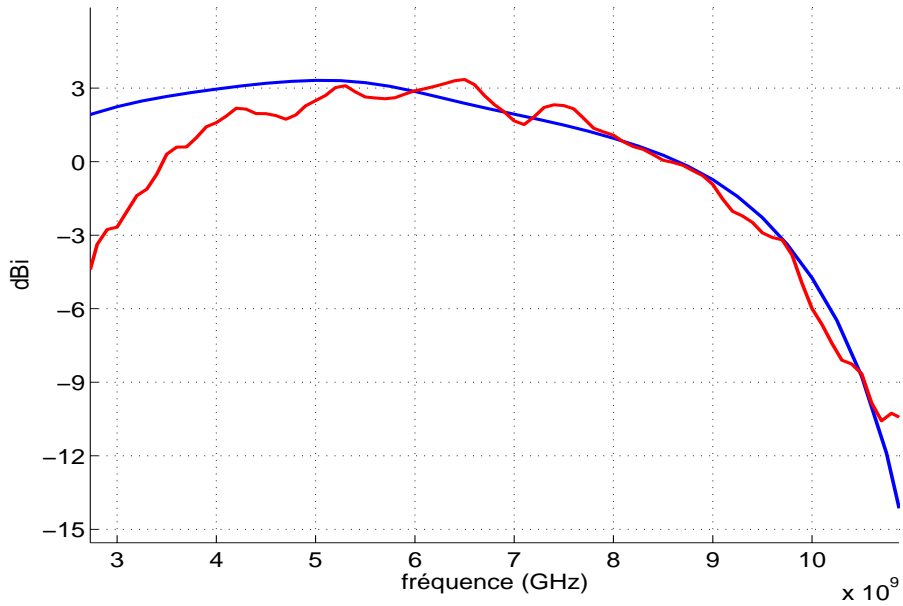


FIG. 3.26: Gain dans la direction horizontale, normale au plan de l'antenne MS : mesuré (rouge), simulé (bleu).

(on est alors limité par la longueur du bras qui décentre le mât par rapport à l'axe de rotation vertical). Si on connaît à peu près la durée de la réponse, on peut aussi commencer le fenêtrage plus tôt.

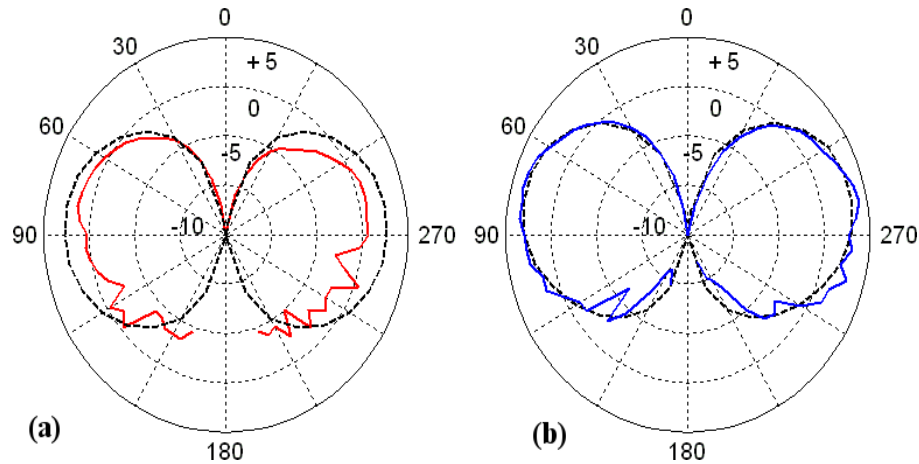


FIG. 3.27: Gain de l'antenne MS simulé (pointillet noir) et mesuré (trait plein) à la fréquence 3.5 GHz (a) et 6 GHz (b).

**Description des trois modes de rayonnements** Il est important de bien comprendre tant quantitativement que qualitativement le comportement radiatif fréquentiel de ce type d'antenne, afin de mesurer la sensibilité des outils introduits dans le chapitre 2.4. On distingue trois modes de rayonnement :

Le premier mode de rayonnement concerne la première octave de la bande, l'antenne possède une dimension électrique petite et rayonne donc de manière omni-directionnelle, Fig. 3.28.

A partir de 6 GHz, la direction normale au plan est privilégiée en terme de gain (+4 dBi) ; alors que dans le plan ( $\phi = 90^\circ$ ) un creux apparaît dans la direction horizontale et le lobe dépointe vers  $\theta = 45^\circ$ . Ce deuxième mode de rayonnement est caractéristique des antennes ULB planaires (dipole elliptique, *bowtie*...). Au delà de la première octave, il défavorise le gain dans les directions du plan de l'antenne au profit du plan normal. Il en résulte une perte d'omni-directionnalité en azimut au sens du critère à -3 dB.

Quand la fréquence augmente, on observe une transition « molle » entre 7.5 et 9 GHz vers un troisième mode de rayonnement dans la bande 9-12 GHz, caractérisé par un lobe principal dans le plan du monopôle. Le rayonnement normal quant à lui, connaît une diminution progressive du gain et de l'ouverture par exemple à -5 dB (la limite basse passe de  $140^\circ$  à 6 GHz, à  $100^\circ$  à 9 GHz). Dans le même temps le lobe dans le plan du monopôle pointant à  $\theta = 45^\circ$  devient prépondérant

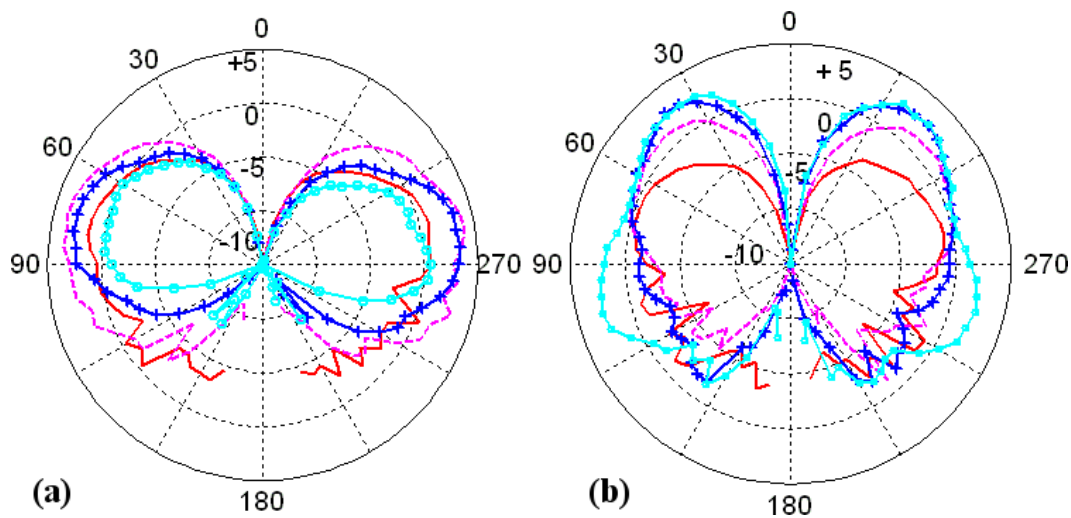


FIG. 3.28: Gain en élévation à  $\phi = 0^\circ$  (a) et  $\phi = 90^\circ$  (b) pour différentes fréquences 3.5 GHz (trait plein rouge), 6 GHz (pointillet magenta), 7.5 GHz (croix bleue) et 9 GHz (rond cyan).

(+2.5 dBi) et son ouverture, notamment sa limite basse augmente avec la fréquence. En fait, en regardant ce qui se passe plus haut en fréquence, entre 9 GHz et 12 GHz, on observe l'apparition dans le plan du monopôle, d'un lobe principal pointant vers  $\theta=90^\circ$ , qui augmente progressivement jusqu'à +4 dBi à 11 GHz puis rediminue à cause de la désadaptation qui devient prépondérante à partir de 12 GHz. Ce lobe qui dépointe légèrement vers le bas ( $\theta = 115^\circ$ ) tant que  $\lambda < h$  ( $h$  étant la hauteur totale de l'antenne 31 mm), pointe ensuite vers l'horizontal. On observe aussi l'apparition d'un lobe secondaire dépointé de  $60^\circ$  (côté monopôle) par rapport à l'horizontal, Fig. 3.28.

On peut faire une analogie avec ce qui se passe en bande basse pour une antenne à ouverture (de dimension  $h$ ) qui fonctionnerait vers  $\lambda = h$ . En effet lors d'une étude de conception d'une antenne vivaldi (version triplaqué) adaptée à partir de 2 GHz, on a observé, toutes proportions gardées, le même comportement d'établissement de la directivité du diagramme autour de  $\lambda = h$ , comme pour le troisième mode de rayonnement du monopôle MS, Fig. 3.29.

Au fur à mesure que l'antenne (hauteur totale  $h$ ) devient grande par rapport à la longueur d'onde, trois différents modes de rayonnement deviennent successivement dominants. Son comportement passe successivement par un rayonnement de dipôle autour de  $\lambda \approx 3.h$ , puis d'une antenne plane (ie. favorisant les directions normales au plan) à partir de  $\lambda \approx 3/2.h$ , et enfin d'une antenne à ouverture

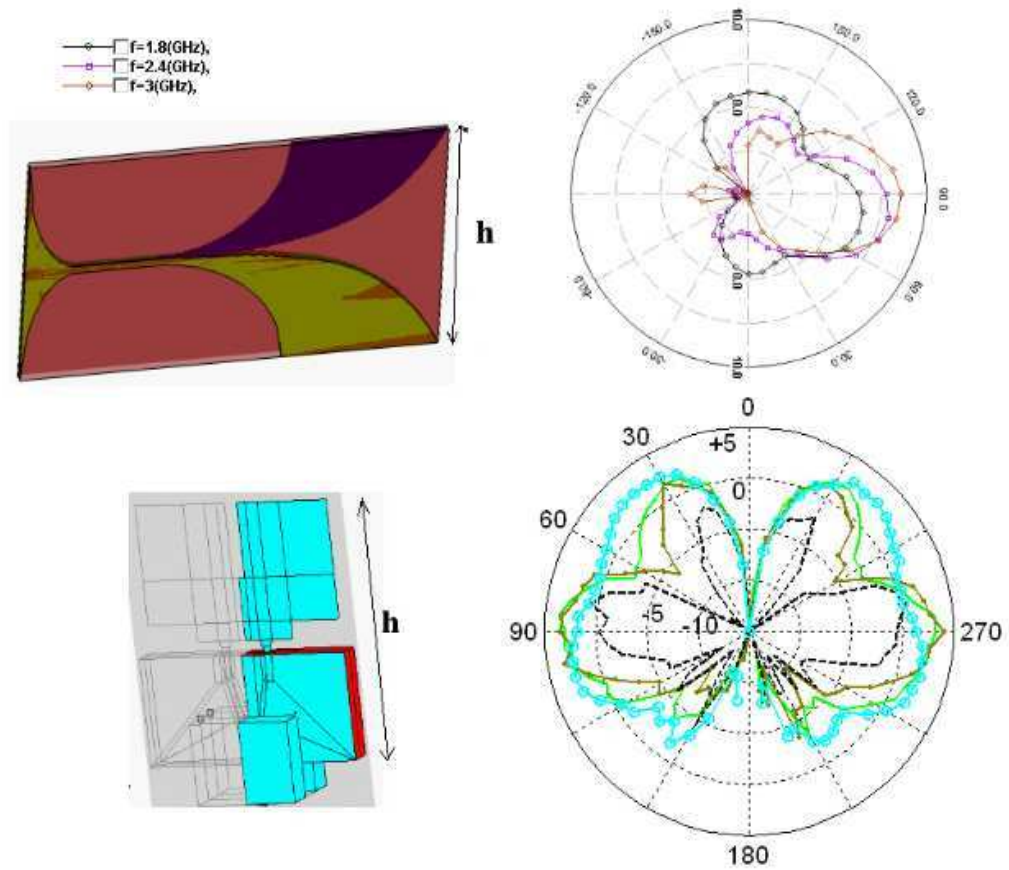


FIG. 3.29: Analogie entre MS et une antenne à ouverture triplaque autour de  $\lambda = h$ . Pour la vivaldi :  $\lambda = 1.7h$  (rond noir),  $\lambda = 1.3h$  (carré magenta),  $\lambda = h$  (triangle marron) Pour MS :  $\lambda = 1.1h$  (rond bleu),  $\lambda = h$  (vert),  $\lambda = 0.9h$  (point kaki),  $\lambda = 0.8h$  (tiret noir).

triplaque avant la seconde octave ie. vers  $\lambda \approx h$ . A partir de ces enseignements, on va chercher à exciter certains modes pour renforcer l'omnidirectionnalité en azimut.

### Amélioration de l'omni-directionnalité

Pour certaines applications par exemple les lecteurs multimédia de salon, la contrainte de planarité parfaite est trop restrictive étant donné que les boîtiers de ces appareils disposent d'un peu plus d'espace. L'idée consiste à redonner du volume à l'antenne planaire afin d'en améliorer les performances en particulier en terme de gain, et d'omnidirectionnalité dans la bande haute. Il est intéressant d'utiliser un plan de masse incliné à  $45^\circ$  sous l'horizontal Fig. 3.30, afin d'atténuer grâce à un effet d'écran, l'interaction entre l'antenne et son connecteur ou le câble d'alimentation ; c'est le prototype appelé MSG.

De plus ayant constaté que le mode de rayonnement prépondérant au delà de la première octave, se situe dans le plan du monopôle, nous avons décidé d'ajouter des *aillettes*<sup>5</sup>) normales au monopôle, au niveau des alimentations, Fig. 3.30. L'objectif est d'utiliser ce mode sur les ailettes pour rayonner dans leurs plans, c'est à dire dans la direction normale au monopôle.

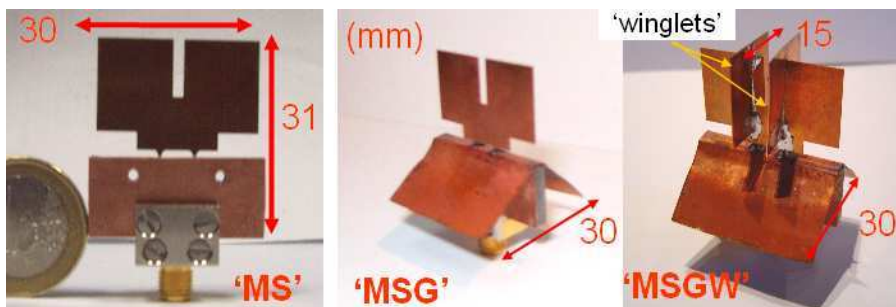


FIG. 3.30: Prototypes de monopôles métalliques : plan (MS), semi-plan (MSG), volumique (MSGW).

On propose par la suite une courte étude comparative permettant de quantifier le gain de performances lorsqu'on s'autorise à abandonner la pure planéité de l'antenne. Commençons par observer l'influence sur le paramètre  $S_{11}$ . Comme on s'y attendait, l'influence d'éléments 3D porte essentiellement sur la bande haute (au delà de 6 GHz) où l'on constate une amélioration significative grâce aux ai-

<sup>5</sup>traduction du mot "winglets" emprunté à l'aéronautique, du nom des petites structures verticales ajoutées au bout d'aile qui modifient la répartition de pression entre le dessus et le dessous de l'aile afin de 'casser' les écoulements tourbillonnaires dangereux pour l'avion suivant en phase d'approche.

lettres puisque l'adaptation de MSGW est de 3.1-12 GHz à -10 dB (respectivement de 3.4-9.8 GHz à -15 dB), Fig. 3.31.

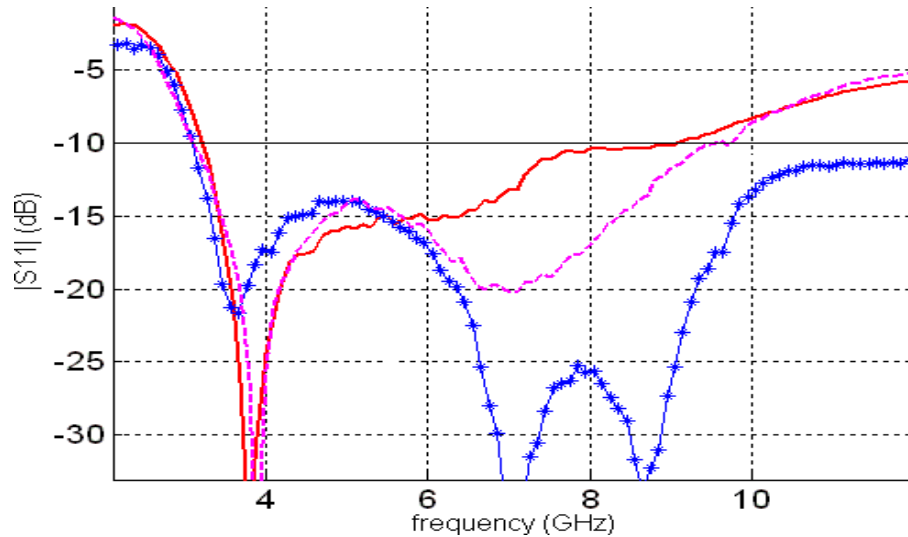


FIG. 3.31: Paramètre  $S_{11}$  des trois antennes : MS (rouge), MSG (tiret magenta) et MSGW (croix bleue).

Le gain réalisé maximal mesuré dans le plan normal est faiblement dépendant de la fréquence ( $3.2 \text{ dBi} \pm 1.5 \text{ dB}$ ) dans la bande d'adaptation des trois antennes. Soulignons que le plan de masse permet de gagner +1 dB à partir de 7.5 GHz par rapport à l'antenne plane MS. Quant aux ailettes, elles permettent de garder le gain supérieure à 2 dBi entre 3.1 et 12 GHz grâce au mode de rayonnement dans la direction normale au plan, alors que pour les deux monopôles plans, le gain chute de -4 dB/GHz à partir de 7 GHz, Fig. 3.32.

Si on s'intéresse plus en détails à l'omni-directionnalité dans le plan d'élévation  $\theta = 60^\circ$ , Fig. 3.33 (gauche), en bande basse, les trois antennes sont petites par rapport à la longueur d'onde, ce qui assure une bonne omni-directionnalité (2 dB d'écart maximum pour MS). Par contre juste avant la fin de la première octave (vers 6 GHz), l'effet du monopôle plan des antennes MS et MSG induit un aplatissement (-4 dB d'écart entre les extrema) du diagramme dans le plan du monopôle, Fig.3.33 (centre). Les monopôles plans ne sont plus omni-directionnelle par rapport au seuil classique de -3dB. Cette aplatissement n'est que de -1.5 dB pour l'antenne MSGW grâce aux ailettes. Au delà de 9 GHz, on a déjà vu que le gain dans la direction  $\phi = 0^\circ$  chutait pour les monopôles plans alors qu'il augmentait dans la direction  $\phi = 90^\circ$  en dépointant vers  $\theta = 45^\circ$ . Pour MSGW, les ailettes jouent leur rôle et l'omni-directionnalité est respectée. L'écart entre extrema reste inférieur à -1.5 dB, celui-ci intervient aux angles  $\phi = 45, 135, 225$  et  $315^\circ$  (symétrie d'ordre quatre).

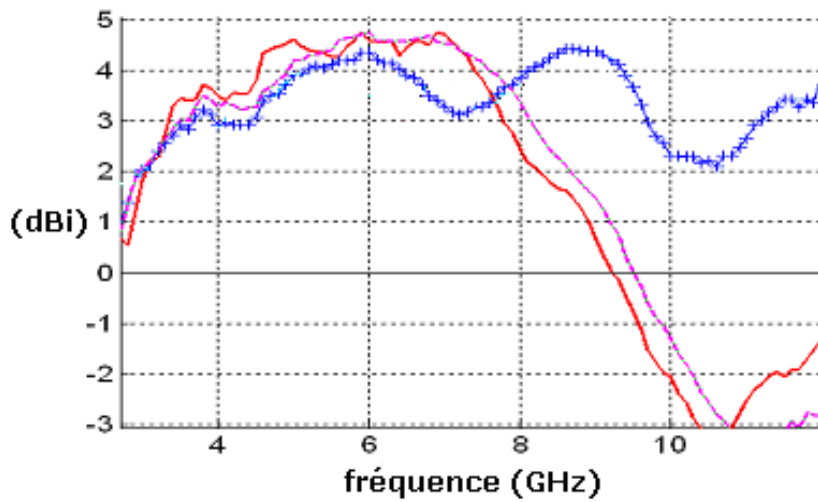


FIG. 3.32: Gain réalisé mesuré dans le plan  $\phi = 0^\circ$  : MS (rouge), MSG (tiret magenta) et MSGW (croix bleue).

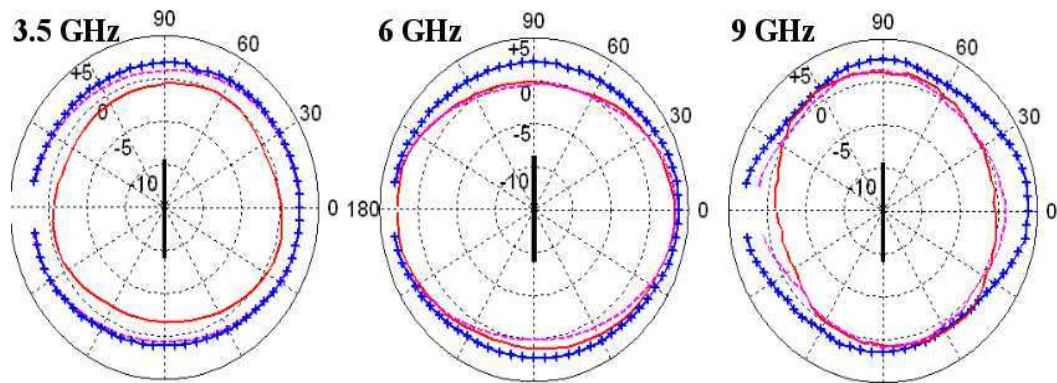


FIG. 3.33: Coupe conique à  $\theta = 60^\circ$  des trois prototypes : MS (rouge), MSG (tiret magenta) et MSGW (croix bleue).

Pour donner un aperçu global du comportement en élévation, on calcule le gain réalisé moyenné en fréquence sur la bande 3.1-10.6 GHz, bande commune aux antennes qui ne correspond pas forcément à leur bande d'adaptation. On trace sur la gauche de la Fig. 3.34 l'élévation dans la direction  $\phi = 90^\circ$  et sur la droite l'élévation dans la direction normale ( $\phi = 0^\circ$ ). Dans cette direction, le lobe principal moyen varie entre  $\theta = 90^\circ$  pour MS (plane) jusqu'à  $\theta = 60^\circ$  pour MSGW (3D). On observe un dépointage significatif de  $15^\circ$  vers le haut dû aux ailettes par rapport à la structure semi plane MSG. Le gain maximal est légèrement amélioré par l'ajout d'élément 3D, 2.5 dBi pour MS et 3.2 dBi pour MSGW. Quant aux ouvertures à -3 dB, elles sont quasiment inchangées (environ  $62^\circ$ ) pour les trois structures. C'est essentiellement dans la direction  $\phi = 90^\circ$  que l'on va profiter le plus de l'ajout d'élément 3D, puisque les ailettes augmentent de +2 dBi le gain moyen qui pointe alors la direction  $\theta = 70^\circ$ . L'absence de plan de masse dans la direction  $\phi = 90^\circ$  explique que la limite basse d'ouverture à -3 dB soit déviée vers le bas  $\theta = 100^\circ$ .

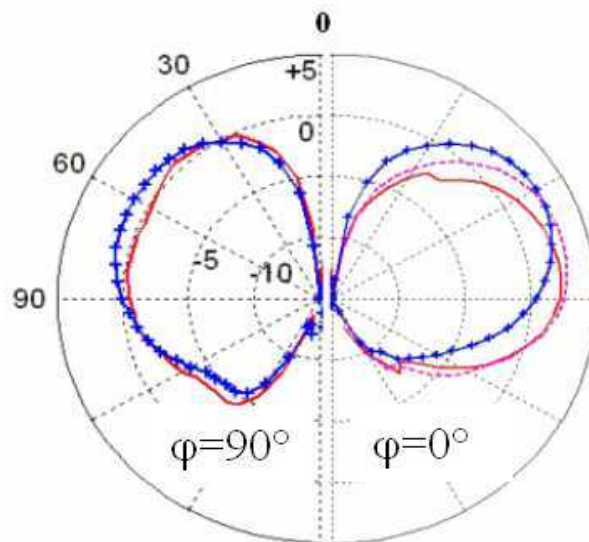


FIG. 3.34: Gain moyen calculé sur la bande 3.1-10.6 GHz, en élévation pour les trois prototypes : MS (rouge), MSG (tiret magenta) et MSGW (croix bleue).

Pour conclure, l'ajout d'un plan de masse incliné n'améliore que légèrement les performances de l'antenne MS. Par contre l'ajout d'éléments rayonnants perpendiculaires au plan du monopôle, apporte une amélioration sensible notamment en bande haute, de l'adaptation (+22% de bande relative) et de l'omnidirectionnalité. Grâce à l'analyse du troisième mode de rayonnement dans le plan

du monopôle évoqué dans le cas purement planaire (antenne MS), on a réussi à exciter ce même mode à l'aide des *ailettes* pour redonner de l'omni-directionnalité en bande haute. Ainsi dans le plan du monopôle où l'on rencontre des creux de -4 dB pour MS, la structure MSGW regagne jusqu'à +1.5dB de gain moyen et jusqu'à +4 dB dans certaines sous-bandes.

### 3.3.2 Monopôle en technologie triplaque

L'antenne MS, présentée ci-dessus, présente des performances intéressantes, pourtant elle comporte certains défauts intrinsèques à l'utilisation d'un monopôle réalisé en plaque de métal, comme la fragilité mécanique si on l'utilise sans boîtier ou encore le fait que sa réalisation nécessite une insertion délicate du monopôle dans le circuit triplaque. Ceci a motivé la conception d'une antenne monolithique en technologie triplaque : l'antenne MSS (*Metal Sheet Stripline*), Fig. 3.35. Cette technologie respecte la symétrie de la structure dans le plan du monopôle, et fournit à la structure la robustesse qui lui manquait dans la version précédente, le monopôle étant *enfoui* dans le diélectrique du triplaque.

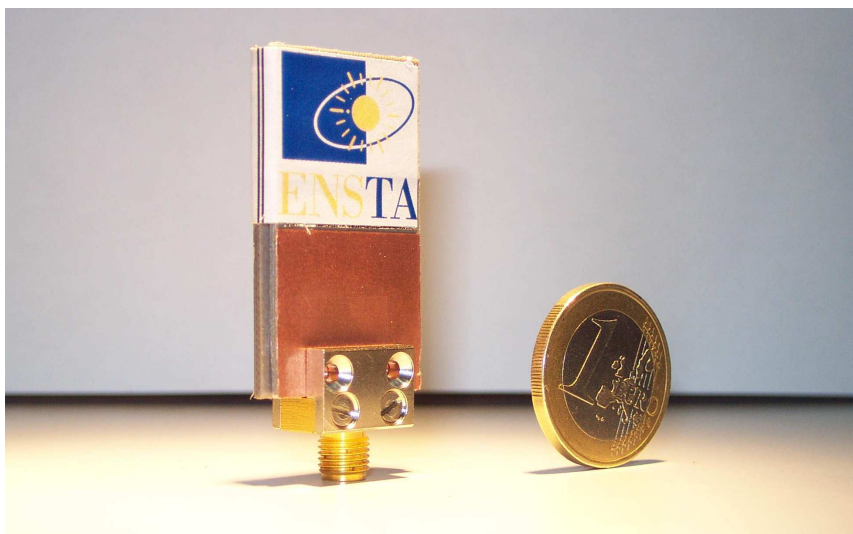


FIG. 3.35: prototype MSS

#### conception

La conception de l'antenne MSS reprend largement les techniques de conception de l'antenne MS. Les différences concernent principalement l'adaptation du

monopôle désormais enfoui dans le diélectrique, donc ne présentant plus la même impédance au niveau de la connectique. Pour cela la distance entre le bas du monopôle et le plan de masse a été ajusté. D'autre part la largeur totale de la structure a été diminuée à 24 mm (largeur d'une grosse clé USB). Pour compenser cette diminution, on a allongé la longueur du plan de masse (+50% par rapport à celui de MS) et du monopôle afin de retrouver la même longueur caractéristique et donc la même fréquence de coupure basse.

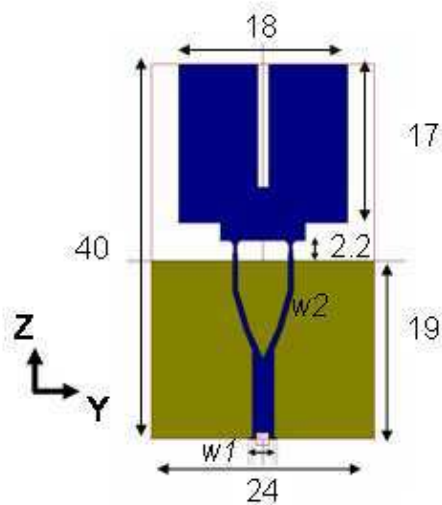


FIG. 3.36: Dimensions de l'antenne MSS

### Performances

La bande d'adaptation (à -9.5 dB) est de 2.9-7.9 GHz (soit 93% de bande relative) pour la mesure et de 3-7.3 GHz pour la simulation sous IE3D. On constate une désadaptation sensible mais toujours inférieure à -6 dB à partir de 8 GHz. Bien qu'on observe un décalage de -2 dB pour la simulation, le comportement des variations de l'adaptation en fonction de la fréquence est assez bien respecté jusqu'à 8 GHz, Fig. 3.3.2. Soulignons ici le rôle du connecteur (embase SMA-triplaque) sur la fréquence de coupure basse de la bande. En effet la simulation sans connecteur donne un écart de 400 MHz avec la fréquence de coupure simulée avec connecteur. En bande basse, la partie externe du connecteur joue un rôle dans le processus de rayonnement, en allongeant la longueur effective du plan de masse, ce qui diminue la fréquence de coupure basse.

On trace sur la Fig. 3.38, les gains réalisés maximaux dans les plans  $\phi = 0^\circ$  et  $\phi = 90^\circ$ . Dans le plan normal, le gain est relativement plat avec une moyenne

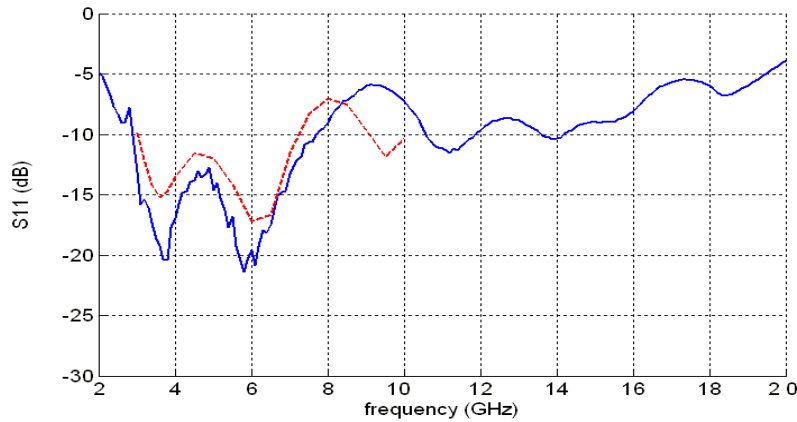


FIG. 3.37: Paramètre  $S_{11}$  mesuré (bleu), simulé (connecteur inclus) avec Wipl-D (tiret rouge).

de 2.3 dBi sur la bande 3-9 GHz avec une légère augmentation de 0.8 dB/GHz jusqu'à 7.2 GHz. On retrouve à peu près les trois comportements radiatifs de l'antenne MS, évoqués dans le paragraphe 3.3.2. A la différence près que le diélectrique induit une perte d'omni-directionnalité en azimut. Au cours du premier mode de rayonnement (omni-directionnel dans la première octave), le gain maximal connaît un écart supérieur à 1 dB entre les deux plans sur la bande 3-5 GHz. Soulignons ici que la courbe du gain maximum dans le plan de l'antenne est moins pertinente dès lors que le lobe dépointe progressivement vers  $\theta = 30^\circ$  quand la fréquence augmente, Fig. 3.39 (centre). On peut souligner que malgré la perte d'omni-directionnalité en azimut (critère à -3 dB) dès 6 GHz, l'écart entre extrema n'excède jamais 7 dB, Fig. 3.39.

Cette antenne fournit un bon compromis « performances-simplicité de réalisation ». De plus la solidité mécanique de sa structure et de sa connectique, permet son utilisation dans des applications contraignantes comme par exemple les applications BAN.

### 3.3.3 Monopôle en technologie micro-ruban

On peut encore simplifier la réalisation en optant pour la technologie micro-ruban. En plus d'abandonner la symétrie de structure, on perd aussi la bonne isolation entre la partie circuit (diviseur de puissance) et la partie rayonnante de l'antenne qui constitue un intérêt majeur de la technologie triplaque. Néanmoins le but recherché est de réduire significativement le coût et les dimensions de l'antenne, quitte à dégrader sensiblement les performances. Les dimensions du diviseur sont

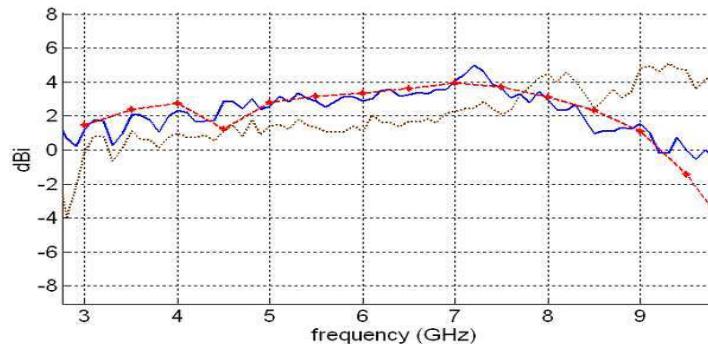


FIG. 3.38: Gain maximal de l'antenne MSS : mesuré dans le plan de l'antenne (tiret marron), mesuré dans le plan normal (bleu), simulé dans le plan normal (point rouge).

modifiées pour tenir compte des impédances caractéristiques des lignes micro-ruban. Ainsi on a obtenu une structure nommée MSMR, aux dimensions totales de  $33 \times 20 \times 1.5 \text{ mm}^3$ , soit respectivement  $\lambda/2.5 \times \lambda/4 \times \lambda/50$  en début de bande. Au passage, on a réduit la surface de substrat hyper nécessaire de 66% par rapport à celle de l'antenne triplaque MSS. La bande d'adaptation d'impédance à -10 dB est comprise entre 4.2 GHz et 11.4 GHz, soit 92% de bande relative, Fig. 3.41. Sur la bande 3.1-4.2 GHz, l'adaptation est moins bonne ( $-10 \text{ dB} < \text{ROS} < -7.5 \text{ dB}$ ), mais reste acceptable pour des applications bas coût. Précisons que l'antenne MSMR n'est pas électriquement plus petite que la version triplaque. En effet le plus petit rayon de la sphère englobant l'antenne a diminué de 17 % (la surface a diminué de 30 %) alors que la fréquence de coupure basse (à -10 dB) a augmenté de 30 %.

