Caractérisation et modélisation du canal de propagation radio en contexte Ultra Large Bande

Pascal Pagani

▶ **To cite this version:**

Pascal Pagani. Caractérisation et modélisation du canal de propagation radio en contexte Ultra Large Bande. Autre. INSA de Rennes, 2005. Français. NNT : . tel-00011220

HAL Id: tel-00011220
https://theses.hal.science/tel-00011220

Submitted on 16 Dec 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 : D05-17

Thèse

présentée devant
l'INSTITUT NATIONAL DES SCIENCES APPLIQUÉES DE RENNES
pour obtenir le titre de
Docteur
spécialité : *Électronique*

Caractérisation et modélisation du canal de propagation radio en contexte Ultra Large Bande

par
Pascal Pagani

Soutenue le 28 novembre 2005 devant la commission d'examen

Rapporteurs	
M^me^ Martine Liénard	Professeur à l'Université de Lille
M. Michel Sylvain	Professeur à l'Université de Marne-la-Vallée
Examinateurs	
M. Ghaïs El Zein	Professeur à l'INSA de Rennes
M. Patrice Pajusco	Responsable d'Unité de Recherche à France Telecom, Belfort
M. Alain Sibille	Professeur à l'ENSTA, Paris
M. Bernard Uguen	Maître de Conférences-HDR à l'INSA de Rennes
Membre invité	
M. Norbert Daniele	Ingénieur de Recherche au CEA, Grenoble

Institut d'Électronique et de Télécommunications de Rennes
Institut National des Sciences Appliquées de Rennes

à Henri et Madeleine

à Sophie

« Quand bien nous pourrions être savants du savoir d'autrui,
au moins sages ne pouvons-nous être
que de notre propre sagesse. »

Montaigne, *Essais*, I, 15.

Remerciements

Cette thèse s'est déroulée au sein du laboratoire « Réseaux d'Accès - Network Engineering Tools » de France Telecom Division Recherche et Développement à Belfort, et je remercie les Directeurs de Laboratoire, Messieurs Jean Vuichard et Yvonnick Boursier, pour leur accueil. Je tiens à exprimer en particulier ma profonde reconnaissance à Monsieur Patrice Pajusco, Responsable de l'Unité de Recherche « Modélisation du Canal Radio », pour la confiance qu'il m'a accordée et les connaissances qu'il m'a transmises en dirigeant ces trois années de recherche. Sa disponibilité, son esprit critique et sa motivation ont été pour moi une grande richesse tout au long de la thèse et ont permis un travail fructueux. Je souhaite également remercier mes co-encadrants, Monsieur Ghaïs El Zein, Professeur à l'INSA de Rennes, et Monsieur Bernard Uguen, Maître de Conférences à l'INSA de Rennes, pour l'intérêt qu'ils ont accordé à mes travaux, ainsi que pour leurs conseils et leurs encouragements.

J'exprime toute ma gratitude envers Madame Martine Liénard, Professeur à l'Université de Lille, et Monsieur Michel Sylvain, Professeur à l'Université de Marne-la-Vallée, pour avoir accepté d'être les rapporteurs de mes travaux et pour l'attention qu'ils ont accordée à la lecture de ce mémoire. Je remercie également Monsieur Alain Sibille, Professeur à l'ENSTA, ainsi que Monsieur Norbert Daniele, Ingénieur de Recherche au CEA de Grenoble, de m'avoir fait l'honneur de bien vouloir participer au jury de cette thèse.

Ce travail n'aurait pas pu voir le jour sans l'expertise et la présence complice de mes collègues de travail au sein de France Telecom Division Recherche et Développement à Belfort. Mes remerciements particuliers vont à Nadine Malhouroux-Gaffet, Jean-Marc Conrat, Hervé Sizun et Jean-Yves Thiriet pour leur écoute et la qualité de nos échanges techniques. J'ai également eu l'occasion de solliciter l'aide d'Isabelle Eimer, Laurent Cartier, Philippe Fargues et Claude Moroni pour la mise en œuvre des mesures expérimentales et je les remercie pour leur disponibilité. De nombreuses personnes m'ont accordé de leur temps et de leur bonne humeur en participant aux expérimentations radio : j'adresse un grand merci à Hélène Averous, Sabine Durieux, Delphin Barankanira, Laurent Baudoin, Lionel Chaigneaud, Valéry Guillet, Jean-Claude Kling, Yves Louis, Dominique Petry et Olivier Utkala. J'exprime également ma sympathie aux derniers arrivants, thésards et post-doctorants, et je leur souhaite bon courage dans l'accomplissement de leur travail de recherche.

Je tiens à remercier Janine Mattei, de France Telecom à Issy-les-Moulineaux, et Friedman Tchoffo-Talom, de l'INSA de Rennes, pour leur travail attentif de relecture de ce mémoire.

Je garde enfin un remerciement chaleureux pour ma famille, qui m'a constamment entouré durant ces trois années de recherche. Je voudrais remercier tout particulièrement Sophie, qui a été témoin de tous les instants de cette aventure, pour son soutien, ses encouragements et sa confiance.

Table des matières

Remerciements **vii**

Acronymes **xv**

Introduction **1**

1 Le canal de propagation radio pour la technologie Ultra Large Bande **3**

1.1 La technologie Ultra Large Bande 4

1.1.1 Introduction : qu'est-ce que l'UWB ? 4

1.1.1.1 Définition 4

1.1.1.2 Évolution historique 5

1.1.1.3 Principales caractéristiques de l'UWB 5

1.1.1.4 Applications UWB 6

1.1.2 La régulation du spectre radio UWB 8

1.1.3 Principes de communication UWB 11

1.1.3.1 Radio impulsionnelle 13

1.1.3.2 Étalement de spectre UWB 16

1.1.3.3 Modulation OFDM sur bandes multiples 16

1.2 La propagation radioélectrique à l'intérieur des bâtiments 18

1.2.1 Définition du canal de propagation 18

1.2.1.1 Propagation en espace libre 18

1.2.1.2 Propagation par trajets multiples 20

1.2.1.3 Variations du canal de propagation 21

1.2.2 Représentation du canal de propagation 24

1.2.2.1 Formulation mathématique 24

1.2.2.2 Caractérisation des canaux déterministes 26

1.2.2.3 Caractérisation des canaux aléatoires linéaires 27

1.2.2.4 Classification des canaux 28
1.2.3 Paramètres de caractérisation du canal 31
1.2.3.1 Sélectivité fréquentielle 31
1.2.3.2 Variabilité lente 34
1.2.3.3 Évanouissements rapides 35
1.2.3.4 Analyse spectrale 35
1.3 Modèles de canal radio UWB 36
1.3.1 Modèle Cassioli-Win-Molisch 37
1.3.2 Modèles IEEE 802.15 38
1.3.2.1 Modèle IEEE 802.15.3a 38
1.3.2.2 Modèle IEEE 802.15.4a 38
1.3.3 Approche fréquentielle 39
1.3.4 Un exemple de modèle déterministe 40
1.4 Conclusion 41

