



**HAL**  
open science

# Caractérisation et modélisation de la propagation des ondes électromagnétiques à 60 GHz à l'intérieur des bâtiments

Sylvain Collonge

► **To cite this version:**

Sylvain Collonge. Caractérisation et modélisation de la propagation des ondes électromagnétiques à 60 GHz à l'intérieur des bâtiments. domain\_stic.inge. INSA de Rennes, 2003. Français. NNT : . tel-00009272v2

**HAL Id: tel-00009272**

**<https://theses.hal.science/tel-00009272v2>**

Submitted on 27 May 2005

**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.

N° d'ordre : D03-20



# Thèse

présentée devant

**l'Institut National des Sciences Appliquées de Rennes**

pour obtenir le titre de

**Docteur**

spécialité : *Électronique*

## **Caractérisation et modélisation de la propagation des ondes électromagnétiques à 60 GHz à l'intérieur des bâtiments**

par

Sylvain COLLONGE

À soutenir le 17 décembre 2003 devant la commission d'examen :

Rapporteurs	Mme M. LIÉNARD	Maître de Conférences (HDR) à l'Université de Lille 1
	M. J-C. BIC	Professeur à l'ENST de Paris
Examineurs	M. G. EL ZEIN	Professeur à l'INSA de Rennes
	M. A. KHENCHAF	Professeur à l'ENSIETA de Brest
	M. M. SYLVAIN	Professeur à l'Université de Marne-la-Vallée
	M. R. VAUZELLE	Maître de Conférences (HDR) à l'Université de Poitiers
Invités	M. Y. LOSTANLEN	Directeur du Département Radio à Siradel à Rennes
	M. A. LOUZIR	Technical Manager à Thomson Corporate Research à Rennes

---

Institut National des Sciences Appliquées, Rennes  
Institut d'Électronique et de Télécommunications de Rennes  
Groupe Systèmes - Propagation - Radar



# Remerciements

Même si le manuscrit d'une thèse ne porte que le nom de son auteur, le travail mené au cours d'un doctorat est toujours un processus collectif.

Je tiens donc à remercier Ghaïs El Zein et Gheorghe Zaharia, qui ont encadré mes travaux. Leurs regards complémentaires, leur disponibilité, leurs questions et conseils ont été essentiels et très appréciés au cours de ces trois années.

Les partenaires du projet « Commindor » ont fortement contribué à l'intérêt de mon doctorat, en l'inscrivant dans un cadre scientifique et technologique large et motivant.

Je pense également à tous mes collègues de l'IETR, en particulier les « habitants de la grotte verte » grâce à qui l'ambiance de travail était plus que conviviale.

Enfin, ces trois années ont été pour moi l'occasion de découvrir l'engagement associatif. Mon doctorat n'aurait pas été aussi enrichissant sans les très nombreuses rencontres que cet engagement a occasionné. Je souhaite une longue vie à l'Association des Doctorants de l'INSA de Rennes, à Nicomaque et à la Confédération des Jeunes Chercheurs, qui oeuvrent pour que le doctorat soit toujours mieux valorisé !



# Avant-propos

Les télécommunications sans fil connaissent un intérêt toujours soutenu depuis plus d'une décennie car elles permettent une simplification des infrastructures par rapport aux télécommunications filaires, une mobilité accrue des terminaux, et finalement un usage plus souple pour l'utilisateur.

Le défi actuel de ce champ des télécommunications est d'assurer une augmentation des débits de transmission. Pour cela plusieurs techniques sont envisagées, parmi lesquelles la montée en fréquence vers le spectre des ondes millimétriques. Cette dernière approche est à la base de cette thèse.

Dans le spectre millimétrique, la bande de fréquences autour de 60 GHz a été retenue un peu partout dans le monde pour des applications intra-bâtiments de type réseaux locaux sans fil (WLAN) à très haut débit (>100 Mbit/s). Afin d'aider au dimensionnement des systèmes et d'éclairer les choix d'architecture réseau, il est nécessaire de bien connaître le canal de propagation, support physique de la transmission de l'information.

Cette thèse présente les résultats de la caractérisation et de la modélisation statistique du canal de propagation intra-bâtiment à 60 GHz. Ces travaux sont basés sur plusieurs campagnes de mesure menées principalement en milieu résidentiel.

Les principaux résultats soulignent l'importance du problème d'obstruction provoqué par l'activité humaine. Ils montrent également que la propagation entre les pièces d'un bâtiment s'avère difficile à cause des fortes atténuations provoquées par la traversée des matériaux de construction. Enfin, ces mesures révèlent que la mise en œuvre d'une diversité angulaire au sein du réseau devrait permettre de contrer ces deux difficultés.

Par ailleurs, sont proposés et décrits des modèles de propagation spatio-temporels et variants dans le temps, basés sur les statistiques des différentes caractéristiques du canal.

**Mots clés : 60 GHz, ondes millimétriques, canal de propagation, sondage de canal, réseaux locaux sans fil, WLAN, modèle de canal.**



# Table des matières

<b>Avant-propos</b>	<b>v</b>
<b>Acronymes &amp; Abréviations</b>	<b>xi</b>
<b>1 Introduction</b>	<b>1</b>
1.1 Contexte de l'étude . . . . .	1
1.2 Objectifs de l'étude . . . . .	2
1.3 Plan de l'étude . . . . .	3
Bibliographie . . . . .	4
<b>2 Évolution des télécommunications sans fil</b>	<b>5</b>
2.1 Introduction . . . . .	5
2.2 Rapide historique . . . . .	7
2.3 Les réseaux locaux sans fil . . . . .	8
2.4 Les ondes millimétriques et la bande autour de 60 GHz . . . . .	10
2.4.1 Les recherches au Japon . . . . .	11
2.4.2 Les recherches en Europe . . . . .	14
2.4.3 Synthèse des travaux publiés . . . . .	15
2.4.4 Le projet RNRT COMMINDOR . . . . .	17
2.5 Conclusion . . . . .	19
Bibliographie . . . . .	19
<b>3 Le canal de propagation radioélectrique</b>	<b>25</b>
3.1 Introduction . . . . .	25
3.2 Les phénomènes physiques de la propagation radioélectrique . . . . .	26
3.2.1 Le signal spatio-temporel . . . . .	26
3.2.2 Phénomènes à grande échelle . . . . .	27
3.2.3 Phénomènes à petite échelle . . . . .	28
3.2.4 Mécanismes de la propagation . . . . .	29
3.3 Caractérisation du canal spatio-temporel . . . . .	32
3.3.1 Caractérisation déterministe . . . . .	33
3.3.2 Caractérisation stochastique . . . . .	34
3.3.3 Caractéristiques de propagation . . . . .	35
3.3.4 Concept de sélectivité . . . . .	37
3.4 Bilan . . . . .	38
Bibliographie . . . . .	38



<b>4</b>	<b>Campagnes de mesures à 60 GHz</b>	<b>41</b>
4.1	Introduction . . . . .	42
4.2	Paramètres d'influence étudiés . . . . .	43
4.2.1	Influence de l'activité humaine . . . . .	43
4.2.2	Influence de l'emplacement des antennes . . . . .	43
4.2.3	Influence des caractéristiques des antennes . . . . .	44
4.2.4	Influence du mobilier . . . . .	44
4.3	Aperçu des campagnes de mesures . . . . .	45
4.3.1	Campagne de mesures n° 1 : laboratoire ( <i>statique</i> ) . . . . .	45
4.3.2	Campagne de mesures n° 2 : centre de loisirs éducatifs . . . . .	45
4.3.3	Campagne de mesures n° 3 : maison résidentielle meublée . . . . .	45
4.3.4	Campagne de mesures n° 4 : maison résidentielle vide . . . . .	45
4.3.5	Campagne de mesures n° 5 : laboratoire ( <i>dynamique</i> ) . . . . .	46
4.4	Système de mesure . . . . .	46
4.4.1	Sondeur de canal . . . . .	46
4.4.2	Antennes . . . . .	49
4.4.3	Système de positionnement . . . . .	52
4.5	Environnements de mesure . . . . .	53
4.5.1	Laboratoire . . . . .	53
4.5.2	Centre de Loisirs Éducatifs . . . . .	54
4.5.3	Maison résidentielle . . . . .	54
4.6	Configurations de mesure . . . . .	55
4.6.1	Campagne de mesures n° 1 . . . . .	55
4.6.2	Campagnes de mesures n° 2, 3 et 4 . . . . .	56
4.6.3	Campagne de mesures n° 5 . . . . .	58
4.7	Bilan . . . . .	60
	Bibliographie . . . . .	61
<b>5</b>	<b>Caractérisation du canal invariant dans le temps</b>	<b>63</b>
5.1	Introduction . . . . .	63
5.2	De la petite à la moyenne échelle . . . . .	64
5.2.1	Évaluation des évanouissements à petite échelle . . . . .	67
5.2.2	Influence de l'emplacement et du type des antennes . . . . .	68
5.3	De la moyenne à la grande échelle . . . . .	70
5.3.1	Analyse des angles d'arrivée (AA) . . . . .	71
5.3.1.1	Influence de l'emplacement des antennes : situations LOS . . . . .	71
5.3.1.2	Influence de l'emplacement des antennes : situations NLOS . . . . .	75
5.3.2	Classement des situations typiques et atypiques . . . . .	78
5.3.3	Matériaux de construction . . . . .	78
5.3.4	Analyse en fonction de la distance TX-RX . . . . .	81
5.3.4.1	Influence de l'emplacement des antennes : situations LOS . . . . .	81
5.3.4.2	Influence de l'emplacement des antennes : situations NLOS . . . . .	83
5.3.5	Couverture radio . . . . .	85
5.4	Influence du mobilier . . . . .	86
5.4.1	Étude préliminaire . . . . .	86
5.4.2	Étude à grande échelle . . . . .	89
5.4.2.1	Définitions des indicateurs de comparaison . . . . .	89

5.4.2.2	Discussion . . . . .	95
5.5	Bilan . . . . .	97
	Bibliographie . . . . .	98
<b>6</b>	<b>Caractérisation du canal variant dans le temps</b>	<b>99</b>
6.1	Introduction . . . . .	99
6.2	Description du phénomène d'obstruction . . . . .	101
6.2.1	Description qualitative . . . . .	101
6.2.1.1	Obstructions isolées . . . . .	101
6.2.1.2	Obstructions en présence d'une activité humaine naturelle . . . . .	103
6.2.2	Description quantitative . . . . .	103
6.2.2.1	Définition des <i>obstructions</i> . . . . .	105
6.2.2.2	Définition des <i>séries d'obstructions</i> . . . . .	108
6.3	Étude à long terme . . . . .	109
6.3.1	L'activité humaine . . . . .	110
6.3.2	Nombre d' <i>obstructions</i> par <i>séries d'obstructions</i> : $N_{obs}$ . . . . .	111
6.3.2.1	Influence du seuil de détection . . . . .	111
6.3.2.2	Influence de l'activité humaine . . . . .	111
6.3.2.3	Influence de la position et du type des antennes . . . . .	111
6.3.3	Durée des <i>séries d'obstructions</i> : $D_{serie}$ . . . . .	112
6.3.3.1	Influence du seuil de détection . . . . .	113
6.3.3.2	Influence de l'activité humaine . . . . .	113
6.3.3.3	Influence de la configuration d'antennes . . . . .	113
6.3.3.4	Influence de la position des antennes . . . . .	113
6.3.4	Amplitude des <i>séries d'obstructions</i> : $A_{serie}$ . . . . .	115
6.3.4.1	Influence du seuil . . . . .	115
6.3.4.2	Influence de l'activité humaine . . . . .	115
6.3.4.3	Influence de la position et des types d'antennes . . . . .	115
6.3.5	Pseudo-période des <i>séries d'obstructions</i> : $I_{serie}$ . . . . .	116
6.3.6	Temps de montée des <i>séries d'obstructions</i> : $TM_{serie}$ . . . . .	117
6.3.6.1	Influence du seuil de détection . . . . .	117
6.3.7	Taux d'indisponibilité du canal . . . . .	118
6.4	Études particulières . . . . .	120
6.4.1	Influence de la distance entre la zone d'obstruction et les antennes . . . . .	120
6.4.2	Influence de la hauteur des antennes . . . . .	122
6.5	Bilan . . . . .	124
	Bibliographie . . . . .	126
<b>7</b>	<b>Modélisation du canal de propagation à 60 GHz</b>	<b>127</b>
7.1	Introduction . . . . .	127
7.2	Modélisation de l'atténuation . . . . .	128
7.3	Modélisation des variations temporelles du canal . . . . .	130
7.3.1	Durée des <i>séries d'obstructions</i> : $D_{serie}$ . . . . .	132
7.3.2	Pseudo-période des <i>séries d'obstructions</i> : $I_{serie}$ . . . . .	136
7.3.3	Amplitude des <i>séries d'obstructions</i> : $A_{serie}$ . . . . .	139
7.3.4	Temps de montée des <i>séries d'obstructions</i> : $TM_{serie}$ . . . . .	140
7.3.5	Résultats du modèle . . . . .	141

7.4	Modélisation spatio-temporelle de la réponse impulsionnelle . . . . .	142
7.4.1	Le modèle de Spencer . . . . .	144
7.4.2	Détection des trajets . . . . .	145
7.4.3	Détection des groupes de trajets . . . . .	146
7.4.3.1	Puissance des groupes et des trajets . . . . .	152
7.4.3.2	Retards des groupes et des trajets . . . . .	153
7.4.3.3	Angles d'arrivée des groupes et des trajets . . . . .	153
7.4.4	Utilisation du modèle . . . . .	154
7.5	Bilan . . . . .	155
	Bibliographie . . . . .	156
<b>8</b>	<b>Conclusions, recommandations et perspectives</b>	<b>159</b>
8.1	Conclusions . . . . .	159
8.2	Recommandations . . . . .	160
8.2.1	Scénario 1 : réseaux mono-pièces . . . . .	161
8.2.2	Scénario 2 : exploitation de la diversité angulaire . . . . .	162
8.2.3	Scénario 3 : ajout d'une diversité de site . . . . .	163
8.2.4	Effets biologiques . . . . .	164
8.3	Perspectives . . . . .	164
	Bibliographie . . . . .	165
<b>A</b>	<b>Annexe : le test de Kolmogorov-Smirnov</b>	<b>167</b>
A.1	Notions générales sur les tests statistiques . . . . .	167
A.2	Le test d'ajustement de Kolmogorov-Smirnov . . . . .	168
	<b>Liste des publications</b>	<b>171</b>
	<b>Liste des tableaux</b>	<b>173</b>
	<b>Liste des figures</b>	<b>175</b>

# Acronymes & Abréviations

802.11	Groupe de travail IEEE sur les réseaux locaux sans fil
ADSL	Asymmetric Digital Subscriber Line
ATM	Asynchronous Transfer Mode
CDMA	Code Division Multiple Access
COST	COoperation européenne dans le domaine de la recherche Scientifique et Technique
DLC	Data Link Control
EHF	Extra High Frequency
ERO	European Radiocommunications Office
ETSI	European Telecommunications Standards Institute
FDD	Frequency Division Duplex
FDMA	Frequency Division Multiple Access
FPGA	Field Programmable Gate Arrays
FSK	Frequency Shift Keying
GMSK	Gaussian filtered Minimum Shift Keying
HIPERLAN	HIgh PERformance Local Area Network
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
LLC	Logical Link Control
LOS	Line-Of-Sight
MAC	Medium Access Control
MBS	Mobile Broadband Systems
MC-CDMA	Multi-Carrier Code Division Multiple Access
MIMO	Multiple-Input Multiple-Output
NLOS	Non Line-Of-Sight
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
OOK	On-Off Keying
PHY	Physical Layer
RNRT	Réseau National de Recherche en Télécommunications
TDD	Time Division Duplex
TDMA	Time Division Multiple Access
ULB	Ultra Large Bande
UMTS	Universal Mobile Telecommunications System
WBS	Wireless Broadband Communications
WLAN	Wireless Local Area Network — RLAN : Radio LAN
WPAN	Wireless Personal Area Network
WWAN	Wireless Wide Area Network



# Chapitre 1

## Introduction

### Sommaire

---

<b>1.1</b>	<b>Contexte de l'étude</b>	<b>1</b>
<b>1.2</b>	<b>Objectifs de l'étude</b>	<b>2</b>
<b>1.3</b>	<b>Plan de l'étude</b>	<b>3</b>
	<b>Bibliographie</b>	<b>4</b>

---

### 1.1 Contexte de l'étude

Les télécommunications sans fil connaissent un intérêt toujours soutenu depuis plus d'une décennie car elles permettent une simplification des infrastructures par rapport aux télécommunications filaires, une mobilité accrue des terminaux, et finalement un usage plus souple pour l'utilisateur.

L'un des défis actuels de ce champ des télécommunications est d'assurer une augmentation des débits de transmission tout en garantissant une certaine qualité de service. Pour cela plusieurs techniques sont envisagées. Le recours à des systèmes à entrées et sorties multiples (MIMO – Multiple Input Multiple Output) constitue l'une de ces techniques [1]. Les perspectives ouvertes par les transmissions *ultra large bande* (ULB) sont également prometteuses. Enfin, la montée en fréquence vers le spectre des ondes millimétriques est également un moyen de répondre à ce besoin de haut débit. Cette dernière approche est à la base de cette thèse.

Dans le spectre millimétrique, la bande de fréquences autour de 60 GHz a été retenue un peu partout dans le monde pour des applications intra-bâtiments de type réseaux locaux sans fil (WLAN) à très haut débit (>100 Mbit/s). Afin d'aider au dimensionnement des systèmes et d'éclairer les choix d'architecture réseau, il est nécessaire de bien connaître le canal de propagation, support physique de la transmission de l'information.

L'équipe Systèmes – Propagation – Radar de l'Institut d'Électronique et de Télécommunications de Rennes (IETR) a acquis une expérience reconnue dans le domaine de la caractérisation et

de la modélisation de la propagation des ondes. Les travaux de l'équipe balaient un large spectre de fréquences pour des types de canaux divers (troposphérique, radiomobile, intra-bâtiment) [2]-[7]. En 1999, l'équipe termine le développement d'un sondeur de canal à 60 GHz [8]. La présente étude, démarrée en 2000, constitue la suite directe du travail de S. Guillouard. Elle a été menée dans le cadre d'un projet du Réseau National de Recherche en Télécommunications (RNRT [9]) : le projet COMMINDOR<sup>1</sup>. Ce projet a commencé à la fin de l'année 1999 et s'est terminé fin 2002.

### 1.2 Objectifs de l'étude

Le but de cette thèse est double : parvenir à une modélisation du canal de propagation et avancer des recommandations pour aider au dimensionnement d'un réseau de transmission complet (choix des systèmes, des antennes, de l'architecture du réseau, etc.). Le canal de propagation à 60 GHz reste en effet mal connu. Il s'agit d'un canal à trajets multiples. La connaissance de ce canal nécessite donc un sondage large bande afin de pouvoir étudier la sélectivité fréquentielle du canal. Par ailleurs, les pertes en distance sont fortes aux fréquences millimétriques et l'atténuation causée par les matériaux est importante. Les liaisons entre les pièces d'un même bâtiment risquent donc d'être délicates. Enfin, l'évolution du canal au cours du temps sous l'influence de l'activité humaine est peu connue. La longueur d'onde étant courte à 60 GHz (5 mm), il devient difficile d'assurer une précision importante dans les simulations menées avec des approches déterministes (description précise des sites, prise en compte du mobilier). Or, peu d'études proposent des modèles de propagation basés sur d'importantes campagnes de mesures. Les travaux sur le dimensionnement de systèmes de transmission autour de 60 GHz restent donc limités faute d'une connaissance approfondie du canal. C'est pourquoi, l'étude du canal par des campagnes de mesures s'avère indispensable.

Pour atteindre ces objectifs, plusieurs campagnes de mesure sur site ont été menées. Lors de ces campagnes, l'influence de paramètres tels que les caractéristiques des antennes, celles des matériaux de construction, de l'activité humaine, ou encore du pointage des antennes, a été étudiée. Le grand nombre de mesures collectées permet ensuite un traitement statistique pertinent.

Les difficultés identifiées lors de cette étude concernent l'influence sur la propagation des ondes de l'activité humaine et celle des matériaux de construction. Le corps humain et la plupart des matériaux usuels utilisés pour la construction des bâtiments sont des obstacles importants pour les ondes millimétriques. L'activité humaine cause donc des problèmes pour la durabilité des liaisons à très haut débit. L'atténuation provoquée par les matériaux rend plus difficiles les liaisons sans fil entre les pièces d'un bâtiment.

Les résultats de la caractérisation de la propagation permettent de proposer des scénarios de déploiement du réseau, incluant des recommandations sur la portée du réseau en fonction de son type, sur le choix des antennes, et sur le type de diversité à mettre en œuvre pour lutter contre les difficultés identifiées. Par ailleurs, partant des résultats de la caractérisation, des modèles de propagation sont proposés et paramétrés. Un modèle spatio-temporel basé sur celui de Spencer est développé et complété par un algorithme de détection automatique des groupes de trajets. Un

---

<sup>1</sup>COMMINDOR : Communication millimétrique courte portée et haut débit. Application aux futurs réseaux domestiques pour les services multimédia.

modèle original des variations temporelles du canal est également proposé pour rendre compte de l'influence déterminante de l'activité humaine.

### **1.3 Plan de l'étude**

Ce mémoire commence par une présentation de l'évolution des télécommunications sans fil au cours de la dernière décennie. Une synthèse des travaux portant sur les futurs systèmes de communications utilisant les ondes millimétriques est incluse dans cette présentation.

Le deuxième chapitre rappelle les principes théoriques sous-jacents à toutes les études sur les canaux de propagation. Ce chapitre présente également les démarches classiques de la caractérisation du canal et définit les différentes caractéristiques de la propagation.

Les trois chapitres suivants (4, 5 et 6) s'intéressent à la caractérisation du canal à 60 GHz. Le chapitre 4 présente les campagnes de mesures, les environnements sondés, l'équipement et les scénarios de mesures. Le chapitre 5 aborde les résultats des mesures réalisées sur canal statique, c'est-à-dire en l'absence de tout mouvement. Enfin, le chapitre 6 présente les résultats de la caractérisation du canal variant dans le temps.

Le dernier chapitre de cette thèse décrit la démarche de modélisation retenue et les modèles statistiques qui ont été développés. Pour finir, une conclusion débouchant sur une série de recommandations et de perspectives termine ce mémoire.



## Bibliographie

- [1] P. Guguen, “Techniques multi-antennes émission-réception - Applications aux réseaux domestiques sans fil”, Thèse de doctorat, INSA de Rennes, 22 jan. 2003.
- [2] M. Salehudin, “Modélisation statistique du canal radiomobile large bande à 910 MHz en site urbain”, Thèse de doctorat, Université de Rennes 1, 18 avr. 1989.
- [3] G. Zaharia, “Caractérisation de la propagation radioélectrique à l’intérieur des bâtiments à 900 MHz - Implications sur la qualité d’une transmission numérique CT2”, Thèse de doctorat, INSA de Rennes, 12 fev. 1997.
- [4] A. Affandi, “Caractérisation et modélisation de la propagation à l’intérieur des bâtiments dans les bandes de 450-900-1800-2400-5800 MHz”, Thèse de doctorat, INSA de Rennes, mai 2000.
- [5] T. Quiniou, “Conception et réalisation de sondeurs spatio-temporels du canal à 1800 MHz - Mesures de propagation à l’intérieur et à l’extérieur des bâtiments”, Thèse de doctorat, INSA de Rennes, 2 fev. 2001.
- [6] C. Moy, “Conception d’un système de transmission numérique à étalement de spectre hybride DS/FH de type RAKE adapté au canal de diffusion troposphérique - Mesures de propagation sur une liaison expérimentale à 4.5 GHz”, Thèse de doctorat, INSA de Rennes, 8 juin 1999.
- [7] M. Touati, “Étude et réalisation d’une liaison hertzienne à 15 GHz - Mesures de propagation en zones urbaine et rurale sur une bande de 500 MHz”, Thèse de doctorat, INSA de Rennes, 28 mai 1993.
- [8] S. Guillouard, “Conception et réalisation d’un sondeur de canal très large bande à 60 GHz - Mesures de propagation à l’intérieur des bâtiments.”, Thèse de doctorat, INSA Rennes, 8 juil. 1999.
- [9] “RNRT - Réseau National de Recherche en Télécommunications”, [http://www.telecom.gouv.fr/rnrt/index\\_net.htm](http://www.telecom.gouv.fr/rnrt/index_net.htm).

## Chapitre 2

# Évolution des télécommunications sans fil

### Sommaire

---

<b>2.1</b>	<b>Introduction</b>	<b>5</b>
<b>2.2</b>	<b>Rapide historique</b>	<b>7</b>
<b>2.3</b>	<b>Les réseaux locaux sans fil</b>	<b>8</b>
<b>2.4</b>	<b>Les ondes millimétriques et la bande autour de 60 GHz</b>	<b>10</b>
2.4.1	Les recherches au Japon	11
2.4.2	Les recherches en Europe	14
2.4.3	Synthèse des travaux publiés	15
2.4.4	Le projet RNRT COMMINDOR	17
<b>2.5</b>	<b>Conclusion</b>	<b>19</b>
	<b>Bibliographie</b>	<b>19</b>

---

## 2.1 Introduction

Dans cette partie, nous nous intéresserons aux *systèmes de communication sans fil*. Les différents champs d'application que recouvre ce terme seront rapidement présentés et les récentes évolutions de ces technologies seront abordées. Les réflexions actuelles sur les réseaux locaux sans fil seront plus particulièrement développées, puisque la présente étude se situe dans ce contexte. Un état de l'art des recherches menées dans la bande des *ondes millimétriques* (ou EHF, Extra High Frequency : 30-300 GHz), et plus particulièrement autour de 60 GHz, terminera ce chapitre.

Avant tout, nous commencerons par une précision sémantique à propos du terme *communication*. Il arrive souvent que les jargons scientifiques utilisent certains mots de la langue courante avec un sens particulier. C'est le cas de *communication*. Tout comme le mot *information* utilisé par Shannon dans la *théorie de l'information*, le mot *communication* dans *systèmes de communication* est dénué de toute connotation sur le contenu ou la valeur de la communication. Il s'agit simplement de systèmes permettant l'échange de données (sous forme numérique pour la plupart

des techniques actuelles) entre plusieurs appareils. Ce rappel est à mettre en relation avec l'usage extensif et complexe du terme *communication* dans le langage actuel (« ère de la communication », « société de la communication », etc.). Le mot est désormais chargé de sens divers car devenu un fait de société.

Les télécommunications sans fil regroupent plusieurs types de techniques associées à des applications variées (voir Figure 2.1) :

- les transmissions par satellite ;
- les transmissions radiomobiles (Wireless Wide Area Networks, WWAN) ;
- les réseaux de diffusion (Broadcast networks) ;
- les réseaux d'accès (Access networks) ;
- les réseaux locaux sans fil (Wireless Local Area Networks, WLAN).

Ces différentes techniques sont ici listées selon leur portée : les transmissions par satellite permettent la couverture la plus large, tandis que les réseaux locaux sans fil assurent une couverture réduite à un bâtiment, voire à quelques pièces d'un bâtiment. Chaque technique présente des performances différentes en terme de mobilité et de débit de transmission.

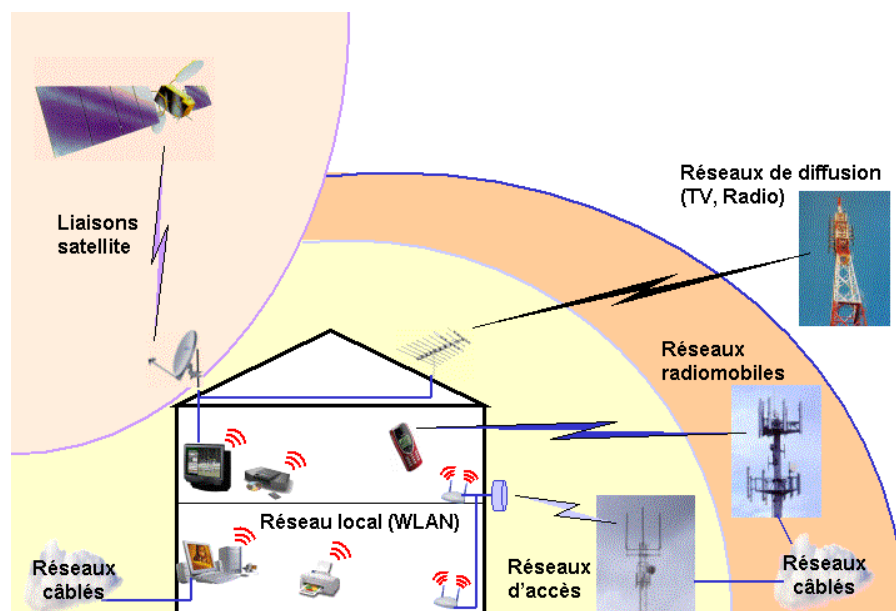


FIG. 2.1: Les réseaux de communications sans fil

Les transmissions radiomobiles désignent principalement les réseaux de téléphonie cellulaires. Ce sont ces techniques qui ont connu le plus grand essor au cours des 20 dernières années. La mobilité offerte est grande, mais les débits de transmission sont réduits à quelques kbit/s. Dans la littérature anglo-saxonne on trouve le terme de WWAN (Wireless Wide Area Network) pour englober ces types de réseaux.

Les réseaux de diffusion regroupent toutes les applications telles que la radio et la télévision, c'est-à-dire des transmissions sans voie montante (aucune transmission de l'utilisateur vers le réseau). Pour cette raison, il s'agit de systèmes légèrement en marge des autres. Cependant, d'un

point de vue applicatif, les autres techniques investissent de plus en plus les services offerts par les réseaux de diffusion (radio et télévision sur Internet, services de télévision numérique avec interactivité, etc.)

Les réseaux d'accès sans fil ont pour objectif d'assurer une connexion haut débit sur les derniers kilomètres entre un réseau câblé (généralement Internet) et un groupe d'utilisateurs. Ce sont des liaisons principalement fixes.

Enfin, avec les réseaux locaux sans fil, il est envisagé de proposer de multiples services multimedia à haut débit dans des zones à forte densité d'activité (gares, aéroports, salles de conférences, centres commerciaux, hôtels, entreprises) ou à l'intérieur des résidences (réseaux domestiques - *home networks*). Selon les applications et les types de réseaux, la mobilité peut être faible (on parle alors d'équipements *portables* ou *nomades* plutôt que *mobiles*).

Ces réseaux, pour la plupart, ne sont pas « isolés ». Ils sont au contraire reliés à un réseau câblé plus vaste. Ainsi, le réseau de téléphonie cellulaire est entièrement interconnecté avec le réseau téléphonique classique. De même, l'un des intérêts des réseaux locaux sans fil est d'être relié au réseau Internet, ou à un réseau intranet en environnement professionnel par exemple.

## 2.2 Rapide historique

Les années 1990 ont vu l'expansion au niveau mondial de la téléphonie numérique sans fil. La maturité théorique et technique du concept cellulaire a permis de mettre sur le marché des outils de communications puissants avec lesquels les usagers se sont rapidement familiarisés. Une des clés de cette réussite est sans aucun doute la souplesse et le confort d'utilisation des téléphones portables, permis par la possibilité d'établir une communication depuis à peu près n'importe quel lieu géographique. Cette notion de *mobilité* est l'un des atouts majeurs de tous les systèmes de communications sans fil, et de plus en plus, une forte demande se fait sentir pour étendre cette mobilité à des applications autres que la téléphonie (en premier lieu, la connexion au réseau Internet).

Une autre tendance marquante de ces années a été le développement de l'accès au réseau Internet, avec de plus en plus de foyers, d'écoles, collèges et lycées connectés, et le développement des connexions hauts débits de type ADSL.

En dix ans, l'ensemble de ces techniques et services (internet, téléphonie mobile, services multimedia) a imprégné la société. En France, un terme générique a d'ailleurs été forgé et s'est répandu jusque dans les institutions publiques et gouvernementales : les *nouvelles technologies de l'information et de la communications* (NTIC). Cette expression est parfois même abrégée simplement en *nouvelles technologies*.

Dans la foulée de l'engouement pour ces technologies et de la réussite des réseaux de téléphonie dits de 2<sup>e</sup> génération (2G) et son extension (2.5G), la préparation de la 3G a été lancée pour répondre en partie à une augmentation des débits des applications sans fil. Cependant, la mise en oeuvre de ces réseaux de 3<sup>e</sup> génération (UMTS en Europe) est pour le moment retardée, pour des raisons techniques et socio-économiques. Un des axes d'explication pour ce retard est à recher-

cher du côté de la bulle spéculative qui s'est formée dans ce domaine des *nouvelles technologies*. La précipitation allait à l'encontre de la raison : la technologie n'était pas tout à fait mature, et les finalités de cette téléphonie 3G pas tout à fait explicitées. En effet, les utilisateurs n'avaient sans doute pas encore suffisamment « apprivoisé » les technologies actuelles, et ils n'envisageaient pas d'acquérir de nouveaux « objets communicants » qui, souvent par manque d'études sur les usages et besoins réels, apparaissaient comme des sortes de gadgets.

Parallèlement aux études sur les réseaux 3G, de nouvelles solutions sans fil ont émergé. Il s'agit notamment des réseaux locaux sans fil. D'un point de vue global, l'idée de fond peut se formuler ainsi : rapprocher le « monde Internet » du « monde sans fil ». Ceci conduit à diversifier les services offerts par la téléphonie sans fil en incluant l'échange d'autres types de données que la voix (flux vidéo, audio, textes, images, etc.) et de remplacer ou d'étendre les technologies câblées (constituant l'architecture principale d'Internet) par des technologies sans fil. Ces deux approches (3G et WLAN) sont complémentaires au sens où la première permet une couverture étendue avec une mobilité importante pour des débits réduits ( $< 1$  Mbit/s), tandis que la seconde propose des débits élevés ( $> 1$  Mbit/s), avec une couverture et une mobilité réduite. Pour assurer cette complémentarité, de nombreuses études travaillent sur l'interfaçage entre ces deux grands types de réseaux, afin de permettre le passage de l'un à l'autre d'une façon aussi transparente que possible pour l'utilisateur [1].

Les réseaux locaux sans fil nécessitent des bandes passantes plus larges que pour les simples applications téléphoniques. Or la ressource spectrale devient rare dans les bandes inférieures à 2 GHz. Comme l'efficacité spectrale des systèmes ne progresse pas aussi vite que l'offre en services haut débit, il est naturel de s'intéresser aux fréquences supérieures, dont les ondes millimétriques couvrant le spectre de 30 à 300 GHz. L'avantage de ces bandes de fréquences est double : les bandes passantes disponibles sont plus larges et les pertes de puissance en fonction de la distance sont plus fortes. Ces caractéristiques font du spectre millimétrique un bon candidat pour les futurs réseaux locaux sans fil très haut débit ( $> 100$  Mbit/s). En revanche, les difficultés de réalisation technologique se font sentir d'avantage. D'autres techniques sont également à l'étude avec le même champ applicatif : les systèmes à entrées et sorties multiples (MIMO), ou les transmissions dites « ultra large bande » (ULB).

### 2.3 Les réseaux locaux sans fil

Certains considèrent déjà que le développement des réseaux locaux sans fil constitue une deuxième révolution dans le domaine des télécommunications sans fil, la première ayant été celle de la téléphonie mobile de 2<sup>e</sup> génération [2]. Du point de vue de l'utilisateur, les applications sans fil offrent une simplicité attrayante : la suppression des fils qui interconnectent les appareils (ordinateurs, imprimantes, lecteurs multimedia, appareils photos, etc.) rend l'utilisation plus simple.

Cette « révolution », ou du moins cette évolution prometteuse, a émergé progressivement au début des années 90. On parlait alors généralement de catégories plus vastes, telles que les *Mobile Broadband Systems (MBS)* ou encore les *Wireless Broadband Communications (WBS)*. Puis le concept s'est structuré dans la deuxième moitié de la décennie [3]-[5].

Les principales caractéristiques de ces réseaux sans fil sont les suivantes :

- un déploiement à l'intérieur des bâtiments essentiellement ;
- tout type de services supporté (flux vidéo, audio, images, texte, données...);
- une architecture centralisée ou distribuée (*ad-hoc*) ;
- des débits supérieurs à 1 Mbit/s ;
- une compatibilité avec les structures réseaux ATM (Asynchronous Transfer Mode), IP (Internet Protocol) et 3G ;
- une gestion de la qualité de service (QoS) et de la sécurité ;
- une interconnexion avec les réseaux radiomobiles existants et à venir ;
- une configuration la plus transparente possible pour l'utilisateur.

Il existe désormais une grande variété de réseaux locaux. Ils se distinguent par leurs performances en terme de capacité et de fiabilité. Ces performances sont liées à l'architecture, aux protocoles d'accès, ainsi qu'aux choix des modulations, des stratégies de codage et d'égalisation du canal (ce que l'on résume souvent par raccourci : « choix système »).

Ces caractéristiques correspondent aux deux couches basses du modèle OSI (Open System Interconnection). Les standards de réseaux locaux sans fil s'adressent à ces deux couches basses : la couche physique et la couche de contrôle de liaison (DLC - Data Link Control), cette dernière étant divisée en deux sous-couches : la couche d'accès au milieu (MAC - Medium Access Control) et la couche de contrôle logique (LLC - Logical Link Control). Ces deux sous-couches gèrent la manière dont les équipements émettent au sein du réseau (couche MAC), les flux de données et la correction complète des erreurs (couche LLC). La couche physique (PHY) s'intéresse à la transmission radio. Son dimensionnement doit s'appuyer sur une bonne connaissance du canal de propagation.

Deux grandes familles de standards occupent actuellement le terrain de la normalisation pour les réseaux locaux sans fil : HIPERLAN en Europe et IEEE802.11 aux États-Unis. Les fréquences retenues pour ces normes se situent dans les bandes autour de 2.45 GHz et 5 GHz. Les versions les plus abouties de ces familles (HIPERLAN/2 et IEEE802.11a) permettent d'atteindre un débit de transmission de 6 à 54 Mbit/s dans la bande des 5 GHz. On trouvera une information plus complète dans [1] sur l'état d'avancement actuel de ces deux normes.

Le concept de réseau local sans fil s'est affiné au cours des années. Pour le compléter, une autre famille de réseaux a été définie : les réseaux personnels sans fil (en anglais : Wireless Personal Area Networks, WPAN) [6]. Il s'agit ici de relier des équipements portés par l'utilisateur ou se trouvant dans son environnement proche (quelques mètres). Un groupe de travail a été mis en place par l'IEEE pour travailler sur une famille de standard s'intéressant à ces applications : IEEE802.15 (mars 1999). Un travail d'harmonisation a été mené pour rendre la technologie propriétaire Bluetooth [7] conforme au standard IEEE802.15.

Actuellement des équipements basés sur les standards mentionnés ci-dessus sont en train de se généraliser sur le marché, principalement professionnel pour le moment. Les perspectives de recherche se tournent désormais vers le très haut débit (>100 Mbit/s). Pour cela, d'autres bandes de fréquences et d'autres techniques sont à l'étude. Nous pouvons citer les ondes millimétriques, et plus récemment les techniques MIMO, ainsi que les transmissions « Ultra Large Bande » (ULB) [8].

## 2.4 Les ondes millimétriques et la bande autour de 60 GHz

L'exploration des ondes millimétriques pour les applications de type WLAN ou MBS a débuté dans les années 90. Dans un premier temps, il s'agissait d'utiliser cette bande de fréquences dans la perspective de réseaux basés sur l'ATM [5]. Il était également proposé de s'intéresser à ces fréquences pour la mise en place de réseaux d'accès [4]. L'intérêt pour les ondes millimétriques est basé tout d'abord sur des considérations techniques : largeur des bandes passantes disponibles, facilité de la réutilisation des fréquences due aux fortes atténuations en fonction de la distance, et enfin compacité des équipements due aux courtes longueurs d'onde. A l'intérieur du spectre des ondes millimétriques (30-300 GHz), trois bandes particulières ont été repérées, car potentiellement disponibles pour le type d'applications visées : 30 GHz, 40 GHz et 60 GHz. La bande autour de 60 GHz présente un avantage majeur : les réglementations sur l'allocation des fréquences prévoient l'utilisation de zones spectrales sensiblement identiques à travers le monde.

En Europe, la Recommandation T/R 22-03 de l'ERO (European Radiocommunications Office) [9] propose de réserver la bande 59-62 GHz pour les applications WLAN. La bande 57.2-58.2 GHz est également proposée pour des applications à faible puissance et courte portée, fixes ou mobiles, ne nécessitant pas de planification de fréquence). Aux États-Unis, la bande 59-64 GHz peut être utilisée pour des applications « mobiles » sans disposer de licence. Au Japon, une bande allant de 59 à 66 GHz est prévue pour des applications sans fil générales avec ou sans licence. Par ailleurs, une bande ISM (applications Industrielles, Scientifiques et Médicales) est définie de 61 à 61.5 GHz.

Les très hauts débits envisageables aux fréquences EHF (>100 Mbit/s) permettent d'y voir une solution de remplacement, ou d'extension, des solutions câblées qui permettent déjà d'atteindre ces débits. Comme le montre la Figure 2.2, les solutions câblées restent encore très supérieures en terme de débit, notamment grâce au bus *Ethernet 100MHz* et à la famille de bus IEEE 1394.

Plusieurs études ont été menées autour de 60 GHz dès le début des années 90. On trouvera des analyses générales et complètes sur l'utilisation des ondes millimétriques et de la bande autour de 60 GHz dans [10]-[13]. Les principales études coordonnées à grande échelle autour de 60 GHz ont été menées au Japon [14] (projet MMAC [15] débuté en 1996) et en Europe [16] (projet ACTS MEDIAN [17, 18]). Des laboratoires aux États-Unis et en Australie mènent également des recherches dans cette bande de fréquence.

La connaissance du canal de propagation est une étape indispensable pour le dimensionnement de systèmes de communication efficaces et fiables. La plupart des études précédemment citées a donc intégré un travail de caractérisation du canal de propagation. Les applications visent en majorité une utilisation à l'intérieur des bâtiments (*indoor*). C'est pourquoi la plus grande partie des études de propagation concerne des environnements de type bureaux, laboratoire ou amphithéâtre. Quelques études à l'extérieur des bâtiments sont tout de même à noter [19]-[21]. Dans la suite, nous nous intéresserons uniquement aux applications *indoor*.



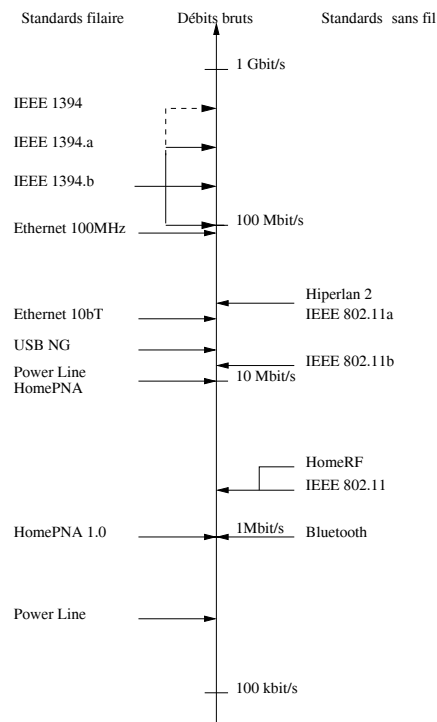


FIG. 2.2: Comparaison des standards filaires et sans fil en terme de débits bruts

### 2.4.1 Les recherches au Japon

Les japonais ont sans doute été les premiers à lancer des projets d'envergure sur l'utilisation des ondes millimétriques pour des applications de réseaux locaux sans fil. La littérature japonaise dans ce domaine est riche, et fait référence en la matière (voir l'étude bibliographique en 2.4.3).

Le ministère des postes et des télécommunications du Japon a mandaté des études dès 1984 [14]. De plus, dès fin 1992, ce même ministère a alloué des bandes de fréquences autour de 60 GHz pour des études expérimentales. Une volonté était clairement affichée de concentrer les études autour de cette fréquence afin de doper le développement de systèmes et de composants dans une bande précise, pour préparer à l'avenir une technologie mature et bas coût. Outre les applications indoor, une autre série de recherche s'est développée dans le domaine de l'automobile (radar anti-collision).

Les principales études ont été menées par le CRL (Communications Research Laboratory), laboratoire dépendant du ministère des postes et des télécommunications. Un projet lancé sur sept ans à partir de 1992 s'est fixé pour objectif la réalisation complète d'un prototype de WLAN à 60 GHz, avec un débit visé de 156 Mbit/s [22]. Trois principaux verrous étaient identifiés : la connaissance du canal, les technologies des composants millimétriques (dont les antennes) et les techniques de transmission adaptées au canal considéré.

Les applications visées concernaient le milieu du travail (déploiement dans des bureaux), dans le but d'interconnecter des ordinateurs. L'architecture de réseau retenue est centralisée : tous les



terminaux communiquent *via* une *station de base* (appelée aussi *point d'accès* dans certaines études), fixée au plafond. Les terminaux peuvent être déplacés, mais ils sont considérés comme fixes pendant une communication (ceci correspond au concept d'équipement « nomade » ou « portable »). Les applications « mobiles » étaient alors considérées comme relevant de travaux futurs.

Au niveau de la propagation des ondes, les chercheurs japonais ont constaté deux difficultés majeures : les problèmes inhérents à la propagation par multi-trajets d'un côté, et le problème plus spécifique de l'*obstruction* (*shadowing* dans la littérature anglo-saxonne) par des obstacles comme les corps humains. Pour contrer ces difficultés, trois scénarios sont envisagés :

1. Station de base et terminaux ont des antennes situées suffisamment en hauteur pour ne pas être masquées par les personnes en déplacement. La station de base est équipée d'une antenne peu directive, tandis que les terminaux ont une antenne directive pointée vers la station de base.
2. La station de base est au plafond, équipée d'une antenne à large ouverture. Les terminaux sont placés en dessous, avec une antenne directive.
3. Station de base et terminaux sont équipés d'antennes multi-sectorielles. Les secteurs permettant d'assurer les meilleures conditions de propagation sont sélectionnés.

Les études de propagation proprement dites ont été abordées par trois voies interdépendantes : des mesures large bande sur site (bureaux) [23]-[26], des mesures de réflexion et de transmission sur des matériaux de construction [23, 27], des simulations par lancer de rayons [28].

Le scénario n° 1 ci-dessus n'a pas réellement donné lieu à des publications. Du point de vue de l'utilisateur, ce type de déploiement n'est en effet pas très pratique. Les terminaux sont rarement à des hauteurs supérieures à 1.20 m au dessus du sol. Il faudrait envisager de déporter les antennes vers le haut, ce qui n'est pas évident surtout si l'on envisage l'utilisation d'antennes directives qui nécessitent un pointage adéquat vers la station de base.

Le scénario n° 2 a débouché sur le concept de *réseau à dispersion temporelle minimale* (Minimum Delay Spread LAN, MDS LAN) [29, 30, 31]. Dans un tel réseau, seule la contribution du trajet direct est recherchée. Pour cela, l'antenne directive des terminaux est pointée vers la station de base, et le plafond comme le sol sont recouverts d'un matériau absorbant. Cet absorbant permet de réduire de plus de 25 dB la contribution d'un trajet secondaire réfléchi sur le sol puis sur le plafond avant de parvenir à l'antenne du terminal. Le fait que la station de base se trouve au plafond, donc au-dessus des terminaux, permet de réduire la probabilité des *obstructions* par les personnes.

Le scénario n° 3, plus complexe, a donné lieu à des recherches sur les antennes multi-sectorielles. Partant des contraintes de l'application, des antennes originales ont été proposées pour les terminaux [32]. Par exemple, une antenne pyramidale, dont les quatre faces sont équipées d'un patch, dont l'ouverture à -3 dB avoisine les 90°. L'inclinaison des faces de la pyramide, de 30°, permet d'assurer une couverture vers le plafond, où se trouve la station de base. Les quatre faces permettent de couvrir 360° dans le plan azimutal.

Les études de la propagation ont permis de progresser dans le dimensionnement des systèmes de transmission. Ceci a permis de démontrer la faisabilité de liaisons à très haut débit (> 100 Mbit/s) à 60 GHz [26, 30, 33]. On peut noter que les modulations retenues sont toujours

mono-porteuses. Ceci est justifié par la contrainte bas coût qui pèse sur les modules radiofréquences. La faible efficacité spectrale des modulations mono-porteuses basiques n'est pas gênante ici car les bandes passantes disponibles sont larges. Par ailleurs, l'optique choisie étant de chercher la contribution du seul trajet direct, des modulations multiporteuses complexes ne semblent pas pertinentes en terme de performance.

Finalement, les premiers prototypes et démonstrateurs de WLAN à 60 GHz ont pu être présentés. La première version [34] affiche un débit brut de 51.84 Mbit/s sur chaque voie (montante et descendante). Le réseau, de type centralisé, est constitué d'un Point d'Accès (PA) et de six terminaux fixes. Le rayon de la cellule couverte par le PA est d'environ 10 m. Les transmissions entre PA et terminaux se font en mode FDD (Frequency Division Duplex). Ce mode est retenu car il était plus simple de réaliser un modem à 52 Mbit/s pour chaque voie qu'un modem en TDD (Time Division Duplex) à 104 Mbit/s pour assurer le même débit total. Chaque terminal est équipé de deux antennes, une pour l'émission, l'autre pour la réception. La puissance émise est supérieure à 10 mW (10 dBm). Les antennes des terminaux sont directives (gain de 20 dBi, ouverture  $12^\circ$ ). Pour la station de base, les antennes ont un gain de 5 dBi et une ouverture de  $6^\circ$ . La modulation, retenue pour sa simplicité, est de type OOK (On-Off Keying). Le système permet d'assurer un taux d'erreur binaire  $\leq 10^{-7}$ . Un protocole spécifique a été développé pour la couche MAC. Il s'agit du RS-ISMA (Reservation-based Slotted Idle Signal Multiple Access) [35]. Les chercheurs du CRL ont montré qu'il était ainsi possible de réaliser un réseau de type WLAN basé sur l'ATM garantissant différentes qualités de service (vidéo temps réel, voix, données en mode asynchrone).

Une version plus aboutie, et basée cette fois-ci sur les services IP/Ethernet, a été réalisée [36]. Le débit sur chaque voie est augmenté à 64 Mbit/s. La modulation d'amplitude est remplacée par une modulation de fréquence (FSK, Frequency Shift Keying). La taille des modules de traitement en bande de base est réduite par l'utilisation de FPGA (Field Programmable Gate Arrays) à forte capacité. La puissance émise est réduite à 5 dBm. L'antenne de la station de base a une ouverture supérieure ( $120^\circ$  avec un gain de 0 dBi). Par ailleurs, le protocole RS-ISMA est modifié pour intégrer le format IP. En testant uniquement le protocole (sans le passage par le canal radio), ce prototype permet d'atteindre un débit utile de 30 Mbit/s, avec un temps de latence maximal inférieur à la milliseconde.

Ces prototypes ont servi de base pour la normalisation des systèmes WLAN à 60 GHz au Japon. Cette normalisation a abouti en mai 2001 à un standard japonais de l'ARIB (Association of Radio Industries and Businesses) : STD-T74 [37].

Enfin, les études du CRL se sont poursuivies avec un prototype WLAN à 38 GHz affichant un débit brut total (voie montante et voie descendante) de 156 Mbit/s [38]. La fréquence de 38 GHz a été choisie ici pour réduire les coûts. En effet, des composants à cette fréquence sont disponibles à coût raisonnable grâce au développement d'applications radar anti-collision à 76 GHz (le double de 38) pour l'automobile. La modulation GMSK (Gaussian filtered Minimum Shift Keying) est utilisée. Les questions de transition entre points d'accès (*handover*) sont cette fois-ci abordées.

Cet aperçu des recherches menées au Japon révèle une avance certaine comparée aux autres pays du monde. On peut constater cependant que plusieurs facteurs ne sont pas encore pris en compte dans les prototypes présentés. Aucune des expériences présentées ne se déroule en pré-

sence de personnes dans le canal de propagation. Par ailleurs, les questions de pointage des antennes ne sont pas vraiment évoquées. Il s'agit pourtant d'un aspect important du point de vue de l'utilisateur (une antenne de 15° d'ouverture n'est pas forcément évidente à pointer manuellement lorsqu'on se trouve à 10 m du point d'accès).

### **2.4.2 Les recherches en Europe**

Les recherches sur le sujet en Europe se sont structurées avec le lancement du projet RACE MBS (Mobile Broadband System) [39]. Ce projet s'est terminé en 1996. RACE MBS se positionne plutôt dans le domaine des réseaux cellulaires 4G (ou 5G) plutôt que WLAN. En effet, l'étude a porté sur une utilisation à la fois en extérieur et en intérieur des bâtiments, avec une mobilité élevée. Il était envisagé de couvrir des débits de 2 Mbit/s à 150 Mbit/s. L'interfaçage était pensé pour une compatibilité avec l'ATM. Plusieurs pistes de recherche intéressantes ont été lancées :

- utilisation d'antennes adaptatives directives, avec algorithmes de poursuite nécessaires pour pouvoir suivre les déplacements des terminaux au sein du réseau.
- mise en oeuvre d'une diversité de site pour contrer les effets d'obstruction, par l'utilisation d'un terminal en tant que relais d'une communication entre un autre terminal et la station de base.

Le projet MBS a été poursuivi par un autre projet au sein de l'ACTS (Advanced Communications Technologies and Services, projet européen de coordination de la recherche de 1994 à 1998) : le projet SAMBA [40, 41], d'une durée de 32 mois. La bande de fréquences utilisée était située autour de 40 GHz, de préférence à 60 GHz car présentant moins de pertes de puissance et plus de composants disponibles à prix raisonnables. Le but du projet était de mettre en œuvre les acquis de RACE MBS et de développer une plateforme d'essais. Des démonstrations de liaisons radiomobiles à 30.72 Mbit/s ont été effectuées dans le cadre d'applications médicales (transport d'un patient en ambulance, reliée à l'hôpital par liaison sans fil), et télévisuelles (caméra sans fil transmettant en direct un événement). Ces essais mettent en jeu deux stations de base et deux terminaux mobiles (vitesse de déplacement jusqu'à 50 km/h). Les transmissions se font en mode FDD (sur deux bandes de 160 MHz de largeur, séparées de 2.84 GHz), et en accès multiple par répartition en temps (TDMA). La modulation est une OQPSK. Une diversité d'espace est utilisée en réception. Dans le système SAMBA, une trame est composée de 80 *slots*, soit 54 800 symboles, pour une durée totale de 1.7125 ms. Chaque *slot* contient, outre des informations de contrôle, 2 cellules ATM.

Un autre projet de l'ACTS s'est intéressé aux ondes millimétriques : le projet MEDIAN (1995-2000). Il se situe dans le contexte WLAN (indoor, mobilité réduite). L'environnement domestique est listé dans les applications possibles de MEDIAN. Ce projet avait pour but la réalisation d'un démonstrateur. L'étude du canal n'a pas été poussée très loin dans ce projet et le modèle de canal retenu était très simple. Une modulation COFDM (Coded Orthogonal Frequency Division Multiplexing) à 512 sous-porteuses a été retenue pour ce projet. Le démonstrateur MEDIAN est composé d'une station de base et de deux terminaux. La cellule couverte par la station de base mesure entre 50 et 100 m<sup>2</sup>. Le débit de transmission est de 155 Mbit/s, en mode ATDD (Adaptive Time Division Duplex). La technique d'accès multiple en temps a été choisie (TDMA,

Time Division Multiple Access). Chaque trame contient 64 *slots* ; chaque *slot* transportant une cellule ATM. Le mode ATDD permet de gérer un trafic variable sur la voie montante et la voie descendante, en affectant un nombre différent de *slots* dans une trame pour chaque voie.

Le projet français COMMINDOR (voir 2.4.4) est basé en partie sur les résultats de MEDIAN pour l'optimisation de la couche physique (modulation, codage).

Tous ces projets cherchaient à définir la couche physique et la couche de contrôle (DLC - Data Link Control). Malgré l'important travail réalisé, ces projets n'ont pas permis à ce jour d'apporter de contribution significative dans les organismes de normalisation.

### 2.4.3 Synthèse des travaux publiés

Une étude bibliographique détaillée sur le canal de propagation à 60 GHz est proposée dans [42]. Le Tableau 2.1 présente un classement des principales études publiées concernant la caractérisation du canal de propagation à 60 GHz (ainsi que quelques études autour de 30 et 40 GHz). Le classement distingue les études basées sur des campagnes de mesure et celles basées sur des méthodes de simulations (par lancer de rayons ou à partir de considérations théoriques). Pour les études basées sur des mesures, plusieurs méthodes de mesure existent. Nous séparons donc dans le tableau : les mesures en bande étroite (le canal est alors sondé en émettant une porteuse pure), les mesures large bande réalisées par des méthodes fréquentielles (à partir d'un analyseur de réseaux) et celles réalisées par des méthodes temporelles (sondage par émission d'impulsion, sondage à corrélation glissante, etc.). Les références du Tableau 2.1 sont alors classées selon les types d'analyses menées :

- Analyse large échelle : caractérisation de l'influence du positionnement des antennes dans l'environnement de mesure (influence de la visibilité directe, atténuation en fonction de la distance, etc.) ;
- Analyse petite échelle : caractérisation des phénomènes observables à petite échelle, c'est-à-dire sur des distances de quelques longueurs d'onde (évanouissements, corrélation spatiale) ;
- Analyse angulaire : caractérisation des angles d'arrivée et/ou de départ des ondes ;
- Sélectivité fréquentielle : caractérisation de la dispersion temporelle du canal (calcul de la dispersion des retards, de la bande de cohérence, etc.) ;
- Activité humaine : caractérisation de l'influence de la présence de personnes en mouvement dans le canal ;
- Influence du mobilier : comparaison entre des environnements meublés et des environnements vides.

Ce classement pourrait être affiné, mais il permet déjà un bon aperçu des principaux types d'études existantes. À noter que nous n'avons pas fait figurer dans ce tableau toutes les *publications* que nous avons consultées mais uniquement les *études* (il arrive en effet souvent qu'une même étude donne lieu à une publication dans les actes d'un colloque puis dans une revue).

Nous pouvons constater à l'aide de ce tableau que certains types d'analyse ont donné lieu à peu de publications. Cette étude bibliographique nous a permis de cibler les manques principaux, et de centrer notre travail sur des analyses originales permettant de compléter le corpus existant sur la connaissance du canal de propagation à 60 GHz.

TAB. 2.1: Classement des études publiées sur le canal à 60 GHz (35 études)

	Mesures		Bande étroite	Simulations (lancer de rayons)
	Techniques temporelles	Techniques fréquentielles		
Analyse large échelle	[18, 43, 44]	[20, 45, 46, 47, 48, 49, 50]	[49, 51, 52] [53, 54],[55] <sup>b</sup>	[56, 57, 58],[28] <sup>f</sup>
Analyse petite échelle	[49]	[49, 50]	[51, 52, 59]	[58, 60]
Analyse anglaise	[44]	[45, 61]		[57],[62] <sup>b</sup>
Sélectivité fréquentielle	[44, 54, 63], [55] <sup>f</sup>	[45, 46, 48, 49, 50] [61, 64, 65],[24, 66] <sup>e</sup>	[53] <sup>c</sup> ,[67] <sup>d</sup>	[56, 57, 58],[28] <sup>b</sup>
Activité humaine		[68]	[69] <sup>a</sup> ,[70] <sup>f</sup>	[71],[72] <sup>g</sup> ,[73]
Influence du mobilier		[61, 65]		[58]

<sup>a</sup>Comparaison Mesures/Simulations

<sup>b</sup>Mesures à 37.2 GHz

<sup>c</sup>Analyse théorique à partir d'un modèle

<sup>d</sup>Mesures à bande étroite en 2 points fréquentiels

<sup>e</sup>Analyse de l'influence de la polarisation des antennes

<sup>f</sup>Mesures à 30.1 GHz

<sup>g</sup>Calculs théoriques

Quatre « zones d'ombre » dans la littérature ont attiré notre attention :

### Influence de l'activité humaine

Aucune étude publiée à notre connaissance ne traite de mesures de propagation large bande à 60 GHz réalisées en présence de personnes dans le canal. Des mesures à bande étroite et à d'autres fréquences ont par contre été publiées et révèlent que le corps humain est un obstacle important pour les ondes millimétriques. Les publications référencées dans le Tableau 2.1 dans la colonne « simulations », font référence à une étude japonaise non publiée en langue anglaise [74]. [68] étudie la diffusion causée par le corps humain à 60 GHz.

### Influence du mobilier

L'influence du mobilier sur la propagation des ondes millimétriques n'a pas été vraiment quantifiée. La plupart des études sont menées dans des environnements vides ou presque. Pourtant la longueur d'onde (5 mm à 60 GHz) est très courte comparée à la plupart des dimensions des meubles et objets présents dans un environnement réel.

### Caractérisation spatio-temporelle

Les études proposées s'intéressent principalement à la répartition de la puissance reçue en fonction de l'angle de pointage en azimut d'une des antennes. Une caractérisation spatio-temporelle complète (avec analyse de la dispersion temporelle) fait défaut. Récemment, une étude complète a été publiée dans ce sens [44].

### Environnement résidentiel

Nous pouvons relever que les environnements de type résidentiel n'ont pas été étudiés jusqu'à présent. Pourtant, parmi les applications visées pour le 60 GHz, on trouve les réseaux domestiques (*Home networks*).

### 2.4.4 Le projet RNRT COMMINDOR

En France, la recherche autour des applications WLAN à 60 GHz s'est structurée autour d'un projet du Réseau National de Recherche en Télécommunications (RNRT [75]). Ce projet exploratoire, appelé COMMINDOR, s'est déroulé de fin 1999 à fin 2002. Les travaux développés dans cette thèse ont été réalisés en étroite collaboration avec les partenaires du projet COMMINDOR.

Le but du projet COMMINDOR était d'évaluer la faisabilité de réseaux domestiques haut débit à 60 GHz pour l'interconnexion et le contrôle d'équipements multimedia grand public. Le champ d'application (contexte domestique) imposait une forte contrainte de bas coût, notamment sur les choix technologiques. Une grande attention a été portée au canal de propagation, avec pour originalité la caractérisation spatio-temporelle d'environnements de type résidentiel, et la prise en compte de l'activité humaine.

Même si le projet portait uniquement sur la couche physique, une réflexion a eu lieu sur l'architecture des réseaux. Le point de départ de cette réflexion était le constat de l'existence de solutions câblées pour la mise en oeuvre de réseaux haut débit grand public, notamment avec l'existence du bus IEEE 1394 (assurant des débits supérieurs à 200 Mbit/s). Plusieurs scénarios de déploiement ont été évoqués pour assurer une transition entre réseau câblé et réseau sans fil à 60 GHz. Nous présentons ici ces scénarios :

#### Extension sans fil

Il s'agit, à partir d'un réseau câblé existant, d'ajouter une possibilité de connexion sans fil. Des points d'accès sont connectés au réseau câblé et permettent de relayer des transmissions sans fil avec des équipements non connectés par câble. Dans cette architecture, toutes les communications passent par le réseau câblé (voir Figure 2.3).

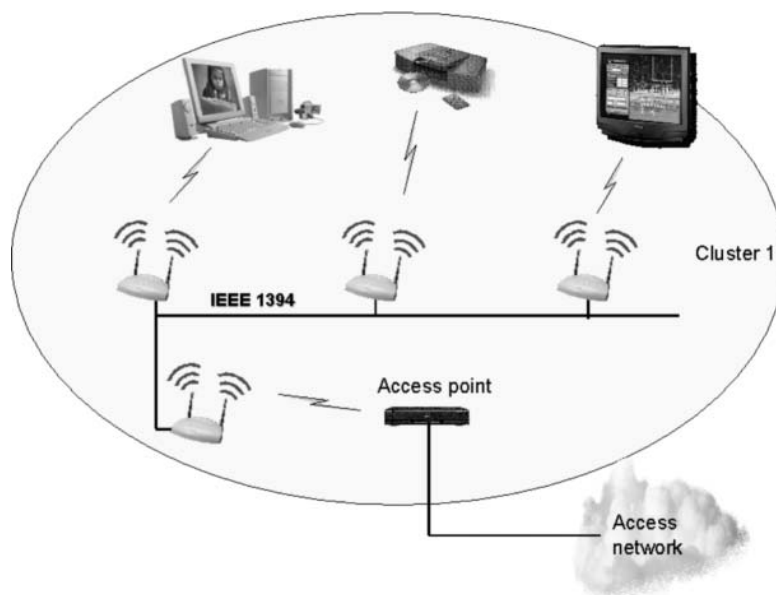


FIG. 2.3: Exemple d'architecture réseau câblé avec extensions sans fil



### « Pont » sans fil

Il s'agit cette fois d'interconnecter des réseaux câblés à travers une connexion sans fil. Contrairement à un environnement professionnel où un câblage fixe est souvent inclus dans l'architecture des locaux, les réseaux câblés en environnement domestique sont réduits à quelques appareils, proches dans l'espace. Pour interconnecter des appareils distants sans obliger l'utilisateur à les déplacer, des « ponts » sans fil pourraient être proposés (voir Figure 2.4(a)). Le réseau peut alors être vu comme constitué de plusieurs sous-réseaux câblés, interconnectés par des liaisons sans fil. La principale difficulté de ce type d'architecture est sans doute la synchronisation des sous-réseaux.

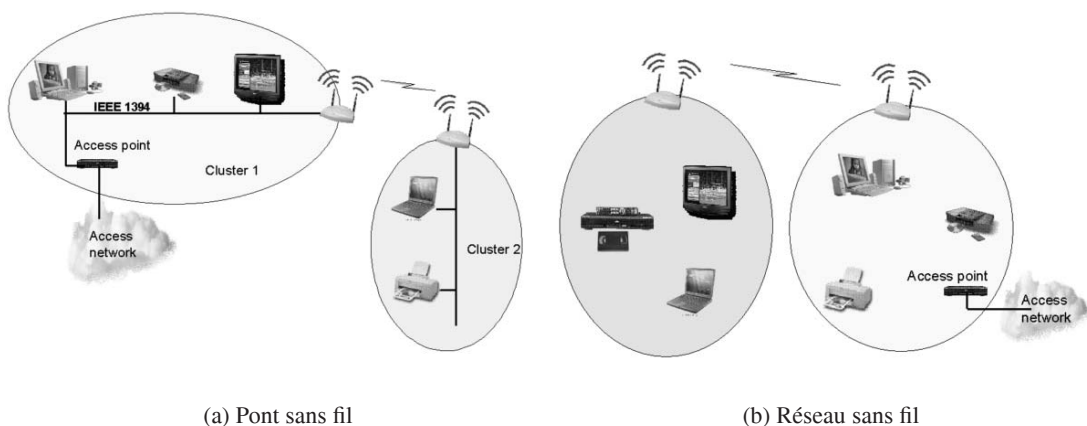


FIG. 2.4: Exemple d'architectures de réseaux composés de plusieurs sous-réseaux (ou cluster)

### Réseau complet sans fil

Enfin, il est possible de s'affranchir totalement de la solution câblée, et de déployer un réseau totalement sans fil (voir Figure 2.4(b)). Ce réseau pourra être divisé en sous-réseau (un par pièce par exemple ou par étage). L'interconnexion entre les sous-réseaux pourra être mise en oeuvre éventuellement à la même fréquence, ou alors à une fréquence plus basse (générant moins de problème de portée), comme la bande des 5 GHz par exemple (certains auteurs ont proposé ce type d'architectures pour les applications domestiques).

Ces scénarios ont guidé les études de la propagation, qui ont permis d'aboutir à une série de recommandations (voir la conclusion de cette thèse). Ces études ont par ailleurs aidé aux simulations d'une chaîne de transmission complète à 60 GHz. Plusieurs solutions pour le paramétrage de cette chaîne ont été explorées :

- Des techniques de modulation MC-CDMA (Multi-Carrier Code Division Multiple Access) et COFDM.
- Une technique de modulation monoporteuse avec turbo-égalisation en réception.

Des comparaisons entre techniques de codage ont été effectuées. Il a finalement été montré, dans le cas de liaisons avec visibilité directe, qu'il était possible d'envisager des liaisons à 185 Mbit/s (dans une bande de 200 MHz) avec un codage convolutif classique et de 222 Mbit/s en utilisant des turbo-codes, pour un taux d'erreur binaire de  $10^{-4}$ .

Les résultats du projet ont été communiqués au RNRT en décembre 2002 [76].

## 2.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté le contexte dans lequel notre étude se situe : celui des réseaux locaux sans fil (WLAN). Ces réseaux se caractérisent par une portée réduite (d'une dizaine à une centaine de mètres) et un haut débit ( $> 1\text{-}2\text{ Mbit/s}$ ). Une mobilité limitée est possible pour les équipements. Ces réseaux peuvent être déployés sous une architecture centralisée ou non. Ils permettent la transmission de tout type de données. Les futurs réseaux locaux sans fil devront être de plus en plus « souples » d'utilisation : déploiement simple pour l'utilisateur, auto-configurabilité, interfaçage transparent avec les autres types de réseaux (câblés ou non).

Dans ce contexte, les avantages des ondes millimétriques ont été précisés :

- largeur des bandes disponibles (nécessaire pour une montée en débit) ;
- fortes atténuations en fonction de la distance (intéressantes pour la réduction des interférences) ;
- compacité des équipements (grâce aux courtes longueurs d'ondes).