L'accord entre la simulation et la mesure est moins bon que ce qu'on a obtenu pour l'antenne triplaque MSS simulée aussi avec IE3D. Le désaccord consiste en une translation vers les fréquence hautes de +1 GHz de la mesure par rapport à la simulation. Cet écart peut être expliqué en partie par le fait que la simulation ne tient pas compte de la connectivité, faute de modèle suffisamment précis d'embase de type coaxial-microruban.

Le comportement fréquentiel du rayonnement de l'antenne MSMR rappelle celui de MSS à la différence près que la symétrie dans le plan de l'antenne n'existe plus, Fig. 3.42. Ainsi on constate un écart de plus de 5 dB en bande basse au profit du côté substrat (côté plan de masse). Cet écart de gain décroît quand la fréquence augmente et s'inverse au profit du côté de l'élément rayonnant dans la transition vers le troisième mode de rayonnement (vers 9 GHz), Fig. 3.43. Cet écart est également constaté sur la coupe en élévation dans le plan normal au monopôle vers  $\theta = 130^\circ$ , des interférences de 4 dB d'amplitude,

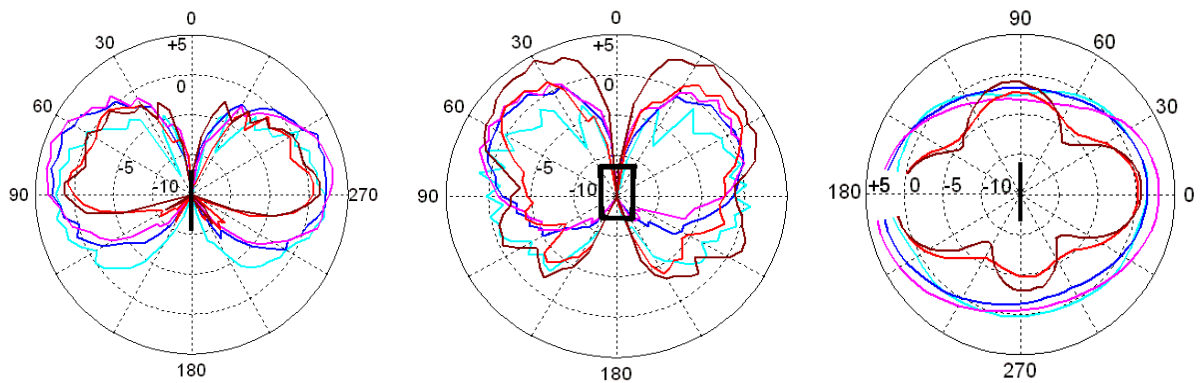


FIG. 3.39: Gain réalisé mesuré de l'antenne MSS : dans le plan normal (gauche), dans le plan de l'antenne (centre) et en azimut  $\theta = 90^\circ$  (droite); pour plusieurs fréquences : 3 GHz (cyan), 4.5 GHz (bleu), 6 GHz (magenta), 7.5 GHz (rouge), 9 GHz (marron).

qui n'apparaissent pas du côté plan de masse. Ceci s'explique par l'effet d'une mauvaise isolation entre l'élément rayonnant et le circuit d'alimentation, ou bien de la connexion qui doit vraisemblablement aussi rayonner.

La Fig. 3.44 représente le gain mesuré, moyenné sur la bande 3.1-10.6 GHz avec ou sans pondération par une impulsion qui respecte le masque FCC. Ce graphe résume le comportement rayonnant dans chaque plan. D'abord on constate que l'omni-directionnalité est relativement dégradée par l'utilisation de la technologie microruban (jusqu'à 2 dB d'écart moyen entre les deux directions normales). De plus le gain réalisé dans les directions du plan de l'antenne a significativement diminué par rapport aux mêmes valeurs pour l'antenne MSS (perte de 3 dB en moyenne dans ce plan). Cette diminution s'explique par l'effet de la réduction des dimensions (à peu près 30%) entre les deux structures responsable de la désadaptation et de la réduction de la surface équivalente en bande basse.

On trace la réponse impulsionnelle de l'antenne MSMR excité par une gaussienne (bande à -10 dB : 3-8 GHz) modulé par un sinus centré sur 5.5 GHz, Fig. 3.45. Du côté de l'élément rayonnant, la réponse est légèrement plus longue (traînée d'amplitude deux fois plus importante) et de moindre amplitude à cause des variations de gain beaucoup plus grandes que du côté plan de masse, Fig. 3.46. Par ailleurs on observe bien une opposition de phase entre les deux signaux due à la rotation de  $180^\circ$  de l'antenne sous test pendant la mesure (coupe en élévation) par rapport à l'antenne mesurante fixe. On quantifie l'effet néfaste de la variation angulaire de distorsion, en traçant la fidélité relative  $FR_{Tx}$  par exemple dans le plan où le gain est maximum, c'est-à-dire le plan normal aux antennes MSMR et MSS. Suivant qu'on l'utilise côté substrat ou bien côté élément rayonnant, pour une impulsion sur la bande FCC décrite ci-dessus, la dissymétrie de l'antenne

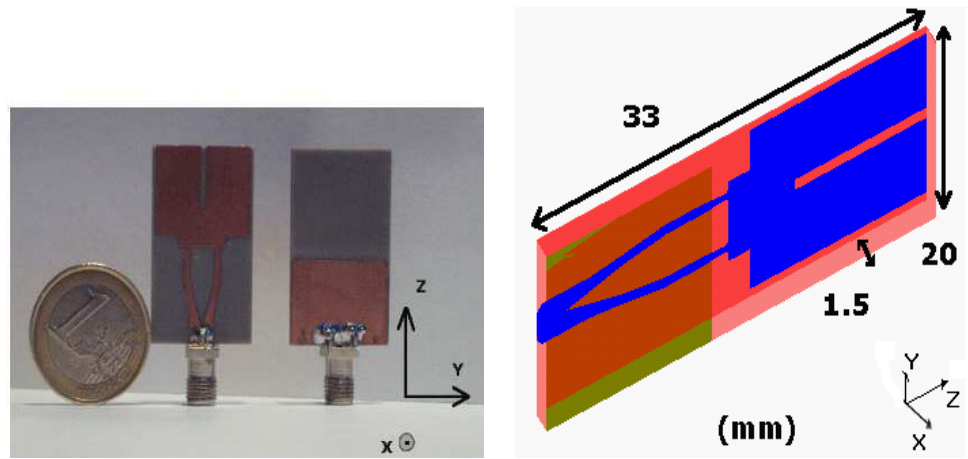


FIG. 3.40: Prototypé de l'antenne MSMR et ses dimensions. Le repère de la photo correspond à l'antenne de droite.

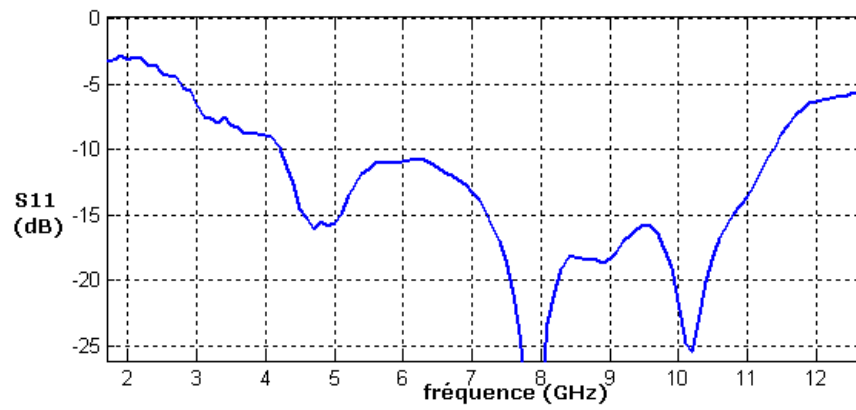


FIG. 3.41:  $S_{11}$  mesuré de l'antenne MSMR.

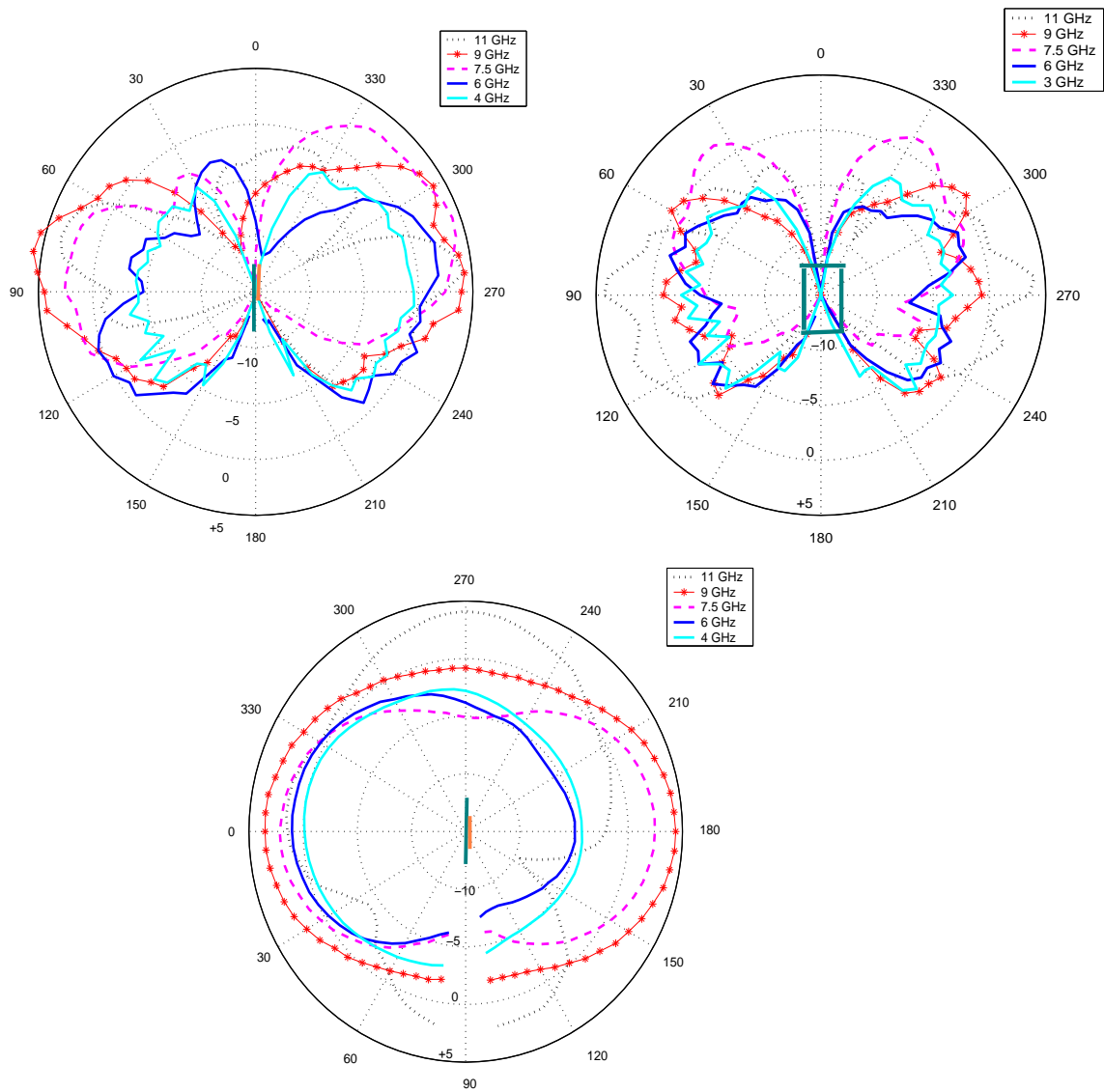


FIG. 3.42: Gain réalisé mesuré de l'antenne MSMR à différentes fréquences : en élévation dans le plan normal (en haut à gauche), en élévation dans le plan de l'antenne (en haut à droite), en azimuth à  $\theta = 90^\circ$  (en bas). L'élément orange au centre du diagramme représente l'élément métallique rayonnant sur son substrat en vert.

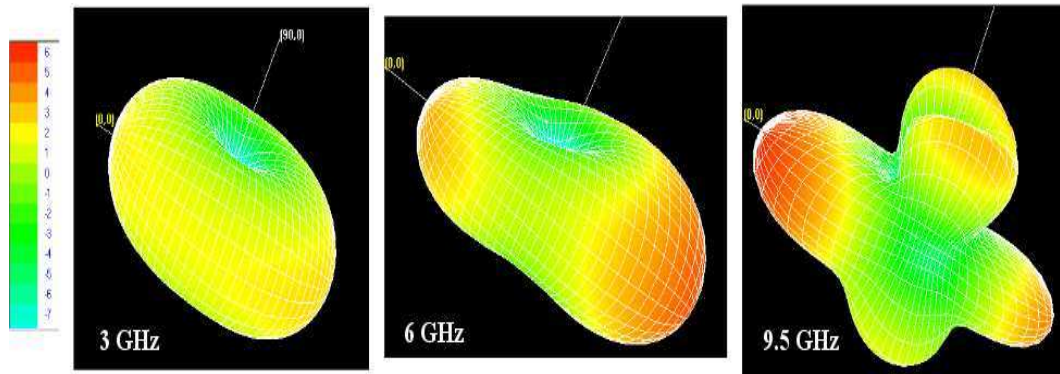


FIG. 3.43: Diagramme 3D du gain simulé de l'antenne MSMR à 3 GHz (a), 6 GHz (b) et 9.5 GHz (c).

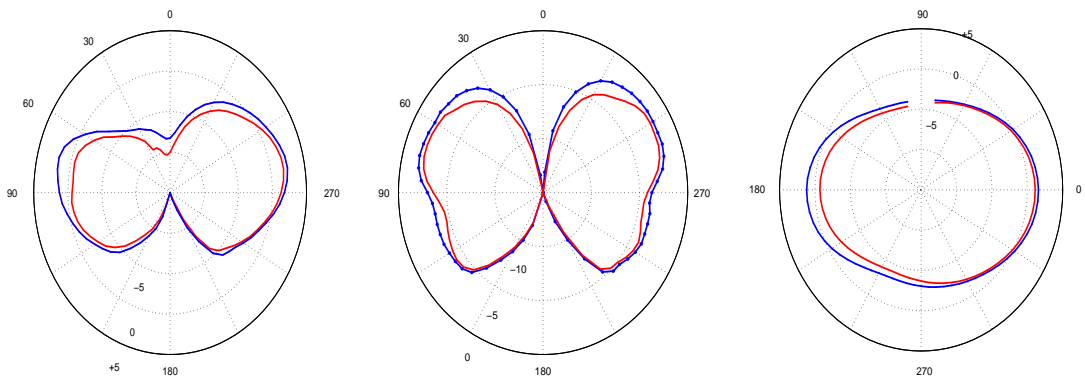


FIG. 3.44: Gain réalisé mesuré de l'antenne MSMR moyenné : sur la bande FCC (rouge), pondéré par une impulsion respectant le masque FCC (bleu). Élévation dans le plan normal (à gauche), élévation dans le plan de l'antenne (au centre), azimuth à  $\theta = 90^\circ$  (à droite).

MSMR est donc évaluée à 2 dB en terme de différence de  $FR_{Tx}$ , Fig. 3.47. On n'observe pas cet effet sur l'antenne triplaquée MSS.

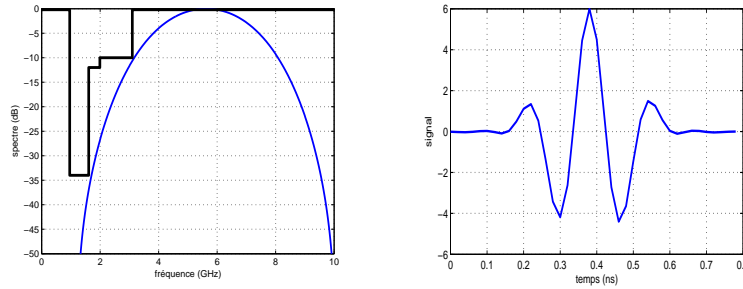


FIG. 3.45: Signal d'excitation respectant le masque de puissance FCC (spectre et forme d'onde).

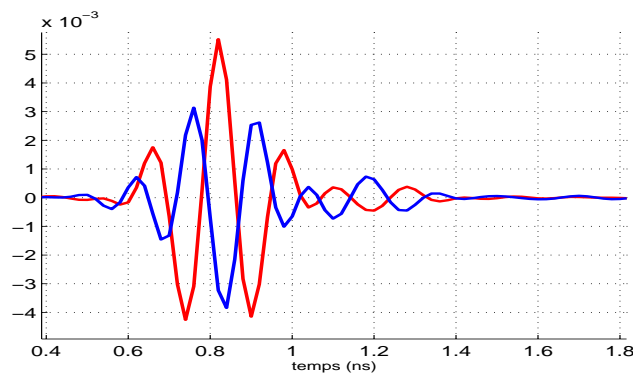


FIG. 3.46: Réponses impulsionnelles mesurées de l'antenne MSMR excitée par un sinus cardinal de bande 0.1-15 GHz, dans la direction normale au plan de l'antenne : côté élément rayonnant (bleu) et côté plan de masse (rouge).

Notez que si l'application le permet, on peut éventuellement penser à rajouter à moindre coût (excepté la perte de la planéité) des ailettes sur ce type d'antenne, afin d'en améliorer l'omni-directionnalité en azimut.

**conclusion sur la conception d'antennes ULB** Toute au long de ce chapitre, on a suivi une démarche de simplification de la réalisation et de réduction du coût et de l'encombrement des antennes ULB. La Fig. 3.48 permet de comparer des antennes ULB présentées compatibles en termes de dimensions et de coût, avec les plus petits terminaux grand public du moment. Les efforts portés sur la réalisation impliquent paradoxalement une complexification de la conception et

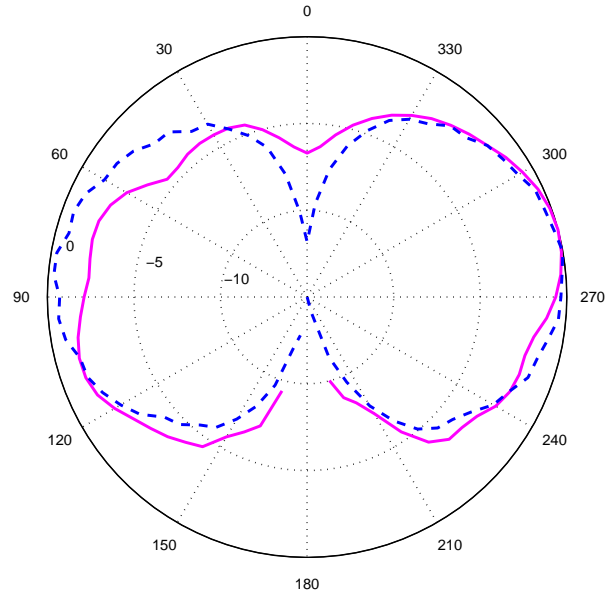


FIG. 3.47:  $FR_{Tx}$  dans le plan normal de l'antenne pour MSMR (magenta) et pour MSS (tiret bleu).



FIG. 3.48: Comparaison de la taille de l'antenne MSMR avec des terminaux mobiles.

de l'optimisation des performances. En effet les dernières structures présentées nécessitent beaucoup plus de paramètres pour être décrites par rapport aux antennes coniques. Ceci entraîne aussi une complexification du comportement fréquentiel des antennes (apparition de plusieurs modes de rayonnement suivant la fréquence). Grâce à des techniques comme l'alimentation double ou encore l'ajout d'ailettes, on arrive à exciter différents modes suivant la longueur électrique de ces petites structures planes. Cette variabilité en fréquence explique en partie, la difficulté d'obtenir un modèle analytique pour décrire ce type de structures. Ceux qui s'y sont essayés pour des antennes plus simples comme des monopôles plans carrés [9] ou elliptiques [13] montés sur un large plan de masse horizontal, se sont *contentés* de modéliser la fréquence de coupure basse en fonction de la géométrie, avec une précision de l'ordre de 6% d'erreur. On peut également citer le travail de D. Manteufeld privilégiant l'approche paramétrique.

On constate que chaque conception est très orientée par l'application de destination. La demi-douzaine d'antennes ULB omni-directionnelles pour des applications de communications présentées dans ce chapitre, balaye une gamme relativement complète en terme de performances. Leur caractérisation permet de les positionner par rapport au compromis *performances-coût-taille* qui dirige le choix de telle ou telle structure suivant les spécificités de l'application.

On a présenté dans ce chapitre, des analyses poussées jusqu'à un degré fin de précision, par exemple sur l'étude de la distorsion des antennes. Or le concepteur ne peut ignorer d'une part l'environnement proche dans lequel l'antenne est intégrée, d'autre part l'effet du canal de propagation sur la forme d'onde de l'impulsion transmise, c'est pourquoi la connaissance relativement fine de l'effet du canal sur la forme d'onde doit être étudiée. Ce dernier point est l'objet du chapitre suivant.



# Bibliographie

- [1] N. E. Mokole S. N. Samaddar. Biconical antennas with unequal angle cones. *IEEE Trans. A&P*, 2 :181–193, Feb. 1998.
- [2] E. Zollinger. Extremely wideband antenna. Technical report, COST Action 273, Digital Radio Towards Future Generation Systems, 2001.
- [3] H. Jasik R. C. Johnson. *Antenna Engineering Handbook, 2nd ed.* 1984.
- [4] H.G. Schantz. Radiation efficiency of uwb antennas. In *IEEE UWBST 2002 Conference Proceedings*, pages 353–355, 2002.
- [5] G. Kossiavas A. Sharaiha P. Besnier A. Chousseaud Y. Mahe S. Toutain B. Derat C. Delaveaud L. Roobert J. Carlsson P.-S. Kildal Ch. Orlenius O. Litsche A. Diallo, C. Luxey. Comparison of efficiency measurement methods for small antennas. In *Proc. International Symposium on Antennas Technology and Applied Electromagnetics (ANTEM 05), Saint Malo, France, June 15-17, 2005.*, pages 438–439.
- [6] Emmanuel Nemoz. rapports d'études sur les techniques industrielles de moulage et d'emboutissage. Technical report, 2000. disponible sur  
[www.ensta.fr/~bories/Nemoz\\_principe\\_moulage.pdf](http://www.ensta.fr/~bories/Nemoz_principe_moulage.pdf) et  
[www.ensta.fr/~bories/Rapport\\_Nemoz\\_emboutissage.pdf](http://www.ensta.fr/~bories/Rapport_Nemoz_emboutissage.pdf)  
.
- [7] H. Seki S. Honda, M. Ito and Y. Jingo. A disc monopole antenna with 1 :8 impedance bandwidth and omnidirectionnal radiation pattern. pages 1145–1148.
- [8] A. Valero-Nogueira M. Cabedo-Fabres, M. Ferrando-Bataller. Innovative wide-band planar monopole antenna for multi-service mobile systems. In *COST 284 Presentations at JINA 2002 12-14 Nov.*, Nov 2002.
- [9] M. J. Ammann. Square planar monopole antenna. In *National Conference on Antennas and Propagation : 30 March - 1 April 1999, Conference Publication*, number 461, pages 37–40, 1999.

- [10] M. Ferrando-Bataller E. Antonio-Daviu ; M. Cabedo-Fabres and A. Valeiro-Nogueira. Wideband double fed planar monopole antennas. *Electronics Letters* 13th Nov. 2003, 39(23), 2003.
- [11] M. J. Ammann. Improved pattern stability for monopole antennas with ultrawideband impedance characteristics. In *IEEE International Antennas & Propagat. Symp. Dig*, volume 1, pages 818–821, 2003.
- [12] R. F. Harrington and J. R. Mautz. Theory of characteristic modes for conducting bodies. *IEEE Trans. Antennas Propagation*, 19 :622–628, 1971.
- [13] G. Kumar N. P. Agrawall and K. P. Ray. Wide-band planar monopole antennas. *IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION*, 46(2) :294–295, Feb. 1998.

# Chapitre 4

## Le canal de propagation ULB intra-bâtiment

### 4.1 Introduction

Traditionnellement, l'étude du canal et des phénomènes de propagation intéresse en priorité les experts de la couche physique qui peuvent en connaissance de cause optimiser l'architecture du récepteur, concevoir l'interface radio... Plus encore que pour les systèmes large bande classiques (CDMA), on a vu dans le chapitre précédent que l'antenne ULB est susceptible d'avoir un comportement (gain, diagramme) dépendant de la fréquence et donc de contribuer de manière significative à la déformation de la forme d'onde ULB reçue au niveau du récepteur. Ce signal reçu est le résultat de convolutions entre les réponses impulsionnelles des antennes et celle du canal et sont alors plus difficilement dissociables qu'en bande étroite. C'est pourtant cette voie que nous avons choisie : tenter d'accéder à la réponse impulsionnelle du canal intrinsèque c'est-à-dire sans la contribution des antennes. L'objectif est alors de pouvoir utiliser ce canal pour réinsérer d'autres antennes et observer leur influence sur la mesure de canal. Ceci nécessite certaines conditions sur les antennes de mesures, et la connaissance des caractéristiques spatio-temporelles du canal. Une étude de la distribution des angles d'arrivée a été entreprise. Auparavant on présente la campagne de mesures de canal ULB réalisé à l'ENSTA et l'analyse de quelques résultats.

**Quelles différences avec le canal large bande ?** Par beaucoup d'aspects, on rencontre des ressemblances entre le canal large bande et le canal ULB, d'ailleurs une partie des résultats du modèle de propagation en intérieur de Saleh Valenzuela a été réutilisé dans l'étude et la modélisation du canal ULB. En large bande, les

trajets<sup>1</sup> ne sont, en général, pas résolubles (chevauchement des échos en temporel, évanouissements rapides en fréquentiel). Par rapport au canal large bande, la spécificité fondamentale du canal ULB réside dans son extrême largeur de bande instantannée (de 500 MHz à plusieurs GHz) qui lui confère une résolution temporelle d'une fraction de nanosecondes. Cette résolution se traduit dans le domaine spatial par une capacité à distinguer les échos provenant d'obstacles séparés de quelques centimètres seulement. On s'attend donc à des réponses impulsionnelles de canal (CIR) intra-bâtiment, plus ou moins riches en trajets multiples suivant la complexité de l'environnement. Un deuxième point important concerne la variation fréquentielle d'une part des propriétés électromagnétiques des obstacles contenus dans le canal, et d'autre part des processus de propagation. Dans le cas d'une impulsion respectant le masque FCC, la longueur d'onde varie du simple au triple (entre 2.8 cm et 9.7 cm), or on rencontre de nombreux obstacles dont les dimensions caractéristiques sont de cet ordre de grandeur (montants de fenêtre en aluminium, tuyauterie, gaine de câblage, support d'éclairage, ...) qui seront d'autant plus diffuseurs que la longueur d'onde sera petite. Dans le même registre, on peut également citer la largeur de l'ellipsoïde de Fresnel (plus grande en bande basse) et les phénomènes de champ proche dans le cas où l'obstacle est situé dans l'environnement proche de l'antenne. Pour autant les nombreuses études sur le canal ULB tendent à montrer une certaine stabilité des caractéristiques (coefficient d'atténuation, répartitions des retards [Pag05], ...) en fonction des différentes sous bandes. De même différentes analyses [MJ03], [YKW96] des permittivités complexes des principaux matériaux de construction montrent seulement de faibles variations sur la bande 3-10 GHz. La CIR reflète donc un comportement moyen de conditions de propagation qui ne diffèrent que légèrement suivant les sous-bandes.

**Les différentes techniques de mesures de canal :** On rencontre essentiellement deux grandes techniques pour mesurer le canal ULB.

La première est la mesure dans le domaine fréquentiel de la fonction de transfert complexe du canal. Un analyseur de réseau vectoriel (VNA) mesure pour chaque échantillon de fréquence le paramètre  $S_{21}(f)$  qui après calibration conduit au coefficient complexe de la fonction de transfert à la fréquence correspondante. Le pas fréquentiel fixe le retard maximal autrement dit la durée maximale observable avant le phénomène de repliement de spectre. Outre le fait que le VNA soit un appareil *relativement* courant<sup>2</sup>, les avantages de la mesure fréquentielle sont :

<sup>1</sup>on entend par trajet la trajectoire empruntée par l'énergie, lors du processus de propagation. On distingue le -trajet- de l'-écho-, ce dernier étant plus lié à l'observation d'un signal sur la réponse impulsionnelle.

<sup>2</sup>par rapport à oscilloscopes rapides qui d'ailleurs n'ont atteint des rapports -fréquence maxi

- la facilité de la calibration,
- la dynamique de l'ordre de 90 dB<sup>3</sup> contre environ 35 dB pour les sondeurs de canal,
- l'excellente qualité de la synchronisation, le même instrument gérant à la fois l'émission et la réception. Dans le cas de portée de l'ordre de 100 mètres (applications ULB bas-débit), ce dernier point peut devenir un facteur limitant à cause des câbles d'antennes ; mais ce problème peut être contourné en déportant l'émission [OHI04].

En contre partie de son excellente dynamique, la mesure fréquentielle est lente (ex : avec un VNA HP 8510C, un balayage de 1601 points de fréquence, non calibré, avec un moyennage de 256, dure 43 secondes contre une fraction de seconde pour un oscilloscope à échantillonnage de même moyennage. Ceci interdit de fait toute mesure de variabilité temporelle du canal (stationnarité), et en particulier l'analyse de l'influence des personnes. Dans notre campagne, les canaux mesurés sont donc supposés stationnaires. En pratique les mesures intra-bâtiment ont lieu pendant la nuit.

La seconde technique de mesure de canal est la mesure temporelle. Malgré des difficultés de synchronisation et de calibration, les techniques temporelles sont rapides et surtout permettent des mesures de canaux instationnaires. Il en existe deux variantes, la première est le sondage par impulsion (*Impulse Sounding*), elle utilise à l'émission un générateur d'impulsions dont la durée fixe la largeur de la bande et à la réception un oscilloscope rapide (*Digital Storage Oscilloscope* (DSO)) fournit directement la réponse de canal. On rencontre deux types d'oscilloscopes [Tek], le mono-coup qui acquiert la réponse en une seule fois en temps réel alors que le deuxième type appelé oscilloscope à échantillonnage, fonctionne à une fréquence d'échantillonnage moins forte, sur des signaux périodiques. A la manière d'un stoboscope, il obtient la même résolution en décallant sa synchronisation pour *in fine* reconstruire tout le signal.

La deuxième variante temporelle est le sondage par étalement de spectre en utilisant une séquence pseudo aléatoire, que l'on rencontre communément dans la modulation *Direct Sequence Spread Spectrum* (DSSS). Cette technique a été utilisée à l'origine pour sonder les canaux large bande, mais peut « relativement » facilement être adaptée à l'ULB en utilisant le gain de traitement du code d'étalement. Sachant que pour avoir une bande de 1 GHz, il faut un débit chip (*chip rate*) d'au moins la moitié c'est-à-dire 500 MHz. A la réception la CIR n'est pas disponible dès la sortie du DSO, il faut d'abord démoduler puis corrélérer par la séquence

---

convenable/prix- abordables que depuis quelques mois.

<sup>3</sup>Les VNA récents possèdent des dynamiques encore plus importantes (de l'ordre de 130 dB, en réduisant la largeur du filtre passe bande utilisé pour la mesure jusqu'à quelques Hz. Ceci réduit le bruit intégré mais allonge sensiblement la durée de mesure.

transmise. Bien que plus complexe que le sondage par impulsion, le sondage par séquence PN offre une meilleure qualité à la réception (SNR) et une meilleure précision sur la mesure de la phase grâce à la détection cohérente [al04] [Zet03].

**A propos de la modélisation :** On rappelle ici les principaux paramètres qui décrivent le comportement d'une CIR et qui sont largement utilisés, la plupart du temps par l'intermédiaire de leur statistique, dans la modélisation du canal.

**Coefficient de propagation** Ce coefficient est directement lié aux pertes de propagation (*Path Loss*)  $\overline{PL}$  qui quantifie la diminution de la puissance reçue (moyennée localement et en fréquence ou pas) par rapport à la puissance transmise. On utilise plus généralement le coefficient de propagation  $n$  qui quantifie l'augmentation de  $\overline{PL}$  avec la portée  $d$  suivant l'équation 4.1.

$$\overline{PL}(d) = \overline{PL}(d_0) + 10 n \log_{10}\left(\frac{d}{d_0}\right) \quad (4.1)$$

Les valeurs de  $n$  rencontrées dans la littérature des mesures de canaux ULB varient entre 1.5 et 1.91 pour les scénarios LOS et entre 2.1 et 4.09 pour les scénarios NLOS, Tab.4.1. L'écart entre les différentes valeurs des coefficients NLOS s'explique par l'influence de la structure du bâtiment où ont lieu les mesures. Par exemple, dans un environnement de bureau moderne, les cloisons sont moins épaisses que dans une maison individuelle ou un immeuble classique.

**Répartition de l'énergie dans le temps** L'étalement dans le temps de la CIR est fortement dépendant de l'environnement de mesure. Aussi pour assurer une certaine généralité, les paramètres statistiques suivants sont extraits de la répartition de la puissance dans le temps (PDP pour *Power Delay Profil*) :

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

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

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

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

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

Le  $\tau_{rms}$  est le plus utilisé des trois paramètres, et caractérise l'étalement dans le temps des trajets multiples.

Pour des portées pas trop courtes et des antennes omnidirectionnelles non fortement dispersives (ce qui est généralement le cas dans la mesure de canal) les métriques de répartition temporelle de l'énergie ne dépendent pas de l'antenne utilisée. Par contre il est possible d'obtenir des valeurs de  $\tau_{rms}$  différentes lorsqu'on utilise des antennes directives. En effet ces dernières ne captent qu'une partie des trajets par rapport aux mesures réalisées avec des antennes omnidirectionnelles.