2 Sondage du canal radio UWB **43**
2.1 Problématiques de mesure en contexte UWB 43
2.2 Les méthodes de sondage du canal radio UWB 46
2.2.1 Méthodes fréquentielles 46
2.2.1.1 Analyseur de réseau vectoriel 46
2.2.1.2 Sondeur *chirp* 47
2.2.2 Méthodes temporelles 48
2.2.2.1 Mesures par impulsions 48
2.2.2.2 Mesures par corrélation 50
2.2.2.3 Techniques d'inversion 52
2.2.3 Solution sélectionnée pour le canal UWB statique 52
2.2.3.1 Sondeurs 54
2.2.3.2 Dispositifs de mesure spatiale 55
2.2.3.3 Antennes 55
2.2.3.4 Amplification et calibration 57
2.3 Extension d'un sondeur SIMO vers l'UWB 58
2.3.1 Principe du sondage temporel à balayage fréquentiel 58
2.3.2 Description du sondeur de canal SIMO 59
2.3.3 Extension vers l'UWB 61

2.3.3.1 Principe 61
2.3.3.2 Filtrage et intégration 63
2.3.3.3 Synchronisation émetteur-récepteur 64
2.3.3.4 Calibration fine des bandes partielles 64
2.3.4 Validation expérimentale 65
2.3.4.1 Environnement statique 65
2.3.4.2 Environnement dynamique 65
2.3.4.3 Etude Doppler 66
2.4 Récapitulatif des campagnes de mesures du canal UWB 67
2.5 Conclusion 68

3 Étude du canal radio UWB statique 73
3.1 Étude préliminaire sur la bande 4 GHz - 6 GHz 73
3.1.1 Mise en œuvre expérimentale 73
3.1.2 Pertes par propagation 74
3.1.3 Paramètres grande échelle 76
3.1.4 Paramètres petite échelle 78
3.1.5 Bilan de la campagne préliminaire 79
3.2 Étude du canal radio UWB sur la bande 3,1 GHz - 10,6 GHz 81
3.2.1 Mise en œuvre expérimentale 81
3.2.1.1 Réalisation des mesures 81
3.2.1.2 Analyse de l'antenne 83
3.2.2 Pertes par propagation en fréquence 84
3.2.2.1 Effet de l'antenne 84
3.2.2.2 Coefficient de pertes par propagation en fréquence 86
3.2.3 Pertes par propagation en distance 87
3.2.3.1 Bande d'analyse globale 88
3.2.3.2 Influence de la fréquence 90
3.2.4 Paramètres grande échelle 92
3.2.4.1 Dispersion des retards 92
3.2.4.2 Coefficients de décroissance exponentielle 94
3.2.4.3 Coefficients de décroissance en puissance 97
3.2.4.4 Taux d'arrivée des *clusters* et des rayons 99
3.2.5 Paramètres petite échelle 104

3.3 Conclusion 105

4 Analyse des variations spatiales et temporelles 107

4.1 Étude pseudo-dynamique des évanouissements rapides 108
4.1.1 Mise en œuvre expérimentale 108
4.1.2 Observation de la propagation d'un front d'onde 109
4.1.3 Analyse statistique 110
4.1.3.1 Variations de la puissance totale reçue 110
4.1.3.2 Dispersion de la puissance totale reçue et largeur de bande . 112
4.1.3.3 Évanouissements rapides à différents retards 114
4.1.3.4 Caractérisation de la distribution d'amplitude 117
4.1.4 Bilan de l'étude pseudo-dynamique 119
4.2 Étude du passage de personnes par la mesure temps réel 120
4.2.1 Mise en œuvre expérimentale 120
4.2.2 Analyse des variations temporelles 121
4.2.2.1 Évanouissements lents 123
4.2.2.2 Évanouissements rapides 125
4.2.2.3 Analyse spectrale 127
4.2.3 Interprétation des caractéristiques observées 129
4.3 Conclusion 131

5 Modélisation du canal de propagation radio en contexte UWB 133

5.1 Modèle statique du canal radio UWB 133
5.1.1 Modèle de pertes par propagation 133
5.1.2 Modélisation de la réponse impulsionnelle 134
5.1.2.1 Description de la réponse impulsionnelle sur une bande infinie 134
5.1.2.2 Réponse impulsionnelle sur une bande limitée 138
5.1.2.3 Évanouissements rapides 140
5.2 Variations spatiales et temporelles 143
5.2.1 Modélisation des fluctuations spatiales 143
5.2.2 Modélisation de l'effet des personnes 146
5.2.2.1 Effet des personnes sur un trajet principal 147
5.2.2.2 Extension du modèle à la réponse impulsionnelle 149
5.3 Résultats de simulation 153
5.4 Conclusion 155