Ces avantages font de cette bande de fréquence, un candidat intéressant pour accompagner la demande de montée en débit et répondre au problème de l'occupation spectrale qui affecte les bandes de fréquences en dessous de 2 GHz.

L'étude du canal de propagation constituant une phase essentielle pour le dimensionnement de systèmes de communications performants, un état de l'art sur la connaissance du canal à 60 GHz a été présenté. Cette étude permet de constater l'existence de plusieurs manques dans la connaissance du canal, particulièrement sur l'influence de l'activité humaine, mais aussi sur la caractérisation spatio-temporelle, l'influence du mobilier ainsi que la connaissance du milieu domestique. La présente étude permettra d'apporter des éléments pour combler ces manques.

## Bibliographie

- [1] P. Bertin, F. Lebeugle, et T. Journée, "WLAN standards and evolutions", *Annals of Telecommunications*, vol. 58, n° 3-4, pp. 337-368, mars 2003.
- [2] B. Bing, C. Heegard, S. Müller-Weinfurtner, A.D. Gelman, K.-C. Chen, et L.J. Cimini, "Wireless LANs and Home Networks", *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 21, n° 2, pp. 121-122, fev. 2003.
- [3] L.M. Correia et R. Prasad, "An overview of Wireless Broadband Communications", *IEEE Communications Magazine*, vol. 35, n° 1, pp. 28-33, jan. 1997.
- [4] W. Honcharenko, J.P. Kruys, Y. Lee, et N.J. Shah, "Broadband Wireless Access", *IEEE Communications Magazine*, vol. 35, n° 1, pp. 20-26, jan. 1997.



- [5] J. Mikkonen, C. Corrado, C. Evci, et M. Prögler, "Emerging Wireless Broadband Networks", *IEEE Communications Magazine*, vol. 36, n°2, pp. 112-117, fev. 1998.
- [6] T.M. Siep, I.C. Gifford, R.C. Bradley, et R.F. Heile, "Paving the Way for Personal Area Network Standards : An Overview of the IEEE P802.15 Working Group for Wireless Personal Area Networks", *IEEE Personal Communications Magazine*, vol. 7, n°1, pp. 37-43, fev. 2000.
- [7] J.C. Haartsen, "The Bluetooth Radio System", *IEEE Personal Communications Magazine*, vol. 7, n°1, pp. 28-36, fev. 2000.
- [8] M. Pezzin, J. Keignart, N. Daniele, S. de Rivaz, B. Denis, D. Morche, P. Rouzet, R. Catenoz, et N. Rinaldi, "Ultra Wideband : the radio link of the future ?", *Annals of Telecommunications*, vol. 58, n°3-4, pp. 464-506, mars 2003.
- [9] European Radiocommunications Office (ERO), "Provisional recommended use of the frequency range 54.25-66 GHz by terrestrial fixed and mobile systems", Recommendation T/R 22-03 , 31 jan. 1991.
- [10] D. Falconer, "A System Architecture for Broadband Millimeter-Wave Access to an ATM LAN", *IEEE Personal Communications Magazine*, vol. 3, n°4, pp. 36-41, août 1996.
- [11] B.H. Fleury et P.E. Leuthold, "Radiowave Propagation in Mobile Communications : an overview of European Research", *IEEE Communications Magazine*, vol. 34, n°2, pp. 70-81, fev. 1996.
- [12] S. Ohmori, Y. Yamao, et N. Nakajima, "The Future Generations of Mobile Communications Based on Broadband Access Technologies", *IEEE Communications Magazine*, vol. 38, n°12, pp. 134-142, dec. 2000.
- [13] P.F.M. Smulders, "Exploiting the 60 GHz Band for Local Wireless Multimedia Access : Prospects and Future Directions", *IEEE Communications Magazine*, vol. 40, n°1, pp. 140-147, jan. 2002.
- [14] Y. Takimoto, "Recent activities on millimeter wave indoor LAN system development in Japan", *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, pp. 405-408, mai 1995.
- [15] Projet MMAC, "Multimedia Mobile Access Communications Systems", *MMAC Promotion Council*, [http ://www.arib.or.jp/mmac/e/index.htm](http://www.arib.or.jp/mmac/e/index.htm).
- [16] H.H. Meinel, "Recent advances on millimeterwave PCN system development in Europe", *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, pp. 401-404, mai 1995.
- [17] Projet MEDIAN, "Wireless Broadband CPN/LAN for Professional and Residential Multimedia Applications", *ACTS European programme (AC006)*, [http ://www.cordis.lu/infowin/acts/rus/projects/ac006.htm](http://www.cordis.lu/infowin/acts/rus/projects/ac006.htm).
- [18] J. Kunisch, E. Zollinger, J. Pamp, et A. Winkelmann, "MEDIAN 60 GHz wideband indoor radio channel measurements and model", *IEEE Vehicular Technology Conference (VTC)*, Amsterdam, The Netherlands, vol. 4, pp. 2393-2397, sept. 1999.
- [19] G. Lovnes, J.J. Reis, et R.H. Roekken, "Channel sounding measurements at 59 GHz in City Streets", *IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC)*, The Hague, The Netherlands, vol. 2, pp. 496-500, sept. 1994.
- [20] D.M. Matic, H. Harada, et R. Prasad, "Indoor and outdoor frequency measurements for mm-waves in the range of 60 GHz", *IEEE Vehicular Technology Conference (VTC)*, Ottawa, Ontario, Canada, vol. 1, pp. 567-571, mai 1998.

- 
- [21] A.M. Hammoudeh, M. Garcia Sanchez, et E. Grindrod, "Experimental analysis of propagation at 62 GHz in suburban mobile radio microcells", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 48, n°2, pp. 576-588, mars 1999.
- [22] T. Ihara, T. Manabe, M. Fujita, T. Matsui, et Y. Sugimoto, "Research activities on millimeter-wave indoor wireless communication systems at CRL", *IEEE International Conference on Universal Personal Communications (ICUPC)*, Tokyo, Japan, pp. 197-200, nov. 1995.
- [23] T. Manabe, K. Taira, K. Sato, T. Ihara, Y. Kasashima, et K. Yamaki, "Multipath measurement at 60 GHz for indoor wireless communication systems", *IEEE Vehicular Technology Conference (VTC)*, Stockholm, Sweden, pp. 905-909, juin 1994.
- [24] T. Manabe, K. Sato, H. Masuzawa, K. Taira, T. Ihara, et Y. Kasashima, "Polarization dependence of multipath propagation and high-speed transmission characteristics of indoor millimeter-wave channel at 60 GHz", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 44, n°2, pp. 268-274, mai 1995.
- [25] T. Manabe, T. Ihara, A. Kato, K. Sato, et H. Saito, "Wideband millimeter wave channel sounder and indoor propagation experiment at 60 GHz", *International Symposium on Antennas and Propagation*, Chiba, Japan, pp. 201-204, sept. 1996.
- [26] A. Kato, T. Manabe, Y. Miura, K. Sato, et T. Ihara, "Measurements of millimeter wave indoor propagation and high-speed digital transmission characteristics at 60 GHz", *IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC)*, Helsinki, Finland, vol. 1, pp. 149-154, sept. 1997.
- [27] K. Sato, H. Kozima, H. Masuzawa, T. Manabe, T. Ihara, Y. Kasashima, et K. Yamaki, "Measurements of reflection characteristics and refractive indices of interior construction materials in millimeter-wave bands", *IEEE Vehicular Technology Conference (VTC)*, Chicago, USA, pp. 449-453, juil. 1995.
- [28] T. Manabe, Y. Miura, et T. Ihara, "Effects of antenna directivity and polarization on indoor multipath propagation characteristics at 60 GHz", *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 14, n°3, pp. 441-447, avr. 1996.
- [29] Y. Takimoto et A. Inoue, "Minimum delay-spread millimeter wave indoor LAN system", *SPIE Proceedings Vol. 2211*, San Diego, California, USA, pp. 278-281, jan. 1994.
- [30] Y. Takimoto, Y. Yatsuka, A. Inoue, T. Yokoyama, T. Aoyagi, K. Ohata, T. Saito, T. Negishi, et N. Okubo, "60 GHz short range transceivers and applications for minimum delay spread LAN", *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, pp. 509-512, juin 1996.
- [31] Y. Takimoto, "Development of 60 GHz minimum delay spread indoor local area network", *Annals of Telecommunications*, vol. 52, n°3-4, pp. 112-122, mars 1997.
- [32] T. Ihara, T. Manabe, K. Iigusa, T. Kijima, Y. Murakami, et H. Iwasaki, "Switched Four-Sector Beam Antenna for Indoor Wireless LAN Systems in the 60 GHz Band", *Topical Symposium on Millimeter Waves*, Kanagawa, Japan, pp. 115-118, juil. 1997.
- [33] Y. Miura, A. Kato, T. Manabe, et T. Ihara, "Experimental results on 100 Mbits/s digital transmission over a millimeter-wave indoor wireless channel at 60 GHz", *International Symposium on Antennas and Propagation*, Chiba, Japan, pp. 181-184, sept. 1996.
- [34] G. Wu, Y. Hase, et M. Inoue, "An ATM-based Indoor Millimeter-Wave Wireless LAN for Multimedia Transmissions", *IEICE Transactions on Communications*, vol. E83-B, n°8, pp. 1740-1751, août 2000.

- [35] G. Wu, Y. Hase, K. Taira, et K. Iwasaki, "A wireless ATM oriented MAC protocol for high-speed wireless LAN", *IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC)*, Helsinki, Finland, pp. 199-203, sept. 1997.
- [36] M. Inoue, G. Wu, Y. Hase, A. Sugitani, E. Kawakami, S. Shimizu, et K. Tokuda, "An IP-Over-Ethernet-Based Ultrahigh-Speed Wireless LAN Prototype Operating in the 60 GHz Band", *IEICE Transactions on Communications*, vol. E83-B, pp. 1720-1729, août 2000.
- [37] "Ultrahigh-speed wireless LAN in the 60 GHz band", ARIB STD-T74, mai 2001.
- [38] G. Wu, M. Inoue, H. Murakami, et Y. Hase, "156 Mbps Ultrahigh-Speed Wireless LAN Prototype in the 38 GHz Band", *IEEE Global Telecommunications Conference*, vol. 6, pp. 3573-3578, nov. 2001.
- [39] Projet MBS, "Mobile Broadband System", *RACE European programme (R2067)*, <http://www.comnets.rwth-aachen.de/project/mbs/>.
- [40] Projet SAMBA, "System for Advanced Mobile Broadband Applications", *ACTS European programme (AC204)*, <http://www.cordis.lu/infowin/acts/rus/projects/ac204.htm>.
- [41] M. Dinis, V. Lagarto, M. Prögler, et J. Zubrzycki, "SAMBA : a step to bring MBS to the people", *ACTS Mobile Communications Summit*, Aalborg, Denmark, oct. 1997.
- [42] S. Collonge, "Étude de la propagation des ondes électromagnétiques à 60 GHz à l'intérieur des bâtiments", Mémoire de DEA, Institut National des Sciences Appliquées de Rennes (INSA), 21 juin 2000.
- [43] C.R. Anderson, T.S. Rappaport, K. Bae, A. Verstak, N. Ramakrishnan, W.H. Tranter, C.A. Shaffer, et L.T. Watson, "In-Building Wideband Multipath Characteristics at 2.5 and 60 GHz", *IEEE Vehicular Technology Conference (VTC)*, Vancouver, Canada, vol. 1, pp. 97-101, sept. 2002.
- [44] H. Xu, V. Kukshya, et T.S. Rappaport, "Spatial and Temporal Characterization of 60 GHz Indoor Channels", *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 20, n°3, pp. 620-630, avr. 2002.
- [45] S. Guérin, C. Pradal, et P. Khalfa, EURO COST, "Indoor Propagation narrow band and wide band measurements around 60 GHz using a network analyser", TD COST 231, sept. 1995.
- [46] J.-H. Park, Y. Kim, Y.-S. Hur, K. Lim, et K.-H. Kim, "Analysis of 60 GHz band indoor wireless channels with channel configurations", *IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC)*, Boston, Massachusetts, USA, vol. 2, pp. 617-620, sept. 1998.
- [47] P. Nobles et F. Halsall, "Indoor propagation at 17 GHz and 60 GHz - Measurements and modeling", *IEE National Conference on Antennas and Propagation*, York, UK, pp. 93-96, mars 1999.
- [48] P.F.M. Smulders et A.G. Wagemans, "Wideband indoor radio propagation measurements at 58 GHz", *Electronics Letters*, vol. 28, n°13, pp. 1270-1272, 18 juin 1992.
- [49] J. Purwaha, A. Mank, D.M. Matic, K. Witrisal, et R. Prasad, "Wide-Band Channel Measurements at 60 GHz in Indoor Environments", *IEEE Benelux Symposium on Vehicular Technology and Communications*, Brussels, Belgium, oct. 1998.
- [50] L. Clavier, M. Rachdi, M. Fryziel, Y. Delignon, V. Le Thuc, C. Garnier, et P.-A. Rolland, "Wide band 60 GHz indoor channel : characterization and statistical modeling", *IEEE Vehicular Technology Conference (VTC)*, Atlantic City, NJ, USA, oct. 2001.

- 
- [51] J.P. Kermaol et A.M. Hammoudeh, "Measurements of correlation degree using frequency diversity at 62.4 GHz in indoor environment for mobile radio communication systems", *Journées d'études de la propagation électromagnétique du décimétrique à l'angström*, Rennes, France, pp. 194-199, oct. 1997.
- [52] H. Radi, M. Fiacco, M.A.N. Parks, et S.R. Saunders, "Simultaneous indoor propagation measurements at 17 and 60 GHz for wireless local area networks", *IEEE Vehicular Technology Conference (VTC)*, Ottawa, Ontario, Canada, vol. 1, pp. 510-514, mai 1998.
- [53] A.M. Hammoudeh et G. Allen, "Millimetric Wavelength radiowave propagation for LOS Indoor microcellular mobile communications", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 44, n° 3, pp. 449-460, août 1995.
- [54] M. Bensebti, J.P. McGeehan, et M.A. Beach, "Indoor multipath radio propagation measurements and characteristics at 60 GHz", *European Microwave Conference*, Japan, vol. 2, pp. 1217-1222, sept. 1991.
- [55] L. Talbi et G.Y. Delisle, "Experimental Characterization of EHF Multipath Indoor Radio Channels", *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 14, n° 3, pp. 431-440, mars 1996.
- [56] N. Moraitis et P. Constantinou, "Propagation Modeling at 60 GHz for Indoor Wireless LAN Applications", *IST Mobile and Wireless Telecommunications Summit*, Thessaloniki, Greece, juin 2002.
- [57] M.R. Williamson, G.E. Athanasiadou, et A.R. Nix, "Investigating the effects of antenna directivity on wireless indoor communication at 60 GHz", *IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC)*, Helsinki, Finland, vol. 2, pp. 635-639, sept. 1997.
- [58] D. Dardari, L. Minelli, V. Tralli, et O. Andrisano, "Wideband indoor communication channels at 60 GHz", *IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC)*, Taiwan, vol. 3, pp. 791-794, oct. 1996.
- [59] A.M. Hammoudeh, N. Lappas, M.G. Sanchez, A.G. Siamarou, et E. Grindrod, "Millimeter-wave channel measurements at 62.4 GHz with space diversity for indoor mobile radio picocells", *Millennium Conference on Antennas and Propagation*, Davos, Switzerland, avr. 2000.
- [60] V. Degli-Esposti, G. Falciasecca, M. Frullone, G. Riva, et G.E. Corazza, "Performance evaluation of space and frequency diversity for 60 GHz wireless LANs using a ray model", *IEEE Vehicular Technology Conference (VTC)*, Phoenix, Arizona, USA, vol. 2, pp. 984-988, mai 1997.
- [61] S. Guérin, "Indoor wideband and narrowband propagation measurements around 60.5 GHz in an empty and furnished room", *IEEE Vehicular Technology Conference (VTC)*, Atlanta, Georgia, USA, pp. 160-164, avr. 1996.
- [62] S. Guérin, C. Pradal, et P. Khalfa, EURO COST, "Propagation measurements and simulations using ray launching program at 60.5 GHz", TD COST 231, avr. 1995.
- [63] R. Davies, M. Bensebti, M.A. Beach, et J.P. McGeehan, "Wireless propagation measurements in indoor multipath environments at 1.7 GHz and 60 GHz for small cell systems", *IEEE Vehicular Technology Conference (VTC)*, St. Louis, Missouri, USA, pp. 589-593, mai 1991.

- [64] A.G. Siamarou et M.O. Al-Nuaimi, "Coherence Bandwidth Characterisation at mm-waves", *IST Mobile and Wireless Telecommunications Summit*, Thessaloniki - Greece, juin 2002.
- [65] H. Droste et G. Kadel, EURO COST, "Indoor measurements using a network analyzer in combination with a precision positioning system at 17 GHz and 60 GHz", TD COST 231, avr. 1995.
- [66] C. Loyer, N. Haese, O. Lafond, P. Lefèvre, G. Lewandowski, et P.-A. Rolland, "Indoor Propagation Channel Considerations in 60 GHz High Data Rate Communications", *European Microwave Week*, Paris, France, oct. 2000.
- [67] A.M. Hammoudeh, J.P. Kermaol, et M.G. Sanchez, "Coherence bandwidth measurements in an indoor microcell at 62.4 GHz", *Electronics Letters*, vol. 34, n°5, pp. 429-431, 5 mars 1998.
- [68] A. Kato, K. Sato, T. Manabe, et T. Ihara, "Measurement of bi-static scattering characteristics of human body at 60 GHz", *IEEE AP-S International Symposium and URSI Radio Science Meeting*, Baltimore, USA, pp. 290-293, juil. 1996.
- [69] L. Talbi, "Spatial and Temporal Variations of the Indoor Wireless EHF Channel", *Wireless Personal Communications*, vol. 23, n°1, pp. 161-170, oct. 2002.
- [70] P. Marinier, G.Y. Delisle, et C.L. Despina, "Temporal variations of the indoor wireless millimeter-wave channel", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 46, n°6, pp. 928-934, juin 1998.
- [71] S. Obayashi et J. Zander, "A body-shadowing model for indoor radio communication environments", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 46, n°6, pp. 920-927, juin 1998.
- [72] K. Sato et T. Manabe, "Estimation of propagation-path visibility for indoor wireless LAN systems under shadowing condition by human bodies", *IEEE Vehicular Technology Conference (VTC)*, Ottawa, Ontario, Canada, vol. 3, pp. 2109-2113, mai 1998.
- [73] M. Flament et M. Unbehau, "Impact of shadowing fading in a mm-wave band wireless network", *International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications (WPMC)*, Bangkok, Thailand, nov. 2000.
- [74] K. Sato, H. Masuzawa, T. Manabe, et T. Ihara, "Measurements of shadowing due to human body at 60 GHz", *Instr. Electron. Inform., Commun. Eng. Spring Conference*, Yokohama, Japan, pp. B-15-mars 1994.
- [75] "RNRT - Réseau National de Recherche en Télécommunications", [http://www.telecom.gouv.fr/rnrt/index\\_net.htm](http://www.telecom.gouv.fr/rnrt/index_net.htm).
- [76] "Projet RNRT Commindor", Rapport final, dec. 2002.



## Chapitre 3

# Le canal de propagation radioélectrique

### Sommaire

---

<b>3.1</b>	<b>Introduction</b>	<b>25</b>
<b>3.2</b>	<b>Les phénomènes physiques de la propagation radioélectrique</b>	<b>26</b>
3.2.1	Le signal spatio-temporel	26
3.2.2	Phénomènes à grande échelle	27
3.2.3	Phénomènes à petite échelle	28
3.2.4	Mécanismes de la propagation	29
<b>3.3</b>	<b>Caractérisation du canal spatio-temporel</b>	<b>32</b>
3.3.1	Caractérisation déterministe	33
3.3.2	Caractérisation stochastique	34
3.3.3	Caractéristiques de propagation	35
3.3.4	Concept de sélectivité	37
<b>3.4</b>	<b>Bilan</b>	<b>38</b>
	<b>Bibliographie</b>	<b>38</b>

---

### 3.1 Introduction

Le canal de transmission, entendu dans le sens général du terme, assure le lien entre l'émetteur et le récepteur permettant le transfert de l'information. Une connaissance fine des mécanismes mis en jeu est indispensable à la conception d'une chaîne de communication et à l'estimation des performances optimales.

La notion de canal de transmission, dépendante de l'application et de la spécialité étudiées, s'étend sur une partie variable de la chaîne de communication. Dans le domaine des réseaux sans fil, le canal de propagation radioélectrique, caractérisant la propagation de l'onde électromagnétique entre différents points de l'espace, occupe une place particulière puisqu'il constitue

l'élément irréductible commun à tous les autres canaux. Son étude apparaît donc comme un préliminaire incontournable.

Ce chapitre analyse le canal de propagation, avec comme objectif de traduire les phénomènes physiques en un formalisme rigoureux, exploitable par la suite. La nature des interactions du signal électromagnétique avec l'environnement est rappelée dans un premier temps. Un jeu de paramètres représentatifs du comportement de l'environnement en espace et en temps est ensuite dérivé, en s'appuyant sur la réponse du canal.

## **3.2 Les phénomènes physiques de la propagation radioélectrique**

Les phénomènes radioélectriques sont de deux ordres : les distorsions de l'onde électromagnétique et la superposition des signaux étrangers, désignés indifféremment comme bruit. Les perturbations dues à l'interaction de l'onde avec le milieu sont observées à deux niveaux distincts, selon que leur impact est visible à grande ou à petite échelle.

### **3.2.1 Le signal spatio-temporel**

Le support de la transmission de l'information, pour les applications envisagées dans ce document, est l'onde électromagnétique. Le développement d'un système de communication requiert une connaissance précise de l'interaction du signal électromagnétique avec l'environnement pour être en mesure d'en tirer parti. Les équations de Maxwell, dérivées à partir de considérations pratiques, fournissent les outils théoriques permettant de caractériser la propagation de l'onde électromagnétique.

Le milieu de propagation dans le contexte de cette étude est l'atmosphère. Pour les communications à courtes distances, ce milieu se comporte comme l'espace libre, où l'espace libre est défini par une zone exempte de sources de courant et de charges, et dont le comportement est linéaire, isotrope et sans pertes, avec des paramètres de permittivité et de perméabilité constants et égaux à ceux du vide. L'absence de dispersion, dans les bandes de fréquences de travail, entraîne l'invariance de la vitesse de propagation des composantes du champ électromagnétique avec la longueur d'onde. L'isotropie implique que la trajectoire d'une onde soit rectiligne et non courbée par les phénomènes de réfraction et de guidage propres aux milieux anisotropes. Enfin, l'absence de pertes signifie que le milieu ne présente pas d'effet inductif ou capacitif.

L'échange d'information suppose la propagation de l'onde entre deux points<sup>1</sup> spatialement distincts et la question se pose alors de déterminer la forme des signaux électromagnétiques pouvant se propager dans un milieu isotrope, homogène et non dispersif. Les signaux traités sont des échantillons scalaires du champ électromagnétique, mesurés par l'intermédiaire d'antennes isotropes.

---

<sup>1</sup>ou deux séries de points dans le cas d'antennes multiples.

Les équations de Maxwell, en espace libre, conduisent à l'équation d'onde homogène gouvernant la propagation d'un champ scalaire  $x(\vec{r}, t)$  [1] :

$$\frac{\partial^2 x}{\partial r_x^2} + \frac{\partial^2 x}{\partial r_y^2} + \frac{\partial^2 x}{\partial r_z^2} = \frac{1}{c^2} \frac{\partial^2 x}{\partial t^2} \quad (3.1)$$

où  $t$  est la variable temporelle,  $\vec{r} = [r_x, r_y, r_z]^T$  le vecteur position, exprimé sur une base canonique de l'espace, et  $c$  la célérité de l'onde électromagnétique [2].

En postulant la séparabilité des composantes du champ, on montre que la solution la plus simple de l'équation (3.1) est l'onde plane monochromatique définie par :

$$x(\vec{r}, t) = \text{Re} \left\{ a_0 e^{j(2\pi f_0 t - \vec{k}_0 \cdot \vec{r})} \right\} \quad (3.2)$$

où  $a_0 \in \mathbb{C}$  est l'amplitude complexe de l'onde,  $f_0 \in \mathbb{R}$  la fréquence temporelle et  $\vec{k}_0 \in \mathbb{R}^3$  le vecteur d'onde. La norme du vecteur d'onde est inversement proportionnelle à la longueur d'onde  $\lambda$ ,  $\|\vec{k}\|_2 = 2\pi/\lambda$ .

La linéarité de l'équation de propagation (3.1) implique que toute superposition d'ondes planes est également solution. Puisque toute fonction peut être exprimée comme une superposition d'ondes planes (décomposition de Fourier), on en déduit le résultat essentiel qu'un signal arbitraire satisfait l'équation de propagation. L'émetteur et le récepteur peuvent ainsi communiquer par l'intermédiaire d'une onde électromagnétique quelconque. Cette observation n'est pas nécessairement vraie pour d'autres milieux.

L'analyse de Fourier est un outil précieux dans le domaine temporel permettant d'exprimer un signal à partir de ses composantes fréquentielles. Généralisée à la dimension spatiale, la transformation de Fourier décompose un signal en ondes planes homogènes :

$$\tilde{x}(\vec{k}, f) = \iint x(\vec{r}, t) e^{-j(2\pi f t - \vec{k} \cdot \vec{r})} d^3 r dt \quad (3.3)$$

$$x(\vec{r}, t) = \frac{1}{(2\pi)^3} \iint \tilde{x}(\vec{k}, f) e^{j(2\pi f t - \vec{k} \cdot \vec{r})} d^3 k df \quad (3.4)$$

où  $x(\vec{r}, t)$  est le signal temps-espace, mesuré à la position  $\vec{r}$  et à l'instant  $t$ , et  $\tilde{x}(\vec{k}, f)$  le spectre à la pulsation spatiale  $\vec{k}$  et à la fréquence temporelle  $f$ . On rappelle que  $\int(\cdot) d^3 r \triangleq \iiint(\cdot) dr_x dr_y dr_z$ . En plus de la dualité temps-fréquence relativement bien connue [3, 4], le signal spatio-temporel fait apparaître une autre forme de dualité entre vecteur d'espace  $\vec{r}$  et vecteur d'onde  $\vec{k}$ . Cette symétrie explique pourquoi le vecteur d'onde est souvent appelé pulsation spatiale par analogie à la pulsation temporelle,  $\omega = 2\pi f$ .

### 3.2.2 Phénomènes à grande échelle

Les évanouissements à grande échelle définissent les fluctuations de la puissance moyenne mesurées sur un déplacement (cf. Figure 3.1) ou sur un intervalle de temps suffisamment grands. Les deux phénomènes à l'origine des variations à grande échelle sont les pertes en distance et les effets de masquage [5].



L'affaiblissement de propagation avec la distance<sup>2</sup> s'explique par la dispersion isotrope de l'énergie transmise suivant les trois dimensions spatiales et la faible surface effective du capteur utilisé en réception. Le niveau moyen reçu varie en fonction de la distance comme  $d^{-\alpha}$ , où le paramètre  $\alpha$  vaut 2 en espace libre (et varie en fonction du type d'environnement dans des conditions réelles). Les pertes en espace libre augmentent également avec la fréquence  $f$ . Hors antennes, ces pertes se forment ainsi :

$$A = \left( \frac{2\pi f}{c} \right)^2 \cdot d^\alpha \quad \text{avec } \alpha = 2 \quad (3.5)$$

Le masquage est dû à la présence d'obstacles incontournables entre l'émetteur et le récepteur. Il se traduit par une atténuation supplémentaire fonction de la nature des matériaux traversés par l'onde électromagnétique. Nous verrons que dans le cas de la propagation en bande millimétrique, l'atténuation supplémentaire due au masquage est si forte qu'elle domine l'affaiblissement avec la distance (cf. chapitre 5).

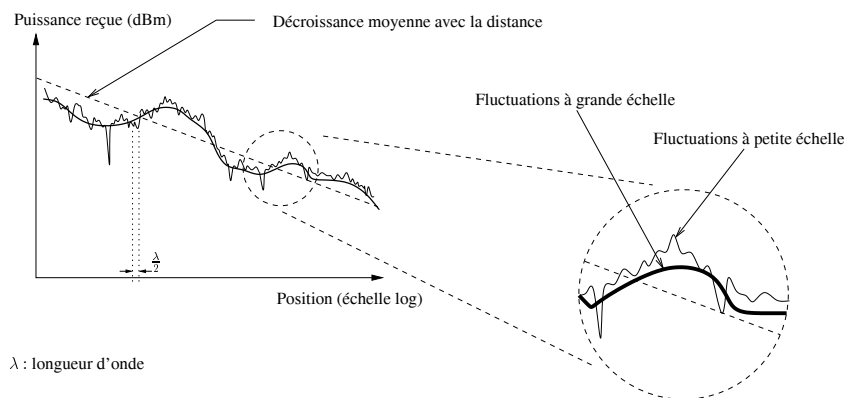


FIG. 3.1: Fluctuations à petite et à grande échelles de la réponse du canal

### 3.2.3 Phénomènes à petite échelle

Les fluctuations à petite échelle sont observées sur un intervalle de temps ou un déplacement spatial suffisamment petits pour négliger les variations à grande échelle (cf. Figure 3.1). À l'origine de ces phénomènes, la présence d'objets dans l'environnement de propagation engendre, au niveau du récepteur, l'apparition de plusieurs répliques du signal transmis interférant de manière constructive ou destructive. Les principales conséquences sur le signal sont les variations de l'enveloppe du signal reçu, la modulation de fréquence aléatoire due aux changements des conditions de propagation et la dispersion temporelle du signal liée au retard temporel des échos. On parle de propagation à trajets multiples.

<sup>2</sup>Il est essentiel de distinguer les pertes en espace libre des pertes dues à la dispersion. Le premier type d'atténuation s'explique, avec des arguments géométriques, par l'expansion sphérique de l'onde à partir de la source. Le second type de perte renvoie à l'absorption de l'énergie par le milieu de propagation lui-même.

### 3.2.4 Mécanismes de la propagation

Les trois principaux mécanismes régissant l'interaction de l'onde avec l'environnement sont la réflexion, la diffraction et la diffusion (cf. Figure 3.2) [6, 7] :

**Réflexion/Réfraction :** Réflexion et réfraction interviennent lorsque l'onde interagit avec un obstacle dont les dimensions sont très grandes et les irrégularités très petites devant la longueur d'onde. Lorsque l'objet est parfaitement conducteur, toute l'énergie incidente est réfléchi. Dans le cas contraire, une partie de l'énergie pénètre dans l'objet, selon le phénomène de réfraction. La quantité d'énergie transportée par l'onde réfractée dépend de la capacité d'absorption des matériaux. Pour une surface plane, les angles d'incidence, de réflexion et de réfraction sont reliés par la loi de Snell-Descartes et, en particulier, les angles d'incidence et de réflexion sont égaux. Dès lors que la surface présente une certaine rugosité par rapport à la longueur d'onde, l'onde incidente est réfléchi dans plusieurs directions et l'on parle de réflexion diffuse.

**Diffraction :** La diffraction se produit lorsque le chemin de propagation est obstrué par un obstacle possédant des arêtes vives. Selon le principe de Huyghens, chaque arête rencontrée par le front d'onde se comporte comme une source secondaire. L'énergie transmise par ces sources permet au signal de se propager dans les zones d'ombre, expliquant ainsi que les ondes radio arrivent au niveau du récepteur en l'absence de visibilité directe ou de l'intervention d'autres types d'interaction.

**Diffusion :** La diffusion apparaît s'il existe sur le trajet de l'onde un paquet très dense d'objets de dimensions du même ordre de grandeur ou inférieures à la longueur d'onde. Le même phénomène est observé avec une surface rugueuse présentant des aspérités suffisamment grandes. La diffusion émerge comme un comportement moyen, alors même que l'interaction élémentaire de l'onde avec chaque obstacle est de type diffractif.

L'utilité relative de ces phénomènes pour le transport d'information dépend de la configuration de propagation et, notamment, de la polarisation des antennes et de la présence ou de l'absence d'une ligne de vue directe entre l'émetteur et le récepteur (LOS— Line Of Sight, NLOS— Non Line Of Sight).

L'influence d'un obstacle sur le signal capté en réception dépend de ses dimensions par rapport à la longueur d'onde, de sa composition et de sa position spatiale par rapport à l'émetteur, au récepteur et aux autres objets (cf. Figure 3.3). On distingue deux types principaux de réflecteurs :

**Diffuseurs locaux :** Les diffuseurs locaux englobent les obstacles proches de l'émetteur ou du récepteur. Du point de vue d'un système de communication, les diffuseurs placés dans le voisinage du récepteur occasionnent un grand étalement angulaire des échos et un étalement temporel faible. Les diffuseurs proches de l'émetteur introduisent de faibles étalements temporel et angulaire.

**Diffuseurs lointains :** Les diffuseurs lointains désignent les obstacles éloignés simultanément de l'émetteur et du récepteur. Ils donnent lieu à des trajets spéculaires généralement caractérisés par un fort étalement temporel.

La proportion relative de chaque type de diffuseurs dépend ici encore de l'application envisagée et de l'environnement dans lequel le système est déployé.

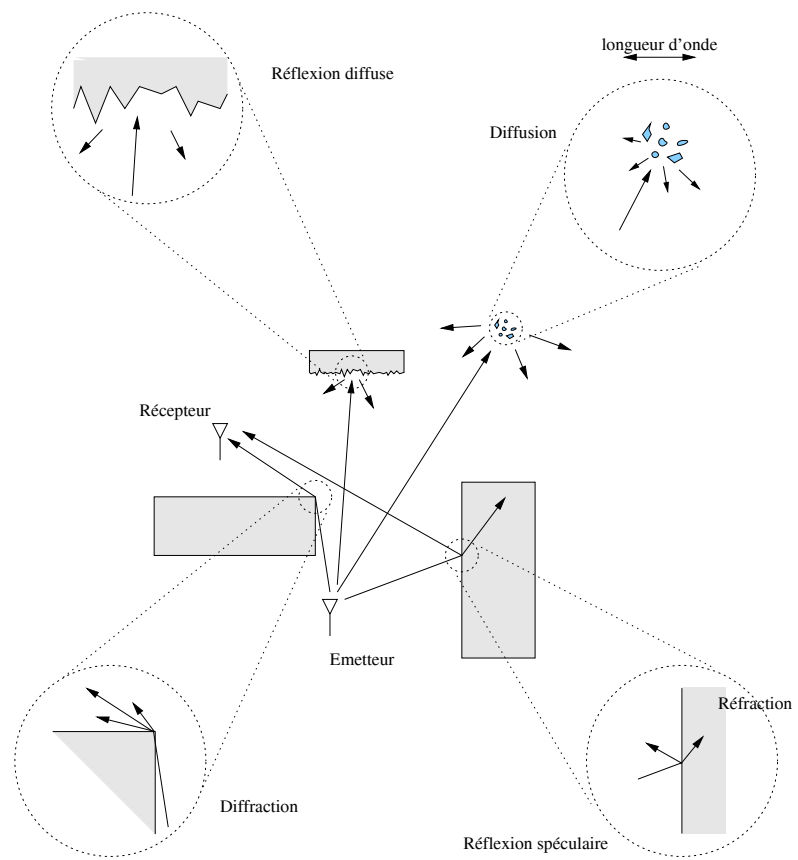
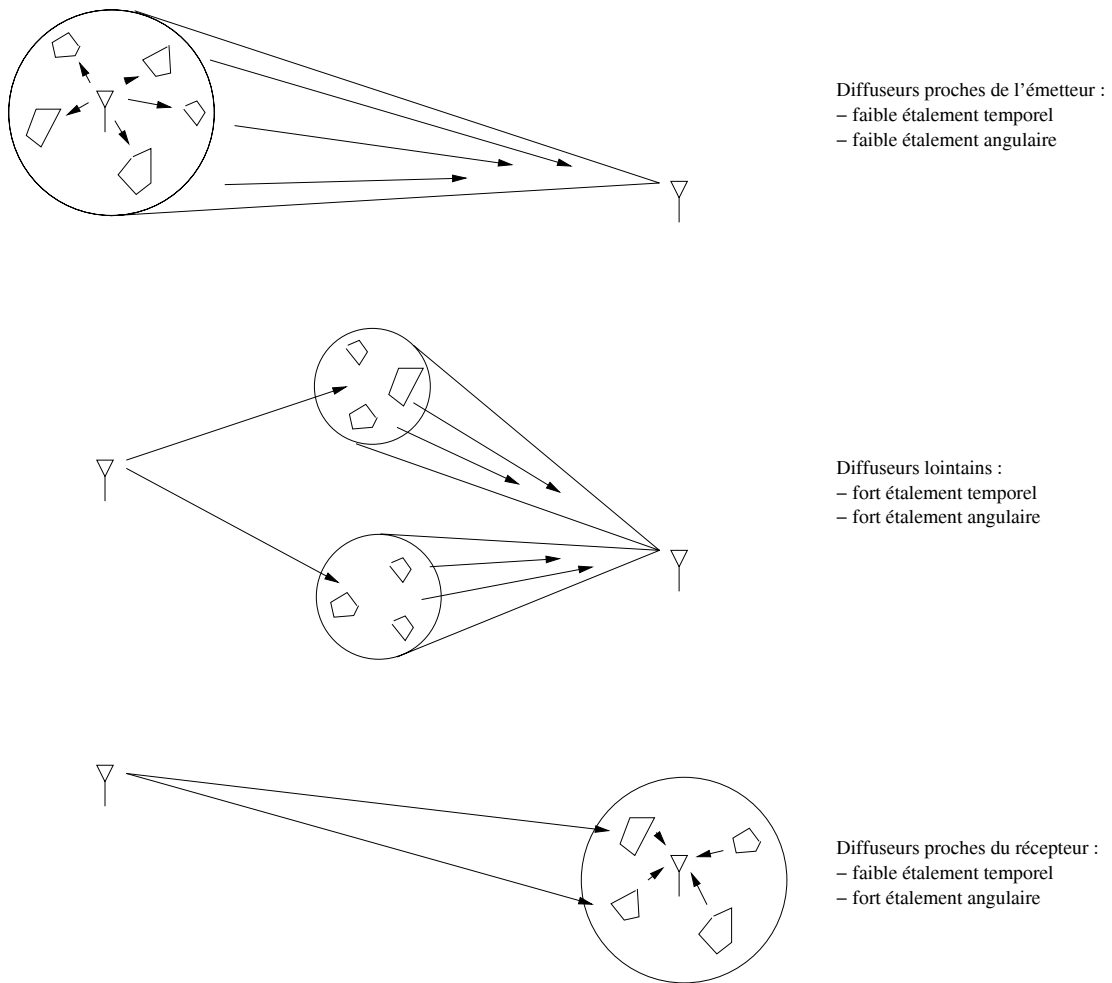


FIG. 3.2: Les types d'interactions d'une onde électromagnétique avec le milieu



**FIG. 3.3:** Influence de la localisation spatiale des diffuseurs sur la réponse du canal de propagation — Distinction entre diffuseurs locaux et diffuseurs lointains

### 3.3 Caractérisation du canal spatio-temporel

Le but de cette section est de donner un aperçu des outils mathématiques disponibles pour caractériser le comportement du canal de propagation. Pour une étude théorique plus exhaustive, on se référera notamment à [8]. Envisagé sous l'angle d'un système de communication, le canal de propagation se définit comme la transformation entre le signal émis et le signal reçu :

$$\text{signal reçu} = \text{transformation}(\text{signal émis}) + \text{bruit}$$

La relation recherchée est linéaire puisque les mécanismes d'interaction de l'onde électromagnétique avec le milieu sont eux-mêmes supposés linéaires dans les limites de notre application, c'est-à-dire pour des liaisons sans fil radioélectriques à courte distance et à faible puissance. Une description sous forme d'une réponse impulsionnelle est donc possible. En utilisant l'écriture la plus générale sur les systèmes linéaires variants [9], le signal  $y(\vec{r}_o(t), t)$ , capté à l'instant  $t$  et à la position  $\vec{r}_o(t)$ , est fonction du signal d'excitation  $x(\vec{r}_i(t - \tau), t - \tau)$ , transmis  $\tau$  secondes auparavant à la position  $\vec{r}_i(t - \tau)$ , selon :

$$y(\vec{r}_o(t), t) = \iint h(\vec{r}_o(t), \vec{r}_i(t - \tau); t, \tau) x(\vec{r}_i(t - \tau), t - \tau) d^3 r_i d\tau + n(\vec{r}_o(t), t) \quad (3.6)$$

où  $h(\vec{r}_o(t), \vec{r}_i(t - \tau); t, \tau)$  est la réponse impulsionnelle de l'environnement et  $n(\vec{r}_o(t), t)$  un bruit additif propre à l'environnement. Dans cette relation, les variables fléchées font références au domaine spatial, et les indices  $o$  et  $i$  aux signaux de sortie ("output") et d'entrée ("input") du canal. Pour alléger les notations, nous utilisons  $\int$  pour  $\int_{-\infty}^{\infty}$ .

Nous sommes amenés à simplifier cette représentation très générale afin de la restreindre aux limites de notre étude. Cette étude s'intéresse aux composantes temps, retard et angle d'arrivée en azimut du canal :  $h(\theta; t, \tau)$ . Le passage de la relation générale à cette relation restreinte se fait de la manière suivante :

1. Nous considérons que l'émetteur et le récepteur sont fixes (le canal, lui, peut évoluer, d'où l'existence de la variable temporelle). On écrit alors :  $h(\vec{r}_o, \vec{r}_i; t, \tau)$ .
2. Nous nous concentrons sur la caractérisation spatiale des phénomènes seulement du côté de la réception (point de vue SIMO, Single Input Multiple Output). On écrit alors :  $h(\vec{r}_o; t, \tau)$ .
3. En écrivant le vecteur  $\vec{r}_o$  en coordonnées polaires, puis en se limitant aux angles d'élévation nuls, on aboutit à  $h(\theta; t, \tau)$ . On se référera à [8, chap. 5] pour le détail de ces transformations.

Le signaux à l'entrée et à la sortie du filtre représentant le canal peuvent être décrits dans le domaine temporel ou fréquentiel, ce qui conduit à une représentation selon quatre fonctions que nous détaillerons en nous basant sur la démarche de Bello [4]. L'ajout de la dimension spatiale (dans notre cas, à travers l'angle en azimut  $\theta$ ), complète cette représentation par la dualité vecteur espace/vecteur d'onde. Pour une description formelle plus poussée du canal de propagation spatio-temporel, en particulier pour la représentation dans le domaine spatial, nous renvoyons à [8, 10].

### 3.3.1 Caractérisation déterministe

Nous nous limitons ici aux représentations dans le domaine temporel, la dualité dans le domaine spatial n'étant pas mise à contribution dans notre étude.

Dans le domaine temporel, deux couples de variables duales décrivent le canal de propagation :

- $t$ , l'instant de réception, et  $\nu$ , le décalage Doppler associé ;
- $\tau$ , le retard de propagation, et  $f$ , la fréquence associée.

Les domaines décrits par ces variables sont reliés par transformée de Fourier. La relation entre les signaux reçus et émis peut donc se décliner en quatre expressions équivalentes :

$$y(\theta; t) = \int h(\theta; t, \tau) x(t - \tau) d\tau \quad (3.7)$$

$$y(\theta; t) = \int H(\theta; t, f) X(f) e^{j2\pi ft} df \quad (3.8)$$

$$Y(\theta; f) = \int T(\theta; \nu, f) X(f - \nu) d\nu \quad (3.9)$$

$$y(\theta; t) = \iint S(\theta; \nu, \tau) x(t - \tau) e^{j2\pi \nu t} d\nu d\tau \quad (3.10)$$

où  $X$  et  $Y$  sont les représentations fréquentielles des signaux émis et reçus. Elles sont obtenues par transformée de Fourier des représentations temporelles  $x(t)$  et  $y(t)$  :

$$X(f) = \int x(t) e^{-j2\pi ft} dt \quad (3.11)$$

Les quatre expressions de la représentation du canal de propagation sont reliées par transformée de Fourier,  $\mathcal{F}$ , comme illustré à la Figure 3.4.

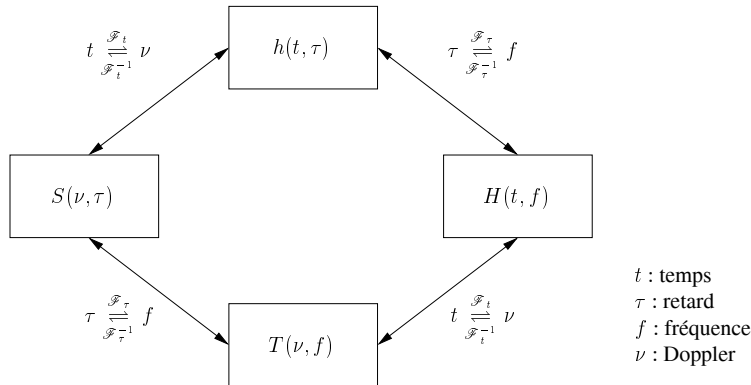


FIG. 3.4: Réponses temporelles du canal du second type

Dans le domaine spatial, on trouve deux autres couples de variables duales : les vecteurs positions en émission et en réception ( $\vec{r}_i$  et  $\vec{r}_o$ ) reliés aux vecteurs d'onde  $\vec{k}_i$  et  $\vec{k}_o$ .

### 3.3.2 Caractérisation stochastique

La description statistique complète du canal porte sur la densité de probabilité ou, de manière équivalente, sur les moments statistiques de l'ensemble des processus rentrant en compte. Irréalizable en pratique, on se contente communément de l'analyse des moments du premier et du second ordre. Par conséquent, tous les signaux sont modélisés par des processus du second ordre, entièrement définis par leur moyenne et leur fonction de corrélation.

Un processus aléatoire  $x(t)$ , de paramètre réel scalaire  $t$  (par exemple le temps), est spécifié au second ordre par sa fonction d'autocorrélation :

$$\mathcal{R}_x(t_1, t_2) = E\{x(t_1)x^*(t_2)\} \quad (3.12)$$

où  $E\{\cdot\}$  marque l'espérance mathématique,  $x^*$  est le conjugué de  $x$ , et où  $t_1$  et  $t_2$  sont les positions de prélèvement (instants de prélèvement pour une variable temporelle).

Les processus stochastiques rencontrés en pratique dans l'étude du canal de propagation sont généralement considérés *stationnaires au sens large* (SSL), au moins localement dans une région de l'espace-temps considérée<sup>3</sup>. Par définition, l'autocorrélation d'un processus SSL dépend uniquement de l'écart entre  $t_1$  et  $t_2$ . Ceci se traduit de la manière suivante :

$$\mathcal{R}_x(t_1, t_2) = \mathcal{R}_x(t_0 + t_1, t_0 + t_2) \quad \forall t_0 \quad (3.13)$$

On peut alors écrire l'autocorrélation comme une fonction d'une seule variable,  $\Delta t = t_2 - t_1$  :

$$\mathcal{R}_x(\Delta t) = E\{x(t)x^*(t + \Delta t)\} \quad (3.14)$$

De manière équivalente, un processus SSL peut se caractériser par sa densité spectrale de puissance (théorème de Wiener-Khintchine) :

$$\begin{aligned} \mathcal{S}_x(f) &= \mathcal{F}\{\mathcal{R}_x(\Delta t)\} \\ &= \int \mathcal{R}_x(\Delta t)e^{-j2\pi f\Delta t} d\Delta t \end{aligned} \quad (3.15)$$

avec  $\Delta t$  un décalage en  $t$  et  $f$  la variable duale par transformée de Fourier.

La fonction d'autocorrélation évalue la dépendance linéaire entre différents échantillons du signal  $x(t)$  en fonction de leur position de prélèvement relative. La mesure de  $\mathcal{R}_x(\Delta t)$  donne une indication sur l'intervalle de *corrélation* du signal, *i.e.* la séparation sur l'axe  $t$  au-delà de laquelle les valeurs prises par le signal deviennent *faiblement* corrélées. Dans la pratique, et comme on le verra dans la suite, cela conduit à définir des caractéristiques de corrélation basées sur le choix d'un seuil de corrélation (on parlera de *corrélation à X%*).

La densité spectrale de puissance quantifie la répartition dans le domaine dual de l'énergie du signal. L'évaluation de  $\mathcal{S}_x(f)$  permet une mesure de la *dispersion* spectrale. Dans le domaine temporel, on parle aussi d'*étalement*.

<sup>3</sup>Dans la suite, les intégrales seront d'ailleurs implicitement restreintes à cette région.

Dispersion et intervalle de corrélation<sup>4</sup> sont des caractéristiques du second ordre très utilisées en pratique. Ils apportent la même information, exprimée différemment, sur le comportement d'un processus SSL.

La représentation complète du canal, dans le domaine temporel, peut alors s'exprimer grâce aux fonctions d'autocorrélation conjointes. Si la condition de stationnarité au sens large est valable pour chaque composante (temps et fréquence), on arrive alors à l'hypothèse courante du canal stationnaire au sens large et à diffuseurs décorrelés (WSSUS dans la terminologie anglaise). On peut alors écrire :

$$\begin{aligned}
 \mathcal{R}_h(\theta; t_1, \tau_1; t_2, \tau_2) &= \delta(\tau_2 - \tau_1) \mathcal{S}_h(\theta; t_2 - t_1, \tau_1) \\
 \mathcal{R}_H(\theta; t_1, f_1; t_2, f_2) &= \mathcal{R}_H(\theta; t_2 - t_1, f_2 - f_1) \\
 \mathcal{R}_T(\theta; \nu_1, f_1; \nu_2, f_2) &= \delta(\nu_2 - \nu_1) \mathcal{S}_T(\theta; \nu_1, f_2 - f_1) \\
 \mathcal{R}_S(\theta; \nu_1, \tau_1; \nu_2, \tau_2) &= \delta(\nu_2 - \nu_1) \delta(\tau_2 - \tau_1) \mathcal{S}_S(\theta; \nu_1, \tau_1)
 \end{aligned} \tag{3.16}$$

Ces quatre fonctions sont reliées par transformées de Fourier double, comme illustré par la Figure 3.5.

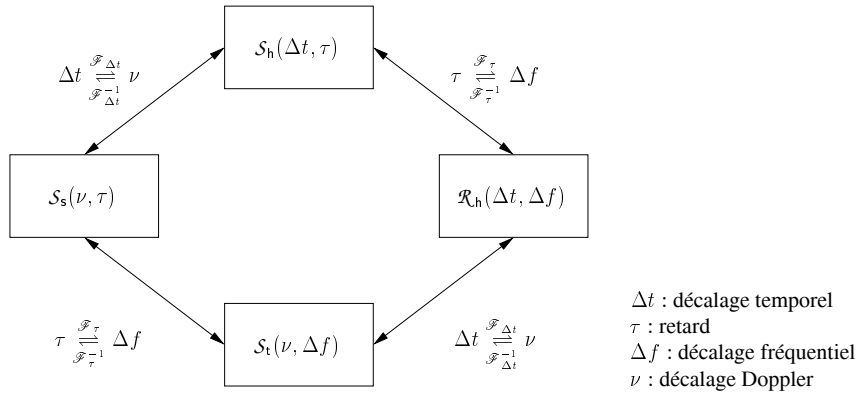


FIG. 3.5: Fonctions de corrélation d'un canal stationnaire au sens large et à diffuseurs décorrelés

La réponse du canal WSSUS est entièrement caractérisée par l'une de ces quatre fonctions. En pratique, dans le cadre d'un travail de sondage du canal, la réponse accessible à la mesure est une évaluation de la réponse impulsionnelle  $h(\theta; t, \tau)$  lorsqu'une méthode de sondage temporel est utilisée, ou de la fonction de transfert  $H(\theta; t, f)$  quand une méthode de sondage fréquentiel est utilisée.

### 3.3.3 Caractéristiques de propagation

À partir de la connaissance de la réponse du canal de propagation, il est intéressant de se doter d'outils permettant d'évaluer la corrélation et la dispersion dans chaque domaine (temps/Doppler,

<sup>4</sup>On utilisera aussi le terme de *cohérence* par la suite comme un synonyme de corrélation, même s'il est possible en toute rigueur d'y voir deux concepts légèrement différents (voir par exemple [10])



retard/fréquence, espace/pulsation spatiale). Nous appelons ces outils : caractéristiques de propagation.

Pour le domaine retard/fréquence, on caractérise la **dispersion des retards** et la **corrélation en fréquence**. La **dispersion des retards** peut être évaluée à partir de plusieurs valeurs : *RMS delay spread* (en français on désigne souvent ce terme simplement par *dispersion des retards*), fenêtre des retards à X%, intervalle des retards à X dB, etc.

**RMS delay spread** : Il s'agit du moment d'ordre 2 des retards :

$$\tau_{RMS}(\theta; t) = \left( \frac{\int (\tau - \tau_m)^2 S_h(\theta; t, \tau) d\tau}{\int S_h(\theta; t, \tau) d\tau} \right)^{1/2} \quad (3.17)$$

avec :  $\tau_m = \int \tau S_h(\theta; t, \tau) d\tau$

**Fenêtre des retards à X%, notée  $F_{\tau_X}$  [11]** : Il s'agit de l'intervalle de temps contenant X% de la puissance totale de  $S_h(\tau)$ . Cette fenêtre est centrée, c'est-à-dire qu'elle est choisie de telle sorte que de part et d'autre soient répartis également les  $(100 - X)\%$  de la puissance restante. Les valeurs de X généralement utilisées sont 50 et 90%.

**Intervalle des retards à X dB, noté  $I_{XdB}$  [11]** : Il s'agit de l'intervalle de temps entre le premier et le dernier franchissement d'un seuil placé à X dB sous le pic principal de  $S_h(\tau)$ . Cet intervalle permet d'évaluer la contribution des trajets puissants. Les valeurs de X couramment utilisées sont 6, 9, 12 ou 15 dB.

La **corrélation en fréquence** s'évalue couramment par le calcul de la *bande de corrélation en fréquence*, ou plus simplement la *bande de cohérence*. Cette bande de cohérence, notée  $B_{cX}$ , se calcule pour un seuil de corrélation donnée (X exprimé en %) et un instant donné  $t$  :

$$\left| \frac{\mathcal{R}_h(t, B_{cX})}{\mathcal{R}_h(t, 0)} \right| = \frac{X}{100} \quad (3.18)$$

X est choisi généralement à 50, 75 ou 90. Nous utiliserons  $X=75$  dans la suite de ce mémoire.

Toujours dans le domaine retard/fréquence, nous définissons également une caractéristique qui évalue le nombre de trajets composant la réponse implusionnelle :  $N_{trajX}$ . Ce nombre est évalué à partir de la détection des maxima locaux du profil de puissance  $|h(\tau)|^2$  obtenu par la mesure. Un seuil est appliqué à X dB sous le maximum de puissance reçue. Seuls les maxima locaux supérieurs à ce seuil sont comptés comme trajets. Nous utilisons un seuil de 25 dB.

Dans le domaine temps/Doppler, on caractérise la **dispersion Doppler** et la **corrélation temporelle**. Des caractéristiques de propagation sont calculées de la même manière que dans le domaine retard/fréquence : *RMS Doppler spread* ( $\nu_{RMS}$ ) et *temps de cohérence* ( $T_c$ ).

Nous n'utiliserons pas ces caractéristiques dans notre étude car elles ne sont pas pertinentes pour décrire le comportement du canal dans le domaine temps/Doppler à 60 GHz. En effet, l'hypothèse de stationnarité au sens large est mise à mal par l'influence de l'activité humaine sur la propagation des ondes. Des caractéristiques plus adaptées seront définies et commentées dans le chapitre 6.

Pour finir, la même démarche peut être menée pour le domaine spatial afin de caractériser la **corrélacion en distance** et la **dispersion spatiale**. Lorsque nous limitons l'analyse spatiale aux angles d'arrivée en azimut, cela revient à la détermination de la *dispersion angulaire* (RMS angular spread). On trouvera dans [8, chap. 5] des définitions intéressantes pour caractériser cette dispersion. Dans notre étude, nous utiliserons une approche plus simple pour décrire la dispersion angulaire (voir le chapitre 5, section 5.3.1).

### 3.3.4 Concept de sélectivité

Un canal de propagation est susceptible d'évoluer en temps, en fréquence et/ou en espace. Ces évolutions peuvent se mesurer notamment sur le module de la densité spectrale de puissance du canal  $|\mathcal{S}(\vec{r}; t, \tau)|$ . Elles sont alors souvent dénommées *évanouissements* (*fading* dans la terminologie anglo-saxonne). À partir du moment où le canal n'est pas constant, on peut théoriquement le qualifier de *sélectif* en temps, en fréquence et/ou en espace. Inversement, s'il est constant, il peut être qualifié de *cohérent*. Un canal n'étant jamais constant au sens strict, la qualification est assouplie dans la pratique. C'est pourquoi on utilise des paramètres qui quantifient la cohérence (la définition de ces paramètres inclut forcément un aspect subjectif, qui se traduit par le choix d'un seuil de corrélation). On décide alors de la sélectivité d'un canal par comparaison de ces paramètres de cohérence avec des caractéristiques de base d'un système de transmission utilisant le canal telles que la durée d'un symbole, notée  $T_S$  (ou la bande de fréquence occupée par le signal notée  $B_S$ ). On peut alors statuer sur la sélectivité du canal en temps et en fréquence, comme le présente le Tableau 3.1.

TAB. 3.1: Sélectivité en temps et en fréquence d'un canal de propagation

Domaine temps/Doppler	Domaine retard/fréquence	
	$\tau_{RMS} \ll T_S$ ou $B_c \gg B_S$	$\tau_{RMS} \geq T_S$ ou $B_c \leq B_S$
$T_c \gg T_S$	Canal non-sélectif en temps	Canal non-sélectif en temps
$\nu_{RMS} \ll B_S$	Canal non-sélectif en fréquence	Canal sélectif en fréquence
$T_c \leq T_S$	Canal sélectif en temps	Canal sélectif en temps
$\nu_{RMS} \geq B_S$	Canal non-sélectif en fréquence	Canal sélectif en fréquence

Il faut noter que les paramètres à comparer ne sont pas imposés. Il faut voir cela comme une comparaison qualitative plus que quantitative. Le tableau utilise par exemple le paramètre  $\tau_{RMS}$  mais le choix d'un autre paramètre décrivant le même phénomène (la dispersion des retards) pourrait se justifier tout autant. De même, on parle de bande et temps de cohérence sans préciser ici le niveau de cohérence choisi.

Selon la sélectivité en temps et en fréquence, il est d'usage de qualifier en conséquence les évanouissements subis par le canal. Ainsi lorsqu'un canal est non-sélectif en fréquence, les évanouissements sont dits *plats* (*flat fading* en anglais). Un canal sélectif en temps subit des éva-

nouissements dits *rapides* (*fast fading*). Au contraire, s'il est non-sélectif en temps, les évanouissements seront qualifiés de *lents* (*slow fading*).

Il est évident qu'un canal idéal est non-sélectif dans tous les domaines. La détermination de la sélectivité est intéressante pour le dimensionnement d'un système de transmission. Un canal sélectif en fréquence provoquera par exemple des *interférences inter-symboles*, car les répliques d'un symbole seront reçues en même temps que le symbole suivant. Il convient alors, toute chose égale par ailleurs<sup>5</sup>, d'augmenter la durée symbole (et donc de réduire le débit de transmission) pour diminuer le taux d'erreur.

Il est possible de compléter ce tableau pour la sélectivité spatiale. Réduite à la dimension angulaire, elle se traduit par une sélectivité angulaire. On pourra comparer l'ouverture des diagrammes de rayonnement des antennes utilisées par un système de transmission avec les caractéristiques de dispersion angulaire du canal. Si la réponse du canal en angle est constante sur toute l'ouverture de l'antenne, on pourra parler d'un canal non-sélectif en angle.

### 3.4 Bilan

Ce chapitre a présenté succinctement les préliminaires théoriques à toute étude du canal de propagation. Les phénomènes physiques en jeu ont été décrits. Les concepts théoriques sur lesquels la caractérisation du canal repose, accompagnés du formalisme mathématique couramment utilisé ont été présentés. Nous rappelons que l'étude théorique poussée des canaux de propagation n'était pas l'objet central de cette thèse. C'est pourquoi nous renvoyons à des références plus complètes pour approfondir les concepts qui ont été ébauchés ici (en particulier [8]).

Enfin des caractéristiques de propagation ont été définies. Elles seront abondamment utilisées dans la suite de ce travail pour quantifier les phénomènes affectant le canal de propagation à 60 GHz. Il s'agit de caractéristiques classiquement utilisées dans le domaine. D'autres caractéristiques spécifiquement définies pour le canal à 60 GHz seront introduites par la suite.

L'ensemble des notions de base pour la compréhension des mécanismes de la propagation ayant été présenté, nous pouvons maintenant aborder les résultats de l'étude de la propagation intra-bâtiment à 60 GHz.

## Bibliographie

- [1] D.H. Johnson et D.E. Dudgeon, *Array signal processing : concepts and techniques*, Prentice-Hall, 1993
- [2] D.K. Cheng, *Field and wave electromagnetics*, Addison-Wesley, 1989
- [3] D. Gabor, "Theory of Communication", *IEE*, vol. 93, pp. 429-457, 1946.

---

<sup>5</sup>En effet, il est aussi possible de traiter les interférences inter-symboles en modifiant le type d'architecture du système en intégrant une procédure d'égalisation du canal, en utilisant des modulations multi-porteuses, etc.

- [4] P.A. Bello, "Characterization of randomly time-variant linear channels", *IEEE Transactions on Communications Systems*, vol. CS-11, pp. 360-393, dec. 1963.
- [5] T.S. Rappaport, *Wireless Communications : Principles and Practice*, Prentice Hall, 1996
- [6] L. Boithias, *Radio wave propagation*, McGraw-Hill, 1987
- [7] M. Schwartz, *Principles of electrodynamics*, McGraw-Hill, 1972
- [8] G. D. Durgin, "Theory of Stochastic Local Area Channel Modeling for Wireless Communications", Thèse de doctorat, Faculty of the Virginia Polytechnic Institute and State University, dec. 2000.
- [9] D.J. Greenwood et L. Hanzo, *Characterization of mobile radio channels*, IEEE Press, 1992
- [10] P. Guguen, "Techniques multi-antennes émission-réception - Applications aux réseaux domestiques sans fil", Thèse de doctorat, INSA de Rennes, 22 jan. 2003.
- [11] "Multipath propagation and parametrization of its characteristics", Recommandation ITU-R P.1407, 2003.



# Chapitre 4

## Campagnes de mesures à 60 GHz

### Sommaire

---

<b>4.1</b>	<b>Introduction</b>	<b>42</b>
<b>4.2</b>	<b>Paramètres d'influence étudiés</b>	<b>43</b>
4.2.1	Influence de l'activité humaine	43
4.2.2	Influence de l'emplacement des antennes	43
4.2.3	Influence des caractéristiques des antennes	44
4.2.4	Influence du mobilier	44
<b>4.3</b>	<b>Aperçu des campagnes de mesures</b>	<b>45</b>
4.3.1	Campagne de mesures n° 1 : laboratoire ( <i>statique</i> )	45
4.3.2	Campagne de mesures n° 2 : centre de loisirs éducatifs	45
4.3.3	Campagne de mesures n° 3 : maison résidentielle meublée	45
4.3.4	Campagne de mesures n° 4 : maison résidentielle vide	45
4.3.5	Campagne de mesures n° 5 : laboratoire ( <i>dynamique</i> )	46
<b>4.4</b>	<b>Système de mesure</b>	<b>46</b>
4.4.1	Sondeur de canal	46
4.4.2	Antennes	49
4.4.3	Système de positionnement	52
<b>4.5</b>	<b>Environnements de mesure</b>	<b>53</b>
4.5.1	Laboratoire	53
4.5.2	Centre de Loisirs Éducatifs	54
4.5.3	Maison résidentielle	54
<b>4.6</b>	<b>Configurations de mesure</b>	<b>55</b>
4.6.1	Campagne de mesures n° 1	55
4.6.2	Campagnes de mesures n° 2, 3 et 4	56
4.6.3	Campagne de mesures n° 5	58
<b>4.7</b>	<b>Bilan</b>	<b>60</b>
	<b>Bibliographie</b>	<b>61</b>

---

## 4.1 Introduction

Le chapitre précédent a présenté le cadre théorique de la caractérisation d'un canal de propagation. Le présent chapitre introduit les deux suivants présentant les résultats de la caractérisation du canal de propagation intra-bâtiment à 60 GHz. Ces résultats sont issus de plusieurs campagnes de mesure sur site. Ce chapitre présente donc les choix qui ont précédé le déroulement des mesures, le système de mesure ainsi que les environnements et les configurations de mesure.

Pour caractériser un canal de propagation, deux approches sont couramment choisies : la mesure ou la simulation. L'intérêt des simulations, à l'aide de logiciels de lancer de rayons par exemple, réside dans sa rapidité de mise en oeuvre. Cependant, tout modèle nécessite d'être validé par des mesures physiques pour démontrer sa pertinence. La conduite de campagnes de mesures est donc un préalable à toute modélisation permettant ensuite des simulations précises.

Notre but étant d'approfondir la connaissance du canal à 60 GHz, canal encore peu modélisé, car justement peu mesuré, nous avons choisi une approche reposant sur des campagnes de mesures. Ces campagnes ont été conduites dans plusieurs environnements, principalement de type résidentiel. La mise en oeuvre de campagnes de mesures nécessite une attention particulière dans la détermination des scénarios de mesure, en fonction des types d'analyse recherchés. L'idée fondamentale dans cette approche est d'ordre statistique. On considère qu'en effectuant de nombreuses mesures, dans différents environnements, avec les mêmes protocoles, on collectera suffisamment de données pour pouvoir en faire un traitement statistique et tirer des conclusions générales à partir d'une série d'observations particulières.

Le premier élément d'importance est le système de mesure employé. Il détermine en effet la majorité des limites intrinsèques au processus de mesure d'un phénomène physique, ici la propagation des ondes électromagnétiques. C'est pourquoi nous commencerons par décrire ce système, basé sur un sondeur de canal à corrélation glissante ayant une bande d'analyse de 500 MHz. Les antennes utilisées seront également décrites.

La pertinence des résultats dépend de l'importance de la base de données de mesure. Un deuxième élément d'importance pour notre étude est donc la variété des environnements de mesure et le nombre de mesures effectuées dans chacun de ces environnements. La conduite d'une campagne de mesure nécessitant beaucoup de temps, il y a toujours un compromis à faire entre le nombre de campagnes à mener et le caractère représentatif des résultats. De plus, il n'est pas toujours facile de disposer d'environnements de mesure pendant de longues périodes. Nos mesures se sont donc déroulées dans trois environnements différents. Ce nombre, peut-être un peu réduit, est compensé par l'importante quantité de mesures obtenue dans chacun de ces environnements. Dans le cadre du projet COMMINDOR, des campagnes de mesure dans deux autres environnements ont été menées par un autre partenaire du projet.

Enfin, dernier élément important dans la définition d'une campagne de mesure : les configurations ou scénarios de mesure. Un scénario de mesure décrit l'ensemble des paramètres de chaque mesure. Parmi ces paramètres se trouvent : les réglages du système de mesure (durée, résolution de la mesure), la position des antennes (dont le pointage et la hauteur), le déplacement éventuel des antennes (rotation pour une étude des directions d'arrivée, translation pour une étude des évanouissements à petite échelle), etc.

Les travaux de référence de H. Hashemi [1] ont été une base non négligeable de la structuration de ce travail de caractérisation.

## 4.2 Paramètres d'influence étudiés

De nombreux paramètres interviennent dans la propagation des ondes. Nous en avons retenu quelques-uns parmi les plus significatifs et les moins explorés. Toute notre étude sera présentée en regard de ces paramètres d'influence, en particulier, la variation des caractéristiques de propagation (dont la plupart ont été décrites au cours du chapitre précédent).

### 4.2.1 Influence de l'activité humaine

À l'intérieur des bâtiments, pour des liaisons fixes, la seule cause de variations temporelles du canal est l'activité humaine. Cette activité correspond au déplacement des personnes présentes dans l'environnement et à leurs actions (ouverture et fermeture des portes, des fenêtres, déplacement d'objets, *etc.*). Dans un contexte industriel, le qualificatif « humain » est à compléter ; en effet, les déplacements peuvent être ceux de robots ou de machines motorisées. Ces déplacements sont à intégrer dans l'activité régnant dans l'environnement. Dans le contexte domestique qui est le nôtre, les déplacements sont essentiellement « humains ». Lorsqu'aucune personne n'est présente dans l'environnement de mesure (c'est-à-dire dans le bâtiment ou dans les pièces où s'effectue la mesure), le canal peut être considéré comme invariant dans le temps (ou *statique*). En effet, du fait des fortes atténuations causées par les matériaux de construction, l'influence des mouvements extérieurs à l'environnement est nulle dans le cas de la propagation à 60 GHz. Comme cela a été noté au Chapitre 2, très peu d'études jusqu'à présent se sont intéressées à l'influence de l'activité humaine sur le canal à 60 GHz.

La caractérisation du canal de propagation invariant en temps sera présentée au Chapitre 5. Celle du canal variant en temps sera présentée au Chapitre 6.