**Répartition des angles d'arrivées des trajets multiples** Comme tout paramètre lié aux trajets multiples, la répartition des angles d'arrivée (DOA), en azimut et en élévation, est fortement corrélée à l'environnement du scénario. Pourtant il est intéressant de déterminer la DOA des trajets sur des scénarios dits typiques afin d'une part d'en déterminer l'origine, d'autre part d'un point de vue plus général, la connaissance des caractéristiques directionnelles du canal ULB permet de quantifier la répartition angulaire des phénomènes de groupement en grappe ou paquets de trajets, en anglais *clustering*. Par ailleurs elle permet de fournir des moyens de validation pour les modèles déterministes de canal ULB [LGC05], et de confirmer ou pas, la pertinence de techniques modernes multi antennes (MIMO ULB), voire de tester les algorithmes de localisation qui tiennent compte des multitrajets...

L'état de l'art compte encore à ce jour assez peu d'analyses et de déterminations de DOA, [KP02], [CSW02], [HT03], [SPW05], [MSE05]. Pourtant sous certaines conditions, que nous allons aborder par la suite, la détermination des DOA peut être relativement simple à mettre en oeuvre.

Il existe deux approches fondamentalement différentes pour modéliser le canal : l'approche déterministe et l'approche statistique. On notera l'existence de l'approche hybride qui tente de combiner les avantages des deux approches. Chacune dans des proportions différentes, se servent comme point de départ, de mesures et de la compréhension des phénomènes physiques de propagation. En 2003, un modèle statistique a été élaboré par l'IEEE dans le cadre du standard 802.15.3a [Foe03] à partir de plusieurs campagnes de mesures internationales dans des environnements intra-bâtiment courte portée. Fondé sur le formalisme de Saleh et Valenzuela, ce modèle utilise la statistique d'un certain nombre de paramètres pour décrire le comportement de la CIR du canal. Néanmoins, ce modèle reste scalaire et l'aspect spatial, c'est-à-dire le comportement en terme de DOA des trajets, n'est pas abordé.

TAB. 4.1: Aperçu de l'état de l'art de la mesure du canal ULB intra-bâtiment.

	Pajusco et al. [PAG05]	Cheung et al. [CHE02]	Yano [YAN02]	Kunish et al. [KUN02]	Ghassemzadeh [GHA02]	Cassioli et al. [CAS03]
<b>Type de mesure</b>	FD [4-6] GHz	TD	TD	FD [1-11] GHz	FD	TD
n LOS	1.5	1.72	-	1.58	1.7	1.92
n NLOS	2.5	4.09	2.1	1.96	3.5	3.66
$\tau_{RMS}$ LOS	10 (3.1)	8.2	-	-	4.2 (2.3)	
$\tau_{RMS}$ NLOS	22.7 (5.6)	13.4	-	-	8.2 (3.3)	

## 4.2 Banc de mesure

Avant de se lancer dans une campagne de mesure d'une certaine envergure (plus de 3500 CIRs), un banc de mesure de canal a été élaboré et testé. Celui-ci doit répondre à la fois aux exigences de qualité en terme de SNR, de dynamique, de fenêtre temporelle, ainsi qu'aux exigences de quantité (résolution spatiale) et aux contraintes de durée de la mesure (inférieure à 11 heures, durée de la période inoccupée au laboratoire). Les composants principaux de ce banc de mesure sont récapitulés dans Tab. 4.2 et dans la liste qui suit.

**L'analyseur de réseaux** C'est le modèle 8510C de chez Hewlett Packard qui peut mesurer 801 points de fréquence en mode STEP<sup>4</sup>. La bande de fréquence étudiée couvre 2-10 GHz, l'excursion temporelle maximale proposée ( $\frac{801-1}{(10-2)[GHz]}$ ) n'est que de 100 ns (soit 30 m dans l'air), jugée trop faible pour recevoir, sans repliement de spectre, l'intégralité des trajets de certains scénarios. C'est pourquoi on pilote le VNA pour une mesure en deux temps : une première bande de 2 à 6 GHz puis une seconde de 6 à 10 GHz, à chaque fois sur 801 points. Ainsi l'excursion temporelle est doublée et passe à 200 ns.

La calibration de type *RESPONSE&ISOLATION* permet de s'affranchir de la fonction de transfert du banc de mesure (antennes non comprises) ainsi que des erreurs d'isolation du VNA (découplage interne non parfait entre la chaîne d'émission et de réception) qui est d'autant plus perturbant que les niveaux de puissance reçue sont bas. Cette calibration est effectuée en post-traitement sous MATLAB. En effet, dans une configuration équivalente à

<sup>4</sup>Le mode synthétisé (ou mode STEP) permet une bonne précision dans la génération de fréquence à l'aide d'une boucle à verrouillage de phase, mais est plus lent que le mode vobulé utilisant une rampe de tension pour générer le balayage fréquentiel.

celle utilisée durant la campagne, la durée d'un balayage est raccourcie de 22% lorsque la mesure n'est pas calibrée en interne dans le VNA. Ainsi la durée de mesure d'une position d'antenne est de 140 s (déplacement du positionneur compris). Notons que ces opérations sont bien moins pertinentes sur les derniers analyseurs de réseau beaucoup plus rapides.

**Le positionneur 3D** Pour mesurer la variabilité spatiale locale du canal, un positionneur 3 axes, Fig. 4.1 balaye une grille horizontale de 40 cm par 40 cm avec une résolution spatiale de 2 ou 4 cm (soit respectivement 21x21 ou 11x11 positions horizontales). De plus on mesure systématiquement 21 positions à différentes hauteurs à la verticale du centre de la grille. Celà permet de lever l'ambiguïté sur l'élévation des angles d'arrivée des échos. La mesure sur ce réseau virtuel permet de s'affranchir des effets de couplage des réseaux d'antennes, en contre-partie la mesure est plus longue. L'antenne est éloignée de la structure métallique du positionneur qui ne peut être entièrement protégée par des absorbants.



FIG. 4.1: Positionneur 3 axes.

**Les amplificateurs** L'utilisation d'amplificateurs s'impose afin d'assurer un niveau de signal suffisant en réception. Le plancher de bruit du VNA dans la configuration de mesure s'approche de -90 dBm. Le banc est dimensionné en fonction du scénario NLOS le plus contraignant (inter-étages) scénario dont la portée est supérieure à 5 m comportant au moins 20 cm de béton armé. Les calculs préliminaires de bilan de liaison utilisent les valeurs d'atténuations de planchers d'immeuble classique : 27 dB mesuré à 2.45 GHz. Un amplificateur large bande 2-8 GHz de 1 W (puissance en sortie), de 40 dB de gain est connecté à l'émission en amont de l'antenne d'émission. Ce dernier est responsable de la coupure haute dans le spectre mesuré (l'an-

tenne coupe « mollement » seulement après 18 GHz). Un amplificateur bas bruit (facteur de bruit 3.5 dB donnée constructeur) sur 2-18 GHz de 20 dB de gain est placé à la réception juste derrière l'antenne.

**Les câbles** Pour tous les scénarios des câbles SMA de 6 m côté émission et de 9 m côté réception, ont été utilisés. Pour le scénario *multi-étage* un câble plus long (25 m) de type N (moins de perte d'insertion) a été utilisé.

TAB. 4.2: Récapitulatif des caractéristiques du banc de mesure de canal ULB.

<b>VNA</b>	
bande mesurée	2-10 GHz
nbre de points de freq.	1601 pts (excursion temporelle 200 ns)
moyennage	64
gain amplificateur de puissance	40dB sur une bande de 2-8 GHz
gain amplificateur bas bruit	20dB sur une bande de 2-18 GHz
<b>antennes de mesures</b>	
	bicones : lobe horizontal largement ouvert en élévation ( $> 90^\circ$ ) monocones : lobe pointant à $45^\circ$ assez ouvert en élévation ( $> 60^\circ$ )
	Omni en azimuth, polarisation verticale
<b>réseau virtuel</b>	
échantillonnage spatial	grille carrée de 21 x 21 (ou de 11 x 11) positions 21 positions mesurés à la verticale du centre de la grille
résolution spatiale	2 cm (ou 4 cm)

### 4.3 Scénarios de mesures

Afin de couvrir une grande variété de canaux ULB, une douzaine de scénarios ont été mesurés dans les locaux du laboratoire d'électronique UEI, au troisième étage de l'ENSTA. Le bâtiment est typique de l'architecture des années 30, Fig. 4.2, composé d'assez grands volumes, de murs porteurs et de piliers massifs en béton armé.

Sur la figure 4.3, les structures du troisième étage de l'ENSTA sont représentées suivant le code de couleur suivant :



FIG. 4.2: Bâtiment de l'ENSTA, typique de l'architecture de l'entre deux guerres.

- les murs porteurs (béton ou briques) en vert,
- les cloisons en plâtre en orange,
- les murs métalliques en cyan (Noter la présence de la chambre anéchoïque au centre),
- les vitres en bleu,
- les portes en bois en rouge,
- les piliers en béton armé en noir.

Le mobilier n'est pas représenté, bien qu'il joue un rôle important dans certains scénarios et particulièrement dans le mécanisme de diffraction diffuse. Les ronds de couleurs représentent la position de l'antenne émettrice à laquelle on associe un carré de même couleur représentant la position de la grille de mesure à la réception. Les descriptions des scénarios mesurés sont rassemblées dans le tableau 4.3. Certains font référence à des situations proches des scénarios d'applications de communications haut débit grand public (numéros : 1-9, 12), d'autres correspondent plus des situations permettant d'étudier un phénomène propagatif particulier (numéros : 2, 4, 10, 11) comme la diffraction par un coin, l'écrantage par une plaque métallique en chambre anéchoïde ...

Le SNR maximal est calculé en comparant les valeurs maximales du bruit des signaux (bruit) arrivant bien avant le premier écho.

**Influence de l'antenne sur la mesure** Le choix de l'antenne dans la mesure de canal intra-bâtiment peut influencer de manière significative un certain nombre de résultats, en particulier si ceux-ci dépendent de la richesse des trajets multiples. L'idéal consisterait à mesurer le canal dans les configurations les plus représentatives de l'application visée à l'aide des antennes de l'application. Ceci n'étant pas l'objectif de la modélisation de canal, la mesure de canal se propose donc d'ana-

TAB. 4.3: Description des scénarios mesurés.

numéro et nom du scénario	Description	couleur sur le plan	Distance (trajet direct) (m)	max SNR (dB)
1 couloir 1	couloir	bleu	3.35	53
2 couloir 2	couloir avec des casiers métalliques	blanc	9.25	41
3 laboratoire	LOS obstrué par des obstacles dans le laboratoire	vert foncé	4.29	48
4 coin	coin diffractant	bleu	2.13	48
5 mur	traversé de mur (9 cm) en briques en incidence normale	noir	2.88	41
6 pilier	traversée d'un pilier (40 cm)	cyan	2.84	52
7 inter-étage	traversée d'un niveau entre le 3ème and 4ème étage	orange	4<d<5	22
8 cloison	traversée de cloison	vert fluo		
9 porte ouverte	entre deux pièces (porte ouverte, puis fermée)	rouge		
10 porte fermée	obstrué par une plaque de métal (dans la chambre anéchoïde)	magenta	2.1	
11 plaque métallique 1	obstrué par une plaque de métal (hors de la chambre anéchoïde)	gris	2.1	
12 plaque métallique 2	portée 1,30 m		1.3	
13 pièce vide	longue portée dans une pièce vide (100 m <sup>2</sup> )		6.1	

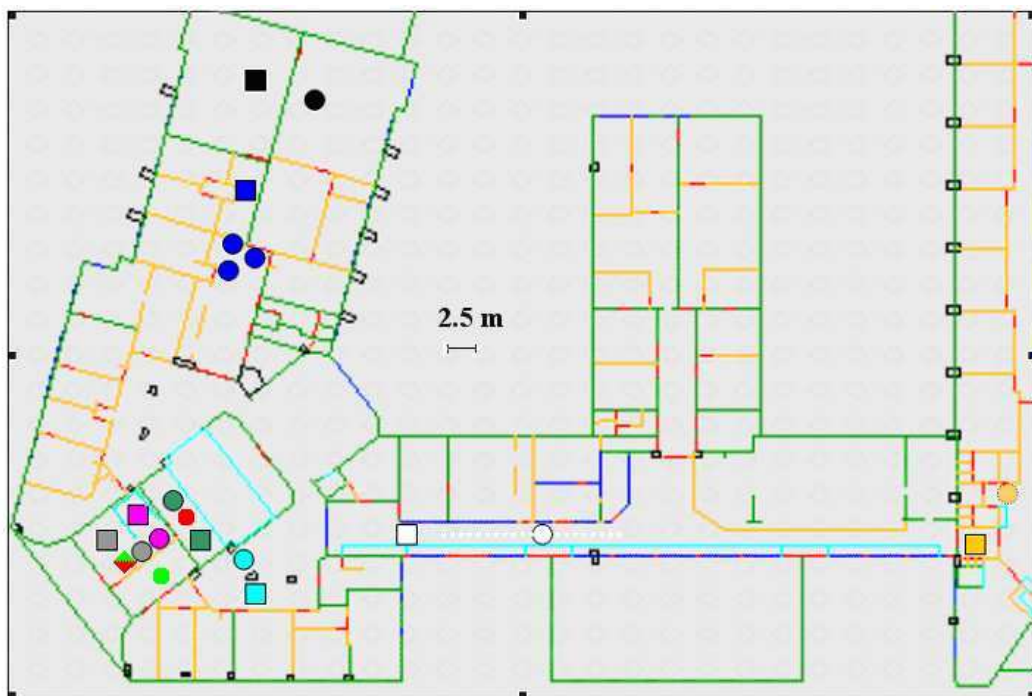


FIG. 4.3: Plan du troisième étage de l'ENSTA. Murs porteurs (vert), cloisons en plâtre (orange), murs métalliques (cyan), vitres (bleu), portes en bois (rouge), pilier en béton armée (gris). La légende des scénarios est disponible dans le Tab. 4.3 [LGC05].

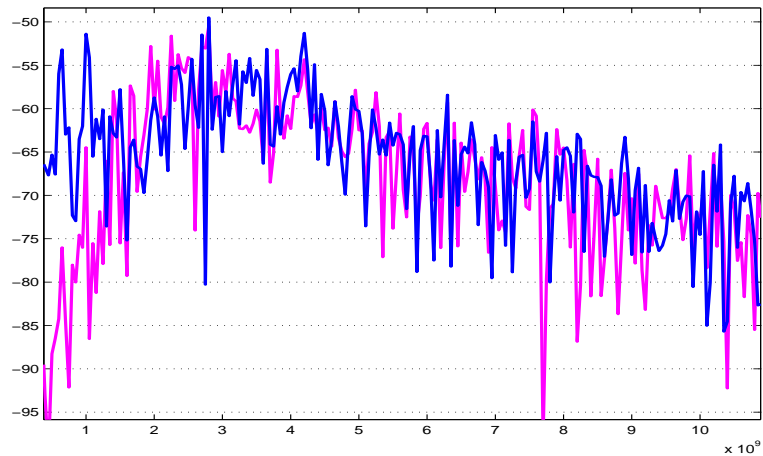


FIG. 4.4: Spectre du même scénario mesuré avec deux paires d'antennes différentes : bicones (rouge) et monocônes (bleu).

lyser la propagation en vue d'obtenir un modèle susceptible de s'appliquer dans le plus grand nombre de cas possibles. Pour cela, il est nécessaire que les données d'entrées : les mesures, ne soient pas biaisées. Il faut pouvoir mesurer tous les trajets et donc posséder deux antennes omnidirectionnelles en azimuth avec un lobe suffisamment ouvert en élévation et pointant vers l'horizontal. Pour un même scénario, la CIR mesurée à l'aide de deux bicones n'est certes pas forcément proche de la CIR mesurée avec les antennes retenues pour une future application donnée. En revanche, la mesure avec les bicones, garde une certaine généralité qui permet, sous certaines conditions vues précédemment, de retrouver la CIR de l'application en reconvoluant convenablement les antennes de l'application.

## 4.4 Analyses et résultats

L'analyse des résultats d'une campagne de mesure de canal peut être approchée sous deux angles qui à terme ont le même objectif de décrire les phénomènes de propagation, mais nécessitent des scénarios de mesures et des procédures d'analyse différentes. La première approche appelée analyse statistique consiste à décrire le canal à l'aide d'outils statistiques à partir d'un très grand nombre de réalisations de CIRs. Du fait du volume important de données à traiter, cette analyse nécessite un traitement automatisé et donc rapide. Elle conduit à une description statistique du canal. La seconde approche est plus déterministe, elle tient compte de la physique de la propagation dans un environnement donné. Elle consiste notamment à étudier des cas particuliers de propagation (diffraction

d'un coin, transmission à travers un mur...) puis à récupérer les paramètres décrivant les phénomènes allant des pertes lors de réflexion ou de transmission sur les obstacles, jusqu'aux propriétés électromagnétiques apparentes ou moyennes de ces obstacles. Ce type d'analyse ne nécessite pas autant de réalisations de CIR que l'approche statistique mais demande un traitement plus fin ainsi qu'une description détaillée de l'environnement et donc une analyse plus longue car moins automatisable.

Dans ce qui suit, la seconde approche est privilégiée. Toutefois les paramètres les plus significatifs de l'approche statistique sont d'abord présentés; dans un second temps une analyse plus déterministe reliant la CIR à son environnement est entreprise.

**Hypothèses générales** Traditionnellement en large bande, la réponse impulsionnelle du canal est modélisée comme la superposition d'une même forme d'onde (celle de la liaison directe sans trajet multiple) atténuée en amplitude et décalée dans le temps. En ULB, cette hypothèse est moins pertinente car d'une part les propriétés électromagnétiques des matériaux générant les trajets multiples varient en fréquence, d'autre part le comportement des antennes est également dépendant de la fréquence. La réponse impulsionnelle du canal ULB ( $r$ ) est la somme finie de  $N$  différents signaux ( $p_k$ ) pondérés par les coefficients d'atténuation ( $a_k$ ) et retardés de  $\tau_k$ , Eq. 4.2.

$$r(\tau) = \sum_1^N a_k \cdot p_k(\tau - \tau_k) \quad (4.2)$$

La forme d'onde du signal  $p_k$  est une déformation par les obstacles du canal d'un signal  $s$  qui n'est rien d'autre que le signal après passage dans les deux antennes à l'émission et à la réception. Cette forme d'onde  $s$  est obtenue en mesurant la transmission entre les deux antennes à l'intérieur de la chambre anéchoïde. On rappelle que l'hypothèse d'omni-directionnalité de la distorsion des antennes de mesures a été vérifiée dans le chapitre 3.

L'hypothèse d'une modélisation par une somme discrète et finie d'échos autorise une description utile dans le cadre d'une stratégie de réception cohérente de plusieurs trajets. En pratique la structure générale de la CIR peut être décomposée en une partie contenant effectivement un nombre fini d'échos puissants (en général en début de CIR mais pas exclusivement) auxquelles s'ajoute une partie résultant de la diffraction diffuse sur l'ensemble des obstacles. Cette trainée est observable pendant plusieurs dizaines de nanosecondes avant de retrouver le niveau de bruit observable avant les premiers échos. Elle contient très peu d'énergie et reste difficilement exploitable à cause de sa forte entropie. Enfin il est important de noter qu'un même obstacle peut générer plusieurs répliques du signal  $s$  qui se chevauchent plus ou moins suivant sa structure. C'est le cas par exemple

des obstacles creux ou composés de plusieurs couches qui favorisent les réflexions multiples à l'intérieur de l'obstacle. Dans ce cas plus complexe la notion d'écho mono impulsif et la valeur  $N$  du nombre d'échos distincts peut alors être discutée.

#### 4.4.1 Étalement des retards et des amplitudes des trajets multiples.

A partir des mesures fréquentielles, les CIRs dans le domaine temporel sont obtenues par une transformation dite fréquence-temps décrite dans l'annexe B. Cette transformation est constituée d'un filtrage de Hanning, d'une symétrie hermitienne et d'une transformée de Fourier inverse. La Fig. 4.5 présente les CIRs de cas typiques de scénarios LOS, OLOS et NLOS. L'environnement (géométrie, mobilier) de ces six scénarios est illustré par leur photo, Fig. 4.6. On observe des densités d'échos différentes suivant les scénarios et plus généralement un étalement de l'énergie en fonction du retard qui varie suivant la catégorie du scénario.

La distribution des retards permet de quantifier l'étalement dans le temps de l'énergie reçue, Tab. 4.4.

L'écart-type moyen des retards pour tous les scénarios est de 14.4 ns. Cette valeur synthétise trois grands types de scénarios :

- les scénarios LOS :  $\sigma_\tau = 12.3$  ns. Dans ce type de scénarios, le premier signal est relativement prépondérant (au moins 5 dB de plus que les autres échos), ces valeurs diminuent avec la distance entre les deux antennes du scénario.
- les scénarios OLOS :  $\sigma_\tau = 14.8$  ns. Les scénarios OLOS ne permettent pas une vue directe entre les antennes mais il existe tout de même un ou des trajets réfléchis qui ne traversent jamais d'obstacle. Ces scénarios sont caractérisés par un signal maximum le plus souvent dû à un trajet réfléchi par un mur vertical qui n'arrive pas en premier mais après les diffractions sur l'obstacle obstruant la liaison directe entre les antennes.
- les scénarios NLOS :  $\sigma_\tau = 16.1$  ns. Cette moyenne est peu représentative car l'étalement varie fortement avec la distance, le nombre et l'épaisseur des obstacles traversés.

On a observé le rôle prépondérant de la distance inter-antennes sur l'augmentation de l'écart-type des retards. Néanmoins ceci s'explique non pas directement par la distance entre les deux antennes, mais plutôt par l'existence d'autres trajets dont l'énergie n'est plus négligeable et qui arrivent plusieurs nanosecondes après le trajet principal. Ce qui explique que  $\sigma_\tau$  soit systématiquement supérieur à 14 ns dans les grands volumes d'espaces plutôt dépourvus de mobilier et donc favori-

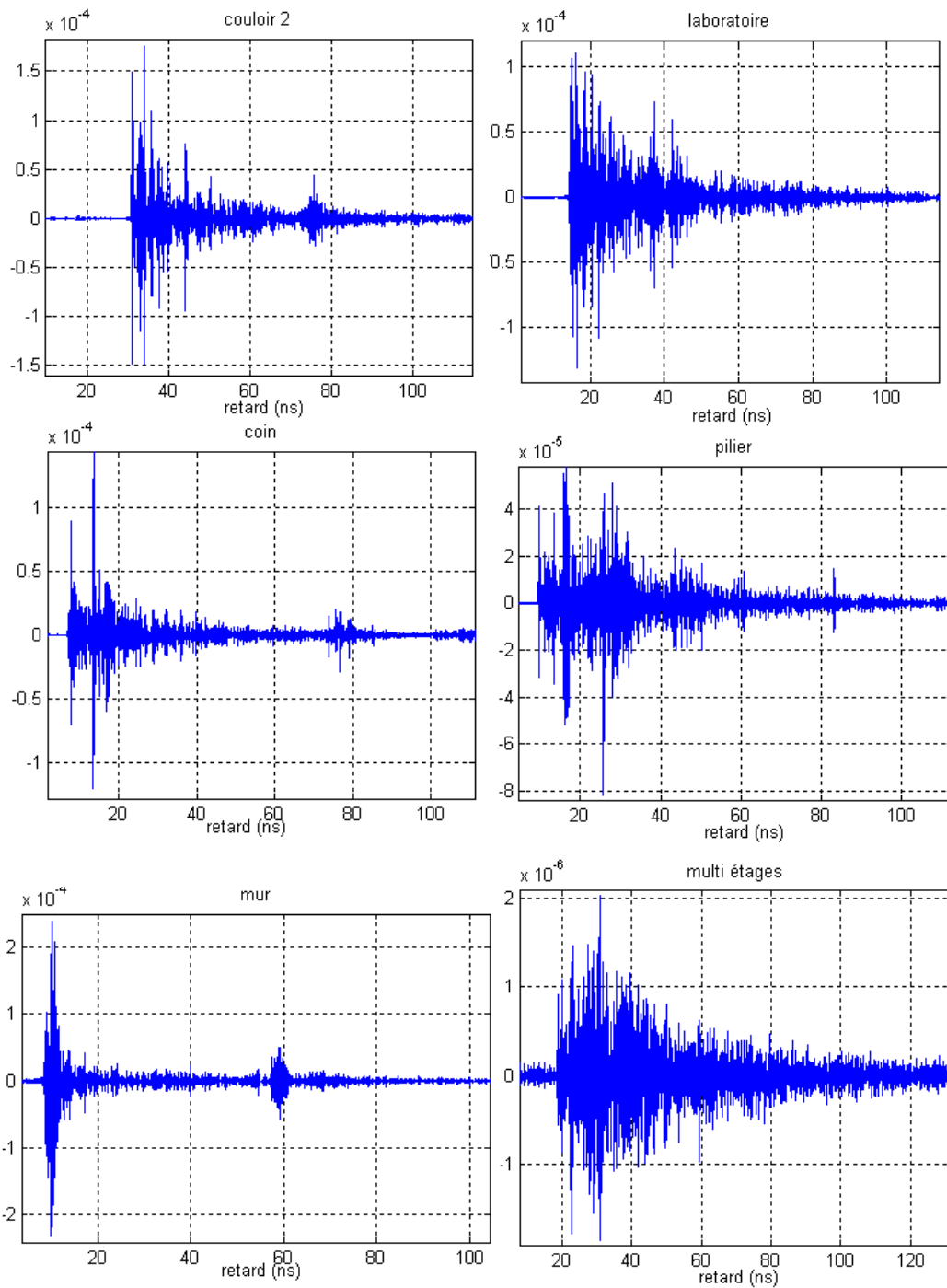


FIG. 4.5: Réponses impulsionnelles du canal pour différents scénarios LOS (*couloir 2*), OLOS (*laboratoire, pilier*), NLOS (*inter-étages, mur*).

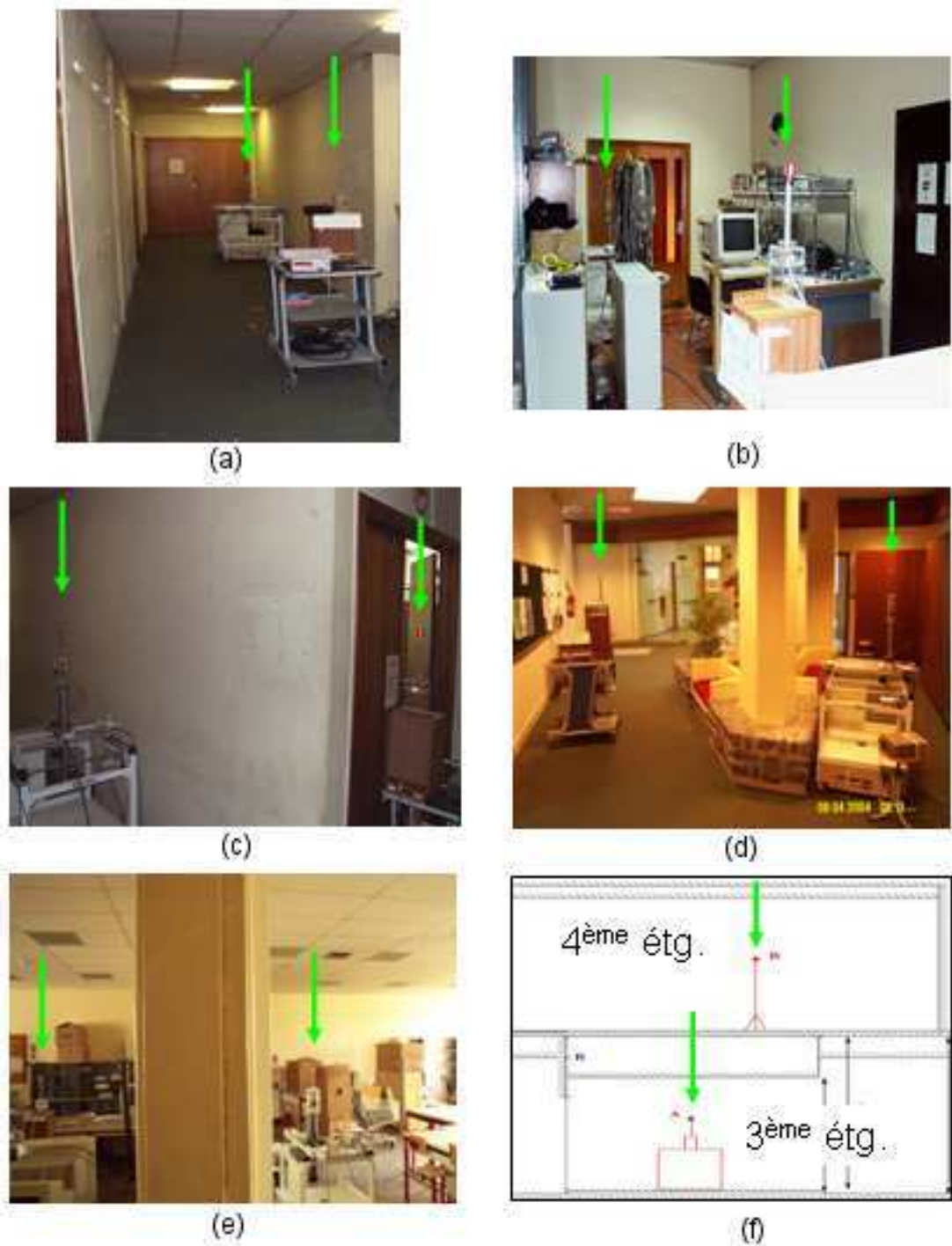


FIG. 4.6: Photos des scénarios : couloir2 (a), laboratoire (b), coin (c), pilier (d), mur (e), inter-étages (f). Les deux flèches vertes pointent sur la position des antennes.

TAB. 4.4: Répartition temporelle des trajets multiples.

scénario	SNR maximal (dB)	Distance (trajet direct) (m)	date premier écho (ns)	retard relatif moyen (ns)	écart-type des retards (ns) et écart-type sur la grille (ns)
1 couloir 1	53	3.35	10.20	13.3	8.0 (0.4)
2 couloir 2	41	9.25	30.85	38.3	14.0 (1.1)
3 pièce vide	44	≈ 6	19.40	12.0	14.6 (1.0)
4 porte ouverte	38	5.52	18.30	26.9	12.6 (0.5)
5 porte fermée	36	5.52	18.35	27.9	12.5 (0.4)
8 coin	48	2.13	7.55	20.8	18.1 (1.3)
6 mur	41	2.88	8.45	15.5	14.9 (1.0)
7 inter-étages	22	4<d<5	18.70	40.7	20.9 (3.7)
9 cloison	40	≈ 2.60	8.55	20.9	14.3 (0.7)
10 pilier	52	2.84	9.65	26.8	14.4 (1.7)
11 laboratoire	48	4.29	14.35	25.5	13.3 (0.6)
12 plaque métallique 1	56	2.1	9.65	14.0	9.0 (1.5)
13 plaque métallique 2	50	1.3	7.40	24	13.9 (0.6)

sant les réflexions comme par exemple les scénarios (2, 3, 6, 8, 10) de type hall d'accueil, couloirs, pièces vides. Alors que dans une pièce contenant un mobilier complexe comme dans le scénario *laboratoire* (photo), les nombreux diffuseurs favorisent la diffraction aux dépens des réflexions sur les murs « dégagés ». Ces réflexions fournissent une quantité non négligeable d'énergie bien plus tard que le retard moyen de la CIR, ce qui engendre un écart-type des retards plus important. D'un point de vue système, la combinaison d'un étalement de la CIR important et d'un très haut débit brut, augmente les interférences intersymboles et diminue alors la qualité de la liaison.

Les valeurs moyennes d'écart-type des retards ( $\sigma_\tau$ ) pour nos scénarios sans vue directe sont comprises dans la gamme plutôt étendue des valeurs données dans la littérature entre 8.2 et 22.7 ns, Tab. 4.1. Concernant les scénarios LOS, l'écart-type moyen des retards des mesures à l'ENSTA est supérieur à la plus haute valeur de la littérature (10 ns). La comparaison rigoureuse avec les valeurs fournies par la littérature est délicate étant donnée que le traitement des CIRs n'est pas exactement le même (seuillage plus ou moins violent). Pour donner un

ordre de grandeur sur une CIR possédant un SNR maximal de 50 dB la valeur de l'écart-type des retards ( $\sigma_\tau$ ) peut varier de 0.3 ns suivant qu'on seuille ou non au niveau du bruit ; cet écart peut atteindre 5.5 ns quand le SNR maximal est de l'ordre de 20 dB. Ces écarts peuvent aussi provenir des différents environnements de mesures.

### Distribution de l'énergie des échos

Comme en bande étroite, il est important d'estimer les pertes de propagation ( $PL$ ) en fonction de la distance inter-antennes (*path loss*). Pour tenir compte de la large bande de fréquence, on ne considère plus la puissance à une fréquence donnée mais plutôt l'énergie du signal ; ce qui revient à moyenniser la puissance sur toute la bande. L'exposant de perte par propagation (*path loss exponent*) est défini comme suit :

$$\frac{PL(d)}{PL(d_0)} \propto n \cdot 10 \cdot \log_{10}\left(\frac{d}{d_0}\right)$$

où  $PL(d)$  est l'énergie totale contenue dans la réponse du canal mesurée à une portée  $d$ . On calcule un coefficient moyen pour tous les scénarios puis on distingue les cas LOS, OLOS et NLOS.

La mesure le long d'un couloir est un exemple intéressant pour mettre en relief le phénomène de guidage. Dans cette configuration particulière le coefficient de perte par propagation est estimé à une valeur moyenne de  $n = 1.38$  ( $\sigma = 0.6$ ), Fig. 4.7. Cette valeur relativement faible par rapport à ce que renvoie la littérature, s'explique par la particularité du scénario : une des parois verticales du couloir est constituée d'une succession de casiers métalliques dont la surface est arrondie ; ce qui favorise les réflexions.