Conclusion et perspectives **157**

Annexes **161**

A Représentation du canal radio en bande de base **163**

B Distributions statistiques **165**

B.1 Définitions 165

B.1.1 Distribution de Rayleigh 165

B.1.2 Distribution de Rice 165

B.1.3 Distribution de Nakagami 166

B.1.4 Distribution de Weibull 167

B.1.5 Distribution normale 167

B.1.6 Distribution log-normale 168

B.1.7 Distribution de Laplace 168

B.2 Test d'adéquation de Kolmogorov-Smirnov 169

C Algorithme d'identification de rayons **171**

C.1 Algorithme FDML original 171

C.2 Accélération du temps de calcul 173

D Simulation des évanouissements rapides **177**

Liste des figures **179**

Liste des tableaux **183**

Liste des publications **185**

Bibliographie **187**

Résumé **201**

Acronymes

AMERICC	Appareil de MEsure de la Réponse Impulsionnelle pour la Caractérisation du Canal
BPSK	*Binary Phase Shift Keying*
CAG	Contrôle Automatique de Gain
CAN	Convertisseur Analogique Numérique
CDMA	*Code Division Multiple Access*
CEPT	Conférence Européenne des Postes et Télécommunications
CNA	Convertisseur Numérique Analogique
DCS	*Digital Cellular System*
DECT	*Digital Enhanced Cordless Telecommunications*
DSO	*Digital Sampling Oscilloscope*
DSP	*Digital Signal Processor*
DS-UWB	*Direct Sequence Ultra Wide Band*
DVD	*Digital Video Disc*
ETSI	*European Telecommunications Standards Institute*
FCC	*Federal Communications Commission*
FDML	*Frequency Domain Maximum Likelihood*
FDTD	*Finite Difference Time Domain*
FI	Fréquence Intermédiaire
GPIB	*General Purpose Interface Bus*
GPS	*Global Positioning System*
GSM	*Global System for Mobiles*
HF	Hyper Fréquence
IDA	*Singapore Infocomm Development Authority*
IEEE	*Institute of Electrical and Electronics Engineers*
ISM	*Industrial, Scientific and Medical*
ITU	*International Telecommunications Union*
LNA	*Low Noise Amplifier*
LOS	*Line Of Sight*

MBOA	*Multi-Band OFDM Alliance*
MB-OFDM	*Multi-Band Orthogonal Frequency Division Multiplexing*
M-BOK	*M-ary Bi-Orthogonal Keying*
MIMO	*Multiple Input Multiple Output*
NLOS	*Non Line Of Sight*
OFDM	*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*
OL	Oscillateur Local
OOK	*On Off Keying*
PA	Pseudo-Aléatoire
PAM	*Pulse Amplitude Modulation*
PC	*Personal Computer*
PDA	*Personal Digital Assistant*
PDP	*Power Delay Profile*
PPM	*Pulse Position Modulation*
QPSK	*Quadrature Phase Shift Keying*
RF	Radio Fréquence
RI	Réponse Impulsionnelle
SAGE	*Space Alternating Generalized Expectation*
SHF	*Super High Frequency*
SIMO	*Single Input Multiple Output*
SISO	*Single Input Single Output*
TEB	Taux d'Erreur Binaire
TOS	Taux d'Onde Stationnaire
UHF	*Ultra High Frequency*
UMTS	*Universal Mobile Telecommunications System*
UNII	*Unlicensed National Information Infrastructure*
US	*Uncorrelated Scattering*
USB	*Universal Serial Bus*
UWB	*Ultra Wide Band*
VNA	*Vector Network Analyser*
WBAN	*Wireless Body Area Networks*
WiFi	*Wireless Fidelity*
WLAN	*Wireless Local Area Networks*
WPAN	*Wireless Personal Area Networks*
WSS	*Wide Sense Stationary*
WSSUS	*Wide Sense Stationary Uncorrelated Scattering*

Introduction

L'Ultra Large Bande, ou *Ultra Wide Band* (UWB), est une technique de transmission radioélectrique qui consiste à utiliser des signaux s'étalant sur une large bande de fréquences, typiquement de l'ordre de 500 MHz à plusieurs GHz. D'abord utilisée dans le domaine de la localisation radar, cette technologie est appliquée depuis une dizaine d'années à la communication sans fil, suscitant un intérêt grandissant au sein de la communauté scientifique et industrielle. Les caractéristiques propres à la technologie UWB, comme son large support spectral et son fort pouvoir de résolution temporelle, permettent en effet de proposer des systèmes de communication à très haut débit, jusqu'à plusieurs centaines de Mbit/s. Dès 2002, l'autorité de régulation américaine *Federal Communications Commission* (FCC) a autorisé l'émission de signaux UWB dans la bande 3,1 GHz - 10,6 GHz, encourageant les efforts de recherche dans ce domaine. En Europe et en Asie, la définition de masques d'émission similaires est en cours. Dans le contexte actuel de forte demande pour des application multimédia sans fil, l'UWB semble donc une solution innovante et attractive pour les futurs systèmes de communication radio. Aujourd'hui, d'importants groupes industriels, comme UWB *Forum* et *Multi-Band OFDM Alliance* s'engagent dans la conception d'équipements basés sur la technologie UWB et débattent des solutions techniques à adopter en normalisation.

Afin de développer de tels systèmes, une parfaite connaissance des propriétés du canal radio est nécessaire. Les performances d'un système de transmission sans fil sont en effet directement liées aux conditions de propagation entre l'émetteur et le récepteur. Ceux-ci doivent donc être dimensionnés pour tirer le meilleur parti des caractéristiques du canal et atténuer ses effets négatifs. Ainsi, la modélisation des pertes en puissance par propagation permet d'estimer la couverture du système radio, tandis que des simulations de lien permettent d'évaluer la robustesse de la communication. De par la largeur de son support spectral, le canal de propagation UWB est intrinsèquement différent des canaux large bande traditionnels. Son étude précise est donc requise pour évaluer tout le potentiel et les contraintes des systèmes de communication UWB.

L'objet de cette thèse est de caractériser le canal de propagation en contexte UWB afin de proposer des modèles de canal adaptés aux futurs systèmes basés sur cette technologie. La méthode employée consiste en une approche expérimentale, qui passe par le sondage du canal de propagation. Nous avons ainsi mis en œuvre des techniques de sondage adaptées à la largeur du spectre UWB. Les paramètres les plus représentatifs du canal UWB ont ensuite été identifiés par une analyse statistique des résultats de mesure. Enfin, ces caractéristiques ont été utilisées pour construire un modèle permettant de reproduire les effets du canal de propagation de façon réaliste. Durant cette recherche, nous avons cherché à dégager plus particulièrement les effets liés à l'utilisation pratique de signaux sur un large support spectral. Ainsi, les mesures

réalisées sur la globalité de la bande 3,1 GHz - 10,6 GHz ont permis d'étudier l'impact de la fréquence sur les propriétés du canal. D'autre part, des expérimentations dédiées ont permis d'analyser les variations spatiales et temporelles du canal radio, dues au déplacement des antennes et à la présence de diffuseurs mobiles. Étant donnés les scénarios d'usage potentiels des systèmes UWB très haut débit, ce travail s'est concentré sur l'environnement intérieur, pour des distances émetteur-récepteur s'étalant de 1 m à 20 m.

Ce mémoire de thèse se divise en cinq chapitres, qui reprennent les étapes de notre démarche de recherche. Le premier chapitre introduit la technologie UWB et présente ses applications potentielles pour les systèmes de communication. Nous décrivons ensuite le canal de propagation radio à l'intérieur des bâtiments de manière théorique. Les propositions existantes concernant la modélisation du canal radio UWB sont récapitulées.