### 4.2.2 Influence de l'emplacement des antennes

Les équipements d'un réseau local sans fil peuvent être placés à divers endroits dans un environnement donné, selon le désir des utilisateurs. Ces équipements pourraient éventuellement être disposés dans des pièces différentes, voire à des étages différents. Par ailleurs, dans le cas d'un réseau centralisé, une *station de base* (ou *point d'accès*) doit être positionnée en un lieu particulier (souvent le plafond).

Pour tester ces différents cas et conclure quant à la couverture possible des réseaux locaux à 60 GHz, nous avons disposé les antennes du sondeur de canal dans des configurations variées.

On peut distinguer deux grands cas de figure selon l'existence ou non de la visibilité directe entre les antennes. Dans le cas où la visibilité directe existe, nous parlerons de *situation* LOS



(*Line of Sight*). Le terme de visibilité directe ne signifie pas automatiquement que les antennes sont pointées l'une vers l'autre et donc que le trajet direct est présent. Il signifie que la présence du trajet direct est *possible* ; il s'agit ensuite d'une question de pointage des antennes. Classiquement, la contribution du trajet direct est avérée lorsque le premier ellipsoïde de Fresnel est dégagé<sup>1</sup>. L'absence de visibilité directe peut être due soit au fait que les antennes sont dans des pièces différentes et que le trajet direct est alors obstrué par un mur (ou une porte), soit au fait qu'un meuble se trouve sur le trajet direct, alors même que les antennes sont dans la même pièce. Pour distinguer ces deux cas, nous désignerons par *situation* NLOS (*Non-LOS*) le cas où les antennes sont dans des pièces différentes, et par *situation* OBS (*Obstruée*) le cas où les antennes sont dans la même pièce et qu'un obstacle fixe obstrue le trajet direct.

Dans le positionnement des antennes interviennent également la hauteur par rapport au sol et l'orientation (en azimut et en élévation).

D'un point de vue plus « applicatif », nous parlerons de *configuration* « *mono-pièce* » quand les équipements d'un réseau sont tous positionnés dans une même pièce d'un bâtiment. Nous parlerons de *configuration* « *multi-pièce* » quand les équipements sont dans des pièces différentes (tout en étant au même étage). Enfin, nous désignerons par *configuration* « *inter-étage* » le cas où les équipements sont situés à des étages différents d'un bâtiment. On peut voir dans ces désignations une tentative d'affiner le concept de « pico-cellule » souvent utilisé dans le contexte des WLANs. Ce concept, qui fait référence à la structure cellulaire des réseaux de téléphonie mobile, n'est pas vraiment pertinent dans le cas de réseaux qui peuvent avoir une structure distribuée (réseaux *ad hoc*) où il n'existe pas à proprement parler de cellule. De plus, la taille d'une « pico-cellule » est souvent évaluée autour de 10 à 100 m. Il faudrait alors parler de « femto-cellule » dans le cas des réseaux sans fil à 60 GHz, pour lesquels 10 m est généralement la portée maximale envisagée.

### 4.2.3 Influence des caractéristiques des antennes

Les antennes influencent, de par leur diagramme de rayonnement, la propagation des ondes dans un environnement donné. On considère donc qu'elles font partie intégrante du canal. Afin de quantifier l'influence de caractéristiques comme l'ouverture, le gain et la polarisation, des antennes différentes ont été utilisées.

### 4.2.4 Influence du mobilier

Ce dernier paramètre n'est généralement pas mis en avant dans les études sur la propagation. Mais à 60 GHz, la longueur d'onde est très courte : 5 mm. Les dimensions des objets et des meubles sont grandes comparées à cette longueur d'onde. Ces objets sont donc susceptibles d'intervenir dans les phénomènes de propagation (réflexion diffuse ou spéculaire, diffraction). Il est donc intéressant de quantifier cette influence.

---

<sup>1</sup>Les foyers ( $F_1$  et  $F_2$ ) des ellipsoïdes de Fresnel sont les antennes TX et RX. Les ellipsoïdes sont définis par l'ensemble des points  $M$  de l'espace tels que  $F_1M + MF_2 \leq F_1F_2 + n\lambda/2$  [2, 3]

## 4.3 Aperçu des campagnes de mesures

Au total, cinq campagnes de mesures ont été menées.

### 4.3.1 Campagne de mesures n° 1 : laboratoire (*statique*)

Cette campagne a permis de tester les premiers scénarios de mesure définis avec les partenaires du projet COMMINDOR. Elle comprend plusieurs séries de mesures et s'est déroulée entre le 5 juillet et le 13 décembre 2000. Les mesures ont eu lieu pendant la nuit, lorsque les chercheurs n'étaient plus dans les locaux du laboratoire, car le canal devait être *statique*. Les mesures ont principalement porté sur l'étude de l'atténuation en fonction de la distance, celle des évanouissements à petite échelle, ainsi que sur l'analyse des caractéristiques dites « large bande ». Un rapport de mesure complet a été rédigé pour les partenaires COMMINDOR [4].

### 4.3.2 Campagne de mesures n° 2 : centre de loisirs éducatifs

Cette campagne s'est déroulée pendant trois mois (de fin février à fin mai 2001) dans une maison utilisée comme centre de loisirs pour enfants. Cette maison étant disponible plusieurs jours par semaine, de nombreuses mesures ont pu être effectuées dans cet environnement. Elles ont porté sur de nombreux paramètres, dont l'étude des angles d'arrivée et l'influence de l'activité humaine.

### 4.3.3 Campagne de mesures n° 3 : maison résidentielle meublée

La troisième campagne de mesure a été menée dans une maison résidentielle typique, meublée et habitée. Les mesures ont eu lieu pendant cinq jours, du 2 au 6 juillet 2001. Les mêmes scénarios de mesure que pour la deuxième campagne ont été utilisés. Une première étude de l'activité humaine à long terme a été menée.

### 4.3.4 Campagne de mesures n° 4 : maison résidentielle vide

Cette campagne a eu lieu dans la même maison que précédemment. Les habitants venaient de déménager et la maison était donc entièrement vide. Nous avons pu y faire des mesures durant deux jours, les 18 et 19 juillet 2001. Les mêmes positions de mesure ont été utilisées, dans le but de caractériser l'influence du mobilier sur la propagation.

Les résultats des campagnes n° 2, 3 et 4 ont fait l'objet d'un rapport COMMINDOR [5] diffusé aux partenaires. Une publication a rassemblé les résultats des campagnes n° 1, 2 et 3 [6]. Une étude comparative entre les campagnes n° 3 et 4 (sur le mobilier) a été publiée dans [7].

### 4.3.5 Campagne de mesures n° 5 : laboratoire (*dynamique*)

La dernière campagne s'est déroulée au laboratoire, durant treize jours, en avril 2002. Il s'agissait uniquement de mesures sur canal variant en temps, effectuées pendant les journées de travail, de sorte que de nombreuses personnes étaient présentes dans le canal. Les résultats de cette campagne ont donné lieu à un rapport de stage [8] et à une publication [9].

## 4.4 Système de mesure

### 4.4.1 Sondeur de canal

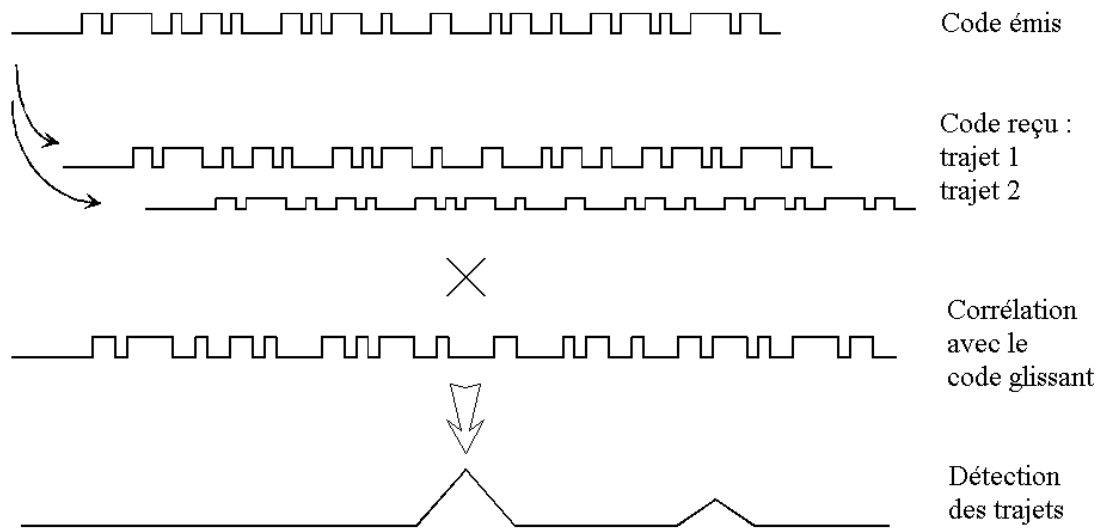
Le système de mesure utilisé est basé sur un sondeur de canal, fonctionnant à partir de la technique dite « de Cox » [10], du nom de son inventeur, ou « de corrélation glissante ». Ce sondeur a été développé par l'IETR avant le démarrage du projet COMMINDOR.

Sans rentrer dans les détails de la technique employée, nous rappelons ici les principales caractéristiques de ce sondeur. Pour plus d'informations sur ce sondeur, on se référera à [11, 12].

La technique de corrélation glissante est un procédé reposant sur les propriétés des fonctions d'autocorrélation des codes pseudo-aléatoires (PA) à longueur maximale, pour déterminer la réponse impulsionnelle (RI) du canal. Le cœur du système est composé de deux générateurs de codes PA identiques de longueur  $L$ . Le premier code est généré à l'émission et transposé à la fréquence d'étude avant d'être émis. Le second est généré à la réception. Une légère différence des débits des codes permet d'effectuer, au niveau du récepteur, une corrélation glissante entre le code reçu et le code du récepteur. Lorsque les deux codes se trouvent en phase, un pic de corrélation est observé, correspondant à l'arrivée d'un trajet de la RI. Le glissement permet de balayer toute la RI et donc de caractériser complètement le canal de propagation (Figure 4.1).

Notons  $D_c$  le débit du code en émission, et  $T_c = \frac{1}{D_c}$  la durée d'un bit code. Le débit du code en réception est légèrement inférieur et vaut :  $D'_c = D_c(1 - \frac{1}{k})$  où  $k$  est le facteur de Cox ou facteur de glissement. La durée de l'opération de corrélation glissante est :  $T_m = kLT_c$ .

Avec cette technique, la durée de mesure d'une réponse impulsionnelle est donc « dilatée » par le facteur  $k$ . Dans le domaine dual, on obtient une « compression fréquentielle » de l'information. Ceci permet de bénéficier des avantages suivants : réduction de la bande de bruit par le facteur  $k$  et diminution par ce même facteur de la fréquence d'échantillonnage du système d'acquisition à mettre en œuvre. Cette « dilatation temporelle » est généralement vue comme le défaut de la méthode. Cependant, ce défaut peut être contourné en jouant sur le moment de déclenchement et de remise à zéro des codes PA, comme expliqué dans [12, 2.4.3, p. 60]. De cette manière, il est possible de réduire la durée de la mesure. Cette facilité est particulièrement intéressante lorsque l'on cherche à caractériser les variations temporelles d'un canal. Pour pouvoir suivre l'évolution d'un canal dans le temps sans sous-échantillonnage, il est nécessaire de pouvoir répéter la mesure d'une RI suffisamment rapidement.



**FIG. 4.1:** Principe de fonctionnement d'un sondeur basé sur la technique de corrélation glissante

La résolution temporelle<sup>2</sup> théorique  $R$  permise par cette méthode est directement imposée par le débit du code PA :  $R = T_c$ .

La fenêtre d'observation  $\Delta\tau$  est la zone observée sur l'axe des retards de la RI. Elle correspond à la longueur de l'opération de corrélation entre les codes PA. Cette fenêtre vaut donc  $LT_c$ . Grâce au procédé de configuration de la remise à zéro des codes PA, cette fenêtre peut être réduite.

La dynamique relative  $\Gamma_{dB}$  désigne l'amplitude minimale des trajets discernables par rapport au pic de corrélation principal. Théoriquement, cette dynamique dépend de la forme de la fonction de corrélation des codes PA, et vaut donc  $20 \cdot \log_{10}(L)$ . Cependant, l'existence de filtres dans le système limite cette dynamique. Le Tableau 4.1 répertorie les principales caractéristiques du sondeur de canal.

Ce sondeur se compose de trois éléments principaux : les modules en bande de base, les modules radiofréquences (RF), et les modules d'acquisition et de contrôle.

Les têtes RF pour l'émission (TX) et la réception (RX) réalisent la transposition en fréquence de 3.5 GHz, fréquence intermédiaire (FI), à 60 GHz. Elles sont reliées au corps du sondeur par deux câbles pour chaque tête ; l'un transportant le signal à 3.5 GHz multiplexé avec une alimentation +15 V, l'autre une référence à 70 MHz. Afin d'assurer la cohérence entre l'émission et la réception, et donc de simplifier les problèmes de stabilité, une seule et même porteuse de référence (à 70 MHz) est utilisée dans l'ensemble du sondeur. Ceci conduit à une liaison entre l'émission et la réception (l'ensemble est contenu dans la même « boîte »), et limite donc la portée du sondeur à la longueur des câbles (environ 30 m au total). Ce sondeur n'est donc utilisable en pratique qu'à l'intérieur des bâtiments.

<sup>2</sup>Par résolution temporelle, nous désignons l'écart minimal entre deux trajets d'égale amplitude tel qu'ils puissent être distingués l'un par rapport à l'autre.

TAB. 4.1: Caractéristiques du sondeur de canal de l'IETR

	Caractéristiques techniques	
Débit code PA	$D_c = 500 \text{ Mbit/s}$ ( $T_c = 2 \text{ ns}$ )	
Longueur code PA	$L = 511 \text{ bits}$	
Facteur de glissement	$k = 5\,000, 10\,000, 20\,000, 50\,000, 100\,000$	
	Caractéristiques théoriques	Caractéristiques réelles
Résolution temporelle	$R = T_c$ ( $2 \text{ ns}$ )	$R = 2.3 \text{ ns}^a$
Fenêtre d'observation	$\Delta\tau \leq LT_c$ ( $1.022 \mu\text{s}$ )	$\Delta\tau \leq 1.022 \mu\text{s}^b$
Durée de mesure d'une RI	$T_m = k\Delta\tau \leq kLT_c$	$0.250 \text{ ms}^c \leq T_m \leq 102.200 \text{ ms}^d$
Doppler maximal observable	$f_{Dmax} = \frac{1}{2T_m}$	$f_{Dmax} = 2 \text{ kHz}^e$
Dynamique relative	$\Gamma_{dB} = 20 \cdot \log_{10}(L) = 54 \text{ dB}$	$\Gamma_{dB} = 40 \text{ dB}^a$
Plancher de bruit	$P_{b_{dBm}} = -72 - 10 \cdot \log_{10}(k)^f$	$P_{b_{dBm}} + 5 \text{ dBm}^g$

<sup>a</sup>L'écart par rapport à la valeur théorique est dû à la déformation introduite par les filtres des codes et le filtre anti-repliement (cf. [12, 3.3, p. 82]).

<sup>b</sup>La fenêtre d'observation est réglable grâce à la possibilité d'agir sur les *reset* des codes PA (cf. [12, 2.4.3, p. 60]).

<sup>c</sup>Valeur minimale généralement utilisable en pratique, c'est-à-dire avec une fenêtre d'observation  $\Delta\tau = 50 \text{ ns}$  et un facteur  $k = 5\,000$ . Il est possible de réduire encore cette valeur en prenant  $\Delta\tau = 10 \text{ ns}$  (valable quand la RI est réduite à un seul trajet par exemple).

<sup>d</sup>Valeur maximale obtenue pour  $\Delta\tau = LT_c = 1022 \text{ ns}$  et  $k = 100\,000$ .

<sup>e</sup>Valeur maximale obtenue pour  $T_m = 0.250 \text{ ms}$ . À 60 GHz, un Doppler de 2 kHz correspond à une vitesse relative de 5 m/s.

<sup>f</sup>Voir [12, equation 3.26, p. 104].  $P_{b_{dBm}}$  est compris entre -109 dBm et -122 dBm.

<sup>g</sup>Plancher de bruit mesuré.



FIG. 4.2: Photo du système de mesure (sondeur de canal, ordinateur, têtes RF, antennes, câbles)

Un ordinateur pilote le sondeur *via* une liaison RS 232. Grâce à une interface graphique simple, l'utilisateur peut configurer le sondeur (facteur  $k$ , longueur de la fenêtre d'observation, fichier de sauvegarde, etc.). Une carte d'acquisition installée dans l'ordinateur permet d'échantillonner le signal reçu du sondeur et de le stocker en temps réel sur le disque dur. La Figure 4.2 montre une photo de l'ensemble du système.

#### 4.4.2 Antennes

Les antennes font partie du canal, qu'elles influencent à travers leur diagramme de rayonnement. Les caractéristiques des antennes jouent donc un rôle particulièrement important dans la caractérisation du canal. Le choix des antennes s'est fait selon deux critères principaux : la disponibilité et le contexte applicatif.

L'étude bibliographique (voir la section 2.4.3 du Chapitre 2) a permis de constater que les antennes devaient avoir un minimum de gain pour compenser les pertes importantes de la propagation à 60 GHz, ainsi qu'une certaine directivité pour limiter la dispersion temporelle du canal. Cette étude a par ailleurs montré que la littérature était assez abondante sur le sujet de l'influence des caractéristiques des antennes. Il ne nous a donc pas semblé prioritaire de mener une étude exhaustive sur les antennes.

Deux types d'antennes ont été utilisés tout au long des campagnes de mesure : des cornets et des *patches*. Les cornets sont des antennes du commerce. Les *patches* ont été réalisés au laboratoire [13].

Le Tableau 4.2 montre les caractéristiques de ces antennes. Les *patches* ont été réalisés à partir du même gabarit et de la même technique. Mais étant donnée la technologie employée, il existe une certaine dispersion sur leurs caractéristiques. C'est pourquoi nous présentons séparément les deux *patches* utilisés lors des mesures.

**TAB. 4.2:** *Caractéristiques des antennes utilisées pour les campagnes de mesure*

	Caractéristiques théoriques	Caractéristiques mesurées
<b>Cornet pyramidale</b>		
Gain	24 dBi	22.4 dBi
Ouverture plan H	9°	10.9°
Ouverture plan E	9°	9.4°
<b>Patch rectangulaire 1</b>		
Gain	0 dBi	4.2 dBi
Ouverture plan H	60°	58°
Ouverture plan E	60°	53°
<b>Patch rectangulaire 2</b>		
Gain	0 dBi	1.6 dBi
Ouverture plan H	60°	58°
Ouverture plan E	60°	50°

À l'aide des deux cornets pyramidaux, une série de mesures en espace libre a été effectuée avec le sondeur. La mesure s'est déroulée dans une vaste halle de sport, garantissant l'absence de trajets réfléchis à l'intérieur de la fenêtre d'observation. Les antennes étaient placées à 1.80 m du sol, pointées précisément l'une vers l'autre. L'une des antennes a été déplacée le long d'un tronçon logarithmique dans le prolongement de l'axe des antennes. Les distances TX-RX couvertes se situent entre 0.5 et 21.5 m.

L'atténuation est calculée en chaque point de mesure, et représentée sur la Figure 4.3 en fonction de la distance TX-RX (échelle logarithmique).

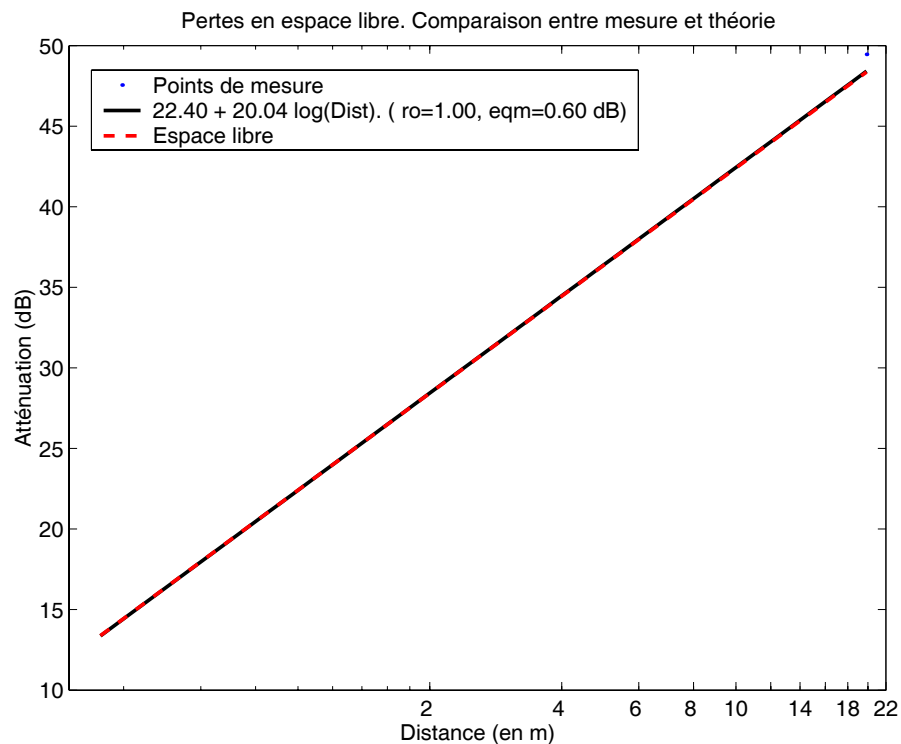


FIG. 4.3: Atténuation en fonction de la distance. Comparaison entre mesure et théorie.

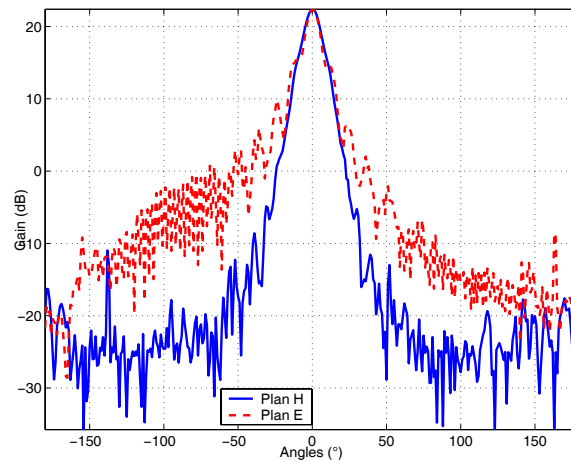
Par régression linéaire, le coefficient d'atténuation  $\alpha$  (cf. Chapitre 3) est évalué à 2.00, en accord avec la théorie. Notons que dans le calcul, l'atténuation supplémentaire de 15 dB/km causée par le pic d'absorption des molécules d' $O_2$  à 60 GHz, a été prise en compte. Quand on ne la prend pas en compte, on obtient  $\alpha = 2.02$ .

La mesure avec le sondeur est donc précise. Le calcul de régression linéaire donne un coefficient de corrélation de 1.00 et une erreur quadratique moyenne de 0.60 dB.

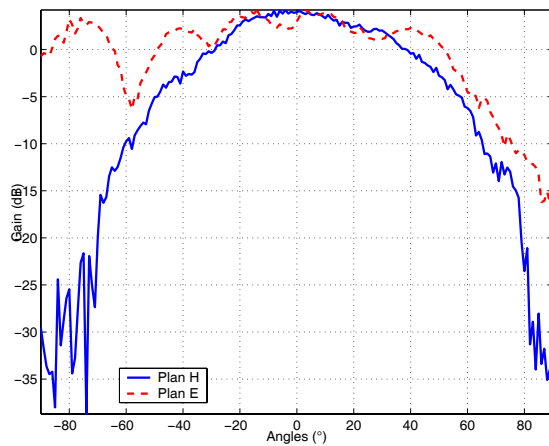
À partir de ces mesures, connaissant le gain des cornets utilisés et la distance précise entre les antennes, la puissance émise en sortie de la tête d'émission du sondeur peut être évaluée. Il s'agit simplement de la moyenne de l'écart entre la mesure et le calcul théorique des pertes en espace libre en tenant compte du gain des antennes. Nous obtenons -0.8 dBm.

La même série de mesures a été effectuée en remplaçant le cornet en réception par les patches 1 et 2. La puissance émise étant désormais connue, le gain maximal des patches peut être déduit (voir le Tableau 4.2).

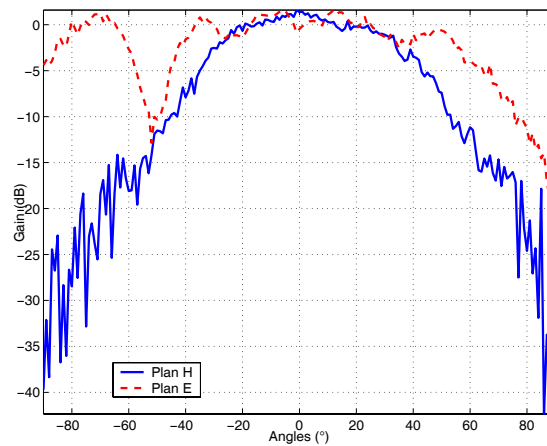
Tous les diagrammes de rayonnement des antennes ont été mesurés en chambre anéchoïde (Figure 4.4), sauf pour le cornet dont le diagramme a été caractérisé à l'aide du sondeur utilisé en espace libre. Ce diagramme est donc un peu moins « propre »<sup>3</sup>.



(a) Antenne Cornet



(b) Antenne Patch 1



(c) Antenne Patch 2

**FIG. 4.4:** Diagrammes de rayonnement des antennes

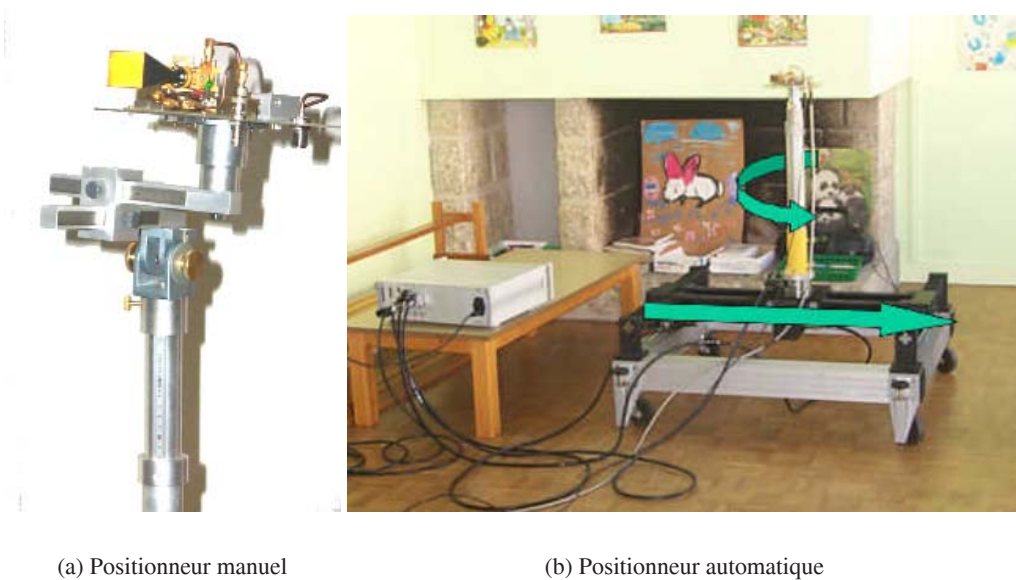
<sup>3</sup>Les antennes ayant été caractérisées précisément assez tard, une certaine imprécision sur les gains des antennes et la puissance émise par le sondeur a régné pendant une partie de l'étude. C'est pourquoi plusieurs valeurs légèrement différentes peuvent être trouvées dans des documents du projet COMMINDOR ou dans des publications. Les valeurs affichées ici sont les plus précises.



### 4.4.3 Système de positionnement

Lors des mesures, les têtes RF du sondeur (équipées des antennes) étaient placées sur des mâts à hauteur variable. En émission, la tête RF pouvait être orientée manuellement selon les axes d'azimut (A) et d'élévation (E). En réception, la tête RF était montée sur un système de positionnement dans le but de pouvoir déplacer précisément la tête RF pour l'étude des phénomènes à petite échelle ou pour celle des directions d'arrivée des ondes.

Deux systèmes de positionnement ont été utilisés, le premier manuel, le second automatique. Le système manuel permet la translation selon les trois axes de l'espace, ainsi que la rotation selon les axes A et E (voir Figure 4.5). Les axes en translation sont gradués par pas de 0.5 mm. L'axe E est gradué par pas de  $5^\circ$ . L'axe A n'est pas gradué.



(a) Positionneur manuel

(b) Positionneur automatique

**FIG. 4.5:** Photos des positionneurs d'antenne

Le système automatique permet la translation selon les deux axes du plan horizontal (axes X et Y), et la rotation autour de l'axe A. La précision de positionnement sur chaque axe est très grande ( $10 \mu\text{m}$  sur les axes en translation et  $0.001^\circ$  en rotation). Les déplacements sur chaque axe sont pilotés par ordinateur *via* une liaison GPIB. Ce positionneur a permis l'étude des directions d'arrivée des ondes. Le positionneur manuel peut s'adapter sur le positionneur automatique, ce qui offre deux degrés de liberté de plus : axes Z et E.

Par ailleurs, les coordonnées des antennes étaient repérées dans les environnements à l'aide d'un télémètre à ultrasons, permettant une précision de l'ordre du centimètre. Dans chaque environnement, un système d'axe a été choisi de manière à pouvoir repérer tout objet dans l'espace.

## 4.5 Environnements de mesure

Trois environnements de mesure ont été explorés.

### 4.5.1 Laboratoire

Les locaux du laboratoire ont servi pour les campagnes n° 1 et n° 5. Pour la campagne n° 1, deux pièces ont été utilisées, dénommées *Bureau* et *Grotte* dans le reste de ce mémoire.

La pièce *Bureau* a une forme en « L ». Sa superficie est de 68 m<sup>2</sup>. Les murs sont en parpaing. Un faux plafond se trouve à 3 m au dessus du sol qui est recouvert de moquette. Le plafond véritable se trouve à 3.5 m. Tout un pan de mur contient de larges fenêtres recouvertes de stores métalliques qui étaient baissés lors des mesures. Le mobilier est constitué principalement de plusieurs bureaux avec des ordinateurs et d'armoires métalliques.

La pièce *Grotte* a une forme rectangulaire d'une superficie d'environ 100 m<sup>2</sup> (8.9×11 m). Le plafond est à 3.3 m au dessus du sol. Le sol est en béton. Le plafond est à nu et de nombreux néons, tuyaux et câbles y sont suspendus. Les murs sont en parpaing, excepté l'un d'eux qui est une cloison légère en bois aggloméré de 10 cm d'épaisseur. Un des murs porte deux fenêtres. Le mobilier est essentiellement composé de tables avec des ordinateurs ou des stations de travail. On y trouve également des armoires métalliques. On peut noter la présence de trois piliers au milieu de la pièce. Les Figures 4.6(a) et 4.6(b) présentent des photos de ces deux pièces. Un plan est présenté plus loin (voir 4.6.1).

Pour la campagne n° 5, une autre pièce a été utilisée. Il s'agit d'une grande salle de travail, rectangulaire (dimensions 12.9×10.3 m) d'une superficie de 133 m<sup>2</sup>. Une partie de cette pièce est occupée par le « coin café » du laboratoire (voir Figure 4.6(c)). C'est à cet endroit que les mesures ont eu lieu. Nous désignerons par la suite cet endroit par *Coin café*. Le mobilier se compose d'une grande table en bois, d'un réfrigérateur, d'un meuble en bois sur lequel se trouve un four à micro-onde. Pour le reste de la pièce, le mobilier est composé de tables et d'ordinateurs. Plusieurs cloisons légères mobiles (1.5 m de hauteur) partitionnent l'environnement.



(a) Photo de la pièce *Grotte*

(b) Photo de la pièce *Bureau*

(c) Photo du *Coin café*

**FIG. 4.6:** Photos des environnements de mesure pour les campagnes n° 1 et 5

### 4.5.2 Centre de Loisirs Éducatifs

La campagne de mesures n° 2 s'est déroulée dans une maison reconvertie en centre de loisirs pour les enfants. Cette maison se trouve sur le campus de l'Institut National des Sciences Appliquées (INSA) de Rennes. On désignera cette maison par le terme CLE par la suite (voir Figure 4.7(a)). Le rez-de-chaussée de cette maison a pour dimensions  $13 \times 8 \times 2.9$  m. Les matériaux de construction sont essentiellement du parpaing, de la brique, du placoplâtre, du plâtre. Les portes à l'intérieur sont en bois aggloméré et recouvertes de peinture. Les fenêtres ont des armatures métalliques et sont en simple vitrage. Le sol est carrelé dans certaines pièces ou recouvert de linoléum. Des volets en plastique peuvent être déroulés derrière les fenêtres.

Le mobilier est par contre peu représentatif d'un milieu résidentiel puisque disposé à destination des enfants. On trouve donc des tables basses, des bancs et de nombreux jouets en plastique. Des lits sont disposés dans une des pièces.

### 4.5.3 Maison résidentielle

Les campagnes n° 3 et 4 se sont déroulées dans une maison résidentielle typique, située à Châteaugiron<sup>4</sup>. Par la suite, nous appellerons simplement *Maison* cet environnement. Cette maison est construite avec des matériaux classiquement utilisés dans un contexte résidentiel (parpaing, brique, placoplâtre, carrelages, fenêtres et baies vitrées à double-vitrage). Le rez-de-chaussée de la maison a les dimensions suivantes :  $10.5 \times 9.5 \times 2.5$  m. On peut noter la présence d'une cheminée, d'un escalier en bois et d'une mezzanine reliant le rez-de-chaussée à l'étage. Nous avons pu disposer de la *Maison* dans son état meublé puis entièrement vide (voir Figures 4.7(b) et 4.7(c)). La maison était abondamment meublée.



(a) Photo de la pièce principale du CLE

(b) Photo de la pièce principale de la *Maison* meublée

(c) Photo de la pièce principale de la *Maison* vide

**FIG. 4.7:** Photos des environnements de mesure pour les campagnes n° 2, 3 et 4

<sup>4</sup>À une quinzaine de kilomètres de Rennes. Adresse exacte : 5, rue St Thomas du Roncerais, 35410 Châteaugiron.

## 4.6 Configurations de mesure

### 4.6.1 Campagne de mesures n° 1

La perspective envisagée lors de cette première campagne était celle d'un réseau de type centralisé, couvrant la superficie d'une grande pièce (environ 100 m<sup>2</sup>). La tête RF d'émission du sondeur, représentant la station de base de ce réseau, était placée dans un coin de la pièce, à une hauteur proche du plafond (2.6 m dans la *Grotte* et 2.7 m dans le *Bureau*), et pointée de 20° vers le sol (0° correspondant à l'axe horizontal) afin de bénéficier de tout le faisceau rayonnant. L'émetteur était équipé de l'antenne patch 1, utilisée en polarisation verticale.

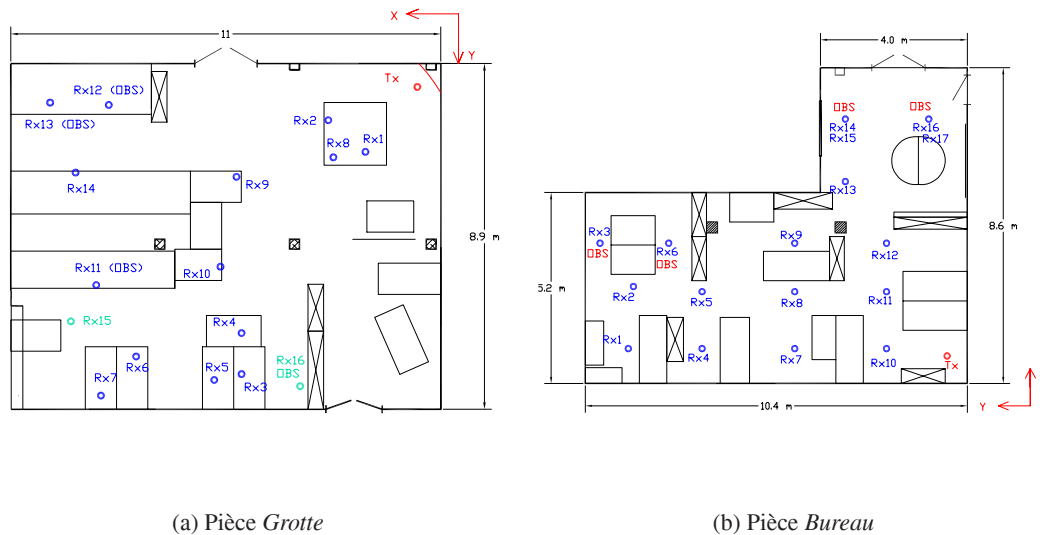


FIG. 4.8: Plans des environnements de mesure pour la campagne n° 1

Un positionnement au plafond, au centre des pièces aurait également été une possibilité. Cependant, nous n'avons pas retenu cette perspective car l'installation est alors plus complexe, dans le cadre de la mesure, mais aussi et surtout dans le cadre applicatif. En effet, la station de base devant généralement être raccordée à un réseau câblé, il faut prévoir un câblage au plafond. Or dans un contexte domestique, l'installation doit être la plus discrète et la plus aisée possible.

La tête de réception est montée sur le positionneur manuel présenté précédemment, à une hauteur comprise entre 1.2 m et 1.3 m, ce qui correspond approximativement à la position d'un écran sur un bureau.

Plusieurs *positions* de réception sont choisies dans l'ensemble de la pièce où se trouve l'émetteur. La plupart se trouve en visibilité directe avec l'émission (situations LOS). Quelques autres se trouvent en situation OBS, c'est-à-dire derrière une armoire ou un pilier. Dans les situations LOS, l'antenne RX est pointée manuellement (en azimut et en élévation) vers l'émission. Dans les situations OBS, elle est pointée vers le bord de l'obstacle masquant la visibilité. La Figure 4.8 montre les plans des deux pièces avec toutes les positions de mesures.

Pour chaque *position*, la tête RF de réception est déplacée en plusieurs *points* de mesure le long de 1 à 3 tronçons (portions des axes du positionneur) selon un pas donné. Ceci permet de réaliser une analyse à petite échelle du canal et de s'affranchir (par moyenne spatiale) des fluctuations de puissance pour l'évaluation de l'atténuation moyenne quand on analyse les variations à large échelle du canal. Les deux types d'antenne (Cornet et Patch) sont utilisés en réception. Seule la polarisation verticale a été employée. Le Tableau 4.3 présente les caractéristiques de l'ensemble des mesures de la campagne. Durant toutes ces mesures, aucun mouvement ne perturbait le canal de propagation.

**TAB. 4.3:** Configurations de mesure de la campagne n° 1

Pièce (Antenne RX)	Pas spatial	Nbr. points par axe	Longueur axes	Axes de mesure	Nbr. points par position	Nbr. positions LOS	Nbr. positions OBS	Nbr. points par config.
<i>Bureaux</i> (RX Cornet)	1.5 mm 5 mm	19 25	5.4 $\lambda$ 24 $\lambda$	X, Y X, Y	38 50	10 3	2 1	456 200
<i>Bureaux</i> (RX Patch 2)	1.5 mm	19	5.4 $\lambda$	X, Y	38	11	6	646
<i>Grotte</i> (RX Cornet)	1.5 mm 5 mm	15 5	4.2 $\lambda$ 4 $\lambda$	X, Y, Z X, Y	45 10	7 22	1 1	360 230
<i>Grotte</i> (RX Patch 2)	1.5 mm 5 mm	39 25	11.4 $\lambda$ 24 $\lambda$	Y X, Y, Z	39 75	11 1	3 1	546 150

Pour chacune des quatre configurations ainsi définies (une série de mesure pour chaque pièce et chaque type d'antenne RX), au moins 600 *points* de mesures ont été sondés. En chaque *point*, 100 RI étaient enregistrées de manière à pouvoir effectuer une moyenne temporelle et augmenter la dynamique de mesure. Le sondeur de canal était paramétré de la façon suivante :

- Facteur  $k$  : 50 000
- Fenêtre d'observation : 200 ns ou 300 ns selon les séries de mesures

Un facteur  $k$  élevé permet de réduire davantage le niveau du plancher de bruit. Une fenêtre de 200 ns permet d'observer des trajets ayant parcouru 60 m dans l'environnement (90 m avec une fenêtre de 300 ns). L'atténuation en fonction de la distance étant forte à 60 GHz, ces valeurs sont largement suffisantes pour garantir l'observation de tous les trajets multiples dont la puissance est supérieure au plancher de bruit du sondeur. La durée de mesure d'une RI était donc de 10 ms ou 15 ms, soit 1 ou 1.5 seconde pour un *point* de mesure.

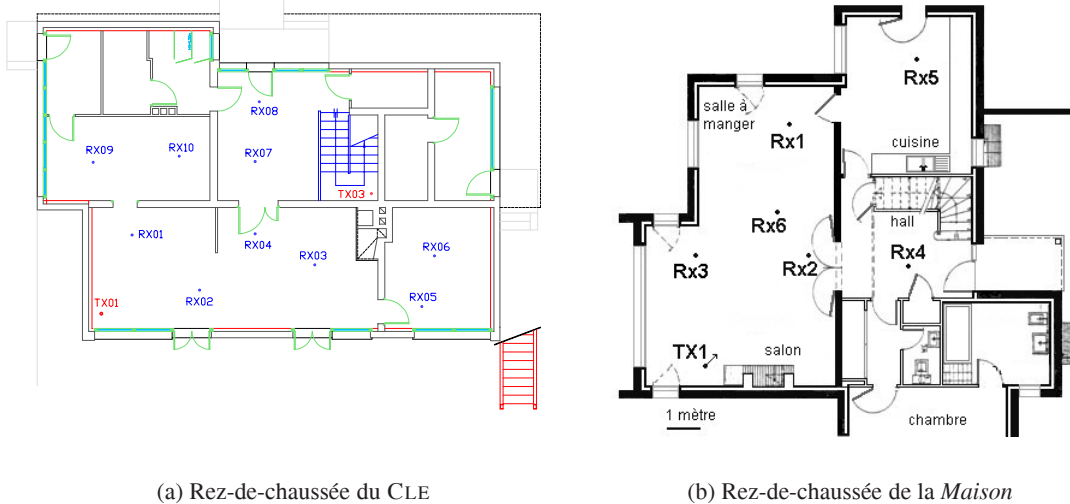
#### 4.6.2 Campagnes de mesures n° 2, 3 et 4

Les mêmes scénarios de mesure ont été définis pour ces trois campagnes. Une attention particulière a été portée à l'étude des angles d'arrivée. Cette étude a permis de mieux cerner la propagation entre les pièces et les étages des environnements. Des premières mesures sur l'influence de l'activité humaine ont été menées lors de ces campagnes.

Dans chacun des environnements (CLE et *Maison*), des positions d'émission ont été choisies. À chaque fois, une position a été privilégiée dans le sens où elle a donné lieu au plus grand nombre de positions de réception associées. Cette position est désignée par Tx1. Elle se situait dans un angle de la pièce principale. L'antenne était positionnée de manière à rayonner vers le centre de la pièce et vers les autres pièces de la maison. Ce positionnement était guidé par l'idée d'une couverture la plus étendue possible dans le rez-de-chaussée en privilégiant la pièce

principale. Tout comme dans la campagne précédente, l'antenne en émission était le patch 1. Elle était placée sur un mât, à une hauteur proche du plafond, et légèrement pointée vers le sol.

Les autres positions d'émission ont été choisies pour étudier la propagation entre le rez-de-chaussée et l'étage des maisons. Au CLE, trois positions sont concernées : Tx2, Tx3, Tx4. Dans la *Maison*, une seule autre position a été retenue : Tx2. Les positions TX se trouvant au rez-de-chaussée sont notées sur les plans de la Figures 4.9.



(a) Rez-de-chaussée du CLE

(b) Rez-de-chaussée de la *Maison*

FIG. 4.9: Plans des environnements de mesure pour la campagne n° 1

Le Tableau 4.4 référence les caractéristiques de ces positions d'émission.

TAB. 4.4: Configurations de mesure des campagnes n° 2, 3, et 4 : positions TX

Environnements Positions TX	Hauteur	Tilt <sup>a</sup>	Positions RX associées (LOS)	Positions RX associées (NLOS)	Emplacement TX (cf. plans en annexe)
<b>CLE</b>					
Tx 1	2.50 m	-20°	Rx 1, 2, 3, 5	Rx 4, Rx 6 à Rx 10	Rez-de-chaussée (pièce principale)
Tx 2	5.10 m / 2.10 m <sup>b</sup>	-30°	-	Rx 7, 8, 11, 12	Étage (palier en haut de l'escalier)
Tx 3	3.60 m / 0.55 m	-10°	Rx 7, 8	Rx 3, 4, 11, 12, 13	Escalier (palier à mi-hauteur)
Tx 4	5.15 m / 2.10 m	-20°	-	Rx 7, 8	Étage (pièce donnant sur le haut de l'escalier)
<b>Maison meublée</b>					
Tx 1	2.20 m	-15°	Rx 1, 2, 6	Rx 3, 4, 5	Rez-de-chaussée (pièce principale)
Tx 2	2.70 m / -0.07 m	0°	-	Rx 1, 3, 5, 8, 9	Rez-de-chaussée (hall dominé par une mezzanine)
<b>Maison vide</b>					
Tx 1	2.20 m	-15°	Rx 1, 2, 3	Rx 4, 5	Rez-de-chaussée (pièce principale)

<sup>a</sup>Pointage en élévation de l'antenne Tx (0° correspond à l'horizontal, une valeur négative à un pointage vers le sol)

<sup>b</sup>Hauteur par rapport au sol du rez-de-chaussée / Hauteur par rapport au sol du 1<sup>er</sup> étage

En réception, plusieurs configurations ont été mises en œuvre, selon le type d'étude à mener. Nous distinguerons deux types :

### Étude des angles d'arrivée (AA)

La tête de réception était placée sur le positionneur automatique à une hauteur de 1.20 m. L'angle d'élévation était nul (pointage à l'horizontal). Une rotation de l'antenne RX sur



360° était effectuée avec un pas de 6° quand le cornet était utilisé, et de 12° quand le patch était utilisé. Afin de s'affranchir des variations à petite échelle, cette rotation était répétée 10 fois le long d'un tronçon linéaire par pas de  $1 \lambda$ . Une méthode similaire a été utilisée dans [14].

Le pas d'avancement de  $1 \lambda$  sur l'axe linéaire a été choisi car les mesures de la campagne n° 1 ont montré une forte corrélation à petite échelle. Un pas d'échantillonnage spatial plus fin n'était donc pas nécessaire. La longueur du tronçon ( $9 \lambda$ ) a été choisie ici comme un compromis entre la durée de la mesure et la précision de l'évaluation de la moyenne locale.

En chaque *position* RX, un total de 300 ou 600 *points* de mesure est donc obtenu selon le type d'antenne. Le temps nécessaire pour ces acquisitions étant de 12 ou 25 minutes, il était impératif que le canal soit statique durant ces mesures.

### Étude de l'influence de l'activité humaine

Dans le CLE, quelques scénarios à court terme (quelques secondes) ont été mis en oeuvre, impliquant une seule personne se déplaçant dans l'environnement selon des trajets prédéfinis. Dans la *Maison*, des scénarios similaires ont été retenus, impliquant une ou deux personnes. Quelques mesures à long terme (10 à 40 minutes) ont également été effectuées, en présence de 4 personnes.

Pour les mesures sur canal statique, le sondeur de canal était réglé de la façon suivante :

- Facteur  $k$  : 50 000
- Fenêtre d'observation : 200 ns
- Nombre de RI enregistrées par *point* de mesure : 100

Pour les mesures sur canal dynamique, ces réglages étaient les suivants :

- Facteur  $k$  : 10 000 ou 20 000
- Fenêtre d'observation : 100 ns

La réduction du facteur  $k$  et de la fenêtre d'observation permet d'accélérer la mesure d'une RI. La fenêtre d'observation reste suffisamment grande pour que tous les trajets multiples puissent être repérés. Ces réglages permettent un échantillonnage temporel de 1 ou 2 ms, soit un décalage Doppler de 500 ou 250 Hz, ce qui correspond à une vitesse relative de 9 ou 4.5 km/h.

### 4.6.3 Campagne de mesures n° 5

Cette campagne a eu pour but d'étudier l'influence de l'activité humaine sur le long terme. Trois positions de mesure ont été choisies. Le récepteur était placé sur le meuble à côté de la table du *Coin café*, à une hauteur de 1.55 m. La position TX 1 avait pour but de simuler une liaison d'une station de base vers un terminal. La hauteur de TX 1 a donc été choisie à 2.30 m. La position TX 2 correspondait à une liaison terminal à terminal, d'où une hauteur similaire entre les deux antennes. Enfin, la position TX 3 était située dans une pièce adjacente, pour tester une liaison NLOS (voir Figure 4.10).

Plusieurs configurations d'antennes ont été utilisées. Les antennes étaient systématiquement pointées l'une vers l'autre en élévation et en azimut à l'aide d'un pointeur laser.

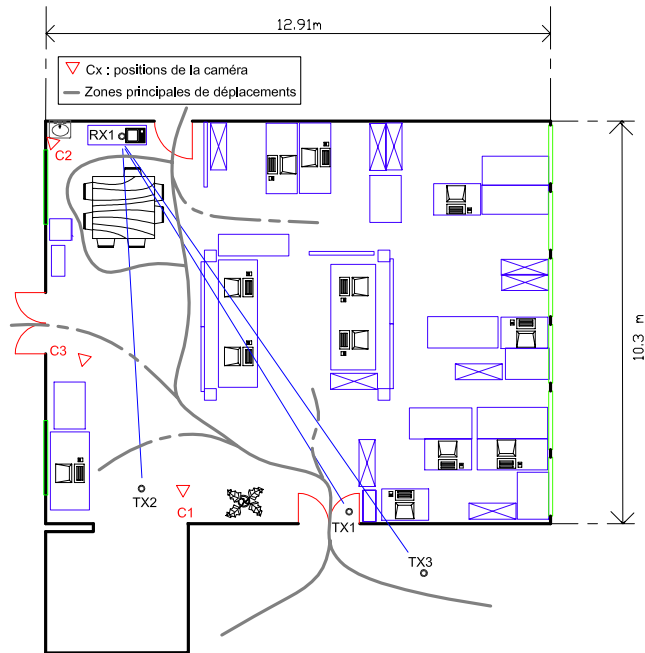


FIG. 4.10: Plan du Coin café du laboratoire pour la campagne de mesures n° 5

Afin de quantifier l'activité humaine au sein du canal durant les mesures, une caméra filmait la scène (les emplacements de cette caméra sont indiqués sur le plan de l'environnement). À partir des enregistrements vidéo, il a donc été possible de savoir précisément le nombre de personnes présentes dans le voisinage des antennes à chaque instant, ainsi que leur activité (déplacement / stationnement, assis / debout). Des tentatives d'analyse des variations des caractéristiques de propagation en fonction de la nature de l'activité des personnes ont été faites, sans résultat probant. On pourra se référer à [8] pour un aperçu de ces tentatives. Nous retenons donc finalement seulement le nombre de personnes présentes dans le voisinage des antennes comme quantificateur de « l'activité humaine ».

Le Tableau 4.5 résume les principales caractéristiques de cette campagne.

Pour ces mesures, le sondeur de canal était réglé de la manière suivante :

- Facteur  $k$  : 20 000
- Fenêtre d'observation : 80 ns
- Durée de mesure d'une RI : 1.6 ms
- Durée d'acquisition : 42 minutes (soit 1 575 000 RI)

Le sondeur a été réglé de manière à pouvoir suivre les variations temporelles du canal tout en conservant une bonne dynamique de mesure (facteur  $k$  pas trop faible), et une fenêtre d'observation suffisamment longue (80 ns correspond à une distance parcourue par une onde de 24 m). La durée de mesure d'une RI est alors de 1.6 ms, ce qui permet un Doppler observable de 312.5 Hz, soit une vitesse relative de plus de 5 km/h, ce qui est suffisant pour des déplacements de personnes à l'intérieur des bâtiments.



TAB. 4.5: Configurations de mesure de la campagne n° 5

Position TX (visibilité)	Distance TX-RX	Hauteur TX	Antennes <sup>a</sup> (TX-RX)	Durée totale de mesure	Activité humaine (nbr. personnes)	Activité humaine moyenne <sup>b</sup>
TX 1 (LOS)	10.8 m	2.30 m	C-C	4.4 h	0-15	4
			P-C	3.3 h	0-13	4
			P-P	2.7 h	0-12	3
TX 2 (LOS)	8.7 m	1.30 m	P-C	1.8 h	0-10	5
			P-P	3.1 h	0-10	4
TX 3 (NLOS)	13.2 m	1.60 m	C-C	2.1 h	? <sup>c</sup>	
			P-C	2.1 h	? <sup>c</sup>	

<sup>a</sup>C pour Cornet, P pour Patch

<sup>b</sup>Moyenne du nombre de personnes présentes dans le canal, pondérée par la durée de présence de ces personnes

<sup>c</sup>Absence de données à cause d'enregistrements vidéo incomplets

Les mesures ont été effectuées trois fois par jour sur 13 jours. Les moments de mesure correspondaient aux trois pauses de la journée, durant lesquelles les chercheurs du laboratoire viennent au *Coin café*. La durée de mesure (42 minutes) a été choisie pour pouvoir généralement débiter avant l'arrivée des personnes, et se terminer après leur départ. Elle correspond également à la limite matérielle imposée par la carte d'acquisition dans cette configuration des paramètres du sondeur.

Pour chaque configuration d'antenne et de position d'antenne, plusieurs séries de mesure ont été effectuées, d'une durée de 42 minutes ou parfois moins. Au total, plusieurs heures de mesure ont été obtenues pour chaque configuration.

## 4.7 Bilan

Ce chapitre a présenté le contenu des campagnes de mesure qui sont au coeur de l'étude. Il permet d'introduire les deux chapitres suivants qui décrivent les résultats issus de ces campagnes. Ces chapitres feront souvent référence aux descriptions du présent chapitre (notamment pour les tableaux et plans).

## Bibliographie

- [1] H. Hashemi, "The indoor radio propagation channel", *Proceedings of the IEEE*, vol. 81, n°7, pp. 943-967, juin 1993.
- [2] D. Parsons, "Propagation over irregular terrain" in *The Mobile Radio Propagation Channel*. Pentech Press, sect. 3.3.1, pp. 39, 1992.
- [3] T.S. Rappaport, "Mobile Radio Propagation : Large-Scale Path Loss" in *Wireless Communications : Principles and Practice*. Prentice Hall, sect. 3.7.1, pp. 91, 1996.
- [4] S. Collonge, "Caractérisation du canal de propagation radio à 60 GHz en environnement de type laboratoire", Rapport interne RNRT Commindor, jan. 2001.
- [5] S. Collonge, "Caractérisation du canal de propagation radio à 60 GHz en environnement de type résidentiel", Rapport interne RNRT Commindor, jan. 2002.
- [6] S. Collonge, G. Zaharia, et G. El Zein, "Wideband and Dynamic Characterization of the 60 GHz Indoor Radio Propagation - Future Home WLAN Architectures", *Annals of Telecommunications*, vol. 58, n°3-4, pp. 417-447, avr. 2003.
- [7] S. Collonge, G. Zaharia, et G. El Zein, "Influence of the Furniture on 60 GHz Radio Propagation in a residential environment", *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 39, n°3, pp. 230-233, 5 nov. 2003.
- [8] S. Ammoun, "Caractérisation de la propagation des ondes électromagnétiques en environnement résidentiel à 60 GHz", Mémoire de fin d'études d'ingénieur, INSA de Rennes et Université libanaise, faculté de génie I, juil. 2002.
- [9] S. Collonge, G. Zaharia, et G. El Zein, "Influence of the Human Activity on Wideband Characteristics of the 60 GHz Indoor Radio Channel", *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2003. Accepté pour publication.
- [10] D.C. Cox, "Delay Doppler Characteristics of Multipath Propagation at 910 MHz in a Suburban Mobile Radio Environment", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. AP-20, n°5, pp. 625-635, sept. 1972.
- [11] S. Guillouard, G. El Zein, et J. Citerne, "High Time Domain Resolution Indoor Channel Sounder for the 60 GHz Band", *European Microwave Conference*, Amsterdam, the Netherlands, vol. 2, pp. 341-344, 5 oct. 1998.
- [12] S. Guillouard, "Conception et réalisation d'un sondeur de canal très large bande à 60 GHz - Mesures de propagation à l'intérieur des bâtiments.", Thèse de doctorat, INSA Rennes, 8 juil. 1999.
- [13] C. E. Cabado, "Printed antennas for 60 GHz channel sounder", Mémoire de fin d'études d'ingénieur, INSA de Rennes (France), ETSET de Vigo (Espagne), juil. 1999.
- [14] H. Xu, V. Kukshya, et T.S. Rappaport, "Spatial and Temporal Characterization of 60 GHz Indoor Channels", *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 20, n°3, pp. 620-630, avr. 2002.



## Chapitre 5

# Caractérisation du canal invariant dans le temps

### Sommaire

---

<b>5.1</b>	<b>Introduction</b>	<b>63</b>
<b>5.2</b>	<b>De la petite à la moyenne échelle</b>	<b>64</b>
5.2.1	Évaluation des évanouissements à petite échelle	67
5.2.2	Influence de l'emplacement et du type des antennes	68
<b>5.3</b>	<b>De la moyenne à la grande échelle</b>	<b>70</b>
5.3.1	Analyse des angles d'arrivée (AA)	71
5.3.2	Classement des situations typiques et atypiques	78
5.3.3	Matériaux de construction	78
5.3.4	Analyse en fonction de la distance TX-RX	81
5.3.5	Couverture radio	85
<b>5.4</b>	<b>Influence du mobilier</b>	<b>86</b>
5.4.1	Étude préliminaire	86
5.4.2	Étude à grande échelle	89
<b>5.5</b>	<b>Bilan</b>	<b>97</b>
	<b>Bibliographie</b>	<b>98</b>

---

### 5.1 Introduction

La caractérisation complète d'un canal de propagation inclut son évolution dans le temps. Cependant, pour décrire l'influence d'autres paramètres sur la propagation, il est nécessaire de fixer celui de la dépendance temporelle. Les mesures réalisées dans cet objectif ont donc été effectuées en l'absence de mouvement dans l'environnement.

Les analyses présentées dans ce chapitre sont issues des campagnes de mesure n° 1 à 4. Les résultats sont exposés en partant de l'observation du canal à *petite échelle* (comportement local

du canal) pour aller vers la *grande échelle* (comportement du canal à l'échelle de l'environnement de mesure).

Les variations locales des caractéristiques de la propagation à 60 GHz révèlent l'existence d'une superposition de variations de forte amplitude intervenant sur des distances de quelques longueurs d'onde ( $\lambda$ ), à des variations d'amplitude plus réduite dont les effets se mesurent sur quelques dizaines de  $\lambda$ . Nous avons distingué ces deux types de variations par l'étendue spatiale qui les caractérise : variations à *petite échelle* pour les premières et à *moyenne échelle* pour les secondes. Nous réservons le qualificatif de *grande échelle* à l'observation des phénomènes à l'échelle de l'environnement de mesure, échelle qui se mesure en mètres dans le cas intra-bâtiment qui nous intéresse ici.

À *grande échelle*, l'analyse des angles d'arrivée des ondes permet de montrer l'importance de la directivité des antennes et celle des « ouvertures radioélectriques » dans la propagation *multi-pièce* et *inter-étage*. Cette analyse met à jour l'existence de plusieurs directions d'arrivée importantes en plus de celle du trajet direct, réparties en azimut sur  $[0, 2\pi[$ . L'importance des ouvertures est également pointée par les cartes de *couverture radio* qui ont été réalisées à l'aide d'un logiciel de lancer de rayons dans le cadre du partenariat COMMINDOR. La propagation entre les pièces d'un bâtiment se révèle être très difficile à cause des fortes atténuations dues aux matériaux de construction. Des mesures spécifiques sont présentées dans ce chapitre afin de quantifier ces atténuations.

La propagation en configuration *mono-pièce* est en revanche plus classique. L'atténuation en fonction de la distance émetteur-récepteur s'exprime, en situation LOS, de manière très proche du cas de l'espace libre.

Enfin, une attention particulière est portée dans ce chapitre à l'influence du mobilier sur la propagation. Cette influence, sans être radicale, n'est cependant pas anecdotique et peu d'études s'y sont intéressées jusqu'à présent.

Il ressort de l'ensemble de l'étude que le pointage précis des antennes est un problème pour lequel l'utilisation d'antennes multiples mettant en œuvre une diversité angulaire peut être une solution avantageuse.

## 5.2 De la petite à la moyenne échelle

L'intérieur des bâtiments constitue un canal à trajets multiples. Les nombreux obstacles présents (murs, cloisons, plafonds, mobilier, *etc.*) sont autant de surfaces plus ou moins réfléchissantes pour les ondes. L'existence de trajets multiples est la cause du phénomène d'évanouissements à petite échelle qui a été décrit au Chapitre 3.

L'importance des variations à petite échelle dépend fortement de la bande de fréquence analysée [1]. Nous présenterons donc nos résultats pour la bande d'analyse complète, 500 MHz, et pour la *bande étroite*. Nous noterons  $A(d)$ , l'atténuation calculée sur la bande de 500 MHz, et  $A_{BE}(d)$ , l'atténuation en bande étroite. La variable  $d$  désigne la longueur du tronçon spatial sur

lequel l'antenne de réception est déplacée. Dans notre étude, la distance maximale d'observation des phénomènes à petite échelle est  $79 \lambda$ , soit 40 cm environ.

L'atténuation est définie comme le rapport entre la puissance émise en entrée de l'antenne TX et la puissance reçue en sortie de l'antenne RX (les antennes sont considérées comme faisant partie du canal de propagation). La puissance reçue, calculée sur l'ensemble de la bande d'analyse, est déterminée à partir de la réponse impulsionnelle statique,  $h(\tau)$ , de la manière suivante :

$$Pr = \int_0^{\infty} |h(\tau)|^2 d\tau \quad (5.1)$$

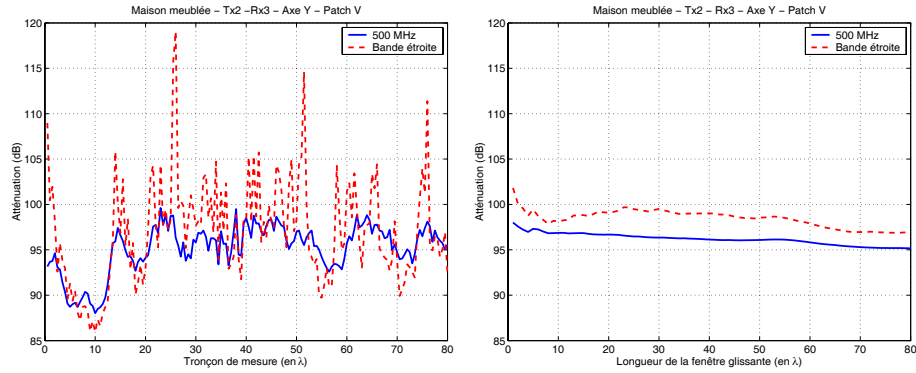
En bande étroite, en partant de la fonction de transfert du canal  $H(f)$ , on écrit :

$$Pr_{BE} = |H(0)|^2 = \left| \int_0^{\infty} h(\tau) e^{-j2\pi\tau \cdot 0} d\tau \right|^2 = \left| \int_0^{\infty} h(\tau) d\tau \right|^2 \quad (5.2)$$

Les évanouissements sont définis comme étant les variations observées autour d'un *niveau moyen local*. La détermination de ce *niveau moyen local* s'effectue couramment en procédant à une moyenne à partir de valeurs mesurées dans une zone spatiale, souvent un tronçon linéaire d'une étendue de *quelques*  $\lambda$ , avec un pas suffisamment fin mais tel que la décorrélation entre les points de mesure voisins soit suffisante. Ce niveau moyen local est ensuite utilisé pour l'étude des phénomènes à plus large échelle. La question de la dimension précise de cette zone spatiale se pose alors, ainsi que celle du pas d'échantillonnage de cette zone. Dans la plupart des études de propagation, on trouve des dimensions de 10 à 20  $\lambda$ . Le pas d'échantillonnage utilisé est généralement de  $\lambda/4$  ou  $\lambda/2$ .

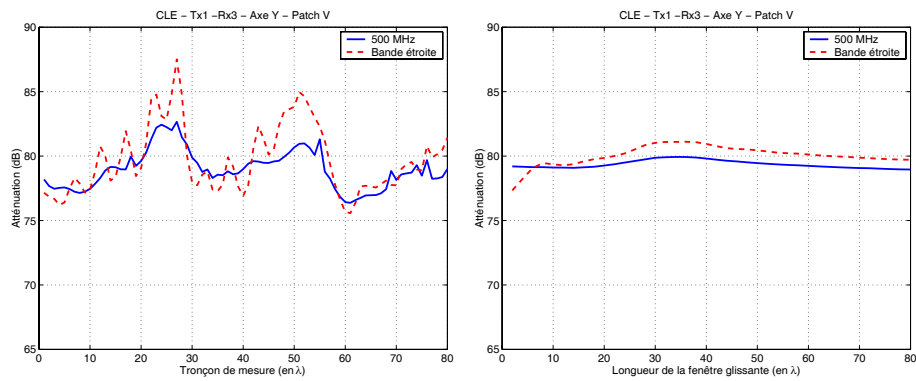
Afin de vérifier si ces valeurs couramment utilisées sont pertinentes à 60 GHz, nous présentons une étude des évanouissements à petite échelle sur des longueurs variables (jusqu'à 79  $\lambda$ ) et avec un pas d'échantillonnage de  $\lambda/2$  à  $\lambda$ .

Les Figures 5.1(a), 5.1(c) et 5.1(e) présentent  $A(d)$  et  $A_{BE}(d)$  pour trois exemples d'enregistrements sur 80  $\lambda$ . Ces exemples permettent de constater que les variations de l'atténuation se composent de variations de forte amplitude sur des courtes distances, superposées à des variations d'amplitude plus faible et sur des distances plus longues. Cette superposition n'est cependant pas systématique. La Figure 5.1(e) montre par exemple des variations « à courte distance » mais pas de variation « à plus longue distance ». La Figure 5.1(c) en revanche montre des variations « sur des plus longues distances » sans variation prononcée « à courte distance ». Si l'on réserve le terme de *large échelle* à l'étude des phénomènes de propagation à l'échelle d'une pièce ou d'un étage, on peut alors parler de *moyenne échelle* pour désigner l'échelle d'observation des variations observées ici « à plus longue distance ». Les variations à *petite échelle* sont provoquées par les recombinaisons en phase ou en opposition de phase des trajets multiples. Les variations à *moyenne échelle* sont dues à des disparitions ou apparitions de trajets ou groupes de trajets. Elles dépendent donc beaucoup de la configuration géométrique de l'environnement par rapport à la position des antennes. Les variations à *grande échelle* sont avant tout causées par les pertes en espace libre et les masquages provoqués par les obstacles statiques ou les murs.



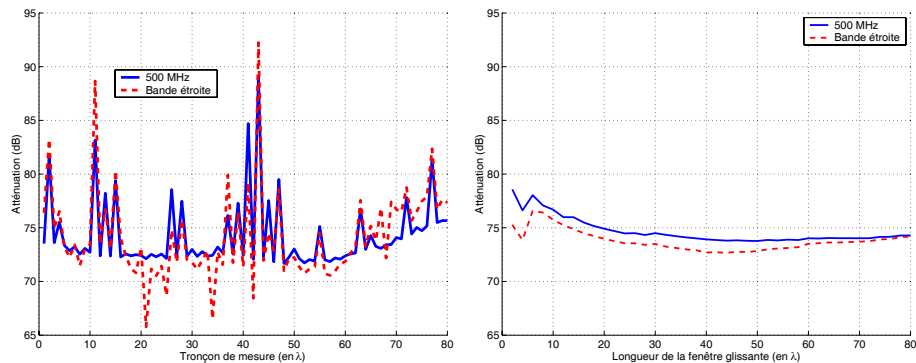
(a) Exemple 1 :  $A(d)$  et  $A_{BE}(d)$  - Pas :  $\lambda/2$

(b) Exemple 1 :  $Am_{n,\lambda/2}$  et  $Am_{BE n,\lambda/2}$  pour  $n = \{2, 4, \dots, 160\}$



(c) Exemple 2 :  $A(d)$  et  $A_{BE}(d)$  - Pas :  $\lambda$

(d) Exemple 2 :  $Am_{n,\lambda}$  et  $Am_{BE n,\lambda}$  pour  $n = \{2, 4, \dots, 80\}$



(e) Exemple 3 :  $A(d)$  et  $A_{BE}(d)$  - Pas :  $\lambda$

(f) Exemple 3 :  $Am_{n,\lambda}$  et  $Am_{BE n,\lambda}$  pour  $n = \{2, 4, \dots, 80\}$

FIG. 5.1: Variations de l'atténuation à petite échelle et de l'atténuation moyenne locale

### 5.2.1 Évaluation des évanouissements à petite échelle

Pour déterminer l'amplitude des variations à petite échelle, il est nécessaire de se référer à un niveau moyen. Étant donnée l'existence de variations à moyenne échelle, la question de la longueur du tronçon de mesure à utiliser pour le calcul du niveau moyen se pose.