La résolution temporelle nous permet d'analyser les CIRs en terme d'échos et pas seulement d'énergie. Certaines caractéristiques du canal sont plus ou moins importantes selon le type de modulation utilisée et selon la stratégie du récepteur afin de répondre au compromis entre sa complexité et l'énergie qu'il capte. Par exemple l'exposant de perte par propagation quantifie la perte de l'énergie totale de la CIR en fonction de la portée, ce qui n'intéresse pas un récepteur RAKE à  $n$  doigts, qui récupère par exemple seulement l'énergie des  $n$  échos les plus puissants. C'est pourquoi dans ce cas on étudie plutôt des paramètres reliant le nombre d'échos à l'énergie qu'ils contiennent. Deux de ces paramètres sont donc étudiés :

$N_{p_{10\text{ dB}}}$  : nombre d'échos supérieures à la valeur de l'écho maximal moins 10 dB. Ce paramètre quantifie la richesse d'échos prépondérants. Pour les scénarios LOS  $N_{p_{10\text{ dB}}}=5.2$  en moyenne avec des valeurs allant de 1 pour les grandes pièces vides de type hall, jusqu'à 7 pour les configurations « guidées ». Le

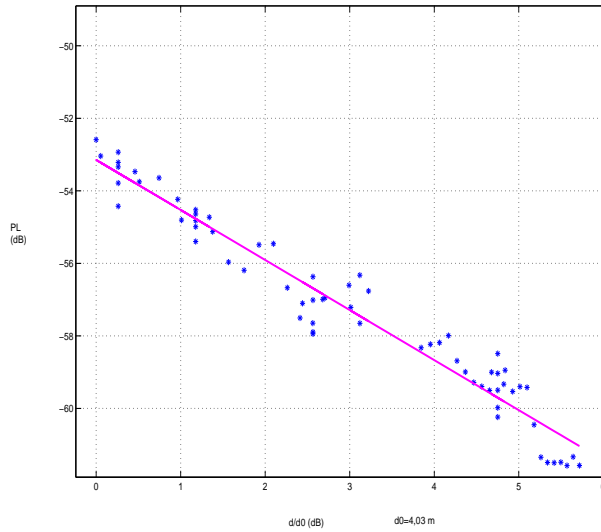


FIG. 4.7: Détermination du coefficient de perte par propagation dans le scénario *couloir2* :  $n = 1.38$  ( $\sigma = 0.6$ ).

second écho arrive en moyenne atténué de 4.5 dB par rapport à l'écho principal dans les scénarios LOS, Tab. 4.5. On note que dans un scénario LOS dans un grand volume vide de type hall, la différence entre les deux trajets les plus puissants peut atteindre 15 dB. Dans les cas OLOS et NLOS,  $N_{p_{10} \text{ dB}}=17$  en moyenne, avec des valeurs variant entre 3 et 35 suivant la complexité de l'environnement (nombre de diffuseurs) et suivant l'épaisseur et la structure des parois traversées. On peut noter qu'en moyenne le second écho le plus puissant est atténué de 1.3 dB en NLOS, contre respectivement 3.3 et 4.5 dB en OLOS et LOS.

TAB. 4.5: Répartition de l'énergie contenue dans les trajets multiples suivant les catégories de scénarios.

	LOS	OLOS et NLOS
$N_{p_{10} \text{ dB}}$	5.2	17
nb. trajets minimal	1	3
nb. trajets maximal	7	37
atténuation du 2 <sup>e</sup> écho (dB)	4.5	3.3(OLOS) 1.3(NLOS)

$N_{p_{85\%}}$  : nombre d'échos nécessaires pour capturer 85% de l'énergie de la CIR. Dans certaines applications bas débit, il est important d'estimer le nombre d'échos nécessaires pour capturer un pourcentage donné (ici 85%) de l'énergie totale contenue dans la CIR. On précise que les échos sont traités par

ordre d'énergie décroissante et non pas par ordre d'arrivée.

Sur la Fig.4.8, on observe les répartitions de l'énergie disponible dans la CIR lorsqu'on cumule l'énergie des échos traités par ordre d'énergie décroissante. Pour les scénarios LOS guidés ou non,  $N_{p_{85\%}}$  dépend directement de la proximité des principaux réflecteurs (murs, plancher et plafond) plus exactement de la différence de marche entre le trajet LOS et les trajets ayant subi une ou plusieurs réflexions. Ceci explique l'influence de la distance inter-antennes dans les scénarios guidés ; pour des distances inférieures à 4 mètres,  $N_{p_{85\%}} < 5$  en moyenne alors qu'il faut traiter plus d'une vingtaine d'échos pour atteindre 85% de l'énergie totale pour une distance de 9 m, Fig.4.8. Dans le cas des scénarios OLOS et NLOS, les valeurs de  $N_{p_{85\%}}$  varient entre la dizaine et la centaine de trajets suivant la complexité de l'environnement et la proximité des diffuseurs.

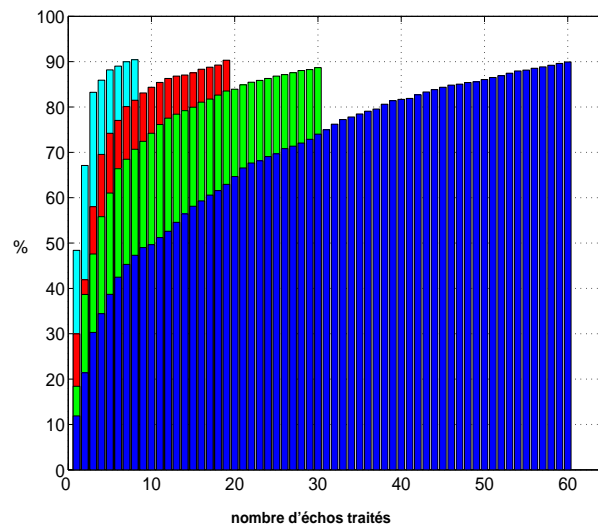


FIG. 4.8: Pourcentage cumulé de l'énergie de la CIR en fonction du nombre d'échos traités par ordre d'énergie décroissante, pour différents scénarios : *couloir1* (cyan), *mur* (rouge), *couloir2* (vert) et *pilier* (bleu).

#### 4.4.2 Extraction des échos

On a abordé les raisons de considérer non plus seulement l'énergie de la CIR mais également les échos en considérant leur forme d'onde, leur temps et leur direction d'arrivée. L'objectif est ici d'observer et de quantifier dans quelle mesure on rencontre plutôt un effet de grappe des trajets provenant du même secteur an-

gulaire ou au contraire une forte dispersion angulaire. Pour celà, le problème de la détection des trajets et leur extraction de la CIR doit être traité.

Pour les signaux à bande étroite ou large, on distingue dans la littérature deux catégories de techniques pour déterminer la direction d'arrivée (DOA) d'un écho de la CIR à partir d'un réseau (réel ou virtuel) de capteurs. Les méthodes linéaires (analyse de Fourier, formation de faisceau) qui sont relativement simples à appliquer, et les méthodes non linéaires ou à haute résolution (MUSIC [Mar98], ESPRIT [Mar98]. . .) qui sont plus robustes mais lourdes à mettre en oeuvre. Ces dernières méthodes ne sont pas directement applicables aux signaux ULB ; cependant au moins une adaptation a été développée : l'algorithme d'estimation UWB-SAGE [HT03] qui exige de supposer connue la forme d'onde reçue au niveau du récepteur.

**Description de l'algorithme d'extraction** En 2002, Cramer & al. [CSW02] a utilisé le principe « Retarde et Somme » appliqué aux CIR des différentes positions de la grille de capteurs pour déterminer les DOA de signaux ULB. L'algorithme est baptisé *Sensor-CLEAN* car ce dernier nettoie la CIR en y soustrayant progressivement les échos traités. En effet c'est cette notion de nettoyage par étapes de la CIR qui rappelle l'algorithme *CLEAN*<sup>5</sup>. Historiquement c'est en voulant augmenter le SNR d'un signal connu mesuré au centre de la grille en utilisant les mesures sur les positions voisines, que le principe « Retarde et Somme » a d'abord été utilisé en 2003 par l'auteur de ce mémoire. De légères modifications permettent alors d'aboutir à l'algorithme *Sensor-CLEAN*.

La résolution temporelle des échos ULB et leur non chevauchement sur au moins une zone de la grille de mesure d'une part, et d'autre part la résolution spatiale fine (2 cm) de la grille de capteurs, sont exploitées conjointement afin d'extraire les échos de la CIR. Cet algorithme extrait les différents échos à partir des réponses du canal mesurées sur plusieurs positions. Il estime leur temps et leur angle ( $\theta$ ,  $\phi$ ) d'arrivée et enfin fournit leur forme d'onde moyenne (où le SNR est amélioré par rapport à celui de la forme d'onde mesurée sur une seule position).

A cause des distorsions sur la forme d'onde introduite par le canal ULB, on désire extraire les échos sans connaissance a priori à partir de la réponse de canal mesurée sur un réseau virtuel. Un des intérêts majeurs de *Sensor-CLEAN* est qu'il ne nécessite qu'un minimum de connaissance a priori sur le signal reçu, en particulier il ne nécessite pas de connaître la forme d'onde de l'écho. Les deux seules

---

<sup>5</sup>A l'origine l'algorithme CLEAN a été utilisé en astronomie pour déconvoluer par étapes une carte du ciel [Hög74] connaissant la réponse imparfaite d'un réseau de capteurs.

hypothèses restrictives sont : une onde incidente plane ou quasi-plane et un signal contenu dans une fenêtre temporelle donnée de largeur  $T_p$  (paramètre à régler avec précaution). Dans le cas où cette fenêtre est trop large, on augmente la probabilité de considérer un autre écho ; dans le cas où la fenêtre n'est pas assez large, une partie de l'impulsion manque mais peut éventuellement être analysée comme un deuxième écho si cette portion de signal possède une amplitude suffisamment importante. On traite alors le signal comme deux échos différents. Le principe de l'algorithme cohérent est de faire simultanément l'extraction et la DOA d'un écho en considérant la propagation de ce signal au cours du temps sur la grille du réseau virtuel des  $M$  capteurs.

On peut résumer l'algorithme ainsi :

Initialisation : On calcule  $r$  la matrice des retards<sup>6</sup>. L'annexe D détaille les expressions des retards à appliquer sur les CIR  $d$  des  $M$  capteurs. Cette matrice permet de synthétiser un faisceau dans l'une des  $J$  directions  $(\theta, \phi)$  appartenant à l'ensemble des directions testées. L'indice  $p$  renvoie au  $p^{\text{e}}$  écho traité, l'indice  $q$  parcourt les  $M$  capteurs de la grille et enfin l'indice  $k$  renvoie à la  $k^{\text{e}}$  direction  $(\theta, \phi)$  testée.

1. On détecte le maximum à  $t_{max}(p)$  sur la valeur absolue de la CIR  $d_{centre}(p)$  mesurée au centre de la grille. On isole le signal sur la fenêtre temporelle de largeur  $T_p$  centrée sur  $t_{max}$ .
2. Dans cette fenêtre, on génère les  $J$  réponses du réseau  $S(k, p)$  qui sont simplement la somme des réponses  $d(q, k, p)$  des  $M$  capteurs décalées d'un retard correspondant à une propagation suivant la  $k^{\text{e}}$  direction testée :

$$S(k, p) = \frac{1}{M} \cdot \sum_{q=1}^M r(k) * d(q, k, p)$$

où  $*$  est le produit matricielle termes à termes.  $S$  est donc de dimensions  $N_{T_p} \times J$ , où  $N_{T_p}$  représente le nombre d'échantillons dans la fenêtre  $T_p$ .

3. A cette étape s'effectue l'estimation de la DOA sur le maximum de  $|S|$ , d'après l'équation suivante :

$$k_{max}(p) = \operatorname{argmax}_k (|S|)$$

. Le signal  $|S(k, p)|$  est maximal quand les  $M$  signaux sont correctement recallés, c'est-à-dire quand la direction testée  $(\theta_p, \phi_p)$  est la plus proche de la direction d'arrivée du  $p^{\text{e}}$  écho, Fig. 4.9.

---

<sup>6</sup>La matrice des retards est composé d'opérateurs dirac de telle manière à ce que la multiplication d'un terme de la matrice avec un signal, décale ce dernier du retard désiré

4. Nettoyage : Une fois le  $p^e$  écho analysé c'est-à-dire que  $t_{max}(p)$ ,  $\theta_p$ ,  $\phi_p$ , la forme d'onde moyenne  $S(k_{max}, p)$  sont déterminés, il s'agit de soustraire la forme d'onde moyenne correctement décalée suivant  $(\theta_p, \phi_p)$  au signal  $d(p)$  de chacun des  $M$  capteurs.

$$d(p+1) = d(p) - S(k_{max}, p)$$

5. On incrémente  $p$  puis on reboucle à l'étape 1. L'algorithme s'arrête lorsqu'il a traité un certain pourcentage (90% dans ce qui suit) de l'énergie totale contenue dans la CIR au centre de la grille  $d_{centre}$ .

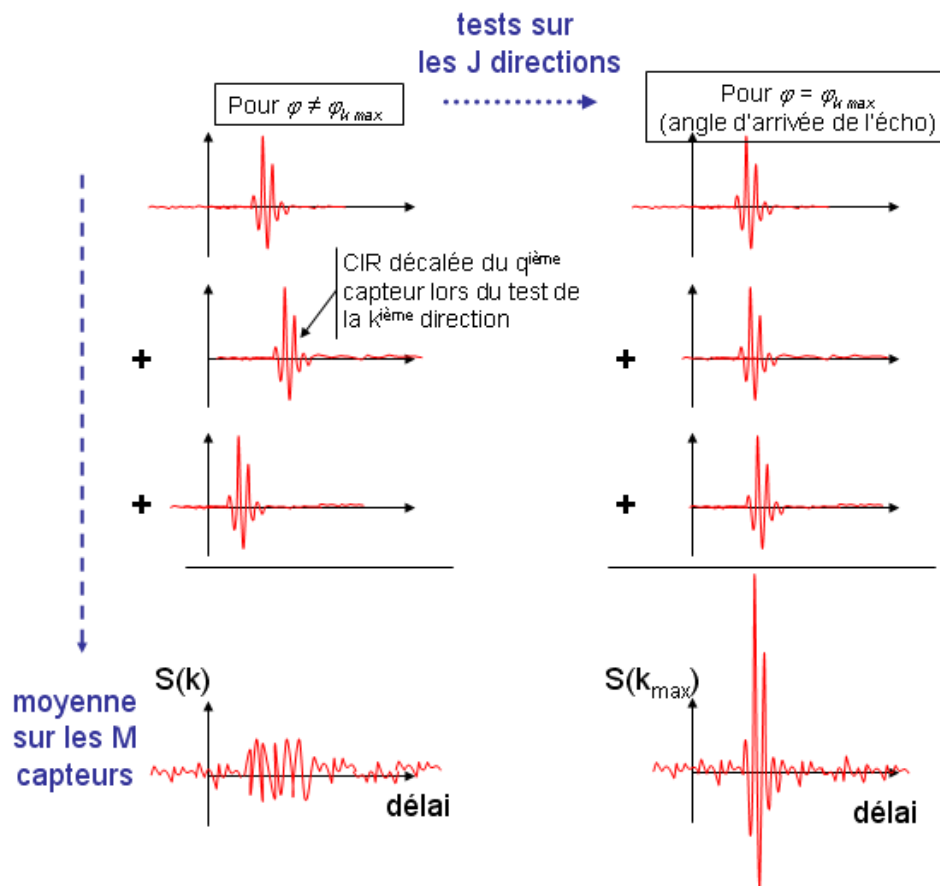
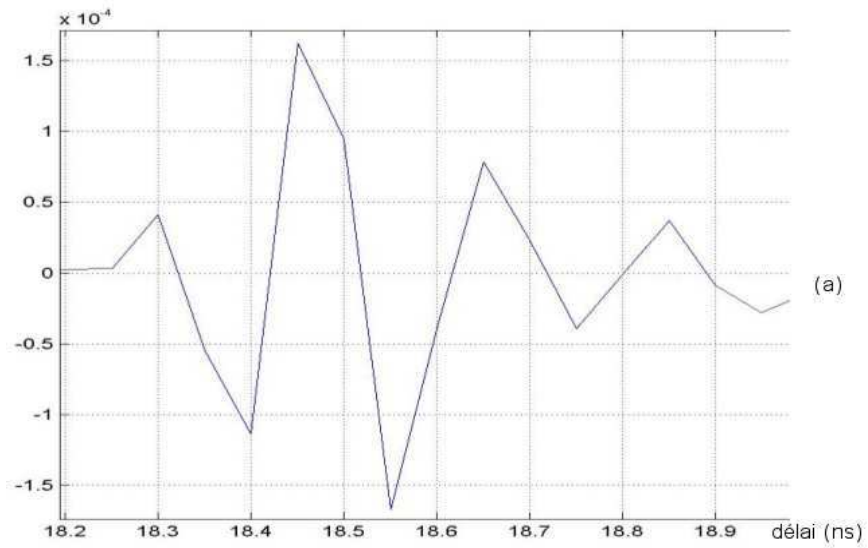
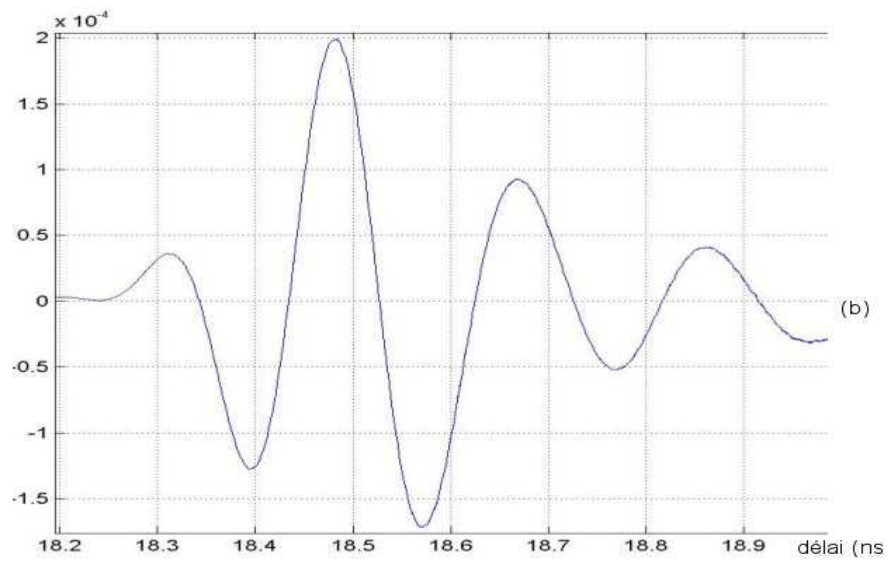


FIG. 4.9: Principe de l'algorithme Retarde et Somme.

On insiste sur le fait que la forme d'onde moyenne  $S(k_{max})$  contient de l'information récoltée sur tous les capteurs de la grille. Cela revient à effectuer un moyennage spatial qui réduit le bruit et améliore le SNR. La forme d'onde moyenne



(a)



(b)

FIG. 4.10: Comparaison entre la forme d'onde  $d_{centre}$  mesurée au capteur centrale de la grille (a), et la forme d'onde  $S(k_{max})$  du même écho moyennée en utilisant les autres capteurs (b).

ne passe plus forcément par les points du signal mesuré au centre de la grille, Fig. 4.10. Il ne faut pas confondre avec un simple lissage de  $d_{centre}$  obtenu en utilisant un interpolateur de Fourier. Précisons enfin que la qualité de ce moyennage est bien entendu dépendant de la capacité de l'algorithme à déterminer la DOA de l'écho traité.

**Validation de l'algorithme** L'algorithme est codé puis validé sur des signaux synthétiques, ainsi qu'en vérifiant les TOA et DOA des principaux trajets multiples prévus par l'optique géométrique à partir des relevés de la géométrie de plusieurs scénarios. La Fig. 4.11 présente schématiquement les principaux réflecteurs du scénario *porte ouverte* ainsi que les principaux trajets, et permet la comparaison entre des valeurs de TOA et de DOA mesurées géométriquement à l'aide d'un mètre ruban et celles fournies par l'algorithme. Pour ce scénario LOS relativement peu dense en trajets multiples on a retrouvé quasiment toutes les origines des échos. On constate par ailleurs très peu de chevauchement d'échos. Concernant l'écart des DOA, on s'assure qu'il est meilleur que le pas angulaire de recherche (ici  $\delta\alpha = 5^\circ$ ). La faiblesse de l'écho de sol (5 fois moins puissant que celui dû au faux-plafond) s'explique par l'emploi pour ce scénario des antennes monocones dont le lobe dépointe à  $30^\circ$  au dessus de l'horizontale. On observe un écart moyen de 0.07 ns entre les TOAs mesurées géométriquement et celles extraites (soit 2.2 cm de propagation dans l'air), correction faites du temps de propagation dans les antennes ( $2 \times 0.05$  ns). Cet écart est principalement dû à la faible précision (ordre de précision le centimètre) des mesures géométriques au mètre ruban. Aussi les dimensions de la géométrie des autres scénarios ont été mesurées avec une meilleure précision (5 mm) à l'aide d'un télémètre laser. A partir des 66 mesures le long d'un couloir, sur le trajet direct, la comparaison entre TOA mesurée au télémètre et TOA détectée par l'algorithme donne un écart moyen de 1.3 mm et un écart-type de 2 cm, imputable à la mesure géométrique ainsi qu'une erreur systématique probablement due à la calibration. L'allure de ces écarts est relativement constant en fonction de la distance inter-antennes.

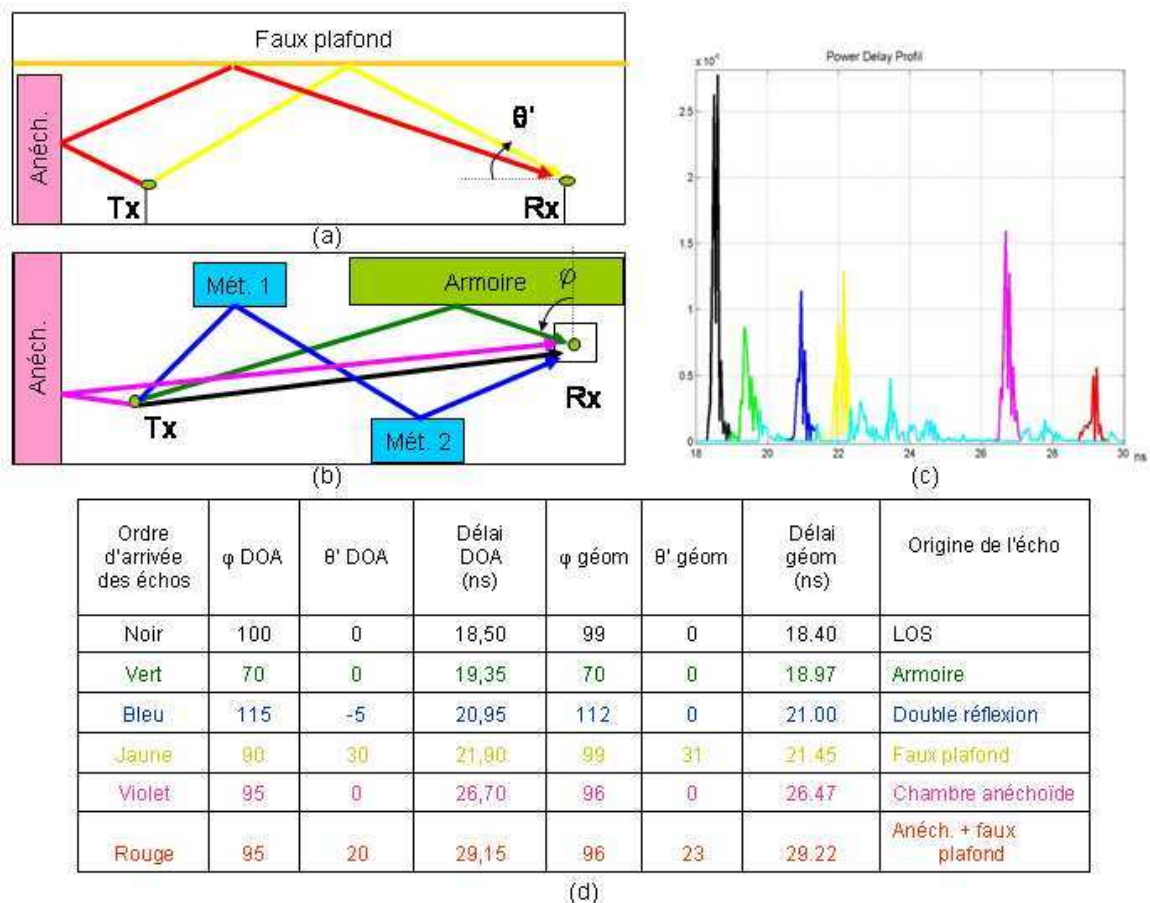


FIG. 4.11: Validation de l'algorithme de DOA sur le scénario *porte ouverte* : (a) schéma latéral du scénario, (b) schéma vue du dessus, (c) profil de la puissance des échos et (d) comparatif entre les résultats prévus par l'optique géométrique et ceux de l'algorithme de DOA (pas angulaire de  $5^\circ$ ).

**Limites de l'algorithme d'extraction** Les limitations de notre algorithme concerne principalement la phase de détection dans le cas de réponse très dense (chute de la corrélation spatiale sur la grille de capteurs) ou quand le SNR n'est plus assez élevé (en deçà de 22 dB). Dans les scénarios les plus denses, la surface de la grille a été réduite afin de conserver une corrélation spatiale forte sur l'ensemble de celle-ci ; mais on rencontre toujours des DOAs qui ne semblent correspondre à aucun trajet réel. Dans les scénarios denses et à faible SNR, le maximum de la CIR a plus de chance d'être dû au chevauchement de deux échos, lors de la phase de nettoyage ce deuxième écho peut alors être partiellement éliminé et n'est donc plus considéré par l'algorithme. On peut distinguer deux cas. Dans le premier cas, les deux échos ont pour origine un même diffuseur (réflexion multiple) alors c'est un moindre mal car on ne perd pas d'information. Dans le second cas, les deux échos arrivent au même moment sur le réseau et provenant de directions différentes (statistiquement moins probable sauf cas particulier de forte symétrie du scénario (*couloir1*)), alors l'algorithme ne détecte pas l'écho le moins puissant.

**Perspectives et voies d'amélioration** Plusieurs améliorations peuvent être apportées à l'algorithme. On peut, par exemple, nettoyer moins radicalement la CIR en atténuant, au lieu d'éliminer le signal et tenter de détecter lors de la deuxième boucle un éventuel signal. Cette stratégie est utilisée dans l'algorithme CLEAN d'origine mais présente le défaut de rallonger significativement le temps de traitement. Une toute autre voie est à rechercher du côté du traitement d'images. A partir des animations (au format MPEG souvent utilisées à titre pédagogique) de la répartition de l'énergie sur la grille (21x21 pixels) de capteurs en fonction du temps, l'œil humain visualise et analyse aisément la direction de propagation des fronts d'onde à partir de la normale au front et de son déplacement. Par exemple sur la Fig.4.12, on visualise la répartition sur la grille (1 unité = 2 cm) de la puissance d'un écho généré par la diffraction d'une arête de pilier en béton situé à 80 cm du centre de la grille vers le bas à gauche. On observe un front d'onde cylindrique du fait de la proximité de l'arête de diffraction. Sur la Fig.4.13, on distingue deux échos (l'écho direct et une réflexion sur une armoire) provenant de deux directions différentes et se chevauchant sur une partie de la grille. Le but est d'automatiser cette opération d'analyse. Les techniques de flux optiques (analyse du mouvement) sont difficile à mettre en oeuvre à cause du *problème d'ouverture*<sup>7</sup>. La segmentation (réduction de la complexité de l'image et extrac-

---

<sup>7</sup>Le problème de l'ouverture désigne l'impossibilité de déterminer le mouvement réel d'un bord orienté en mouvement avec un capteur spatialement limité : celui-ci mesure la composante de mouvement perpendiculaire au bord mais est « aveugle » à la composante parallèle, exemple du mouvement visible de la lune lors d'une éclipse de soleil.

tion d'une direction privilégiée) en vue de l'identification du vecteur d'onde à partir de séquences d'images semblent être la technique la plus prometteuse à explorer. Par ailleurs la littérature ne mentionne pas l'utilisation de ces techniques pour la détermination de la DOA des trajets multiples. Cette méthode possède plusieurs avantages. Elle évite de supposer une forme d'onde de référence, elle n'impose pas de travailler sur une fenêtre temporelle fixe et peut même s'abstenir de l'hypothèse de front d'onde plan<sup>8</sup>. Et surtout on évite une recherche exhaustive des angles de DOA ; ce qui fait gagner deux ordres de grandeurs sur le temps de traitement. Pour les scénarios les plus denses sujets à de nombreux chevauchements, on peut envisager l'utilisation conjointe de techniques de nettoyage de type CLEAN couplée à l'analyse de séquences d'images, de la même manière que l'on a couplé l'algorithme *retarde & somme*.

---

<sup>8</sup>Les algorithmes de détection de forme peuvent aussi bien détecter des droites que des arcs de cercles.

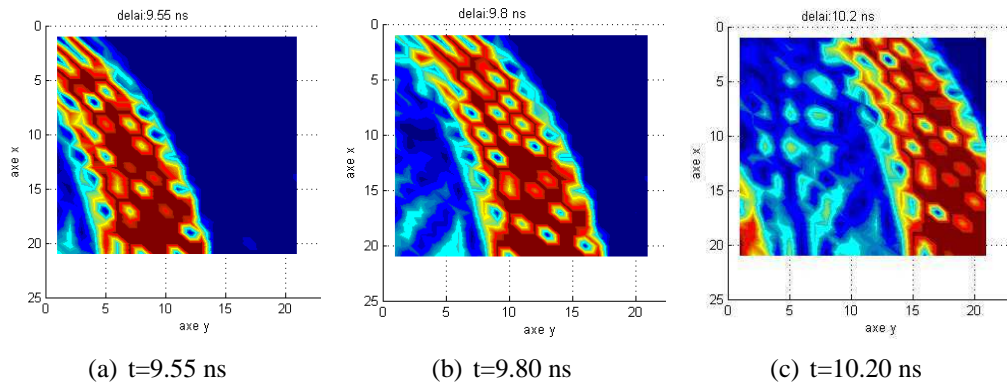


FIG. 4.12: Visualisation de la propagation d'un front d'onde (cylindrique).

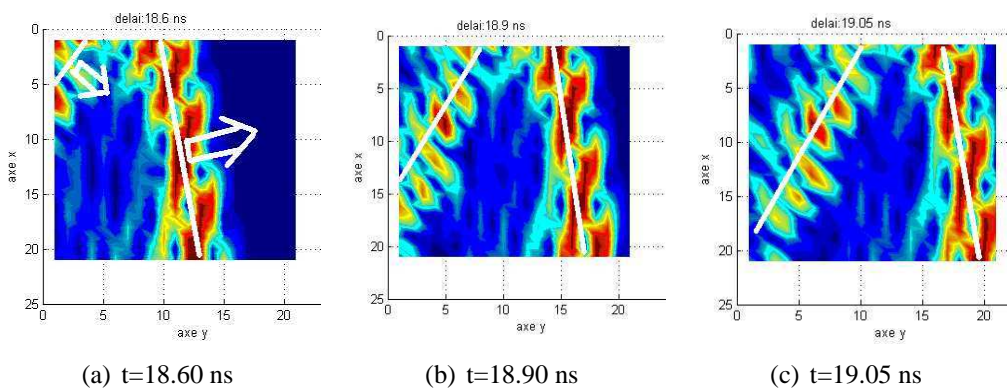
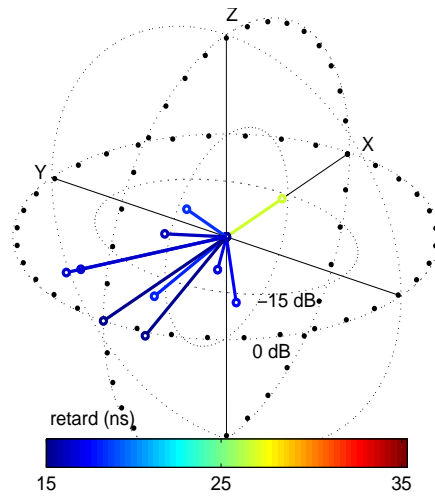


FIG. 4.13: Visualisation de la propagation de deux fronts d'ondes planes (segments blancs).

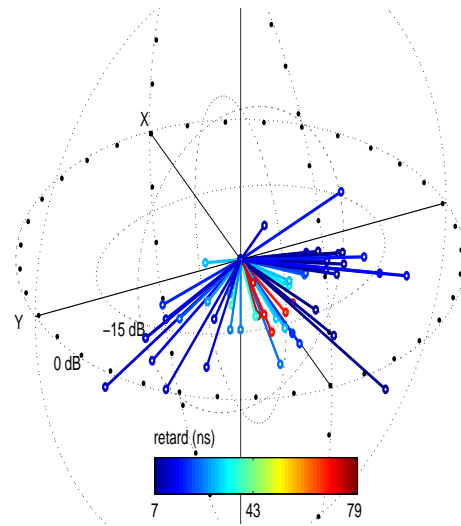
## Analyse des angles d'arrivée

L'algorithme d'extraction détermine le temps d'arrivée, la forme d'onde moyennée sur tous les capteurs ainsi que son énergie, et enfin son angle d'arrivée. Ces résultats sont visualisés selon une représentation en 4 dimensions, (Fig.4.14) : azimut et élévation suivant les angles d'une représentation polaire, l'énergie (en dB) normalisée suivant le module et le retard suivant une échelle de couleurs. Par ailleurs, pour une meilleure visibilité, on ne représente que les échos suffisamment puissant (critère à -30 dB de l'énergie de l'écho principal). Sur les graphiques, chaque point noir représente une graduation de  $10^\circ$ . On constate naturellement une dépendance forte des distributions angulaires vis à vis de l'environnement et de la complexité du mobilier. Dans le scénario *couloir2* l'angle solide qui contient les directions d'arrivée est centré sur le trajet direct et son ouverture est relativement fermée ( $30^\circ \times 30^\circ$ ) par rapport aux autres scénarios OLOS et NLOS qui présentent plus de trajets. Dans la plupart des cas OLOS et NLOS, des grappes (*clusters*) d'échos arrivent dans un même créneau de temps et suivant un même angle solide. Ce phénomène est particulièrement visible sur le scénario *pilier*, Fig. 4.14(c), ainsi que sur le scénario *laboratoire*, Fig. 4.14(d), l'échelle de couleurs étant plus résolue en temps. Cet angle solide a tendance à diminuer avec le temps d'arrivée.

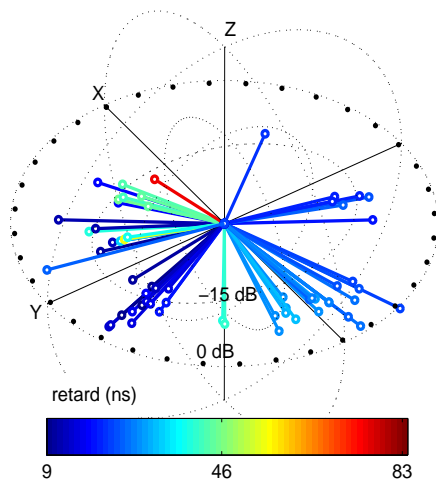
Ce phénomène de grappes est rencontré quand un obstacle ou un groupement d'obstacles génèrent plusieurs trajets distincts (résolus dans le temps). Ceci a été isolé et observé dans la chambre anéchoïque lors de la mesure d'une liaison obstruée par une plaque métallique rectangulaire (scénario *plaque métallique 1*), Fig. 4.15. De la même manière, lorsqu'un obstacle plus complexe qu'une simple plaque par exemple un appareil de mesure métallique, est positionné dans l'environnement de mesure. On observe alors ce phénomène de diffractions multiples sur ses arêtes.