Dans le deuxième chapitre, les techniques de sondage large bande sont étudiées, afin de définir et concevoir un équipement de mesure adapté à l'UWB. Les deux méthodes de mesure adoptées sont présentées. La première est basée sur une technique fréquentielle et permet de sonder le canal UWB dans la bande 3,1 GHz - 11,1 GHz en environnement statique. Nous proposons ensuite une méthode innovante, qui exploite les capacités d'un sondeur SIMO large bande pour la mesure en temps réel du canal UWB SISO, sur la bande 4 GHz - 5 GHz.

Le troisième chapitre développe la caractérisation du canal UWB en configuration statique. Plusieurs campagnes de mesures ont été réalisées en environnement intérieur de bureau. Les réponses impulsionnelles obtenues sont analysées pour dégager les paramètres du canal radio, comme l'affaiblissement par propagation et la structure du profil puissance-retard. L'influence de la fréquence sur ces paramètres est étudiée. Enfin, nous analysons les fluctuations du canal à petite échelle, par l'étude des évanouissements rapides.

Dans le quatrième chapitre, les variations du canal liées à l'utilisation pratique de systèmes UWB sont étudiées plus en détail. Les fluctuations spatiales dues au mouvement de l'antenne sont d'abord analysées à partir de mesures réalisées sur une grille de positionnement. Dans un deuxième temps, nous présentons une série de mesures impliquant le déplacement de personnes à proximité d'un lien radio UWB fixe. L'effet des personnes sur le signal reçu est analysé en termes de masquage et de dispersion.

Le cinquième chapitre est consacré à la modélisation du canal de propagation UWB. À partir des caractéristiques du canal observées expérimentalement, le comportement du canal est reproduit en condition statique, puis lorsque la position des antennes ou l'environnement sont modifiés. Enfin, le modèle est comparé à notre ensemble de mesures par une série de simulations.

Chapitre 1

Le canal de propagation radio pour la technologie Ultra Large Bande

Face à la demande croissante pour les applications multimédia sans fil, le monde des télécommunications doit répondre aujourd'hui à un réel besoin pour les systèmes radio à très haut débit [Pezzin 03]. Parmi les récentes innovations dans ce domaine, la communauté scientifique s'intéresse particulièrement à l'Ultra Large Bande, ou *Ultra Wide Band* (UWB), qui consiste à utiliser des bandes de fréquences de l'ordre de 500 MHz à plusieurs GHz [Yang 04]. Cet important étalement fréquentiel confère à l'UWB des caractéristiques uniques, comme son fort pouvoir de résolution temporelle et sa faible densité spectrale de puissance. L'UWB se présente donc comme une technologie attractive pour les systèmes de localisation et de communication radio à courte portée et haut débit.

Le développement d'un système de communication nécessite une parfaite connaissance de son milieu de transmission. Pour les systèmes radio, les architectures de l'émetteur et du récepteur doivent être dimensionnées en fonction des propriétés du canal de propagation. Ce dernier doit donc être caractérisé dans les environnements où le système sera déployé. Dans la pratique, on propose des modèles de canal, qui permettent la simulation du lien radio et la mise au point du système de communication.

Dans ce chapitre, nous présentons en premier lieu la technologie Ultra Large Bande. Les principales caractéristiques de cette technique d'accès radio sont développées, ainsi que ses applications potentielles. Après un aperçu de la problématique de régulation du spectre radio, nous décrivons les principales techniques de modulation basées sur l'UWB. Dans un deuxième temps, nous nous intéressons au canal de propagation radioélectrique à l'intérieur des bâtiments. Les différents phénomènes de propagation sont explicités, puis les paramètres permettant de décrire le canal radio sont définis. Enfin, nous établissons une revue de divers modèles du canal radio UWB existants, en mettant en évidence leurs avantages et leurs limites.

1.1 La technologie Ultra Large Bande

1.1.1 Introduction : qu'est-ce que l'UWB ?

1.1.1.1 Définition

L'Ultra Large Bande, ou UWB, est un terme générique utilisé pour représenter une technique d'accès radio qui a été étudiée sous différentes appellations. On peut citer les termes *impulse radio* (radio impulsionnelle), *carrier-free radio* (radio sans-porteuse), *baseband radio* (radio en bande de base), *time domain radio* (radio du domaine temporel), *nonsinusoid radio* (radio non-sinusoïdale), *orthogonal function radio* (radio à fonction orthogonale), et *large relative bandwidth radio* (radio à grande largeur de bande relative) [Barrett 00]. En définissant la largeur de bande relative par :

$$B_{f,3\,\mathrm{dB}} = 2 \cdot \frac{f_H - f_L}{f_H + f_L} \tag{1.1}$$

où f_H et f_L représentent respectivement les fréquences de coupure supérieure et inférieure à -3 dB, les signaux UWB sont généralement définis par une largeur de bande relative de 25 % ou plus [Taylor 95]. L'autorité de régulation américaine FCC étend cette définition à une catégorie plus large de signaux, en incluant les signaux dont la largeur de bande relative $B_{f,10\,\mathrm{dB}}$ est supérieure à 20 % ou présentant une bande de fréquences supérieure à 500 MHz [FCC 02]. Typiquement, la largeur de bande des signaux UWB est de l'ordre de 500 MHz à plusieurs GHz. La figure 1.1 illustre la comparaison entre les systèmes radio conventionnels, qui modulent généralement un signal bande étroite sur une fréquence porteuse, les systèmes large bande, avec par exemple l'étalement de spectre, et les systèmes ultra large bande, qui présentent une très faible densité spectrale de puissance. À titre de comparaison, la largeur de bande des signaux UMTS est de 5 MHz.