Pour cela, un calcul de *moyenne glissante* ou *mobile* (voir [2]) est effectué sur les enregistrements de  $A(d)$  et  $A_{BE}(d)$ . Ce calcul a pour but de s'affranchir des variations à petite échelle pour ne conserver que les variations à moyenne échelle. La largeur de la fenêtre glissante est déterminante dans ce calcul. Si elle est trop longue, les variations à moyenne échelle risquent d'être également diminuées, voire éliminées. Si elle est trop courte, les variations à petite échelle ne seront pas correctement moyennées. Notons  $Am_{n,p}(d)$  et  $Am_{BE,n,p}(d)$  le résultat de ce calcul de moyenne glissante, où l'indice  $n$  désigne la largeur de la fenêtre glissante en nombre de points de mesure, et  $p$  le pas d'échantillonnage spatial. La largeur de la fenêtre glissante s'exprime donc :  $l = (n - 1) \times p$ . La variable  $d$  désigne la distance sur le tronçon (par rapport à l'une de ses extrémités) où la moyenne est appliquée. Nous avons donc :

$$\begin{aligned} Am_{n,p}(d) &= \frac{1}{n} \sum_{i=-k}^k A(d + ip) \quad \text{pour } n \text{ impair, avec } k = \frac{n-1}{2} \\ Am_{n,p}(d) &= \frac{1}{n} \sum_{i=-(k-1)}^k A(d + ip) \quad \text{pour } n \text{ pair, avec } k = \frac{n}{2} \end{aligned} \quad (5.3)$$

#### Influence de $n$ sur l'évaluation de l'atténuation moyenne locale

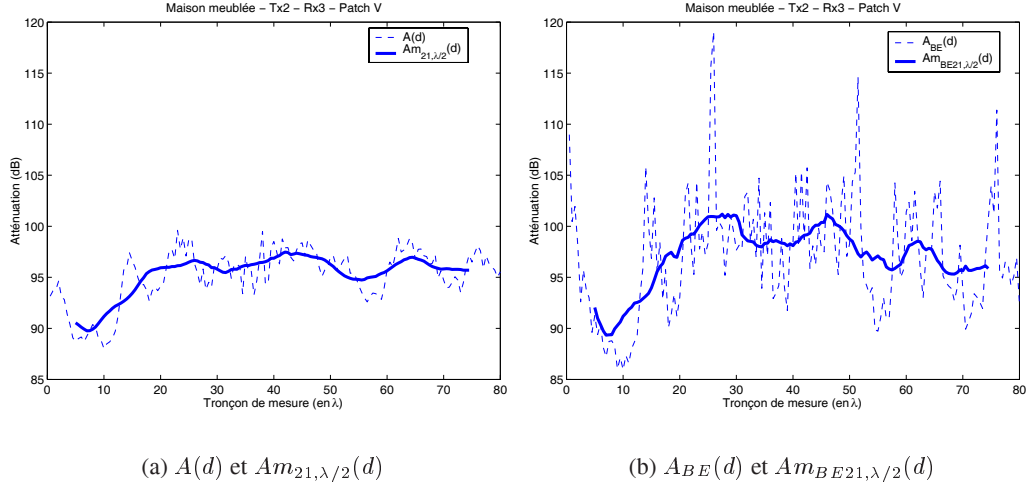
À partir des mesures sur  $79 \lambda$ , les valeurs de  $Am_{n,p}(d_0)$  ont été calculées pour  $n = 2k$ ,  $k = 1, 40\lambda/p$ ,  $d_0$  étant le milieu du tronçon de mesure (soit environ  $20 \text{ cm}$ )<sup>1</sup>. Les résultats sont présentés sur les Figures 5.1(b), 5.1(d) et 5.1(f). Ils montrent que le niveau moyen local varie assez peu selon la valeur de  $n$ . L'écart-type de ces variations vaut en moyenne 0.34 dB (avec un minimum à 0.14 dB et un maximum à 1.20 dB) pour les calculs sur 500 MHz de bande, et 0.66 dB (avec un minimum à 0.37 dB et un maximum à 1.01 dB) pour les calculs en bande étroite. Dans ces calculs, plus  $n$  augmente, et plus les variations à moyenne échelle sont supprimées.  $Am_{80,\lambda}(d_0)$  ou  $Am_{160,\lambda/2}(d_0)$  peuvent être considérées comme de bonnes évaluations du niveau moyen local vu à grande échelle, c'est-à-dire débarrassé de toute variation à petite et moyenne échelle.

#### Influence de $n$ sur l'évaluation des évanouissements

Cependant, pour le calcul des évanouissements à petite échelle, il faut conserver les variations à moyenne échelle. Le calcul de  $Am_{n,p}(d)$  avec  $n$  et  $p$  tels que  $l = 5\lambda, 10\lambda, 15\lambda$  et  $20\lambda$ , montre que  $l = 10\lambda$  est une valeur correcte pour l'évaluation de l'atténuation à moyenne échelle. Au delà, sur certains enregistrements et particulièrement pour  $l = 20\lambda$ , les variations à moyenne échelle étaient affectées par le calcul. Les Figures 5.2 montrent  $Am_{21,\lambda/2}(d)$  et  $Am_{BE,21,\lambda/2}(d)$  pour l'exemple de la Figure 5.1(a).

<sup>1</sup>La notation mathématique  $n = \overline{1, N}$  est utilisée pour signifier  $n \in \{1, 2, \dots, N\}$ .





**FIG. 5.2:** Calcul d'une moyenne glissante pour l'évaluation des évanouissements à petite échelle (Maison - Tx 2 - Rx 3 - Patch - Polarisation Verticale - NLOS)

Il est possible de trouver dans des études publiées, des indications sur la longueur à utiliser pour l'évaluation des niveaux moyens locaux [3, 4]. Ces études suggèrent qu'une longueur de  $10\lambda$  est un bon compromis pour une évaluation correcte du niveau moyen local de l'atténuation. Nos observations sont donc en accord avec ces études.

Pour avoir une idée de l'ampleur des variations à moyenne échelle, l'écart-type des  $Am_{n,p}(d)$  avec  $l = 10\lambda$  est calculé pour chaque enregistrement. En moyenne cet écart-type vaut 1.0 dB en LOS et 1.9 dB en NLOS pour les calculs en large bande. Il vaut 1.6 dB en LOS et 2.9 dB en NLOS pour la bande étroite. Ces variations sont donc peu prononcées.

Les évanouissements à petite échelle, notés  $F_{PE}(d)$  (et  $F_{PE\_BE}(d)$  en bande étroite) se calculent alors ainsi :

$$F_{PE[dB]}(d) = Am_{n,p[dB]}(d) - A_{[dB]}(d) \quad (5.4)$$

Pour les mesures angulaires réalisées au CLE et dans la *Maison*, les évanouissements sont calculés, pour chaque angle de pointage en réception, le long d'un tronçon linéaire de  $9\lambda$ .

## 5.2.2 Influence de l'emplacement et du type des antennes

Nous utilisons les fonctions de distribution cumulatives (FDC) des évanouissements pour comparer les différents cas de mesure. À partir des FDC, les percentiles  $P1$ ,  $P10$ ,  $P90$  et  $P99^2$  sont calculés et présentés dans le Tableau 5.1. Ils permettent la comparaison des valeurs extrêmes des distributions. Pour évaluer l'influence du type d'antenne utilisé en réception, toutes

<sup>2</sup>Définition du  $X^e$  percentile d'un échantillon de valeurs, noté  $PX$  :  $X\%$  des valeurs de l'échantillon sont inférieures ou égales au  $X^e$  percentile

les positions de mesure partageant le même type d'antenne et la même situation de visibilité sont combinées pour le calcul des FDC.

**TAB. 5.1:** Percentiles issus des fonctions de distribution cumulatives des évanouissements à petite échelle

Visibilité	Environnement	Antenne RX	$P1$ (dB)	$P10$ (dB)	$P90$ (dB)	$P99$ (dB)	$\sigma_A^a$ (dB)	$N_{ech}^b$
$F_{PE}$								
LOS <sup>c</sup>	<i>Grotte et Bureau</i>	Cornet	-3.2	-0.8	0.9	2.2	0.9	1179
		Patch	-2.8	-0.9	0.9	2.5	0.9	922
NLOS	<i>Maison</i>	Cornet	-7.9	-2.1	2.1	4.1	2.1	3600
		Patch	-7.0	-2.2	2.1	4.3	2.1	1800
	CLE	Cornet	-6.4	-2.5	2.4	7.0	2.3	6000
		Patch	-9.7	-3.3	3.5	9.6	3.2	3000
OBS	<i>Grotte et Bureau</i>	Cornet	-3.2	-1.5	1.2	2.2	1.1	219
		Patch	-3.3	-1.9	1.6	4.4	1.4	420
$F_{PE\_BE}$								
LOS	<i>Grotte et Bureau</i>	Cornet	-3.5	-0.9	0.9	2.3	1.0	1179
		Patch	-6.9	-1.6	1.8	4.3	1.8	922
NLOS	<i>Maison</i>	Cornet	-17.1	-6.1	5.3	9.4	5.0	3600
		Patch	-16.2	-6.0	5.5	9.3	4.9	1800
	CLE	Cornet	-17.5	-7.3	6.4	16.6	6.1	6000
		Patch	-21.1	-9.0	8.7	19.7	7.6	3000
OBS	<i>Grotte et Bureau</i>	Cornet	-10.1	-2.5	2.7	7.5	3.0	219
		Patch	-15.4	-6.5	5.0	9.4	4.9	420

<sup>a</sup>Écart-type des évanouissements à petit échelle. Ces valeurs seront utilisées dans le Chapitre 7.

<sup>b</sup>Nombre de points de mesure par FDC

<sup>c</sup>Les configurations LOS reportées ici correspondent à un pointage en azimut et en élévation de l'antenne RX dans la direction d'arrivée du trajet direct, donc vers TX

Ce tableau permet de constater qu'en visibilité directe, lorsque l'antenne de réception est pointée vers l'émission, il n'y a pas réellement d'évanouissement profond. Les variations autour de l'atténuation moyenne se situent entre -3 et +3 dB pour le calcul sur 500 MHz de bande. En bande étroite, ces variations sont un peu plus prononcées avec un patch en réception ( $P1 = -6.9$  dB).

En situation OBS large bande, les variations à petite échelle sont du même ordre qu'en LOS. Par contre, en bande étroite, de véritables évanouissements sont présents et sont plus prononcés avec le patch ( $P1 = -15.4$  dB) qu'avec le cornet ( $P1 = -10.1$  dB).

Enfin, pour les situations NLOS, des évanouissements dépassant les -5 dB surviennent en large bande. En bande étroite, ils sont plus profonds et dépassent les -15 dB.

On peut noter que les variations à petite échelle calculées sur l'ensemble de la bande de fréquences sondée, ont plus tendance à être symétriques autour de 0 que celles calculées en bande étroite.

Les variations à petite échelle des caractéristiques large bande sont également instructives. La Figure 5.3 montre les fonctions de distribution cumulatives pour la bande de cohérence à 75% et la fenêtre des retards à 90% pour les mesures de la campagne n° 1. Il s'agit de la totalité des points de mesure, regroupés selon la configuration d'antenne et la situation de visibilité.

Ces courbes permettent de constater qu'en situation de visibilité, la sélectivité fréquentielle du canal est virtuellement nulle. La bande de cohérence du canal est supérieure à 200 MHz dans 95% et 86% des cas respectivement avec une antenne cornet et patch en réception. La différence entre les deux antennes est assez réduite. En revanche, en situation OBS, les différences entre les deux types d'antennes se révèlent beaucoup plus importantes. En effet, en OBS il n'y a plus de trajet dominant, et l'ouverture du patch conduit à une augmentation du nombre de trajets d'amplitudes similaires dans le lobe principal, et donc à une augmentation de la sélectivité fréquentielle. Ainsi, en OBS, la bande de cohérence n'est supérieure à 200 MHz que dans 9% des cas avec un patch, contre 56% des cas avec le cornet.

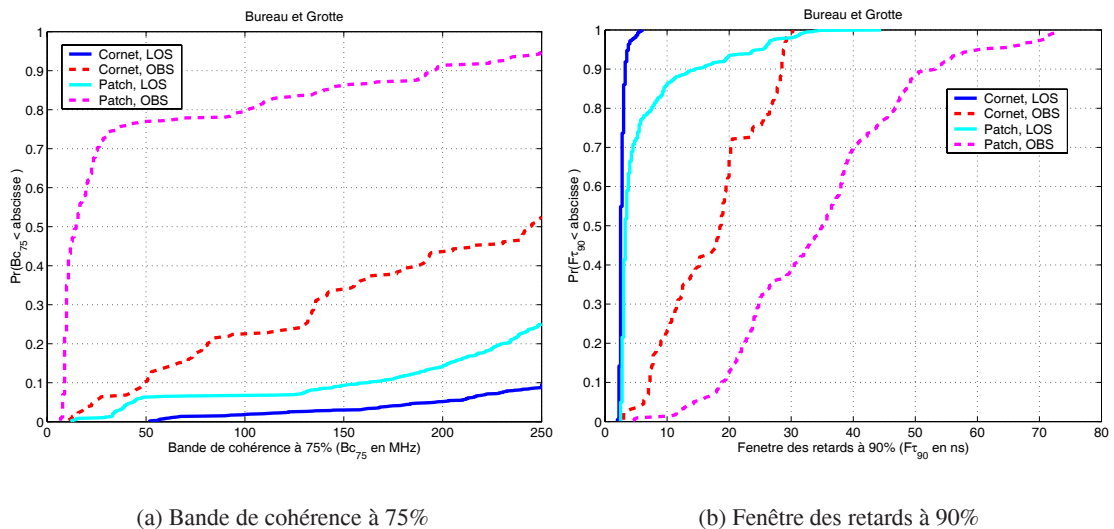


FIG. 5.3: Fonctions de distribution cumulatives pour  $Bc_{75}$  et  $F\tau_{90}$  pour la campagne n° 1

### 5.3 De la moyenne à la grande échelle

La section précédente a présenté le comportement local du canal de propagation. Nous nous intéressons maintenant au comportement à *grande échelle*. Cette notion de grande échelle renvoie à la couverture ou la portée du système de transmission étudié. Dans le cas des ondes millimétriques, la couverture radioélectrique envisageable ne dépassera pas plus d'un bâtiment et sera même réduite à une ou quelques pièces dans la plupart des cas.

L'objectif de cette section est de présenter des résultats permettant d'évaluer la couverture ou la portée des futurs systèmes de communications à 60 GHz et de mettre à jour les conditions nécessaires pour assurer cette couverture.

### 5.3.1 Analyse des angles d'arrivée (AA)

La connaissance des angles d'arrivée apporte une meilleure compréhension de la propagation dans un environnement donné. La superposition des graphes polaires des caractéristiques de la propagation avec le plan des environnements permet l'interprétation de certains phénomènes en les liant à la géométrie de l'environnement.

Les antennes utilisées dans les campagnes de mesure ne sont pas omnidirectionnelles. Elles ont donc une certaine directivité et la question du pointage de ces antennes se pose. À la lumière des résultats présentés dans cette section, il sera possible de répondre à cette question plus en détail.

#### 5.3.1.1 Influence de l'emplacement des antennes : situations LOS

La Figure 5.4 présente des exemples de répartition angulaire de la puissance reçue ( $P_r$ ) mise en relation avec la géométrie de l'environnement. Les courbes sont affichées pour les deux types d'antennes. Elles sont obtenues à partir des profils de puissance angles-retards (exemple Figure 5.5(a)) issus des RI mesurées.

En situation LOS, bien entendu, le trajet direct est prédominant dans la répartition angulaire de la puissance reçue. Quand un cornet est utilisé en réception, les trajets secondaires d'ordre 1 (*i.e.* ayant subi une seule réflexion) sont également repérables, avec une puissance d'environ 10 dB sous le trajet direct, et des AA répartis sur  $[0, 2\pi[$  selon la configuration géométrique de l'environnement. La puissance des trajets réfléchis d'ordre 1 peut, dans certaines configurations, être du même ordre que celle du trajet direct (exemple Figure 5.5(b)). Les trajets issus d'un plus grand nombre de réflexions se distinguent beaucoup moins. Dans le cas du patch en réception, la répartition angulaire de la puissance reçue est plus uniforme sur  $[0, 2\pi[$ .

La comparaison entre les deux types d'antennes montre aussi que le gain du cornet n'est pas complètement mis à contribution. Dans la direction du trajet direct, notée  $\alpha_{TD}$ , l'écart sur la puissance reçue,  $P_r$ , entre le cas du cornet (C) et celui du patch (P) est loin d'être équivalent à la différence des gains maximums des antennes. Par exemple, en polarisation verticale :  $P_{r_{CV}}(\alpha_{TD})$  est en moyenne supérieure de 5.8 dB à  $P_{r_{PV}}(\alpha_{TD})$ . En polarisation horizontale, les résultats sont plus dispersés, et il arrive que la puissance reçue avec le patch soit supérieure à celle reçue avec le cornet. C'est le cas pour les positions RX 1 et 2 au CLE, où l'écart moyen est de 6.3 dB. Ces écarts, inférieurs à la différence des gains d'antennes, sont dus aux directions d'arrivée des ondes dans le plan de l'élévation. Les antennes avaient une élévation nulle durant les rotations en azimut. Tous les trajets arrivant avec des angles d'élévation éloignés de  $\emptyset$  ne sont pas vus par le cornet, mais le sont par le patch dont le lobe principal est plus large. Cette première

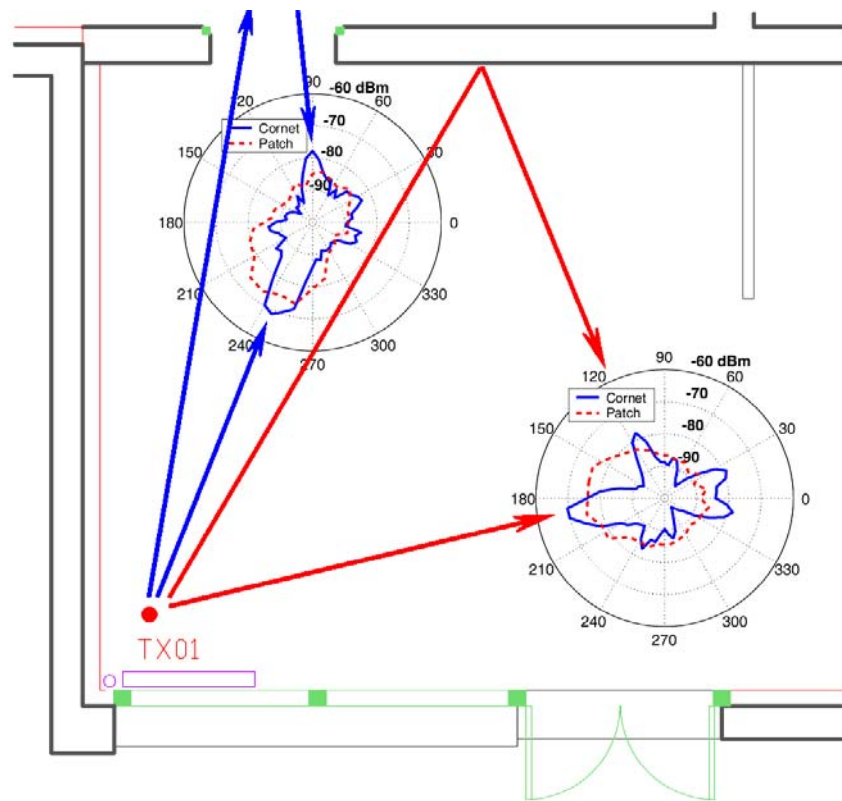


FIG. 5.4: Répartition angulaire de la puissance reçue pour deux positions LOS (CLE, TX 1, RX 1 et 2).

observation permet de relever l'importance du pointage des antennes, en azimut, mais aussi en élévation.

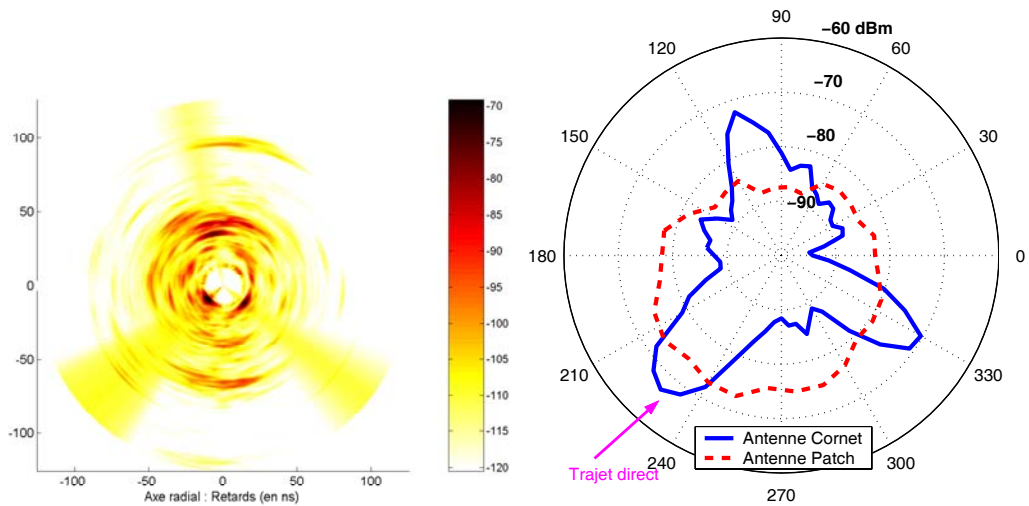
L'importance du trajet direct et des trajets réfléchis d'ordre 1 peut également se remarquer à partir des variations des caractéristiques large bande. Les mesures montrent que pour une antenne en réception pointée vers l'émission (dans le plan azimutal), la rotation de cette antenne de 0.5 à 2 fois son ouverture à -3 dB cause une profonde dégradation des caractéristiques large bande, comme la bande de cohérence à 75%, qui peut passer ainsi de plus de 200 MHz à moins de 50 MHz. Cette observation est vraie pour les deux types d'antennes, comme on peut le voir à l'aide des secteurs colorés sur les Figures 5.5(c) et 5.5(d). Une autre observation importante réside dans le nombre de secteurs angulaires pour lesquels la sélectivité fréquentielle est virtuellement nulle. Pour le cornet, ce nombre est toujours supérieur à un, ceci grâce à la directivité du cornet qui permet d'isoler les trajets réfléchis. En revanche pour le patch, la sélectivité fréquentielle est forte, sauf dans la direction du trajet direct. Dans les autres directions, de nombreux trajets arrivent dans le lobe principal du patch, augmentant la sélectivité fréquentielle.

Pour évaluer la répartition angulaire des caractéristiques large bande, nous utilisons les fonctions de distribution cumulatives. Celles-ci sont calculées à partir de l'ensemble des mesures angulaires et pour toutes les positions en visibilité. Le pourcentage des cas pour lesquels la caractéristique étudiée dépasse un certain seuil est alors calculé. Puisqu'il s'agit de mesures angulaires, ce pourcentage est directement convertible en degrés. Ce nombre nous donne une information sur la largeur du secteur angulaire qui garantit que la valeur recherchée pour la caractéristique en question est atteinte. Il s'agit en quelque sorte de la « couverture angulaire moyenne » assurée par l'antenne. Ces valeurs sont répertoriées dans le Tableau 5.2.

**TAB. 5.2:** Couverture angulaire en situation LOS dans le CLE et la Maison pour  $Bc_{75}$  et  $F\tau_{90}$

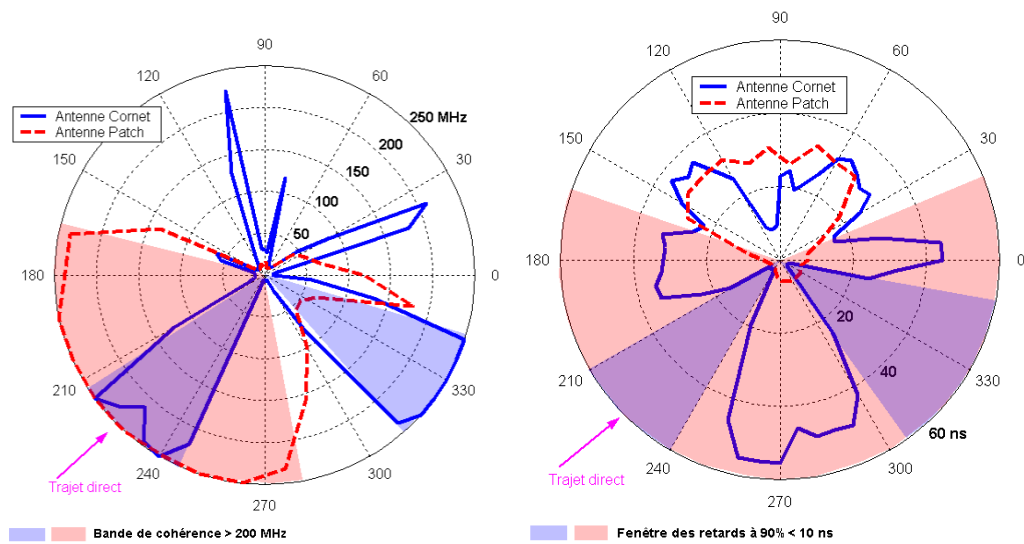
Antennes RX : Polarisation :		Cornet				Patch			
		Verticale %	Secteur	Horizontale %	Secteur	Verticale %	Secteur	Horizontale %	Secteur
$Bc_{75} \geq 200$ MHz	CLE	13.8%	49.5°	15.4%	55.5°	33.3%	120.0°	30.8%	111.0°
	Maison	15.8%	57.0°	9.2%	33.0°	28.3%	102.0°	18.4%	66.2°
$Bc_{75} \geq 100$ MHz	CLE	25.8%	93.0°	30.0%	108.0°	41.7%	150.0°	48.3%	174.0°
	Maison	29.2%	105.0°	20.8%	75.0°	41.7%	150.0°	45.0%	162.0°
$F\tau_{90} \leq 5$ ns	CLE	7.5%	27.0°	7.9%	28.5°	18.3%	66.0°	25.0%	90.0°
	Maison	14.2%	51.0°	6.7%	24.0°	16.7%	60.0°	16.7%	60.0°
$F\tau_{90} \leq 10$ ns	CLE	16.3%	58.5°	13.8%	49.5°	30.8%	111.0°	40.0%	144.0°
	Maison	29.2%	97.8°	25.8%	93.0°	55.0%	198.0°	55.0%	198.0°

Les différences entre les deux environnements et les deux types de polarisation ne sont pas très marquées. En revanche, une différence très nette existe entre les deux types d'antennes. L'utilisation d'une antenne peu directive comme le patch permet de couvrir un secteur angulaire plus grand qu'avec une antenne directive. Cette observation intéresse la question du pointage ou de l'alignement des antennes. Un patch sera naturellement plus aisé à pointer. Un pointage manuel, du ressort de l'utilisateur pourrait même être envisagé s'il est nécessaire (pour une raison de coût par exemple) de simplifier à l'extrême la complexité des systèmes. Par contre, dans le cas d'une antenne directive, un pointage rigoureux est nécessaire. Ce pointage ne peut pas être



(a) Profils de puissance angulaires (Antenne Rx : cornet)

(b) Puissance reçue



(c) Bande de cohérence à 75%

(d) Fenêtre des retards à 90% < 10 ns

**FIG. 5.5:** Couverture angulaire en situation LOS. Comparaison Patch/Cornet (Maison meublée, TX 1, RX 2, polarisation verticale).

manuel. Il devient alors nécessaire de recourir à des techniques mettant en jeu des antennes « intelligentes ».

### 5.3.1.2 Influence de l'emplacement des antennes : situations NLOS

Pour la propagation entre des pièces différentes d'un environnement, l'analyse géométrique à l'aide des plans permet de souligner l'importance des ouvertures, notamment des portes. Comme on peut l'observer sur la Figure 5.6, les directions d'arrivée pour lesquelles la puissance reçue est importante correspondent à des trajets qui passent par les portes séparant la pièce où se trouve TX de celle où se trouve RX. Cette observation est confirmée par la comparaison entre des mesures effectuées porte ouverte puis porte fermée pour plusieurs positions. La différence globale moyenne (*i.e.* sur l'ensemble des AA) entre les deux situations est comprise entre 8 et 10 dB. Pour la direction d'arrivée principale, l'atténuation moyenne supplémentaire quand la porte est fermée est de 11.8 dB (écart-type : 1.8 dB). Ces observations sont aussi relevées dans [5], qui – dans une situation très similaire au niveau des antennes utilisées et du type d'environnement – note en cas de fermeture des portes une atténuation supplémentaire comprise entre 7 et 15 dB. La présence de portes, et plus généralement « d'ouvertures radioélectriques », conditionne donc fortement la propagation entre pièces voisines. Par « ouverture radioélectrique », il faut entendre toute portion de matériau (éventuellement de l'air, comme dans le cas d'une porte ouverte) atténuant peu les ondes en comparaison aux matériaux qui entourent cette portion. Ainsi, une porte, même fermée, dans un mur en parpaing peut être vue comme une « ouverture radioélectrique », car elle atténue moins les ondes que le mur. De même, une cloison en placoplâtre parmi des murs en béton est une « ouverture radioélectrique ». Des résultats de mesure de l'atténuation en transmission de plusieurs matériaux de construction sont présentés dans la section 5.3.3.

En NLOS, on peut également noter que la répartition angulaire de l'énergie est plus ou moins diffuse selon les configurations géométriques. La Figure 5.6(a) montre un cas où la puissance reçue est étalée sur un large secteur angulaire. Au contraire, sur la Figure 5.6(b), on remarque une concentration de la puissance reçue en une ou deux principales directions d'arrivée selon le type d'antenne.

L'observation des caractéristiques large bande (Figure 5.7(c) et 5.7(d)) montre que dans les cas NLOS, l'utilisation d'une antenne directive permet de limiter la sélectivité fréquentielle dans quelques secteurs angulaires assez étroits (de l'ordre de l'ouverture à -3 dB de l'antenne. Ces secteurs sont mis en évidence sur les figures). L'orientation de ces secteurs angulaires n'a rien de prévisible. Elle dépend entièrement de la topologie de l'environnement. Avec le patch, très peu de positions NLOS permettent cela.

Ces remarques sont confirmées par les résultats du traitement des fonctions de distribution cumulatives, présentés dans le Tableau 5.3 pour la totalité des mesures NLOS menées au CLE et dans la *Maison*. Ce tableau montre qu'une différence importante existe entre la *Maison* et le CLE. Ceci tient au fait que les positions NLOS de la *Maison* étaient particulières : la position RX 3 était en situation OBS et non NLOS, la position RX 5 est un cas NLOS pour lequel il existe une direction d'arrivée privilégiée (forte puissance reçue et faible sélectivité fréquentielle). Pour la *Maison*, la différence entre le cas du cornet et celui du patch est faible. Les positions NLOS du CLE sont plus nombreuses et moins atypiques. Elles révèlent qu'avec une antenne patch, la



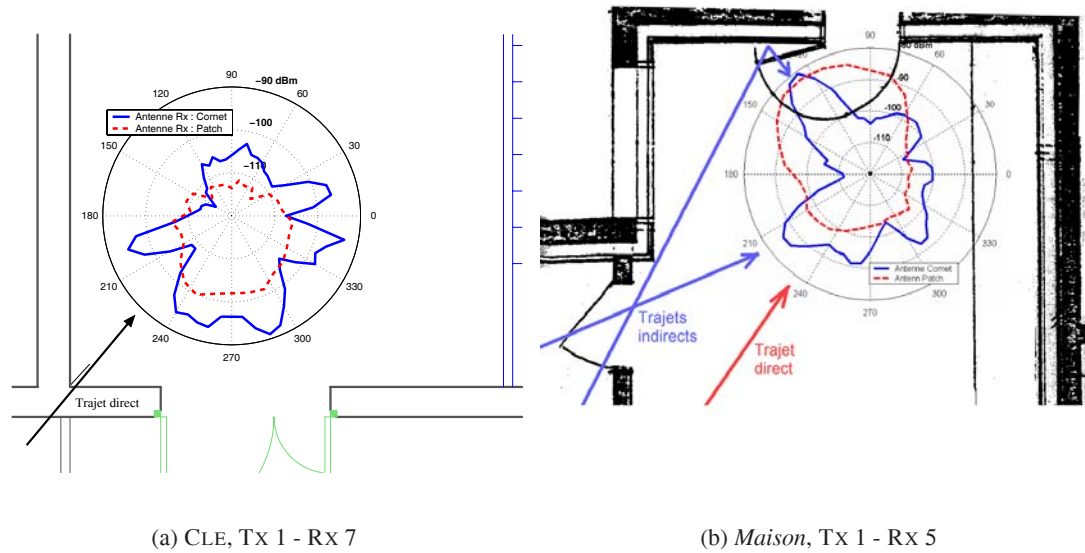


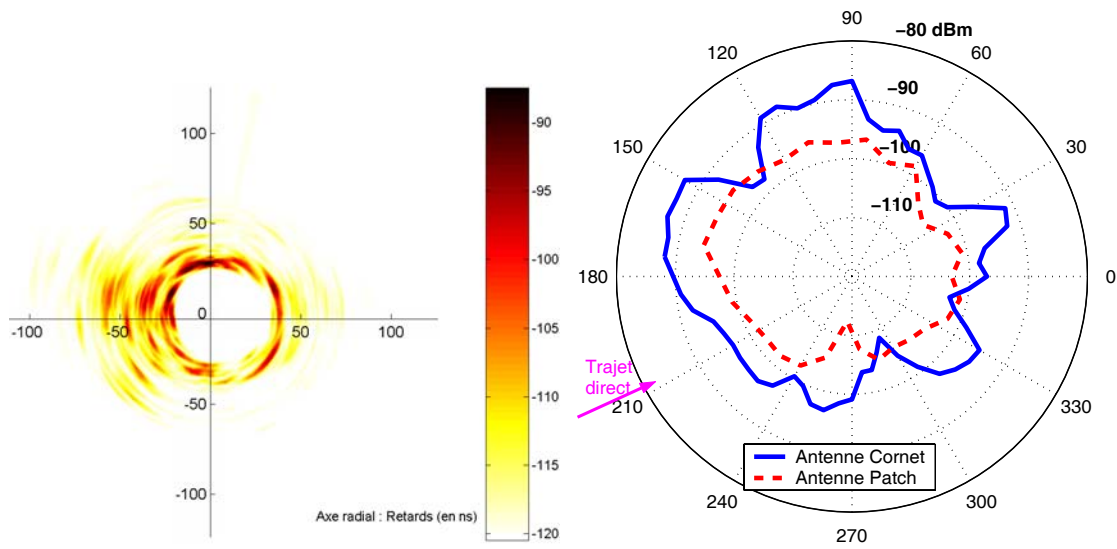
FIG. 5.6: Répartition angulaire de la puissance reçue pour deux positions NLOS.

bande de cohérence à 75% ne dépasse jamais 200 MHz, et que la fenêtre des retards à 90% n'est jamais inférieure à 5 ns.

TAB. 5.3: Couverture angulaire en situation NLOS dans le CLE et la Maison pour  $B_{c75}$  et  $F_{\tau90}$

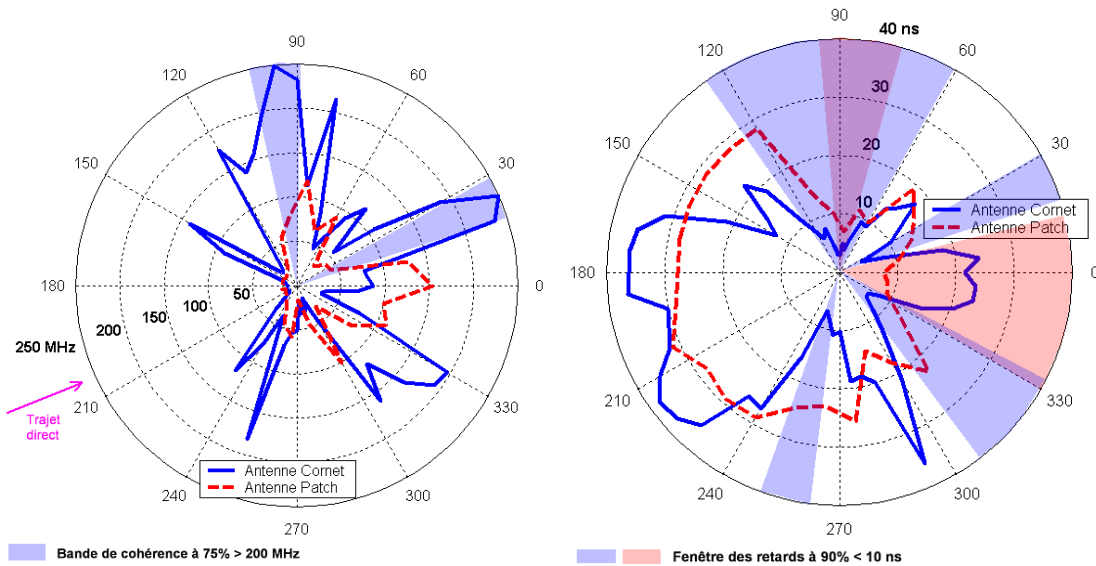
Antennes RX :		Cornet				Patch			
		Verticale		Horizontale		Verticale		Horizontale	
Polarisation :		%	Secteur	%	Secteur	%	Secteur	%	Secteur
$B_{c75} \geq 200$ MHz	CLE	4.0%	14.4°	1.3%	4.8°	0.0%	0.0°	0.0%	0.0°
	Maison	10.0%	36.0°	11.1%	40.0°	10.0%	36.0°	7.8%	28.0°
$B_{c75} \geq 100$ MHz	CLE	10.7%	38.4°	7.0%	25.2°	6.7%	24.0°	1.3%	4.8°
	Maison	22.2%	80.0°	16.7%	60.0°	18.9%	68.0°	15.6%	56.0°
$F_{\tau90} \leq 5$ ns	CLE	1.0%	3.6°	0.7%	2.4°	0.0%	0.0°	0.0%	0.0°
	Maison	7.2%	26.0°	8.3%	30.0°	10.0%	36.0°	8.9%	32.0°
$F_{\tau90} \leq 10$ ns	CLE	2.0%	7.2°	3.0%	10.8°	3.3%	12.0°	0.0%	0.0°
	Maison	17.2%	62.0°	14.4%	52.0°	16.7%	60.0°	14.4%	52.0°

Grâce à ces résultats, on peut souligner que le canal de propagation peut être peu sélectif en fréquence, même en situation NLOS. L'utilisation d'une antenne directive apparaît ici plus adaptée pour assurer cette faible sélectivité fréquentielle. La condition pour cela est de pouvoir pointer une antenne dans la direction adéquate. Or cette direction n'a rien d'intuitif. Il est donc nécessaire que les futurs systèmes à 60 GHz soient capables de réaliser ce pointage précis de façon transparente pour l'utilisateur. Nous reviendrons sur cette question du pointage dans la conclusion de cette thèse. Une autre difficulté rencontrée en situation NLOS concerne la puissance en réception, souvent faible. Ceci sera quantifié dans la section 5.3.4.



(a) Profils de puissance angulaires (Antenne Rx : cornet)

(b) Puissance reçue



(c) Bande de cohérence à 75%

(d) Fenêtre des retards à 90%

**FIG. 5.7:** Couverture angulaire en situation NLOS. Comparaison Patch/Cornet (Maison, TX 1, RX 4, polarisation verticale)

### 5.3.2 Classement des situations typiques et atypiques

La caractérisation d'un canal de propagation intéresse le dimensionnement des systèmes de communications. La prise en compte du canal se fait à travers le choix d'un modèle. Ces modèles permettent de générer des canaux aux caractéristiques similaires à des canaux mesurés. Ces modèles peuvent généralement être paramétrés de manière à pouvoir simuler divers cas de figure, notamment des cas de propagation typiques et atypiques d'une situation donnée.

À partir de notre base de données de mesure, l'extraction de cas typiques et atypiques a été effectuée. Il s'agissait notamment de pouvoir fournir aux partenaires du projet COMMINDOR des informations sur le canal pour les simulations système.

Quatre « situations » ont été distinguées selon la visibilité et l'antenne RX utilisée. Pour chaque situation, une position de mesure est repérée comme étant *typique* et une comme étant *atypique*. Le caractère typique et atypique est déterminé à partir de l'ensemble des caractéristiques de propagation suivantes :  $I_{6dB}$ ,  $I_{12dB}$ ,  $I_{15dB}$ ,  $F\tau_{75}$ ,  $F\tau_{90}$ ,  $BC_{75}$ ,  $BC_{90}$ ,  $N_{tra_j25}$  ainsi que l'écart-type des évanouissements à petite échelle (noté  $\sigma_A$ )<sup>3</sup>.

Pour chaque situation, la moyenne de chaque caractéristique est calculée à partir de toutes les positions de mesure disponibles. La position typique est la position dont la *distance*<sup>4</sup> au cas moyen est la plus faible. La position atypique est la position qui a le plus grand nombre de caractéristiques éloignées de la moyenne.

Les positions typiques et atypiques ont été extraites pour la campagne de mesure n° 1. Leurs caractéristiques sont listées dans le Tableau 5.4.

Quelques exemples de profils de puissance sont présentés à la Figure 5.8 pour des positions typiques et atypiques. Chaque profil est normalisé par rapport au trajet le plus puissant.

### 5.3.3 Matériaux de construction

Les matériaux de construction atténuent très fortement les ondes millimétriques, ce qui affecte considérablement la propagation entre les pièces d'un bâtiment. Des mesures ont été effectuées à l'aide du sondeur de canal pour quantifier l'atténuation causée par différents matériaux de construction des environnements de mesure.

La procédure de mesure est simple. Les deux cornets sont utilisés afin d'assurer un gain (42.8 dB) nécessaire pour la traversée des matériaux, et d'empêcher la contribution éventuelle de trajets réfléchis indirects. Les antennes sont placées de part et d'autre de l'obstacle (généralement un mur) de façon à être en incidence normale. L'antenne RX est déplacée perpendiculairement à l'obstacle, le long d'un tronçon linéaire de  $9\lambda$ , par pas de  $\lambda$ . Une moyenne de l'atténuation mesurée en chaque point est ensuite effectuée pour s'affranchir des fluctuations éventuelles à petite échelle. Cette valeur est ensuite comparée avec la même série de mesure effectuée « à

<sup>3</sup>Les définitions de ces caractéristiques se trouvent au Chapitre 3.

<sup>4</sup>Distance calculée entre les vecteurs composés par les caractéristiques de propagation réduites (normées par leur écart-type).

TAB. 5.4: Caractéristiques moyennes des positions typiques et atypiques de la campagne de mesure n° 1

Antenne RX	Visibilité	Situations	$F\tau_{75}$ (ns)	$F\tau_{90}$ (ns)	$I_{6dB}$ (ns)	$B_{c75}^a$ (MHz)	$B_{c90}$ (MHz)	$N_{traj25}$ (-)	$\sigma_A$ (dB)
<b>Bureau</b>									
Cornet	LOS	Typique	1.8	2.5	2.3	$\geq 250$	$\geq 247$	1.7	0.6
		Atypique	2.1	3.1	2.7	$\geq 250$	$\geq 218$	1.6	0.7
Cornet	OBS <sup>b</sup>	Typique	4.0	15.6	2.4	$\geq 196$	36	5.2	1.2
		Atypique	3.91	18.3	4.0	117	19	8.1	0.7
Patch	LOS	Typique	3.3	8.2	3.1	$\geq 202$	108	5.3	1.9
		Atypique	12.4	26.5	4.9	105	12	12.1	1.4
Patch	OBS	Typique	10.0	21.3	3.4	51	15	8.6	1.2
		Atypique	28.4	62.7	15.3	15	5	18.9	1.0
<b>Grotte</b>									
Cornet	LOS	Typique	2.0	2.5	2.5	$\geq 250$	$\geq 247$	1.0	0.3
		Atypique	1.7	2.5	2.0	$\geq 250$	$\geq 250$	1.0	0.2
Cornet	OBS <sup>b</sup>	Typique	2.2	20.2	2.7	$\geq 250$	53	5.0	0.7
Patch	LOS	Typique	2.2	3.2	2.7	$\geq 247$	$\geq 206$	2.3	0.8
		Atypique	2.6	3.7	3.3	$\geq 215$	144	1.3	0.7
Patch	OBS <sup>b</sup>	Typique	26.1	33.5	25.9	10	6	15.2	1.5
		Atypique	16.1	34.2	5.6	50	9	11.4	1.4

<sup>a</sup>L'indication «  $\geq X$  » dans les colonnes des bandes de cohérence signifie que la moyenne vaut X, mais que le calcul de cette moyenne contient des valeurs égales à 250 MHz, limite supérieure mesurable par le système. X est donc une borne inférieure de l'estimation de la bande de cohérence moyenne.

<sup>b</sup>Le caractère typique/atypique pour ces configurations n'est pas garanti car l'échantillon de mesures était réduit.

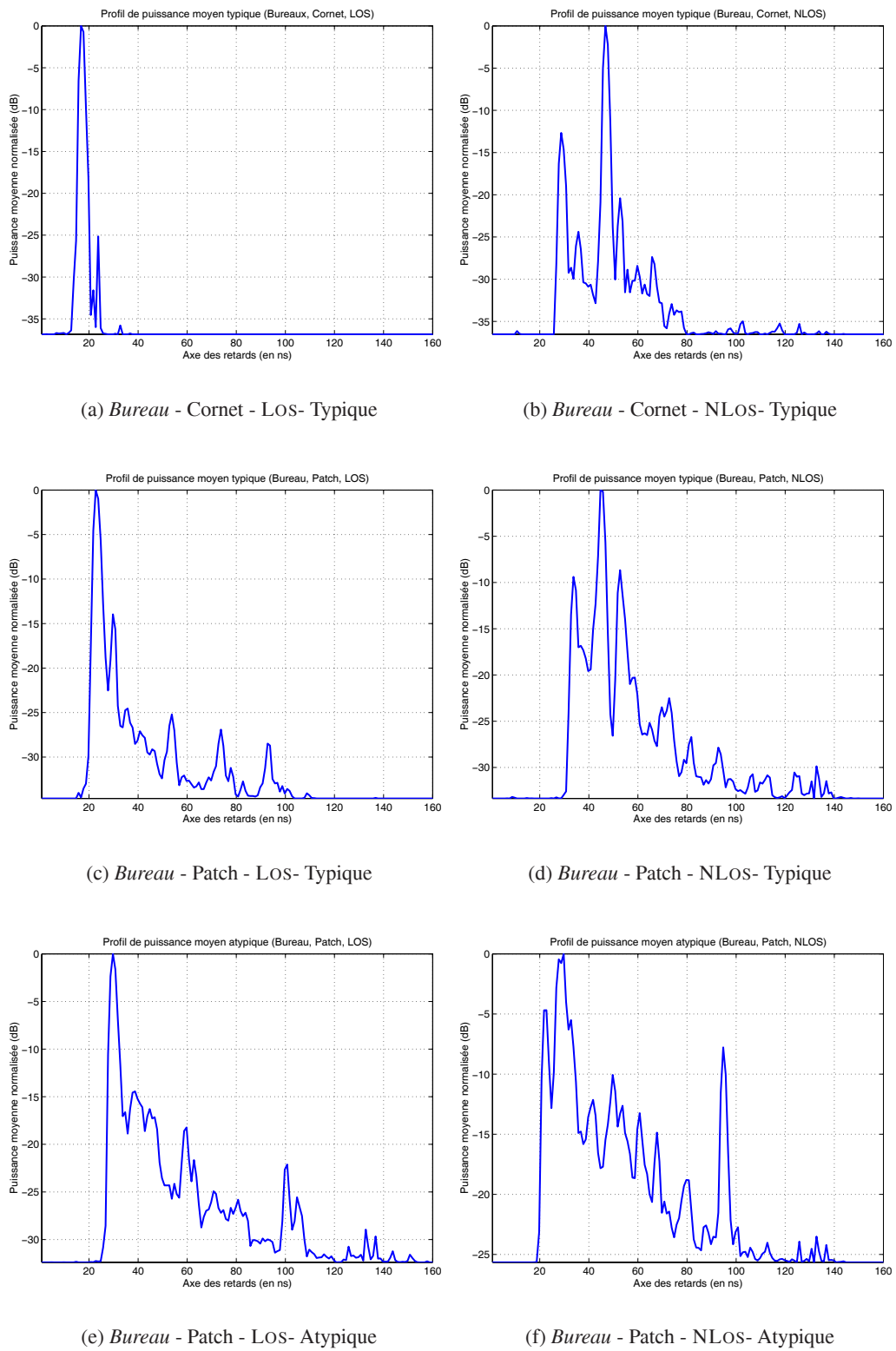


FIG. 5.8: Profils de puissance moyens typiques et atypiques dans le Bureau (campagne de mesures n° 1)

vide », c'est-à-dire sans l'obstacle. La différence est l'atténuation supplémentaire causée par la traversée du matériau. La précision de cette procédure n'est sûrement pas optimale, du fait notamment de l'absence d'un dispositif de pointage et de positionnement conjoint des antennes. Le Tableau 5.5 liste les résultats obtenus pour les environnements CLE et *Maison*.

**TAB. 5.5:** Atténuation en transmission causée par les matériaux dans la Maison et le CLE

Matériaux	Épaisseur	Atténuation mesurée		Atténuation linéique
		Moyenne	Écart-type	
<b>CLE</b>				
Cloison en parpaings (+ revêtement plâtre)	23 cm	65.8 dB (V)	0.5 dB	2.86 dB/cm
		59.7 dB (H)	0.4 dB	2.60 dB/cm
Brique + revêtement plâtre	7 cm	6.7 dB (V)	1.2 dB	0.96 dB/cm
		7.0 dB (H)	0.4 dB	1.00 dB/cm
Placoplâtre	7 cm	3.0 dB (V)	0.9 dB	0.43 dB/cm
		3.6 dB (H)	0.4 dB	0.51 dB/cm
Vitre (simple vitrage)	≈0.5 cm	5.2 dB (V)	0.9 dB	≈10.4 dB/cm
		5.2 dB (H)	0.9 dB	≈10.4 dB/cm
Porte en bois (aggloméré + peinture)	4 cm	15.3 dB (V)	0.4 dB	3.83 dB/cm
		14.9 dB (H)	1.1 dB	3.73 dB/cm
<b>Maison</b>				
Brique + revêtement plâtre	17 cm	35.5 dB (V)	0.4 dB	2.09 dB/cm
		40.8 dB (H)	1.2 dB	2.40 dB/cm
Placoplâtre	7 cm	14.9 dB (V)	0.4 dB	2.13 dB/cm
Vitre (double vitrage)	≈1 cm	5.73 dB (V)	0.04 dB	≈5.73 dB/cm
Porte en bois (aggloméré + peinture)	4 cm	9.9 dB	0.6 dB	2.48 dB/cm
Plante verte (très feuillue)	-	27.8 dB	1.2 dB	-

Ces résultats ont été utilisés dans le cadre du projet COMMINDOR pour recaler un logiciel de lancer de rayon dans la gamme de 60 GHz. Ils ont permis d'améliorer sensiblement l'accord entre les mesures de propagation et les simulations par lancer de rayons (voir section 5.3.5). Quelques études spécifiques concernant les caractéristiques des matériaux peuvent être trouvées dans la littérature [6, 7, 8].

### 5.3.4 Analyse en fonction de la distance Tx-Rx

Un des axes classiques de l'analyse de la propagation à grande échelle est l'observation de la dépendance entre l'atténuation et la distance entre l'émetteur et le récepteur.

#### 5.3.4.1 Influence de l'emplacement des antennes : situations LOS

En situation de visibilité directe, l'atténuation en fonction de la distance Tx-Rx suit de près la loi d'atténuation en espace libre. Les résultats présentés sont issus de la campagne de mesures

n° 1 menée au laboratoire. En effet, pour les campagnes suivantes (où l'accent a été mis sur la caractérisation angulaire), l'antenne en réception n'était pas pointée en élévation vers l'émission. Les diagrammes de rayonnement des antennes interviennent alors fortement, et une analyse de l'atténuation en fonction de la distance perd de son intérêt.

La Figure 5.9 montre la variation de l'atténuation en fonction de la distance TX-RX, pour les configurations utilisant un cornet en réception (en polarisation verticale). Plusieurs informations figurent sur ces graphiques.

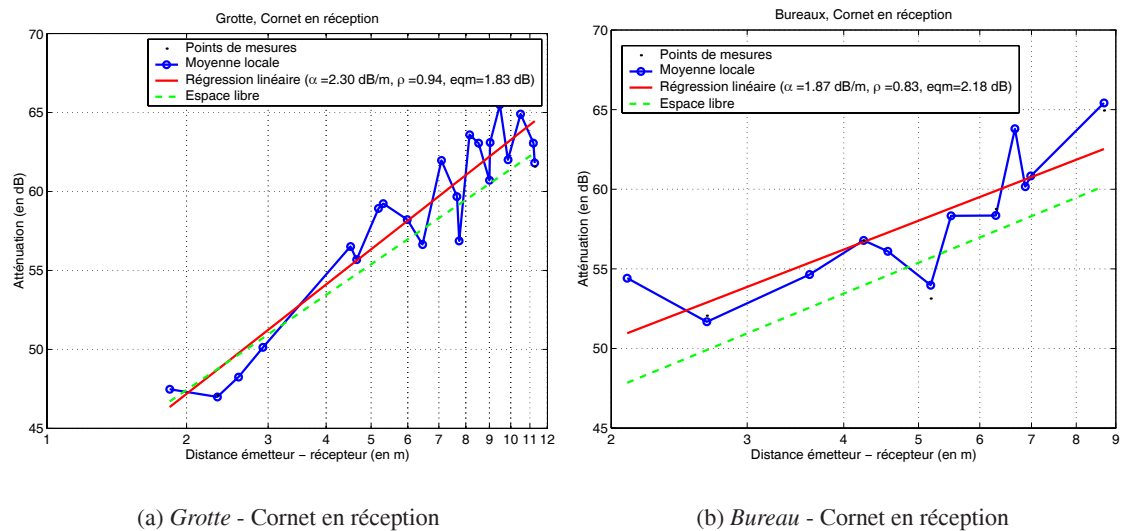


FIG. 5.9: Atténuation en fonction de la distance TX-RX

L'atténuation en chaque *point* de mesure,  $A(d)$ , est reportée sur la figure sous forme de points. Ces points permettent un aperçu des variations à petite échelle en chaque *position* de mesure. On peut noter que ces variations sont de faible amplitude.

Les niveaux d'atténuations moyens,  $A_{m_n,p}(d_0)$ , sont reliés par la courbe pleine. Un calcul de régression linéaire à partir de ces niveaux moyens permet d'obtenir la droite de régression en trait plein sur la figure. La différence entre la droite de régression et les niveaux moyens mesurés permet d'évaluer les variations à moyenne échelle du canal. L'écart type de ces variations vaut 1.9 dB dans la *Grotte* et 2.3 dB dans le *Bureau*. Le coefficient de corrélation entre l'atténuation et la distance est forte (supérieure à 0.8 dans tous les cas). Enfin, la droite pointillée représente l'atténuation en espace libre incluant les gains maximums des antennes.

Le Tableau 5.6 donne les paramètres des droites de régression linéaire qui permettent de modéliser les variations à grande échelle de l'atténuation en fonction de la distance :  $A_{modGE}(d)$ . Ces variations peuvent s'écrire :

$$A_{modGE}(d) = C \cdot d^\alpha \quad (5.5)$$

où  $d$  est la distance TX-RX,  $\alpha$  la pente de la droite de régression,  $\rho$  le coefficient de corrélation, et  $C$  l'atténuation obtenue pour une distance de référence  $d_0 = 1$  m.

**TAB. 5.6:** Paramètres des droites de régression linéaire modélisant les variations de l'atténuation en fonction de la distance

Environnement	Antenne RX	$\alpha$	$C$ (dB)	$\rho$	Nbr. positions
<i>Grotte</i>	Cornet	2.3	40.4	0.94	22
<i>Grotte</i>	Patch	2.5	56.6	0.95	11
<i>Bureau</i>	Cornet	1.9	44.9	0.83	12
<i>Bureau</i>	Patch	2.3	59.4	0.86	10

Les coefficients  $\alpha$  sont proches du cas de l'espace libre ( $\alpha = 2$ ). Les valeurs sont un peu plus élevées quand l'antenne RX est un patch. Le résultat de 2.3 pour la pièce *Grotte* avec un cornet est en fait surévalué, à cause du diagramme de rayonnement de l'antenne TX. En effet dans ce cas, l'antenne TX était pointée assez fortement vers le sol ( $-40^\circ$ ) et par conséquent les positions les plus lointaines (de 9 à 12 m) se trouvaient à la limite du lobe principal de l'antenne. En corrigeant les quatre derniers points de mesure de 1 à 3 dB, on peut constater que le coefficient  $\alpha$  passe de 2.3 à environ 2.1.

Le coefficient  $\alpha$  est par ailleurs légèrement plus élevé dans la pièce *Grotte*, ce qui peut s'expliquer en remarquant que l'autre pièce constitue un environnement plus « réflecteur », du fait de sa forme plus étroite et de la présence de stores métalliques sur tout un pan de mur.

Les résultats du Tableau 5.6 seront utilisés pour la modélisation du canal de propagation dans le Chapitre 7.

### 5.3.4.2 Influence de l'emplacement des antennes : situations NLOS

Dans le cas des situations OBS ou NLOS, la corrélation entre la distance et l'atténuation n'est pas suffisante pour pouvoir lier les deux par une loi, du moins pour la plage de distances couverte par nos mesures : entre 5 et 11 m. Ce constat est assez logique puisque la propagation en NLOS dépend fortement des matériaux de construction et de la géométrie de l'environnement (présence d'ouvertures). La distance ne joue qu'un rôle secondaire dans ces cas.

Pour rendre compte de l'atténuation dans ces situations, nous choisissons de calculer l'atténuation supplémentaire,  $A_{suppl}$ , par rapport à celle en l'espace libre,  $A_{el}$  :  $A_{suppl} = Am_{n,p}(d_0) - A_{el}$ . Dans le cas des mesures angulaires au CLE et dans la *Maison*, ce calcul est effectué après recherche de l'atténuation minimale sur  $360^\circ$ , c'est-à-dire pour la direction d'arrivée principale. Les statistiques de  $A_{suppl}$  sont présentées dans le Tableau 5.7.

En se basant sur les pires cas, ces résultats montrent qu'il faut compter sur une atténuation d'environ 90 dB (cornet en réception) ou 100 dB (patch en réception) pour une distance d'environ 10 m quand TX et RX sont dans des pièces séparées. Alors que ces résultats sont obtenus après une recherche du minimum d'atténuation sur  $360^\circ$  en azimut, ces atténuations restent fortes. L'ajout d'un degré de liberté en élévation permettrait de réduire ces atténuations, surtout dans le cas du cornet.



TAB. 5.7: Atténuation supplémentaire par rapport à l'espace libre en situation NLOS (multi-pièce)

$A_{suppl}$ (dB)	Cornet		Patch	
	Maison	CLE	Maison	CLE
Moyenne	– <sup>a</sup>	30.2	– <sup>a</sup>	17.5
Écart-type	– <sup>a</sup>	3.8	– <sup>a</sup>	3.2
Minimum	10.2	24.5	1.6	12.6
Maximum	30.2	35.9	17.4	22.1

<sup>a</sup>Pas de moyenne et d'écart-type pertinents pour la Maison du fait du peu de positions de mesure (RX 4 et RX 5).

Ce tableau montre que l'atténuation supplémentaire est supérieure lorsqu'un cornet est utilisé en réception. Cette différence est de 7.5 dB en moyenne pour l'environnement CLE (écart-type de 2.7 dB), et de 8.3 dB (écart-type 3.6 dB) dans la *Maison*. Cette différence est très éloignée de la différence entre les gains maximums des antennes (20.8 dB). L'utilisation du patch en réception permet en effet de bénéficier de la contribution de trajets qui arrivent avec des angles différents, à la fois en azimut et en élévation. Le cornet, du fait de sa directivité, ne présente pas cet avantage. Pour pouvoir bénéficier du gain maximal du cornet, il faudrait pouvoir effectuer un pointage précis en élévation, en plus de l'azimut. Cette constatation a été également rapportée dans [5] avec des antennes très similaires.

### Configurations inter-étage

Parmi les situations NLOS, des mesures *inter-étage* ont été effectuées (voir le chapitre précédent, sections 4.2.2 et 4.6.2). L'importance des « ouvertures » est également à souligner dans ces configurations. Généralement, une dalle de béton sépare deux étages d'une maison, ce qui provoque de très fortes pertes à 60 GHz (> 100 dB). La principale « ouverture » entre deux étages est en général une cage d'escalier. Au CLE, une cage d'escalier équipée d'une rembarde en métal se trouve dans le hall d'entrée. Dans la *Maison*, les escaliers mènent sur une mezzanine ouverte sur le hall d'entrée. L'ouverture entre le rez-de-chaussée et l'étage est donc très grande dans le cas de la *Maison*.

Lorsque l'émetteur était en TX 1, la puissance reçue en haut des escaliers était inférieure au plancher de bruit du système de mesure ( $\approx -120$  dBm) dans les deux environnements. C'est pourquoi d'autres positions TX ont été considérées. Dans le CLE, 3 positions TX ont été utilisées pour les mesures inter-étage. La position permettant la meilleure distribution de l'énergie entre les deux étages était la position TX 3, placée sur le palier, à mi-hauteur dans l'escalier. Dans la *Maison*, la position utilisée, TX 2, était placée dans le hall, à une hauteur de 2.70 m. Les positions RX associées à ces positions TX étaient pour la plupart en situation NLOS.

Le même calcul que précédemment est réalisé pour extraire l'atténuation supplémentaire par rapport au cas de l'espace libre. Cette atténuation est encore plus importante que pour la propagation entre pièces adjacentes, comme le montre le Tableau 5.8. Une des raisons peut être à chercher dans la hauteur de l'antenne d'émission : celle-ci était plus élevée dans le cas des configurations inter-étage. Cette hauteur conduit à plus de trajets incidents ayant des angles en élévation éloignés de l'horizontale. Ces trajets arrivent donc plus souvent en dehors du lobe principal des antennes RX, en particulier quand il s'agit du cornet.

TAB. 5.8: Atténuation supplémentaire par rapport à l'espace libre en situation NLOS (inter-étage)

$A_{suppl}$ (dB)	Cornet		Patch	
	Maison	CLE	Maison	CLE
Moyenne	23.5	39.0	15.4	– <sup>a</sup>
Écart-type	6.6	5.8	6.1	– <sup>a</sup>
Minimum	12.8	30.4	5.1	21.0
Maximum	30.4	42.9	20.5	33.0

<sup>a</sup>Pas de moyenne et d'écart-type pertinents pour le CLE du fait du peu de positions de mesure.

### 5.3.5 Couverture radio

Dans le cadre du projet COMMINDOR, des comparaisons entre mesures de propagation et simulations à l'aide d'un logiciel de lancer de rayons ont été réalisées. Le logiciel a tout d'abord été adapté à la propagation à 60 GHz, grâce à la mise à jour de sa base de données sur les matériaux. Les plans des environnements utilisés pour les mesures ont été numérisés pour être intégrés au logiciel. Des comparaisons entre mesures et simulations ont ainsi pu être menées, principalement dans la *Maison*. Elles ont porté sur la caractérisation angulaire du canal, c'est-à-dire que pour chaque position de mesure, la différence entre caractéristiques de propagation mesurées et simulées est calculée pour chaque angle de pointage en azimut de l'antenne RX.

Les résultats ont montré que l'évaluation de l'atténuation moyenne locale par le logiciel était plutôt bonne en situation LOS (erreur moyenne de 0.6 dB avec un écart-type de 4.1 dB), et satisfaisante en NLOS (erreur moyenne de 1.4 dB, écart-type 5.5 dB). L'évaluation des caractéristiques large bande est par contre moins précise. Pour plus de détails sur ce travail, on se reportera à [9, 10].

Des *cartes de couverture radio* ont alors été élaborées. Les particularités de la propagation en NLOS (atténuation des matériaux, importance des ouvertures et de la nécessité de pointage de l'antenne Rx) sont bien mises en lumière par ces cartes. L'exemple de la *Maison* est présenté à la Figure 5.10, avec deux stratégies de pointage différentes. L'antenne cornet utilisée lors des mesures a été simulée (en polarisation verticale) pour obtenir ces cartes de couverture. Dans le cas de la Figure 5.10(a), en chaque point de réception simulé, une recherche en azimut de la direction d'arrivée assurant la puissance reçue maximale était effectuée. Dans le cas de la Figure 5.10(b), en chaque point de réception simulé, l'antenne RX est pointée en azimut vers l'antenne TX. La différence entre les deux stratégies de pointage est clairement visible sur ces cartes. Des *zones d'ombres* qui apparaissent sur la Figure 5.10(b) sont partiellement comblées sur la Figure 5.10(a).

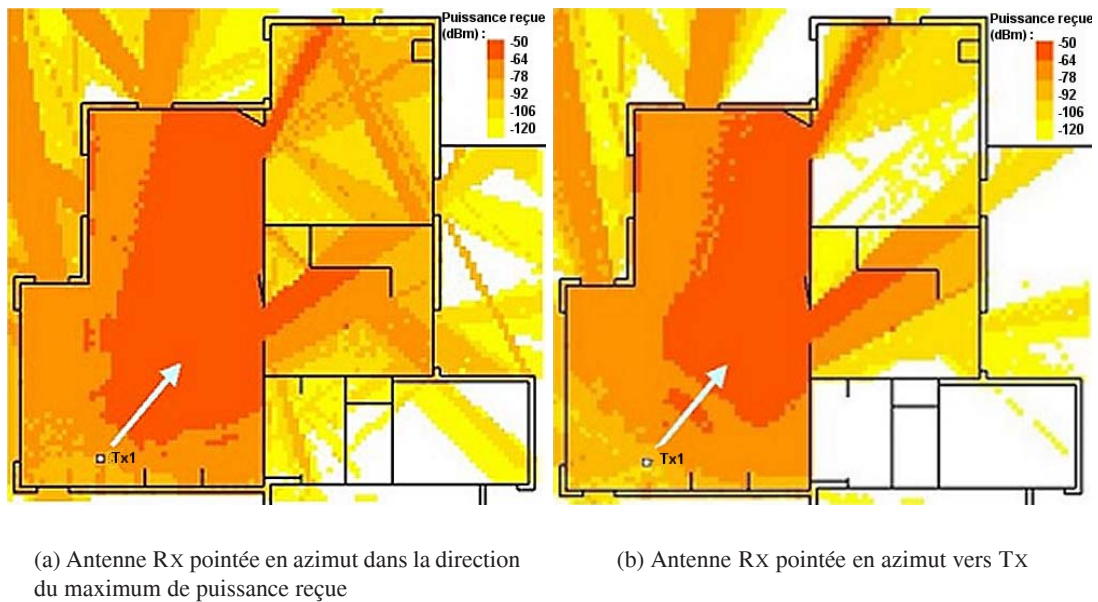


FIG. 5.10: Cartes de couverture de la puissance reçue dans la Maison réalisées par lancer de rayons (TX 1, Cornet en réception)

## 5.4 Influence du mobilier

### 5.4.1 Étude préliminaire

Une série de mesures a été effectuée au CLE pour tester l'influence du mobilier. Cette série n'a concerné qu'une seule position de mesure (TX 1-RX 3), avec l'antenne patch en réception, pour les polarisations verticale et horizontale. L'antenne de réception avait un angle d'élévation nul et était pointée en azimut selon l'axe X (voir Figure 5.11). Le trajet direct arrivait donc dans le lobe principal de l'antenne.

Trois configurations ont été définies : sans ajout de mobilier, ajout d'une table et de quatre chaises, ajout d'objets divers sur la table (voir la Figure 5.12). La table était placée à environ 2 m de l'antenne de réception. Pour chaque configuration, les mesures ont été effectuées le long de deux tronçons linéaires perpendiculaires de 80 points, avec un pas de  $\lambda$ . Ces tronçons sont désignés par *Axe X* et *Axe Y*. Leur orientation est notée sur la Figure 5.11. Au total nous disposons donc de quatre enregistrements (deux axes, deux polarisations) de  $79 \lambda$  pour chaque configuration de mobilier.