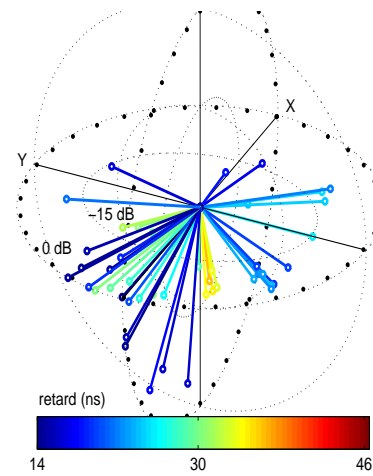
(a) *couloir2*



(b) *coin*

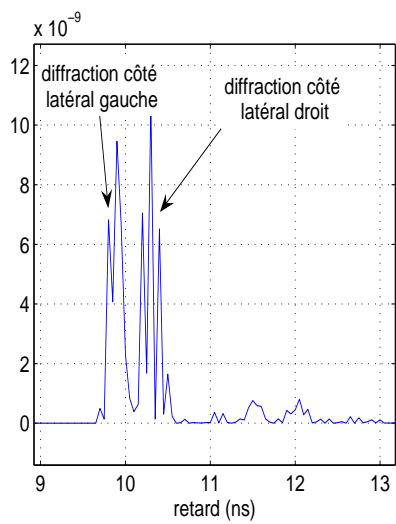


(c) *pilier*

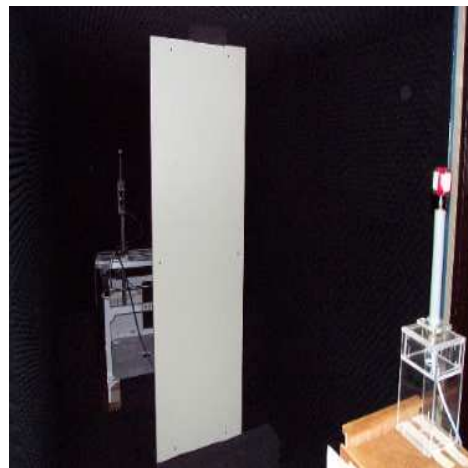


(d) *laboratoire*

FIG. 4.14: Visualisation 3D de la distribution angulaire des trajets multiples pour différents scénarios. (le module représente l'énergie (en dB) normalisée de l'écho)



(a) Puissance de la réponse impulsionnelle mesurée sur le bord gauche de la grille.



(b) Scénario *plaque métallique 1*

FIG. 4.15: Mise en évidence des diffractions multiples par les bords d'une plaque métallique obstruant une liaison.

**Dispersion angulaire** Afin de donner un ordre de grandeur de l'étalement des angles d'arrivée suivant les catégories de scénarios, on utilise un écart-type des angles d'arrivée, par analogie avec les métriques décrivant l'étalement dans le domaine temporel et des études de DOA d'autres systèmes bande étroite [Fhu97]. On définit alors un écart-type avec une pondération par l'énergie  $e_k$  du  $k^e$  écho. La valeur de l'angle  $\alpha_k$  (valable pour l'angle  $\phi$  et  $\theta$ ) est référencée par rapport à la direction du plus puissant écho  $\alpha_0$ , Eq. 4.3.

$$\sigma_\alpha = \sqrt{\frac{\sum_k (\alpha_k - \alpha_0)^2 \cdot e_k}{\sum_k e_k}} \quad (4.3)$$

Une moyenne de la dispersion angulaire ( $\bar{\sigma}_\alpha$ ) est alors calculée pour chaque catégorie de scénarios, Tab. 4.6. Au regard du faible nombre de scénarios dans chaque catégorie, la pertinence de cette dispersion angulaire moyenne est donnée par le calcul de l'écart-type des valeurs de  $\sigma_\alpha$  pour les scénarios d'une même catégorie (valeurs entre parenthèses) dans Tab. 4.6. Tout d'abord, on vérifie que dans tous les cas, la dispersion des DOA en élévation est bien moins importante (d'un facteur 3 à 4) que la dispersion en gisement, ce qui s'explique par la géométrie des obstacles dans les scénarios majoritairement dans le plan horizontal. On relève quand même dans le scénario *cloison* (portée courte où l'obstacle, une bibliothèque, ne monte pas jusqu'au plafond) une configuration qui favorise les trajets à élévation élevée ( $\theta = 45^\circ$ ) en plus des autres trajets horizontaux. Dans ce cas la dispersion en élévation est plus importante et  $\sigma_\theta$  atteint  $36^\circ$  soit le double de la moyenne des scénarios OLOS.

La dispersion en gisement ( $\sigma_\phi$ ) varie du simple au double entre  $36^\circ$  et  $75^\circ$  suivant qu'une direction prépondérante existe (LOS, certains cas NLOS) ou pas (OLOS). Soulignons que la liaison NLOS n'est pas forcément synonyme d'une dispersion angulaire importante, l'environnement (nombre de réflecteurs, diffuseurs...) à proximité du récepteur influe sensiblement sur la dispersion en gisement.

TAB. 4.6: Répartition angulaire moyenne des trajets multiples selon la catégorie des scénarios.

catégorie des scénarios	$\bar{\sigma}_\phi$ ( $^\circ$ )	$\bar{\sigma}_\theta$ ( $^\circ$ )
LOS	36 (4)	7.5 (4)
OLOS	75 (20)	16 (8)
NLOS	47 (8)	15 (5)

## Analyse des formes d'onde : étude de cas

L'approche déterministe est plus proche de la physique de la propagation. La forme d'onde des impulsions reçues au niveau du récepteur est analysée dans le but de mieux modéliser certains scénarios, d'améliorer la qualité de la réception grâce à une connaissance a priori de la forme d'onde reçue, et de relativiser la distorsion due aux antennes. L'information de DOA et la forme d'onde moyenne d'un écho couplé à son temps d'arrivée permettent en générale de remonter à l'obstacle qui le génère.

**exemple de la réflexion simple** Les réflexions sur les murs et le mobilier, contribuent à une part variable de l'énergie totale de la CIR. Cette part est faible dans les scénarios où les deux antennes sont suffisamment éloignées des réflecteurs par rapport à la distance inter-antennes (scénario courte portée ou portée moyenne dans une grande pièce vide). Au contraire, la contribution des réflexions, en terme de puissance, est prépondérante dans le reste des scénarios. En effet à lui seul, le deuxième écho le plus puissant fournit encore en moyenne plus de 10 % de la puissance totale contenue dans la CIR.

On se propose de vérifier la précision entre la mesure et une liaison reconstruite en utilisant les fonctions de transfert des antennes seules plus un terme de propagation tenant compte d'un coefficient de réflexion selon la propagation du trajet. L'énergie nous semble ici un bon critère d'évaluation. Pour plusieurs échos, on a comparé l'énergie<sup>9</sup> mesurée de l'écho réfléchi avec l'énergie de la forme d'onde prévue par l'optique géométrique dans le cas d'une interface semi-infinie puisque la surface des réflecteurs est grande devant la longueur d'onde maximale (10 cm). Cela nous permet d'utiliser les coefficients de Fresnel ( $\Gamma(\epsilon_r, \theta_i)$ ) en incidence oblique ( $\theta_i$ ) dans la polarisation qui convient suivant le type d'obstacle : polarisation parallèle (champ E parallèle au plan d'incidence) pour les plafonds, sols et polarisation perpendiculaire pour les parois verticales) [BAL89] et en supposant une permittivité diélectrique complexe (sans pôle [SQEZTF04]) c'est-à-dire de type :

$$\epsilon_r(\omega) = \epsilon_r' - j.\epsilon_r''$$

où  $\epsilon_r''$  est la partie imaginaire et  $\epsilon_r'$  la partie réelle de la permittivité du réflecteur. On a opté pour une valeur moyenne de  $\epsilon_r$  sur toute la bande ( $\epsilon_r = 3.25 - 0.2j$  pour le bois,  $\epsilon_r = 4.4 - 0.1j$  pour la brique,  $\epsilon_r = 8 - 0.5j$  pour le béton).

Pour calculer l'énergie de la  $k^e$  réflexion  $S_k(f)$  prévue par l'optique géométrique, on utilise les fonctions de transfert des antennes mesurées en chambre dans

---

<sup>9</sup>Plus rigoureusement, c'est un rapport d'énergie (c'est-à-dire une atténuation) qui est comparé avec une mesure de paramètre  $S_{21}$ .

les directions de départ  $H_{Tx}(\theta_{k Tx}, \phi_{k Tx})$  et d'arrivée  $H_{Rx}(\theta_{k Rx}, \phi_{k Rx})$  du rayon. A partir du formalisme développé au chapitre 2, on reconstitue l'atténuation  $S_k(f)$  subit par ce seul écho lors de sa propagation, Eq. 4.5.

$$S_k(f) = \frac{e^{-jk_r} - j\lambda}{r} \cdot \frac{1}{4\pi} \cdot H_{Tx}(\theta_{k Tx}, \phi_{k Tx}) \cdot H_{Rx}(\theta_{k Rx}, \phi_{k Rx}) \cdot \Gamma(\epsilon_r, \theta_i) \quad (4.4)$$

Dans le cas d'une polarisation perpendiculaire (réflexion d'un champ incident à polarisation verticale sur une paroi verticale ou encore onde transverse électrique) :

$$\Gamma(\epsilon_r, \theta_i) = \frac{\cos \theta_i - \sqrt{\epsilon_r \sin^2 \theta_i}}{\cos \theta_i + \sqrt{\epsilon_r \sin^2 \theta_i}} \quad (4.5)$$

Puis on calcule son énergie, Eq. 4.6 :

$$Energie_{OG_k} = \frac{1}{N_f} \cdot \sum_f (W_{hanning}(f)^2 \cdot |S_k(f)|^2) \quad (4.6)$$

Lors du passage des mesures fréquentielles dans le domaine temporel (voir Annexe B), une fenêtre de Hanning est introduite. Afin de comparer l'énergie d'un écho réfléchi mesuré ( $s(t)$ ) avec celle d'un écho synthétisé à l'aide de l'OG, on applique également cette fenêtre de Hanning dans le calcul de  $Energie_{OG}$ .

Dans le Tab. 4.4.2, pour trois positions extrêmes de la grille (de la plus proche Pos. 1, à la plus éloignée Pos. 3), on compare l'énergie de la réflexion reconstruite  $Energie_{OG_k}$ , avec l'énergie mesurée  $Energie_{mes_k}$ , Eq. 4.7.

$$Energie_{mes_k} = \int_{t_1}^{t_2} |s(t)|^2 \quad (4.7)$$

où  $t_1$  et  $t_2$  sont les extrémités temporelles de l'écho.

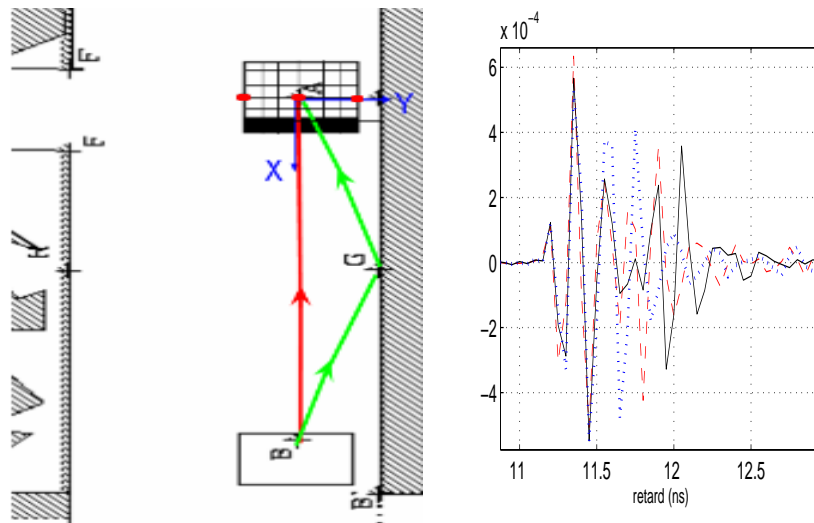
On observe un accord plus ou moins bon entre la mesure et le modèle selon la complexité du scénario de propagation. Pour tous les signaux LOS (cas le plus simple), un écart moyen de 0.2 dB permet de quantifier la précision atteignable entre la mesure et le modèle. On précise que la précision de l'ordre du dixième de dB obtenue sur l'énergie n'est en rien contradictoire avec celle de la mesure fréquentielle du gain d'antenne ( $\approx 0.5$  dB) principalement due au phénomène d'interférences qui justement est lissé lors du calcul de l'énergie. Dans le cas d'un écho ayant subi une réflexion, l'écart est plutôt de l'ordre du dB (au pire 1.5 dB d'écart), cette valeur s'explique principalement dans le cas de la réflexion à forte incidence ( $\theta_i \geq 45^\circ$ ) où le coefficient de réflexion varie fortement en fonction de l'angle d'incidence [BAL89]. Or ce même angle d'incidence est obtenu à partir des dimensions géométriques du scénario ainsi que des positions des antennes. La valeur de  $\theta_i$  est alors déterminée avec une précision estimée à  $5^\circ$ .

TAB. 4.7: Comparaison pour différents échos, de l'énergie mesurée avec la prévision de l'optique géométrique.

type d'écho	$Energie_{OG_k}$ (dB)	$Energie_{mes_k}$ (dB)	$ \Delta $ (dB)
LOS Pos. 1	-70.0	-69.8	0.2
LOS Pos. 2	-70.3	-70.4	0.1
LOS Pos. 3	-70.6	-70.9	0.3
réfl. métallique Pos. 1	-73.5	-72.3	1.2
réfl. métallique Pos. 2	-73.3	-71.9	1.4
réfl. métallique Pos. 3	-73.7	-74.1	0.4
réfl. mur en brique Pos. 1	-60.7	-60.9	0.2
réfl. mur en brique Pos. 2	-64.8	-64.9	0.1
réfl. bois Pos. 1 $\theta_i = 70^\circ$	-74.1	-74.3	0.2
réfl. bois Pos. 2 $\theta_i = 70^\circ$	-74.1	-73.0	1.1
réfl. bois Pos. 3 $\theta_i = 70^\circ$	-74.1	-75.0	0.9

**Proximité immédiate d'un mur** Dans le cas de la proximité immédiate d'un obstacle et de l'une des deux antennes, le retard entre l'écho réfléchi et l'écho direct diminue lorsque l'antenne se rapproche du mur. A partir d'une certaine distance, la largeur de la réponse des deux antennes devient supérieure à la différence de marche des deux échos, alors ces deux échos se chevauchent<sup>10</sup>.

Dans la configuration du scénario *couloir* (distance 3.35 m), l'antenne de réception est approchée du mur (dans la direction de l'axe y sur la Fig. 4.16(a), les deux impulsions se rapprochent et finissent par se superposer (courbe bleue) Fig. 4.16(b), l'antenne est alors à 38 cm du mur pour une impulsion de 5 GHz de bande. Au passage, on constate bien que la forme d'onde réfléchie est déphasée de  $\pi$  par rapport à celle de l'écho direct.



(a) Configuration du scénario *couloir*. (b) Chevauchement de l'écho réfléchi sur l'écho direct selon la proximité du mur :  $d=70$  cm (noir),  $d=54$  cm (rouge) et  $d=38$  cm (bleu).

FIG. 4.16: Effet de la proximité du mur sur le chevauchement des échos dans le scénario couloir (distance 3.35 m).

Pourtant ce modèle reste simpliste dans le cas de réflecteurs non homogènes ou peu épais comme les portes des meubles. Pour plus de précision, il faut tenir compte des réflexions internes dans l'obstacle d'épaisseur finie. Des modèles

<sup>10</sup>Ce phénomène peut être mis à profit dans certaines applications ULB de positionnement de précision courte portée collaboratif, c'est-à-dire où le plan de la pièce est connu a priori par le mobile. Alors l'information sur le retard permettant le positionnement n'est plus seulement apportée par le trajet direct mais aussi par les réflexions sur un ou plusieurs murs, le sol et le plafond.

de type lamelle, tenant compte de ce dernier phénomène existant [SQEZTF04] mais sont contraignants à appliquer puisqu'ils nécessitent la connaissance suffisamment fine des détails du mobilier (épaisseur voire contenu de l'armoire) afin de pouvoir les utiliser avec pertinence.

On distingue donc les réflexions simples, des réflexions multiples. Les premières sont assez bien décrites par l'OG et la forme d'onde peut être retrouvée avec précision tant que le réflecteur est homogène et suffisamment épais, c'est le cas des murs porteurs en béton et dans une moindre mesure des cloisons en plaquo plâtre. Dans le cas des réflexions internes multiples, la forme d'onde est moins bien retrouvée par l'OG faute d'une description insuffisante.

**Exemple de la réflexion multiple** Pour l'instant les simulateurs déterministes ne réussissent pas toujours à reproduire correctement les signaux NLOS d'un point de vue puissance, notamment faute d'avoir accès à un niveau suffisamment détaillé des parois à traverser. La communauté scientifique s'est mobilisée pour fournir les propriétés électromagnétiques sur les bandes ULB des différents matériaux de construction, on peut citer [YK04], [MJ03] et [ZH99]. On se propose donc d'observer les mécanismes de propagation dans ce genre de situation. La propagation à travers un obstacle possédant une structure complexe et/ou fortement inhomogène occasionne une forte déformation de la forme d'onde ainsi qu'un étalement dans le temps qui ont tous deux des conséquences néfastes sur la qualité de la réception. Un exemple typique de propagation à travers un mur de briques creuses d'épaisseur totale 14 cm et recouvert de part et d'autre d'une épaisseur d'enduit de 0.5 cm, est donné par le scénario NLOS *mur*, Fig.4.17.

Dans ce scénario, la CIR (Fig. 4.18) montre clairement une grappe de trajets multiples provenant des réflexions multiples lors de la traversée du mur où chaque interface génère une onde réfléchie et une onde transmise. En isolant dans le domaine temporel ce groupement d'échos, son spectre montre certes des évanouissements rapides, mais on ne constate pas d'atténuation forte dans une ou plusieurs sous bandes, Fig. 4.19. Ceci dénote d'un comportement des propriétés électromagnétiques du mur faiblement dépendant de la fréquence dans la bande de mesure 2-10 GHz. Les variations rapides observées sur les spectres sont la conséquence d'interférences.

Sur la Fig. 4.20, on visualise la carte de puissance sur la grille de mesure à un instant donné. Le mur est situé à 1.20 m au delà du côté supérieur de la grille. On peut distinguer trois phases. Dans un premier temps, un front d'onde plutôt homogène moitié moins large que l'impulsion en espace libre est visualisé, Fig. 4.20(a). Il correspond aux premières oscillations de l'impulsion qui ne sont pas encore al-

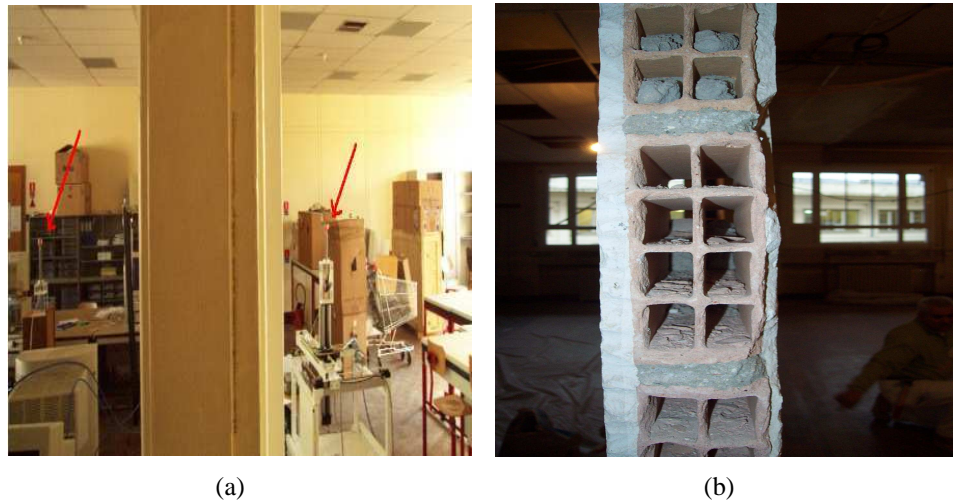


FIG. 4.17: Coupe d'un mur de briques typique générant des réflexions internes multiples. Les flèches rouges sur la figure (a) indiquent la position des antennes.

térées par les réflexions multiples. Ensuite on observe un second groupe d'échos se chevauchant partiellement soit constructivement sur les capteurs des lignes  $y=2$  à  $y=7$  (largeur de 10 cm), soit destructivement sur les capteurs des lignes  $y=13$  à  $y=18$ , Fig. 4.20(b). Enfin dans un troisième temps, on distingue de moins en moins la structure du front d'onde sous l'effet de l'atténuation et du nombre plus important de diffuseurs susceptibles de générer des trajets multiples à mesure que le retard augmente. Dans ce scénario, la puissance totale de la CIR calculée sur chaque capteur de la grille de 40 cm ( $8.\lambda$ ) de côté peut varier du simple à plus du double (+4 dB) selon la position. On constate les phénomènes décrits ci-dessus dans le scénario d'une traversée de bibliothèque (scénario *cloison*).

La simulation de ce genre de problème n'est pas courante dans la littérature ; les logiciels permettant de simuler ces problèmes électromagnétiques (de grandes dimensions par rapport à  $\lambda$  (de l'ordre de  $8.\lambda$ ) mais nécessitant un niveau fin de détails de l'ordre de  $\lambda/5$ ) sont plutôt rares, on citera quand même le simulateur électromagnétique FDTD : EMPIRE [IMS03]. Typiquement pour modéliser une brique de  $40 \times 40 \times 14 \text{ cm}^3$  en utilisant les symétries du problème, on dépasse les 5000 inconnues dès 6 GHz, ce qui rend impossible la modélisation avec le logiciel de simulation électromagnétique WIPL-D basé sur la méthode des moments.

On atteint là un facteur limitant de l'approche déterministe qui dès lors qu'on désire atteindre un certain niveau de précision ou de fidélité avec la mesure, nécessite une description très détaillée (et donc fastidieuse) de l'environnement du scénario.

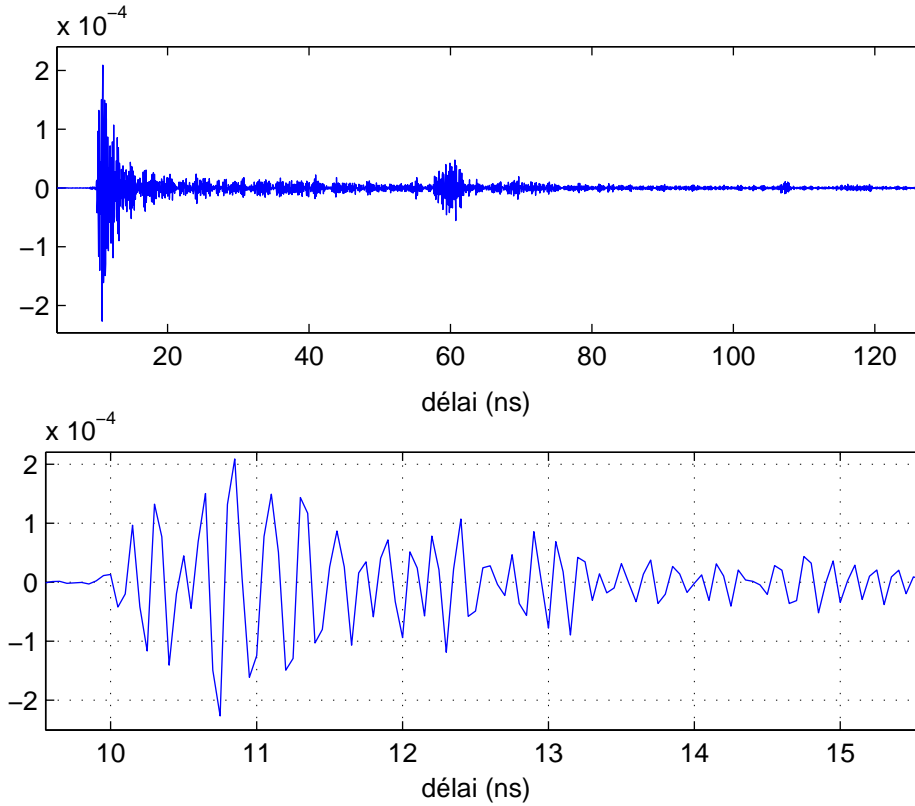


FIG. 4.18: CIR du scénario mur et zoom sur la grappe d'échos provenant de la traversée du mur en briques.

### 4.4.3 Canal intrinsèque

**Déconvolution des antennes de mesure** Le canal intrinsèque peut être défini comme le canal sans antennes ou plutôt indépendamment des antennes de mesure. Plus rigoureusement la réponse impulsionnelle du canal intrinsèque  $h_{intr}$  est définie comme suit :

$$s_{21}(\tau) = h_{Tx}(\theta_{Tx}, \phi_{Tx}, \cdot) * h_{intr} * h_{Rx}(\theta_{Rx}, \phi_{Rx}, \cdot)(\tau)$$

où  $h_{Tx}$  (respectivement  $h_{Rx}$ ) sont les réponses impulsionnelles à l'émission (à la réception) des antennes de mesure et  $*$  est le produit de convolution. Cette dernière équation se traduit dans le domaine fréquentiel comme suit :

$$S_{21}(f) = H(\theta_{Tx}, \phi_{Tx}, f) \cdot H_{intr} \cdot \frac{-j \cdot c}{4\pi \cdot f} \cdot H(\theta_{Rx}, \phi_{Rx}, f)$$

$h_{intr}$  n'a pas de réalité physique cependant cet outil mathématique permet de reconstruire la liaison correspondant à un scénario mesuré mais comportant d'autres

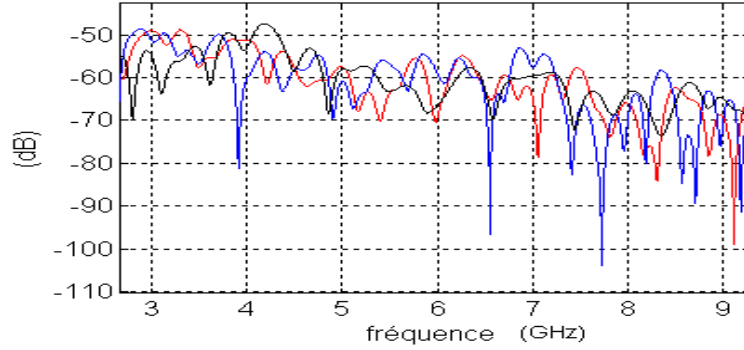


FIG. 4.19: Spectre de la grappe d'échos traversant le mur à incidence normale mesuré au centre (bleu), puis aux extrémités (à 28 cm du centre) de la grille de mesure (rouge) et (vert).

antennes que celles utilisées lors de la mesure. Pour reconstruire cette liaison, il faut d'abord déconvoluer les antennes de mesures, l'hypothèse clé de cette opération repose sur la forte fidélité relative  $FR^{11}$  de l'antenne dans toutes les directions. On rappelle que le diagramme de  $FR_{Tx}$  à -1 dB pour le bicone de mesure est ouvert entre les élévations  $\theta = 40^\circ$  et  $\theta = 120^\circ$ . Cette ouverture contient la très grande majorité des DOA extraites des mesures des différents scénarios. Dans ce cas, il est licite de soustraire (plus rigoureusement de déconvoluer) un comportement moyen de distorsion mesuré en chambre anéchoïque, autrement dit, de faire les approximations suivantes :

$$h_{Tx}(\theta_{Tx}, \phi_{Tx}, \tau) = h_{Tx}(90, 0, \tau) \quad (4.8)$$

$$h_{Rx}(\theta_{Rx}, \phi_{Rx}, \tau) = h_{Rx}(90, 0, \tau) \quad (4.9)$$

Alors  $h_{intr}$  est obtenue par une simple déconvolution de deux signaux monodimensionnels. Pour le scénario *couloir1*, la réponse impulsionnelle mesurée ainsi que la réponse intrinsèque correspondante sont représentées sur la Fig. 4.21. A l'échelle de la réponse globale, les deux réponses se ressemblent car la réponse des antennes bicones est déjà très courte. Par contre à une échelle plus fine, un zoom sur le détail des formes d'ondes permet d'isoler certains des échos qui sont peu ou pas distinguables sur la réponse contenant les antennes, Fig. 4.21(a). Sur la réponse intrinsèque, Fig. 4.21(b), l'écho et son temps d'arrivée sont plus appréciables grâce à la forme d'onde faiblement oscillante du sinus cardinal (spectre

<sup>11</sup>outil de caractérisation défini dans le chapitre 2, permettant de quantifier la variation angulaire de la fidélité d'une antenne.

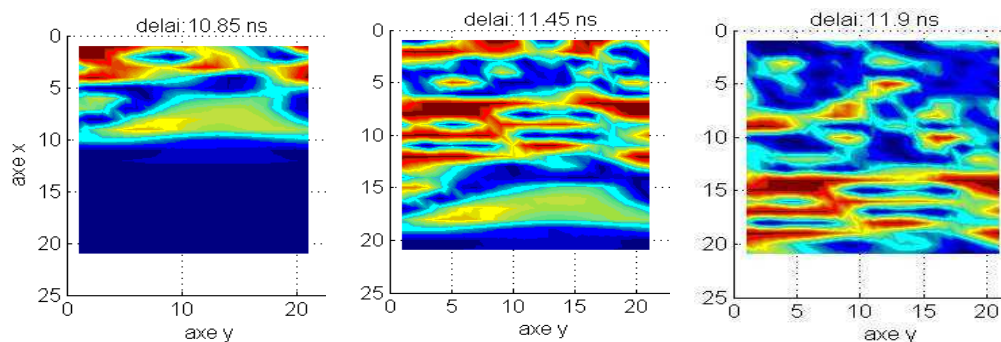


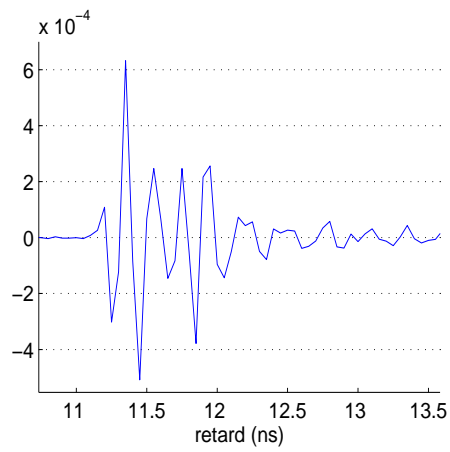
FIG. 4.20: Visualisation des réflexions multiples dans le mur de briques : (a) à 10.85 ns , (b) à 11.45 ns puis (c) à 11.90 ns. (échelle : 1 graduation sur les axes x ou y représente 2 cm).

rectangulaire de la mesure fréquentielle). On peut toutefois noter que sur les bicones, l'opération de déconvolution est moins « spectaculaire » que sur une antenne qui disperse même seulement un peu comme le patch triangulaire.

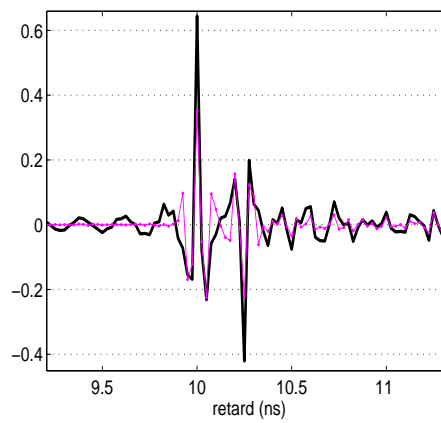
L'intérêt majeur de cette opération de déconvolution réside dans la possibilité de pouvoir réinjecter de nouvelles antennes différentes de celles utilisées lors de la mesure. Dans notre cas, les possibilités de reconstruire n'importe quelle liaison, en re-orientant les antennes de manières quelconques sont limitées car plusieurs restrictions nous sont imposées. D'abord le canal n'a été mesuré que dans une seule polarisation (verticale). Ensuite le réseau virtuel n'a été mesuré qu'à la réception, les angles de départ ne peuvent pas être calculés.

**Conclusion** Ce chapitre décrit la campagne de mesures de canal ULB réalisée au troisième étage du bâtiment de l'ENSTA. Différentes analyses ont mises au jour la complexité et la richesse en termes de trajets multiples du canal intra-bâtiment ULB en fonction des scénarios classés suivant trois grandes catégories : LOS, OLOS et NLOS.

Dans un premier temps, on a montré des résultats décrivant l'étalement de l'énergie dans le temps indépendamment de la notion d'écho et nos résultats ont été confrontés à ceux existants dans la littérature. En effet l'un des objectifs de cette campagne est de vérifier dans quelle mesure les modèles statistiques déjà développés rendent compte des mesures dans d'autres environnements comme dans notre cas : un immeuble des années 30. Puis assez tôt, on considère que la réponse impulsionnelle du canal est composée d'un nombre fini d'échos atténués et retardés dont la forme d'onde est plus ou moins fortement corrélée à la réponse



(a)



(b)

FIG. 4.21: Détails sur deux échos (trajet direct et réflexion sur un mur proche) se chevauchant sur la mesure (a), plus facilement distinguables sur la réponse intrinsèque du canal (forme d'onde en sinus cardinal)(b).

impulsionnelle de la liaison directe entre les deux antennes de mesure. Partant de ce dernier point et de l'hypothèse de fronts d'onde plans sur le réseau de capteurs, on s'est attaché à l'extraction des échos à partir de la détermination conjointe de leur temps d'arrivée et de leur direction d'arrivée sur le réseau virtuel. Par ailleurs en profitant de la résolution spatiale fine (pas  $\lambda_{centrale}/2$ ), l'algorithme d'extraction délivre la forme d'onde moyenne de l'écho traité.