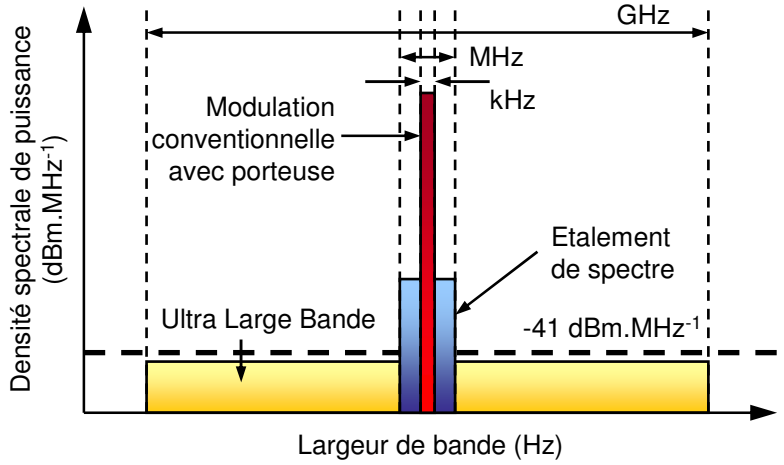


FIG. 1.1 – **Comparaison des spectres fréquentiels pour différents types de systèmes radio.**

1.1.1.2 Évolution historique

L'étude de l'électromagnétisme dans le domaine temporel débuta il y a une quarantaine d'années. Les premières recherches se sont concentrées sur les applications radar en raison de la nature large bande des signaux, qui implique un fort pouvoir de résolution temporelle. Une étude complète des premières recherches réalisées dans ce domaine a été présentée par Bennett et Ross [Bennett 78], tandis que Taylor [Taylor 95] présente les fondements de la technologie UWB appliquée au radar. De régulières avancées de la recherche ont été réalisées depuis le milieu des années 60, comme en atteste l'étude historique de Barrett [Barrett 00]. Cependant, l'utilisation des signaux UWB dans le domaine de la communication radio n'a pas été concrètement envisagée avant la fin du siècle. En 1990, le département de la défense du gouvernement des États-Unis a publié les résultats de son évaluation de la technologie UWB, qui s'est concentrée exclusivement sur les systèmes radar, étant donné qu'aucune application de l'UWB aux systèmes de communication n'était alors envisagée [Fowler 90].

Plus récemment, la recherche s'est concentrée sur les signaux UWB pour la communication radio [Scholtz 93, Scholtz 97], mettant à profit les principales caractéristiques de cette technique : une résolution temporelle de l'ordre de la nanoseconde due à la largeur de la bande de fréquences, un faible rapport cyclique permettant des modulations de type « saut temporel » et la gestion des usagers multiples, et une transmission possible sans porteuse, ce qui simplifie l'architecture des systèmes radio [Foerster 01a]. Dès 1998, la FCC lance une première étude sur l'Ultra Large Bande. En février 2002, un premier rapport de régulation est publié, permettant en particulier la transmission de signaux sur la bande 3,1 GHz - 10,6 GHz pour les communications sans fil, avec de fortes contraintes sur la densité spectrale de puissance [FCC 02].

1.1.1.3 Principales caractéristiques de l'UWB

Comme nous l'avons vu, la première caractéristique des signaux UWB est la largeur de la bande fréquentielle qu'ils occupent, typiquement de l'ordre de 500 MHz à plusieurs GHz. La théorie de l'information nous apprend que moyennant l'utilisation d'un code approprié, il est possible de transmettre des données à un Taux d'Erreur Binaire (TEB) inférieur à un seuil fixé arbitrairement bas, à condition que le débit de données soit inférieur à la capacité maximale du canal de transmission. La capacité du canal C est donc une indication du débit maximal qu'il est théoriquement possible d'obtenir sur un canal donné. Elle peut être calculée par le théorème de Shannon [Shannon 49] :

$$C = B_w \cdot \log_2 \left(1 + \frac{S}{N}\right) \tag{1.2}$$

où C représente la capacité maximale du canal (bit/s), B_w la largeur de bande du canal (Hz), S la puissance du signal (W) et N la puissance du bruit (W).

On remarque que la capacité maximale du canal augmente linéairement avec la largeur de bande du signal, et seulement de façon logarithmique avec le rapport signal à bruit. Dans un contexte de demande croissante de systèmes de communications sans fil à très haut débit, les technologies radio travaillant sur de larges bandes de fréquences sont donc plus à même de proposer des débits adéquats. L'UWB, avec des bandes de fréquences allant jusqu'à plu-

sieurs GHz, est plus adapté à l'augmentation de débit que les systèmes présentant de fortes contraintes sur la largeur de bande [Foerster 01a].

En raison de leur grande largeur de bande, les signaux UWB possèdent un fort pouvoir de résolution temporelle, typiquement de l'ordre de la nanoseconde. Une première implication de cette propriété concerne la localisation : connaissant le retard d'un signal avec une précision de l'ordre de 0,1 à 1 ns, il est possible d'obtenir des informations sur la position de l'émetteur avec une précision de 3 à 30 cm. D'autre part, les propriétés de résolution temporelle du signal radio UWB permettent une grande robustesse du système face aux évanouissements rapides du canal de propagation dus aux trajets multiples. En effet, les impulsions très brèves des formes d'ondes UWB permettent de détecter séparément les réflexions multiples dues au canal radio, qui dès lors ne génèrent plus de recombinaison destructive au niveau du récepteur.

Une troisième caractéristique des signaux UWB réside dans leur faible densité spectrale de puissance. Cette propriété n'est pas intrinsèque aux signaux UWB comme nous les avons définis plus haut (équation (1.1)), mais est imposée par les autorités de régulation du spectre radio. En effet, étant donnée l'étendue spectrale des signaux UWB, la bande de fréquences qu'ils occupent recouvre nécessairement des fréquences déjà allouées à d'autres systèmes radio. Pour permettre la co-existence pacifique de l'UWB avec d'autres technologies radio à bande plus étroite, la FCC a par exemple limité la densité spectrale de puissance des signaux UWB à -41 dBm.MHz^{-1}, ce qui correspond à la limite de densité spectrale de puissance autorisée pour les émissions radio non intentionnelles [(1)]. Cette faible densité spectrale de puissance améliore la sécurité des communications radio UWB, étant donné que les signaux transmis deviennent plus difficilement détectables. Une autre conséquence de cette particularité concerne la distance de propagation, qui se trouve limitée à une dizaine de mètres. Les applications UWB visent donc des systèmes de télécommunication à courte portée et à haut débit, et sont donc particulièrement adaptées au développement de réseaux de type *ad hoc*.

Au niveau de l'implémentation, les systèmes radio conventionnels sont en général de conception hétérodyne : le signal codant les données à transmettre est généré en bande de base, puis il est transposé à des fréquences plus élevées pour être émis. L'UWB permet l'utilisation d'impulsions générées en bande de base et directement transmises sur le canal radio sans étape de modulation. Cette possibilité de transmission sans porteuse simplifie l'architecture des systèmes radio.