Sur les quatre enregistrements, nous en représentons deux sur la Figure 5.13. Il s'agit de l'enregistrement de l'atténuation, calculée sur 500 MHz (Figures 5.13(a) et 5.13(b)) et à bande étroite (Figures 5.13(c) et 5.13(d)). Les deux autres enregistrements (*Axe Y* - Polarisation H et *Axe X* - Polarisation V) présentent moins de différences entre les configurations de mobilier. La Figure 5.14 présente les fonctions de distribution cumulatives (FDC) des évanouissements à petite échelle (pour la polarisation H). L'ajout de la table vide provoque une augmentation très nette de

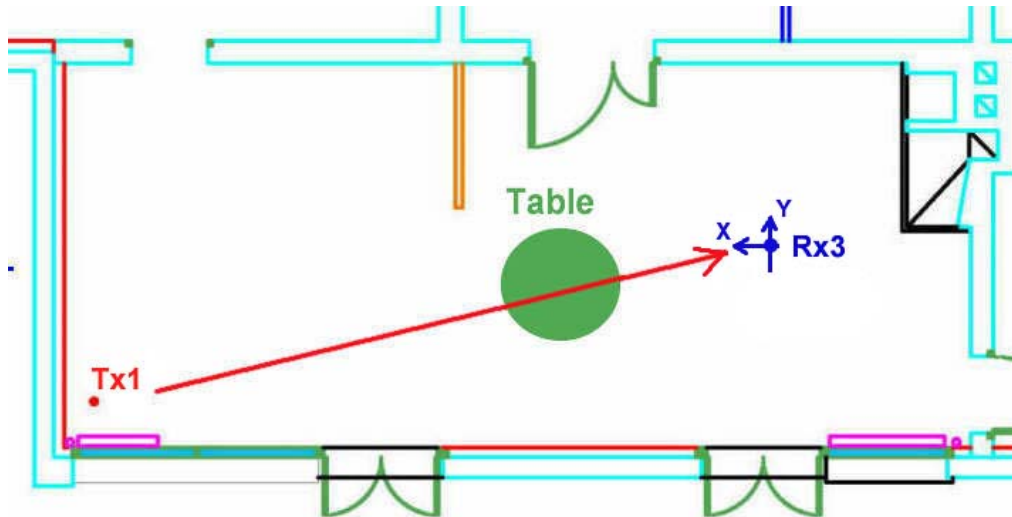


FIG. 5.11: Plan du CLE pour l'étude de l'influence d'un élément de mobilier



(a) Configuration de départ

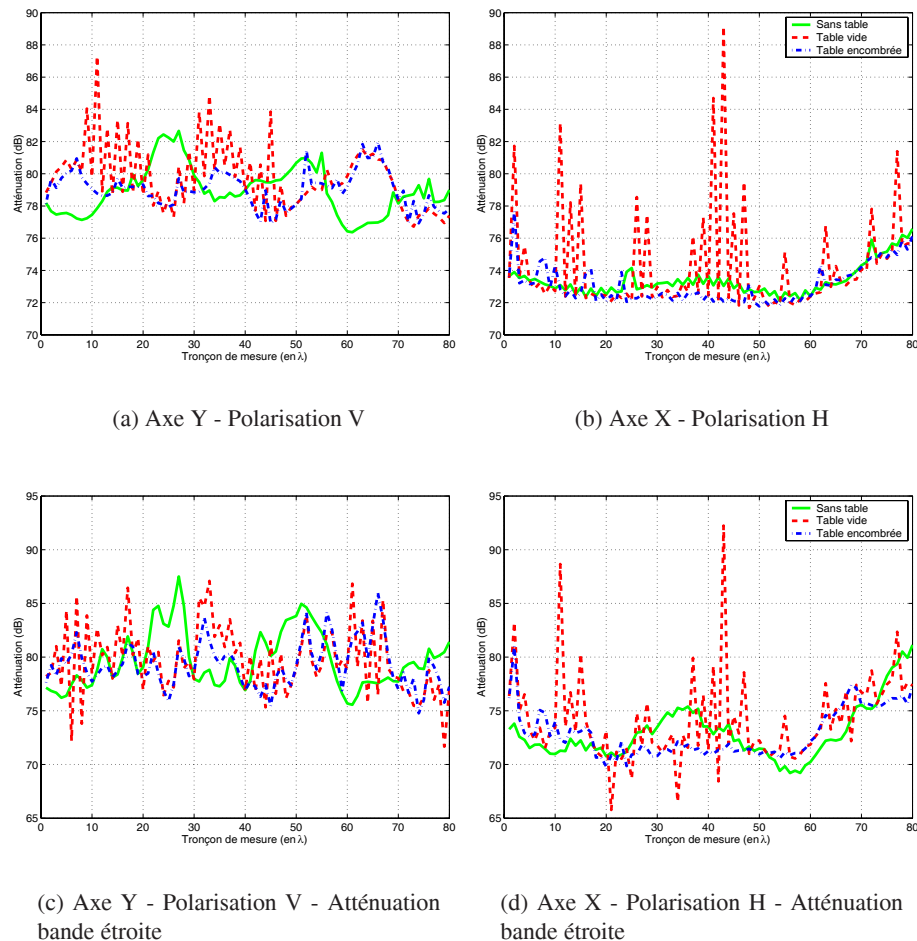
(b) Table vide

(c) Table encombrée (pot de fleurs, revues, pullover, poste de radio)

FIG. 5.12: Photos des trois configurations de mesure pour l'étude de l'influence d'un élément de mobilier (CLE, TX 1, RX 3, Patch)

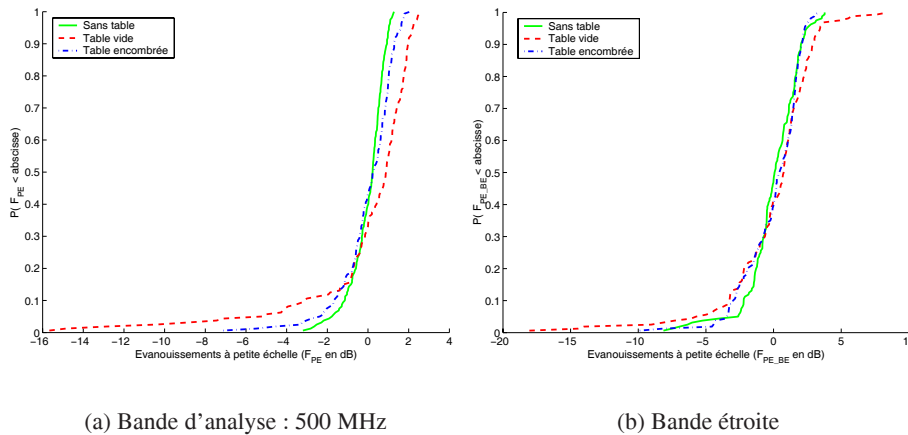
la profondeur maximale des évanouissements, en particulier pour la polarisation horizontale. Le 1<sup>er</sup> percentile ( $P_1$ ) vaut -16 dB dans le cas de la table vide au lieu de -8 dB lorsqu'il n'y a pas de table. Ceci est vraisemblablement dû à la création d'un trajet réfléchi sur la table qui se recombine avec le trajet direct.

Par contre, l'ajout d'objets sur la table masque la surface réfléchissante de la table et a tendance à « gommer » ces évanouissements, qui redeviennent de l'ordre de ceux observés dans le cas sans table. Un comportement particulier peut être remarqué sur l'enregistrement des Figures 5.13(a) et 5.13(c) : des variations de l'atténuation à *moyenne échelle* se dégagent. On constate que ces variations suivent un rythme sensiblement opposé entre la configuration sans table et les deux configurations où la table est présente. Les variations à moyenne échelle sont également très sensibles à la configuration géométrique de l'espace autour de l'antenne RX.



**FIG. 5.13:** Évolution de l'atténuation le long d'un tronçon de  $79 \lambda$  pour trois configurations de mobilier (CLE, TX 1, RX 3, Patch)

Ces résultats montrent l'influence à petite échelle de la présence non seulement du mobilier, mais aussi des divers objets placés sur le mobilier. Notre cas d'étude est particulier et propice



**FIG. 5.14:** Fonctions de distribution cumulatives des évanouissements à petite échelle (CLE, TX 1, RX 3, Patch, polarisation H)

à révéler l'influence d'un obstacle, puisque la table était placée précisément entre les antennes. Cependant cette configuration n'a rien d'irréaliste.

Cette étude préliminaire a été complétée par la comparaison entre les campagnes n° 3 et 4.

## 5.4.2 Étude à grande échelle

La Maison a pu être étudiée avec et sans son mobilier (voir les Figures 4.7(b) et 4.7(c) au chapitre précédent). L'influence du mobilier peut donc ici être analysée à grande échelle, sur l'ensemble d'une maison. À notre connaissance, seule l'étude rapportée dans [11] propose une comparaison de ce genre. Dans cette étude, l'environnement était un bureau rectangulaire et quelques éléments simples de mobilier (tables, chaises, armoires) ont été placés pour l'étude.

Du fait de la courte durée de disponibilité de la maison vide, seules la position d'émission TX 1 et les 5 positions de réception associées ont pu être étudiées. La comparaison porte donc sur ces 5 positions, dans 4 configurations différentes d'antennes. Il est à noter que la position de réception RX 3 était en situation OBS pour la *Maison* meublée, mais en LOS pour la *Maison* vide. En effet, il y avait un élément de mobilier sur le trajet direct. Cette position n'a donc pas été prise en compte dans la comparaison qui suit.

### 5.4.2.1 Définitions des indicateurs de comparaison

Afin de déterminer l'influence du mobilier, plusieurs caractéristiques de propagation sont comparées. Des indicateurs de comparaison sont définis pour cela. Comme des mesures angulaires ont été effectuées dans les deux configurations, une première comparaison peut se faire sur la répartition angulaire des caractéristiques de propagation.

Soit  $Cm_{iAP}(\alpha)$  et  $Cv_{iAP}(\alpha)$ , la variation d'une caractéristique de propagation  $C$  en fonction de l'angle  $\alpha$  de pointage de RX en azimut, respectivement pour la configuration meublée et vide. Les indices  $i$ ,  $A$  et  $P$ , permettent d'identifier respectivement : le numéro de la position RX, le type d'antenne RX utilisé ( $C$  pour cornet,  $P$  pour patch), et la polarisation des antennes ( $V$  ou  $H$ ).

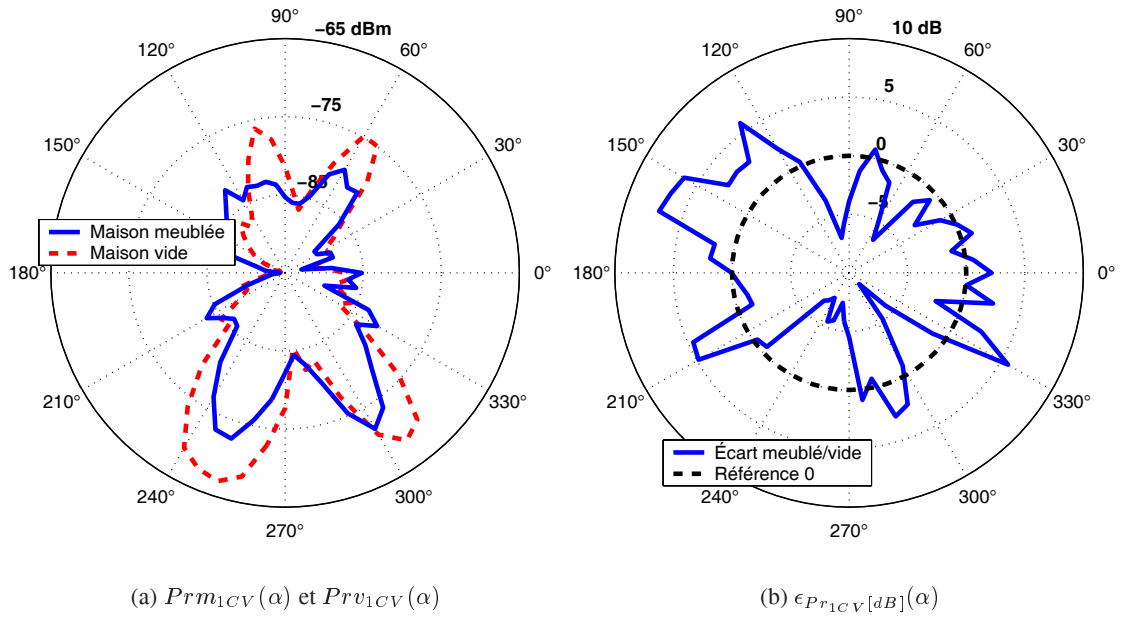
L'écart angulaire entre les deux cas est alors évalué et exprimé en dB de la manière suivante :

$$\epsilon_{C_{iAP}[dB]}(\alpha) = 10 \cdot \log_{10} \left( \frac{Cm_{iAP}(\alpha)}{Cv_{iAP}(\alpha)} \right) \quad (5.6)$$

Cet écart peut également être exprimé en % :

$$\epsilon_{C_{iAP}[\%]}(\alpha) = 100 \cdot \left( \frac{Cm_{iAP}(\alpha) - Cv_{iAP}(\alpha)}{Cm_{iAP}(\alpha)} \right) \quad (5.7)$$

Une valeur positive de  $\epsilon$  signifie une augmentation de la caractéristique considérée lorsque le mobilier est ajouté. À titre d'exemple pour une situation LOS, la Figure 5.15(a) présente  $Prm_{1CV}(\alpha)$  et  $Prv_{1CV}(\alpha)$ , et la Figure 5.15(b) présente  $\epsilon_{Pr_{1CV}[dB]}(\alpha)$ .



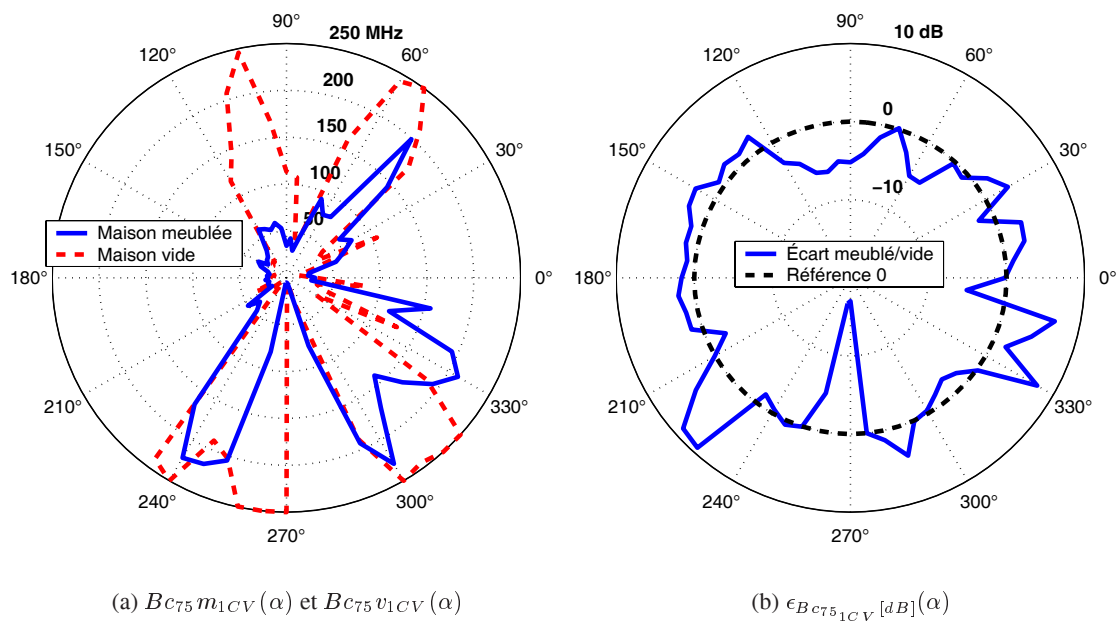
**FIG. 5.15:** Comparaison de la puissance reçue,  $Pr(\alpha)$ , entre les configurations meublée et vide (RX 1, cornet, polarisation V, LOS)

Ces figures permettent de constater que les variations les plus importantes causées par le mobilier sur la puissance reçue ont lieu pour les angles d'arrivée principaux (le trajet direct et les trajets réfléchis d'ordre 1). Sur les figures 5.15, il s'agit des angles autour de  $250^\circ$  (trajet direct),  $100^\circ$  et  $300^\circ$ . La direction d'arrivée autour de  $60^\circ$  est également sujette à une variation importante de la puissance reçue lorsque le mobilier est ajouté. Il s'agit d'un trajet réfléchi d'ordre 2. Pour la direction d'arrivée du trajet direct ( $250^\circ$ ), la puissance reçue diminue de 5.74 dB quand le mobilier est ajouté. Ceci s'explique par la présence de trajets secondaires arrivant sur l'antenne



avec le même angle en azimut. Il s'agit en particulier du trajet qui se réfléchit sur le sol. Dans le cas de la position Rx1 présentée sur les Figures 5.15, cette réflexion avait lieu sur une grande table disposée sur le trajet de l'onde. La recombinaison de ces trajets explique la diminution de la puissance reçue quand le mobilier est présent. On peut noter enfin que dans les autres directions, la puissance reçue a tendance à être stable, voire à augmenter, quand le mobilier est ajouté.

Cette sensibilité des directions d'arrivée principales à la présence de mobilier est également soulignée par l'observation des caractéristiques large bande. La Figure 5.16 présente la même position de mesure que la figure précédente. La caractéristique présentée est cette fois la bande de cohérence à 75% ( $B_{c75}$ ).



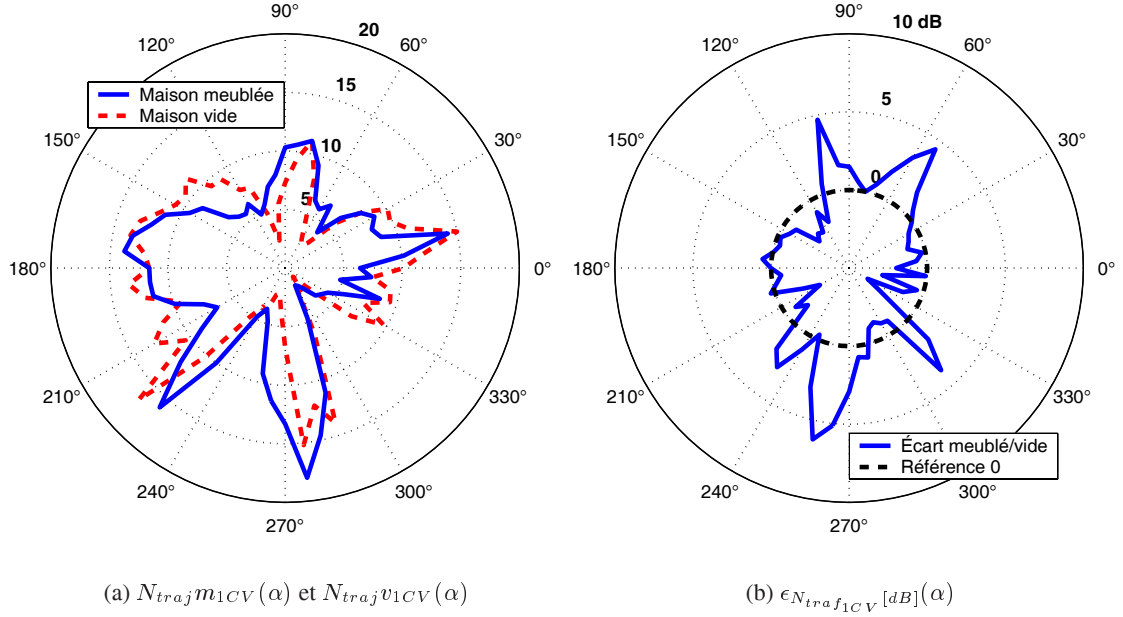
**FIG. 5.16:** Comparaison de la bande de cohérence à 75%,  $B_{c75}(\alpha)$ , entre les configurations meublée et vide (RX 1, cornet, polarisation V, LOS)

On peut constater sur cette figure que dans les quatre directions d'arrivée principales (citées ci-dessus), la sélectivité fréquentielle du canal est virtuellement nulle quand l'environnement est vide :  $B_{c75} \geq 250$  MHz. Par contre, quand le mobilier est présent, la bande de cohérence a tendance à diminuer, parfois très fortement ( $AA = 100^\circ$  par exemple), dans ces directions, ce qui indique une répartition différente des trajets multiples.

Pour finir, la comparaison sur le nombre de trajets de la réponse impulsionnelle (Figure 5.17) révèle la même tendance. Le nombre de trajets détectés augmente d'environ 5 dB (ou de 216.2%) dans toutes les directions d'arrivée principales lorsque le mobilier est ajouté. Au contraire, dans les autres directions d'arrivée, ce nombre a plutôt tendance à diminuer.

Dans le cas des situations NLOS, il n'y a pas à proprement parler de direction d'arrivée principale, puisque peu de trajets dominants. Les Figures 5.18 montrent la comparaison sur le nombre de trajets entre les configurations meublée et vide, pour la position Rx4. On peut noter





**FIG. 5.17:** Comparaison du nombre de trajets,  $N_{traj}(\alpha)$ , entre les configurations meublée et vide (RX 1, cornet, polarisation V, LOS)

que le nombre de trajets est assez constant (entre 5 et 10) sur  $360^\circ$  (comparé aux situations LOS). Ce nombre de trajets diminue légèrement dans toutes les directions d'arrivée lorsque le mobilier est ajouté.

Ces premières observations, décrites ici à partir de deux positions de mesure particulières et pour des configurations d'antennes précises, peuvent être généralisées aux autres configurations d'antennes et aux autres positions de réception. Il est possible de constater que les différences entre les types d'antennes et de polarisation sont très faibles comparées aux différences entre les situations LOS et NLOS. C'est pourquoi nous nous intéresserons ici particulièrement à l'influence de la situation de visibilité.

Pour évaluer la plage de variations des différentes caractéristiques de propagation, nous utilisons les fonctions de distribution cumulatives (FDC) des  $\epsilon_{C_{iAP}}(\alpha)$  (exemple Figure 5.19 pour  $\epsilon_{Bc\tau_{52AP}}(\alpha)$ ). Cette figure permet de constater l'étendue des variations de la bande de cohérence à 75% qui peut varier entre -15 et +10 dB quand le mobilier est ajouté.

À partir des FDC, les 10<sup>e</sup> et 90<sup>e</sup> percentiles ( $P_{10}$  et  $P_{90}$ ) sont calculés pour illustrer les variations extrêmes de toutes les caractéristiques de propagation lorsque le mobilier est ajouté. Ces percentiles sont moyennés pour toutes les configurations d'antennes et de polarisation, et les résultats sont listés dans le Tableau 5.9, exprimés en dB et en %. Le tableau présente aussi le pourcentage de cas pour lesquels la valeur de  $\epsilon_{C_{iAP}}(\alpha)$  est inférieure à -3 dB (-50%) ou supérieure à +3 dB (+100%). Ce pourcentage est noté  $I_{3dB}$  dans le tableau.

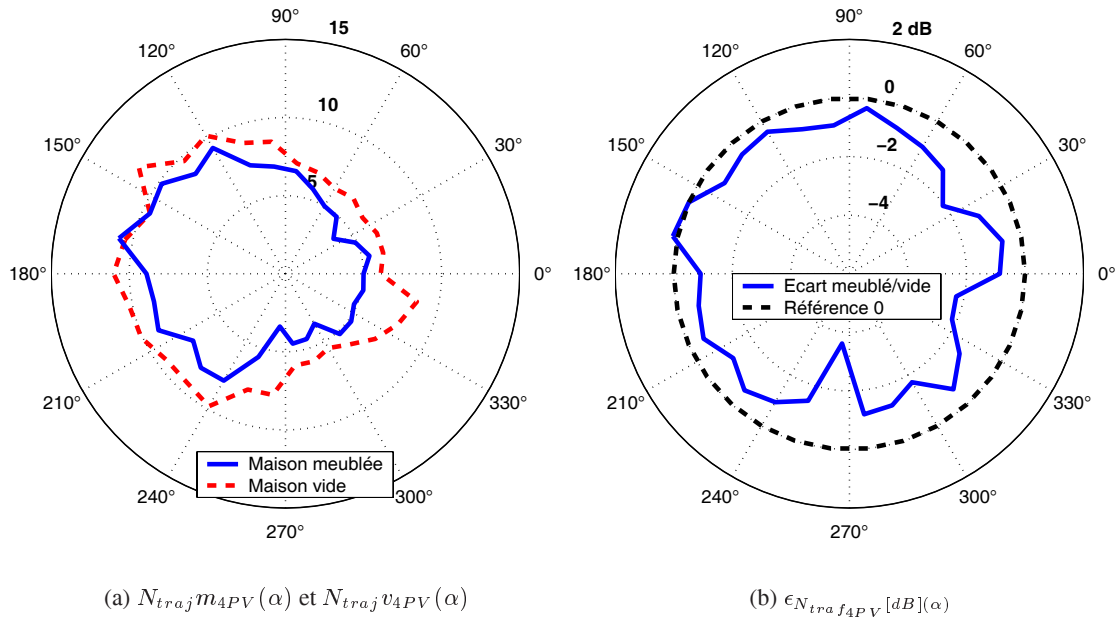


FIG. 5.18: Comparaison du nombre de trajets,  $N_{traj}(\alpha)$ , entre les configurations meublée et vide (RX 4, patch, polarisation V, NLOS)

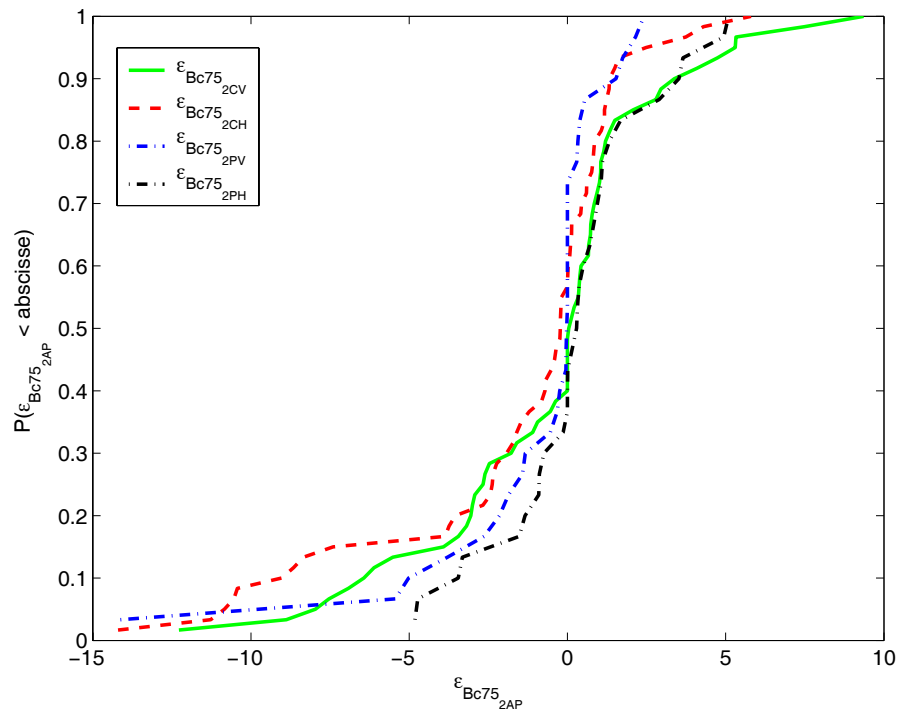


FIG. 5.19: Fonctions de distribution cumulatives de  $\epsilon_{Bc75_{2AP}}$  pour les 4 configurations d'antennes

**TAB. 5.9:** 10<sup>e</sup> et 90<sup>e</sup> percentiles des valeurs de  $\epsilon_{C_{iAP}}(\alpha)$  pour l'ensemble des configurations de mesure

	LOS					NLOS				
	P10 (dB)	P10 (%) <sup>a</sup>	P90 (dB)	P90 (%)	I <sub>3dB</sub> (%)	P10 (dB)	P10 (%)	P90 (dB)	P90 (%)	I <sub>3dB</sub> (%)
$P_r$	-1.78	-33.60	5.88	286.8	36.04	-3.44	-54.73	5.14	226.7	37.08
$B_{C_{75}}$	-3.19	-51.98	5.61	263.9	31.04	-5.39	-71.08	4.00	151.0	31.04
$F_{\tau_{90}}$	-3.20	-52.12	2.40	73.62	19.38	-1.50	-29.19	2.98	98.38	14.17
$N_{traj}$	-2.54	-44.33	1.51	41.71	8.54	-0.65	-13.94	1.92	55.53	5.21

<sup>a</sup>Les valeurs en % sont calculées à partir des valeurs en dB de la manière suivante :  $\epsilon_{[\%]} = 100 \cdot (10^{(0.1 \cdot \epsilon_{[dB]})} - 1)$

Ce tableau permet de mettre en valeur l'importance des variations causées par l'ajout du mobilier. Ces variations ne sont pas minimes. Les caractéristiques qui varient le plus sont la puissance reçue et la bande de cohérence, avec respectivement plus de 35% et plus de 30% des valeurs de  $\epsilon$  supérieures à 3 dB ou inférieures à -3 dB. La fenêtre des retards et le nombre de trajets varient avec moins d'amplitude. On peut relever que les différences d'amplitude de variations entre les situations LOS et NLOS ne sont pas particulièrement marquées.

Afin de disposer d'indicateurs évaluant les variations *globales* d'une caractéristique sur l'ensemble des angles d'arrivée, nous introduisons les définitions suivantes :

– La *variation globale moyenne* :  $\epsilon_{C_i}$ ,  $\epsilon_{C_{LOS}}$  et  $\epsilon_{C_{NLOS}}$

$$\epsilon_{C_i[dB]} = \frac{1}{4} \cdot (\overline{\epsilon_{C_{iCV}[dB]}(\alpha)} + \overline{\epsilon_{C_{iCH}[dB]}(\alpha)} + \overline{\epsilon_{C_{iPV}[dB]}(\alpha)} + \overline{\epsilon_{C_{iPH}[dB]}(\alpha)}) \quad (5.8)$$

$$\epsilon_{C_{LOS}[dB]} = \frac{1}{2} \cdot (\epsilon_{C_1[dB]} + \epsilon_{C_2[dB]}), \quad \epsilon_{C_{NLOS}[dB]} = \frac{1}{2} \cdot (\epsilon_{C_4[dB]} + \epsilon_{C_5[dB]}) \quad (5.9)$$

– La *distance globale moyenne* :  $\delta_{C_i}$ ,  $\delta_{C_{LOS}}$  et  $\delta_{C_{NLOS}}$

$$\delta_{C_i} = \frac{1}{4} \cdot (|\overline{\epsilon_{C_{iCV}[dB]}(\alpha)}| + |\overline{\epsilon_{C_{iCH}[dB]}(\alpha)}| + |\overline{\epsilon_{C_{iPV}[dB]}(\alpha)}| + |\overline{\epsilon_{C_{iPH}[dB]}(\alpha)}|) \quad (5.10)$$

$$\delta_{C_{LOS}[dB]} = \frac{1}{2} \cdot (\delta_{C_1[dB]} + \delta_{C_2[dB]}), \quad \delta_{C_{NLOS}[dB]} = \frac{1}{2} \cdot (\delta_{C_4[dB]} + \delta_{C_5[dB]}) \quad (5.11)$$

Les *variations globales moyennes* permettent d'évaluer pour chaque position, ainsi que pour l'ensemble des positions LOS ou NLOS, la variation moyenne de chaque caractéristique sur l'ensemble des angles d'arrivée quand le mobilier est ajouté. Une valeur positive de  $\epsilon_i$  signifie que les augmentations de la caractéristique  $C$  sont plus importantes que ses diminutions. Globalement cette caractéristique augmente donc plus qu'elle ne diminue lorsque le mobilier est ajouté. Les *distances globales moyennes* permettent d'évaluer en valeur absolue la variation globale moyenne des caractéristiques de propagation. Les valeurs de  $\delta$  sont donc toutes positives. Plus l'ajout du mobilier modifie la répartition angulaire des caractéristiques de la propagation, plus  $\delta$  sera grand. Ces deux indicateurs sont listés dans le Tableau 5.10.

L'indicateur  $\epsilon$  permet de montrer que, globalement, la puissance reçue diminue lorsque l'on ajoute le mobilier en situation LOS (-1.77 dB) comme en NLOS (-0.91 dB). Concernant les

**TAB. 5.10:** Influence globale de l'ajout de mobilier dans la Maison. Indicateurs  $\epsilon_{C_{LOS}}$ ,  $\epsilon_{C_{NLOS}}$ ,  $\delta_{C_{LOS}}$ ,  $\delta_{C_{NLOS}}$ 

$C$	$\epsilon_{C_{LOS}}$		$\epsilon_{C_{NLOS}}$		$\delta_{C_{LOS}}$		$\delta_{C_{NLOS}}$	
	(dB)	(%) <sup>a</sup>	(dB)	(%)	(dB)	(%)	(dB)	(%)
$Pr$	-1.77	-33.4	-0.91	-19.0	2.75	88.28	2.81	97.04
$B_{C75}$	-0.60	-12.9	0.65	16.2	2.48	77.16	2.56	80.15
$F_{\tau_{90}}$	0.09	2.2	-0.68	-14.5	1.64	45.71	1.43	39.00
$N_{traj}$	0.35	8.3	-0.68	-14.5	1.26	33.54	1.05	27.28

<sup>a</sup>Les valeurs en % sont calculées à partir des valeurs en dB de la manière suivante :  $\epsilon_{[\%]} = 100 \cdot (10^{(0.1 \cdot \epsilon_{[dB]})} - 1)$

caractéristiques large bande, un comportement opposé est constaté entre les situations LOS et NLOS :

- La sélectivité fréquentielle augmente globalement en LOS quand le mobilier est ajouté (diminution globale de la bande de cohérence de -12.9%, augmentation globale du nombre de trajets de +8.3%).
- La sélectivité fréquentielle diminue globalement en NLOS quand le mobilier est ajouté (augmentation de la bande de cohérence de +16.2%, diminution du nombre de trajets de -14.5%).

Enfin, la *distance globale moyenne*  $\delta$  entre les configurations meublée et vide atteint 2.75 dB en LOS et 2.81 dB en NLOS sur la puissance reçue. Cette distance est du même ordre pour la bande de cohérence à 75% : 77.16% en LOS et 80.15% en NLOS. Pour les autres caractéristiques large bande, la distance entre les configurations est plus faible : entre 27.28% et 45.71%.

### 5.4.2.2 Discussion

Les indicateurs de comparaison définis précédemment montrent qu'il existe des différences significatives dans la répartition des trajets multiples entre l'environnement meublé et l'environnement vide. En comparaison avec l'environnement vide, la puissance reçue est globalement inférieure quand l'environnement est meublé, la sélectivité fréquentielle est supérieure en LOS et inférieure en NLOS.

En situation LOS, ceci indique que la présence de mobilier accroît significativement la dispersion de l'énergie dans la pièce où se situe l'émission. Les surfaces et les arêtes des différents éléments de mobilier créent plus de trajets ( $N_{traj}$  augmente globalement de 8.3%) dans plus de directions différentes. Ceci se traduit par des trajets globalement moins puissants qu'en environnement non meublé ( $Pr$  diminue de -1.77 dB), une dispersion des retards plus grande ( $F_{\tau_{90}}$  augmente de 2.2%) et une bande de cohérence plus faible ( $B_{C75}$  diminue de -12.9%). De plus, le mobilier masque certaines parties des murs et du sol. Or ce sont des réflecteurs « quasi-spéculaires » qui contribuent fortement à la propagation lorsque l'environnement est vide. À cause du mobilier, la répartition angulaire de la puissance reçue est donc plus diffuse, alors qu'en environnement vide, elle est plus concentrée dans quelques directions d'arrivée. Ceci est à souligner particulièrement pour la direction d'arrivée du trajet direct (notée  $\alpha_{TD}$ ), qui est généralement celle qui accuse les variations les plus importantes lorsque le mobilier est ajouté. Ainsi par exemple pour la position Rx1 (cf. Figure 5.15),  $\epsilon_{Pr_{1CV}}(\alpha_{TD}) = -5.74$  dB.

Lorsque les antennes sont dans des pièces différentes (situations NLOS), rappelons que la majorité de la puissance reçue provient des portes séparant les pièces (cf. 5.3.1.2). Comparé aux situations LOS, le phénomène opposé est observé quand le mobilier est ajouté : la sélectivité fréquentielle décroît ( $B_{c75}$  : +16.2%,  $F_{\tau_{90}}$  : -14.5%). Par contre, la puissance reçue diminue également (-0.91 dB). Nous pouvons interpréter ceci de la manière suivante : dans l'environnement vide, la probabilité d'existence de trajets indirects *puissants* passant par les ouvertures entre pièces est plus élevée parce que les murs et le sol sont dégagés. C'est pourquoi, en NLOS, le nombre de trajets détectés est plus grand quand il n'y pas de mobilier. Ceci peut sembler paradoxal étant donné que l'on a constaté au contraire une augmentation du nombre de trajets dans la pièce de l'émission lorsque le mobilier est ajouté. Mais il a été remarqué aussi que ces trajets véhiculent une énergie globalement plus faible, et par conséquent, ces trajets parviennent dans les pièces adjacentes avec une puissance plus faible, et plus souvent en dessous du plancher de bruit du sondeur (-120 dBm). Ceci explique alors la diminution de la sélectivité fréquentielle en NLOS lorsque le mobilier est ajouté.

La présence d'un mobilier dense dans un environnement a donc globalement tendance à *lisser* les écarts entre les situations LOS et NLOS. Le mobilier disperse l'énergie des ondes dans la pièce où se trouve l'émission, en augmentant le nombre de réflexions, diffusions et diffractions. Ceci dégrade globalement la sélectivité fréquentielle et diminue la puissance reçue. La présence du mobilier transforme la géométrie de l'environnement, donc la répartition des trajets multiples, ce qui conduit à des différences dans la répartition angulaire des caractéristiques de propagation. Dans certaines directions d'arrivée, particulièrement celles qui correspondent au trajet direct ou aux trajets réfléchis d'ordre 1 (voire 2), cette différence peut être très grande (cf. notamment le Tableau 5.9). Dans les pièces adjacentes, la puissance reçue diminue globalement, car moins de trajets puissants parviennent à passer par les ouvertures disponibles. Cet effet de *filtrage* des trajets multiples conduit à une diminution globale de la sélectivité fréquentielle dans les pièces adjacentes.

Ces remarques sont à mettre en relation avec toutes les mesures de propagation dans la bande des 60 GHz (et plus généralement aux fréquences dites millimétriques) menées dans des environnements vides. Elles sont également à relier aux nombreuses études basées sur des logiciels de lancer de rayons. En effet, ces logiciels ne prennent généralement pas en compte la présence du mobilier (une prise en compte qui s'avère de toute manière très délicate, du fait de la diversité des formes et des matériaux possibles pour le mobilier). On peut donc lire les divers indicateurs de comparaison définis plus haut comme autant d'évaluations des imprécisions commises lorsque l'on cherche à caractériser la propagation en environnement réel (c'est-à-dire *habitable* et donc meublé), sans prendre en compte la présence du mobilier. Ces imprécisions ne sont pas négligeables, particulièrement quand il s'agit d'évaluer les caractéristiques de propagation dans la direction d'arrivée du trajet direct.

Il serait intéressant de pouvoir compléter notre étude par d'autres mesures du même type dans d'autres environnements afin d'augmenter la base de données de mesure. On pourrait alors peut-être parvenir à repérer également une influence des caractéristiques des antennes, voire de leur polarisation.

## 5.5 Bilan

Ce chapitre a abordé la caractérisation du canal de propagation à 60 GHz invariant en temps. Les résultats issus des campagnes de mesures présentées au chapitre précédent ont été analysés. Ils mettent en lumière plusieurs particularités importantes de la propagation dans la gamme des ondes millimétriques.

Tout d'abord, une difficulté majeure est à constater : les matériaux de construction provoquent des atténuations très fortes lors de leur traversée, ce qui réduit la portée envisageable pour les futurs réseaux de communications dans ces bandes de fréquences. Dans ce contexte, les « ouvertures radioélectriques » (et en particulier les portes) jouent un rôle important dans la propagation entre les pièces d'un bâtiment.

Par ailleurs, la répartition angulaire des caractéristiques de propagation montre qu'il existe plusieurs directions d'arrivée « privilégiées » (c'est-à-dire présentant un pic de puissance reçue et une sélectivité fréquentielle très réduite) réparties sur  $[0, 2\pi[$ , pour peu que l'antenne en réception soit plutôt directive. Ceci est vrai pour les configurations *mono-pièce* et *multi-pièce*. La directivité de l'antenne est un compromis à trouver entre l'avantage offert par cette diversité des directions d'arrivée et l'inconvénient de la nécessité d'un pointage plus précis.

Concernant ce pointage des antennes, une diversité dans les angles d'arrivée en élévation a été décelée. Les avantages d'une antenne directive en réception ressortiraient avec plus de contraste si un pointage en élévation était assuré en plus de celui en azimut.

Sans ce pointage en élévation, il faut compter sur près de 90 à 100 dB d'atténuation pour une liaison NLOS lorsque TX et RX sont séparés d'une dizaine de mètres. Du fait notamment de l'absence de pointage en élévation, le gain du cornet par rapport au patch n'est que d'environ 8 dB en pratique, contre 20.8 dB théoriquement.

L'étude a également révélé le rôle du mobilier sur la propagation. La longueur d'onde étant courte, ce mobilier, ainsi que les divers objets disposés dans les environnements où seront déployés des réseaux de communications, présentent des surfaces réfléchissantes (spéculaires et diffuses) et des arrêtes diffractantes. Les mesures ont montré que ce rôle n'était pas accessoire et que la présence de mobilier modifiait sensiblement la répartition des trajets multiples dans l'environnement. Les directions d'arrivée principales (celles qui véhiculent le plus d'énergie) sont les plus affectées par la présence du mobilier.

## Bibliographie

- [1] H. Droste et G. Kadel, EURO COST, "Indoor measurements using a network analyzer in combination with a precision positioning system at 17 GHz and 60 GHz", TD COST 231, avr. 1995.
- [2] M.R. Spiegel et L.J. Stephens, "Analyses des séries chronologiques", *Statistiques*. McGraw-Hill, sect. 18, pp. 434-469, 2000.
- [3] A. Urie, "Errors in estimating local average power of multipath signals", *Electronics Letters*, vol. 27, n°4, pp. 315-317, 14 fev. 1991.
- [4] R.A. Valenzuela, O. Landron, et D.L. Jacobs, "Estimating local mean signal strength of indoor multipath propagation", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 46, n°1, pp. 203-212, fev. 1997.
- [5] V. Guillet, "Narrowband and wideband characteristics of 60 GHz radio propagation in residential environment", *Electronics Letters*, vol. 37, n°21, pp. 1310-1311, 11 oct. 2001.
- [6] V.H.W. Allen, L.E. Taylor, L.W. Barclay, B. Honary, et M.J. Lazarus, "Practical propagation measurements for indoor LAN's operating at 60 GHz", *IEEE Global Communications Conference*, Sydney, Australia, vol. 2, pp. 898-903, 1998.
- [7] K. Sato, H. Kozima, H. Masuzawa, T. Manabe, T. Ihara, Y. Kasashima, et K. Yamaki, "Measurements of reflection characteristics and refractive indices of interior construction materials in millimeter-wave bands", *IEEE Vehicular Technology Conference (VTC)*, Chicago, USA, pp. 449-453, juil. 1995.
- [8] L.M. Correia et P.O. Frances, "Estimation of materials characteristics from power measurements at 60 GHz", *IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC)*, The Hague, The Netherlands, vol. 2, pp. 510-513, sept. 1994.
- [9] Y. Lostanlen, Y. Corre, Y. Louët, Y. Le Helloco, S. Collonge, et G. El Zein, "Modélisation de la propagation indoor en milieu résidentiel à 60 GHz", *Journées d'Études de la Propagation dans l'Atmosphère du Décamétrique à l'Angström*, Rennes, France, 12 mars 2002.
- [10] Y. Lostanlen, Y. Corre, Y. Louët, Y. Le Helloco, S. Collonge, et G. El Zein, "Comparison of measurements and simulations in indoor environments for wireless local networks at 60 GHz", *IEEE Vehicular Technology Conference*, Birmingham, Alabama, USA, 6 mai 2002.
- [11] S. Guérin, "Indoor wideband and narrowband propagation measurements around 60.5 GHz in an empty and furnished room", *IEEE Vehicular Technology Conference (VTC)*, Atlanta, Georgia, USA, pp. 160-164, avr. 1996.

## Chapitre 6

# Caractérisation du canal variant dans le temps

### Sommaire

---

<b>6.1</b>	<b>Introduction</b>	<b>99</b>
<b>6.2</b>	<b>Description du phénomène d'obstruction</b>	<b>101</b>
6.2.1	Description qualitative	101
6.2.2	Description quantitative	103
<b>6.3</b>	<b>Étude à long terme</b>	<b>109</b>
6.3.1	L'activité humaine	110
6.3.2	Nombre d'obstructions par séries d'obstructions : $N_{obs}$	111
6.3.3	Durée des séries d'obstructions : $D_{serie}$	112
6.3.4	Amplitude des séries d'obstructions : $A_{serie}$	115
6.3.5	Pseudo-période des séries d'obstructions : $I_{serie}$	116
6.3.6	Temps de montée des séries d'obstructions : $TM_{serie}$	117
6.3.7	Taux d'indisponibilité du canal	118
<b>6.4</b>	<b>Études particulières</b>	<b>120</b>
6.4.1	Influence de la distance entre la zone d'obstruction et les antennes	120
6.4.2	Influence de la hauteur des antennes	122
<b>6.5</b>	<b>Bilan</b>	<b>124</b>
	<b>Bibliographie</b>	<b>126</b>

---

## 6.1 Introduction

Le chapitre précédent s'est intéressé au canal de propagation *statique*, c'est-à-dire en l'absence de tout mouvement dans le canal, mouvement des antennes, de personnes ou d'objets. L'influence de l'évolution dans le temps de l'environnement physique sur le canal de propagation est traitée dans le présent chapitre. Notre étude s'intéressera uniquement aux variations temporelles causées par le déplacement des personnes au sein de l'environnement ainsi qu'à toutes les



actions entraînant la modification de la configuration physique de l'environnement (ouverture et fermeture de portes et de fenêtres, déplacement d'objets). Les applications visées (voir Chapitre 2) ne s'inscrivent pas dans un contexte « mobile » : les terminaux ne sont pas supposés être en déplacement pendant les transmissions. Nous n'avons donc pas étudié l'évolution du canal de propagation dans le temps en déplaçant les antennes du sondeur de canal. Durant toutes les mesures, les antennes sont fixes, l'environnement évolue en fonction de l'activité humaine.

L'étude bibliographique, présentée en 2.4.3 au Chapitre 2, a montré que l'influence de l'activité humaine sur la propagation à 60 GHz n'avait pas donné lieu à beaucoup de travaux publiés. Les seules études à notre connaissance traitant de résultats de mesure de propagation à 60 GHz à propos de l'influence de l'activité humaine sont [1, 2]. La première est particulière : elle s'intéresse à la diffusion provoquée par un corps humain statique sur lequel est envoyée une onde autour de 57.5 GHz. Elle montre que le corps humain présente une *section efficace radar* équivalente à environ un sixième de celle d'un cylindre parfaitement conducteur de même diamètre. La seconde est publiée en japonais, et nous n'en avons pas trouvé de traduction. D'autres études font référence à ces deux publications et présentent des résultats de simulations [3, 4]. Ces deux études, à leur tour, sont utilisées comme référence dans [5] (présentant des simulations) pour attester du phénomène d'obstruction causé par le corps humain. L'étude de l'influence de l'activité humaine basée sur des mesures de propagation reste donc encore largement ouverte.

Des études basées sur des mesures de propagation autour de 30 GHz, en bande étroite, sont par contre disponibles [6, 7, 8]. On peut aussi noter l'existence d'études à 30 GHz sur les variations temporelles du canal pour des liaisons outdoor [9].

Il ressort de toutes ces études que le corps humain est un obstacle important à la propagation des ondes en bande millimétrique. Il est noté, à partir de mesures à bande étroite à 30 GHz [7], que le phénomène d'évanouissements temporels sur la puissance reçue est clairement non stationnaire, même quand l'activité humaine est « homogène ». Certaines études relèvent que le corps humain est un bon réflecteur en bande millimétrique. Mais les études présentant des résultats de simulation négligent cet aspect dans leurs modèles.

Notre approche de l'influence de l'activité humaine sur le canal de propagation à 60 GHz se compose de deux types d'études : des études à *court terme* et des études à *long terme*. Les études à court terme ont pour but d'observer un phénomène particulier sur une courte durée (quelques secondes) ; par exemple le passage d'une personne entre les antennes, la fermeture d'une porte, etc. Les études à long terme sont menées à partir de longs enregistrements de la réponse impulsionnelle du canal (plusieurs heures). Elles visent à obtenir des statistiques réalistes sur l'évolution temporelle du canal, en présence d'une activité humaine réelle.

Nos mesures montrent que le phénomène « d'obstruction » (désigné dans les publications en anglais par « shadowing ») est un problème majeur pour la stabilité et la qualité des transmissions à 60 GHz. Les obstructions causées par les corps humains en déplacement sont de forte amplitude. Il est raisonnable de supposer que les transmissions seront interrompues durant ces obstructions. De plus, elles sont très longues devant la durée des symboles nécessaire pour assurer des liaisons à très haut débit.

Cette étude a également été l'occasion d'introduire de nouvelles définitions pour l'analyse des variations temporelles du canal de propagation. En effet, les particularités du phénomène

d'obstruction à 60 GHz (non stationnarité et apparition en groupe) rendent caduques, ou peu performantes, les notions habituellement utilisées.

En conclusion de ce chapitre, des recommandations seront proposées pour la mise en oeuvre de solutions permettant de contourner ces problèmes d'obstruction.

## 6.2 Description du phénomène d'obstruction

La principale manifestation de l'influence de l'activité humaine sur la propagation à 60 GHz est le phénomène d'obstruction déjà noté par de nombreux auteurs. Il s'agit d'une augmentation forte de l'atténuation lorsqu'une personne passe sur le trajet direct entre les antennes d'émission et de réception. On comprend aisément qu'une telle atténuation est problématique pour la qualité et la stabilité d'une liaison à très haut débit. Il est donc nécessaire de bien cerner ce phénomène.

Une description qualitative permettra dans un premier temps de constater le phénomène et d'en décrire quelques caractéristiques. Cette description nous guidera ensuite pour définir des paramètres permettant une description quantitative.

### 6.2.1 Description qualitative

#### 6.2.1.1 Obstructions isolées

Pour aborder le phénomène d'obstruction, un premier scénario à court terme est décrit. Il s'agit d'une série de mesures de 5 s, réalisée au CLE, avec un échantillonnage temporel de 1 ms. L'antenne d'émission était en TX 1 et celle de réception en RX 3, pointée en azimuth vers TX (voir Figure 6.1). Durant la mesure, une personne se déplaçait en marchant le long d'un chemin coupant le trajet direct entre les antennes. Ces chemins étaient situés à 1, 2, 3.5 et 6 m du récepteur. Pour chaque distance, la mesure a été effectuée avec les deux types d'antennes et pour les polarisations H et V. La personne en mouvement essayait d'avoir la même vitesse à chaque mesure.

Pour les distances de 3.5 et 6 m, une analyse géométrique de la situation nous indique que la personne n'était pas assez grande pour couper le trajet direct entre TX et RX. Sur les enregistrements de l'atténuation, les variations temporelles provoquées par le déplacement sont à peine perceptibles, car le trajet direct est dominant (voir Figure 6.2).

Pour les distances de 1 et 2 m, la personne durant son déplacement, obstrue le trajet direct entre les antennes. Nous pouvons alors constater (Figure 6.2) une augmentation forte de l'atténuation (une quinzaine de dB) durant un certain temps, ainsi qu'une dégradation des caractéristiques large bande. Des oscillations de l'atténuation après le pic d'atténuation sont aussi observées. Le reste du temps, l'atténuation est stable.

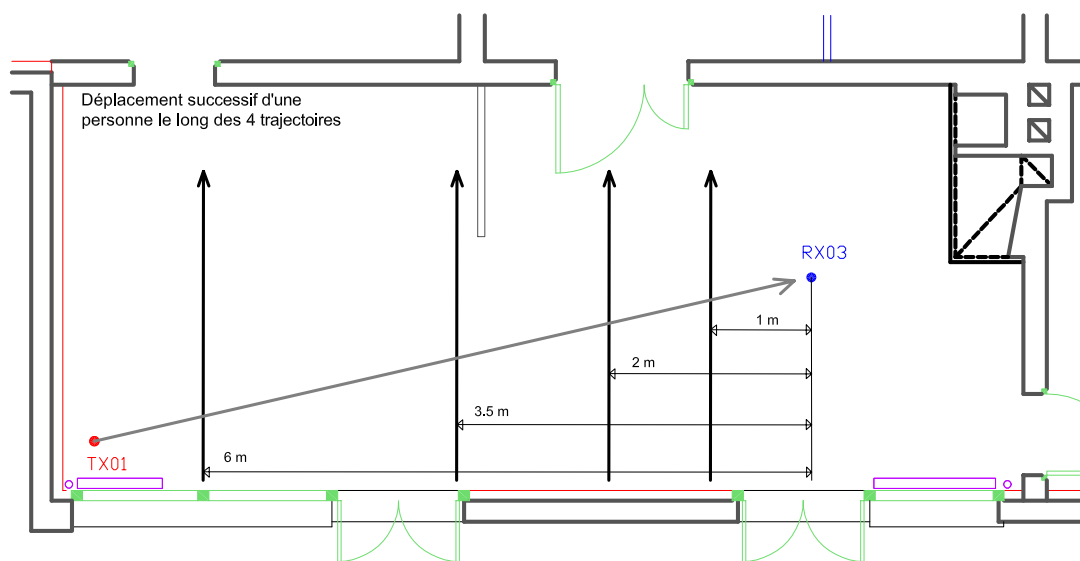


FIG. 6.1: Scénario à court terme n° 1 (CLE).

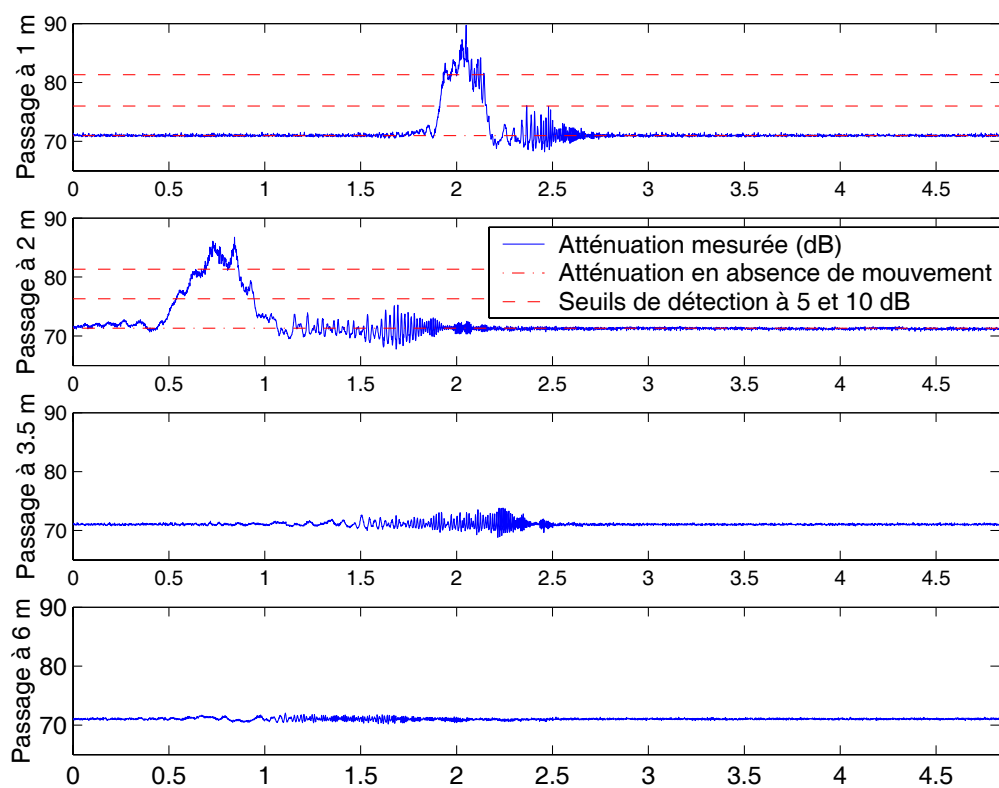


FIG. 6.2: CLE, Cornet, polarisation V, variations dans le temps de l'atténuation lorsqu'une personne passe entre les antennes.

### 6.2.1.2 Obstructions en présence d'une activité humaine naturelle

Pour compléter la description précédente, des enregistrements longs (42 minutes) des variations temporelles de l'atténuation,  $A(t)$ , sont présentés à la Figure 6.3. Ces enregistrements ont eu lieu en présence d'une activité humaine « naturelle », c'est-à-dire non contrainte pour les besoins de la mesure. Ils sont issus de la campagne de mesures n° 5, menée au *Coin café* du laboratoire. On se référera au Chapitre 4, section 4.6.3 pour toutes les informations sur les caractéristiques de cette campagne.

L'observation des enregistrements de l'évolution temporelle de l'atténuation conduit à deux remarques essentielles :

- Des pics d'atténuation peuvent se superposer à des variations plus lentes du niveau d'atténuation (voir Figure 6.3(b)). Ces variations lentes ne sont pas toujours présentes (voir Figure 6.3(a)). Elles le sont surtout pour les mesures en NLOS.
- L'apparition des pics d'atténuation n'est pas uniformément répartie dans le temps. Elle dépend de l'intensité de l'activité humaine dans le canal, et plus précisément entre les antennes. Cette activité a un caractère aléatoire évident, et conduit à une répartition non stationnaire des pics d'atténuation. Il apparaît par ailleurs nettement que les pics d'atténuation peuvent survenir de façon groupée. Nous prendrons en compte cette observation dans l'analyse quantitative.

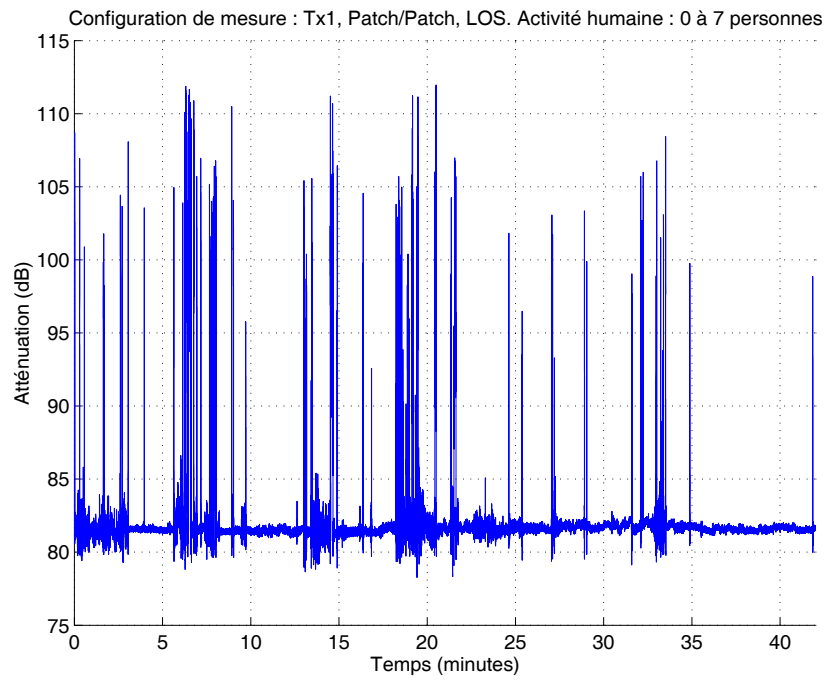
Les pics d'atténuation sont causés par l'obstruction de trajets puissants (souvent le trajet direct) par des personnes en mouvement.

Les variations lentes peuvent être causées par la manipulation du mobilier (chaises, portes, objets présents sur les tables) ou encore par la présence durable d'une personne ou d'un groupe de personnes sur un trajet ou groupe de trajets indirects. Ces causes produisent des variations d'amplitude plus faible que lors des obstructions, pendant des durées qui peuvent être longues (de l'ordre de quelques minutes).

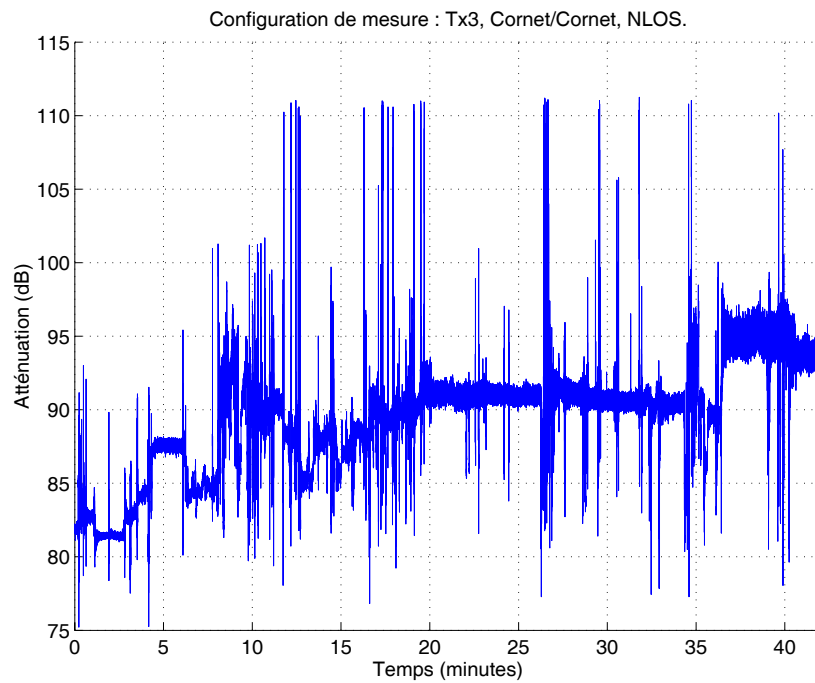
Ces variations lentes sont moins préoccupantes que les pics d'atténuations, car il s'agit d'un processus beaucoup moins soudain et violent que celui des pics d'atténuation. Nous cherchons donc avant tout à quantifier le phénomène d'obstruction.

## 6.2.2 Description quantitative

Pour pouvoir étudier le phénomène d'obstruction, indépendamment des variations lentes éventuelles sur l'atténuation mesurée, il faut s'affranchir de ces variations lentes. Ceci a été fait en procédant à un calcul de « médiane glissante ». Le principe consiste à déplacer une fenêtre de calcul le long de l'enregistrement de l'atténuation (d'une durée de 42 mn en général). La largeur de cette fenêtre est fixée à 5 mn et l'incrément de déplacement à 1 mn. Cet incrément pourrait être plus faible mais au détriment du temps de calcul. Sur l'ensemble des échantillons contenus dans la fenêtre d'observation, les 15% de valeurs les plus fortes de l'atténuation sont retirées. La valeur médiane de l'atténuation est calculée à partir des échantillons restants. Cette valeur médiane donne une bonne évaluation du niveau de l'atténuation observé sans pics d'atténuation durant les 5 mn de la fenêtre de calcul. Les 15% de valeurs fortes correspondent aux valeurs atteintes



(a)  $A(t)$  (Tx 1, Patch/Patch, LOS)



(b)  $A(t)$  - (Tx 3, Cornet/Cornet, NLOS)

FIG. 6.3: Exemples de variations temporelles de l'atténuation en présence d'une activité humaine naturelle

durant les pics d'atténuation. Ces valeurs sont retirées du calcul afin de ne pas le biaiser. Enfin, un complément est ajouté à cet algorithme pour les cas où les pics d'atténuation sont très longs. Dans ces cas, la valeur médiane retenue est celle obtenue pour la précédente fenêtre de 5 mn. Le choix de ces valeurs empiriques a été optimisé à la suite de plusieurs tests sur les données enregistrées. La médiane a été retenue plutôt que la moyenne, afin d'éviter le biais causé par les fortes valeurs de l'atténuation durant les obstructions.

Sur l'ensemble des mesures obtenues au *Coin café*, l'écart type des variations lentes ne dépasse pas 1 dB pour les mesures en condition de visibilité, et 3 dB en cas de non visibilité. Cette différence selon les cas de visibilité s'explique aisément. L'absence du trajet direct en NLOS rend le niveau d'atténuation beaucoup plus sensible à toute variation dans l'environnement de mesure (déplacement de mobilier, de portes, etc.) qui peut créer ou détruire des groupes de trajets indirects dont l'importance dans la réponse impulsionnelle ne sera pas négligeable. Lorsque le trajet direct est présent, au contraire, l'importance de ces variations sera moindre, puisque la puissance du trajet direct domine la réponse impulsionnelle.

Les variations lentes peuvent alors être soustraites de façon à ne conserver que les pics d'atténuation. Nous cherchons alors à caractériser ces pics d'atténuation. Pour cela, les concepts d'*obstruction* et de *série d'obstructions* sont introduits.

### 6.2.2.1 Définition des *obstructions*

Par obstruction nous désignons la conséquence observée sur l'enregistrement temporel de l'atténuation,  $A(t)$ , de l'interférence entre un corps humain (ou un objet en déplacement) et les trajets des ondes à 60 GHz. Cette conséquence est généralement une augmentation de l'atténuation pendant une période de temps, avant un retour au niveau d'atténuation antérieur.

#### Algorithme de détection

Pour caractériser la durée et l'amplitude d'un pic d'atténuation observé sur  $A(t)$ , nous déterminons un seuil de franchissement. Un début d'*obstruction* (noté  $T_{d_{obs}}$ ) est détecté lorsque l'atténuation franchit positivement le seuil ; une fin d'*obstruction* (notée  $T_{f_{obs}}$ ) lorsque l'atténuation franchit négativement le seuil. Le seuil est fixé par rapport au niveau moyen d'atténuation lorsqu'il n'y a pas d'obstruction. Nous désignerons ce niveau :  $A_{ref}$ . En présence de variations lentes de l'atténuation (voir plus haut), ce niveau évolue dans le temps. Nous nous intéressons alors aux seules variations de l'atténuation autour de ce niveau de référence, que l'on peut considérer comme des évanouissements rapides, notés  $F_{AH}(t)$ <sup>1</sup>, et qui se calculent ainsi :

$$F_{AH}(t)_{[dB]} = A(t)_{[dB]} - A_{ref}[dB] \quad (6.1)$$

Les valeurs que nous avons utilisées pour le seuil sont : 5, 10, 15, et 20 dB.

Pendant le pic d'atténuation, des oscillations peuvent être observées. Ces oscillations peuvent se produire autour du seuil de détection, entraînant ainsi la détection d'un grand nombre de « fausses » obstructions (voir la Figure 6.4 : les franchissements sont notés par une croix).

<sup>1</sup>L'indice *AH*, pour *Activité Humaine* permet de distinguer ces évanouissements temporels, des évanouissements à petite échelle  $F_{PE}(d)$  (voir Chapitre 5, section 5.2)

Pour éviter cela, le critère de détection est précisé par deux conditions qui permettent de s'assurer que le franchissement du seuil est suffisamment prononcé (en amplitude comme en durée) pour qu'il s'agisse bien de la conséquence d'une action humaine. Un franchissement du seuil (positivement ou négativement) doit respecter les deux conditions suivantes pour être considéré effectivement comme un début ou une fin d'*obstruction* :

- L'atténuation, après un franchissement, doit dépasser le seuil de plus de 10% de la valeur (en dB) de celui-ci (soit 0.5, 1, 1.5, et 2 dB), dans le sens positif ou négatif, selon qu'il s'agit respectivement d'un franchissement positif ou négatif.
- Le prochain franchissement du seuil (dans l'autre sens) ne doit pas se produire avant 14 ms.

La condition sur l'amplitude suffit généralement à éviter les artefacts de la détection « brute ». La condition sur la durée permet de traiter les cas restants. Grâce à cet algorithme, la détection des *obstructions* est très conforme à l'observation intuitive du phénomène faite à partir des enregistrements de l'atténuation. Ainsi, dans l'exemple de la Figure 6.4, une seule *obstruction* est détectée par l'algorithme (dont le début et la fin sont notés par des triangles), grâce aux conditions d'exclusion des franchissements non pertinents. Les valeurs numériques fixant les deux conditions ci-dessus ont été optimisées de façon à minimiser les détections non-intuitives d'*obstructions*. Dans la suite de ce mémoire, nous utiliserons la notation italique, *obstruction*, pour faire référence au phénomène d'obstruction tel qu'il est défini ici.