Les distributions angulaires en azimut et en site des angles d'arrivée sont encore peu explorées par les modèles de canaux existants (modèles en majorité scalaires). Nos résultats (une douzaine de scénarios) ne peuvent prétendre à être statistiquement représentatifs, mais permettent tout de même de donner des ordres de grandeurs de dispersion angulaire pondérée (par l'énergie de l'écho) :  $36^\circ$  pour les scénarios LOS et respectivement  $47^\circ$  et  $75^\circ$  pour les cas NLOS ou OLOS. La connaissance du comportement angulaire du canal renseigne sur la pertinence de mise en oeuvre de solutions de type diversité angulaire ou de techniques multi-antennes dans le but d'améliorer la capture d'énergie, point critique de la communication ULB. De plus, sans aller jusqu'à la modélisation, on a montré qu'on retrouve, avec une précision meilleure que 1 dB, l'énergie contenue dans les trajets directs et ceux réfléchis une voire deux fois, en reconstruisant la liaison à l'aide du formalisme défini au chapitre 2 et des coefficients de réflexion de Fresnel.

Un autre objectif de cette campagne est de fournir un certain nombre de réponses de canal mesurées à destination de la communauté et plus particulièrement aux partenaires du projet ULTRAWAVES (Radiolabs), aux membres du laboratoire qui travaillent sur l'estimation de canal, la corrélation spatiale du canal et l'utilisation de techniques multi antennes. Par ailleurs une collaboration a été entreprise avec la société SIRADEL afin de comparer les réponses de canal et les DOA extraites de nos mesures avec la modélisation déterministe de leur simulateur de canal [LGC05] et [?]. Bien qu'exigeant une description fine du scénario, le modèle déterministe a l'avantage d'être approprié à un environnement donné. Il trouve pleinement sa pertinence par exemple pour le positionnement optimal des pseudolytes dans le cadre d'applications de localisation.

Sur la bande 3-10 GHz, l'étude fine des formes d'onde montre qu'elles ne sont pas systématiquement plus altérées en scénario NLOS que dans le cas LOS. Le point déterminant reste l'hétérogénéité de la structure de l'obstacle (mobilier, faux-plafond), en réflexion comme en transmission. En effet les fortes déformations (phénomène de trainée de l'écho) semblent être plus dues à un phénomène de réflexions multiples à l'intérieur même de l'obstacle, qu'à un phénomène de filtrage causé par des propriétés électromagnétiques des matériaux qui se révèlent faiblement dépendantes de la fréquence. Par contre dans le cas d'obstacles suffi-

samment homogènes (paroi de mur en béton, porte en bois) la forme d'onde vue par le récepteur est directement donnée par les fonctions de transfert des antennes constituant la liaison. Ceci justifie donc la caractérisation assez fine de la fidélité des antennes élaborée dans le chapitre 2. Pourtant dans l'étude de l'antenne ULB et de son influence sur la liaison, un dernier point reste à traiter dans le chapitre 5, il concerne l'influence sur les performances de l'antenne, de son intégration sur ou dans son terminal.

# Bibliographie

- [al04] A. Durantini & al. Deliverable ultrawaves d3.1. Technical report, Radiolabs, 2004.
- [BAL89] *Antenna Theory. Analysis and Design*. 1989.
- [CSW02] J.M. Cramer, R. Scholtz, and M. Win. Evaluation of an ultra-wide-band propagation channel. In *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, volume 50, pages 561–570, may 2002.
- [Fhu97] Joseph Fhul. *Smart Antennas for Second and Third Generation Mobile Communications Systems*. PhD thesis, Technical University of Wien, mar 1997.
- [Foe03] J. Foerster. Channel modelling subcomitee final report, ieeep802.15-02/490r1-sg3a. Technical report, IEEE P802.15 Working Group for WPANs, feb 2003.
- [Hög74] J. A. Högbom. Aperture synthesis with a non regular distribution of interferometer baselines. *Astronomy & Astrophysics Suppl.*, 15 :417, 1974.
- [HT03] K. Haneda and J. Takada. an application of sage algorithm for uwb propagation channel estimation. In *IEEE Conference on Ultra Wide Band Systems and Technologies*, pages 483–487, Reston VA, USA, nov 2003.
- [IMS03] IMST GMBH. *User and References Manual for the 3D EM Time Domain Simulator Empire*, Nov 2003. <http://www.empire.de/empire.pdf>.
- [KP02] J. Kunich and J. Pamp. Measurement results and modelling aspects for the uwb radio channel. In *IEEE Conference on Ultra Wide Band systems and technologies*, pages 19–23, Baltimore, MD, USA, may 2002.
- [LGC05] Yves Lostanlen, Grégory Gougeon, and Yoann Corre. An approach to model the ultrawideband multipath indoor radio channel by ray-tracing methods. Bologna, Italy, jan 2005. COST 273 TD(05) 047.

- [Mar98] S. Marcos. *Les méthodes à haute résolution (traitement d'antenne et analyse spectrale)*. Hermès, 1998.
- [MJ03] A. Muqaibel and A. Jazi. A new formulation for characterization of materials based on measured transfer function. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Technique*, 51(8) :1946–1951, aug 2003.
- [MSE05] Wasim Q. Malik, Christopher J. Stevens, and David J. Edwards. Synthetic aperture analysis of multipath propagation in the uwb communications channel. In *IEEE 6th Workshop on Signal Processing advances in Wireless Communications*, 2005.
- [OHI04] I. Oppermann, M. Hämäläinen, and J. Iinatti. *UWB theory and applications*, volume chap. 2 p.18. 2004.
- [Pag05] P. Pagani. *Caractérisation et modélisation du canal de propagation en contexte Ultra Large Bande*. Thèse de doctorat, INSA Rennes, nov 2005.
- [SPW05] Werner Sörgel, Mario Pauli, and Werner Wiesbeck. Directional uwb indoor propagation measurements. In *URSI GA05 Proc.*, page 589, oct 2005.
- [SQEZTF04] F. Sagnard, T. Quiniou, G. El Zein, and G. Thevenin-Foray. Wide-band characterization of building materials for propagation modeling : analysis of dispersion phenomena. In *2004 IEEE 59th VTC 2004-Spring Proc.*, volume 1, pages 239–243, may 2004.
- [Tek] Tektronix, web site : [www.tektronix.com](http://www.tektronix.com). *Real-Time Versus Equivalent-Time Sampling*.
- [YK04] Kanya Yekeh Yazdandoost and Ryuji Kohno. Complex permittivity determination of material for indoor propagation in ultra-wideband communication. In *International Symposium on Communications and Information Technologies 2004 (ISCIT 2004) Sapporo, Japan*, pages 1224–1227, oct 2004.
- [YKW96] Chang-Fa Yang, C.J. Ko, and B. C. Wu. A free space approach for extracting the equivalent dielectric constant of the walls in buildings. National Taiwan Institute of technology, 1996.
- [Zet03] R. Zetik. Ultra-wideband real-time channel sounder design and application. Technical report, COST 273 TD(03) 201 Prague, Czech Republic, 24-26 sep 2003.
- [ZH99] Jietao Zhang and Yi Huang. Extraction of dielectric properties of building materials from free-space time-domain measurement. In *High Frequency Postgraduate Student Colloquium Proc., Leeds, UK*, pages 127–132, 1999.

# Chapitre 5

## Caractérisation de l'incorporation sur terminal multimédia.

### 5.1 Problématique

Une des analyses faites au chapitre précédent, concerne l'effet du canal sur la forme d'onde reçue. Cette forme d'onde est fortement dégradée par des obstacles présentant une structure inhomogène propice aux multi réflexions internes. Ce phénomène se produit avec plus ou moins d'intensité lorsque l'antenne ULB est incorporée dans ou sur le boîtier de l'appareil communicant. Par ailleurs les chapitre 2 et 3 ont abordé l'effet parfois prédominant de l'environnement proche (câble, connecteur) sur le processus de rayonnement des antennes de petite taille. Ce cinquième et dernier chapitre se propose donc de quantifier la dégradation lors de l'incorporation sur terminal à partir de l'analyse de trois critères : la diminution de l'énergie rayonnée, la dégradation de l'omnidirectionalité du diagramme de rayonnement et enfin la dégradation de la liaison provoquée par la distorsion de l'impulsion. Ce dernier critère est mesuré indirectement à l'aide la plateforme de transmission de type DS-UWB réalisée par la société Wisair et acquise par l'ENSTA dans le cadre du projet ULTRAWAVES. L'étude se veut avant tout comparative, en d'autres termes combien et comment dégrade-t-on le bilan de liaison en incorporant l'antenne sur son terminal en comparant à la mesure en espace libre. Le meilleur positionnement sur le terminal n'est pas l'objectif recherché.

## 5.2 Protocole expérimental

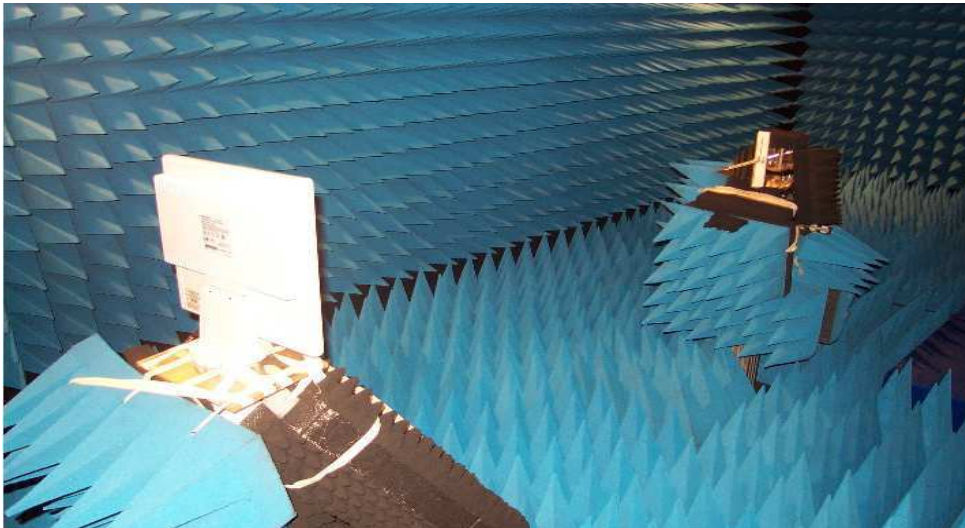
### 5.2.1 Choix expérimentaux

Il paraît clair que la problématique de l'incorporation de l'antenne sur le terminal dépend fortement des contraintes d'encombrement voire d'esthétisme. Parmi les facteurs dégradant la performance d'antenne, on peut citer la proximité des parties métalliques (blindages, câbles), la proximité du corps humain ou encore d'antennes d'autres normes radio ou d'antennes ULB utilisées en diversité. . Dans l'étude qui suit, les terminaux multimédia de « salon » ont été privilégiés d'une part car ils représentent la première application grand public mise sur le marché. D'autre part ce type d'applications requière de très hauts débits, soulevant alors le problème de l'interférence inter-symbole lui-même lié à l'étalement d'une impulsion. Deux appareils multimédia de salon ont donc été étudiés : un écran plat et un magnétoscope. Seuls les résultats concernant l'écran sont présentés par la suite. Afin d'analyser, de quantifier la dégradation des performances lors de l'incorporation de l'antenne, deux types de mesures sont réalisés en chambre anéchoïde puis comparées. La première est la mesure fréquentielle du canal, effectuée à l'aide d'un VNA. Elle permet d'obtenir, après passage dans le domaine temporel, la forme d'onde rayonnée. La deuxième mesure est directement réalisée dans le domaine temporel grâce à la plateforme de démonstration ULB du projet ULTRA-WAVES. Elle donne seulement accès à des performances plus proches des aspects systèmes comme par exemple des taux d'erreurs de trames. Les deux mesures d'un même scénario permettent alors de relier la distorsion de la forme d'onde à la performance de la liaison.

**Description de l'écran plat** Le terminal choisi est un écran plat d'ordinateur de type TFT de 17 pouces de diagonale Fig. 5.1(b) dont la matrice est entièrement protégée par un blindage en aluminium. Deux zones d'incorporation de l'antenne sont testées : à l'intérieur même du pied de l'écran et sur le coin supérieur gauche de la matrice. Le pied de l'écran présente un espace libre d'environ  $15 \times 5 \times 10 \text{ cm}^3$ , relativement spacieux, il autorise des antennes moins compactes voire volumiques, la position de l'antenne est relativement centrale par rapport au boîtier et elle n'implique aucune incidence sur l'esthétisme. Par contre le plastique de type PVC du pied est assez dense, de plus un socle métallique de 15 cm de diamètre joue les rôles de contrepoids et de retour à la terre puisqu'il est relié à la matrice par un ruban métallique (largeur 5 mm) qui passe à proximité de l'antenne.

En ce qui concerne le coin supérieur gauche de l'écran, cette position n'est plus dans le plan de symétrie de l'écran. De plus l'antenne, nécessairement plane, est posée très proche (moins de 5 mm) de la surface du boîtier. En revanche cette

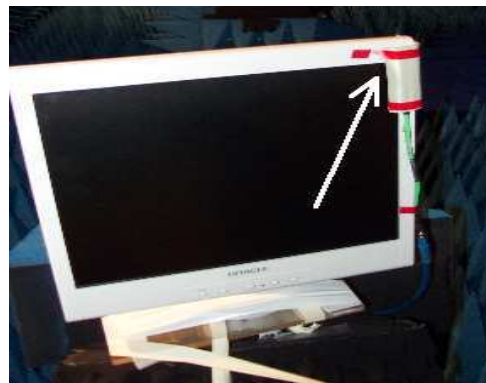
position à l'avantage d'être relativement dégagée puisque situé à une extrémité du terminal, Fig. 5.1(c). L'esthétisme du boîtier est alors légèrement dégradé, mais une incorporation finale sous le boîtier pourrait être envisagée ; c'est pourquoi un radôme en plastique dur simulant celui du boîtier a été posé par dessus l'antenne.



(a)



(b)



(c)

FIG. 5.1: Configuration de la mesure en chambre de l'écran (a). Positionnement de l'antenne ULB (indiquée par la flèche) dans le pied (b) et sur le coin supérieur gauche (c).

L'approche est comparative, deux antennes planaires MSS 3.3.2 et Skycross 1.4.2 sont donc systématiquement mesurées avec et sans le terminal sur lequel elles sont incorporées.

## 5.2.2 Exploitation de la plateforme temporelle

Un moyen de caractériser l'influence de l'antenne ULB sur la liaison directement dans le domaine temporel, consiste à se servir du démonstrateur ULB développé par la société Wisair, dans le cadre du projet ULTRAWAVES. Le démonstrateur implémente la technique de l'étalement de spectre (DS-UWB) sur une bande large de 1.2 GHz, centrée sur une porteuse à 4.78 GHz. L'idée d'origine est d'étudier l'influence de l'antenne sur la qualité de la liaison après l'étape de décision du récepteur. Cette approche, au départ prometteuse, s'est révélée assez délicate à mettre en œuvre pour les raisons pratiques qui suivent. La plateforme de démonstration ULTRAWAVES est composée d'un émetteur et d'un récepteur qui peuvent être vue comme un pont sans fil Ethernet entre deux cartes réseaux de PC, Fig. 5.2. L'inconvénient majeur réside dans l'absence d'accès aux signaux des différentes étapes intermédiaire de la chaîne de communication. Malgré la connaissance précise du fonctionnement de cette plateforme, il a fallu se résigner à approcher cette plateforme comme une boîte noire, connaissant seulement le nombre de paquets Ethernet émis et celui reçus. Ceci a fait l'objet d'une étude dans le cadre du Master de recherche d'Olivier Fafin qui a exploité cette plateforme pour retrouver l'information de SNR de la liaison [Faf05].

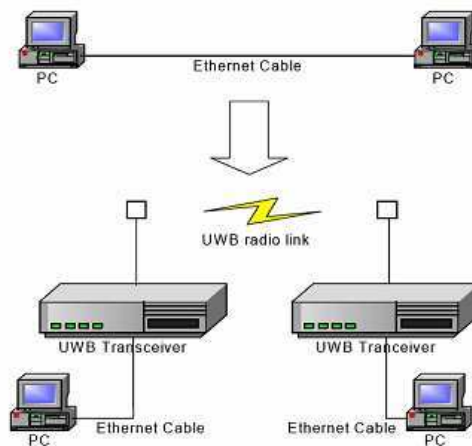


FIG. 5.2: Démonstrateur ULTRAWAVES.

La plateforme délivre seulement l'information de taux de paquets contenant une ou plusieurs erreurs (PER). Ce dernier augmente quand le SNR de la liaison décroît ainsi que lorsque la synchronisation est moins performante. Seulement le SNR en entrée du récepteur n'est pas accessible. Dans le cas présent, on ne peut pas faire correspondre un PER à un SNR de manière absolue. Les mesures ne peuvent donc être interprétées que comparativement par exemple par rapport à une mesure de référence.

L'étalonnage de manière absolue de la courbe du PER en fonction du SNR s'avère inutilisable tant la variance de la mesure est grande dès que le PER dépasse 1%, Fig. 5.3. Ceci impose de se référencer par rapport à un point de fonctionnement significatif et reproductible de la courbe. On choisit le point de « décrochage » à partir duquel le PER prend des valeurs non négligeables (typiquement au dessus 1%). Le protocole bien que fastidieux apporte une précision en SNR (en fait en dB d'atténuation ajoutée) de la liaison de l'ordre du dB. Par exemple la liaison filaire (câble de 50 cm + atténuateur variable) entre l'émetteur et le récepteur, donne un point de décrochage du PER lorsque l'atténuateur variable affiche 58 dB d'atténuation.

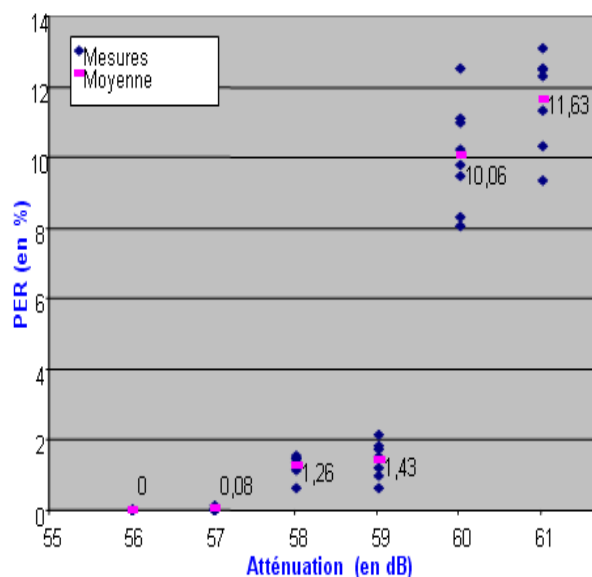


FIG. 5.3: Détermination du point de fonctionnement de référence de la plateforme ULTRAWAVES.

Pour mesurer l'influence des antennes sur la qualité d'une liaison radio, on procède également en cherchant le point de décrochage du PER, en faisant varier des atténuateurs connectés à l'antenne d'émission. On peut alors comparer plusieurs antennes en les connectant successivement à l'émission, tout en conservant la même antenne à la réception (antenne F-probe)<sup>1</sup>, Fig. 5.4. Cependant il faut

<sup>1</sup>L'utilisation du bicône comme antenne de référence en réception de la mesure temporelle, s'est avéré être un choix peu judicieux. Hors de la chambre, cette antenne omni-directionnelle capte tout les multi-trajets et beaucoup d'autres services et rend la mesure dépendante de l'environnement. D'autre part le bicône, bien plus large bande 2-18 GHz, intègre du bruit qui n'est apparemment pas suffisamment filtré dans le récepteur. Un écart de 1.5 dB en faveur des antennes Skycross a été mesuré entre une liaison skycross-skycross et une liaison bicône-bicône, alors que

préciser qu'une différence de  $X$  dB entre le niveau d'atténuation ajoutée entre les deux mesures ne correspond pas forcément à une différence de  $X$  dB entre les deux gains d'antennes. En effet la liaison est aussi dégradée par la dé-synchronisation qui peut influencer significativement le PER. Les résultats qui suivent, tentent de quantifier et de distinguer ces dégradations de liaison introduites par l'antenne et par son environnement direct.

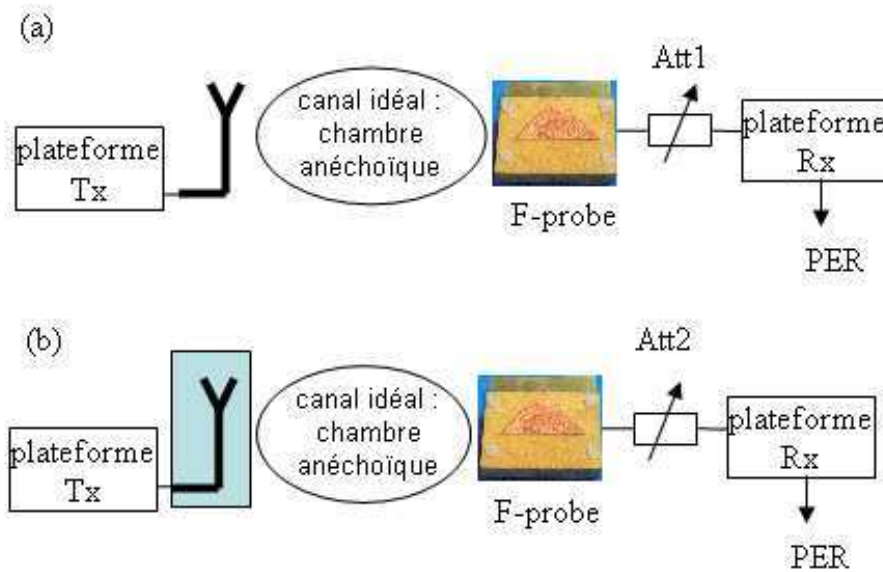


FIG. 5.4: Montage de la mesure comparative à l'aide de la plateforme, (a) antenne sous test seule, (b) antenne sous test incorporée.

### 5.3 Analyses des résultats

L'analyse se présente en deux parties. La caractérisation fréquentielle qui reprend le mode opératoire de la mesure de canal (voir chap. 4.2), permet l'analyse du signal reçu. Par opposition la caractérisation temporelle utilise la plateforme de démonstration, et ne donne accès qu'à des paramètres propres à la qualité de service de la liaison.

---

ce dernier possède 1 dB de gain de plus.

### 5.3.1 Caractérisation fréquentielle

La mesure dans le domaine fréquentiel est réalisée en chambre anéchoïque, sur une bande de 3-10 GHz avec un pas de 0.1 GHz à l'aide de l'analyseur vectoriel de réseaux, Fig. 5.1(a). Elle permet de calculer la fonction de transfert telle qu'on l'a définie au chapitre 2, de l'ensemble « antenne+terminal » en azimut dans le plan horizontal. En vue de la comparaison avec les mesures temporelles de la plateforme, seuls les résultats sur la bande communes 4.2-5.4 GHz sont ici commentés.

#### Incorporation dans le coin de l'écran

**Influence sur l'omnidirectionnalité du rayonnement** Le comportement fréquentiel du diagramme de rayonnement est analysé lorsque l'antenne MSS est montée sur le coin supérieur gauche de l'écran. On observe clairement un secteur angulaire privilégié correspondant plus ou moins à la zone dégagée de l'antenne ( $-45^\circ < \phi < 75^\circ$ ). Dans ces directions, on n'observe pas de creux significatifs synonymes d'interférences. Par rapport au comportement de l'antenne seule (marqueur étoile noire sur la Fig. 5.5, largement omnidirectionnelle sur toute la bande d'étude, l'écran introduit un comportement radiatif faiblement dépendant de la fréquence. L'« écrantage » est moins important pour les fréquences hautes, Fig. 5.5. Sur une bande de 1.2 GHz autour de 4.7 GHz, l'ouverture à -3 dB passe de  $75^\circ$  à 4.2 GHz à  $120^\circ$  à 5.4 GHz ; avec notamment un écrantage arrière beaucoup plus marqué en bande basse qu'à 5.4 GHz.

**Influence de la position sur le coin d'écran** En plaçant l'écran dans le champ proche de l'antenne, on s'attend à une certaine sensibilité du comportement de l'antenne vis-à-vis de sa position le long du bord. Une dizaine de positions ont été mesurées, en translatant l'antenne avec un pas d'environ 5 mm. Afin de visualiser un comportement moyen du rayonnement de chaque position, on observe le diagramme polaire du gain moyen <sup>2</sup> calculé dans la bande 4.2-5.4 GHz, Fig. 5.6.

Afin de s'assurer que le gain moyen est bien représentatif du comportement global de l'antenne, on trace en plus du gain moyen (trait plein), le gain moyen plus l'écart-type du gain fréquentiel dans chaque direction, Eq. 5.1 (pointillés).

$$\sigma_{G(f)} = \sqrt{\frac{1}{N} \cdot \sum G(f)^2 - G_m^2} \quad (5.1)$$

---

<sup>2</sup>On rappelle que les diagrammes de gain moyen et d'énergie rayonnée par une impulsion de spectre rectangulaire apportent, à une constante de normalisation près, la même information, Eq. 4.7.

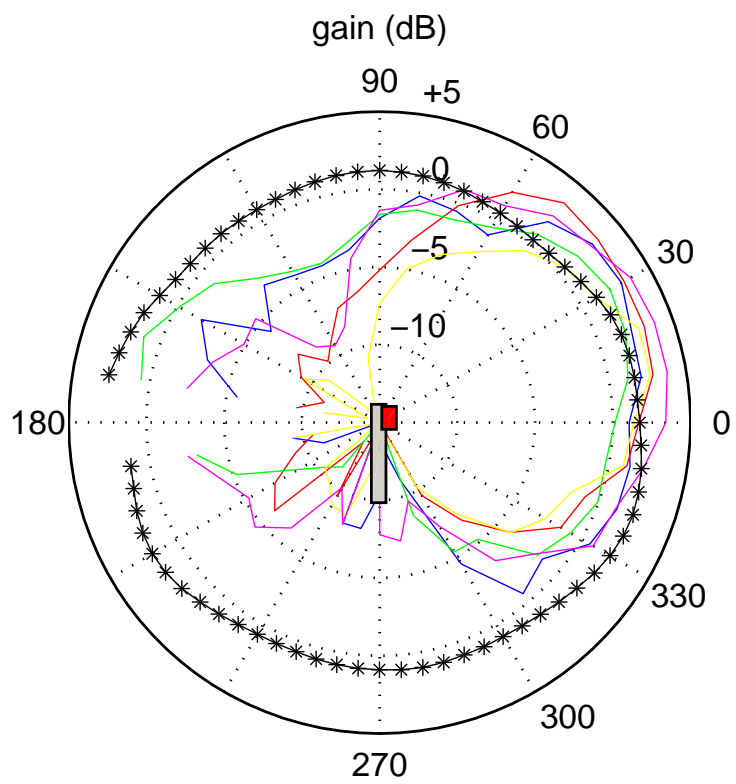


FIG. 5.5: Gain de l'antenne MSS positionnée sur le coin supérieur de l'écran à 3 GHz (jaune), 4.2 GHz (rouge), 4.8 GHz (bleu), 5.4 GHz (vert), 6 GHz (magenta) et gain de l'antenne seule à 4.8 GHz (noir).

Ainsi une différence importante entre les pointillés et les courbes pleines traduit une grande variance du rayonnement selon la fréquence. Cet écart renseigne notamment sur les directions où interviennent les interférences. On observe par exemple des interférences fortes (écart de plus de 4 dB) derrière l'écran. Contrairement à ce qu'on pourrait attendre ce n'est pas dans les directions où le gain est maximal que l'écart type est le plus faible. C'est dans le secteur angulaire normal à l'antenne et l'écran ( $-25^\circ < \phi < +25^\circ$ ) que les écart types sont les plus faibles.

Quelle que soit la position de l'antenne MSS sur le coin, il existe un secteur angulaire « aveugle » (plus de 15 dB d'atténuation) d'environ  $80^\circ$  entre  $220^\circ$  et  $300^\circ$  qui peut pénaliser le choix de cette position. Il est remarquable que ce creux se produise en partie dans des directions où le gain est peu variant en fréquence et en vue directe de l'antenne.

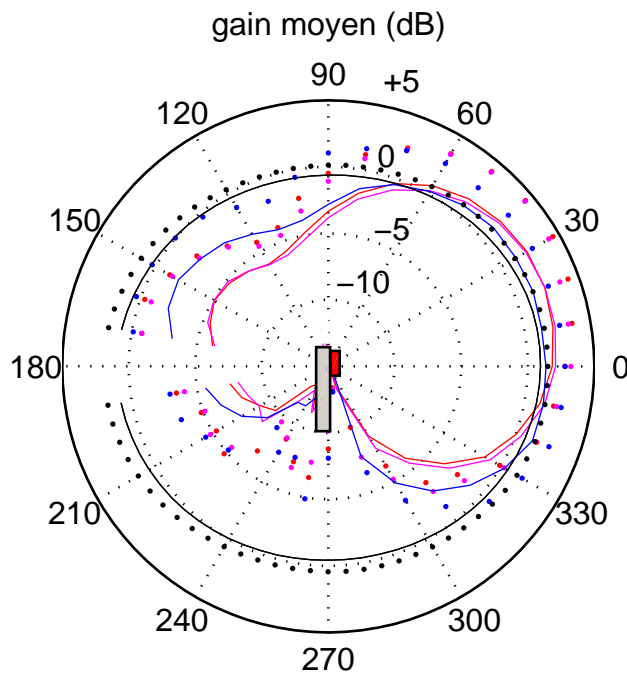


FIG. 5.6: Gain moyen de l'antenne MSS pour plusieurs positions (courbes rouge, bleue, magenta) sur le coin supérieur de l'écran.

**Influence sur la forme d'onde** Le domaine temporel est bien approprié pour observer l'étalement de l'impulsion rayonnée ainsi que d'éventuelles multi-réflexions sur le terminal. A partir de la réponse impulsionnelle mesurée, on trace le signal

rayonné lorsque l'antenne est excitée par un signal possédant une bande passante à -3 dB entre 4.2 et 5.4 GHz, Fig. 5.7. On observe des comportements différents suivant les directions. Bien sûr, on retrouve le comportement du gain moyen observé précédemment dans le domaine fréquentiel. Afin d'analyser directement les effets fréquentiels, les spectres mesurés dans les trois directions d'observation sont tracés sur la Fig. 5.8.

Les formes d'onde sont déformées différemment suivant la direction d'azimut. Dans la direction normale ( $\phi = 0^\circ$ ), la première impulsion très proche de celle rayonnée par l'antenne seule (noir) correspond au trajet direct. Une réplique atténuée mais de même longueur arrive 1.5 ns (45 cm dans l'air) après. Elle correspond probablement à une réflexion sur le pied de l'écran ou le support en plexiglass, Fig. 5.7(a).

Dans la direction  $\phi = 90^\circ$  (côté dégagé de l'antenne), on a commenté précédemment le comportement passe-haut du gain dans cette direction (6 dB d'écart entre la fréquence de coupure basse 4.2 GHz et celle de la coupure haute 5.4 GHz, Fig. 5.8) ce qui se traduit sur l'impulsion par un étalement (plus du double) de sa durée, Fig. 5.7(b).

Dans la direction  $\phi = 270^\circ$ , l'impulsion est certes fortement déformée (sa durée est 33% plus longue) cependant aucune réplique due à la diffraction sur le bord situé dans cette direction, n'est constatée, Fig. 5.7(c).

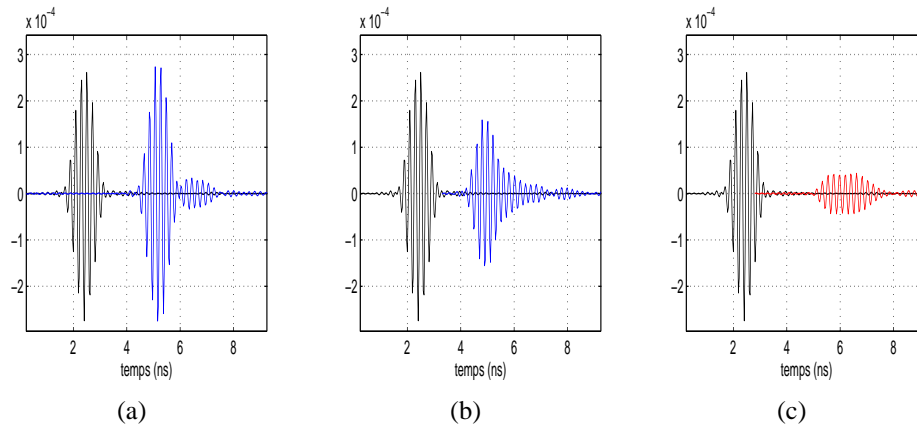


FIG. 5.7: Comparaison des formes d'ondes rayonnées par l'antenne MSS seule (noir) et de l'antenne MSS sur l'écran dans différentes azimuts :  $\phi = 0^\circ$  (a),  $\phi = 90^\circ$  (b) et  $\phi = 270^\circ$  (c).

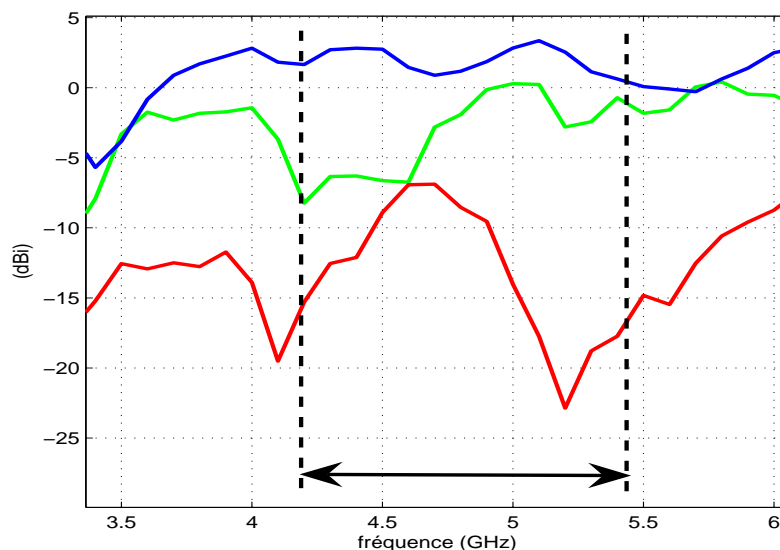


FIG. 5.8: Spectre des signaux (sans pondération par l'excitation dont la bande passante est indiquée par la flèche noire) pour les trois directions :  $\phi = 0^\circ$  (bleu),  $\phi = 90^\circ$  (vert) et  $\phi = 270^\circ$  (rouge).