Parmi les caractéristiques des signaux UWB, on peut encore citer la possibilité de réaliser des systèmes de communication et de localisation utilisant la même technologie. En mode impulsionnel, l'UWB présente un faible rapport cyclique permettant des modulations de type « saut temporel » et la gestion des usagers multiples. L'UWB semble donc un candidat prometteur pour les systèmes de localisation et de communications radio haut-débit à courte portée.

1.1.1.4 Applications UWB

Le monde des télécommunications fait face depuis quelques années à une demande croissante d'applications numériques sans fil, tant dans le milieu industriel qu'au sein du grand public. À cette tendance vient s'ajouter aujourd'hui un besoin de plus en plus marqué pour

[(1)] Ainsi, on peut considérer que les signaux radio UWB sont émis « sous le niveau de bruit », bien que les limites imposées restent bien au-dessus du bruit thermique.

une connectivité globale, l'information devant être disponible pour chacun, quel que soit le moment ou le lieu [Porcino 03b]. Cette demande croissante pour une connectivité sans fil se traduit par le développement de nombreux standards pour les systèmes de communication sans fil courte portée. On peut citer Bluetooth, la famille des standards WiFi (IEEE 802.11 a, b et g), Zigbee (IEEE 802.15.4) et la norme récente 802.15.3. Notons que la plupart de ces technologies pour réseaux locaux (*Wireless Local Area Networks*, WLAN) et personnels (*Wireless Personal Area Networks*, WPAN) utilisent des fréquences libres dans les bandes ISM et UNII, avec des largeurs de bande maximales de l'ordre de la dizaine de MHz.

La figure 1.2 présente le positionnement de l'UWB par rapport aux principaux standards de WLAN / WPAN en termes de débit et de portée maximale. On remarque que contrairement aux normes WiFi, l'UWB se place dans le créneau des réseaux courte portée WPAN. Son débit potentiel dépasse cependant les performances de toutes les normes WLAN et WPAN actuelles. Pour parvenir à fournir un débit élevé en tout lieu, les réseaux à venir devront être conçus de façon à optimiser la capacité spatiale, c'est-à-dire le débit global disponible par unité de surface. Les technologies radio à courte portée et très haut débit comme l'UWB permettront d'augmenter considérablement la capacité spatiale, par le développement de réseaux *ad hoc* dynamiques [Porcino 03b]. On peut enfin noter qu'un travail de normalisation est actuellement en cours au sein du groupe de travail IEEE 802.15.4a pour utiliser le spectre UWB dans le cadre de liens radio à bas débit et longue portée. Le débit attendu est de l'ordre de celui de la norme Zigbee, avec une portée de l'ordre d'une centaine de mètres.

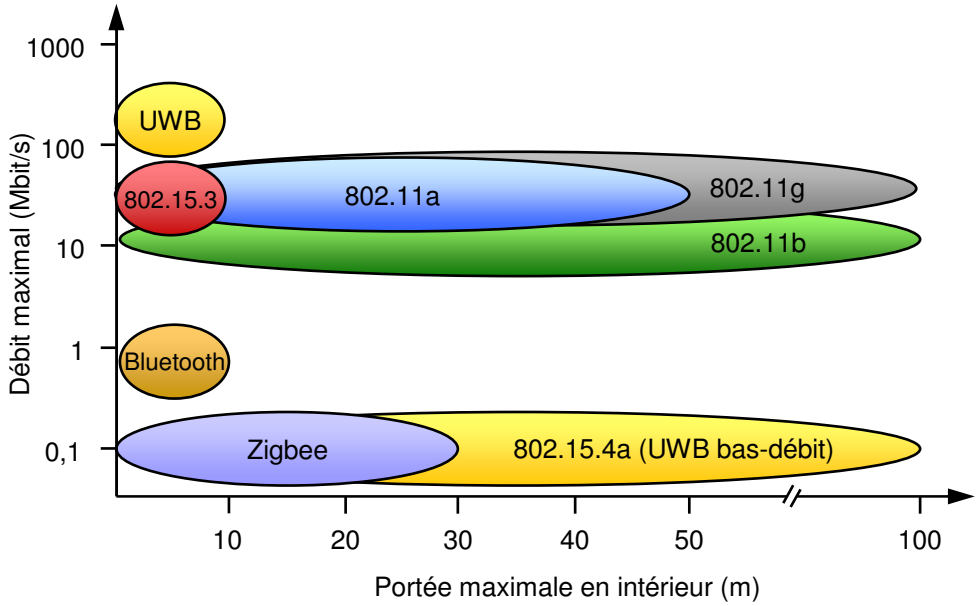


FIG. 1.2 – **Les principaux standards WLAN / WPAN : débit et portée maximale.**

Les applications potentielles de la technologie radio UWB concernent donc deux niches techniques : les systèmes très haut débit courte portée (typiquement 200 Mbit/s jusqu'à 10 m), et les systèmes bas débit longue portée (typiquement 200 kbit/s à 100 m).

Ces deux modes d'utilisation du spectre radio UWB permettent d'envisager un certain nombre d'applications typiques pour les systèmes UWB [Yang 04, Porcino 03b]. Première-

ment, la technologie UWB permettra d'augmenter le débit des réseaux personnels sans fil traditionnels. Les usages de ce mode d'utilisation seront ceux des réseaux WiFi actuels, permettant par exemple l'accès au réseau Internet sans fil, ou la connexion entre différents périphériques (imprimante, lecteurs, ...) en environnement limité de la taille d'une ou plusieurs pièces par exemple. En raison des très hauts débits potentiels à courte portée, des applications nécessitant plus de débit sont également envisageables à une portée de 1 m à 4 m, comme par exemple un transfert multimédia de haute qualité entre un lecteur DVD et un écran. Dans le même mode d'utilisation, les promoteurs de l'UWB ont également proposé une alternative sans fil pour la norme Ethernet.

D'autre part, les applications de l'UWB sont envisagées dans la domotique, ou un grand nombre d'appareils capables de communiquer à une distance de plusieurs dizaines de mètres sont déployés dans un environnement de bureau ou résidentiel. Les caractéristiques des systèmes UWB exploitées dans ce mode d'utilisation sont le faible coût des équipements et la possibilité d'obtenir des informations de localisation. Les applications domotiques potentielles incluent la détection d'intrusion, ou l'accueil électronique (détection du propriétaire et lancement de services comme le déverrouillage des portes).

En extérieur, l'UWB est envisagé pour des applications de communication en mode point-à-point. Un exemple d'utilisation est l'échange de données entre plusieurs assistants personnels. D'autre part, des études sont en cours sur les services de diffusion de contenu multimédia à partir de kiosques électroniques. Un exemple d'application typique des kiosques électroniques est le téléchargement des informations boursières sur un PDA lors du passage quotidien dans une station de métro.