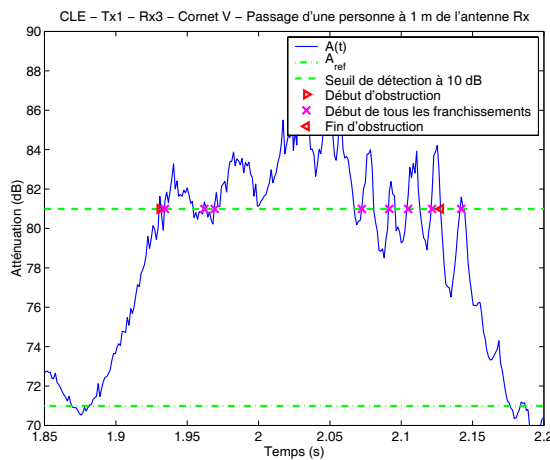


FIG. 6.4: Exemple d'effet de l'algorithme de détection des obstructions

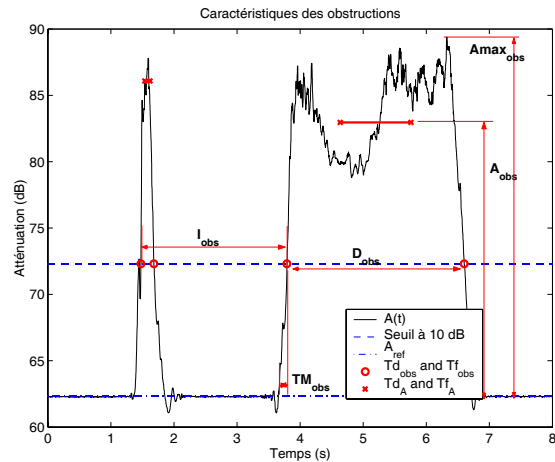


FIG. 6.5: Caractéristiques des obstructions

### Caractéristiques des obstructions

Le début ( $Td_{obs}$ ) et la fin ( $Tf_{obs}$ ) d'une *obstruction* étant connus, il est alors possible d'en caractériser la **durée** :

$$D_{obs} = Tf_{obs} - Td_{obs} \tag{6.2}$$

L'amplitude d'une *obstruction* est l'atténuation supplémentaire causée par le corps humain par rapport au niveau d'atténuation mesuré lorsqu'il n'y a pas obstruction. L'**amplitude moyenne** de l'*obstruction* est calculée sur une fenêtre temporelle dont la largeur est égale à  $D_{obs}/3$ , centrée sur le milieu de l'*obstruction*, c'est-à-dire là où l'obstruction est la plus complète. De cette ma-

nière, les « flancs » du pic d'atténuation ne sont pas pris en compte dans le calcul de la moyenne. Ce calcul permet une bonne évaluation de l'atténuation moyenne atteinte pendant une obstruction. Nous nous référerons principalement dans la suite à ce calcul plutôt qu'à celui du maximum de l'atténuation sur la durée de l'*obstruction* (noté  $A_{max_{obs}}$ ), car ce maximum n'est atteint qu'en un instant donné et peut être assez éloigné du niveau moyen durant le reste de l'*obstruction*. Le calcul de l'amplitude moyenne des *obstructions* se formule donc ainsi :

$$A_{obs} = \frac{3}{D_{obs}} \int_{Td_A}^{Tf_A} F_{AH}(t) dt \quad (6.3)$$

où :

$$Td_A = Td_{obs} + \frac{D_{obs}}{3} \quad \text{et} \quad Tf_A = Tf_{obs} - \frac{D_{obs}}{3} \quad (6.4)$$

La **pseudo-période** d'apparition des *obstructions*,  $I_{obs}$ , est définie comme le temps écoulé entre deux détections successives d'*obstructions*, soit :

$$I_{obs}(n) = Td_{obs}(n+1) - Td_{obs}(n), \quad n \geq 1 \quad (6.5)$$

Le **temps de montée**,  $TM_{obs}$  est le temps nécessaire pour une augmentation de l'atténuation de 10 dB. Le temps écoulé entre l'instant de franchissement du niveau  $A_{ref} + 1dB$  et  $Td_{obs}$  est tout d'abord calculé. Durant ce temps, noté  $TM_{brut}$ , l'atténuation augmente de  $Ax$  dB.  $TM_{obs}$  est alors calculé à partir de ces valeurs en ramenant le temps brut à une augmentation de 10 dB de l'atténuation :

$$TM_{obs} = TM_{brut} \cdot \frac{10}{Ax} \quad (6.6)$$

Ces caractéristiques sont résumées sur la Figure 6.5.

On peut noter qu'il existe déjà dans la littérature des caractéristiques utilisées pour quantifier les variations temporelles des canaux de propagation : temps de cohérence, *level crossing rate* (LCR), *average fade duration* (AFD) [10]. Nous n'utilisons pas ces notions ici car elles ne s'avèrent pas, ou peu, pertinentes. Le temps de cohérence ne peut se calculer que si les variations temporelles restent assimilables à un processus stationnaire, au moins localement, ce qui n'est manifestement pas le cas des variations temporelles du canal de propagation à 60 GHz.

Le *level crossing rate* peut par contre se retrouver (approximativement) à travers nos définitions : il correspond au nombre d'*obstructions* par seconde. De même pour l'AFD, qui correspond à la moyenne des durées des *obstructions*. Cependant, nous n'emploierons pas ces notions pour deux raisons. Premièrement parce que nous avons constaté un phénomène de groupe dans l'apparition des *obstructions* (voir plus loin). Dès lors, il devient plus intéressant d'analyser les *séries d'obstructions*. Or cette notion de groupe ne peut pas se retrouver telle quelle dans les notions de LCR et AFD. Deuxièmement parce que ces notions renvoient à des valeurs moyennes. Or à 60 GHz, les caractéristiques temporelles du canal (c'est-à-dire les caractéristiques du phénomène d'obstruction) sont très loin d'être distribuées de façon symétrique autour de leur moyenne. La présence de valeurs extrêmes déséquilibre l'échantillon des caractéristiques. Les valeurs moyennes sont donc généralement peu représentatives d'un comportement « moyen ». Nous utiliserons donc plutôt les valeurs médianes pour décrire les caractéristiques des obstructions.



### 6.2.2.2 Définition des séries d'obstructions

En observant les résultats de la détection des *obstructions*, il s'avère que celles-ci peuvent survenir de façon groupée. Ces *obstructions* groupées sont généralement caractérisées par le fait que dans l'intervalle de temps les séparant, l'atténuation ne retourne pas à son niveau « statique » ( $A_{ref}$ ). Plusieurs explications peuvent être fournies suite à l'observation des fichiers vidéos : plusieurs personnes peuvent se suivre les unes derrière les autres, une personne peut se déplacer le long du trajet direct ou encore rester sur le trajet direct pendant un temps en ne bougeant presque pas. Si l'on suppose que le canal risque de devenir indisponible durant la durée d'une obstruction, il le sera *a fortiori* si des obstructions proches surviennent. On peut considérer que le temps entre des obstructions proches n'est pas suffisant pour que le système rétablisse une communication stable. Ces observations nous ont conduit à introduire le concept de *série d'obstructions* et à s'intéresser aux statistiques de ces *séries* plutôt qu'à celles des *obstructions*.

#### Algorithme de détection des séries d'obstructions

Une *série d'obstructions* se définit alors de la manière suivante : deux *obstructions* successives, numérotées  $n$  et  $n + 1$ , appartiennent à la même *série* si et seulement si au moins un des critères suivants est respecté :

- Le niveau d'atténuation entre les deux *obstructions* reste supérieur à une marge, soit :

$$\min_{t \in \Omega} [F_{AH}(t)] > A_{marge} \quad (6.7)$$

$$\Omega = [Tf_{obs}(n), Td_{obs}(n + 1)]$$

ou :

- Le temps écoulé entre les deux *obstructions* est inférieur à une valeur limite, soit :

$$Td_{obs}(n + 1) - Tf_{obs}(n) < t_{max} \quad (6.8)$$

Après ajustements,  $t_{max}$  a été fixé à 1.5 s et  $A_{marge}$  à 1 dB. De cette manière, les *séries d'obstructions* correspondent bien à la détection intuitive qui peut être faite à partir des enregistrements de l'atténuation et de la connaissance de la situation physique (grâce aux enregistrements vidéos).

#### Caractéristiques des séries d'obstructions

Nous définissons les caractéristiques suivantes des *séries d'obstructions* :

- Nombre d'*obstructions* par *série* :  $N_{obs}$
- Début et fin d'une *série* :

$$Td_{serie} = Td_{obs}(1) \quad Tf_{serie} = Tf_{obs}(N_{obs}) \quad (6.9)$$

- Durée :

$$D_{serie} = Tf_{serie} - Td_{serie} \quad (6.10)$$

- Amplitude : l'amplitude moyenne la plus forte sur l'ensemble des *obstructions* constituant la *série* est retenue comme représentant l'amplitude de la *série*. Ainsi, c'est en quelque sorte le « pire cas » d'obstruction qui est retenu pour l'amplitude d'une *série d'obstructions* :

$$A_{serie} = \max_{1 \leq n \leq N_{obs}} \{A_{obs}(n)\} \quad (6.11)$$

– Pseudo-période :

$$I_{serie}(n) = Td_{serie}(n + 1) - Td_{serie}(n), \quad n \geq 1 \quad (6.12)$$

– Temps de montée :

$$TM_{serie} = TM_{obs}(1) \quad (6.13)$$

Ces caractéristiques sont illustrées sur la Figure 6.6.

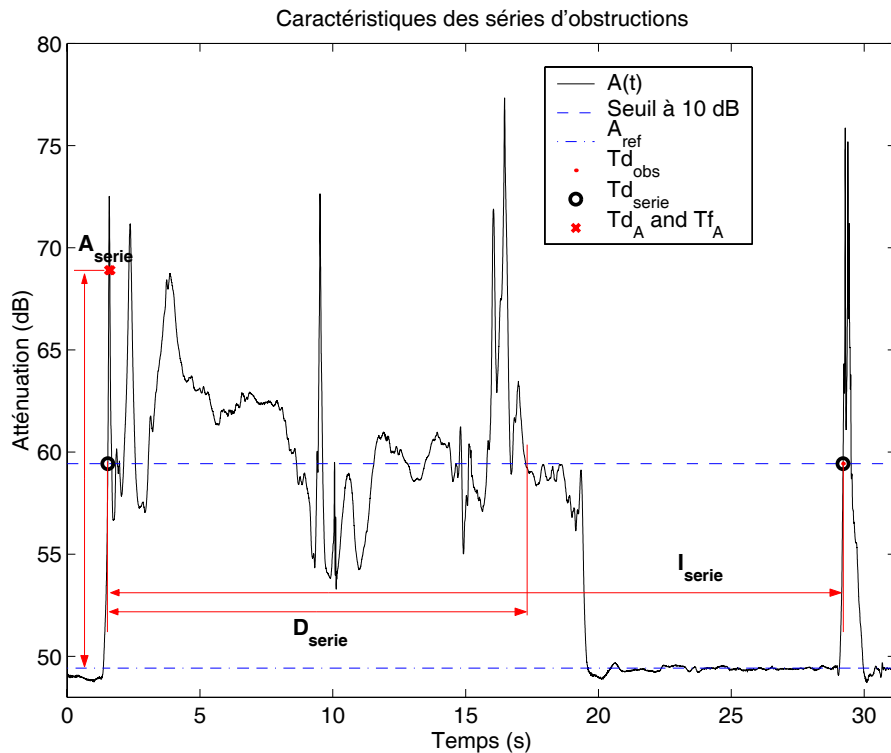


FIG. 6.6: Caractéristiques des séries d'obstructions

### 6.3 Étude à long terme

Les mesures dites « à long terme » ont pour but d'obtenir des informations statistiques les plus complètes possibles sur le phénomène d'obstruction. Il s'agit de procéder à des mesures longues, en présence d'une activité humaine réelle, non contrainte pour les besoins de la mesure. De telles mesures ont été pratiquées dans la *Maison* et, pour la majorité, au *Coin café* du laboratoire (voir Figure 4.10 au Chapitre 4). Seules les mesures réalisées au *Coin café* seront présentées dans ce mémoire, car elles sont de loin les plus complètes.

Dans la suite de cette section, nous analyserons chaque caractéristique des *séries d'obstructions* telles qu'elles ont été définies précédemment. Cette analyse sera déclinée en fonction des paramètres suivants : seuil de détection, position et type d'antennes, et enfin activité humaine.

### 6.3.1 L'activité humaine

Un des objectifs de l'étude à long terme est de déterminer l'influence de l'activité humaine. Pour cela, il est nécessaire de se doter d'un moyen de quantifier cette activité. La manière la plus évidente pour cela est de se baser sur le nombre de personnes dans l'environnement de mesure, ou plus précisément dans le voisinage des antennes et entre les antennes. Afin d'avoir accès à cette information, une caméra vidéo a été utilisée pour filmer l'environnement durant toutes les mesures. L'observation des films permet ensuite de compter à chaque instant le nombre de personnes présentes.

Le Tableau 4.5 au Chapitre 4 présente le nombre minimum et maximum de personnes présentes au cours des mesures pour chaque configuration. Le nombre maximum de personnes présentes simultanément était de 10 à 15 personnes selon les configurations. L'activité humaine « moyenne » est également rapportée dans ce tableau. Il s'agit de la moyenne sur l'ensemble des mesures du nombre de personnes présentes, pondérée par le temps de présence. Ces moyennes se situent entre 3 et 5 personnes selon les configurations. Ces valeurs sont proches, ce qui rend pertinentes les comparaisons entre configurations.

L'analyse des caractéristiques des *obstructions* et *séries d'obstructions* se focalisera sur quatre intensités d'activité. Ces intensités sont les suivantes : aucune personne dans le canal, de 1 à 5 personnes, de 6 à 10 personnes, et de 11 à 15 personnes. Il était en effet impossible de collecter suffisamment de données pour pouvoir faire une analyse pertinente pour chaque nombre de personnes présentes dans le canal.

Les fichiers de mesure ont été découpés en fonction de ces intensités d'activité. Les durées totales d'enregistrement disponibles pour chaque intensité sont présentées dans le Tableau 6.1

**TAB. 6.1:** Durée de mesure pour chaque configuration et chaque intensité d'activité humaine

Configuration <sup>a</sup>	0 personne	1-5 personnes	6-10 personnes	11-15 personnes
CC1	55.2 mn	141.0 mn	62.2 mn	5.8 mn
PC1	33.0 mn	92.0 mn	56.4 mn	14.9 mn
PP1	22.7 mn	112.6 mn	21.9 mn	3.6 mn
PC2	8.2 mn	57.8 mn	43.4 mn	0.0 mn
PP2	26.5 mn	97.5 mn	64.1 mn	0.0 mn

<sup>a</sup>Code des configurations : une première lettre pour l'antenne Tx (C pour cornet et P pour patch), une deuxième lettre pour l'antenne Rx, et un chiffre pour le numéro de la position Tx

Ce tableau montre que sur l'ensemble des mesures, il n'y avait pas souvent plus de 10 personnes dans le canal. L'analyse statistique pour la plus grande intensité d'activité risque donc d'être moins pertinente que pour les autres, par manque de mesures.

Concernant la position Tx 3, en situation de non visibilité, l'information sur l'intensité de l'activité humaine n'est pas disponible à cause de manque de données vidéo. Les analyses concernant cette position seront donc traitées toutes intensités confondues. On peut tout de même dire qu'en moyenne, cette activité humaine était très similaire aux autres cas, puisque ces mesures ont été faites à la même période.

### 6.3.2 Nombre d'*obstructions* par séries d'*obstructions* : $N_{obs}$

Il a déjà été noté que les *obstructions* peuvent apparaître en série. L'observation des Figures 6.3 et 6.6 permet de s'en rendre compte aisément.  $N_{obs}$ , le nombre d'*obstructions* par série, est une caractéristique qui permet de quantifier ce phénomène de groupe.

Le nombre médian d'*obstructions* par série vaut 1 pour toutes les configurations de mesure, exceptées PC3, et PP1 pour une activité de 6 à 10 personnes. Cela signifie que généralement (dans plus de 50% des cas) les déplacements des personnes dans le canal ne provoquent qu'une simple *obstruction*.

#### 6.3.2.1 Influence du seuil de détection

Le seuil de détection des *obstructions* n'a pas d'influence significative sur  $N_{obs}$ . Pour une série d'*obstructions* donnée,  $N_{obs}$  est susceptible de varier (positivement ou négativement) selon le seuil, mais sur l'ensemble des séries d'*obstructions* détectées, aucune tendance particulière ne se dégage sur cette variation.

#### 6.3.2.2 Influence de l'activité humaine

Le pourcentage  $P_{\%}(N_{obs} > 1)$  de séries d'*obstructions* composées de plus d'une *obstruction* augmente avec l'activité humaine. Par exemple, pour la configuration CC1,  $P_{\%}(N_{obs} > 1)$  s'étend de 25% pour une activité de 1 à 5 personnes, jusqu'à 50% pour une activité de plus de 10 personnes. Cette augmentation se comprend aisément : quand les personnes sont nombreuses dans un environnement, elles sont plus susceptibles de se déplacer en groupe, entraînant plus d'*obstructions* très proches que lorsqu'il y a peu de personnes.

#### 6.3.2.3 Influence de la position et du type des antennes

L'influence du dernier paramètre, la position et le type des antennes utilisées, est résumée dans le Tableau 6.2. L'analyse est faite sur l'ensemble de l'activité humaine et pour tous les seuils de détection confondus.

Dans les cas de visibilité (TX 1 et TX 2),  $P_{\%}(N_{obs} > 1)$  et  $P_{\%}(N_{obs} > 5)$  sont supérieurs pour les configurations PP1 et PP2, mettant en jeu des patchs en émission et en réception. Ceci peut s'expliquer par l'ouverture des antennes. Des trajets indirects parvenant à l'antenne RX avec différents angles d'arrivée interviennent dans le phénomène d'*obstruction*. Ces trajets ne sont pas forcément obstrués en même temps lors du passage d'une (ou plusieurs) personne(s) ; ceci provoque plus de fluctuations du niveau d'atténuation, et donc plus de détections d'*obstructions* très proches que dans le cas où un cornet est utilisé en réception. Au contraire, l'utilisation d'un cornet confine l'influence des déplacements des personnes au voisinage immédiat du trajet direct, ce qui réduit le phénomène de groupe des *obstructions*.

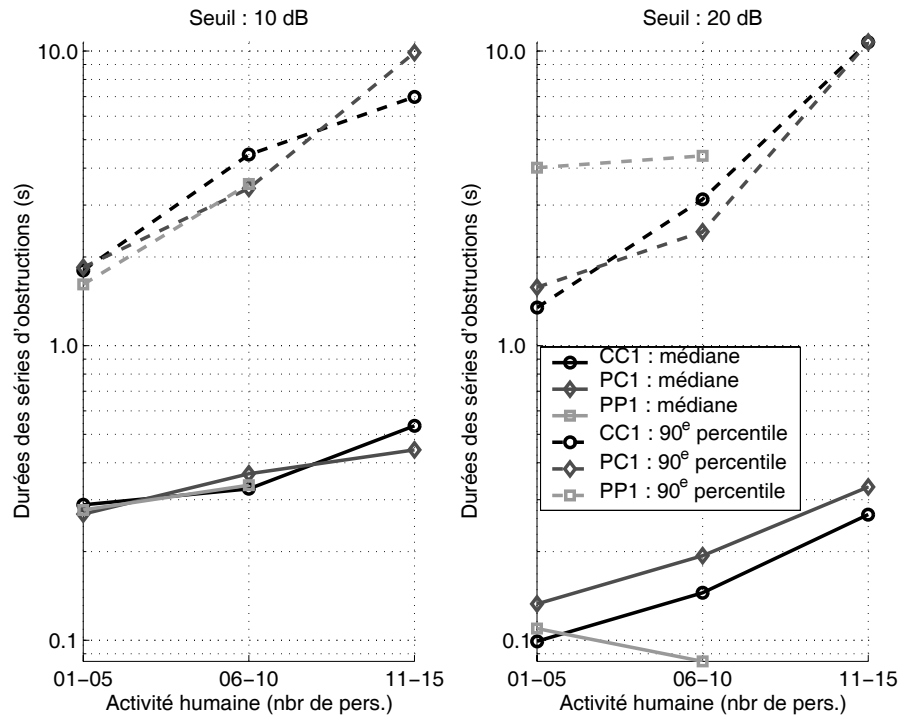
**TAB. 6.2:** Nombre d'obstructions par série d'obstructions ( $N_{obs}$ ) pour la campagne n° 5

	Médiane de $N_{obs}$	$P_{\%}(N_{obs} > 1)$	$P_{\%}(N_{obs} > 5)$
CC1	1	30.8%	3.5%
PC1	1	19.4%	2.0%
PP1	1	45.9%	5.5%
PC2	1	29.0%	2.9%
PP2	1	32.9%	4.8%
CC3	1	47.3%	10.8%
PC3	2	50.8%	14.8%

Dans le cas de la non visibilité (TX 3), environ 50% des séries d'obstructions sont composés de plus d'une obstruction. Ceci peut s'expliquer par l'absence d'un trajet dominant en NLOS. La combinaison de trajets réfléchis (notamment sur le corps humain qui provoque l'obstruction) peut donc, plus facilement qu'en LOS, conduire à des fluctuations importantes de la puissance reçue, et donc provoquer plus de détections d'obstructions très proches.

### 6.3.3 Durée des séries d'obstructions : $D_{serie}$

La Figure 6.7 montre la variation de  $D_{serie}$  en fonction de l'activité humaine, pour toutes les configuration d'antennes de la position TX 1 et pour les seuils de détection de 10 et 20 dB.



**FIG. 6.7:** Durée des séries d'obstructions pour la position TX 1 en fonction de l'activité humaine

### 6.3.3.1 Influence du seuil de détection

Le seuil influe de manière évidente sur la durée. En effet, les *obstructions* ont grossièrement la forme d'un pic triangulaire. Le placement du seuil conditionne donc directement l'évaluation de la durée, qui tend à décroître lorsque le seuil de détection est augmenté. Selon la capacité d'un système de communication à maintenir une liaison malgré une augmentation forte de l'atténuation, on pourra se référer aux résultats obtenus pour un seuil correspondant à la limite de fonctionnement du système.

D'après les résultats présentés à la Figure 6.7, le rapport entre  $D_{serie}$  calculée pour un seuil de 10 dB et pour un seuil de 20 dB est compris environ entre 1.5 et 3. On peut noter que ce rapport diminue lorsque l'activité humaine augmente.

### 6.3.3.2 Influence de l'activité humaine

La durée des *séries d'obstructions* augmente de manière quasi-linéaire, sur une échelle logarithmique, avec l'activité humaine (cf. Figure 6.7). Cette augmentation peut s'expliquer par la combinaison des mouvements individuels des personnes, combinaison qui augmente le nombre d'*obstructions* par *série*, donc la durée des *séries*.

Les chiffres-clés suivants peuvent être mentionnés pour la valeur médiane de  $D_{serie}$  :

- Pour un seuil de 10 dB : 300 ms pour une activité de 1 à 5 personnes, 350 ms pour 6 à 10 personnes et 450 ms pour 11 à 15 personnes.
- Pour un seuil de 20 dB : 100 ms pour une activité de 1 à 5 personnes, 150 ms pour 6 à 10 personnes et 300 ms pour 11 à 15 personnes.

Les 90<sup>e</sup> percentiles complètent ces valeurs et soulignent l'étalement des valeurs  $D_{serie}$ . Plus d'une décade sépare les valeurs médianes des 90<sup>e</sup> percentiles.

En guise de remarque, et pour illustrer les explications données en 6.2.2.1, les valeurs moyennes de  $D_{serie}$  se situent également environ une décade au-dessus des valeurs médianes.

### 6.3.3.3 Influence de la configuration d'antennes

Comme on peut le voir sur la Figure 6.7, il n'y a pas de dépendance nette entre  $D_{serie}$  et la configuration d'antennes pour une position donnée. L'analyse des autres positions de mesure mène à la même conclusion.

### 6.3.3.4 Influence de la position des antennes

La comparaison entre les différentes positions Tx n'est possible que pour l'activité humaine globale (0-15 personnes), étant donnée l'absence de connaissance détaillée sur l'activité pour Tx3. Le Tableau 6.3 présente les valeurs médianes, les 90<sup>e</sup> et 95<sup>e</sup> percentiles (notés  $P_{90}$  et  $P_{95}$ ) de  $D_{serie}$ , pour chaque configuration et pour un seuil de détection de 10 dB. Le nombre de *séries*

$d'$ obstructions détectées (noté  $N_{serie}$ ) est également reporté dans le tableau afin de donner une idée de l'importance de l'échantillon de valeurs disponible.

**TAB. 6.3:** Statistiques des durées des séries d'obstructions ( $D_{series}$ ) pour un seuil de 10 dB

	$N_{serie}$	Valeur médiane (s)	$P90$ (s)	$P95$ (s)
CC1	373	0.301	2.405	5.407
PC1	200	0.266	2.186	5.968
PP1	256	0.282	2.513	5.294
PC2	156	0.430	3.709	15.665
PP2	136	0.163	2.088	12.256
CC3	140	0.432	5.502	9.612
PC3	172	0.398	2.400	4.936

Pour la configuration Tx 1, on peut noter que les valeurs médianes sont très proches du chiffre-clé donné précédemment pour une activité de 1 à 5 personnes : 300 ms. Cela est parfaitement cohérent puisque l'activité moyenne pour cette position est de 3 à 4 personnes (voir le Tableau 4.5 au Chapitre 4).

Cette valeur médiane est plus grande dans le cas NLOS (Tx 3) : environ 400 ms. La même explication que pour  $N_{obs}$  peut être donnée : la propagation en non visibilité est beaucoup plus sensible aux mouvements des personnes. Il y a plus de variations fortes sur l'atténuation, ce qui se traduit par plus de détections proches d'obstructions et donc des séries plus longues.

PP2 est un cas un peu particulier. La durée médiane des séries d'obstructions est beaucoup plus faible que dans les autres configurations : 163 ms. Ceci peut s'expliquer en observant de plus près les conditions de propagation. Les deux patchs permettent ici une diversité très importante dans les angles d'arrivée des trajets indirects, avec notamment la présence d'un trajet secondaire puissant. Cette diversité fait qu'une obstruction du trajet direct est très souvent compensée par des trajets secondaires. L'amplitude des obstructions est donc réduite (comme on le verra dans la section suivante 6.3.4), et par conséquent, pour un seuil donné, la durée des obstructions s'en trouve donc également réduite. L'observation des « pires cas » ( $P95$ ) révèle un comportement particulier pour la position Tx 2 :  $P95 > 10$  s. L'emplacement de Tx 2 permet d'expliquer ceci (voir le plan de la Figure 4.10 au Chapitre 4). Le trajet direct passe directement au-dessus de la table à une hauteur d'environ 1.50 m. Or l'activité autour de la table peut être qualifiée de « lente » : les personnes s'assoient ou se lèvent, ou bien restent en place pendant un certain temps pour discuter. Les cas de très longues obstructions sont donc plus nombreux que pour les autres positions.

### 6.3.4 Amplitude des séries d'obstructions : $A_{serie}$

#### 6.3.4.1 Influence du seuil

Le choix du seuil de détection conditionne évidemment l'amplitude des *obstructions*. Afin de prendre en compte toute la diversité des amplitudes, nous nous basons dans cette section sur les calculs d'amplitude réalisés avec le seuil minimal : 5 dB.

#### 6.3.4.2 Influence de l'activité humaine

L'activité humaine influe très peu sur l'amplitude du phénomène d'obstruction. Dans tous les cas, l'écart maximal entre l'amplitude moyenne  $A_{serie}$  pour une activité de 1 à 5 personnes et pour une activité de plus de 10 personnes ne dépasse pas 2 dB.

Les amplitudes maximales atteignent autour de 30 dB. En observant les enregistrements vidéo, il apparaît que ces amplitudes sont atteintes lorsque deux personnes passent simultanément entre les antennes. Durant ces fortes obstructions, le niveau reçu s'approche du plancher de bruit du sondeur. Un phénomène de saturation peut donc éventuellement intervenir.

#### 6.3.4.3 Influence de la position et des types d'antennes

Le Tableau 6.4 montre les statistiques de l'amplitude moyenne des *séries d'obstructions* pour toutes les configurations et pour l'activité humaine globale.

**TAB. 6.4:** Statistiques des amplitudes des séries d'obstructions ( $A_{serie}$ ) pour un seuil de 5 dB

	Moyenne (dB)	Médiane (dB)	P90 (dB)
CC1	15.5	16.6	22.9
PC1	19.8	21.3	25.1
PP1	12.2	11.9	18.6
PC2	18.1	18.9	23.6
PP2	9.0	8.7	12.1
CC3	12.0	9.9	22.8
PC3	11.6	12.4	15.6

Tout d'abord, on peut constater ici que les valeurs médianes et moyennes ne sont pas très éloignées, attestant là d'une distribution plus uniforme des valeurs que pour les autres paramètres.

Pour les cas de visibilité (Tx 1 et Tx 2), les valeurs moyennes et médianes de  $A_{serie}$  sont supérieures à 15 dB lorsqu'un cornet au moins est utilisé (PP1, PC1 et PC2).

Pour les configurations PP (PP1 et PP2), l'ouverture du lobe principal des antennes tend à réduire l'amplitude des obstructions (moyenne et médiane inférieures à 15 dB). L'étalement an-



gulaire des trajets réduit en effet les possibilités de masquage complet. Ceci est particulièrement vrai pour PP2 ( $A_{serie}$  est en moyenne inférieure à 10 dB), comme cela a été remarqué ci-dessus à propos de la durée des obstructions.

Pour les situations NLOS (Tx 3), les valeurs moyennes et médianes de  $A_{serie}$  sont plus faibles que pour les configurations d'antennes similaires dans les cas LOS. Pour la configuration PC3, une première explication réside dans la puissance reçue. Celle-ci était faible ; la dynamique des mesures interfère alors avec l'évaluation de l'amplitude des obstructions. Durant une obstruction, en effet, le niveau de puissance reçue vient souvent égaler le plancher de bruit. Ceci conduit à une sorte de saturation dans l'évaluation de l'amplitude des obstructions. C'est pourquoi aucune obstruction dont l'amplitude dépasserait 20 dB n'a été détectée pour PC3. Le 90<sup>e</sup> percentile ( $P90$ ) n'atteint que 15.6 dB. Il y a donc un biais introduit ici par le plancher de bruit du sondeur de canal.

Une autre particularité des liaisons NLOS complète la remarque précédente. Globalement, les fluctuations de l'atténuation sont plus importantes et plus irrégulières en NLOS. C'est pourquoi il y a beaucoup plus d'obstructions de faible amplitude en NLOS que dans les autres cas. Mais les cas extrêmes ( $P90$ ) pour CC3 sont similaires à ceux de CC1 (22.8 dB pour l'un et 22.9 dB pour l'autre), ce qui montre qu'il s'agit d'une distribution différente des valeurs, mais que l'étendue de ces valeurs est la même. De même, toujours pour CC3, le fait que la valeur médiane soit inférieure de plus de 2 dB à la valeur moyenne (écart nettement supérieur à tous les cas en LOS), confirme cette observation.

### 6.3.5 Pseudo-période des séries d'obstructions : $I_{serie}$

Les valeurs de la pseudo-période  $I_{serie}$  s'étendent d'environ 2 secondes à 20 minutes. Cette caractéristique est grandement dépendante de l'activité humaine et il est difficile de dégager d'autres dépendances.  $I_{serie}$  décroît logiquement lorsque l'activité humaine s'intensifie.

L'étendue très importante des valeurs de  $I_{serie}$ , ainsi que l'observation des enregistrements de  $A(t)$  (comme aux Figures 6.3), suggèrent que les séries d'obstructions surviennent elles aussi « en groupe ».

Si la pseudo-période est intéressante à des fins de modélisation (afin de pouvoir reproduire le phénomène. Cf. Chapitre 7), il est plus parlant d'un point de vue descriptif de s'intéresser au taux instantané des séries d'obstructions :  $R_{serie}$ . Ce taux instantané est l'évolution dans le temps du nombre de séries d'obstructions par minute. Cette caractéristique est calculée sur toute la durée d'un enregistrement (généralement 42 minutes) au moyen d'une fenêtre glissante. La durée de cette fenêtre est de 1 minute (pour avoir un taux par minute), et cette fenêtre est décalée par pas d'une seconde. La distribution des valeurs de  $R_{serie}$  est beaucoup moins étendue et ses statistiques sont plus significatives que pour  $I_{serie}$ . La Figure 6.8 montre les statistiques de  $R_{serie}$  pour la configuration Tx 1.

Globalement, le taux moyen pour un seuil de 10 dB est compris entre 1 et 2 séries par minute, et pour un seuil de 20 dB entre 0.5 et 1.5 séries. En effet, plus le seuil est fixé haut, plus les obstructions sont rares. Le 95<sup>e</sup> percentile permet de rendre compte des moments d'intense activité.

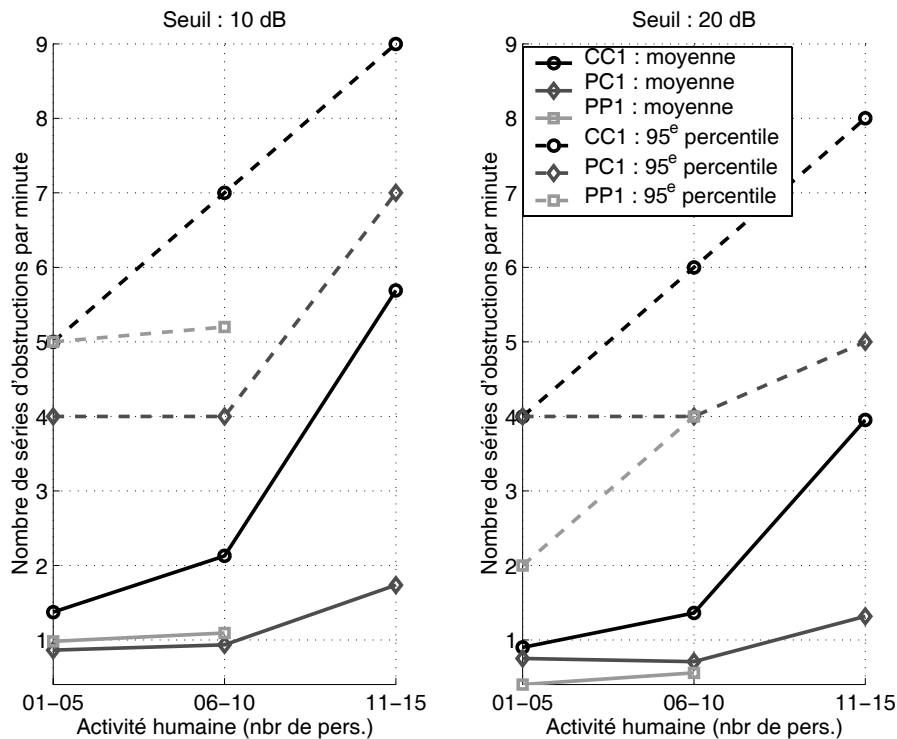


FIG. 6.8: Nombre de séries d'obstructions par minute pour Tx 1. Campagne n° 5.

Sur l'activité globale,  $R_{serie}$  est supérieur à 5 séries d'obstructions par minute dans 5% des cas, et sa moyenne est de 1 série par minute.

Les autres configurations ne révèlent pas de différences significatives, sauf pour PP2 (pour un seuil de 10 dB :  $R_{serie}$  moyen vaut 0.5 par minute, et  $P95$  vaut 3 par minute). On se référera aux explications précédemment fournies pour cette configuration : la réduction de l'amplitude moyenne des obstructions conduit nécessairement à la diminution du taux instantané des séries d'obstructions pour un seuil donné.

### 6.3.6 Temps de montée des séries d'obstructions : $TM_{serie}$

#### 6.3.6.1 Influence du seuil de détection

Le seuil de détection entre dans la définition du temps de montée et en influence donc l'évaluation. Avec un seuil élevé (15 ou 20 dB), la majorité de la pente des pics d'atténuation formant les obstructions est prise en compte dans le calcul du temps de montée. Avec un seuil plus bas, seul le début de la pente est pris en compte. En dépouillant les résultats, on constate que les différences sont peu marquées, ce qui indique que les pentes des pics d'atténuation sont plutôt régulières.

Le temps de montée ne dépend pas du nombre de personnes dans l'environnement. Par contre, il dépend tout de même de l'activité humaine dans un sens plus large, puisqu'il est directement lié à la vitesse des personnes en mouvement.

Le Tableau 6.5 montre trois statistiques de  $TM_{serie}$  pour chaque configuration d'antenne : la valeur médiane, les 10<sup>e</sup> et 5<sup>e</sup> percentiles (P10 and P5). Ces valeurs sont calculées pour les *séries d'obstructions* détectées avec un seuil de 15 dB (PC2, PP2, CC3, et PC3) ou 20 dB (CC1, PC1, et PP1).

**TAB. 6.5:** Statistiques des temps de montée des séries d'obstructions ( $TM_{serie}$ )

	Médiane (ms)	P10 (ms)	P5 (ms)
CC1	93	42	34
PC1	62	33	27
PP1	136	60	43
PC2	96	38	25
PP2	197	59	34
CC3	111	33	24
PC3	154	37	33

Globalement, dans 5% des cas, l'atténuation augmente de 10 dB en moins de 30 ms. Le temps de montée est plus grand pour les configurations PP1 et PP2, ce qui est sans doute un effet de la diversité des angles d'arrivée. Les composantes multitrajets ne sont pas obstruées en même temps lorsqu'une personne passe entre les antennes, ce qui « ralentit » le phénomène d'obstruction. Pour les situations NLOS, le temps de montée médian est plus long qu'en situation LOS pour les mêmes configurations d'antenne. La différence entre toutes les configurations tend à diminuer pour les « pires cas » (P5).

### 6.3.7 Taux d'indisponibilité du canal

Il est sans doute raisonnable de considérer que le canal devient indisponible durant une *série d'obstructions*. Nous rejoignons ici la même observation faite dans [11] à propos de liaisons à 40 GHz. Du point de vue des systèmes de communications, les obstructions ont plusieurs caractéristiques qui posent problèmes : des durées longues (comparées aux durées des symboles visés) et des amplitudes fortes (dizaines de dB). Les techniques habituellement utilisées pour intégrer les variations temporelles des canaux de propagation ne seront probablement pas efficaces dans le cas des évanouissements profonds et longs du canal à 60 GHz.

Ceci signifie que les communications risquent d'être interrompues durant une obstruction. Il devient alors intéressant de quantifier le taux d'interruptions probable, à partir de mesures sur canal réel. Nous définissons donc un « taux d'indisponibilité » du canal ( $TI$ ). Il s'agit simplement

de la somme des durées des *séries d'obstructions* divisée par la durée totale de la mesure :

$$TI = \frac{\sum_{i=1}^{N_{serie}} D_{serie}(i)}{T_{mes}} \quad (6.14)$$

Il faut souligner que ce  $TI$  est très dépendant des hasards de l'activité humaine. Une personne peut marcher, s'arrêter sur le trajet direct et y rester durant longtemps. Toutes configurations confondues, 3.5% des *séries d'obstructions* durent plus de 10 secondes, et 1% plus de 30 secondes. Ces très longues obstructions ont un impact très important sur le calcul du  $TI$ . De plus, comme ces *séries* très longues ne sont pas forcément uniformément réparties entre les différentes configurations d'antennes et les différentes intensités d'activité, et comme les temps de mesure sont différents selon ces configurations et ces intensités, les comparaisons du  $TI$  risquent d'être biaisées.

C'est pourquoi, nous introduisons également un *taux d'indisponibilité corrigé* :  $TIc$ . Ce taux est calculé en éliminant de la somme de l'équation (6.14) toutes les *séries* dont la durée représente plus de 0.5% de la durée  $T_{mes}$ . Il s'agit d'un critère, incorporant une part d'arbitraire, pour dégager la nature extrême de certaines obstructions, et les éliminer du calcul afin de ne pas trop « peser » dans le calcul du  $TI$ . Ce calcul permet d'obtenir une évaluation plus robuste du taux d'indisponibilité du canal, en s'adaptant à la durée de mesure disponible. Ainsi, pour les longs enregistrements, le calcul n'exclue que peu de *séries d'obstructions* et parfois même aucune.

La Figure 6.9 montre la variation du taux d'indisponibilité du canal (brut et corrigé) en fonction de l'activité humaine, et pour les seuils de détection à 10 et 20 dB, le tout pour la position Tx 1.

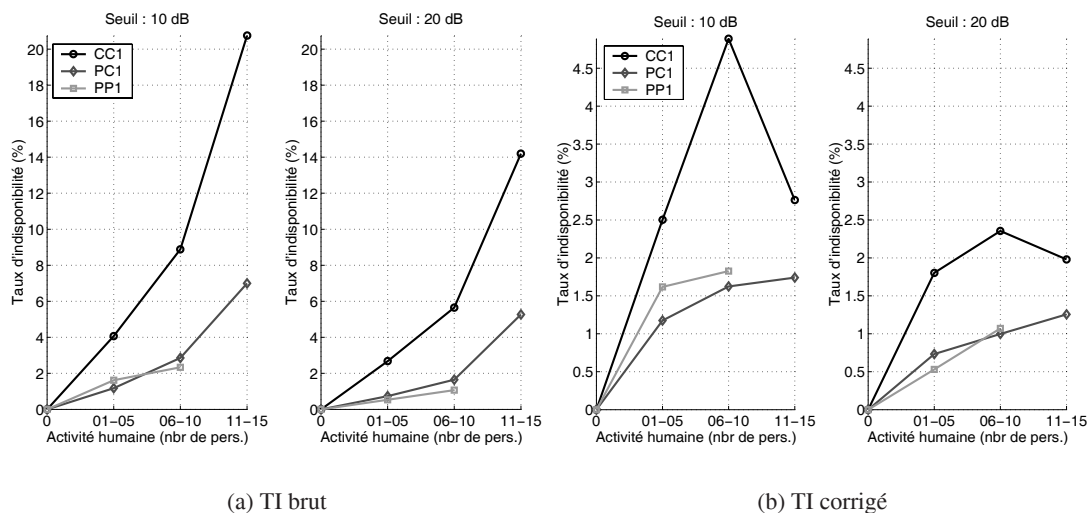


FIG. 6.9: Taux d'indisponibilité ( $TI$ ) brut et corrigé pour Tx 1. Campagne n° 5.

Le  $TI$  augmente logiquement avec l'activité humaine. Pour une activité supérieure à 10 personnes, les deux évaluations du  $TI$  divergent particulièrement. Les durées d'observation pour

cette tranche d'activité étaient courtes (voir le Tableau 6.1), trop courtes pour obtenir des statistiques robustes. Le  $TI$  brut surestime vraisemblablement la réalité, tandis que le  $TI$  corrigé, du fait qu'il élimine du calcul de nombreuses obstructions, sous-estime sans doute la réalité. Les deux évaluations du taux peuvent donc, d'une manière générale, être vues comme des bornes entre lesquelles se situe une statistique plus précise. L'effet des antennes se retrouve sur les calculs du taux d'indisponibilité.

Le Tableau 6.6 montre le  $TI$  pour toutes les configurations, toutes activités confondues. Le  $TI$  corrigé varie de 1.7% à 5.2% selon les configurations.

**TAB. 6.6:** Taux d'indisponibilité du canal pour un seuil de détection de 10 dB

	$TI$ brut	$TI$ corrigé
CC1	5.7%	4.0%
PC1	1.9%	1.6%
PP1	1.9%	1.7%
PC2	6.8%	5.2%
PP2	1.8%	1.8%
CC	4.7%	3.1%
PC3	3.0%	3.0%

## 6.4 Études particulières

Des résultats statistiques sur les caractéristiques du phénomène d'obstruction ont été fournis dans la section précédente. Ils permettent un aperçu de l'influence d'une activité humaine réelle sur la propagation à 60 GHz.

Dans cette section, des résultats plus particuliers, issus de quelques-uns des scénarios de mesure à court-terme, sont exposés.

### 6.4.1 Influence de la distance entre la zone d'obstruction et les antennes

Le Tableau 6.7 présente les caractéristiques des *séries d'obstructions* détectées dans le scénario à court-terme présenté précédemment (section 6.2.1.1). Ce scénario permet d'étudier l'influence de l'endroit où se produit une obstruction. Cette influence ne pouvait pas être étudiée dans le cadre de l'étude à long terme.

Nous pouvons noter que ces *séries d'obstructions* représentent en fait une seule et unique *obstruction* dans le cas du passage de la personne à 1 m de l'antenne RX, quelle que soit cette antenne. Par contre, lorsque la personne passe plus loin de l'antenne, il arrive que plus d'une *obstruction* soit détectée.

Pour le passage à 1 m, les caractéristiques des *obstructions* diffèrent peu selon le type d'antenne et la polarisation. Globalement, l'*obstruction* dure environ 200 ms pour un seuil de détection de 5 dB et environ 100 ms quand ce seuil est choisi à 10 dB. Quel que soit le seuil retenu, l'amplitude moyenne des *obstructions* vaut 10 à 15 dB.

Lorsque la personne passe à 2 m de l'antenne RX, l'amplitude des *obstructions* diminue lorsqu'on utilise un patch en réception (autour de 6 à 7 dB). Cette différence ne se retrouve pas dans le cas du cornet. Ceci indique que l'antenne patch permet de bénéficier d'une diversité angulaire dans l'arrivée des trajets, comme cela a déjà été noté précédemment. La personne en mouvement ne masque simultanément qu'un secteur angulaire étroit, relativement à l'ouverture du lobe principal du patch. Ce secteur est plus important à 1 m qu'à 2 m. Il est donc possible qu'à 1 m, la personne masque simultanément des trajets arrivant avec des angles légèrement différents, et qu'elle ne les masque pas tous à 2 m. Les trajets non masqués permettent alors de réduire l'atténuation supplémentaire provoquée par l'obstruction des autres trajets.

En revanche, pour le cornet, cette diversité angulaire n'existe pas. On assiste par contre à une augmentation de la durée des *obstructions*, qui avoisine alors les 400 ms. On peut expliquer cela par le fait que la personne à 2 m reste plus longtemps dans le secteur angulaire couvert par le lobe principal du cornet que lorsqu'elle est à 1 m de l'antenne.

**TAB. 6.7:** CLE - Caractéristiques des obstructions du scénario à court-terme n° 1

Antenne RX :	Cornet	Cornet	Patch	Patch
Polarisation :	Vert.	Horiz.	Vert.	Horiz.
<b>Passage de la personne à 1 m de l'antenne RX</b>				
<b>Seuil de détection : 5 dB</b>				
Nombre d'obstructions ( $N_{obs}$ )	1	1	1	1
Amplitude moyenne ( $A_{serie}$ )	12.5 dB	10.4 dB	11.5 dB	14.8 dB
Amplitude maximale	18.7 dB	14.0 dB	17.5 dB	18.4 dB
Durée ( $D_{serie}$ )	244 ms	196 ms	176 ms	235 ms
<b>Seuil de détection : 10 dB</b>				
Nombre d'obstructions ( $N_{obs}$ )	1	1	1	1
Amplitude moyenne ( $A_{serie}$ )	12.9 dB	11.4 dB	13.3 dB	15.8 dB
Amplitude maximale	18.7 dB	14.0 dB	17.5 dB	18.4 dB
Durée ( $D_{serie}$ )	197 ms	86 ms	85 ms	167 ms
<b>Passage de la personne à 2 m de l'antenne RX</b>				
<b>Seuil de détection : 5 dB</b>				
Nombre d'obstructions ( $N_{obs}$ )	1	3	2	2
Amplitude moyenne ( $A_{serie}$ )	11.6 dB	7.6 dB	6.2 dB	7.3 dB
Amplitude maximale	15.5 dB	11.4 dB	7.6 dB	9.8 dB
Durée ( $D_{serie}$ )	408 ms	449 ms	198 ms	230 ms
<b>Seuil de détection : 10 dB</b>				
Nombre d'obstructions ( $N_{obs}$ )	1	1	0	0
Amplitude moyenne ( $A_{serie}$ )	12.1 dB	10.6 dB	-	-
Amplitude maximale	15.5 dB	11.4 dB	-	-
Durée ( $D_{serie}$ )	184 ms	14 ms	-	-

### 6.4.2 Influence de la hauteur des antennes

L'influence des antennes sur les variations temporelles du canal a déjà été abordée lors de l'étude à long-terme. Nous présentons ici une étude de l'influence de la hauteur des antennes dans le cas particulier d'un scénario de mesure à court-terme qui a eu lieu dans la *Maison*. Il s'agissait d'une position de mesure en NLOS. Les caractéristiques de ce scénario n° 2 sont les suivantes :

- Environnement : *Maison*
- Position d'émission : Tx1
- Position de réception : Rx5
- Pointage de l'antenne RX : vers le maximum de puissance reçue en azimut, 0° en élévation
- Durée de la mesure : 26 s
- Pas d'échantillonnage temporel : 1 ms

Une recherche du maximum de puissance reçue a permis de fixer le pointage en azimut vers le mur du fond de la cuisine. Ce pointage correspondait à la réception d'un trajet d'onde passant par la porte séparant les deux pièces et réfléchi sur le mur. Durant la mesure, une personne se déplaçait selon le parcours dessiné sur la Figure 6.10. La forme de ce parcours dépendait fortement de l'emplacement du mobilier dans la pièce. Lorsque la personne passait de la pièce principale à la cuisine, elle fermait la porte derrière elle. La personne essayait de maintenir un pas régulier d'une mesure à l'autre. Sa vitesse peut être évaluée à environ 1 m/s.

La mesure a été répétée quatre fois, en faisant varier la hauteur de l'antenne d'émission (2.20 m et 1.20 m) et le type d'antenne en réception (patch et cornet).

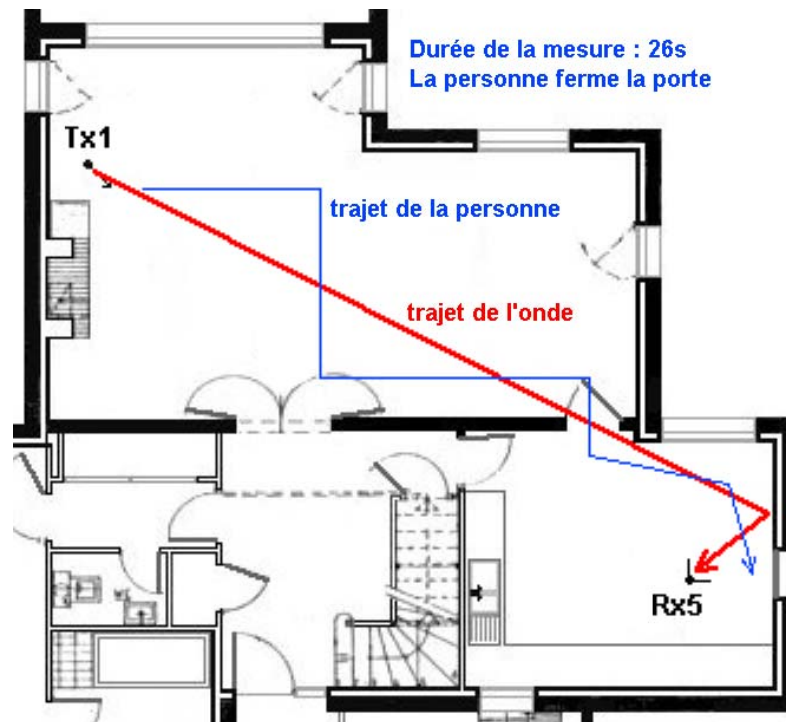
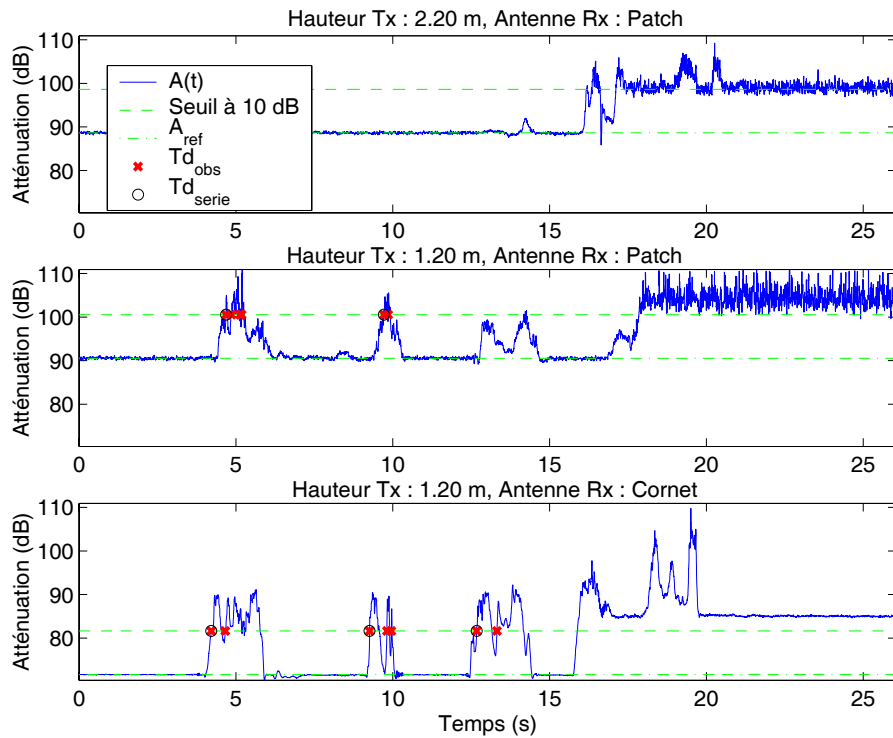


FIG. 6.10: Scénario à court-terme n° 2. *Maison*.

Les enregistrements de l'atténuation sont présentés à la Figure 6.11 pour trois des quatre configurations, la dernière configuration (Hauteur TX à 2.20 m avec un cornet comme antenne RX) n'apportant pas d'information supplémentaire. Les axes des graphiques sont communs aux trois cas, de façon à favoriser les comparaisons.



**FIG. 6.11:** Comparaison des différentes configurations de hauteurs et de types d'antenne dans le scénario à court-terme n° 2.

Nous constatons tout d'abord une augmentation de l'atténuation vers la 18<sup>e</sup> seconde, d'environ 15 dB. Elle correspond au moment où la personne ferme la porte séparant les deux pièces. Après la fermeture de la porte, l'utilisation du cornet en réception permet d'apporter un gain suffisant pour que la puissance reçue reste supérieure au plancher de bruit du récepteur (environ -110 dBm). Les caractéristiques large bande ne sont alors pas affectées par la fermeture de la porte. Ce n'est pas le cas lorsque le patch est utilisé.

Avant la fermeture de la porte, plusieurs pics d'atténuation sont présents. Ils correspondent à chaque moment où la personne en déplacement croise le trajet d'onde. Ces pics ne sont cependant pas présents dans le cas où l'antenne TX était en position haute (2.20 m). La raison en est simple : le trajet d'onde passait au-dessus de la tête de la personne. Ceci montre l'intérêt d'une position haute pour au moins une des antennes dans une liaison à 60 GHz. Elle permet de limiter les effets d'obstruction par les corps humains.

Cette remarque est à mettre en relation avec les réflexions sur les architectures de réseau envisagées. Dans le cas d'un réseau *ad hoc*, les équipements qui forment le réseau ne sont généralement pas à des hauteurs élevées. Au contraire, dans le cas d'un réseau centralisé, une station de base (ou point d'accès) est présente et sa hauteur est généralement proche de celle du plafond.



On peut donc s'attendre à ce qu'un réseau *ad hoc* soit plus sensible au problème d'obstruction. On trouvera dans [4] une étude théorique proposant l'optimisation des emplacements des *points d'accès* à partir de considérations géométriques pour limiter le problème d'obstruction.

Le calcul des caractéristiques des *séries d'obstructions* a été effectué pour chaque enregistrement jusqu'au moment de fermeture de la porte, pour les mesures avec la position TX à 1.20 m. Le seuil de détection utilisé est 10 dB. Les *séries* sont composées d'une ou deux *obstructions*. Les caractéristiques sont reportées dans le Tableau 6.8.

**TAB. 6.8:** Maison - Caractéristiques des obstructions du scénario à court-terme n° 2

	Antenne	Série 1	Série 2	Série 3
Durée ( $D_{serie}$ )	Cornet	1.558 s	0.718 s	1.500 s
	Patch	0.572 s	0.210 s	-
Amplitude ( $A_{serie}$ )	Cornet	17.4 dB	17.1 dB	16.9 dB
	Patch	13.3 dB	12.2 dB	-

L'effet de diversité des angles d'arrivée lors de l'utilisation d'un patch est particulièrement visible ici. Seules deux *séries d'obstructions* sont détectées avec le patch au lieu de trois lorsque le cornet est utilisé. L'amplitude des *obstructions* est nettement inférieure lorsqu'un patch est utilisé.

Concernant les durées, on peut remarquer, en comparaison avec le scénario n° 1, qu'elles dépassent cette fois-ci les 500 ms atteignant jusqu'à 1.5 s. Ces valeurs supérieures s'expliquent par la vitesse de la personne qui était sans doute plus lente, mais surtout au fait que l'angle formé par le trajet d'onde et le trajet de la personne était moins proche de 90° que dans le scénario n° 1, ce qui augmentait le temps d'obstruction.

## 6.5 Bilan

Ce chapitre a présenté une caractérisation des variations temporelles du canal de propagation à 60 GHz causées par la présence de personnes dans le voisinage des antennes et du trajet direct.

Les corps humains provoquent d'importants pics d'atténuation sur une liaison en visibilité directe (de 15 à 20 dB en moyenne) couramment pendant un temps de l'ordre de quelques centaines de millisecondes. Ce temps peut cependant atteindre des valeurs bien plus grandes. Ces temps sont très supérieurs aux durées des symboles ou des trames qui pourront être utilisés dans les futurs systèmes à très haut débit fonctionnant en bande millimétrique. Une quantité importante de données risque donc d'être perdue lors d'une obstruction par un corps humain.

Globalement, dans un environnement dont l'activité moyenne se situe autour de 5 personnes, il faut s'attendre à des atténuations supplémentaires de plus de 10 dB pendant 2 à 5% du temps. La distribution dans le temps des obstructions dépend forcément de l'activité humaine. Pour la même activité moyenne de 5 personnes, il survient en moyenne 1 à 2 *séries d'obstructions* par minute, avec des pics d'activité provoquant plus de 5 *séries d'obstructions* par minute.

Le rôle des antennes a été analysé. L'utilisation d'antennes ne présentant pas une directivité trop forte (telles que les patchs utilisés lors des mesures) s'avère être intéressante pour réduire l'amplitude et la durée des obstructions. Ce résultat confirme que l'utilisation d'antennes moyennement directives en situation de visibilité est plus intéressante que celle d'antennes très directives.

Pour limiter la probabilité d'obstruction, une solution simple consiste à placer les antennes à une hauteur supérieure à celle des humains. Ceci peut être fait en partie dans la configuration d'un réseau centralisé : la ou les stations de base (ou points d'accès) peuvent être placées en hauteur, suspendues au plafond ou dans le coin d'une pièce. Ceci n'empêche cependant pas les zones d'obstruction possibles autour des terminaux, pour lesquels il est difficile d'imaginer de déporter l'antenne en hauteur (à cause de contraintes pratiques évidentes). Dans le contexte d'un réseau distribué (*ad hoc*), le plafond pourrait être utilisé comme réflecteur.

Dans tous les cas, la question du pointage des antennes se pose (pointage vers une station de base dans le cadre d'un réseau centralisé, ou pointage vers d'autres terminaux dans celui d'un réseau distribué). Pour un système performant il faut envisager des systèmes d'antennes « intelligentes », capables d'orienter leurs faisceaux dans diverses directions. Un degré de liberté en élévation sera nécessaire pour garantir un pointage optimal des antennes.

Ces observations seront reprises et développées dans le chapitre final de ce mémoire.

## Bibliographie

- [1] A. Kato, K. Sato, T. Manabe, et T. Ihara, "Measurement of bi-static scattering characteristics of human body at 60 GHz", *IEEE AP-S International Symposium and URSI Radio Science Meeting*, Baltimore, USA, pp. 290-293, juil. 1996.
- [2] K. Sato, H. Masuzawa, T. Manabe, et T. Ihara, "Measurements of shadowing due to human body at 60 GHz", *Instr. Electron. Inform., Commun. Eng. Spring Conference*, Yokohama, Japan, pp. B-15, mars 1994.
- [3] S. Obayashi et J. Zander, "A body-shadowing model for indoor radio communication environments", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 46, n°6, pp. 920-927, juin 1998.
- [4] K. Sato et T. Manabe, "Estimation of propagation-path visibility for indoor wireless LAN systems under shadowing condition by human bodies", *IEEE Vehicular Technology Conference (VTC)*, Ottawa, Ontario, Canada, vol. 3, pp. 2109-2113, mai 1998.
- [5] M. Flament et M. Unbehaum, "Impact of shadowing fading in a mm-wave band wireless network", *International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications (WPMC)*, Bangkok, Thailand, nov. 2000.
- [6] P. Marinier, G.Y. Delisle, et C.L. Despins, "Influence of human motion on indoor wireless millimeter-wave channel characteristics", *IEEE Vehicular Technology Conference (VTC)*, Phoenix, Arizona, USA, vol. 2, pp. 979-983, 4 mai 1997.
- [7] P. Marinier, G.Y. Delisle, et C.L. Despins, "Temporal variations of the indoor wireless millimeter-wave channel", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 46, n°6, pp. 928-934, juin 1998.
- [8] L. Talbi, "Spatial and Temporal Variations of the Indoor Wireless EHF Channel", *Wireless Personal Communications*, vol. 23, n°1, pp. 161-170, oct. 2002.
- [9] N. Naz et D.D. Falconer, "Temporal Variations Characterization for Fixed Wireless at 29.5GHz", *IEEE Vehicular Technology Conference (VTC)*, Tokyo, Japan, 15 mai 2000.
- [10] T.S. Rappaport, "Mobile Radio Propagation : Small-Scale Fading and Multipath" in *Wireless Communications : Principles and Practice*. Prentice Hall, sect. 4.7.3, pp. 185, 1996.
- [11] R.J.C. Bultitude, R.F. Hahn, et R.J. Davies, "Propagation considerations for the design of an indoor broad-band communications system at EHF", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 47, n°1, pp. 235-245, fev. 1998.

# Chapitre 7

## Modélisation du canal de propagation à 60 GHz

### Sommaire

---

<b>7.1</b>	<b>Introduction</b>	<b>127</b>
<b>7.2</b>	<b>Modélisation de l'atténuation</b>	<b>128</b>
<b>7.3</b>	<b>Modélisation des variations temporelles du canal</b>	<b>130</b>
7.3.1	Durée des <i>séries d'obstructions</i> : $D_{serie}$	132
7.3.2	Pseudo-période des <i>séries d'obstructions</i> : $I_{serie}$	136
7.3.3	Amplitude des <i>séries d'obstructions</i> : $A_{serie}$	139
7.3.4	Temps de montée des <i>séries d'obstructions</i> : $TM_{serie}$	140
7.3.5	Résultats du modèle	141
<b>7.4</b>	<b>Modélisation spatio-temporelle de la réponse impulsionnelle</b>	<b>142</b>
7.4.1	Le modèle de Spencer	144
7.4.2	Détection des trajets	145
7.4.3	Détection des groupes de trajets	146
7.4.4	Utilisation du modèle	154
<b>7.5</b>	<b>Bilan</b>	<b>155</b>
	<b>Bibliographie</b>	<b>156</b>

---

### 7.1 Introduction

Si la caractérisation du canal de propagation permet de guider les choix d'architecture réseaux, elle permet aussi de réaliser les modèles de canaux nécessaires au dimensionnement des chaînes de transmission.

De nombreuses approches de la modélisation du canal existent. Nous n'en ferons pas l'exposé complet ici. Pour une description de ces approches nous renvoyons à [1]. Nous renvoyons également aux nombreuses études de H. Hashemi [2]-[6] sur la modélisation du canal de propagation indoor.

Concernant la propagation à 60 GHz, les études proposant des modèles de propagation sont nettement moins nombreuses que celles exposant des résultats de caractérisation du canal. Certaines de ces études s'intéressent à des applications particulières, telles que les communications inter-véhicules [7, 8]. Parmi celles qui s'adressent au canal indoor, [9] envisage un modèle déterministe incluant une prise en compte statistique de la rugosité des surfaces réfléchissantes. [10] propose un modèle basé sur une structure de filtre à Réponse Impulsionnelle Finie (RIF). Le modèle décrit dans [11] est dérivé du modèle désormais classique de Saleh et Valenzuela [12]. Par ailleurs, de nombreux modèles de lancer de rayons sont également disponibles dans la littérature [13]-[16].

Dans la majorité de ces modèles, la prise en compte des variations temporelles du canal est toujours mise à l'écart. Parfois, ce choix est justifié par le fait que les variations temporelles du canal seraient négligeables car elles seraient lentes comparées aux durées des symboles envisagées pour ces transmissions [11]. On a vu dans le chapitre précédent qu'il n'en était rien. Les quelques modèles prenant en compte l'influence de l'activité humaine utilisent des techniques de lancer de rayons [17, 18]. De même, excepté pour les modèles à lancer de rayons, la dimension angulaire est absente des modèles proposés dans la bande millimétrique.

Dans ce chapitre, nous présentons les résultats de modélisation obtenus à partir de la base de données de mesures présentée au cours des trois chapitres précédents. Ces résultats incluent les dimensions angulaire et temporelle du canal. L'approche retenue est celle de la modélisation statistique, à partir des lois de distribution des différentes caractéristiques du canal déduites des mesures de propagation.

Les premiers résultats présentés concernent la modélisation de l'atténuation, en fonction de la distance TX-RX, puis en fonction de l'activité humaine. Enfin, la modélisation des réponses impulsionnelles incluant la composante angulaire est détaillée. Ce chapitre se termine par une discussion sur les perspectives de ce travail de modélisation.

## 7.2 Modélisation de l'atténuation

La première étape d'une modélisation consiste souvent à établir un modèle de prédiction de l'atténuation à partir de la connaissance de certains paramètres de base, tels que, selon les modèles, la distance TX-RX, la situation de visibilité, la hauteur des antennes, leur gain, *etc.*

Un modèle simple, dérivé de la formule de l'atténuation en espace libre, peut être proposé pour le canal de propagation intra-bâtiment à 60 GHz. Ce modèle est appliqué ici pour rendre compte de l'atténuation calculée sur une bande de 500 MHz. Il est cependant possible d'adapter les valeurs numériques pour décliner ce modèle en *bande étroite* ou pour d'autres largeurs de bande (jusqu'à 500 MHz) :

$$A_{mod} = A_{modGE} \cdot A_{suppl} \cdot A_{modPE} \quad (7.1)$$

avec :

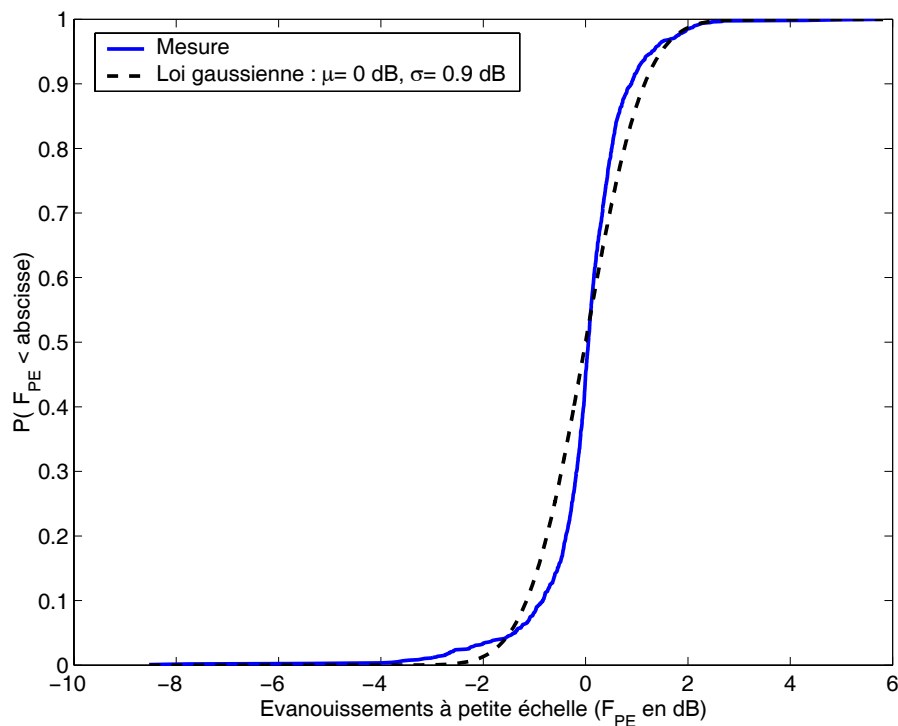
$$A_{modGE} = \left( \frac{2\pi f}{c} \right)^2 \cdot \frac{d^\alpha}{G_{Tx} G_{Rx}}$$

Cette équation est un rappel des équations (3.5) au Chapitre 3 et (5.5) au Chapitre 5, où :

- $f$  est la fréquence centrale : 60 GHz.
- $c$  est la vitesse de la lumière.
- $d$  est la distance TX-RX.
- $\alpha$  est l'exposant d'atténuation, obtenu à partir des mesures (cf. Chapitre 5, section 5.3.4).
- $G_{TX}$  et  $G_{RX}$  sont les gains maximums des antennes.

$A_{suppl}$  est l'atténuation supplémentaire constatée en situation NLOS (cf. Chapitre 5, section 5.3.4). En LOS,  $A_{suppl}$  vaut 1.

$A_{modPE}$  représente les variations de l'atténuation à petite échelle (cf. Chapitre 5, section 5.2). Nous ne sommes pas parvenus à trouver de loi adéquate décrivant précisément la distribution des évanouissements à petite échelle<sup>1</sup>. La forme des fonctions de distribution a tendance à varier selon les configurations d'antennes et de visibilité. Ces fonctions sont parfois symétriques par rapport à leur moyenne, parfois disymétriques. Plutôt que de tenter de trouver une loi particulière pour chaque configuration, nous préférons proposer, en première approximation, une loi gaussienne centrée dont l'écart-type dépend de la configuration d'antennes et la situation de visibilité. On se référera au Tableau 5.1 pour connaître ces écart-types. La Figure 7.1 montre un exemple (configuration LOS avec un cornet en réception) de cette loi gaussienne superposée à la mesure<sup>2</sup>.



**FIG. 7.1:** Fonctions de distribution cumulatives des évanouissements à petite échelle ( $F_{PE}$ ) mesurés et simulés (Bureau et Grotte, Antenne RX Cornet, LOS)

<sup>1</sup>Le test d'ajustement de Kolmogorov-Smirnov a été utilisé lors de ces essais (cf. 7.3

<sup>2</sup>Voir l'équation 5.4 pour la définition de  $F_{PE}$ .