### Incorporation dans le pied de l'écran

Le scénario d'incorporation d'antenne dans le pied de l'écran plat a été caractérisé à la fois dans le domaine fréquentiel avec le VNA et dans le domaine temporel à l'aide de la plateforme ULTRAWAVES. Dans ce scénario, les antennes sont d'abord mesurées seules, puis positionnées sur le socle métallique (base de l'écran), enfin elles sont incorporées à l'intérieur du pied de l'écran. Ceci permet d'isoler l'effet du socle et du support d'antenne qui modifie légèrement le rayonnement (-1 dB dans l'axe  $\phi = 90^\circ - 270^\circ$ ). Comparé à l'antenne sur le coin, le confinement de l'antenne engendre de fortes interférences dépassant 10 dB d'atténuation en bande étroite et ce dans plusieurs directions. Sur un signal plus large bande, ces évanouissements rapides sont largement atténués en moyenne 3 dB pour 500 MHz de bande instantannée (MB-UWB) et 4.5 dB pour 1 GHz de bande centrée sur 4.7 GHz, Fig.5.9. Alors des directions privilégiées peuvent être dégagées. Le blindage de la matrice de l'écran joue ici un rôle prépondérant en atténuant de 5 dB en moyenne le rayonnement dans les directions devant l'écran ( $\phi < 90^\circ$  et  $\phi > 270^\circ$ ) alors que cette atténuation n'est que de 1 dB dans les directions arrières. Le creux à  $\phi = 100^\circ$  correspond vraisemblablement à l'effet du ruban métallique qui passe dans le pied.

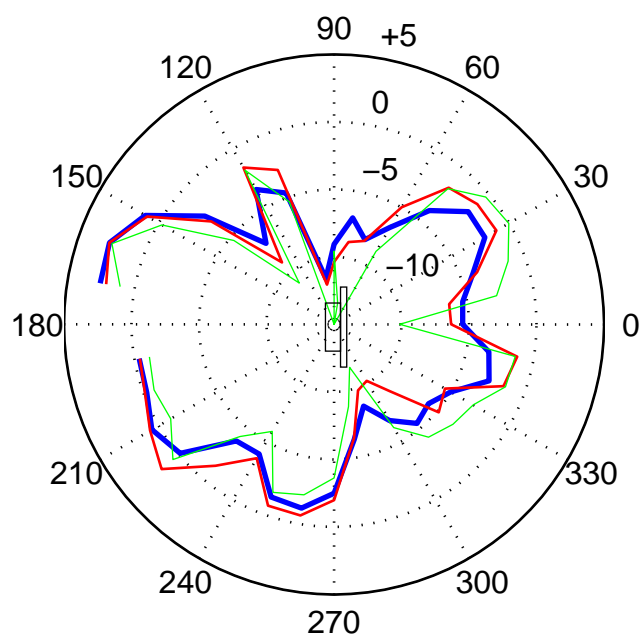


FIG. 5.9: Gain moyen en azimuth de l'antenne MSS dans le pied de l'écran pour différentes largeur de bande : 100 kHz (vert), 500 MHz (rouge) et 1.2 GHz (bleu).

Une forte influence de la position de l'antenne dans l'écran est observée. Au vue des résultats concernant le rayonnement, les gains moyens sur 1.2 GHz de bande, sont tracés pour huit positions d'antenne décallées de quelques millimètres à l'intérieure du pied. Malgré le moyennage fréquentiel et la proximité des positions (rectangle de 6x3 mm<sup>2</sup>), on observe une grande variance (jusqu'à 6 dB d'écart) du gain moyen selon la position de l'antenne, Fig. 5.10.

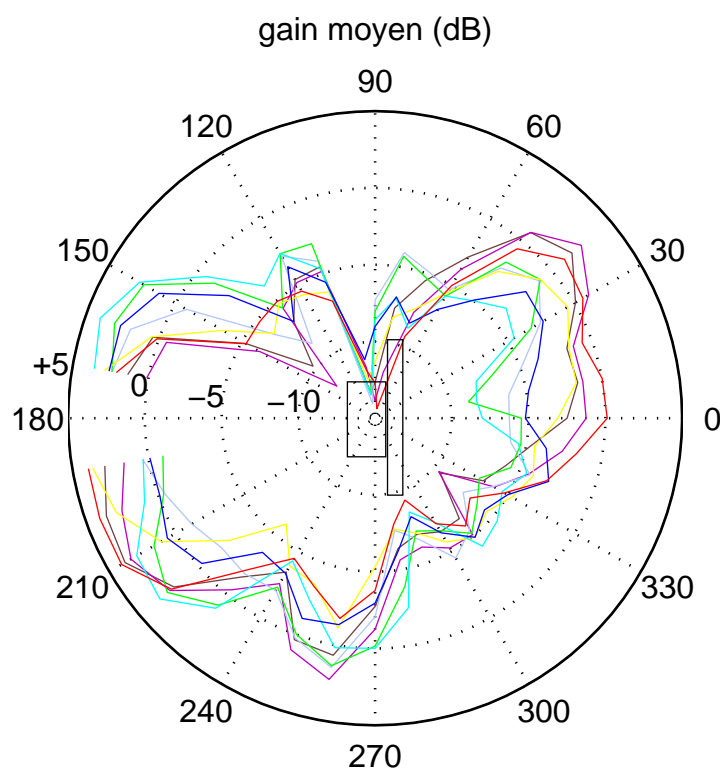


FIG. 5.10: Gain moyen pour huit positions de l'antenne MSS placée dans le pied de l'écran.

### 5.3.2 Caractérisation temporelle

**Influence sur les formes d'ondes** Comme dans le scénario précédent, les impulsions rayonnées sont plus ou moins déformées suivant la direction d'observation, Fig. 5.11. Quelle que soit la direction, l'impulsion rayonnée résulte du chevauchement plus ou moins important de deux ou plusieurs trajets. Par exemple dans la direction  $\phi = 0^\circ$ , le chevauchement du trajet direct et de la réflexion sur le

blindage induit un zéro de l'enveloppe rayonnée à 1.2 ns après le début du signal, Fig.5.11(a). Il est important de noter que les différences de marches entre trajets sont petites vis-à-vis de la durée du signal. Ce dernier point est très important pour comprendre la dégradation de la forme d'onde rayonnée lors de l'incorporation de l'antenne. Dans la plupart des directions, le support temporel de l'impulsion rayonnée est plus que doublé par rapport à celui de l'excitation. Celà joue inévitablement sur le niveau d'interférence inter-symboles ainsi que sur la qualité de la synchronisation du récepteur.

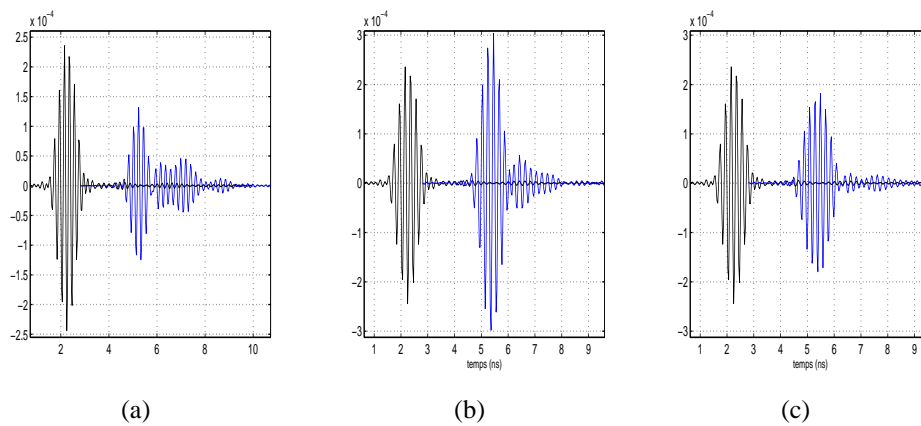


FIG. 5.11: Comparaison des formes d'ondes rayonnées de l'antenne seule (noir) et de l'antenne dans le pied de l'écran, dans différents azimuts :  $\phi = 0^\circ$  (a),  $\phi = 170^\circ$  (b) et  $\phi = 270^\circ$  (c).

Pour les mesures avec l'antenne SKYCROSS, on observe les mêmes phénomènes de distorsion (chevauchement de plusieurs signaux et allongement du support temporel d'un facteur 2 en moyenne) des impulsions rayonnées.

**Mesure avec la plateforme** Dans un premier temps une mesure du point de décrochage du PER de l'antenne MSS seule, est réalisée en chambre anéchoïque suivant le protocole décrit ci-dessus 5.2.2 dans la direction  $\phi = 0^\circ$ . Le décrochage du PER d'une liaison en espace libre, intervient pour une valeur de 66.6 dB d'atténuation. Le but étant de se servir de cette valeur de référence pour mesurer la dégradation de la liaison lors de l'incorporation dans l'écran.

Par la suite, l'antenne est incorporée dans le pied de l'écran à une position donnée. Cette configuration (sans les atténuateurs) est également mesurée avec le VNA dans les plans d'accès de la plateforme. Le point de décrochage est recherché en faisant varier l'atténuateur variable de la liaison, Fig. 5.4. Il intervient pour une valeur d'atténuation de 60.6 dB soit 6 dB de moins que pour la liaison

de l'antenne sans l'écran. Comme on l'a expliqué auparavant, cette dégradation de performance de la liaison ULB de 6 dB n'est pas directement comparable à la perte de 3 dB de gain moyen mesuré au VNA dans cette direction.

Cet écart de -3 dB dans la mesure temporelle trouve son explication dans la stratégie de récupération de l'information par le récepteur DS-UWB. La distorsion des formes d'ondes rayonnées et notamment l'allongement de leur durée, diminuent l'efficacité des étapes de désétalement de la séquence PN et de la synchronisation. En effet l'émetteur envoie une séquence d'impulsions appelées *chips*, les unes à la suite des autres sans temps de garde entre chaque chip. Chaque *chip* est déformé et allongé lors du passage dans l'écran et se chevauche avec le *chip* qui suit, ce qui nuit à l'efficacité de la corrélation au niveau du récepteur. La synchronisation est à la fois cruciale pour optimiser la détection et en même temps intrinsèquement délicate à réaliser en ULB. Elle est réalisée à trois niveaux différents (symbole, trame et code). Retenons seulement que l'une de ces étapes est basée sur la recherche d'un maximum de corrélation.

**Conclusion** Dans ce chapitre une approche pragmatique a consisté à considérer non plus l'antenne ULB seule mais plutôt l'antenne incorporée ou intégrée dans la chaîne de transmission d'une application. Le système *antenne-terminal* a été étudié et la dégradation des performances de cet ensemble a été quantifié par comparaison avec l'antenne seule. Les positions étudiées ont été choisies pour leur discrétion vis-à-vis de l'esthétisme d'un terminal multimédia de type haut débit : un écran plat dans le cadre d'un scénario omnidirectionnelle. Deux types de mesures ont été réalisées : une mesure dans le domaine fréquentiel et une mesure avec la plateforme temporelle du projet ULTRAWAVES. La mesure fréquentielle de l'interaction antenne-terminal permet d'observer la dégradation en terme de gain et de distorsion des formes d'ondes rayonnées. On constate suivant la position de l'antenne sur le terminal, des pertes en gain qui varient entre 0 et 15 dB. La position de l'antenne est bien sûr fortement influente sur le diagramme de rayonnement de l'énergie rayonnée. Pour une intégration dans un coin supérieur de l'écran on conserve un gain moyen supérieur à -5 dBi sur un secteur angulaire de 135° décalé du côté de l'antenne de 30° par rapport à la normale de l'écran.

Pour une intégration centrale dans le pied de l'écran, ce secteur angulaire diminue en ouverture (90°) légèrement décallé de 15° par rapport à la normale, ceci dans le meilleur des cas. En effet on a observé une variance importante du gain moyen (jusqu'à 6 dB d'écart) pour des variations locales de la position de l'antenne dans un espace de quelques cm<sup>2</sup> à l'intérieur du pied. Cette variance trouve son origine physique dans la proximité de diffuseurs et notamment du blindage de l'écran. C'est justement ce blindage qui favorise le rayonnement derrière l'écran au profit des directions du côté façade.

On sent bien que l'optimisation de l'intégration dépend largement de l'environnement proche de l'antenne et est donc fortement dépendante de la forme et de la constitution de chaque terminal. La simulation peut donc être un moyen plus efficace de trouver cet optimum. Or actuellement peu de simulateurs électromagnétiques sont appropriés pour résoudre efficacement des problèmes relativement volumineux dans des temps raisonnables. On citera tout de même les travaux de D. Manteuffel & al. [HMMV<sup>+</sup>04] qui, à l'aide du simulateur FDTD EMPIRE, fournit l'exemple d'une antenne de type monopole ULB, intégrée dans un châssis de lecteur DVD.

Bien que difficilement exploitable pour nos besoins, la plate forme de démonstration ULTRAWAVES a permis de fournir des ordres de grandeur de dégradations de performances de liaison ULB lors d'intégration d'antenne dans son terminal. Une dégradation de liaison équivalente à une perte de 6 dB de gain a été mesurée et comparée à une dégradation de 3 dB du gain moyen de la même liaison mesurée à l'aide du VNA. Cet écart de 3 dB s'explique en partie par une dégradation de la détection et de la synchronisation dues à la distorsion (chevauchement et allongement) des formes d'ondes rayonnées. En effet la mesure fréquentielle du gain complexe permet de retrouver les formes d'ondes rayonnées dans les différentes directions d'azimut, et d'observer les effets de filtrage et de chevauchement des réflexions internes dans ou sur l'écran.

Concernant les deux antennes testées, aucune différence notable de dégradation supplémentaire n'a été constatée pour l'une ou l'autre antenne.

L'intégration de l'antenne sur ou dans son terminal apporte inéluctablement une modification du champ proche qui se traduit en terme directionnel à la fois sur le gain mais aussi sur la distorsion. Cet effet de distorsion est largement prépondérant par rapport à celui ajouté par l'antenne seule. Le concepteur d'antenne doit donc être conscient de cette dégradation, il est vrai, plus ou moins importante suivant la position et le type de terminal. Ce dernier point va donc plutôt dans le sens d'un allègement des contraintes concernant la stabilité du gain et la dispersion de l'antenne ULB destinée à être intégrée.

# Bibliographie

- [Faf05] O. Fafin. Influences des antennes et du canal sur les performances d'un démonstrateur ulb. Master's thesis, ESIEE, 2005.
- [HMMV<sup>+</sup>04] D. Heberling, D. Manteuffel, M. Martinez-Vasquez, M. Geissler, and O. Litschke. Small antennas for mobile and ultra-wideband communication. In *JINA 04 Proc.*, nov 2004.



# Conclusion

Ces quatre dernières années ont connu un important développement des travaux de recherches tant académiques qu'industrielles concernant la technologie ultra large bande. Cette technologie originale à plus d'un titre dans le paysage des radiocommunications est notamment pressentie pour répondre aux besoins des communications sans fil à très haut débit des applications grand public. C'est dans ce contexte que se place ce travail de thèse sur la conception et l'analyse des performances de l'antenne seule puis dans son environnement.

Quelle que soit la modulation (DS-UWB ou MB-UWB) utilisée, la technologie ULB est caractérisée par la largeur du spectre qu'elle occupe instantanément. C'est avant tout cette largeur de bande de fonctionnement qui régie la conception de l'antenne ULB, même si à plusieurs reprises dans ce mémoire, certaines contraintes ont été soulignées et interviennent seulement pour l'une ou l'autre modulation.

Le premier chapitre a montré l'excellent positionnement de la technologie ULB dans le contexte applicatif des radiocommunications de proximité en terme de coût et de performance. Un historique de la technologie ULB a permis d'expliquer la situation actuelle du développement des communications ULB dans le monde. Par ailleurs les aspects de réglementation et de standardisation ont été soulignés comme principaux freins à la mise en place rapide de l'ULB très haut débit sur le marché, notamment en Europe. Ce premier chapitre présente un état de l'art des différentes catégories d'antennes ULB pour les communications, état de l'art qui s'est largement épaissie depuis le commencement de cette thèse, preuve de l'intérêt de la communauté pour cette problématique.

La première étape de notre démarche scientifique a consisté à chercher comment décrire l'antenne ULB de manière pertinente et efficace. Un rapide tour d'horizon des différentes métriques utilisées pour décrire les performances d'antennes, a permis de constater leur partielle inadéquation à les décrire sur plusieurs octaves. Un moyen de contourner ce problème est de passer dans le domaine temporel, et de travailler avec la réponse impulsionnelle de l'antenne, peu usuelle chez les an-

tennistes. Celle-ci contient à la fois l'information de gain et de phase introduite par l'antenne. En effet la visualisation de phénomènes dans le domaine temporel écrase sensiblement les variations fréquentielles du gain, par contre elle met en relief les effets de dispersion de phase. Aussi un formalisme a été posé et pensé pragmatiquement en accord avec la base de mesure fréquentielle d'antennes ULB développée en parallèle au laboratoire. Ce formalisme permet de distinguer ce qui se passe à l'émission, de l'effet de l'ouverture équivalente à la réception ; montrant au passage que la même antenne ULB se comporte différemment à l'émission et à la réception. A partir de ce formalisme, des outils de caractérisation des antennes en temporel ont été définis (gain temporel pondéré, fidélité angulaire relative...). Le critère de fidélité de l'antenne a été traduit en terme de perte sur le SNR d'une liaison utilisant un corrélateur entre le signal reçu et une forme d'onde de référence. Ceci permet au concepteur du système d'intégrer le comportement angulaire de l'antenne dans son bilan de liaison de manière pertinente.

Il est en effet utile, pour le concepteur d'antennes ULB, de disposer d'outils d'analyse et de comparaison du comportement des antennes, permettant d'apprécier le degré de gravité de leurs imperfections en rapport avec leur utilisation pour une application donnée.

Les critères de performances définis au chapitre 2, ont été utilisés dans le chapitre 3 qui rassemble la conception et l'analyse de plusieurs antennes ULB. Pour répondre aux contraintes de coût et d'encombrement des applications multimédia grand public, trois versions d'un monopôle plan à alimentation double ont été déclinées dans différentes technologies, en visant la bande FCC (3.1-10.6 GHz) comme bande de fonctionnement. Chacune de ces trois versions se positionne dans différentes zones du compromis encombrement/simplicité de fabrication (coût)/performance. Ainsi la dégradation de performances entre une structure triplaque de  $4 \times 2.4 \text{ cm}^2$  et une structure plus simple en microruban de  $3.3 \times 2 \text{ cm}^2$ , a pu être quantifiée. L'omni-directionnalité en azimuth de ces structures a particulièrement été étudiée et comparée. Trois modes de rayonnement ont été mis en évidence suivant la fréquence. Il en résulte que pour toutes ces structures purement planaires, l'omni-directionnalité (à -3 dB) n'est plus assurée dans le plan de l'antenne une fois passé l'octave. Dans ce même plan, un comportement proche d'une antenne à ouverture a également été montré lorsqu'on aborde la deuxième octave (au delà de 10 GHz). Par ailleurs, en se servant de ce dernier mode de rayonnement, on a démontré la faisabilité de retrouver une omni-directionnalité quasi-parfaite en azimuth et de regagner du gain (+1.5 dB de gain moyen), en plaçant des éléments rayonnants perpendiculairement au plan du monopôle ; ceci étant bien sûr au dépend de la planarité de la structure.

La connaissance du canal de propagation ULB est nécessaire avant toute concep-

tion d'un nouveau système de radiocommunication. L'antenniste est doublement concerné par la problématique du canal ULB : fournir les antennes de mesure et connaître le comportement dispersif du canal afin de pouvoir poser des contraintes adaptées sur les antennes. Un premier travail a consisté à concevoir les antennes répondant aux contraintes de la mesure de canal ULB. Deux antennes à symétrie cylindrique ont été conçues et réalisées. Le bicone ULB, adapté sur 2.7-18 GHz a montré de bonnes performances en terme de stabilité du lobe (en ouverture et pointage horizontal) sur plusieurs octaves et une parfaite omni-directionnalité en azimuth grâce à son alimentation axiale. Cette antenne a été utilisée dans plusieurs campagnes de mesure de canal au laboratoire de l'ENSTA et chez les partenaires du projet ULTRAWAVES, ainsi que pour divers études en l'ULB. De plus on a montré que cette antenne distord faiblement les signaux qu'elle reçoit, et elle le fait de la même manière quelle que soit la direction d'arrivée de l'écho. Cela autorise la déconvolution d'un comportement moyen en vue de retrouver le canal intrinsèque (c'est-à-dire sans antennes).

Les résultats de la campagne de mesures fréquentielles du canal intra-bâtiment réalisée dans les locaux de l'ENSTA sont présentés dans le chapitre 4. Contrairement à la majorité des analyses présentes dans la littérature qui sont plutôt de type statistique, une approche plus proche de l'étude déterministe a été conduite afin d'isoler certains phénomènes propagatifs. Un algorithme d'extraction d'échos fondé sur l'algorithme « Retarde et Somme » permet la détermination conjointe de la date et de la direction d'arrivée (en azimuth et en site) de l'écho. Il tire profit de l'excellente résolution temporelle offerte par la bande ULB et permet aussi de retrouver la forme d'onde moyenne de l'écho. L'étude des formes d'ondes a montré que leur distorsion n'est pas forcément plus importante dans les scénarios NLOS. La distorsion est principalement apporté par les réflexions multiples internes lors de la transmission ou bien de la réflexion par un obstacle hétérogène (mur en briques creuses, mobilier). Les résultats de ces mesures et de leur analyse ont donné lieu à une collaboration avec la société SIRADEL qui les a utilisés pour évaluer la pertinence de leur simulateur de canal ULB déterministe.

Toujours dans le soucis d'analyser la performance d'antenne dans son environnement, ce travail de thèse présente dans son dernier chapitre, les dégradations apportées lors de l'intégration de l'antenne sur ou dans un écran plat. L'analyse de la dégradation du diagramme de rayonnement en azimuth a montré des secteurs angulaires « aveugles » de plusieurs dizaines de degrés, suivant que la position de l'antenne soit décallée dans un coin de l'écran ou bien dans une position centrale à l'intérieur du pied. Il ressort de cette étude que les parties métalliques même éloignés de l'écran favorise les réflexions multiples internes. Ceci a pour effet direct d'allonger jusqu'à un facteur trois la durée de l'impulsion rayonnée. Des tests sur le démonstrateur de type DS-UWB du projet ULTRAWAVES ont montré que cet

allongement est un facteur important de dégradation de la qualité de la détection. Ainsi dans le cas d'application très haut débit, l'intégration de l'antenne sur le terminal est donc un point à surveiller en aval (ou pas) du travail de conception de l'antenne seule.

**Perspectives** On peut dégager deux grandes voies de poursuites à ce travail de thèse.

La première concerne l'extraction des échos et de leur direction d'arrivée afin de réellement modéliser l'aspect spatio-temporel du canal ULB. Notre étude des distributions angulaires n'a concerné qu'une douzaine de scénarios et n'est pas forcément représentatif d'une application de communication haut débit grand public. L'idée serait donc d'extraire les DOA et TOA sur une mesure ULB pour ensuite décliner un modèle de canal non plus scalaire mais tenant compte des distributions angulaires fournies par les mesures. L'intérêt est triple, il permet de fournir des modèles spatio-temporelles de canaux susceptibles d'intéresser les systèmes MIMO ULB, les systèmes de localisation ULB, voire les autres services bande étroite en déclinant le modèle sur une sous bande tout en conservant les DOA et TOA qui ne dépendent pas fortement de la fréquence. La difficulté consiste à améliorer l'algorithme d'extraction qui pour l'instant supporte mal les scénarios très dense en trajets multiples ainsi que les scénarios où la corrélation spatiale est faible sur la grille de mesure (SNR trop bas).

Une autre voie de poursuite concerne plus spécifiquement les antennes pour les applications de communications ULB. Ce travail de thèse a principalement traité le cas d'antennes fonctionnant sur la bande 3.1-10.6 GHz et en mode impulsionnel. Or l'évolution de la réglementation semble suggérer plutôt l'utilisation de bandes de fréquence plus étroites de l'ordre de quelques GHz, ce qui est moins contraignant pour le concepteur. Ces décisions affectent lourdement la pertinence de l'ULB impulsionnel très haut débit, mais posent de nouvelles problématiques aux concepteurs d'antennes ULB, voici quelques perspectives de travaux. L'application des stratégies de « Détection et Evitement » peuvent faire intervenir des antennes dont la fonction filtrante serait pilotable. De plus des réseaux d'antennes ULB permettant de la formation de faisceau deviennent envisageables sur la bande haute pour des encombrements compatibles avec un terminal portable. La difficulté consiste à rester dans des coûts et une complexité comparables à ceux des services concurrents.

## Liste des tableaux

2.1	Fidélité et indicateurs de variations fréquentielles pour une approche normalisée. . . . .	60
2.2	Fidélité et indicateurs de variations fréquentielles pour une approche sur une bande commune. . . . .	61
2.3	Influence de la dispersion sur la fidélité, mise en relief par la linéarisation de la phase de la fonction de transfert de l'antenne. . .	62
2.4	Influence sur le SNR, d'un creux dans le gain d'une antenne des antennes de la liaison. . . . .	69
2.5	Influence sur le SNR de la liaison, d'un gain atténué aux extrémités de la bande. . . . .	69
4.1	Aperçu de l'état de l'art de la mesure du canal ULB intra-bâtiment.	124
4.2	Récapitulatif des caractéristiques du banc de mesure de canal ULB.	126
4.3	Description des scénarios mesurés. . . . .	128
4.4	Répartition temporelle des trajets multiples. . . . .	135
4.5	Répartition de l'énergie contenue dans les trajets multiples suivant les catégories de scénarios. . . . .	137
4.6	Répartition angulaire moyenne des trajets multiples selon la catégorie des scénarios. . . . .	152
4.7	Comparaison pour différents échos, de l'énergie mesurée avec la prévision de l'optique géométrique. . . . .	155



# Table des figures

1	Organisation du mémoire. . . . .	7
1.1	Applications types des communications de proximité . . . . .	10
1.2	Positionnements de la technologie ULB par rapport aux technologies concurrentes en terme de débit et de portée. . . . .	14
1.3	Convergence des secteurs. . . . .	15
1.4	Masque d'émission pour les communications ULB (densité moyenne de p.i.r.e. (dBm/MHz)), autorisées par la FCC (rouge), par l'ETSI (bleu) et limite d'émission non intentionnelle (pointillé noir). . . . .	19
1.5	logo du projet ULTRAWAVES . . . . .	23
1.6	logo du projet PULSERS . . . . .	25
1.7	Schémas des premières antennes large bande [16]. . . . .	27
1.8	Antenne log-périodique et sa réponse impulsionnelle dans la direction du lobe. . . . .	28
1.9	Antenne quasi-cornet et son ROS. . . . .	29
1.10	Antenne patch triangulaire et son ROS [29]. . . . .	30
1.11	Antenne semi-directionnelle à lentille diélectrique. . . . .	30
1.12	Dipôles elliptiques. (a) influence de l'ellipticité [34], (b) version à alimentation non-équilibrée [35]. . . . .	32
1.13	Antenne Skycross et son ROS [36]. . . . .	33
1.14	Antenne céramique miniature et son ROS [37] . . . . .	33
1.15	Antenne magnétique nœud papillon et son ROS [39]. . . . .	34
1.16	Antenne « filtrante » et son ROS. . . . .	34
2.1	Protection des supports d'antennes par des absorbants. . . . .	43
2.2	Structure de la LPDA (alimentation contre directive) et visualisation en temporel de la dispersion sur sa réponse impulsionnelle. . . . .	45
2.3	Mesure d'antenne en chambre anéchoïde. . . . .	46
2.4	Schéma bloc de la déconvolution de la mesure. . . . .	46
2.5	Gain réalisé du cornet mesuré (magenta), données du constructeur (croix noires). . . . .	48

2.6	Résultats de simulation du cornet TEM ; dimensions, $S_{11}$ , gain ordinaire en fonction de la fréquence. . . . .	49
2.7	Signal $s_{11}$ de l'antenne MSS dans le domaine temporel et dimensions de l'antenne. . . . .	51
2.8	Schéma d'une antenne à l'émission excitée par un signal incident $a_1$ fournie par une source d'impédance interne $Z_c$ . . . . .	53
2.9	Schéma d'une antenne à la réception illuminée par une onde plane incidente selon la direction $-\mathbf{k}$ . . . . .	55
2.10	Schéma de deux antennes en transmission. . . . .	55
2.11	Fidélité du bicone à $\theta = 90^\circ$ (noir) et de l'antenne LPDA dans son lobe (tiret bleu), en fonction de la largeur de la bande de l'impulsion d'excitation. . . . .	63
2.12	Modèle de liaison ULB. . . . .	64
2.13	Schéma de la liaison où l'antenne Tx décrit son élévation. . . . .	65
2.14	Comportement angulaire du SNR normalisé, corrélation sans (rouge) et avec (noir) prise en compte de la distorsion des antennes ; (gauche) cas d'une antenne qui distord peu, (droite) cas d'une antenne qui distord fortement. . . . .	65
2.15	Comparaison des comportements angulaires de différentes métriques : gain pondéré (rouge), SNR (noir), $FR_{Tx}$ (bleu) et $FR_{Tx}^2$ (cyan), de l'antenne Fprobe. . . . .	66
2.16	Comportement angulaire de $\Delta$ SNR normalisé (point noir) et son gain pondéré (rouge) par une impulsion contenue : sur la bande d'usage de l'antenne 3-6 GHz (gauche) , sur la bande FCC (droite). . . . .	68
3.1	Monocône et son radôme en mousse en arrière plan. . . . .	76
3.2	Troncatures et parties du cône à optimiser. . . . .	77
3.3	Sensibilité de l'adaptation au positionnement du monocône dans le connecteur SMA femelle. $h = 7.2$ mm et $\Delta h = 0$ mm (noir), 0.3 mm (bleu), 1.3 mm (vert), 2.3 mm (magenta). . . . .	78
3.4	Influence de la forme de la partie supérieure sur le paramètre $S_{11}$ . . . . .	79
3.5	ROS du monocône mesuré (bleu) et simulé (rouge). . . . .	80
3.6	Gain réalisé maximal simulé (vert), mesuré (rouge). . . . .	81
3.7	Gain réalisé mesuré : (a) en élévation, (b) en azimut dans la direction du lobe principal ( $\theta = 45^\circ$ ). 3 GHz (bleu), 4.5 GHz (cyan), 6 GHz (vert), 7.5 GHz (orange), 9 GHz (jaune). . . . .	82
3.8	Comportement angulaire de la phase du monocône. (a) phase du champ rayonné : à $\theta = 30^\circ$ (bleu), à $\theta = 60^\circ$ (noir), à $\theta = 0^\circ$ (rouge). (b) $\sigma\tau_{tg}$ en fonction de l'élévation. . . . .	83

3.9	(gauche) Gain moyen en élévation du monocone : sur la bande 3-6 GHz (bleu), sur la bande 3-10 GHz (tiret rouge) et pondéré par le spectre d'impulsion sur la bande FCC (croix magenta). (droite) : Réponse impulsionnelle du monocone dans la direction $\theta = 60^\circ$ .	83
3.10	Photo du prototype.	84
3.11	Evolution de la géométrie par conformation du plan de masse	85
3.12	Carte du champ proche sur la coupe méridienne d'un demi bicone, à 3.2 GHz (comportement normal)(a) et à 3.4 GHz (influence néfaste de la portion de coaxial qui résonne à $\lambda/4$ en (b).	86
3.13	$S_{11}$ mesuré (bleu) et simulé (rouge).	87
3.14	Diagramme de rayonnement du bicone en élévation (a), en azimut (b); 3 GHz (astérisques verts), 4.5 GHz (bleu), 6 GHz (croix magentas), 7.5 GHz (points rouges).	88
3.15	Gain moyen en élévation du bicone : sur la bande 3.1-10.6 GHz (gauche). Réponse impulsionnelle du bicone dans la direction $\theta = 90^\circ$ (droite).	89
3.16	Fidélité relative $FR$ du bicone en élévation.	89
3.17	Bicone monté sur son support et ses protections (radôme et coque).	90
3.18	Monocône à profil bas, (a) ses dimensions, (b) ROS, (c) gain ordinaire en élévation (demi-représentation).	91
3.19	Monopôle plan dérivé du demi-cercle sur un plan de masse horizontal de 10 cm.	92
3.20	Influence sur le $S_{11}$ de l'écartement entre les deux alimentations d'un monopôle carré.	93
3.21	prototype de l'antenne MS.	94
3.22	Méthodologie de conception.	95
3.23	Coupe dans le plan de symétrie de l'antenne MS et ses dimensions.	95
3.24	Influence du décrochement sur l'adaptation de l'antenne MS, $d$ en mm.	96
3.25	$S_{11}$ de l'antenne MS : mesuré (rouge) et simulé (points orange).	97
3.26	Gain dans la direction horizontale, normale au plan de l'antenne MS : mesuré (rouge), simulé (bleu).	97
3.27	Gain de l'antenne MS simulé (pointillet noir) et mesuré (trait plein) à la fréquence 3.5 GHz (a) et 6 GHz (b).	98
3.28	Gain en élévation à $\phi = 0^\circ$ (a) et $\phi = 90^\circ$ (b) pour différentes fréquences 3.5 GHz (trait plein rouge), 6 GHz (pointillet magenta), 7.5 GHz (croix bleue) et 9 GHz (rond cyan).	99
3.29	Analogie entre MS et une antenne à ouverture triplaque autour de $\lambda = h$ . Pour la vivaldi : $\lambda = 1.7h$ (rond noir), $\lambda = 1.3h$ (carré magenta), $\lambda = h$ (triangle marron) Pour MS : $\lambda = 1.1h$ (rond bleu), $\lambda = h$ (vert), $\lambda = 0.9h$ (point kaki), $\lambda = 0.8h$ (tiret noir).	100