Enfin, des applications de l'UWB sont prévues dans le milieu industriel. En exploitant les possibilités de localisation à longue distance combinées au transfert d'information, des réseaux de capteurs pourront être déployés dans les chaînes de production ou les hangars de stockage, pour procéder au suivi et à la gestion automatique des opérations. Ce type d'application est adapté au mode de communication bas débit longue portée de l'UWB. Le principal défi à relever pour ce type d'application est la maîtrise de la communication radio dans des conditions de propagation et d'interférence difficiles.

1.1.2 La régulation du spectre radio UWB

La largeur de bande des signaux UWB nécessite une stricte réglementation de leur spectre d'émission. En effet, de nombreux systèmes licenciés ou non sont présents dans les bandes UHF et SHF propices au déploiement de systèmes radio. Pour permettre l'utilisation de signaux UWB sur plusieurs GHz, les autorités de régulation doivent imposer une limitation sévère sur la puissance d'émission. La figure 1.3 présente quelques systèmes radio présents dans les bandes UHF et SHF. On remarque plusieurs systèmes occupant des bandes réservées comme les standards de téléphonie cellulaire GSM (900 MHz), DCS (1,8 GHz) et UMTS (2 GHz). Le système de localisation par satellite GPS occupe également une bande réservée autour de 1,5 GHz. D'autres bandes fréquentielles accueillent des systèmes de communication non licenciés. Par exemple, la bande ISM accueille les systèmes Bluetooth, WiFi et DECT, et autorise également les émissions radio dues aux appareils industriels comme les fours à micro-onde. La bande UNII est la bande de fréquences où opèrent les normes WiFi 802.11a et Hiperlan.

Afin de limiter les effets des signaux UWB sur les autres systèmes radio, les différentes autorités de régulation s'accordent sur l'utilisation de la bande 3,1 GHz - 10,6 GHz pour les signaux UWB [Aiello 03b]. Cette partie du spectre permet d'utiliser une largeur de bande jusqu'à 7,5 GHz, en évitant les systèmes sensibles de téléphonie et le GPS. La très faible densité spectrale de puissance autorisée, située sous le niveau d'émission non-intentionnelle imposé par la FCC (-41 dBm.MHz^{-1}), est compensée par la largeur de la bande utilisée, permettant d'émettre une puissance totale de 0,6 mW.

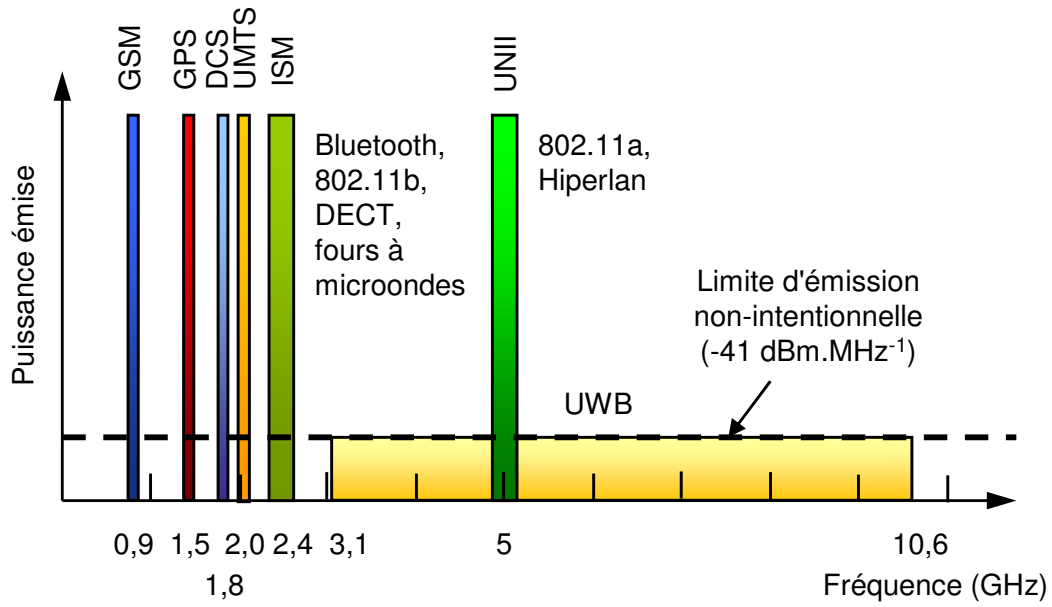


FIG. 1.3 – **Systèmes radio présents dans les bandes UHF et SHF.**

Régulation aux États-Unis

Aux États-Unis, l'autorité de régulation FCC lance ses travaux sur l'UWB dès 1998 [Morche 03, Porcino 03a]. En mai 2000, une première proposition de régulation est publiée (*Notice of Proposed Rule Making*), qui aboutit au texte de régulation *Report & Order* actuel, daté de février 2002 [FCC 02].

Les règles de régulation du spectre UWB de la FCC permettent d'émettre des signaux principalement sur la bande 3,1 GHz - 10,6 GHz, en respectant une densité spectrale de puissance inférieure aux règles déjà en place pour les émissions radio non intentionnelles. Trois classes différentes d'équipements sont considérées :

- les systèmes de visualisation : radars de détection du sol, systèmes de visualisation à travers les murs, systèmes médicaux, systèmes de surveillance ;
- les systèmes radar embarqués : par exemple, radars pour voitures, dans la bande des 24 GHz - 29 GHz ;
- les systèmes de communications et de mesure.

Chaque classe d'équipements possède son propre masque d'émission. La figure 1.4 présente le masque d'émission des systèmes de communication, pour usage intérieur. Le spectre a été défini pour assurer une protection des systèmes sensibles, en particulier le GPS (1,2 GHz à 1,5 GHz), et les bandes dédiées à l'aviation civile.