### 7.3 Modélisation des variations temporelles du canal

L'analyse des variations temporelles du canal a principalement porté sur l'atténuation. En effet, il s'agit du premier paramètre auquel on s'intéresse en général, puisqu'il est nécessaire pour établir un bilan de liaison. Il s'avère que les variations de l'atténuation sont sources de difficultés pour la qualité des liaisons très haut débit. L'observation de l'évolution temporelle des profils de puissance reçue en fonction des retards montre que la plupart du temps, tous les trajets de la réponse impulsionnelle sont affectés lors d'une obstruction. Dès lors, la modélisation complète de l'évolution temporelle de la réponse impulsionnelle peut être considérée comme secondaire. Il est à noter tout de même que certains scénarios de mesure à court terme ont révélé qu'il était aussi possible d'assister à la création de nouveaux trajets dans la réponse impulsionnelle, pendant un temps donné, selon les déplacements des personnes présentes dans le canal. Ces apparitions/disparitions de trajets restent peu fréquentes et se remarquent surtout en situation NLOS.

Ces observations justifient le choix du modèle temporel présenté ici. Ce modèle permet de simuler uniquement les variations temporelles de l'atténuation. Ces variations temporelles sont causées par les mouvements au sein du canal. Les antennes, quant à elles, sont fixes.

Le principe adopté est simple. Le canal de propagation subit des *séries d'obstructions* au cours du temps. À partir de la connaissance de la pseudo-période de ces séries, de celle de leur durée, de leur amplitude et de leur temps de montée (et de descente), il est possible de générer aléatoirement des « profils » d'évolution temporelle de l'atténuation. Ceux-ci peuvent être ensuite utilisés en tant que « masques » à appliquer sur une réponse impulsionnelle statique. L'ensemble des trajets d'une RI est affecté par ce modèle, ce qui est conforme à la plupart des cas observés en réalité.

La forme type de ces masques est illustrée à la Figure 7.2. Une *série d'obstructions* est modélisée par un flanc montant (dont la pente est déterminée par le temps de montée,  $TM_{serie}$ ), un niveau constant (réglé par l'amplitude  $A_{serie}$  et la durée  $D_{serie}$  de la *série d'obstructions*), puis par un flanc descendant (dont la pente est déterminée par un temps de descente,  $TD_{serie}$ ). La répétition des *séries d'obstructions* dans le temps est réglée par la pseudo-période  $I_{serie}$ . Les paramètres cités ici dépendent du seuil de détection des *obstructions*. Les résultats qui suivent correspondent au seuil de 10 dB.

Le modèle consiste donc à générer des séries de « masques d'obstruction » de façon aléatoire à partir de la connaissance des statistiques des paramètres entrant en jeu. Les fonctions de distribution cumulatives (FDC) de ces paramètres sont comparées avec celles de plusieurs lois de probabilité courantes, afin de trouver celle qui s'en approche le mieux.

Le test de Kolmogorov-Smirnov (KS) est utilisé à cette fin. Ce test statistique fait partie des tests d'ajustement<sup>3</sup>, dont le but est de vérifier qu'un échantillon provient ou non d'une variable aléatoire de distribution connue. Pour de plus amples détails sur les tests statistiques on se référera à l'annexe A et à [23].

<sup>3</sup> Afin de guider le lecteur, les notions mathématiques utilisées dans les descriptions de ce chapitre seront mises en valeur par l'utilisation d'une police de caractère particulière.

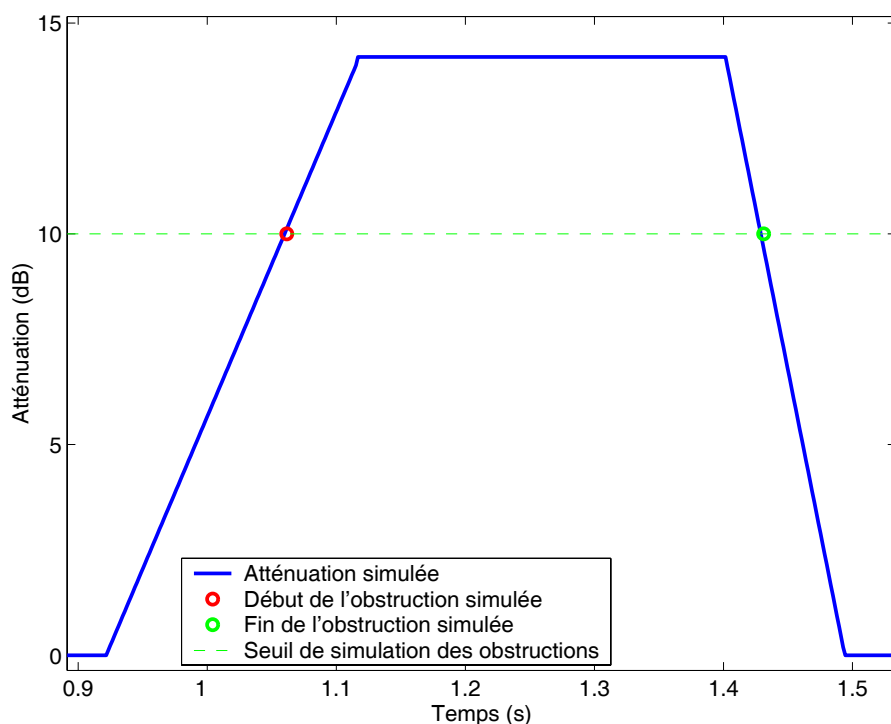


FIG. 7.2: Forme élémentaire du modèle des variations temporelles de l'atténuation

Le test de KS peut se résumer ainsi : soit  $F_n^*$  la FDC empirique d'un échantillon de  $n$  valeurs, et  $F_0$  la FDC d'une variable aléatoire donnée  $X$ . On sait que  $D_n = \sup_x |F_n^*(x) - F_0(x)|$  est asymptotiquement distribué comme suit :

$$P(\sqrt{n}D_n < y) \rightarrow \sum_{-\infty}^{+\infty} (-1)^k e^{-2k^2 y^2} = K(y) \quad (7.2)$$

La fonction  $K(y)$  a été tabulée (voir [23]) et fournit donc un test avec pour hypothèse nulle  $H_0 : F_n^*(x) = F_0(x)$ , et pour hypothèse alternative  $H_1 : F_n^*(x) \neq F_0(x)$ . L'hypothèse nulle est rejetée si  $D_n > \frac{y}{\sqrt{n}}$ ,  $\frac{y}{\sqrt{n}}$  étant la valeur critique du test. C'est une valeur qui a seulement la probabilité  $\alpha$  de se produire.

Dans toute décision statistique il y a un risque d'erreur. On convient généralement de fixer avant le test le risque de première espèce, c'est-à-dire la probabilité de rejeter l'hypothèse nulle alors qu'elle est vraie. Ce risque, noté  $\alpha$ , a été fixé à 5%, une valeur couramment pratiquée. Cela signifie que l'on peut avoir confiance à 95% dans le résultat du test.

Par ailleurs, le test retourne une valeur  $p$  servant d'indice de la qualité du test (cf. annexe A pour sa définition). Cette valeur est forcément supérieure à  $\alpha$  quand  $H_0$  est retenue.



### 7.3.1 Durée des séries d'obstructions : $D_{serie}$

Les FDC de  $D_{serie}$  ont été comparées avec plusieurs lois de probabilités usuelles caractérisées par une forte dissymétrie (lognormale, Weibull, distribution F). Les lois lognormales et, dans une moindre mesure, de Weibull ont donné les meilleurs résultats. Cependant, ni l'une ni l'autre n'a permis de valider toutes les configurations de mesure.

La FDC d'une loi lognormale, de paramètres  $\mu$  et  $\sigma$  s'exprime ainsi :

$$F(x|\mu, \sigma) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \int_0^x \frac{e^{-\frac{(\ln(t)-\mu)^2}{2\sigma^2}}}{t} dt \quad \text{pour } x > 0 \quad (7.3)$$

La fonction de densité de probabilité (FDP) correspondante est :

$$f(x|\mu, \sigma) = \begin{cases} \frac{1}{x\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(\ln(x)-\mu)^2}{2\sigma^2}} & \text{pour } x > 0 \\ 0 & \text{pour } x = 0 \end{cases} \quad (7.4)$$

La valeur moyenne  $m$  et l'écart-type  $s$  d'une loi lognormale se définissent à partir de ses paramètres  $\mu$  et  $\sigma$  de la manière suivante :

$$m = e^{(\mu + \frac{\sigma^2}{2})} \quad (7.5)$$

$$s = \sqrt{e^{(2\mu + \sigma^2)}(e^{\sigma^2} - 1)} = m\sqrt{e^{\sigma^2} - 1} \quad (7.6)$$

La Figure 7.3 montre un exemple typique de tentative de modélisation d'une FDC de  $D_{serie}$  par une loi lognormale (courbe en - · -). Le test de KS est tout juste validé (*i.e.* l'hypothèse  $H_0$  est considérée vraie), mais il apparaît nettement que  $F_0$  s'éloigne de la mesure ( $F^*$ ) pour les valeurs élevées de  $D_{serie}$ . Toutes les configurations ont ceci en commun. Or il est important de pouvoir simuler correctement les longues *obstructions*, car elles ont un impact important sur la qualité des liaisons sans fil à très haut débit.

Nous avons donc mis en œuvre un modèle simple consistant à approcher séparément deux zones des FDC par une loi lognormale. La première zone concerne les « valeurs faibles », c'est-à-dire jusqu'au 90<sup>e</sup> percentile. Les 10% de cas restants constituent la 2<sup>e</sup> zone. Deux FDC séparées sont ainsi constituées avec les valeurs de  $D_{serie}$  de chaque zone. Ces deux FDC sont approchées par des lois de type lognormal. Le choix de la coupure au 90<sup>e</sup> percentile est le résultat de l'observation des FDC empiriques superposées avec les FDC lognormales estimées (comme sur la Figure 7.3). La coupure est choisie à l'endroit où les deux FDC commencent à s'éloigner l'une de l'autre. Pour la modélisation des durées  $D_{serie}$ , cette séparation se situe toujours autour du 90<sup>e</sup> percentile. Pour les autres caractéristiques des *séries d'obstructions*, la coupure pourra se faire à d'autres niveaux, comme on le verra par la suite.

Les résultats de cette approche « par morceaux » sont probants. Toutes les configurations de mesure passent le test KS pour chacune des deux zones d'analyse. La 1<sup>re</sup> loi obtenue pour chaque configuration permet de simuler correctement 90% des cas de figures, et la 2<sup>e</sup> loi rend

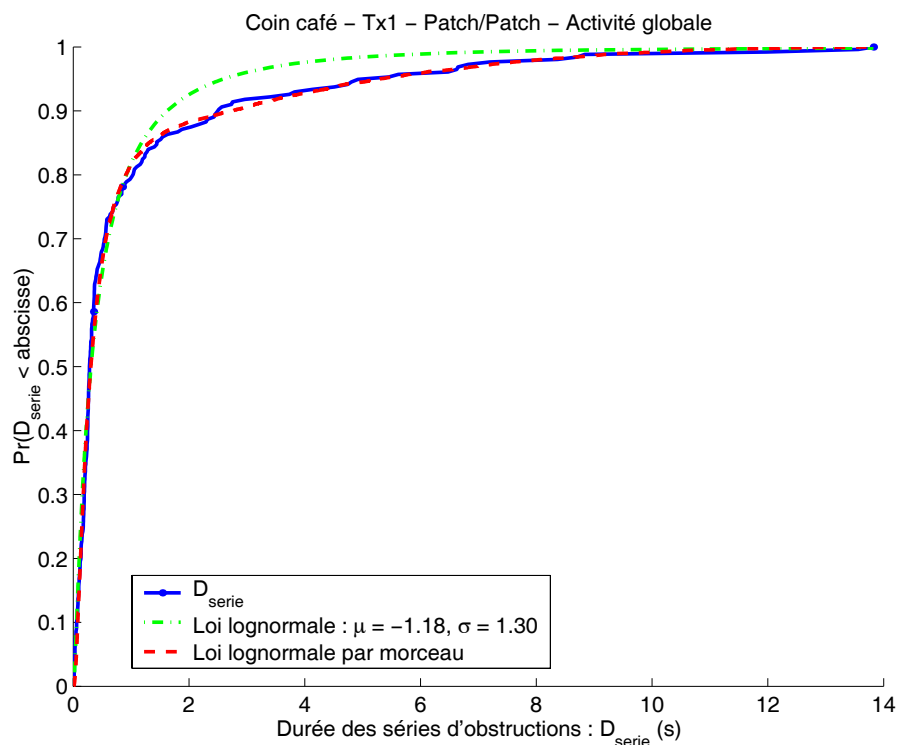


FIG. 7.3: FDC des durées des séries d'obstructions ( $D_{\text{serie}}$ ) et lois lognormales estimées

compte des 10% restant. Enfin, les deux lois obtenues sont réunies afin de former une loi valable dans 100% des cas. Soient  $f_1(x|\mu_1, \sigma_1)$  et  $f_2(x|\mu_2, \sigma_2)$  les densités de probabilité des deux lois modélisant les deux parties de l'échantillon, alors la densité de probabilité de la loi lognormale « par morceau » décrivant l'ensemble de l'échantillon s'écrit ainsi :

$$f(x|\mu_1, \mu_2, \sigma_1, \sigma_2) = 0.9f_1(x|\mu_1, \sigma_1) + 0.1f_2(x|\mu_2, \sigma_2) \quad (7.7)$$

Cette loi lognormale « par morceaux » est alors comparée avec la FDC de  $D_{\text{serie}}$  par test KS. Toutes les configurations de mesure passent le test, ce qui n'était pas le cas avec une loi lognormale globale. Dans les cas où une seule loi lognormale globale suffisait pour passer le test, l'approche décrite ici permet à chaque fois d'améliorer très nettement la qualité du test. La Figure 7.3 en est un exemple (la courbe en -- recouvre beaucoup mieux la courbe empirique que la courbe en -·).

La même procédure a été conduite à partir de la loi Weibull. Les résultats sont également améliorés mais restent moins satisfaisants qu'avec la loi lognormale (les valeurs  $p$  sont systématiquement inférieures à celles obtenues avec les lois lognormales).

Les Tableaux 7.1 et 7.2 montrent les paramètres des lois lognormales retenues pour chaque zone des FDC. Pour générer un échantillon de  $N$  valeurs à partir de ces lois « par morceaux », il suffit de générer  $0.9N$  échantillons (arrondi au plus proche) avec la première des deux lois, et de générer les échantillons restants avec la deuxième loi. Il convient ensuite d'effectuer une

permutation aléatoire sur le vecteur des valeurs ainsi générées pour que les valeurs extrêmes ne restent pas concentrées en fin de vecteur<sup>4</sup>.

**TAB. 7.1:** Paramètres de la loi lognormale « par morceaux » modélisant la distribution de  $D_{serie}$  pour un seuil de détection de 10 dB (position Tx 1)

Activité humaine	Loi	Paramètre $\mu$	Paramètre $\sigma$	Valeur $p$ test KS	Nombre échantillons	Valeurs max. (s)
<b>CC1</b>						
Globale	Loi 1	-1.22	0.97	8.3%	335	2.6
	Loi 2	1.90	0.81	50.1%	38	129.1
1-5 personnes	Loi 1	-1.30	0.85	30.1%	179	1.8
	Loi 2	1.63	1.01	70.3%	20	86.3
6-10 personnes	Loi 1	-1.17	1.17	55.3%	121	4.4
	Loi 2	2.35	0.80	91.6%	14	91.0
11-15 personnes	Loi 1	-0.77	1.41	96.1%	31	3.1
	Loi 2	2.41	0.53	90.5%	4	15.7
<b>PC1</b>						
Globale	Loi 1	-1.35	0.90	10.3%	180	2.2
	Loi 2	1.80	0.89	87.3%	20	42.4
1-5 personnes	Loi 1	-1.40	0.70	41.7%	75	1.6
	Loi 2	1.31	0.63	99.5%	9	9.1
6-10 personnes	Loi 1	-1.14	0.94	100.0%	46	2.3
	Loi 2	1.96	0.72	98.9%	6	42.4
11-15 personnes	Loi 1	-1.12	1.18	91.7%	25	7.5
	Loi 2	2.49	0.21	84.7%	3	18.2
<b>PP1</b>						
Globale	Loi 1	-1.34	1.01	20.8%	230	2.5
	Loi 2	1.68	0.51	99.9%	26	13.8
1-5 personnes	Loi 1	-1.35	0.90	44.5%	105	1.5
	Loi 2	1.59	0.70	100.0%	12	13.6
6-10 personnes	Loi 1	-1.10	0.99	94.7%	24	2.8
	Loi 2	1.57	0.30	99.7%	3	6.8

Dans ces tableaux a été reporté le nombre d'échantillons pour chaque configuration de mesure. Ce nombre, ainsi que la valeur maximale observée, permettent de compléter la valeur  $p$  du test KS pour renseigner sur la pertinence de l'estimation. Pour l'analyse par intensité d'activité ainsi que pour la 2<sup>e</sup> loi, le nombre de valeurs disponibles par FDC est souvent faible (inférieur à 100), ce qui peut diminuer la pertinence du test KS.

On se référera au chapitre précédent sur la caractérisation du canal pour l'analyse des variations de  $D_{serie}$  selon les configurations de mesure et selon l'activité. Les différences selon les configurations d'antennes sont faibles. Il est possible de grouper les données par position TX et

<sup>4</sup>Pour une génération en temps réel, il suffit de tirer les valeurs une par une. Un premier tirage aléatoire détermine quelle loi est utilisée (probabilité 0.9 pour la loi 1 et 0.1 pour la loi 2), un second tirage à partir de cette loi détermine la valeur générée.

**TAB. 7.2:** Paramètres de la loi lognormale « par morceaux » modélisant la distribution de  $D_{serie}$  pour un seuil de détection de 10 dB (positions Tx 2 et Tx 3)

Activité humaine	Loi	Paramètre $\mu$	Paramètre $\sigma$	Valeur $p$ test KS	Nombre échantillons	Valeurs max. (s)
<b>PC2</b>						
Globale	Loi 1	-0.9	0.96	13.3%	140	3.6
	Loi 2	2.54	1.14	88.2%	16	68.4
1-5 personnes	Loi 1	-0.79	1.08	13.2%	76	5.0
	Loi 2	3.07	0.61	99.9%	9	68.4
6-10 personnes	Loi 1	-0.94	0.95	75.9%	64	1.7
	Loi 2	1.68	1.07	98.4%	8	30.2
<b>PP2</b>						
Globale	Loi 1	-1.97	1.14	99.4%	122	2.0
	Loi 2	2.34	1.15	97.1%	14	41.6
1-5 personnes	Loi 1	-2.29	0.92	88.4%	52	0.8
	Loi 2	0.49	0.71	97.5%	6	9.9
6-10 personnes	Loi 1	-1.41	1.51	83.4%	54	12.5
	Loi 2	3.25	0.36	98.4%	6	41.6
<b>CC3</b>						
Globale	Loi 1	-1.02	1.61	91.1%	126	5.3
	Loi 2	2.41	0.79	51.1%	14	47.6
<b>PC3</b>						
Globale	Loi 1	-1.13	1.07	96.1%	154	2.1
	Loi 2	1.77	0.84	81.9%	18	24.4

d'établir des lois généralisées par intensité d'activité. Ces lois généralisées sont présentées dans le Tableau 7.3. Entre les deux positions LOS (Tx 1 et Tx 2), la différence est très faible sur la loi 1. Elle est par contre plus sensible sur la loi 2 modélisant les pires cas.

**TAB. 7.3:** Paramètres de la loi lognormale générales pour chaque position TX pour la modélisation de  $D_{serie}$ , en fonction de l'activité humaine

Activité humaine	Loi	Paramètre $\mu$	Paramètre $\sigma$	Valeur $p$ test KS	Nombre échantillons	Valeurs max. (s)
<b>Tx 1</b>						
1-5 personnes	Loi 1	-1.36	0.88	9.3%	360	1.8
	Loi 2	1.57	0.79	74.2%	40	86.3
6-10 personnes	Loi 1	-1.13	1.09	56.6%	192	3.6
	Loi 2	2.16	0.75	78.8%	22	91.0
11-15 personnes	Loi 1	-0.95	1.33	94.7%	59	7.0
	Loi 2	2.45	0.18	75.8%	7	18.2
<b>Tx 2</b>						
1-5 personnes	Loi 1	-1.40	1.14	68.8%	128	3.1
	Loi 2	2.29	0.94	93.4%	15	68.4
6-10 personnes	Loi 1	-1.14	1.22	76.4%	118	3.3
	Loi 2	2.78	0.72	97.7%	14	41.6
<b>Tx 3</b>						
Globale	Loi 1	-1.08	1.23	91.2%	280	3.3
	Loi 2	2.17	0.73	93.3%	32	47.6

### 7.3.2 Pseudo-période des séries d'obstructions : $I_{serie}$

Comme cela a été décrit au chapitre précédent sur la caractérisation du canal variant en temps, la pseudo-période d'apparition des séries d'obstructions peut prendre des valeurs dans une plage très large, de quelques secondes à quelques dizaines de minutes. Après plusieurs tests avec divers lois, la loi lognormale est retenue. Le test KS est validé pour toutes les configurations de mesure. Cependant le même phénomène que celui décrit précédemment pour les durées est constaté (voir Figure 7.3). Le recours à une modélisation en deux zones permet ici aussi d'améliorer très sensiblement l'accord entre les données de mesure et la simulation. Contrairement aux durées, il a été nécessaire d'optimiser la séparation des deux zones, en fonction de la forme des FDC. Le pourcentage de séparation est noté  $L_{\%}$ . Ce pourcentage est optimisé en testant tous les cas de  $L_{\%}$  entre 50 et 100% par pas de 5%. Le couple de lois retenu est celui qui maximise la valeur  $p$  du test KS réalisé entre l'échantillon des pseudo-périodes et le couple de lois.

Les Tableaux 7.4 et 7.5 listent les estimations des paramètres  $\mu$  et  $\sigma$  des deux lois lognormales permettant de valider au mieux le test KS. Les pourcentages de séparation entre les deux lois sont également indiqués dans le tableau. Les résultats sont présentés pour l'activité humaine globale et pour chaque intensité d'activité.

**TAB. 7.4:** Paramètres de la loi lognormale « par morceaux » modélisant la distribution de  $I_{serie}$  pour un seuil de détection de 10 dB (position Tx 1)

Activité humaine	Loi ( $L\%$ )	Paramètre $\mu$	Paramètre $\sigma$	Valeur $p$ test KS	Nombre échantillons	Valeurs max. (s)
<b>CC1</b>						
Globale	Loi 1 (75%)	1.97	0.81	85.3%	279	35.3
	Loi 2 (25%)	4.55	0.63	71.1%	93	523.4
1-5 personnes	Loi 1 (70%)	1.98	0.69	91.5%	115	22.2
	Loi 2 (30%)	4.01	0.65	77.9%	50	314.6
6-10 personnes	Loi 1 (75%)	1.67	0.75	74.1%	84	15.7
	Loi 2 (25%)	3.82	0.81	92.2%	29	217.6
11-15 personnes	Loi 1 (75%)	1.56	0.44	99.0%	24	10.3
	Loi 2 (25%)	2.68	0.39	87.8%	8	27.7
<b>PC1</b>						
Globale	Loi 1 (60%)	1.93	0.88	78.5%	119	27.5
	Loi 2 (40%)	4.61	0.91	62.1%	80	860.0
1-5 personnes	Loi 1 (80%)	1.99	0.98	94.8%	53	48.4
	Loi 2 (20%)	4.90	0.88	94.3%	14	645.5
6-10 personnes	Loi 1 (100%)	2.63	1.44	88.7%	44	668.2
11-15 personnes	Loi 1 (70%)	1.19	0.46	90.2%	17	9.7
	Loi 2 (30%)	3.40	0.85	75.5%	8	129.7
<b>PP1</b>						
Globale	Loi 1 (60%)	1.82	0.76	69.9%	153	20.8
	Loi 2 (40%)	4.29	0.90	43.5%	102	878.7
1-5 personnes	Loi 1 (90%)	2.18	0.98	83.8%	88	66.0
	Loi 2 (10%)	5.15	0.67	100.0%	10	849.1
6-10 personnes	Loi 1 (70%)	1.64	0.69	99.7%	12	12.0
	Loi 2 (30%)	4.25	0.51	99.2%	6	130.6

**TAB. 7.5:** Paramètres de la loi lognormale « par morceaux » modélisant la distribution de  $I_{serie}$  pour un seuil de détection de 10 dB (positions Tx 2 et Tx 3)

Activité humaine	Loi	Paramètre $\mu$	Paramètre $\sigma$	Valeur $p$ test KS	Nombre échantillons	Valeurs max. (s)
<b>PC2</b>						
Globale	Loi 1 (75%)	2.40	0.88	94.7%	117	47.2
	Loi 2 (25%)	4.67	0.56	96.8%	39	310.6
1-5 personnes	Loi 1 (85%)	2.40	0.96	97.5%	62	58.4
	Loi 2 (15%)	4.89	0.55	99.9%	12	310.6
6-10 personnes	Loi 1 (85%)	2.45	0.91	97.0%	55	80.9
	Loi 2 (15%)	4.82	0.27	98.0%	10	239.4
<b>PP2</b>						
Globale	Loi 1 (100%)	3.39	1.55	82.6%	136	1327.8
1-5 personnes	Loi 1 (100%)	3.28	1.49	94.4%	46	787.0
6-10 personnes	Loi 1 (65%)	2.27	0.74	96.4%	34	37.9
	Loi 2 (35%)	4.38	0.48	99.8%	19	213.1
<b>CC3</b>						
Globale	Loi 1 (90%)	2.54	1.09	99.9%	126	153.7
	Loi 2 (10%)	5.56	0.42	97.3%	14	963.0
<b>PC3</b>						
Globale	Loi 1 (90%)	2.27	1.13	55.1%	154	89.7
	Loi 2 (10%)	5.20	0.50	98.7%	18	570.6

Comme cela avait déjà été noté dans la phase de caractérisation, il est difficile de détecter l'influence du type d'antennes à partir des quelques configurations de mesure disponibles. Seule la configuration PP2 s'éloigne des autres. L'influence de l'intensité de l'activité étant dominante, les configurations sont regroupées par position TX et analysées ensemble. Les paramètres des lois lognormales obtenues sont listés dans le Tableau 7.6.

**TAB. 7.6:** Paramètres de la loi lognormale « par morceaux » généralisées pour chaque position TX pour la modélisation de  $I_{serie}$ , en fonction de l'activité humaine

Activité humaine	Loi	Paramètre $\mu$	Paramètre $\sigma$	Valeur $p$ test KS	Nombre échantillons	Valeurs max. (s)
<b>Tx 1</b>						
1-5 personnes	Loi 1 (85%)	2.16	0.93	71.0%	280	56.2
	Loi 2 (15%)	4.81	0.61	54.2%	50	849.1
6-10 personnes	Loi 1 (80%)	1.86	0.82	82.4%	140	38.4
	Loi 2 (20%)	4.33	0.55	75.8%	35	668.2
11-15 personnes	Loi 1 (90%)	1.65	0.67	96.7%	51	20.2
	Loi 2 (10%)	3.82	0.83	87.4%	6	129.7
<b>Tx 2</b>						
1-5 personnes	Loi 1 (80%)	2.48	0.98	99.6%	96	71.8
	Loi 2 (20%)	5.06	0.51	99.7%	24	787.0
6-10 personnes	Loi 1 (65%)	2.19	0.68	94.5%	76	27.3
	Loi 2 (35%)	4.24	0.65	85.1%	42	239.4
<b>Tx 3</b>						
Globale	Loi 1 (90%)	2.41	1.10	74.7%	280	111.7
	Loi 2 (10%)	5.37	0.47	92.5%	32	963.0

### 7.3.3 Amplitude des séries d'obstructions : $A_{serie}$

Les distributions des amplitudes sont plus symétriques par rapport à leur moyenne que les paramètres précédemment étudiés. Une loi gaussienne s'est avérée donner une bonne représentation des variations de  $A_{serie}$  exprimée en décibels. Le Tableau 7.7 présente les paramètres des lois gaussiennes obtenues pour chaque configuration de mesure. L'amplitude des séries d'obstructions ne variant presque pas en fonction de l'intensité de l'activité (voir la section 6.3.4 au chapitre précédent), les résultats sont uniquement présentés pour l'activité globale. Deux configurations de mesure n'ont pas été validées par le test KS (PP2 et PC3). Ces configurations présentent une répartition atypique des valeurs de  $A_{serie}$ , qu'il n'est pas aisé d'approcher.

Ces deux configurations exceptées, la loi gaussienne permet de représenter de façon satisfaisante l'amplitude des séries d'obstructions (en dB<sup>5</sup>). La manière dont l'amplitude des séries d'obstructions dépendait des types d'antennes et de la situation de visibilité a été décrite au chapitre précédent. On peut résumer ces observations en trois situations : LOS Cornet (c'est-à-dire incluant l'utilisation d'au moins une antenne cornet), LOS Patch (sans utilisation d'antennes cornets) et NLOS (quelles que soient les antennes), dont les lois de probabilité sont respectivement :

<sup>5</sup>Sur une échelle linéaire, l'amplitude suit donc une loi lognormale.



- LOS Cornet :  $\mu = 20.0$  dB,  $\sigma = 4.2$  dB.
- LOS Patch :  $\mu = 15.6$  dB,  $\sigma = 3.1$  dB.
- NLOS :  $\mu = 17.5$  dB,  $\sigma = 5.3$  dB.

**TAB. 7.7:** Paramètres de la loi normale modélisant la distribution de  $A_{serie}$  pour un seuil de détection de 10 dB et pour l'activité humaine globale

Configuration	Moyenne $\mu$ (dB)	Écart-type $\sigma$ (dB)	Valeur $p$ test KS	Nombre échantillons
CC1	19.29	4.16	68.4%	373
PC1	21.82	3.60	28.9%	200
PP1	15.57	3.08	76.3%	255
PC2	19.55	4.27	56.6%	156
PP2	-	-	-	135
CC3	17.48	5.32	24.4%	139
PC3	-	-	-	172

### 7.3.4 Temps de montée des séries d'obstructions : $TM_{serie}$

Les derniers paramètres nécessaires à la génération de profils de variations temporelles de l'atténuation sont les temps de montée et de descente des séries d'obstructions. Dans notre cas, les temps de descente ont, en toute logique, les mêmes caractéristiques statistiques que les temps de montée. Les résultats présentés ici sur les temps de montée sont donc applicables pour les temps de descente.

La loi lognormale a donné les meilleurs résultats, mais toutes les configurations ne passaient cependant pas le test. Nous avons eu recours à la même modélisation que pour la durée des séries d'obstructions : une modélisation « par morceaux ».

Le Tableau 7.8 présente les résultats de cette modélisation. La loi 1 permet de simuler 90% des valeurs de  $TM_{series}$  (les plus faibles). La loi 2 permet de générer les 10% de valeurs restantes (les plus fortes). Le temps de montée ne dépendant pas de l'activité humaine (cf. section 6.3.6 Chapitre 6), la modélisation est effectuée à partir de l'ensemble des mesures, toutes activités confondues.

L'analyse des résultats sur les temps de montée rapportée au chapitre précédent permet de distinguer trois cas de figures, les mêmes que pour l'analyse sur l'amplitude : LOS Cornet, LOS Patch, et NLOS. Les configurations de mesure correspondantes sont donc regroupées et traitées ensemble pour déterminer des lois généralisées pour ces trois cas de figures :

- LOS Cornet :
  - Loi lognormale 1 :  $\mu = -2.40$ ,  $\sigma = 0.72$ .
  - Loi lognormale 2 :  $\mu = 0.04$ ,  $\sigma = 0.67$ .
- LOS Patch :
  - Loi lognormale 1 :  $\mu = -2.23$ ,  $\sigma = 0.78$ .
  - Loi lognormale 2 :  $\mu = 0.16$ ,  $\sigma = 0.59$ .
- NLOS :

**TAB. 7.8:** Paramètres de la loi lognormale « par morceaux » modélisant la distribution de  $TM_{serie}$  pour un seuil de détection de 10 dB et pour l'activité humaine globale

Configuration	Loi	Paramètre	Paramètre	Valeur $p$ test KS	Nombre d'échantillons
		$\mu$	$\sigma$		
CC1	Loi 1	-2.31	0.73	62.8%	333
	Loi 2	0.44	0.69	78.9%	38
PC1	Loi 1	-2.63	0.69	42.3%	170
	Loi 2	-0.41	0.51	89.2%	19
PP1	Loi 1	-2.44	0.64	91.4%	223
	Loi 2	-0.33	0.57	68.1%	25
PC2	Loi 1	-2.43	0.73	99.9%	135
	Loi 2	-0.56	0.53	51.2%	16
PP2	Loi 1	-1.68	0.81	99.0%	117
	Loi 2	0.83	0.54	93.6%	13
CC3	Loi 1	-2.21	0.91	97.1%	124
	Loi 2	0.14	0.70	87.6%	14
PC3	Loi 1	-2.11	0.99	89.1%	153
	Loi 2	0.16	0.49	94.8%	17

- Loi lognormale 1 :  $\mu = -2.15$ ,  $\sigma = 0.94$ .
- Loi lognormale 2 :  $\mu = 0.19$ ,  $\sigma = 0.56$ .

### 7.3.5 Résultats du modèle

Les lois dégagées à partir des mesures sont utilisées pour générer des profils de variation de l'atténuation en fonction du temps. Les paramètres d'entrée du modèle sont : la configuration d'antennes à simuler, l'intensité de l'activité humaine et la durée de simulation. Les débuts des *séries d'obstructions* sont générés en premier lieu, à partir de la connaissance de la pseudo-période et de la durée de la simulation. Sont ensuite générés, les durées, les temps de montée et de descente, ainsi que les amplitudes. Il peut arriver que  $D_{serie}$  soit supérieure à  $I_{serie}$ . Pour éviter un recouvrement entre deux *séries d'obstructions*, les durées générées sont permutées aléatoirement de manière à ce qu'elles soient toujours inférieures aux pseudo-périodes.

La Figure 7.4 présente un exemple de profil généré. En observant sur une durée similaire à celle des mesures (40 minutes), il est possible de constater que l'aspect des profils générés ressemble à celui des mesures.

Les statistiques des caractéristiques des *séries d'obstructions* simulées sont résumées dans le Tableau 7.9. Chaque cas de figure (LOS Cornet, LOS Patch, et NLOS) est traité. Les valeurs sont comparées avec celles issues du traitement des mesures (cf. chapitre précédent, section 6.3). L'écart entre les deux est reporté dans le tableau à la colonne intitulée  $\epsilon_{mes/sim}$ . Le modèle rend compte plus fidèlement des situations LOS que NLOS. L'amplitude est le paramètre le mieux reproduit (erreur de 2.3% en moyenne pour les situations LOS, et de 4.7% en NLOS). Le temps

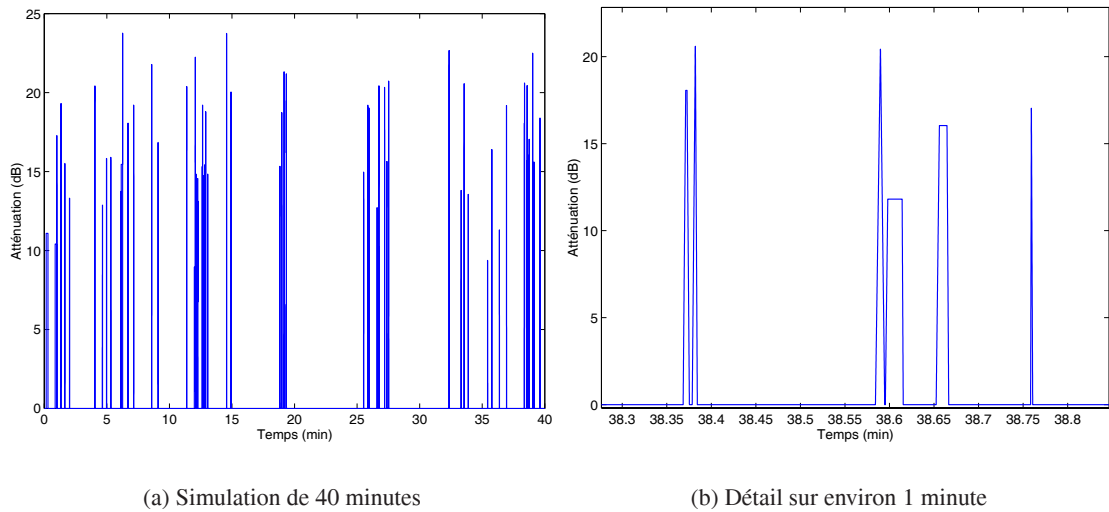


FIG. 7.4: Variations de l'atténuation simulée pour une configuration PP, en présence de 1-5 personnes

de montée est également bien évalué par le modèle (erreur de 3.4% en LOS et 6.5% en NLOS). L'écart entre mesure et simulation est plus important sur les paramètres de durée et de pseudo-période des *séries d'obstructions* : 6.3% en moyenne sur la durée en LOS (9.8% en NLOS), et 6.2% sur la pseudo-période en LOS (5.3% en NLOS).

On peut remarquer que le modèle s'éloigne plus de la mesure pour la simulation d'une intensité d'activité humaine supérieure à 10 personnes. Ceci était prévisible étant données les courtes durées d'observation du canal pour cette intensité d'activité (inférieures à 15 minutes).

## 7.4 Modélisation spatio-temporelle de la réponse impulsionnelle

Les campagnes de mesures présentées aux chapitres précédents incluaient une caractérisation angulaire du côté de la réception. Une modélisation spatio-temporelle du canal est donc possible à partir de ces mesures. Plusieurs modèles incluant la dimension angulaire du canal ont été proposés dans la littérature [1]. Ces modèles sont de type géométrique ou statistique. Les modèles s'appliquant aux environnements indoor sont assez peu nombreux. Certains modèles sont parfois complexes et il est délicat de les paramétrer correctement pour permettre une adaptation aisée à d'autres situations que celles pour lesquelles ils ont été développés (autre gamme de fréquences par exemple). Le modèle de Zwick [21] est un exemple d'un modèle indoor complet mais délicat à paramétrer. Parmi les modèles indoor, celui de Spencer [19, 20] a été retenu pour sa simplicité d'adaptation. Ce modèle repose par ailleurs sur un modèle maintenant amplement reconnu dans le domaine, celui de Saleh et Valenzuela [12].

Nous présentons tout d'abord le modèle de Spencer, puis l'adaptation que nous en avons faite pour le canal intra-bâtiment à 60 GHz.

**TAB. 7.9:** Statistiques des caractéristiques des séries d'obstructions simulées à partir du modèle (Durée simulée : 12h)

Caractéristiques	Médiane		P90 <sup>a</sup>		P95	
	Modèle	$\epsilon_{mes/sim}^b$	Modèle	$\epsilon_{mes/sim}^b$	Modèle	$\epsilon_{mes/sim}^b$
LOS Cornet, toute activité	$N_{serie}^c$ : 3595					
Amplitude ( $A_{serie}$ )	19.98 dB	-2.1%	25.29 dB	2.6%	26.93 dB	3.5%
Temps de montée ( $TM_{serie}$ )	99 ms	3.1%	37 ms	-0.8%	29 ms	2.5%
LOS Patch, toute activité	$N_{serie}$ : 1597					
Amplitude ( $A_{serie}$ )	15.73 dB	2.5%	19.49 dB	-1.9%	20.60 dB	-1.4%
Temps de montée ( $TM_{serie}$ )	118 ms	2.9%	41 ms	4.9%	30 ms	-6.3%
LOS Cornet ou Patch, 1-5 personnes	$N_{serie}$ : 1017					
Taux d'appartition ( $R_{serie}$ )	1 série/min	-5.3% <sup>d</sup>	4 séries/min	3.9% <sup>d</sup>	5 séries/min	-7.9% <sup>d</sup>
Durée ( $D_{serie}$ )	0.287 s	3.7%	1.764 s	-2.1%	4.723 s	2.6%
Taux d'indisponibilité brut ( $TI$ )	2.2 %	-12.0%				
LOS Cornet ou Patch, 6-10 personnes	$N_{serie}$ : 1428					
Taux d'appartition ( $R_{serie}$ )	2 séries/min	-4.1% <sup>d</sup>	5 séries/min	10.7% <sup>d</sup>	6 séries/min	11.1% <sup>d</sup>
Durée ( $D_{serie}$ )	0.390 s	15.0%	3.817 s	0.5%	8.277 s	7.5%
Taux d'indisponibilité brut ( $TI$ )	5.7%	4.6%				
LOS Cornet ou Patch, 11-15 personnes	$N_{serie}$ : 3595					
Taux d'appartition ( $R_{serie}$ )	4 séries/min	4.3% <sup>d</sup>	10 séries/min	-8.1% <sup>d</sup>	11 séries/min	0.4% <sup>d</sup>
Durée ( $D_{serie}$ )	0.497 s	10.1%	7.598 s	2.4%	12.897 s	13.2%
Taux d'indisponibilité brut ( $TI$ )	15.8%	70.0%				
NLOS, toute activité	$N_{serie}$ : 1069					
Taux d'appartition ( $R_{serie}$ )	1 série/min	-2.5% <sup>d</sup>	4 séries/min	-12.3% <sup>d</sup>	5 séries/min	1.0% <sup>d</sup>
Durée ( $D_{serie}$ )	0.403 s	1.0%	4.238 s	26.8%	9.850 s	-1.6%
Amplitude ( $A_{serie}$ )	15.87 dB	4.6%	21.91 dB	1.1%	23.67 dB	-8.3%
Temps de montée ( $TM_{serie}$ )	129 ms	-9.3%	36 ms	6.5%	24 ms	-3.6%
Taux d'indisponibilité brut ( $TI$ )	4.5%	16.0%				

<sup>a</sup>Les colonnes P90 et P95 contiennent respectivement P10 et P5 dans le cas du temps de montée

<sup>b</sup>Écart entre la valeur mesurée ( $v_{mes}$ ) et la valeur simulée ( $v_{sim}$ ) :  $\epsilon_{mes/sim} = \frac{v_{sim} - v_{mes}}{v_{mes}}$

<sup>c</sup>Nombre de séries d'obstructions simulées pendant la durée de la simulation

<sup>d</sup>La comparaison entre mesure et simulation est réalisée ici sur les valeurs de la pseudo-période ( $I_{serie}$ ).

### 7.4.1 Le modèle de Spencer

Le modèle de Spencer a été paramétré initialement par des mesures à 7 GHz. Il repose sur le constat d'un double phénomène de groupe (*cluster* dans les publications anglo-saxonnes) : les trajets arrivent en groupe à la fois dans le domaine des retards (comme dans le modèle de Saleh et Valenzuela) et dans le domaine angulaire. Spencer suppose que les distributions des retards et des angles d'arrivée sont indépendantes l'une de l'autre (ce qu'il vérifie ensuite à partir des mesures). Le profil de puissance de la réponse impulsionnelle  $p(t, \theta)$ <sup>19</sup> peut donc s'écrire :  $h(t)h(\theta)$ . La modélisation des deux fonctions s'effectue alors séparément.

La modélisation de  $h(t)$  est conforme au modèle de Saleh et Valenzuela :

$$h(t) = \sum_{l=0}^{\infty} \sum_{k=0}^{\infty} \beta_{lk} e^{j\phi_{lk}} \delta(t - T_l - \tau_{lk}) \quad (7.8)$$

où la somme sur  $l$  représente les groupes de trajets, et la somme sur  $k$  les trajets au sein de chaque groupe. Le terme de phase est statistiquement indépendant des autres termes, et  $\phi_k$  est modélisée par une distribution uniforme sur  $[0, 2\pi[$ . La puissance moyenne des trajets suit une double décroissance exponentielle en fonction des retards des groupes et en fonction des retards des trajets :

$$\overline{\beta_{lk}^2} = \overline{\beta_{00}^2} e^{-T_l/\Gamma} e^{-\tau_{lk}/\gamma} \quad (7.9)$$

où  $\overline{\beta_{00}^2}$  est la puissance moyenne du premier trajet du premier groupe (défini à partir de la distance TX-RX),  $\Gamma$  et  $\gamma$  sont les constantes de temps pour l'atténuation de la puissance, respectivement, des groupes et des trajets. Les amplitudes  $\beta_k$  sont supposées subir des évanouissements de Rayleigh.

Le nombre de groupes de trajets ainsi que le nombre de trajets par groupe suivent chacun un processus de Poisson. L'écart temporel entre deux groupes consécutifs, ainsi que l'écart temporel entre deux trajets consécutifs à l'intérieur d'un groupe suivent donc une loi exponentielle décroissante.

La densité de probabilité conditionnelle des retards des groupes est définie par :

$$p(T_l | T_{l-1}) = \begin{cases} \Lambda e^{-\Lambda(T_l - T_{l-1})} & l \in \mathbb{N}^* \text{ et } T_l \geq T_{l-1} \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \quad (7.10)$$

où  $T_l$  est le retard du groupe  $l$  et  $\Lambda$  est le taux moyen d'arrivée des groupes (nombre moyen de groupes par unité de temps) du processus de Poisson.

La densité de probabilité conditionnelle des retards des trajets à l'intérieur d'un groupe est définie par :

$$p(\tau_{lk} | \tau_{l(k-1)}) = \begin{cases} \lambda e^{-\lambda(\tau_{lk} - \tau_{l(k-1)})} & k \in \mathbb{N}^* \text{ et } \tau_{lk} \geq \tau_{l(k-1)} \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \quad (7.11)$$

<sup>19</sup>Dans cette section, les notations sont celles utilisées par Spencer afin de simplifier la lecture pour qui est familier avec le modèle. Ainsi, la variable  $t$  désigne ici l'axe des retards dans la RI.

où  $\tau_{lk}$  est le retard du trajet  $k$  appartenant au groupe  $l$  (retard relatif au premier trajet du groupe), et  $\lambda$  est le taux moyen d'arrivée des trajets (nombre moyen de trajets par unité de temps) du processus de Poisson.

Spencer complète le modèle temporel de Saleh et Valenzuela en proposant une représentation de la RI similaire dans le domaine angulaire :

$$h(\theta) = \sum_{l=0}^{\infty} \sum_{k=0}^{\infty} \beta_{lk} \delta(\theta - \Theta_l - \omega_{lk}) \quad (7.12)$$

où  $\Theta_l$  est l'angle moyen d'arrivée du groupe  $l$ , et  $\omega_{lk}$  est l'angle du trajet  $k$  au sein du groupe  $l$ . Les amplitudes  $\beta_{lk}$  sont les mêmes que précédemment, telles que définies à l'équation (7.9). Les angles d'arrivée moyens des groupes suivent une distribution uniforme sur  $[0, 2\pi[$  et les angles d'arrivée associés à chaque trajet suivent une distribution laplacienne (modulo  $2\pi$ ) d'écart-type  $\sigma$ , centrée sur l'angle moyen du groupe auquel le trajet est associé :

$$p(\omega) = \frac{1}{\sqrt{2}\sigma} e^{-\frac{\sqrt{2}|\omega - \Theta_l|}{\sigma}} \quad (7.13)$$

### 7.4.2 Détection des trajets

Le premier stade pour la modélisation consiste à extraire les caractéristiques des trajets à partir des réponses impulsionnelles mesurées. Ces caractéristiques sont : le temps d'arrivée, l'angle d'arrivée et la puissance. La précision de cette extraction est limitée par la résolution de la mesure : en retard par la résolution temporelle (2.3 ns pour nos mesures), en angle par la résolution angulaire ( $6^\circ$  pour nos mesures). Des techniques dites « de haute résolution » peuvent améliorer ces résolutions et ainsi augmenter la précision de la modélisation. Nous n'avons cependant pas eu recours à ces techniques pour des questions de temps principalement. L'utilisation d'un algorithme « haute résolution » nécessite une attention particulière sur les conditions d'acquisition des mesures (connaissance précise des diagrammes de rayonnement des antennes par exemple), ce qui prend du temps. Ce travail pourra faire l'objet d'une étude future.

L'algorithme de détection des trajets qui a été développé repose sur une recherche des maxima locaux significatifs des profils de puissance angles-retards obtenus par les mesures réalisées durant les campagnes n° 2, 3 et 4. Tous les maxima locaux ne sont pas systématiquement considérés comme des trajets. Pour être validé comme trajet, un critère sur le gradient est défini comme suit : Soit  $\vec{g}(t, \theta)$  le gradient au point  $(t, \theta)$  :

$$\begin{aligned} \vec{g}(t, \theta) &= \frac{\partial p(t, \theta)}{\partial t} \vec{i}_t + \frac{\partial p(t, \theta)}{\partial \theta} \vec{i}_\theta \\ \vec{g}(t, \theta) &= g_t(t, \theta) \vec{i}_t + g_\theta(t, \theta) \vec{i}_\theta \end{aligned} \quad (7.14)$$

Les composantes du gradient sur les axes retards et angles,  $g_t(t, \theta)$  et  $g_\theta(t, \theta)$ , dans le voisinage du maximum doivent être supérieures à un seuil déterminé empiriquement pour que le maximum soit validé comme étant un trajet, ce qui se formule ainsi :

$$|g_t(t, \theta_0)| > S t_\epsilon \quad t \in \{t_0 - \epsilon, t_0 + \epsilon\} \quad \epsilon > 0 \quad (7.15)$$

$$|g_\theta(t_0, \theta)| > S \theta_\epsilon \quad \theta \in \{\theta_0 - \epsilon, \theta_0 + \epsilon\} \quad \epsilon > 0 \quad (7.16)$$

où  $t_0$  et  $\theta_0$  sont les coordonnées du maximum local.

Le but de ce critère est d'éviter, ou de limiter très fortement, les fausses détections.

Les seuils  $St_c$  et  $S\theta_c$  sont des résultats expérimentaux, optimisés à partir de l'observation de plusieurs cas. La détection des maxima locaux est effectuée après l'application d'un seuil sur le profil de puissance angles-retards correspondant à la dynamique de mesure.

La Figure 7.5 présente un exemple de profil de puissance angles-retards. Le résultat de la détection des trajets est superposé au profil de puissance sous forme de flèches symbolisant des impulsions de Dirac.

Détection des trajets (Maison meublée, Tx1, Rx4, Cornet V)

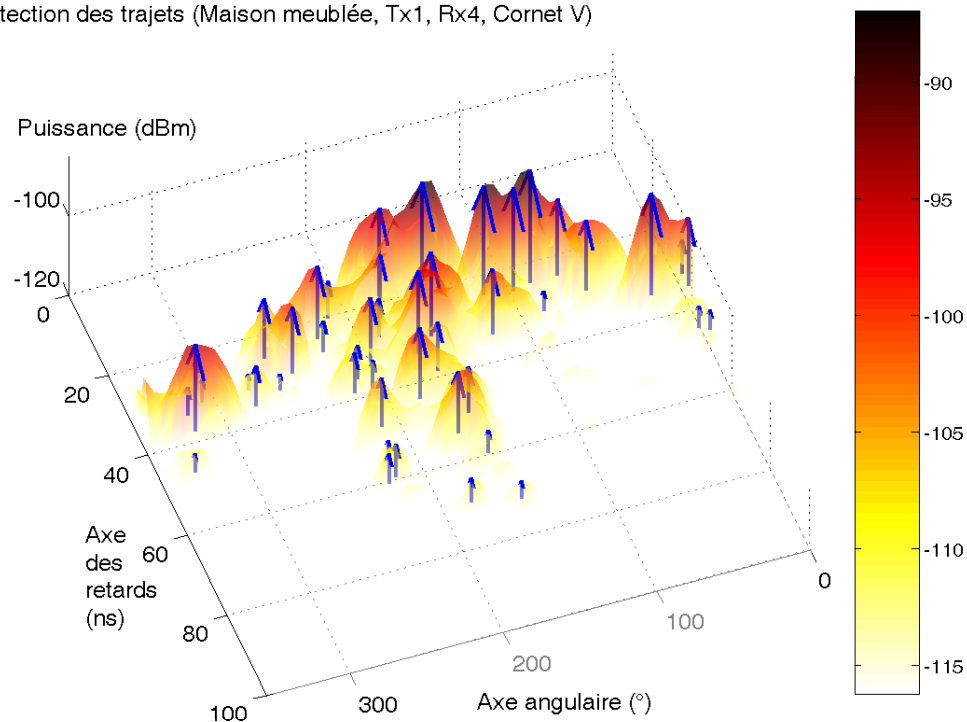


FIG. 7.5: Détection des trajets sur un profil de puissance angles-retards

### 7.4.3 Détection des groupes de trajets

Les caractéristiques des trajets étant connues, il convient de déterminer les répartitions en groupe de trajets. Cette question est délicate et pose un véritable problème. En effet, si la répartition en groupe est quelque chose d'aisément remarquable à partir de l'observation des profils de puissance angles-retards, elle est en revanche difficile à traiter de façon algorithmique. Un des écueils des modèles de Saleh et Valenzuela, et de Spencer est l'absence de technique automatique pour réaliser le rassemblement des trajets en groupes. Il est dit que le groupement des trajets est « évident pour l'observateur dans la plupart des cas » [19]. Spencer précise également que des tentatives d'automatisation de l'identification des groupes ont été menées, mais que finalement, la quantité de données étant relativement faible, il était plus simple de procéder manuellement.

La détection manuelle est non seulement lente et fastidieuse, mais elle est surtout peu satisfaisante dans le cadre de la modélisation d'un phénomène physique, du fait de son aspect subjectif et non normalisé. Ceci en fait une méthode non reproductible. Ni Saleh et Valenzuela, ni Spencer ne précisent même le moindre détail sur les « règles subjectives » qui ont pu les guider dans la détection manuelle des groupes.

Nous avons donc développé un algorithme de détection automatique des groupes de trajets. Un tel algorithme contient également une part purement subjective, puisque l'algorithme est paramétré pour être conforme à une « idée » de détection correcte des groupes. Son avantage est que l'algorithme, une fois paramétré, fixe cette « idée », et permet d'en systématiser l'application. Cette « idée » de détection correcte des groupes qui nous a conduit pour dimensionner notre algorithme peut être résumée par les points suivants :

**Structuration interne des groupes de trajets :** Dans le modèle de Saleh et Valenzuela (repris par Spencer), les amplitudes moyennes des trajets décroissent exponentiellement à l'intérieur des groupes. Afin que cette décroissance soit possible, il paraît logique que les premiers trajets d'un groupe soient généralement plus puissants que les trajets plus retardés du même groupe. Cette observation est intégrée dans notre algorithme en lui donnant une **structure itérative** qui permet de traiter en priorité les trajets les plus puissants, puis, au cours des itérations, les trajets moins puissants. L'idée consiste à identifier les trajets qui débiteront un groupe (c'est-à-dire qui auront le plus petit retard au sein du groupe).

**Séparation des différents groupes de trajets :** Deux trajets puissants sont plus ou moins proches l'un de l'autre dans le plan angles-retards. Il est nécessaire de définir un critère permettant de décider si ces deux trajets seront considérés comme étant chacun le début d'un groupe distinct de trajets ou comme appartenant au même groupe. L'algorithme intègre donc un **critère basé sur la distance** dans le plan angles-retards (calculée en coordonnées rectangulaires<sup>20</sup>) entre les trajets. Lorsque cette distance dépasse un seuil donné, les trajets sont considérés comme formant des groupes distincts. Quand les trajets sont moins puissants, on considère qu'ils sont moins susceptibles de constituer des débuts de groupe. Le seuil sur la distance est donc augmenté au cours des itérations afin de traduire cette idée. Ainsi, pour qu'on décide qu'un trajet peu puissant constitue un nouveau groupe de trajets, il faut qu'il soit vraiment isolé des autres groupes dans le plan angles-retards.

**Topologie du plan angles-retards :** Du fait de la décroissance de la puissance selon la distance, la formation intuitive des groupes de trajets tend à rassembler des trajets beaucoup plus étalés en retards qu'en angle. Il est en effet plus rare d'avoir de nombreux groupes successifs pour un angle d'arrivée donné, que l'inverse (à savoir, plusieurs groupes provenant de directions différentes, pour un même retard). Cette idée est intégrée dans l'algorithme dans le dimensionnement du plan angles-retards. Les trajets sont repérés dans ce plan par les coordonnées : angle d'arrivée et retard. Les dimensions des deux axes du plan angles-retards n'étant pas les mêmes (unités angulaire et temporelle), une normalisation est nécessaire pour calculer les distances entre les trajets. Lors de cette normalisation, une **pondération est effectuée sur les coordonnées** : l'axe des retards est pondéré par un coefficient 0.75, pour un coefficient 1 sur l'axe des angles. L'axe des angles est ainsi plus discriminant que

<sup>20</sup>Un calcul des distances en coordonnées polaires n'a pas été retenu. En effet, la distance entre deux trajets ayant un écart en retard et un écart angulaire non nul donné dépend de la valeur absolue de ce retard. Cette dépendance n'a pas de justification physique et compliquerait la définition de l'algorithme.



l'axe des retards dans le repérage des groupes<sup>21</sup>.

Cette description des principes de base retenus pour la mise en œuvre de l'algorithme met à jour un jeu de quatre paramètres :

- Le nombre d'itérations  $N$  ;
- La distance de discrimination des groupes  $D_1$  ;
- Le taux d'accroissement de cette distance au cours des itérations  $ta$ . La distance de discrimination pour chaque itération  $n$  est donc calculée ainsi :  $D_n = D_{n-1} + ta$  (pour  $n = \overline{2, N}$ ).
- Le coefficient de pondération de l'axe des retards, noté  $C_{pond}$ .

Ces quatre paramètres une fois fixés, l'algorithme est utilisé sur chaque profil de puissance angles-retards issu des mesures. Ces paramètres empiriques sont optimisés par ajustement successifs à partir de quelques profils de puissance, de manière à ce que les résultats de la détection des groupes soient les plus conformes possibles avec ceux d'une détection intuitive.

Le cœur de notre algorithme est basé sur une méthode de classification hiérarchique. Nous n'entrerons pas ici dans le détail des méthodes de classification. On pourra se référer pour cela à [22]<sup>22</sup>. La présentation de l'algorithme restera simplement descriptive, dans le but d'en souligner le principe.

L'algorithme est itératif. Un seuil sur la puissance des trajets permet de filtrer les trajets les moins puissants. À chaque itération  $n$ , ce seuil est abaissé régulièrement. On note  $S_n$  le seuil pour l'itération  $n$ . Il est déterminé à partir de la différence (en décibels) entre la puissance maximale et minimale des trajets,  $P_{max}$  et  $P_{min}$ . Les trajets ont été détectés préalablement selon la méthode précédemment présentée et pour laquelle la détection des trajets a été limitée à la dynamique de mesure.  $N$  étant le nombre total d'itérations, alors :

$$S_n = P_{max} - \frac{n}{N}(P_{max} - P_{min}) \quad n = \overline{1, N} \quad (7.17)$$

Lors de la dernière itération, ce seuil est égal à la puissance reçue minimale ( $P_{min}$ ), et tous les trajets sont donc pris en compte. Le nombre d'itérations a été optimisé empiriquement. Un total de 4 itérations donne des résultats satisfaisants. L'algorithme se termine par une itération supplémentaire particulière pour laquelle le seuil vaut également  $S_N$ . Cette itération permet le rassemblement final de tous les trajets en groupes.

Le principe de l'algorithme consiste à détecter en plusieurs itérations, les *débuts de clusters*, c'est-à-dire les trajets qui auront le retard minimal de chaque cluster. Conformément à l'hypothèse sur la décroissance exponentielle, ces trajets seront en général parmi les plus puissants de la RI. Une fois ces *débuts de clusters* détectés, les trajets restants sont rattachés à eux selon leur proximité (en retard et en angle). Nous utiliserons le terme anglo-saxon *cluster* pour désigner les groupes constitués à la fin de l'algorithme ; ceci afin d'éviter toute confusion avec le terme *groupe* utilisé abondamment pour la description du processus itératif. Les *groupes* formés au cours de

<sup>21</sup>À noter que l'axe des angles est particulier puisqu'il s'exprime modulo 360°. Ceci est bien sûr pris en compte dans le calcul des distances entre trajets.

<sup>22</sup>Cette référence servira pour toutes les notions mathématiques figurant dans cette section.

l'algorithme ont un caractère temporaire, tandis que les *clusters* sont les groupes obtenus finalement par l'algorithme.

La structure de l'algorithme est la suivante :

1. Initialisation : les quatre paramètres sont fixés ( $N$ ,  $D_1$ ,  $ta$  et  $C_{pond}$ ) ;
2. Itération 1 : initialisation des premiers *débuts de clusters* ; seuils utilisés :  $S_1$  et  $D_1$  ;
3. Itération 2 : seuils utilisés :  $S_2$  et  $D_2$  ;
4. Itération 3 : seuils utilisés :  $S_3$  et  $D_3$  ;
5. Itération 4 : seuils utilisés :  $S_4$  et  $D_4$  ;
6. Itération finale particulière : rattachement des trajets aux *débuts de clusters* identifiés ; seuil utilisé :  $S_4$ .

La première itération de l'algorithme est une phase d'initialisation. Elle a pour but de détecter les premiers *débuts de cluster*. Cette phase est constituée de deux étapes :

1. Élimination des trajets inférieurs au seuil  $S_1$ . L'étape 2 de l'itération s'applique seulement aux trajets restants, c'est-à-dire aux trajets les plus puissants.
2. Détermination des *débuts de cluster* : Les distances euclidiennes entre chaque paire de trajets sont calculées. On notera la distance entre le trajet  $i$  et le trajet  $j$  :  $d(t_i, t_j)$ . Les trajets sont alors classés en une hiérarchie indicée selon leurs distances. Cela signifie que les trajets sont rattachés l'un à l'autre successivement en commençant par les plus proches dans le plan angles-retards. À chaque rattachement est associé un indice (ou niveau) d'agrégation. Ce niveau est à la plus petite distance entre les éléments des deux parties à rattacher<sup>23</sup>. Un arbre de classification (appelé **dendrogramme**) est ainsi formé. Un exemple de dendrogramme est présenté à la Figure 7.6. Sur l'axe des abscisses sont placés les trajets (repérés par un simple numéro). En ordonnées sont portés les niveaux d'agrégation (ou distances). Ainsi sur l'exemple, les trajets n° 3 et 4 sont les plus proches dans le plan angles-retards. Ils sont donc rattachés l'un à l'autre en premier (avec un niveau d'agrégation égal à la distance les séparant). Le trajet n° 1 est très proche des trajets 3 et 4 et il est donc rattaché à eux avec un niveau d'agrégation valant  $\min[d(t_1, t_3), d(t_1, t_4)]$ . Le trajet n° 5 en revanche est isolé de tous les autres dans le plan angles-retards. C'est celui qui est rattaché en dernier dans le **dendrogramme**. Les **dendrogrammes** permettent donc de voir la façon dont se répartissent les trajets dans le plan angles-retards, et de mettre ainsi à jour des *groupes* de trajets. Une réunion des trajets en groupes (ou *agrégation*) est effectuée en partitionnant l'arbre. De manière imagée, ceci est fait en coupant l'arbre selon une horizontale et en recueillant les morceaux. La position de cette horizontale est réglée selon la façon dont on cherche à séparer les groupes. Elle correspond au niveau d'agrégation maximum des groupes que l'on cherche à former. Nous appelons ce niveau maximum : *distance de discrimination de groupe*. Il s'agit de l'un des paramètres de l'algorithme :  $D_h$  (cf. plus haut). Sur la Figure 7.6, cette distance de discrimination est indiquée en pointillé. Elle coupe le **dendrogramme** en trois points, ce qui formera trois groupes. La composition de ces groupes est indiquée sur la figure. À noter qu'un groupe peut se réduire à un seul trajet (exemple du groupe 3 formé du seul trajet n° 5). À partir des groupes de trajets ainsi formés, il faut déterminer des *débuts de cluster*. Pour les groupes composés d'un seul

<sup>23</sup>Il s'agit de la stratégie d'agrégation connue sous le terme de *saut minimal* (*single linkage* en anglais).

trajet, ceci est automatique : le trajet devient un *début de cluster*. Pour les groupes composés de plusieurs trajets, on retient comme *début de cluster* le trajet le plus puissant, qui est généralement celui qui a le plus petit retard au sein du groupe. Si jamais ce trajet n'est pas le premier en retard, les trajets qui le précèdent sont aussi retenus comme des *débuts de cluster*. Finalement,  $N_{clu}$  *débuts de cluster* sont obtenus à la fin de la 1<sup>re</sup> itération.

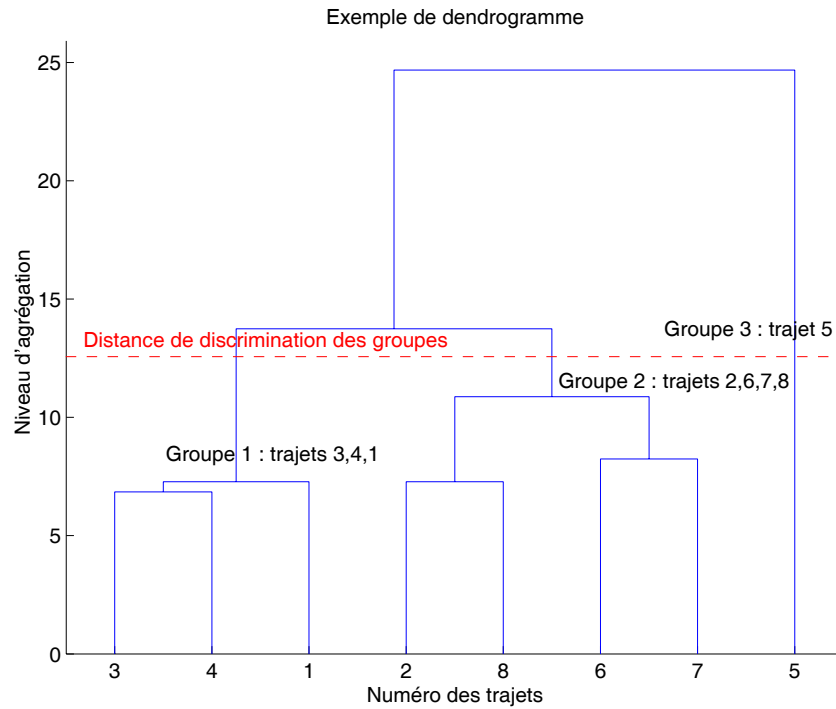


FIG. 7.6: Exemple de dendrogramme

Les itérations suivantes de l'algorithme sont organisées de la manière suivante :

1. Élimination des trajets inférieurs au seuil  $S_n$  correspondant à l'itération en cours. Les autres étapes de l'itération s'appliquent seulement aux trajets restants.
2. Rattachement des trajets aux *débuts de clusters* existants : chaque trajet est rattaché au *début de cluster* le plus proche dans le plan angles-retards et dont le retard est inférieur au sien.  $N_{gt}$  groupes temporaires de trajets sont obtenus,  $N_{gt}$  étant égal au nombre  $N_{clu}$  de *débuts de cluster*.
3. Repérage de nouveaux *débuts de cluster potentiels* : Pour chaque groupe temporaire, une hiérarchie indiquée est composée comme décrit précédemment.  $N_{gt}$  dendrogrammes sont donc obtenus. Ils permettent d'identifier les groupements qui se dessinent à l'intérieur de chaque groupe temporaire. Les dendrogrammes sont alors décomposés à l'aide de la distance de discrimination  $D_n$ . Pour un groupe temporaire très homogène (c'est-à-dire dont les trajets sont tous proches dans le plan angles-retards) il n'y aura pas de découpage car la distance de discrimination  $D_n$  sera supérieure au niveau d'agrégation maximum du dendrogramme. Dans les autres cas, pour chaque sous-groupe obtenu par décomposition du dendrogramme, on retient comme *débuts de cluster potentiel* les trajets dont le retard est le plus petit. À la fin de cette étape,  $N_{cp}$  *débuts de cluster potentiels* sont identifiés.

4. Détermination des nouveaux *débuts de cluster effectifs* : Les  $N_{cp}$  trajets identifiés comme *débuts de clusters potentiels* sont à leur tour hiérarchisés selon leur distance et séparés en groupe. Ceci permet d'éviter que des *débuts de cluster potentiels* identifiés séparément lors de l'étape précédente (*i.e.* appartenant à des groupes temporaires différents) et proches dans le plan angles-retards ne soient créés. Parmi chaque groupe de *débuts de cluster potentiels*, celui qui a le plus petit retard est retenu pour être un nouveau *début de cluster effectif* et vient s'ajouter aux  $N_{clu}$  *débuts de cluster* déjà existants.

Lors de la  $N^e$  itération, le nombre  $N_{clu}$  est définitivement fixé. On procède alors à une dernière itération qui a pour but de rattacher chaque trajet restant (*i.e.* qui n'est pas un *début de cluster*) au *début de cluster* le plus proche dans le plan angles-retards et dont le retard est inférieur au sien. Ceci revient à ne procéder qu'à l'étape n° 2 dans la description précédente. On obtient alors  $N_{clu}$  clusters.

Cet algorithme original pourrait sans doute être appliqué à d'autres mesures, dans d'autres bandes de fréquences, en ajustant simplement les quatre paramètres décrits plus haut.