3.30	Prototypes de monopôles métalliques : plan (MS), semi-plan (MSG), volumique (MSGW). . . . .	101
3.31	Paramètre $S_{11}$ des trois antennes : MS (rouge), MSG (tiret magenta) et MSGW (croix bleue). . . . .	102
3.32	Gain réalisé mesuré dans le plan $\phi = 0^\circ$ : MS (rouge), MSG (tiret magenta) et MSGW (croix bleue). . . . .	103
3.33	Coupe conique à $\theta = 60^\circ$ des trois prototypes : MS (rouge), MSG (tiret magenta) et MSGW (croix bleue). . . . .	103
3.34	Gain moyen calculé sur la bande 3.1-10.6 GHz, en élévation pour les trois prototypes : MS (rouge), MSG (tiret magenta) et MSGW (croix bleue). . . . .	104
3.35	prototype MSS . . . . .	105
3.36	Dimensions de l'antenne MSS . . . . .	106
3.37	Paramètre $S_{11}$ mesuré (bleu), simulé (connecteur inclus) avec Wipl-D (tiret rouge). . . . .	107
3.38	Gain maximal de l'antenne MSS : mesuré dans le plan de l'antenne (tiret marron), mesuré dans le plan normal (bleu), simulé dans le plan normal (point rouge). . . . .	108
3.39	Gain réalisé mesuré de l'antenne MSS : dans le plan normal (gauche), dans le plan de l'antenne (centre) et en azimut $\theta = 90^\circ$ (droite); pour plusieurs fréquences : 3 GHz (cyan), 4.5 GHz (bleu), 6 GHz (magenta), 7.5 GHz (rouge), 9 GHz (marron). . . . .	109
3.40	Prototype de l'antenne MSMR et ses dimensions. Le repère de la photo correspond à l'antenne de droite. . . . .	110
3.41	$S_{11}$ mesuré de l'antenne MSMR. . . . .	110
3.42	Gain réalisé mesuré de l'antenne MSMR à différentes fréquences : en élévation dans le plan normal (en haut à gauche), en élévation dans le plan de l'antenne (en haut à droite), en azimut à $\theta = 90^\circ$ (en bas). L'élément orange au centre du diagramme représente l'élément métallique rayonnant sur son substrat en vert. . . . .	111
3.43	Diagramme 3D du gain simulé de l'antenne MSMR à 3 GHz (a), 6 GHz (b) et 9.5 GHz (c). . . . .	112
3.44	Gain réalisé mesuré de l'antenne MSMR moyenné : sur la bande FCC (rouge), pondéré par une impulsion respectant le masque FCC (bleu). Elévation dans le plan normal (à gauche), élévation dans le plan de l'antenne (au centre), azimut à $\theta = 90^\circ$ (à droite). . . . .	112
3.45	Signal d'excitation d'excitation respectant le masque de puissance FCC (spectre et forme d'onde). . . . .	113

3.46	Réponses impulsionnelles mesurées de l'antenne MSMR excitée par un sinus cardinal de bande 0.1-15 GHz, dans la direction normale au plan de l'antenne : côté élément rayonnant (bleu) et côté plan de masse (rouge). . . . .	113
3.47	$FR_{Tx}$ dans le plan normal de l'antenne pour MSMR (magenta) et pour MSS (tiret bleu). . . . .	114
3.48	Comparaison de la taille de l'antenne MSMR avec des terminaux mobiles. . . . .	114
4.1	Positionneur 3 axes. . . . .	125
4.2	Bâtiment de l'ENSTA, typique de l'architecture de l'entre deux guerres. . . . .	127
4.3	Plan du troisième étage de l'ENSTA. Murs porteurs (vert), cloisons en plâtre (orange), murs métalliques (cyan), vitres (bleu), portes en bois (rouge), pilier en béton armée (gris). La légende des scénarios est disponible dans le Tab. 4.3 [LGC05]. . . . .	129
4.4	Spectre du même scénario mesuré avec deux paires d'antennes différentes : bicones (rouge) et monocônes (bleu). . . . .	130
4.5	Réponses impulsionnelles du canal pour différents scénarios LOS ( <i>couloir 2</i> ), OLOS ( <i>laboratoire, pilier</i> ), NLOS ( <i>inter-étages, mur</i> ). . . . .	133
4.6	Photos des scénarios : <i>couloir2</i> (a), <i>laboratoire</i> (b), <i>coin</i> (c), <i>pilier</i> (d), <i>mur</i> (e), <i>inter-étages</i> (f). Les deux flèches vertes pointent sur la position des antennes. . . . .	134
4.7	Détermination du coefficient de perte par propagation dans le scénario <i>couloir2</i> : $n = 1.38$ ( $\sigma = 0.6$ ). . . . .	137
4.8	Pourcentage cumulé de l'énergie de la CIR en fonction du nombre d'échos traités par ordre d'énergie décroissante, pour différents scénarios : <i>couloir1</i> (cyan), <i>mur</i> (rouge), <i>couloir2</i> (vert) et <i>pilier</i> (bleu). . . . .	138
4.9	Principe de l'algorithme Retarde et Somme. . . . .	141
4.10	Comparaison entre la forme d'onde $d_{centre}$ mesurée au capteur centrale de la grille (a), et la forme d'onde $S(k_{max})$ du même écho moyennée en utilisant les autres capteurs (b). . . . .	142
4.11	Validation de l'algorithme de DOA sur le scénario <i>porte ouverte</i> : (a) schéma latéral du scénario, (b) schéma vue du dessus, (c) profil de la puissance des échos et (d) comparatif entre les résultats prévus par l'optique géométrique et ceux de l'algorithme de DOA (pas angulaire de $5^\circ$ ). . . . .	145
4.12	Visualisation de la propagation d'un front d'onde (cylindrique). . . . .	148
4.13	Visualisation de la propagation de deux fronts d'ondes planes (segments blancs). . . . .	148

4.14	Visualisation 3D de la distribution angulaire des trajets multiples pour différents scénarios. (le module représente l'énergie (en dB) normalisée de l'écho) . . . . .	150
4.15	Mise en évidence des diffractions multiples par les bords d'une plaque métallique obstruant une liaison. . . . .	151
4.16	Effet de la proximité du mur sur le chevauchement des échos dans le scénario couloir (distance 3.35 m). . . . .	156
4.17	Coupe d'un mur de briques typique générant des réflexions internes multiples. Les flèches rouges sur la figure (a) indiquent la position des antennes. . . . .	158
4.18	CIR du scénario mur et zoom sur la grappe d'échos provenant de la traversée du mur en briques. . . . .	159
4.19	Spectre de la grappe d'échos traversant le mur à incidence normale mesuré au centre (bleu), puis aux extrémités (à 28 cm du centre) de la grille de mesure (rouge) et (vert). . . . .	160
4.20	Visualisation des réflexions multiples dans le mur de briques : (a) à 10.85 ns , (b) à 11.45 ns puis (c) à 11.90 ns. (échelle : 1 graduation sur les axes x ou y représente 2 cm). . . . .	161
4.21	Détails sur deux échos (trajet direct et réflexion sur un mur proche) se chevauchant sur la mesure (a), plus facilement distinguables sur la réponse intrinsèque du canal (forme d'onde en sinus cardinal)(b). 162	
5.1	Configuration de la mesure en chambre de l'écran (a). Positionnement de l'antenne ULB (indiquée par la flèche) dans le pied (b) et sur le coin supérieur gauche (c). . . . .	169
5.2	Démonstrateur ULTRAWAVES. . . . .	170
5.3	Détermination du point de fonctionnement de référence de la plateforme ULTRAWAVES. . . . .	171
5.4	Montage de la mesure comparative à l'aide de la plateforme, (a) antenne sous test seule, (b) antenne sous test incorporée. . . . .	172
5.5	Gain de l'antenne MSS positionnée sur le coin supérieur de l'écran à 3 GHz (jaune),4.2 GHz (rouge),4.8 GHz (bleu),5.4 GHz (vert),6 GHz (magenta) et gain de l'antenne seule à 4.8 GHz (noir). . . . .	174
5.6	Gain moyen de l'antenne MSS pour plusieurs positions (courbes rouge, bleue, magenta) sur le coin supérieur de l'écran. . . . .	175
5.7	Comparaison des formes d'ondes rayonnées par l'antenne MSS seule (noir) et de l'antenne MSS sur l'écran dans différentes azimuts : $\phi = 0^\circ$ (a), $\phi = 90^\circ$ (b) et $\phi = 270^\circ$ (c). . . . .	176
5.8	Spectre des signaux (sans pondération par l'excitation dont la bande passante est indiquée par la flèche noire) pour les trois directions : $\phi = 0^\circ$ (bleu), $\phi = 90^\circ$ (vert) et $\phi = 270^\circ$ (rouge). . . . .	177

5.9	Gain moyen en azimut de l'antenne MSS dans le pied de l'écran pour différentes largeur de bande : 100 kHz (vert), 500 MHz (rouge) et 1.2 GHz (bleu). . . . .	178
5.10	Gain moyen pour huit positions de l'antenne MSS placée dans le pied de l'écran. . . . .	179
5.11	Comparaison des formes d'ondes rayonnées de l'antenne seule (noir) et de l'antenne dans le pied de l'écran, dans différentes azimuts : $\phi = 0^\circ$ (a), $\phi = 170^\circ$ (b) et $\phi = 270^\circ$ (c). . . . .	180
A.1	Etapas du passage du domaine fréquentiel vers le domaine temporel : (a) mesure brute,(b) fenêtre de Hanning (dB), (c) symétrie hermitienne, (d) réponse impulsionnelle. . . . .	202
C.1	Schéma du retard ( $b_{n,m}$ ) entre le capteur (n,m) et le centre de la grille d'un écho provenant de la direction $(\theta, \phi)$ . . . . .	206
C.2	Chevauchement des seuls échos horizontaux mesurés à 3 altitudes différentes : $h = 1.60\ m$ (magenta), $h + 2\ cm$ (vert), $h - 2\ cm$ (rouge). . . . .	207
C.3	Détection de l'horizontalité d'échos sur un critère utilisant l'écart-type (noir) entre 3 capteurs à différentes altitudes ( $h = 1.60\ m$ (bleu), $h + 2\ cm$ (rouge), $h - 2\ cm$ (magenta)). Exemples sur un écho LOS horizontal (a), sur un écho horizontal ayant subit une réflexion sur une paroi verticale (b), sur un écho non-horizontal ayant subit une réflexion sur un faux-plafond (c). . . . .	208



# **Annexes**



# Annexe A

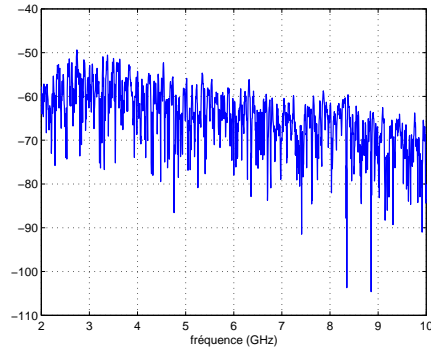
## A.1 Passage du domaine fréquentiel vers le domaine temporel.

Toutes les mesures d'antennes et de canal sont réalisées dans le domaine fréquentiel à l'aide de l'analyseur de réseaux. Afin d'exploiter les formes d'ondes des signaux mesurés une procédure de passage du domaine fréquentiel vers le domaine temporel est développée. A partir du spectre complexe mesuré  $H(f)$  (Fig. A.1(a)) sur une certaine bande  $\Delta_f$  avec un pas fréquentiel donné  $\delta_f$ , on désire obtenir le signal temporel  $h(t)$  correspondant.

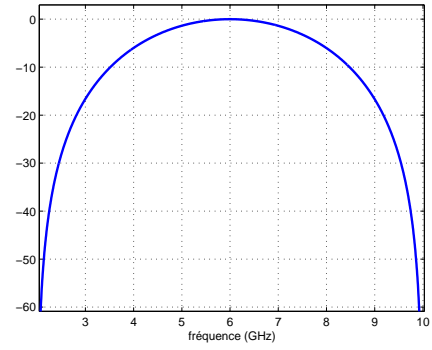
Malgré le filtrage passe-bande des différents éléments de la chaîne de mesure, une fenêtre de Hanning (Fig. A.1(b)) est appliquée au spectre mesuré afin de diminuer les lobes secondaires du sinus-cardinal gênant la visualisation en temporel. Cette étape de filtrage est destructive en ce sens où elle réduit partiellement la résolution du signal temporel.

Une fois filtré, le spectre est extrapolé avec des valeurs nulles entre la fréquence DC et la fréquence minimale ainsi qu'après la fréquence maximale mesurée. Cette étape appelée en anglais « zero-padding » permet de lisser la forme d'onde sans pour autant rajouter ou perdre d'information. Ceci ne constitue en aucun cas une augmentation de la résolution, ni du SNR du signal.

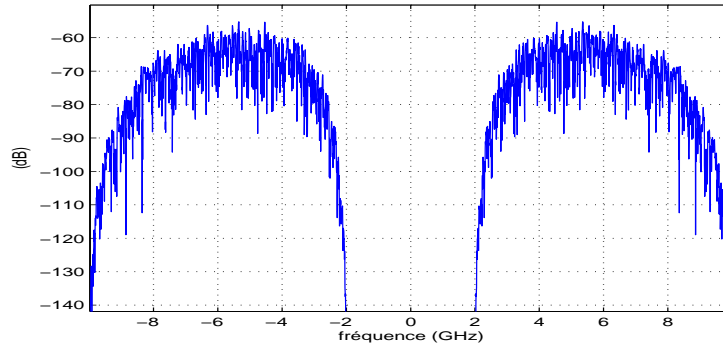
Avant d'appliquer une transformée de Fourier rapide inverse (en pratique une IFFT sous Matlab), on applique une symétrie hermitienne au précédent signal (Fig. A.1(c)), ce qui permet d'obtenir un signal réel dans le domaine temporel (Fig. A.1(d)).



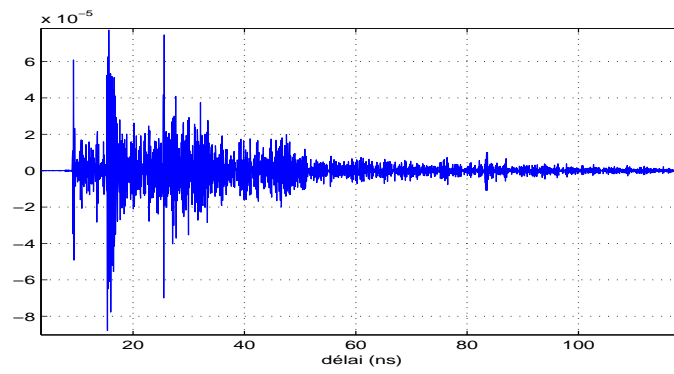
(a)



(b)



(c)



(d)

FIG. A.1: Etapes du passage du domaine fréquentiel vers le domaine temporel : (a) mesure brute, (b) fenêtre de Hanning (dB), (c) symétrie hermitienne, (d) réponse impulsionnelle.

# Annexe B

## B.1 Gestion des excitations dans le simulateur électromagnétique WIPL-D.

Tous les résultats de la conception dépendent du simulateur électromagnétique WIPL-D, il est donc important de préciser ses hypothèses, de s'assurer de son bon fonctionnement. Ceci est pertinent dans la mesure où les problèmes de conception de la zone d'excitation sont intimement liés aux modèles de générateur de WIPL-D. Cette zone est aussi une zone critique pour la limite haute de la bande passante d'où l'attention particulière que l'on doit lui porter.

### B.1.1 Les modèles d'excitations

Sans trop rentrer dans les détails des modèles d'excitation, il faut savoir qu'il existe deux types d'excitation localisée sous WIPL-D.

**Le générateur de type delta** Ce générateur de tension ponctuel est le modèle le plus basique. Il existe une différence de potentiel entre ses deux bornes infiniment proches quelle que soit la forme que l'on connecte à ces extrémités. Ce type de générateur pose de sérieux problèmes dès lors qu'on le connecte entre un fil épais (cylindre) et le plan de masse ou un autre cylindre. Ce problème intervient typiquement pour exciter une ligne coaxiale.

La hauteur  $d$  du modèle ponctuel tendant vers zéro, l'effet capacitif impose un fort courant à ce niveau. Ceci est sans conséquence sur le calcul quand les degrés des polynômes qui approximent les courants le long du cylindre sont faibles car ils ne peuvent pas suivre la pente d'aussi grandes variations de courant. On obtient alors une bonne précision des impédances. Mais ce courant capacitif est pris en compte dès lors que l'on demande une approximation polynomiale de degrés élevés. Il devient un facteur divergent pour le calcul. Une astuce consiste à placer

un cône peu ouvert entre le générateur et le cylindre afin de diminuer cet effet capacitif.

**Le générateur « TEM magnetic current frill »** A l'origine ce modèle sert aussi à approximer assez précisément l'excitation d'un câble coaxial, mais on peut aussi s'en servir comme modèle de générateur. Le champ produit par ce générateur est TEM à condition d'être suffisamment éloigné de ce générateur à l'aide par exemple d'un câble coaxial. Car celui-ci filtre les modes supérieurs parasites pour ne conserver qu'un champ TEM au niveau de la structure d'antenne à simuler.

## **B.1.2 Le « de-embedding »**

### **Définition**

Les deux modèles précédents nécessitent d'éloigner le générateur de la zone d'excitation de l'antenne. Or le simulateur calcule l'impédance d'entrée de la structure à simuler au niveau du générateur. Il va donc falloir tenir compte de ce tronçon de ligne pour se replacer dans le plan d'entrée de l'antenne. Ceci est l'objet du « de-embedding » que l'on peut traduire littéralement par déshabillage. Cela revient à faire un changement de plan de calibration exactement comme sur un analyseur de réseau. On calcule l'effet du tronçon de ligne seul sans la structure pour mieux le soustraire en post-traitement aux résultats des simulations qui sont calculées avec le tronçon et l'antenne.

### **Problème lié à l'UWB**

La longueur de ce tronçon de coaxial n'est pas anodine. Trop petite, les modèles de générateurs ne sont plus valables car laissant passer des modes supérieurs. Trop grande, elle provoque des singularités de calcul. En effet lors du calcul des paramètres S du tronçon, l'antenne est court-circuitée pour imposer une tension nulle dans le plan de calibration. Intervient alors le premier problème dû à la largeur de la bande simulée. La bande de simulation est tellement grande que si on n'y prend garde, on se retrouve dans le cas où la longueur de coaxial correspond à la longueur d'onde d'une des fréquences simulées. Le générateur aux bornes duquel la tension est forcée à 1 V voit alors un court-circuit ce qui génère une instabilité du calcul des paramètres S pour certaines fréquences. Il faut donc prendre une longueur de « de-embedding » plus petite que la longueur d'onde de la plus haute fréquence. On peut aussi décomposer la simulation en plusieurs calculs sur plusieurs sous-bandes.

# Annexe C

## C.1 Détails de l'algorithme de « Retarde et Somme ».

### C.1.1 Calcul de la différence de marche d'un front d'onde incident sur la grille

On dispose d'un réseau virtuel de capteurs disposés régulièrement sur une grille horizontale orienté suivant le repère  $(O, \mathbf{x}, \mathbf{y}, \mathbf{z})$ . Les indices  $n$  et  $m$  positionnent le capteur  $P_{nm}$  sur la grille de la manière suivante :

$$\mathbf{OP}_{nm} = n.\delta_x \mathbf{x} + m.\delta_y \mathbf{y}$$

où  $\delta_x, \delta_y$  sont les résolutions spatiales de la grille. Pour appliquer l'algorithme « Retarde et Somme », il faut connaître la différence de marche ( $b_{nm}$ ) entre la position du capteur  $P_{nm}$  et le centre  $O$  lorsqu'un front d'onde plane orienté par les angles  $(\theta, \phi)$  illumine la grille, Eq. C.1.

$$b_{nm}(\theta, \phi) = -\cos(\theta).\cos(\phi_{nm} - \phi).\frac{distance_{nm}}{c} \quad (\text{C.1})$$

où  $\phi_{nm}$  est l'azimut du capteur  $(n, m)$  et  $distance_{nm}$  est la distance entre le centre de la grille (centre du repère) et le capteur  $(n, m)$ . Ces grandeurs sont exprimées dans les équations Eq. C.2 et C.3, en fonction des angles  $(\theta, \phi)$  de la direction testée et des résolutions spatiales  $(\delta_x, \delta_y)$  de la grille.

$$\phi_{nm} = \text{atan}\left(\frac{m.\delta_y}{n.\delta_x}\right) \quad (\text{C.2})$$

$$distance_{nm} = \sqrt{(n.\delta_x)^2 + (m.\delta_y)^2} \quad (\text{C.3})$$

Ensuite tous les signaux correctement décallés afin d'être « ramenés » au centre de la grille, sont sommés et la meilleure recombinaison donne la direction d'arrivée de l'écho considéré.

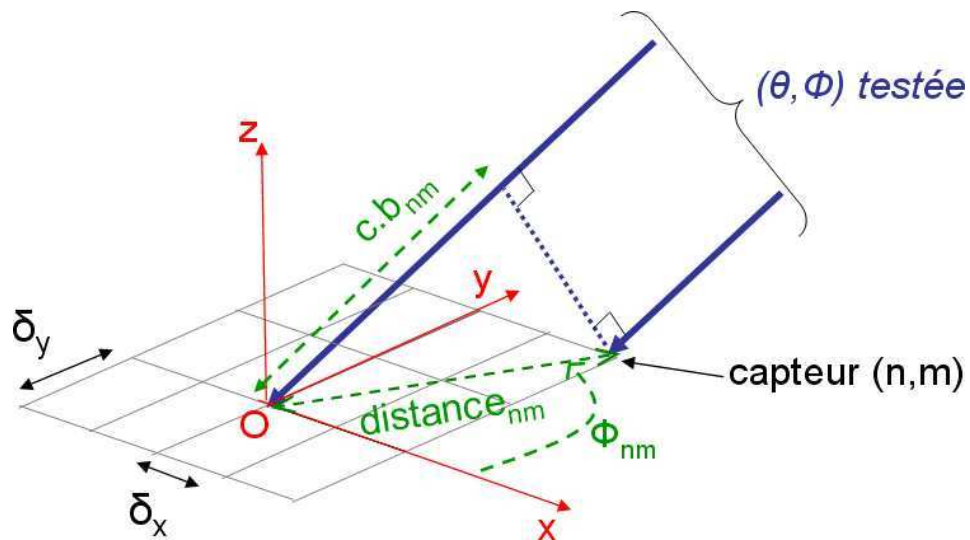


FIG. C.1: Schéma du retard ( $b_{n,m}$ ) entre le capteur (n,m) et le centre de la grille d'un écho provenant de la direction  $(\theta, \phi)$ .

### C.1.2 Amélioration du balayage des directions testées

Pour déterminer à la fois l'azimut et l'élévation des échos, il faut tester un nombre beaucoup plus important de directions. La recherche exhaustive peut être évitée en procédant en deux temps. D'abord la sphère des directions angulaires est maillée grossièrement (tous les  $10^\circ$ ), afin qu'une solution grossière soit déterminée. Une seconde passe (tous les degrés) permet d'affiner cette solution. Malgré cette méthode, la détermination des DOA reste assez longue.

On peut alléger la recherche de la DOA en testant des directions à forte probabilité comme par exemple l'horizontal ( $\theta = 90^\circ$ ). On observe en effet qu'une partie relativement importante des échos arrive dans le plan horizontal. On rappelle que les deux antennes sont à la même hauteur dans tous les scénarios de mesures. Or un écho horizontal arrive au même instant sur les capteurs situés à la verticale du centre de la grille. Sur la Fig. C.2, on constate un chevauchement parfait (les trois courbes sont superposées) des échos horizontaux mesurés à différentes positions le long de cette droite verticale ; alors que le chevauchement n'est qu'approximatif pour les échos non-horizontaux.

Le signal au centre de la grille (courbe magenta sur la Fig. C.3) ainsi que la moyenne des signaux mesurés  $2\text{ cm}$  au dessus (vert) et  $2\text{ cm}$  au dessous (courbe rouge), sont comparés grâce à une simple différence (courbe noire). Par le calcul de l'écart-type de cette différence, on définit un critère de décision. Ce dernier porte sur le dépassement ou non d'un pourcentage du maximum du signal sur le capteur central (5% sur la Fig. C.3. Dans la pratique la valeur seuil utilisée dans

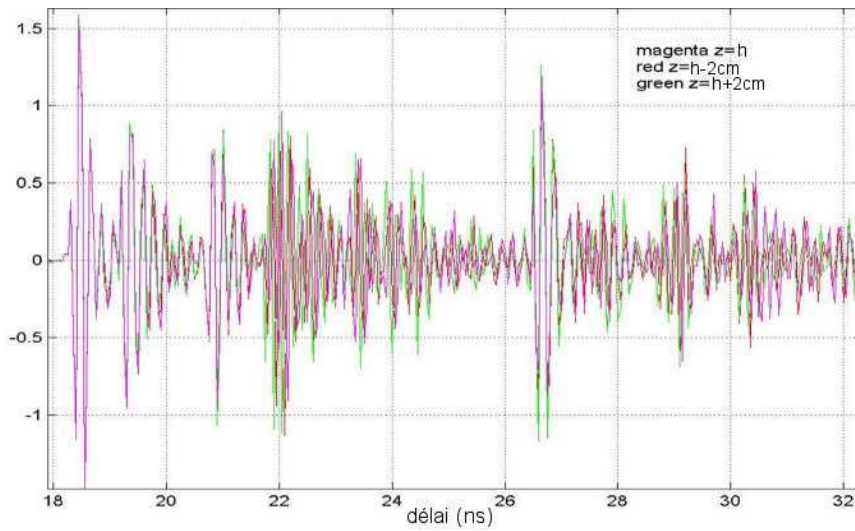


FIG. C.2: Chevauchement des seuls échos horizontaux mesurés à 3 altitudes différentes :  $h = 1.60\text{ m}$  (magenta),  $h + 2\text{ cm}$  (vert),  $h - 2\text{ cm}$  (rouge).

l'algorithme final est plutôt 10%. Pour un écho parfaitement horizontal, la comparaison entre la mesure au centre et sur les capteurs proches montre un écart-type faible. Celui-ci augmente à mesure que l'écho est de moins en moins horizontal, Fig. C.3 (c).

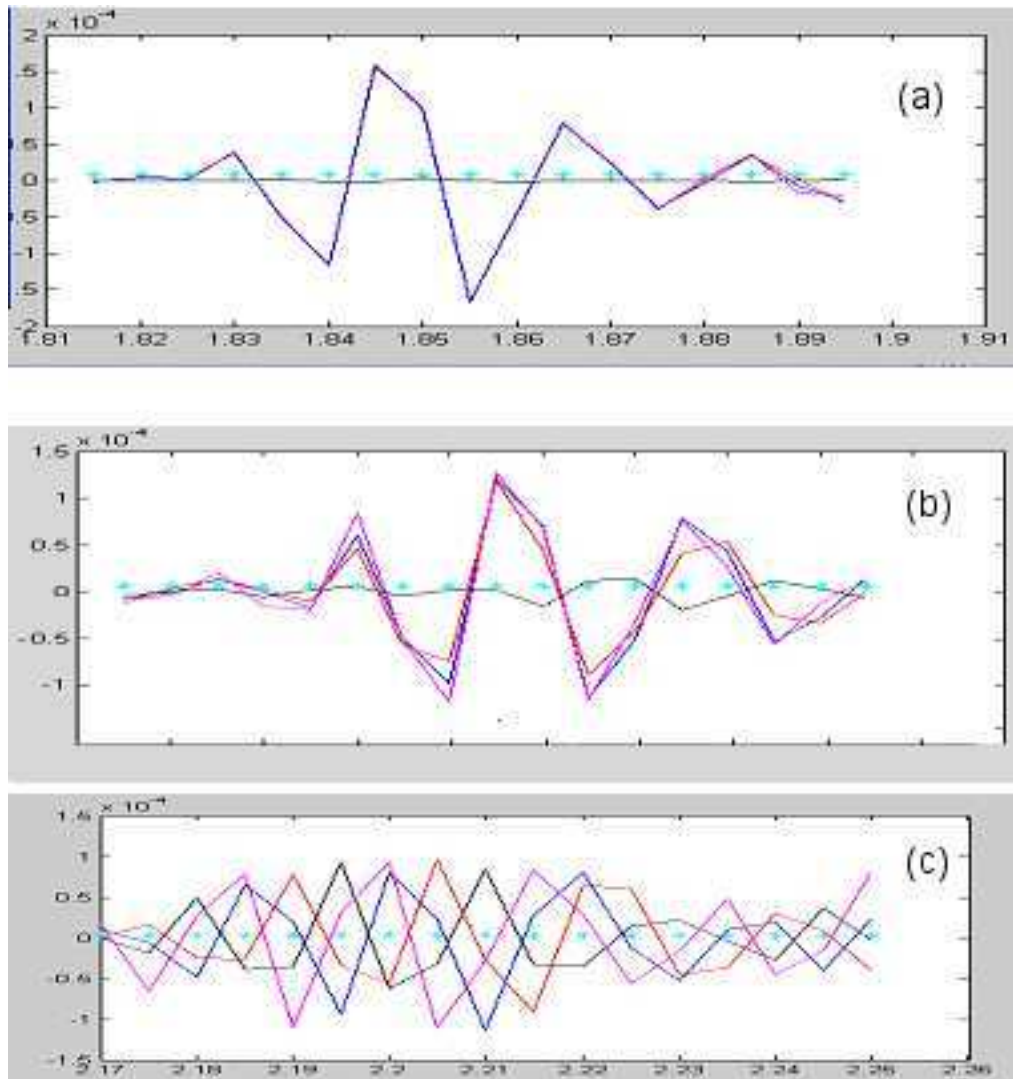


FIG. C.3: Détection de l'horizontalité d'échos sur un critère utilisant l'écart-type (noir) entre 3 capteurs à différentes altitudes ( $h = 1.60\text{ m}$  (bleu),  $h + 2\text{ cm}$  (rouge),  $h - 2\text{ cm}$  (magenta)). Exemples sur un écho LOS horizontal (a), sur un écho horizontal ayant subit une réflexion sur une paroi verticale (b), sur un écho non-horizontal ayant subit une réflexion sur un faux-plafond (c).

# Annexe D

## D.1 Liste des publications

- A. Sibille and S. Bories, "Spatial diversity for UWB communications", 5th European personal mobile communications conference (EPMCC 2003), Glasgow, 22-25 april 2003
- S. Bories, Ch. Roblin and A. Sibille, "Ultra-Wideband monocone antenna for UWB channel measurements", IWUWBS 2003, Oulu, Finland, 2-4 june 2003
- Ch. Roblin, S. Bories and A. Sibille, "Charaterization tools of antennas in the time domain", IWUWBS 2003, Oulu, Finland, 2-4 june 2003.
- Ch. Roblin, S. Bories, A. Sibille, A.C. Lepage and X. Begaud : "Antenna Design, Analysis and Numerical Modeling for Impulse UWB", International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communication, WPMC 2004, 12-15 sept 2004, Abano Terme, Italy (communication invitée Ultra-waves).
- H. Ghannoum, S. Bories, Ch. Roblin and A. Sibille, "Biconical Antennas for intrinsic characterization of the UWB Channel", IWAT 05 Proc. p.101-104, Singapore, 7-9 march 2005
- S. Bories, A. Sibille and Ch. Roblin, "UWB Indoor Channel Measurement Study", IWAT 05 Proc. p.466-469, Singapore, 7-9 march 2005
- S. Bories, Ch. Roblin and A. Sibille, "Dual stripline fed metal sheet Monopoles for UWB Terminal Applications", ANTEM 2005 Proc. p.142-143, St. Malo, France, june 2005.
- Ch. Roblin, A. Sibille and S. Bories, "Semi-directional Small Antenna Design for UWB Multimedia Terminals", ANTEM 2005 Proc. p.142-143, St. Malo, France, june 2005.
- S. Bories, H. Ghannoum and Ch. Roblin, "Robust Planar Stripline Monopole for UWB Terminal Applications", ICU05, Zurich, Suisse, 5-8 sept. 2005

- H. Ghannoum, S. Bories and Ch. Roblin, "Probe Fed Stacked Patch Antenna for UWB Sectoral Applications", ICU05, Zurich, Suisse, 5-8 sept. 2005
- A. Sibille, C. Roblin, S. Bories, A.C. Lepage et X. Begaud , "Conception et caractérisation d'antennes ULB pour communications multimédia haut débit", Journées d'étude SEE : l'ULB en radar et communications : Mythes ou réalité, Paris, 19-20 juin 2003 (publication dans le journal de la SEE)
- H. Ghannoum, Ch. Roblin and S. Bories, "UWB Antennas in Body Area Networks", 2006 IEEE International Workshop on Antenna Technology : Small Antennas and Novel Metamaterials, March 6-8, White Plains, New York.
- Y. Lostanlen, G. Gougeon, S. Bories and A. Sibille, "A Deterministic Indoor UWB Space-Variant Multipath Radio Channel Modelling Compared to Measurements on Basic Configurations", EuCAP 2006, Nice, France, 6-10 Nov. 2006.



**Résumé :** Le marché des radiocommunications de proximité évolue entre autres vers des applications soit à très basse consommation, soit à très haut débit. Bénéficiant d'une largeur de bande instantanée au moins cent fois plus grande que celle des systèmes large bande actuels, la technologie ultra large bande (ULB) se positionne naturellement sur ces deux créneaux. L'objectif de cette thèse est d'améliorer la compréhension et la performance des antennes ULB fonctionnant sur plusieurs gigahertz tout en répondant aux contraintes spécifiques des applications grand public. Dans un premier temps, la réduction de l'encombrement et du coût des antennes est le point de mire du travail de conception. Cependant ces réductions vont en général de pair avec une dégradation des performances qu'il faut pouvoir quantifier. Pour caractériser la performance de l'antenne sur une telle bande, les outils usuels (gain, phase) dans le domaine fréquentiel sont peu adaptés. Particulièrement pertinent pour le mode impulsionnel, des descripteurs temporels sont donc introduits. Entre autres, la distorsion de la forme d'onde rayonnée par l'antenne est étudiée. Elle permet d'analyser et de quantifier l'influence sur la qualité de la liaison, d'un comportement d'antenne variant en fonction de la fréquence. Dans un second temps, la distorsion qu'apporte l'antenne est mise en regard de celle apportée par les autres éléments de la chaîne de communication. Des campagnes de mesures du canal de propagation et de l'impact de l'intégration sur un terminal multimédia ont été réalisées.

**Mots clés :** antenne ULB, caractérisation temporelle, distorsion, canal ULB, détermination de DOA, intégration sur terminal.

**Summary :** Driven by consumer demand for high-speed or very low power applications, the Ultra Wide Band (UWB) technology is a major solution for the Short-Range wireless market. Due to the wide frequency range on which UWB operates, the UWB antenna design is a real challenge which first of all has to meet the low cost and low profile OEM specifications. The aim of the present work is to improve the understanding and thus the performances of the UWB antenna in the context of an indoor high-speed multimedia transmission. In a first part, size reduction and low complexity antenna structure have been the target of the designing work. However these points imply a performance degradation which has to be measured. Usual frequency domain criteria (gain and phase) are no more so relevant. Thus time domain tools have been developed to measure waveform distortion. This allows to quantify the influence of a frequency-dependent antenna on the link quality in impulse UWB mode. The antenna designer can't ignore the waveform distortion introduced by the other elements of the wireless link. In the second part, two measurements campaigns allow to analyze the impact on the impulse waveform of the UWB channel and the antenna integration in a multimedia terminal.

**Key words :** UWB antenna, time domain characterization, waveform distortion, UWB channel, DoA determination, integration in a terminal.