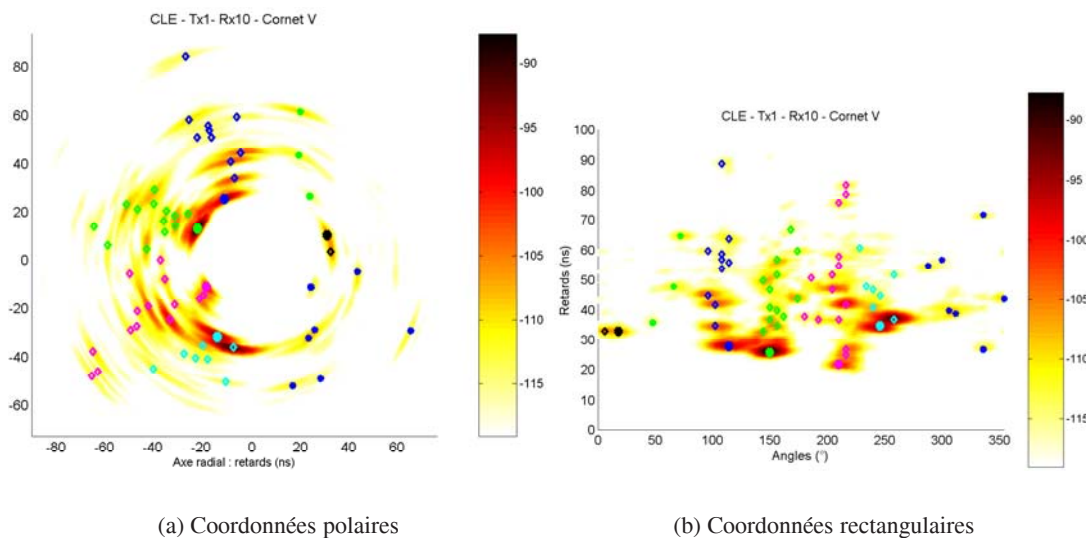


FIG. 7.7: Résultat de l'algorithme de détection des groupes (CLE - Tx 1/Rx 10 - Cornet V)

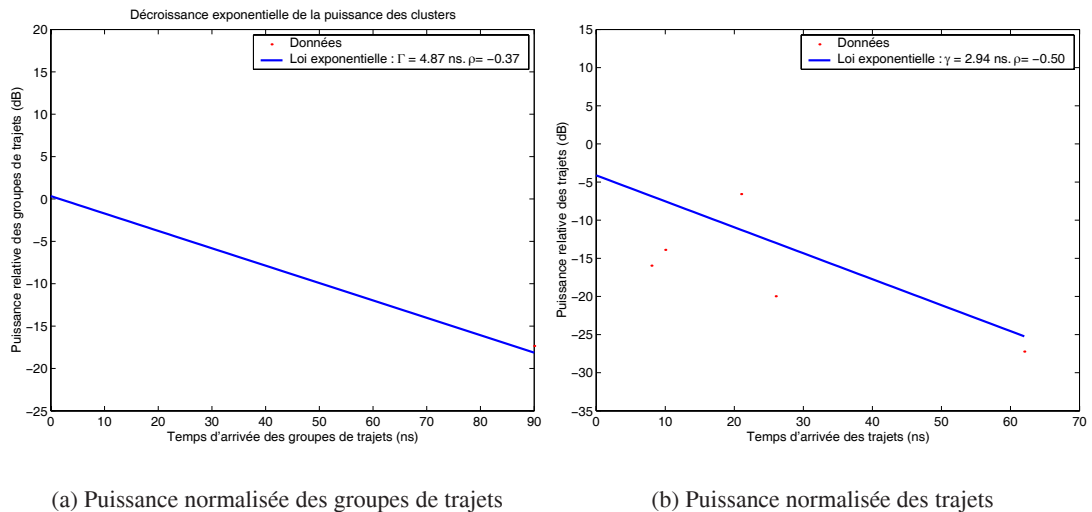
La Figure 7.7 présente le résultat de l'algorithme de détection des groupes de trajets pour un exemple de position de mesure en NLOS. Les représentations sont données en coordonnées polaires et rectangulaires. Les trajets appartenant au même groupe sont représentés par des points de mêmes forme et couleur. Les trajets marquant les *débuts de cluster* sont affichés en traits plus épais que les autres trajets du groupe. Ces points sont superposés au profil de puissance angles-retards mesuré.

Le paramétrage du modèle a été réalisé sur l'ensemble des mesures angulaires. Les positions de mesure en LOS ont été rassemblées et traitées ensemble, polarisation verticale et horizontale séparément pour commencer ; de même pour les positions NLOS. Les différences entre polari-

sations s'étant révélées très faibles, les données peuvent être rassemblées en deux ensembles : situations LOS, situations NLOS.

### 7.4.3.1 Puissance des groupes et des trajets

Nous avons vu que la puissance des trajets et des groupes était modélisée dans le modèle de Saleh et Valenzuela (repris par Spencer) par une loi de décroissance exponentielle (voir l'équation 7.9). Cette loi de décroissance exponentielle de la puissance des groupes de trajets et des trajets au sein d'un même groupe convient pour nos mesures. Les Figures 7.8(a) et 7.8(b) montrent respectivement la puissance normalisée des groupes et la puissance normalisée des trajets en fonction des retards. La puissance normalisée pour les groupes de trajets est la puissance du premier trajet du groupe (le trajet de *début de cluster*) rapportée à celle du premier trajet du premier cluster. La puissance normalisée pour les trajets est la puissance rapportée à celle du premier trajet du groupe. Les retards des trajets et des groupes sont également normalisés, respectivement par rapport aux retards des débuts de cluster, et du retard du premier cluster.



**FIG. 7.8:** Puissance normalisée des groupes de trajets et des trajets en fonction des retards (situations NLOS, polarisation V)

Une décroissance exponentielle se traduit sur une échelle logarithmique en une droite. Une régression linéaire est donc effectuée à partir des données de mesures exprimées en dB afin de déterminer les coefficients  $\Gamma$  et  $\gamma$  du modèle de Spencer. À partir de l'ensemble des situations LOS des campagnes de mesures et pour la polarisation V, le coefficient  $\Gamma$  est évalué à 5.9, et le coefficient  $\gamma$  à 2.6 ns. En NLOS, ces valeurs sont respectivement de 4.9 et de 2.9 ns.

On peut remarquer que la dispersion des valeurs est très importante. Le coefficient de corrélation obtenu lors de la régression linéaire est faible (autour de 0.4). Ceci est compréhensible puisqu'il s'agit de la modélisation de la moyenne de la puissance de trajets, cette puissance pouvant beaucoup varier autour de la moyenne. Le modèle de Saleh et Valenzuela (repris par Spencer) prévoit des fluctuations obéissant à une loi de Rayleigh autour de des valeurs moyennes. Nos

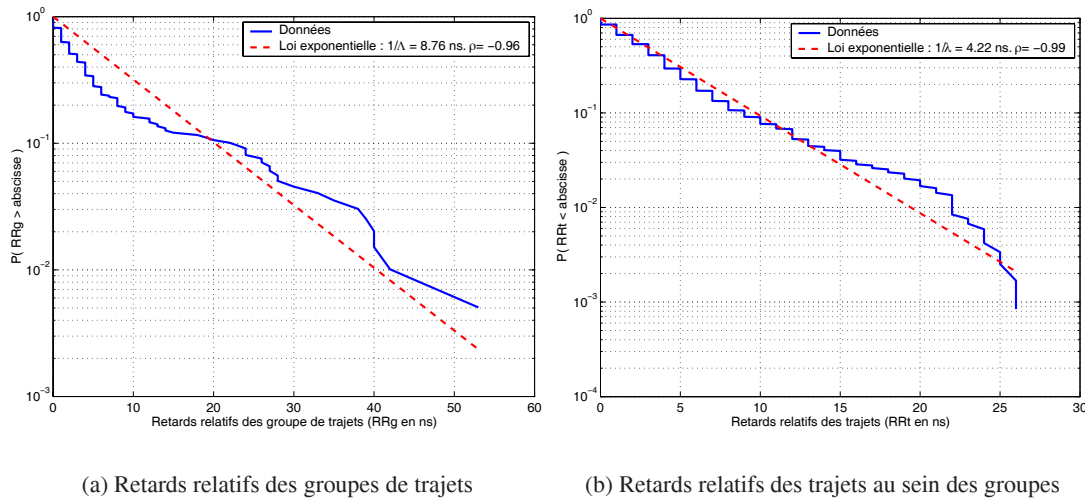
mesures révèlent quant à elles des variations obéissant pour toutes les configurations de mesure à une loi lognormale (vérification effectuée à l'aide du test de KS). Le paramètre  $\beta_{00}^2$  est obtenu à partir du modèle de l'atténuation ( $A_{mod}$ ) présenté au début de ce chapitre.

### 7.4.3.2 Retards des groupes et des trajets

Le double processus de Poisson décrivant le nombre des groupes et des trajets à l'intérieur des groupes est vérifié pour nos mesures. La vérification a porté sur les retards relatifs, c'est-à-dire les différences entre les groupes et trajets successifs. Si le nombre des retards est conforme à un processus de Poisson, alors les retards relatifs doivent décrire une loi exponentielle. Les Figures 7.9(a) et 7.9(b) montrent les fonctions de distribution cumulatives (FDC) respectivement pour les retards des groupes et ceux des trajets.

Les paramètres  $\Lambda$  et  $\lambda$  du modèle de Spencer sont évalués par régression linéaire. Pour l'ensemble des situations LOS,  $\Lambda$  vaut 8.8 ns et  $\lambda$  vaut 4.2 ns. Dans le cas des situations NLOS,  $\lambda$  a une valeur similaire, 4.0 ns, par contre  $\Lambda$  est beaucoup plus petit : 5.0 ns.

À titre de comparaison, les valeurs trouvées par Spencer pour des mesures à 7 GHz sont d'environ 17 ns pour  $\Lambda$  et compris entre 5 ns et 7 ns pour  $\lambda$ .



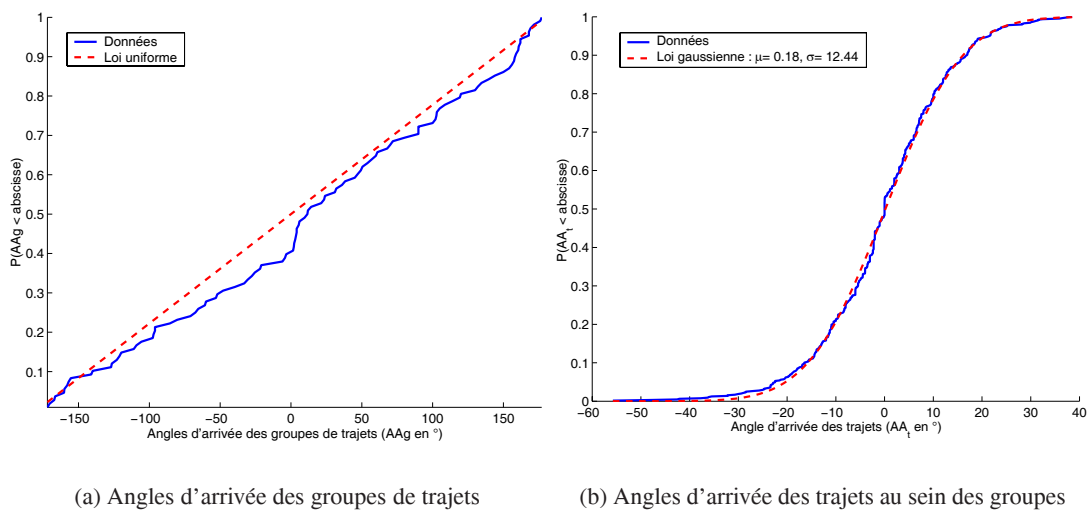
**FIG. 7.9:** Fonctions de distribution cumulatives complémentaires des retards relatifs des groupes et des trajets (situations LOS, polarisations V et H confondues)

### 7.4.3.3 Angles d'arrivée des groupes et des trajets

Dans le modèle de Spencer, les angles d'arrivée des groupes de trajets sont uniformément répartis sur  $[0, 2\pi[$ , tandis que ceux des trajets au sein des groupes sont répartis selon une distribution de Laplace (considérée modulo  $2\pi$ ). L'angle d'arrivée d'un groupe de trajets est la moyenne

des angles d'arrivée des trajets du groupe. Les angles d'arrivée des trajets sont ensuite rapportés à l'angle d'arrivée de leur groupe.

Nos mesures confirment, par le test de KS, la répartition uniforme des angles d'arrivée des groupes (voir la Figure 7.10(a)). Par contre, la distribution des angles d'arrivée des trajets s'avère être gaussienne et non laplacienne, comme le montre la Figure 7.10(b). Pour les situations LOS, cette loi gaussienne a une moyenne de  $0.2^\circ$  et un écart-type de  $12.4^\circ$ . En NLOS, la moyenne est de  $0.0^\circ$  et l'écart-type de  $12.1^\circ$ . Comme on le voit, l'étalement angulaire des trajets au sein des groupes est le même quelle que soit la visibilité.



**FIG. 7.10:** Fonctions de distribution cumulatives des angles d'arrivée des groupes et des trajets (situations LOS, polarisation V)

#### 7.4.4 Utilisation du modèle

Les statistiques des groupes et des trajets étant connues, il est alors possible de simuler des profils de puissance angles-retards en réception. Les paramètres d'entrée de l'algorithme sont : la situation simulée (LOS ou NLOS), la distance TX-RX et un seuil pour le minimum de puissance des trajets simulés. La connaissance de la distance TX-RX permet de déterminer la puissance du trajet direct (le paramètre  $\beta_{00}^2$  du modèle), ainsi que son retard. Ce retard sert de référence : tous les retards simulés sont ajoutés à ce retard de référence.

Pour la simulation d'une situation LOS, le premier trajet du premier groupe simulé doit être le trajet direct. Le retard simulé pour ce premier groupe est fixé donc à 0 s.

Pour la simulation d'une situation NLOS, le trajet direct n'existant pas, le retard simulé pour le premier groupe est non nul. Il est donc tiré aléatoirement selon la loi régissant les retards des groupes.



Les angles d'arrivée et les retards des groupes sont ensuite déterminés. Connaissant les retards des groupes, leur puissance est calculée (équation 7.9). Puis, pour chaque groupe, les angles et temps d'arrivée des trajets des groupes sont simulés, ainsi que leur puissance. Le seuil de puissance reçue minimum passé en paramètre du modèle permet de limiter l'étalement en retards. Tous les trajets simulés dont la puissance est inférieure au seuil sont supprimés.

La Figure 7.11 montre des exemples de profils de puissance générés à partir du modèle présenté dans cette section. Les trajets sont représentés sous forme de Dirac. Le seuil de puissance reçue minimum est -120 dBm, comme lors des mesures.

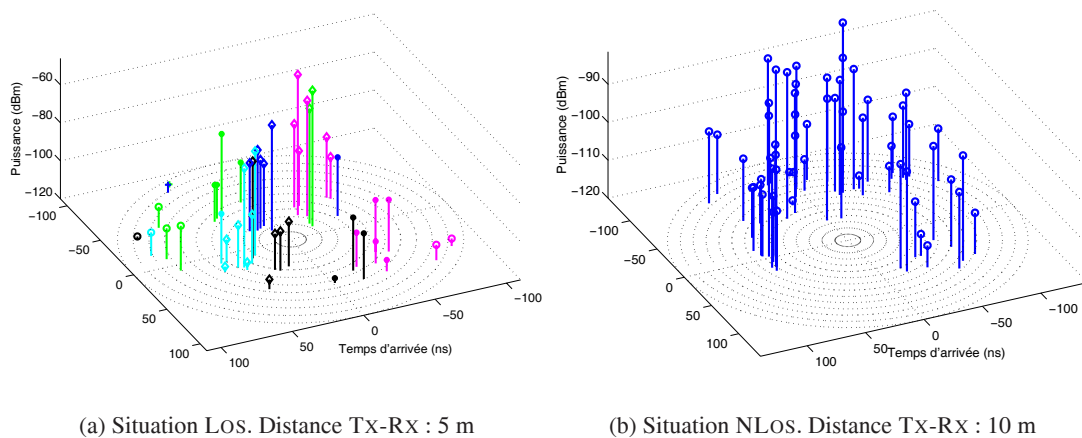


FIG. 7.11: Exemples de profils de puissance angles-retards simulés à partir du modèle

## 7.5 Bilan

Ce chapitre a présenté le travail de modélisation du canal effectué à partir des mesures de propagation présentées au cours des chapitres précédents. Cette modélisation comprend trois axes : modélisation de l'atténuation en fonction de la distance TX-RX, modélisation des variations temporelles de l'atténuation causées par l'activité humaine, et modélisation spatio-temporelle des réponses impulsionnelles.

La modélisation de l'atténuation en fonction de la distance TX-RX repose sur l'équation d'affaiblissement de la puissance en espace libre. Des coefficients  $\gamma$  sont ajoutés pour intégrer les variations à petite échelle et la situation de visibilité.

La modélisation des variations temporelles de l'atténuation repose sur une analyse des statistiques des obstructions causées par l'activité humaine. À partir des lois de probabilité de chaque caractéristique des *séries d'obstructions* (durée, amplitude, etc.), des profils de variations de l'atténuation au cours du temps peuvent être générés. Ce modèle peut être affiné en intégrant la modélisation de chaque *obstruction* au sein des *séries d'obstructions*. Au lieu de modéliser une *série d'obstructions* par un niveau constant sur toute la durée de la série, on modélisera le contenu



exact des séries. Il suffit pour cela de trouver les lois de probabilité décrivant les caractéristiques des *obstructions* au sein de séries. Pour aller plus loin, il serait intéressant de proposer un modèle de l'évolution temporelle des réponses implusionnelles, et pas seulement de l'atténuation. Il serait alors possible de modéliser l'apparition et la disparition de trajets dues aux réflexions sur les corps humains par exemple.

Enfin, la modélisation spatio-temporelle du canal repose sur le modèle statistique de Spencer, adapté pour le canal à 60 GHz. À notre connaissance, ces deux derniers axes de modélisation du canal de propagation à 60 GHz n'avaient pas encore été explorés.

Il faut noter que ces deux modélisations ne sont pas utilisables simultanément. Il serait pourtant très intéressant de disposer d'un modèle de canal spatio-temporel incluant les variations dans le temps causées par l'activité humaine. Il serait alors possible de connaître la composante angulaire du phénomène d'obstruction par les corps humains. Il faudrait pour cela réaliser des mesures de caractérisation angulaire sur canal dynamique, ce qui nécessite le développement d'un sondeur de canal multi-capteurs à 60 GHz.

## Bibliographie

- [1] J. Guillet, "Les modèles spatio-temporels des canaux de propagation radio-mobiles", Institut d'Électronique et de Télécommunications de Rennes, Rapport bibliographique, 2001.
- [2] H. Hashemi, D. Tholl, et G. Morrison, "Statistical modeling of the indoor radio propagation channel. (Part I)", *IEEE Vehicular Technology Conference (VTC)*, Denver, USA, vol. 1, pp. 338-342, mai 1992.
- [3] H. Hashemi, D. Lee, et D. Ehman, "Statistical modeling of the indoor radio propagation channel. (Part II)", *IEEE Vehicular Technology Conference (VTC)*, Denver, USA, vol. 1, pp. 839-843, mai 1992.
- [4] H. Hashemi, "Impulse response modeling of indoor radio propagation channels", *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 11, n° 7, pp. 967-978, sept. 1993.
- [5] H. Hashemi et D. Tholl, "Statistical modeling and simulation of the RMS delay spread of indoor radio propagation channels", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 43, n° 1, pp. 110-120, fev. 1994.
- [6] H. Hashemi, M. McGuire, T. Vlasschaert, et D. Tholl, "Measurements and modeling of temporal variations of the indoor radio propagation channel", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 43, n° 3, pp. 733-737, août 1994.
- [7] T. Wada, M. Maeda, M. Okada, K. Tsukamoto, et S. Komaki, "Theoretical analysis of propagation and network characteristics in millimeter waves inter-vehicle communication system", *Global Telecommunications Conference*, Sydney, Australia, vol. 2, pp. 910-915, 1998.
- [8] S. Horikoshi, M. Fuji, M. Itami, et K. Itoh, "A study on multipath propagation modeling in millimeter wave IVC", *5th International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications*, vol. 1, pp. 286-290, oct. 2002.

- 
- [9] P.F. Driessen, "Development of a propagation model in the 20-60 GHz band for wireless indoor communications", *IEEE Pacific Rim Conference on Communications, Computers and Signal Processing*, Victoria, vol. 1, pp. 59-62, mai 1991.
- [10] J. Hübner, S. Zeisberg, K. Koorra, J. Borowski, et A. Finger, "Simple channel model for 60 GHz indoor wireless LAN design based on complex wideband measurements", *IEEE Vehicular Technology Conference (VTC)*, Phoenix, USA, vol. 2, pp. 1004-1008, mai 1997.
- [11] Y. Delignon, L. Clavier, V. Le Thuc, C. Garnier, et M. Rachdi, "Compound statistical model for 60 GHz channel", *IEEE Vehicular Technology Conference (VTC)*, Atlantic City, NJ, USA, vol. 54, 7 oct. 2001.
- [12] A.A.M. Saleh et R.A. Valenzuela, "A Statistical Model for Indoor Multipath Propagation", *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 5, n° 2, pp. 128-137, fev. 1987.
- [13] N. Moraitis et P. Constantinou, "Indoor channel modeling at 60 GHz for wireless LAN applications", *13th IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, vol. 3, pp. 1203-1207, sept. 2002.
- [14] M.R. Williamson, G.E. Athanasiadou, et A.R. Nix, "Investigating the effects of antenna directivity on wireless indoor communication at 60 GHz", *IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC)*, Helsinki, Finland, vol. 2, pp. 635-639, sept. 1997.
- [15] V. Degli-Esposti, G. Falciasecca, M. Frullone, G. Riva, et G.E. Corazza, "Performance evaluation of space and frequency diversity for 60 GHz wireless LANs using a ray model", *IEEE Vehicular Technology Conference (VTC)*, Phoenix, Arizona, USA, vol. 2, pp. 984-988, mai 1997.
- [16] Y. Lostanlen, Y. Corre, Y. Louët, Y. Le Helloco, S. Collonge, et G. El Zein, "Comparison of measurements and simulations in indoor environments for wireless", *IEEE Vehicular Technology Conference*, Birmingham, Alabama, USA, 6 mai 2002.
- [17] S. Obayashi et J. Zander, "A body-shadowing model for indoor radio communication environments", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 46, n° 6, pp. 920-927, juin 1998.
- [18] M. Flament et M. Unbehau, "Impact of shadowing fading in a mm-wave band wireless network", *International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications (WPMC)*, Bangkok, Thailand, nov. 2000.
- [19] Q.H. Spencer, B.D. Jeffs, M.A. Jensen, et A.L. Swindlehurst, "Modeling the Statistical Time and Angle of Arrival Characteristics of an Indoor Multipath Channel", *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 18, n° 3, pp. 347-360, mars 2000.
- [20] Q. H. Spencer, "Modeling the Statistical Time and Angle of Arrival Characteristics of an Indoor Multipath Channel", Thèse de doctorat, Brigham Young University, Provo, Utah, USA, 22 nov. 1996.
- [21] T. Zwick, C. Fischer, D. Didascalou, et W. Wiesbeck, "A stochastic spatial channel model based on wave-propagation modelling", *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 18, n° 1, pp. 6-15, jan. 2000.
- [22] G. Saporta, "Méthodes de classification" in *Probabilités, analyse des données et statistiques*. Éditions Technip, sect. 12, pp. 241-260, 1990.
- [23] G. Saporta, "Les tests statistiques" in *Probabilité, analyse de données et statistique*. Éditions Technip, sect. 15, pp. 317-358, 1990.



## Chapitre 8

# Conclusions, recommandations et perspectives

### Sommaire

---

<b>8.1</b>	<b>Conclusions</b> . . . . .	<b>159</b>
<b>8.2</b>	<b>Recommandations</b> . . . . .	<b>160</b>
8.2.1	Scénario 1 : réseaux mono-pièces . . . . .	161
8.2.2	Scénario 2 : exploitation de la diversité angulaire . . . . .	162
8.2.3	Scénario 3 : ajout d'une diversité de site . . . . .	163
8.2.4	Effets biologiques . . . . .	164
<b>8.3</b>	<b>Perspectives</b> . . . . .	<b>164</b>
	<b>Bibliographie</b> . . . . .	<b>165</b>

---

### 8.1 Conclusions

Ces dernières années, le domaine des télécommunications sans fil est à la recherche de nouvelles solutions pour assurer une augmentation des débits de transmission. Avec le développement des technologies sans fil, le spectre radioélectrique est de plus en plus saturé. Il est alors nécessaire de s'intéresser à des bandes de fréquences plus élevées, notamment celles des ondes millimétriques (30-300 GHz).

Le travail présenté dans cette thèse a porté sur la caractérisation et la modélisation du canal de propagation intra-bâtiment à 60 GHz. Des campagnes de mesures ont été menées, principalement dans des environnements de type résidentiel, un type d'environnement très peu exploré jusqu'à présent à ces fréquences. Il constitue pourtant un très large champ d'applications potentielles (toutes les applications multimédia « grand public »), et présente des spécificités (au niveau des matériaux de construction, de la disposition et du type de mobilier, et de l'activité humaine qui y règne).

Les points forts de ce travail peuvent se résumer ainsi :

- Exploration d'un type d'environnement peu caractérisé à 60 GHz ;
- Sondage par une méthode temporelle permettant la caractérisation dynamique du canal ;
- Caractérisation d'influences peu étudiées tels que celles du mobilier et de l'activité humaine ;
- Caractérisation et modélisation spatio-temporelle du canal ;

Les nombreuses mesures effectuées ont mis en évidence les points suivants :

- Les matériaux de construction atténuent très fortement les ondes à 60 GHz. Il s'agit ici d'une conclusion, contrairement à la plupart des études, qui commencent sur le postulat qu'il est impossible d'envisager des liaisons *multi-pièces* à 60 GHz. Notre étude a donc quantifié la difficulté de ces liaisons. Elle a également souligné l'importance du rôle des ouvertures entre les pièces dans la propagation. Les recommandations qui suivent proposent des moyens à mettre en œuvre pour faciliter les liaisons entre pièces adjacentes.
- Les corps humains atténuent très fortement les ondes à 60 GHz. Les échanges de données risquent d'être interrompues durant le passage d'une personne à proximité ou entre les équipements connectés.

Là encore, il s'agit d'un résultat obtenu après une étude poussée du canal. Il permet de compléter les quelques études théoriques s'intéressant à l'activité humaine à ces fréquences. Il permet surtout de souligner la priorité à laquelle toute étude future sur des systèmes de transmission en bande millimétrique doit se consacrer. Contrairement à ce qui est généralement pratiqué, l'influence de l'activité humaine n'est pas secondaire mais primordiale. Des recommandations en ce sens sont présentées dans ce chapitre de conclusion.

- Il existe plusieurs directions d'arrivée « privilégiées » (présentant une puissance reçue importante et une sélectivité fréquentielle faible) réparties sur  $[0, 2\pi[$  en azimut, que ce soit en situation *mono-pièce* ou *multi-pièce*. En situation *multi-pièce*, l'antenne en réception doit être assez directive (ouverture à -3 dB inférieure à  $60^\circ$ ) pour mettre en évidence ces directions.

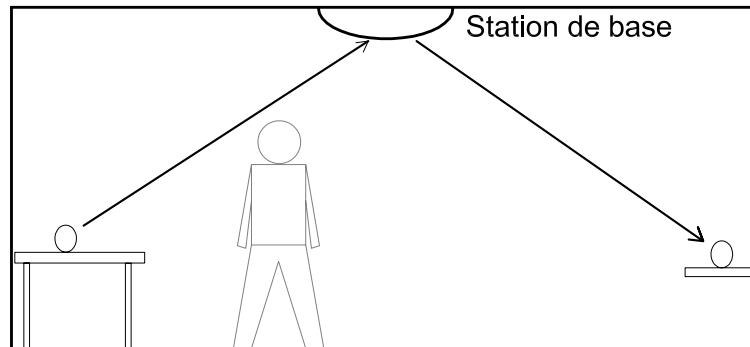
Il s'agit ici d'un atout important sur lequel nous basons nos recommandations pour assurer des liaisons haut débit pérennes à 60 GHz. Les murs, le sol et le plafond des bâtiments étant de bons réflecteurs à 60 GHz, les angles d'arrivée sont répartis uniformément sur  $[0, 2\pi[$ . L'atténuation en fonction de la distance étant forte, les trajets ayant subi plusieurs réflexions sont trop peu puissants pour contribuer à la puissance reçue. Ainsi, seuls les trajets réfléchis d'ordre un contribuent vraiment à la réponse implusionnelle. C'est pourquoi la sélectivité fréquentielle peut être très réduite dans plusieurs directions d'arrivée.

- Cette diversité des angles d'arrivée existe aussi en élévation.

Ces remarques essentielles permettent d'envisager différents scénarios pour le déploiement de réseaux haut débit sans fil à 60 GHz.

## 8.2 Recommandations

Selon le rapport performance/coût que l'on est prêt à assurer, il est préférable d'envisager plusieurs scénarios possibles pour le déploiement des futurs réseaux haut débit à 60 GHz. Nous présentons ces scénarios du plus simple au plus complexe. Ces scénarios décrivent des configu-



**FIG. 8.1:** Limitation du problème d'obstruction par l'utilisation d'un réseau centralisé avec une station de base au plafond

rations de réseaux au sein desquels les terminaux sont fixes durant les transmissions (terminaux portables ou nomades mais non mobiles).

### 8.2.1 Scénario 1 : réseaux mono-pièces

Afin de simplifier au maximum le système, on peut décider de se contenter de liaisons en visibilité directe (LOS). Un réseau de type centralisé avec une station de base, de préférence placée au centre du plafond de la pièce, est alors une bonne option. La hauteur de la station de base permet de réduire partiellement les obstructions causées par les personnes en mouvement dans la pièce. L'antenne de la station de base devra avoir un diagramme de rayonnement très ouvert afin de couvrir l'ensemble de la pièce. Les terminaux disposés dans la pièce pourront être équipés d'antennes plus ou moins directives. La Figure 8.1 illustre ce scénario.

Dans la version la plus rudimentaire du scénario, l'utilisation d'une antenne peu directive (semblable au patch utilisé lors des mesures :  $60^\circ$  d'ouverture dans les deux plans) peut être proposée. Il est alors possible de confier à l'utilisateur la tâche de pointer manuellement l'antenne du terminal vers la station de base.

Pour une ergonomie un peu plus avancée, un pointage automatique de l'antenne des terminaux est nécessaire. Ceci peut alors être assuré par des antennes dites « intelligentes ». La hauteur des terminaux étant généralement beaucoup plus basse que celle de la station de base, on peut penser à un réseau à deux dimensions d'antennes patches disposées sur le dessus du terminal. Ceci permet de pointer le faisceau de l'antenne vers le plafond, avec deux degrés de liberté pour pouvoir diriger le faisceau précisément vers la station de base.

Dans ce type de scénario, seule la contribution du trajet direct est recherchée. L'étalement des retards est alors très réduit (typiquement la fenêtre des retards à 75% vaut 2 à 3 ns). Des modulations mono-porteuses classiques peuvent alors être utilisées. Ce type de disposition a été notamment proposé dans [1] pour des environnements de type professionnel.

Il faut souligner que le problème de l'obstruction par les personnes en déplacement n'est pas entièrement résolu dans ce scénario.

### 8.2.2 Scénario 2 : exploitation de la diversité angulaire

Il s'agit cette fois de tirer avantage de l'existence de différentes directions d'arrivée « privilégiées ». Lors du passage d'une personne sur un trajet prépondérant dans la réponse implusionnelle du canal, il est possible que des trajets réfléchis parviennent toujours au terminal avec d'autres angles d'arrivée. Si ce ou ces trajet(s) a (ont) une puissance suffisante et que la sélectivité fréquentielle est faible, la liaison pourra être maintenue avec une bonne qualité (faible taux d'erreur). Deux approches peuvent être envisagées pour mettre en œuvre ce scénario. La première consiste à utiliser plusieurs antennes disposées en cercle de manière à couvrir 360° en azimut. Chaque antenne pourra avoir un diagramme de rayonnement avec une ouverture à -3 dB de l'ordre de 60°. Selon un critère donné, le récepteur sélectionne l'antenne permettant la meilleure liaison. Une étude complète est à mener pour déterminer la meilleure stratégie à adopter (sélection d'antenne, combinaison d'antennes, critères, etc).

Un tel système pourrait avantageusement prendre place dans le cadre d'un réseau distribué (type réseau *ad hoc*). Les terminaux se connectent alors directement les uns aux autres. Chacun étant équipé d'antennes multiples, il s'agit alors d'une configuration MIMO (Multiple Input Multiple Output). Cependant, le but est ici d'augmenter la diversité, non la capacité du système. Dans cette approche, plus il y aura d'antennes par terminal, plus les possibilités d'établir un lien entre deux antennes seront importantes, et plus le problème d'obstruction sera réduit.

Pour compléter cette approche, l'ajout d'un degré de liberté en élévation permettrait sans doute d'augmenter la performance de cette approche. Il s'agirait alors de réaliser des antennes conformées sur des demi-sphères. Le plafond serait alors un réflecteur de première importance pour réaliser des liaisons moins perturbées par l'activité humaine (voir la Figure 8.2(a)).

La seconde approche consiste à utiliser une antenne omnidirectionnelle et à traiter la diversité des trajets avec des techniques appropriées (RAKE, OFDM, etc.). La première approche nous semble plus intéressante, mais une étude comparant les deux devrait permettre de trancher réellement. Cette seconde approche transfère en quelque sorte la complexité sur le traitement numérique, en simplifiant la réalisation du système d'antennes.

Dans le cadre de ce scénario, des liaisons *multi-pièces* pourraient être envisagées à condition qu'il existe des « ouvertures radioélectriques » entre les pièces. Dans ce cas, il sera préférable de réduire l'ouverture du lobe principal des antennes. On a vu dans le cadre de nos mesures que 60° était une ouverture trop grande en situation *multi-pièce* pour garantir une faible sélectivité fréquentielle (cf. Chapitre 5, section 5.3.1.2). Des ouvertures entre 10° et 40° devraient permettre d'apporter un gain suffisant et de limiter la sélectivité fréquentielle. Il est ici indispensable d'intégrer le traitement des angles en élévation. La Figure 8.2(b) illustre une situation *multi-pièce* dans le cadre d'une utilisation de la diversité angulaire.

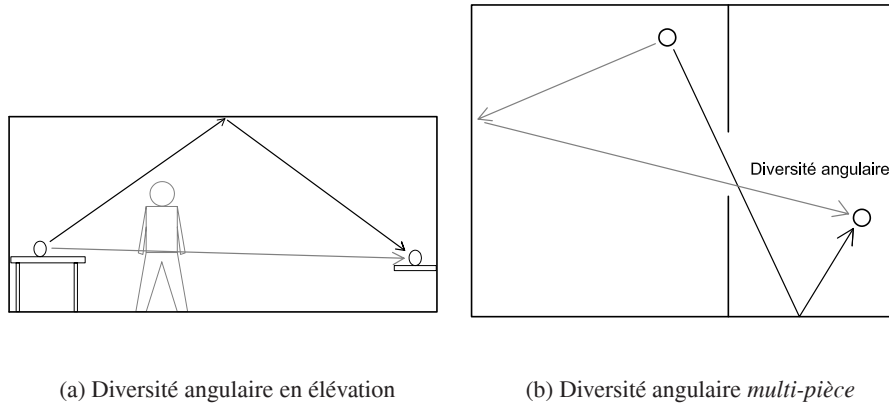


FIG. 8.2: Mise en œuvre de la diversité angulaire dans le scénario de déploiement n° 2

### 8.2.3 Scénario 3 : ajout d'une diversité de site

Dans la continuité du scénario précédent, la diversité des chemins possibles pour relier deux terminaux peut être renforcée. Ceci peut être réalisé en donnant la possibilité à un terminal-émetteur d'utiliser un autre terminal en tant que relais pour atteindre le terminal-récepteur. On peut parler de « diversité de site » pour résumer ce schéma de fonctionnement. Les liaisons *multi-pièces* en seraient potentiellement facilitées et les problèmes d'obstruction à nouveau réduits. Ce scénario est à exploiter dans le cadre d'un réseau distribué. La Figure 8.3 illustre la mise en œuvre d'une diversité de site combinée avec une diversité angulaire. Ce type de diversité avait été envisagé lors du projet européen MBS (voir le Chapitre 2). D'autres auteurs [2] recommandent la mise en œuvre d'une diversité de site à 60 GHz, mais dans le cadre d'un réseau plutôt centralisé. Plusieurs *points d'accès* sont disposés sur les murs des pièces. Un terminal se connecte au *point d'accès* permettant la meilleure liaison. L'inconvénient majeur de cette configuration est la complexité de l'infrastructure du réseau (câblage et installation des points d'accès). Pour des applications grand public, il est préférable de privilégier une architecture *ad hoc*.

Il faut noter que ces avantages additionnels sont directement dépendants du nombre de terminaux formant le réseau. Plus les terminaux sont nombreux, plus grandes sont les possibilités de relais pour les communications. De plus, grâce à ce scénario, il est possible d'envisager une réduction de la puissance émise, étant donné que les distances de propagation pourront être réduites. Ainsi, des liaisons *inter-étages* pourraient être envisagées, à condition que les angles en élévation soient traités et qu'une ouverture radioélectrique soit présente entre les étages.

La contrepartie est naturellement une augmentation de la complexité des terminaux, complexité qui va aujourd'hui au-delà des contraintes de bas coûts et du domaine d'application grand public <sup>1</sup>. En effet, chaque terminal doit pouvoir initier une communication tout en étant dispo-

<sup>1</sup>Il faut tout de même rappeler que dans le domaine des réseaux locaux sans fil, le marché commence à peine à émerger réellement, avec le développement des normes IEEE 802.11 et Hiperlan. La mise sur le marché de système à 60 GHz est donc à envisager sur un terme assez long. Les technologies auront donc encore eu le temps de se développer. De plus, les exigences des utilisateurs auront encore augmenté. Il n'est donc pas complètement irréaliste de réfléchir dès maintenant à des scénarios de déploiement ambitieux.



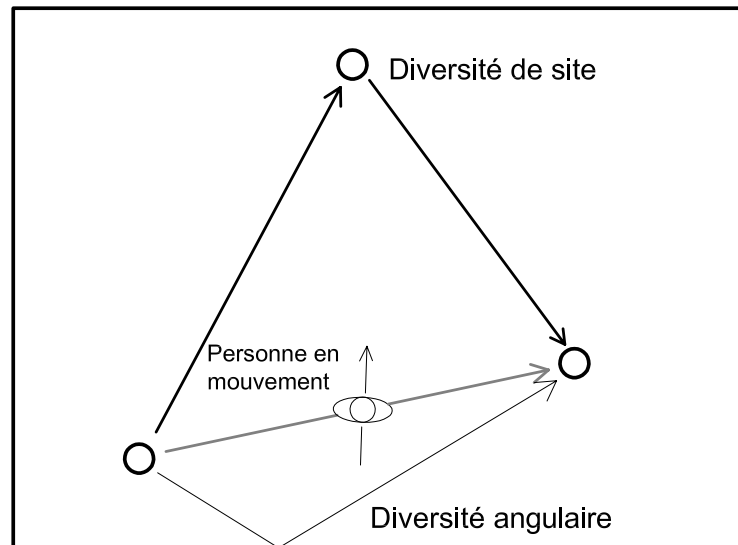


FIG. 8.3: Utilisation de la diversité de site combinée à la diversité angulaire

nible pour relayer une autre communication. Des réflexions sur les protocoles sont à développer pour éclairer la faisabilité de ce type de scénario.

#### 8.2.4 Effets biologiques

L'accélération immodérée de la mise sur le marché des dernières nouveautés technologiques à peine mûries nous conduit à des réserves sur l'utilisation possible des résultats issus de cette thèse. Le transfert technologique des laboratoires de recherche vers les entreprises est sans aucun doute source d'innovation. Il n'en demeure pas moins que les exigences des marchés concurrentiels conduisent parfois à des excès et des manques de précaution caractérisés. C'est pourquoi, nous recommandons fermement la conduite d'études sur les effets biologiques éventuels des ondes millimétriques avant toute commercialisation de systèmes de type réseaux locaux sans fil fonctionnant à ces fréquences. Ces études devront être menées indépendamment par des équipes de recherche n'ayant aucun lien avec les entreprises intéressées par la commercialisation de technologies en bande millimétrique.

### 8.3 Perspectives

Le travail présenté dans cette thèse ouvre plusieurs axes de recherche qu'il serait intéressant de développer. L'un de ces axes est la caractérisation angulaire du canal en présence de mouvement. Il faut disposer pour cela d'un sondeur de canal multi-capteurs. Le système doit être suffisamment rapide pour caractériser le canal sur chaque antenne sans sous-échantillonnage des

variations temporelles du canal. Une étude préliminaire pour adapter le sondeur de l'IETR a été menée durant cette thèse. Les mesures réalisées avec un tel sondeur permettraient de valider l'intérêt de la diversité angulaire. Un modèle de canal spatio-temporel incluant l'évolution du canal au cours du temps pourra également être développé à partir de telles mesures.

Les scénarios de déploiement de réseau exposés précédemment recommandent l'utilisation d'antennes multi-capteurs. Des travaux sur ces antennes sont à envisager pour déterminer quelles technologies mettre en œuvre, quelles performances peuvent être atteintes, comment ces antennes peuvent être intégrées aux modules RF, etc.

Les suites de ce travail sont également à développer dans le domaine des protocoles de transmission, afin de déterminer comment gérer la question du trafic des données en présence de personnes en mouvement dans le canal.

Il serait également intéressant d'exploiter les résultats de la modélisation du canal. Les modèles de canaux proposés pourraient être intégrés dans un logiciel de simulation de systèmes de transmission de données. Les modèles en question pourront par ailleurs être améliorés et complétés (algorithmes à haute résolution, prise en compte de la dimension angulaire en élévation, etc.).

Concernant les suites du travail de caractérisation du canal, l'étude sur l'influence du mobilier pourrait être complétée par d'autres mesures dans des environnements différents. Des études précises sur les interactions entre les ondes millimétriques et les matériaux pourraient enrichir cette caractérisation du canal. Il s'agirait par exemple de quantifier les phénomènes de réflexion diffuse, de diffraction, etc., sur les matériaux utilisés couramment dans les bâtiments. Par ailleurs, l'utilisation de la polarisation circulaire (qui n'a été qu'expérimentée lors de nos travaux) mériterait d'être approfondie.

Enfin, une coordination de l'ensemble des travaux menés dans la bande de fréquences autour de 60 GHz, au niveau national (pour faire suite au projet COMMINDOR) ou européen, permettrait d'envisager la réalisation d'un démonstrateur allant plus loin que ceux des projets MEDIAN ou MBS (voir le Chapitre 2). Des démarches au niveau des instances de normalisation (travail initié mais non abouti lors du projet COMMINDOR) seraient alors plus aisées à entreprendre.

## Bibliographie

- [1] Y. Takimoto et A. Inoue, "Minimum delay-spread millimeter wave indoor LAN system", *SPIE Proceedings Vol. 2211*, San Diego, California, USA, pp. 278-281, jan. 1994.
- [2] M. Flament et M. Unbehau, "Impact of shadowing fading in a mm-wave band wireless network", *International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications (WPMC)*, Bangkok, Thailand, nov. 2000.



# Annexe A

## Annexe : le test de Kolmogorov-Smirnov

### A.1 Notions générales sur les tests statistiques

Un test est un mécanisme qui permet de trancher entre deux hypothèses au vu des résultats d'un échantillon.

Soient  $H_0$  et  $H_1$  ces deux hypothèses, dont une et une seule est vraie. La décision aboutira à choisir  $H_0$  ou  $H_1$ . Il y a donc 4 cas possibles schématisés dans le Tableau A.1 avec les probabilités correspondantes.

**TAB. A.1:** Probabilités conditionnelles des décisions pour chaque hypothèse dans le cadre d'un test statistique

Décision	Vérité	
	$H_0$	$H_1$
$H_0$	$1 - \alpha$	$\beta$
$H_1$	$\alpha$	$1 - \beta$

$\alpha$  et  $\beta$  sont appelées **probabilités d'erreur** (ou **risque**) de première et de deuxième espèce :

- $\alpha$  est la probabilité de choisir  $H_1$  alors que  $H_0$  est vraie ;
- $\beta$  est la probabilité de choisir  $H_0$  alors que  $H_1$  est vraie.

Dans la pratique des tests statistiques, il est de règle de fixer  $\alpha$  (les valeurs courantes sont par exemple 0.05, 0.1 ou 0.1) de préférence en fonction du risque de première espèce couru, ce qui fait jouer à  $H_0$  un rôle prééminent. Le choix de  $H_0$  est dicté par des mobiles assez variables :

- puisqu'on ne veut pas abandonner trop souvent  $H_0$ ,  $H_0$  doit être une hypothèse solidement établie et qui n'a pas été contredite jusqu'à présent par l'expérience ;
- $H_0$  est une hypothèse à laquelle on tient particulièrement pour des raisons qui peuvent être subjectives ;

- $H_0$  correspond à une hypothèse de prudence ; exemple : test de l'innocuité d'un vaccin ; il est prudent de partir d'une hypothèse défavorable au nouveau produit ;
  - $H_0$  est la seule hypothèse facile à formuler ; exemple : tester  $m = m_0$  contre  $m \neq m_0$  ; il est évident que seule  $H_0 : m = m_0$  permettra d'effectuer des calculs.
- $\alpha$  étant fixé,  $\beta$  sera déterminé comme résultat d'un calcul (ceci n'est possible que si l'on connaît les lois de probabilité sous  $H_1$ ).

Cependant il faut savoir que  $\beta$  varie en sens contraire de  $\alpha$ . Si l'on veut diminuer  $\alpha$ , le risque d'erreur de première espèce, alors on augmente  $1 - \alpha$ , la probabilité d'accepter  $H_0$  si  $H_0$  est vraie ; mais surtout on est conduit à une règle de décision plus stricte qui aboutit à n'abandonner  $H_0$  que dans des cas rarissimes donc à conserver  $H_0$  bien souvent à tort. À force de ne pas vouloir abandonner  $H_0$ , on finit par la garder presque tout le temps, donc  $\beta$  augmente .

$1 - \beta$  est la probabilité d'opter pour  $H_1$  en ayant raison.  $1 - \beta$  s'appelle « puissance du test ».

$\alpha$  étant fixé, il importe de choisir une variable de décision : variable qui doit apporter le maximum d'informations sur le problème posé et dont la loi sera différente selon que  $H_0$  ou  $H_1$  est vraie (sinon elle ne servirait à rien). Il faut que sa loi soit entièrement connue au moins si  $H_0$  est vraie.

La **région critique**  $W$  est l'ensemble des valeurs de la variable de décision qui conduisent à écarter  $H_0$  au profit de  $H_1$ . La forme de la région critique est déterminée par la nature de  $H_1$ , sa détermination se fait en écrivant que :

$$P(W|H_0) = \alpha \quad (\text{A.1})$$

La région d'acceptation est son complémentaire  $\overline{W}$  et l'on a donc :

$$P(\overline{W}|H_0) = 1 - \alpha \quad \text{et} \quad P(W|H_1) = 1 - \beta \quad (\text{A.2})$$

La construction d'un test n'est rien d'autre que la détermination de la région critique, cette détermination se faisant sans connaître le résultat de l'expérience, donc *a priori*.

## A.2 Le test d'ajustement de Kolmogorov-Smirnov

Les tests d'ajustements ont pour but de vérifier qu'un échantillon provient ou non d'une variable aléatoire de distribution connue  $F(x)$ . Nous avons choisi d'utiliser le test de Kolmogorov-Smirnov (noté KS) pour sa souplesse : il permet en effet l'ajustement avec une distribution quelconque.

Soit  $F_n^*(x)$  la fonction de répartition empirique d'un échantillon de  $n$  valeurs, il s'agit donc de tester :  $H_0 : F_n^*(x) = F(x)$  contre  $H_1 : F_n^*(x) \neq F(x)$ .

Le test de KS s'intéresse à la différence  $D_n$  entre les deux fonctions de distribution ci-dessus :

$$D_n = \max_x |F_n^*(x) - F(x)| \quad (\text{A.3})$$

On peut montrer que la distribution asymptotique de  $D_n$  s'écrit de la manière suivante :

$$P(\sqrt{n}D_n < y) \rightarrow \sum_{-\infty}^{+\infty} (-1)^k e^{-2k^2 y^2} = K(y) \quad (\text{A.4})$$

La fonction  $K(y)$  fournit donc un test pour  $H_0 : F_n^*(x) = F(x)$  contre  $H_1 : F_n^*(x) \neq F(x)$ .

Ainsi, si l'on fixe  $\alpha$ , risque de première espèce, la **région critique** du test est telle que :

$$P(\sqrt{n}D_n > y) = 1 - K(y) = \alpha \quad (\text{A.5})$$

La fonction  $K(y)$  a été tabulée pour faciliter la définition de la région critique pour différentes valeurs de  $\alpha$ . Le test consiste donc à comparer la valeur  $D_n$  avec la valeur  $\frac{y}{\sqrt{n}}$  (fournie par les tables). Si  $D_n$  est inférieure alors le test est validé (c'est-à-dire que l'on retient l'hypothèse  $H_0$ ).

Si le test est validé, il est possible de définir un indice de qualité du résultat, en calculant la probabilité  $p$  définie ainsi :

$$p = 1 - K(\sqrt{n}D_n) \quad (\text{A.6})$$

Cette probabilité peut s'exprimer ainsi : il s'agit de la valeur limite de  $\alpha$  que l'on aurait pu se fixer sans que cela ne change le résultat du test. Puisque  $\sqrt{n}D_n < y, p > \alpha$ .

Par exemple, si le test est validé (c'est-à-dire,  $H_0$  retenue, donc que la statistique  $D_n$  n'est pas dans la région critique) et que  $p$  vaut 0.8, cela signifie que l'on aurait pu faire le même test avec le même résultat (décider  $H_0$ ) avec  $\alpha = 0.8$ , c'est-à-dire en étant extrêmement strict sur la condition d'acceptation de  $H_0$  (puisque  $\alpha = P(H_1/H_0)$ ).

Nous utilisons la valeur  $p$  pour comparer le résultat de deux tests dont  $H_0$  est différent, effectués à partir du même échantillon, et quand  $H_0$  est validée dans les deux cas. L'hypothèse donnant la plus grande valeur de  $p$  est retenue comme étant la « meilleure » des deux. La valeur  $p$  n'est utilisée qu'en termes relatifs (lors d'une comparaison entre deux tests), jamais en termes absolus.



# Liste des publications

## Revues internationales à comité de lecture :

S. Collonge, G. Zaharia, et G. El Zein, "Influence of the Human Activity on Wideband Characteristics of the 60 GHz Indoor Radio Channel", *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 3, n°6, nov. 2004.

S. Collonge, G. Zaharia, et G. El Zein, "Influence of the Furniture on 60 GHz Radio Propagation in a residential environment", *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 39, n°3, pp. 230-233, 5 nov. 2003.

S. Collonge, G. Zaharia, et G. El Zein, "Wideband and Dynamic Characterization of the 60 GHz Indoor Radio Propagation - Future Home WLAN Architectures", *Annals of Telecommunications*, vol. 58, n°3-4, pp. 417-447, avr. 2003.

## Congrès internationaux avec actes :

S. Collonge, G. Zaharia, et G. El Zein, "Influence of the Human Activity on the Propagation Characteristics of 60 GHz Indoor Channels", *IEEE Vehicular Technology Conference*, Jeju, Korea, avr. 2003.

S. Collonge, G. Zaharia, et G. El Zein, "Spatial and Temporal Characterization of the 60 GHz Indoor Radio Propagation Channel for Residential Environments", *Premier congrès international sur les modélisations numériques appliquées (CIMNA'03)*, Beyrouth, Liban, nov. 2003.

S. Collonge, G. Zaharia, et G. El Zein, "Experimental investigation of the spatial and temporal characteristics of the 60 GHz radio propagation within residential environments", *International Symposium on Signals, Circuits and Systems (SCS'03)*, Iasi, Romania, pp. 417-420, juil. 2003.

S. Collonge, G. Zaharia, et G. El Zein, "Influence of the furniture on 60 GHz radio propagation in a residential environment", *International Symposium on Signals, Circuits and Systems (SCS'03)*, Iasi, Romania, pp. 413-416, juil. 2003.



Y. Lostanlen, Y. Corre, Y. Louët, Y. Le Helloco, S. Collonge, G. Zaharia, et G. El Zein, "Comparison of Measurements and Simulations in Indoor Environments for Wireless Local Networks at 60 GHz", *IEEE Vehicular Technology Conference*, Birmingham, USA, mai 2002.

**Congrès nationaux avec actes :**

S. Collonge et G. El Zein, « Caractérisation de la propagation des ondes électromagnétiques à 60 GHz en environnement résidentiel », *Journée d'études de la propagation électromagnétique dans l'atmosphère du décimétrique à l'angström*, Rennes, France, mars 2002.

S. Collonge, G. Zaharia, et G. El Zein, « Activité humaine et matériaux de construction : deux aspects critiques de la propagation à 60 GHz à l'intérieur des bâtiments », *Journées Nationales des Micro-Ondes (JNM'2003)*, Lille, France, mai 2003.

Y. Lostanlen, Y. Corre, Y. Louet, Y. Le Helloco, S. Collonge, et G. El Zein, « Modélisation de la Propagation Indoor en Milieu Domestique à 60 GHz », *Journée d'études de la propagation électromagnétique dans l'atmosphère du décimétrique à l'angström*, Rennes, France, mars 2002.

S. Collonge, G. Zaharia, G. El Zein, « Proposition d'architectures pour les futurs réseaux locaux sans fil à 60 GHz basée sur l'étude de la propagation radioélectrique », *Colloque Les Nouvelles Technologies dans la Cité*, Rennes, 11 déc. 2003.

**Conférences - Journées thématiques :**

S. Collonge, G. El Zein, « Caractérisation de la Propagation à 60 GHz », *Journée du CCT : Simulation et Modélisation du Segment HF des Systèmes de Télécommunication*, Sous l'égide du CLUB CCT et du CNES, Toulouse, 24 oct. 2001.

**Rapports techniques :**

S. Collonge, « Caractérisation du canal de propagation radio à 60 GHz en environnement de type laboratoire », *Rapport COMMINDOR*, 62 pages, jan. 2001.

S. Collonge, « Caractérisation du canal de propagation radio à 60 GHz en environnement de type résidentiel », *Rapport COMMINDOR*, 49 pages, jan. 2002.

# Liste des tableaux

2.1	Classement des études publiées sur le canal à 60 GHz (35 études) . . . . .	16
3.1	Sélectivité en temps et en fréquence d'un canal de propagation . . . . .	37
4.1	Caractéristiques du sondeur de canal de l'IETR . . . . .	48
4.2	Caractéristiques des antennes utilisées pour les campagnes de mesure . . . . .	49
4.3	Configurations de mesure de la campagne n° 1 . . . . .	56
4.4	Configurations de mesure des campagnes n° 2, 3, et 4 : positions TX . . . . .	57
4.5	Configurations de mesure de la campagne n° 5 . . . . .	60
5.1	Percentiles issus des fonctions de distribution cumulatives des évanouissements à petite échelle . . . . .	69
5.2	Couverture angulaire en situation LOS dans le CLE et la <i>Maison</i> pour $B_{\sigma_{75}}$ et $F_{\tau_{90}}$	73
5.3	Couverture angulaire en situation NLOS dans le CLE et la <i>Maison</i> pour $B_{\sigma_{75}}$ et $F_{\tau_{90}}$ . . . . .	76
5.4	Caractéristiques moyennes des positions <i>typiques</i> et <i>atypiques</i> de la campagne de mesure n° 1 . . . . .	79
5.5	Atténuation en transmission causée par les matériaux dans la <i>Maison</i> et le CLE .	81
5.6	Paramètres des droites de régression linéaire modélisant les variations de l'atté- nuation en fonction de la distance . . . . .	83
5.7	Atténuation supplémentaire par rapport à l'espace libre en situation NLOS (multi- pièce) . . . . .	84
5.8	Atténuation supplémentaire par rapport à l'espace libre en situation NLOS (inter- étage) . . . . .	85
5.9	10 <sup>e</sup> et 90 <sup>e</sup> percentiles des valeurs de $\epsilon_{C_{iAP}}(\alpha)$ pour l'ensemble des configurations de mesure . . . . .	94
5.10	Influence globale de l'ajout de mobilier dans la <i>Maison</i> . Indicateurs $\epsilon_{C_{LOS}}$ , $\epsilon_{C_{NLOS}}$ , $\delta_{C_{LOS}}$ , $\delta_{C_{NLOS}}$ . . . . .	95
6.1	Durée de mesure pour chaque configuration et chaque intensité d'activité humaine	110
6.2	Nombre d' <i>obstructions</i> par <i>série d'obstructions</i> ( $N_{obs}$ ) pour la campagne n° 5 . .	112
6.3	Statistiques des durées des <i>séries d'obstructions</i> ( $D_{series}$ ) pour un seuil de 10 dB	114
6.4	Statistiques des amplitudes des <i>séries d'obstructions</i> ( $A_{serie}$ ) pour un seuil de 5 dB	115
6.5	Statistiques des temps de montée des <i>séries d'obstructions</i> ( $TM_{serie}$ ) . . . . .	118
6.6	Taux d'indisponibilité du canal pour un seuil de détection de 10 dB . . . . .	120
6.7	CLE - Caractéristiques des obstructions du scénario à court-terme n° 1 . . . . .	121
6.8	Maison - Caractéristiques des obstructions du scénario à court-terme n° 2 . . . .	124

7.1	Paramètres de la loi lognormale « par morceaux » modélisant la distribution de $D_{serie}$ pour un seuil de détection de 10 dB (position TX 1) . . . . .	134
7.2	Paramètres de la loi lognormale « par morceaux » modélisant la distribution de $D_{serie}$ pour un seuil de détection de 10 dB (positions TX 2 et TX 3) . . . . .	135
7.3	Paramètres de la loi lognormale générales pour chaque position TX pour la modélisation de $D_{serie}$ , en fonction de l'activité humaine . . . . .	136
7.4	Paramètres de la loi lognormale « par morceaux » modélisant la distribution de $I_{serie}$ pour un seuil de détection de 10 dB (position TX 1) . . . . .	137
7.5	Paramètres de la loi lognormale « par morceaux » modélisant la distribution de $I_{serie}$ pour un seuil de détection de 10 dB (positions TX 2 et TX 3) . . . . .	138
7.6	Paramètres de la loi lognormale « par morceaux » généralisées pour chaque position TX pour la modélisation de $I_{serie}$ , en fonction de l'activité humaine . . . . .	139
7.7	Paramètres de la loi normale modélisant la distribution de $A_{serie}$ pour un seuil de détection de 10 dB et pour l'activité humaine globale . . . . .	140
7.8	Paramètres de la loi lognormale « par morceaux » modélisant la distribution de $TM_{serie}$ pour un seuil de détection de 10 dB et pour l'activité humaine globale . . . . .	141
7.9	Statistiques des caractéristiques des <i>séries d'obstructions</i> simulées à partir du modèle (Durée simulée : 12h) . . . . .	143
A.1	Probabilités conditionnelles des décisions pour chaque hypothèse dans le cadre d'un test statistique . . . . .	167

# Table des figures

2.1	Les réseaux de communications sans fil . . . . .	6
2.2	Comparaison des standards filaires et sans fil en terme de débits bruts . . . . .	11
2.3	Exemple d'architecture réseau câblé avec extensions sans fil . . . . .	17
2.4	Exemple d'architectures de réseaux composés de plusieurs sous-réseaux (ou <i>cluster</i> ) . . . . .	18
3.1	Fluctuations à petite et à grande échelles de la réponse du canal . . . . .	28
3.2	Les types d'interactions d'une onde électromagnétique avec le milieu . . . . .	30
3.3	Influence de la localisation spatiale des diffuseurs sur la réponse du canal de propagation — Distinction entre diffuseurs locaux et diffuseurs lointains . . . . .	31
3.4	Réponses temporelles du canal du second type . . . . .	33
3.5	Fonctions de corrélation d'un canal stationnaire au sens large et à diffuseurs décorrélés . . . . .	35
4.1	Principe de fonctionnement d'un sondeur basé sur la technique de corrélation glissante . . . . .	47
4.2	Photo du système de mesure (sondeur de canal, ordinateur, têtes RF, antennes, câbles) . . . . .	48
4.3	Atténuation en fonction de la distance. Comparaison entre mesure et théorie. . . . .	50
4.4	Diagrammes de rayonnement des antennes . . . . .	51
4.5	Photos des positionneurs d'antenne . . . . .	52
4.6	Photos des environnements de mesure pour les campagnes n° 1 et 5 . . . . .	53
4.7	Photos des environnements de mesure pour les campagnes n° 2, 3 et 4 . . . . .	54
4.8	Plans des environnements de mesure pour la campagne n° 1 . . . . .	55
4.9	Plans des environnements de mesure pour la campagne n° 1 . . . . .	57
4.10	Plan du <i>Coin café</i> du laboratoire pour la campagne de mesures n° 5 . . . . .	59
5.1	Variations de l'atténuation à petite échelle et de l'atténuation moyenne locale . . . . .	66
5.2	Calcul d'une <i>moyenne glissante</i> pour l'évaluation des évanouissements à petite échelle (Maison - TX 2 - RX 3 - Patch - Polarisation Verticale - NLOS) . . . . .	68
5.3	Fonctions de distribution cumulatives pour $B_{\sigma_{75}}$ et $F_{\tau_{90}}$ pour la campagne n° 1 . . . . .	70
5.4	Répartition angulaire de la puissance reçue pour deux positions LOS (CLE, TX 1, RX 1 et 2). . . . .	72
5.5	Couverture angulaire en situation LOS. Comparaison Patch/Cornet (Maison meublée, Tx 1, RX 2, polarisation verticale). . . . .	74
5.6	Répartition angulaire de la puissance reçue pour deux positions NLOS. . . . .	76

5.7	Couverture angulaire en situation NLOS. Comparaison Patch/Cornet (Maison, TX 1, RX 4, polarisation verticale) . . . . .	77
5.8	Profils de puissance moyens typiques et atypiques dans le <i>Bureau</i> (campagne de mesures n° 1) . . . . .	80
5.9	Atténuation en fonction de la distance TX-RX . . . . .	82
5.10	Cartes de couverture de la puissance reçue dans la <i>Maison</i> réalisées par lancer de rayons (TX 1, Cornet en réception) . . . . .	86
5.11	Plan du CLE pour l'étude de l'influence d'un élément de mobilier . . . . .	87
5.12	Photos des trois configurations de mesure pour l'étude de l'influence d'un élément de mobilier (CLE, TX 1, RX 3, Patch) . . . . .	87
5.13	Évolution de l'atténuation le long d'un tronçon de $79 \lambda$ pour trois configurations de mobilier (CLE, TX 1, RX 3, Patch) . . . . .	88
5.14	Fonctions de distribution cumulatives des évanouissements à petite échelle (CLE, TX 1, RX 3, Patch, polarisation H) . . . . .	89
5.15	Comparaison de la puissance reçue, $Pr(\alpha)$ , entre les configurations meublée et vide (RX 1, cornet, polarisation V, LOS) . . . . .	90
5.16	Comparaison de la bande de cohérence à 75%, $B_{\alpha_{75}}(\alpha)$ , entre les configurations meublée et vide (RX 1, cornet, polarisation V, LOS) . . . . .	91
5.17	Comparaison du nombre de trajets, $N_{traj}(\alpha)$ , entre les configurations meublée et vide (RX 1, cornet, polarisation V, LOS) . . . . .	92
5.18	Comparaison du nombre de trajets, $N_{traj}(\alpha)$ , entre les configurations meublée et vide (RX 4, patch, polarisation V, NLOS) . . . . .	93
5.19	Fonctions de distribution cumulatives de $\epsilon_{B_{C75_{2AP}}}$ pour les 4 configurations d'antennes . . . . .	93
6.1	Scénario à court terme n° 1 (CLE). . . . .	102
6.2	CLE, Cornet, polarisation V, variations dans le temps de l'atténuation lorsqu'une personne passe entre les antennes. . . . .	102
6.3	Exemples de variations temporelles de l'atténuation en présence d'une activité humaine naturelle . . . . .	104
6.4	Exemple d'effet de l'algorithme de détection des <i>obstructions</i> . . . . .	106
6.5	Caractéristiques des <i>obstructions</i> . . . . .	106
6.6	Caractéristiques des <i>séries d'obstructions</i> . . . . .	109
6.7	Durée des <i>séries d'obstructions</i> pour la position TX 1 en fonction de l'activité humaine . . . . .	112
6.8	Nombre de <i>séries d'obstructions</i> par minute pour TX 1. Campagne n° 5. . . . .	117
6.9	Taux d'indisponibilité ( <i>TI</i> ) brut et corrigé pour TX 1. Campagne n° 5. . . . .	119
6.10	Scénario à court-terme n° 2. Maison. . . . .	122
6.11	Comparaison des différentes configurations de hauteurs et de types d'antenne dans le scénario à court-terme n° 2. . . . .	123
7.1	Fonctions de distribution cumulatives des évanouissements à petite échelle ( $F_{PE}$ ) mesurés et simulés ( <i>Bureau</i> et <i>Grotte</i> , Antenne RX Cornet, LOS) . . . . .	129
7.2	Forme élémentaire du modèle des variations temporelles de l'atténuation . . . . .	131
7.3	FDC des durées des <i>séries d'obstructions</i> ( $D_{serie}$ ) et lois lognormales estimées . . . . .	133
7.4	Variations de l'atténuation simulée pour une configuration PP, en présence de 1-5 personnes . . . . .	142

---

7.5	Détection des trajets sur un profil de puissance angles-retards . . . . .	146
7.6	Exemple de dendrogramme . . . . .	150
7.7	Résultat de l'algorithme de détection des groupes (CLE - TX 1/RX 10 - Cornet V) . . . . .	151
7.8	Puissance normalisée des groupes de trajets et des trajets en fonction des retards (situations NLOS, polarisation V) . . . . .	152
7.9	Fonctions de distribution cumulatives complémentaires des retards relatifs des groupes et des trajets (situations LOS, polarisations V et H confondues) . . . . .	153
7.10	Fonctions de distribution cumulatives des angles d'arrivée des groupes et des trajets (situations LOS, polarisation V) . . . . .	154
7.11	Exemples de profils de puissance angles-retards simulés à partir du modèle . . . . .	155
8.1	Limitation du problème d'obstruction par l'utilisation d'un réseau centralisé avec une station de base au plafond . . . . .	161
8.2	Mise en œuvre de la diversité angulaire dans le scénario de déploiement n° 2 . . . . .	163
8.3	Utilisation de la diversité de site combinée à la diversité angulaire . . . . .	164



## Résumé

Les télécommunications sans fil connaissent un intérêt toujours soutenu depuis plus d'une décennie car elles permettent une simplification des infrastructures par rapport aux télécommunications filaires, une mobilité accrue des terminaux, et finalement un usage plus souple pour l'utilisateur.

Le défi actuel de ce champ des télécommunications est d'assurer une augmentation des débits de transmission. Pour cela plusieurs techniques sont envisagées, parmi lesquelles la montée en fréquence vers le spectre des ondes millimétriques. Cette approche est à la base de cette thèse qui présente les résultats de la caractérisation et de la modélisation statistique du canal de propagation intra-bâtiment à 60 GHz. Ces travaux sont basés sur plusieurs campagnes de mesure menées principalement en milieu résidentiel.

Les principaux résultats soulignent l'importance du problème d'obstruction provoqué par l'activité humaine, ainsi que la difficulté de la propagation entre les pièces d'un bâtiment. Enfin, ces mesures révèlent que la mise en œuvre d'une diversité angulaire au sein du réseau devrait permettre de contrer ces deux difficultés. Par ailleurs, sont proposés des modèles de la propagation spatio-temporel et variant dans le temps, basés sur les propriétés statistiques des différentes caractéristiques du canal.

**Mots clés : 60 GHz, ondes millimétriques, canal de propagation, sondage de canal, réseaux locaux sans fil, WLAN, modèle de canal.**

## Abstract

Wireless telecommunications have been driven by a sustained interest for more than a decade. Compared to wired telecommunications, wireless technologies make it possible to simplify the networks infrastructures, to increase the mobility, and finally to make the use more flexible for everybody.

The actual challenge for wireless telecommunications is to ensure a growth of the transmission rates. Several techniques are still under study, among which one can find the increase of the working frequency toward the millimeter waves spectrum. This thesis lies within the framework of this approach and presents the results of the characterization and the statistical modelization of the 60 GHz indoor propagation channel. This work is based on several measurement campaigns, mainly performed in residential environments.

The main results underline the shadowing effect caused by the human activity, and the difficulty of the propagation between the rooms of a building. Last, the measurements reveal that an angular diversity scheme can be an interesting solution to overcome these difficulties. Moreover, a spatio-temporal model and a time-variant model of the channel are described, based on the statistical properties of the channel characteristics.

**Index terms : 60 GHz, millimeter waves, propagation channel, channel sounding, wireless local area networks, WLAN, propagation model**