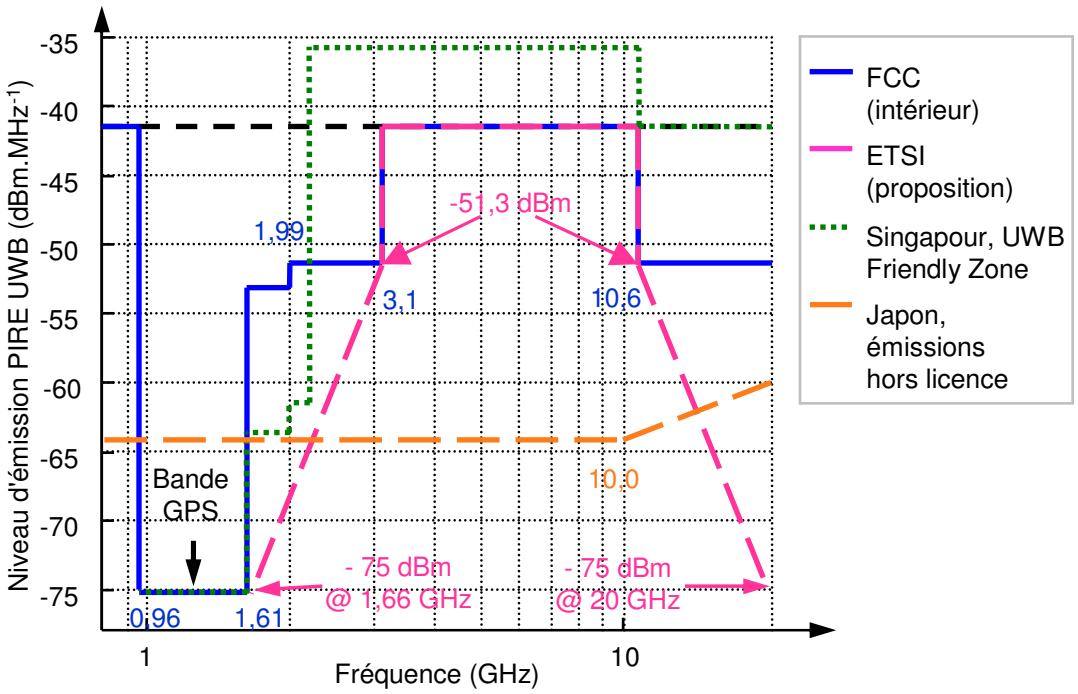


FIG. 1.4 – **Masques d'émission des systèmes UWB** *(d'après [Aiello 03a]).*

Régulation en Europe

En Europe, l'organisme de normalisation *European Telecommunications Standards Institute* (ETSI) travaille depuis 2001 pour développer une norme européenne des systèmes UWB. Les études sont réalisées en étroite coopération avec le groupe SE24 de la Conférence Européenne des Postes et Télécommunications (CEPT), qui analyse plus particulièrement l'impact éventuel de l'UWB sur les systèmes existants [Porcino 03b]. En principe, ces instances européennes visent une certaine harmonie pour tous les états de l'Union Européenne, mais les différentes autorités de régulation nationales restent souveraines dans leur choix de gestion du spectre radio.

Les travaux de régulation du spectre sont en cours, et les premières recommandations en termes d'usage du spectre radio pour l'UWB devraient apparaître courant 2005. Une première proposition de masque est représentée dans la figure 1.4. La forme en pente permet une protection plus significative dans les fréquences basses, où le spectre est déjà très occupé. Par rapport au spectre proposé par la FCC, des marges supérieures à 20 dB sont constatées pour certaines fréquences [Porcino 03a].

Régulation en Asie

En Asie, la régulation de l'UWB a pris de l'avance surtout au Japon et à Singapour. Au Japon, dès septembre 2002, le groupe de travail *Information and Communication Technology Sub-Council* a présenté ses premières investigations sur la technologie UWB au ministère des télécommunications, afin de préparer la régulation de l'UWB. De plus, le laboratoire de recherche *Communications Research Laboratory* développe un projet avec de nombreux partenaires industriels pour mettre au point des systèmes UWB commercialisables.

Début 2003, l'autorité de régulation singapourienne *Singapore Infocomm Development Authority* (IDA) a créé une zone de recherche sur l'UWB, appelée *UWB Friendly Zone*, qui permet de déployer des tests et des démonstrateurs à Singapour avec des expérimentations utilisant des émissions de puissance jusqu'à 10 dB au-dessus de la limite de la FCC et une bande s'étalant de 2 GHz à 10 GHz [Porcino 03b]. En cela, l'IDA tente de donner une avance significative à Singapour dans les nouvelles technologies de communication, afin de rester scientifiquement et économiquement concurrentiel.

La figure 1.4 présente les masques d'émission actuels pour ces deux pays. Au Japon, les recommandations de régulation ne sont pas encore définies, mais les règles actuellement en place pour les émissions radio non intentionnelles sont bien plus strictes qu'aux États-Unis ou en Europe, avec une marge de plus de 20 dB dans la bande 3,1 GHz - 10,6 GHz.

Pour conclure, il faut préciser que la plus grande contrainte de régulation provient de la gestion de l'interférence. La problématique de la régulation UWB ne provient pas de l'effet d'un seul système UWB, mais de l'agrégation de centaines de ces appareils, créant une somme de signaux qui peut éventuellement interférer sur d'autres systèmes, comme les systèmes de navigation et de sécurité. La communauté scientifique de l'UWB travaille actuellement à tester et à définir des systèmes qui restent inoffensifs, même en cas d'ajout de plusieurs équipements co-localisés.

1.1.3 Principes de communication UWB

Le masque d'émission des signaux radio UWB établi par la FCC permet l'utilisation de différents signaux. La figure 1.5 présente différentes solutions envisagées. Pour chaque approche, la (les) bande(s) fréquentielle(s) utilisable(s) ainsi que le masque d'émission de la FCC sont présentés dans le graphique de gauche. Dans chaque cas, le graphique de droite présente le signal temporel correspondant à la bande représentée en trait plein. Comme on peut l'observer, la durée de l'impulsion obtenue est inversement proportionnelle à la largeur de bande utilisée.

L'approche mono-bande consiste à utiliser toute la bande de fréquences disponible. Elle se caractérise par des impulsions très brèves, donc résistantes aux effets de superposition des trajets multiples, et les signaux peuvent être créés à partir d'une impulsion arbitraire modelée par un filtre adéquat. Cependant, cette approche permet peu de flexibilité dans l'utilisation du spectre radio, et nécessite des solutions de composants RF très performantes. Une autre solution consiste à diviser le spectre alloué à l'UWB en deux parties : c'est l'approche bandes duales. Elle permet d'utiliser des technologies de circuits intégrés moins onéreuses, surtout dans la bande basse (typiquement 3 GHz - 6 GHz), la bande haute étant utilisée à mesure du développement des solutions pour les composants RF. La flexibilité du spectre radio reste mo-

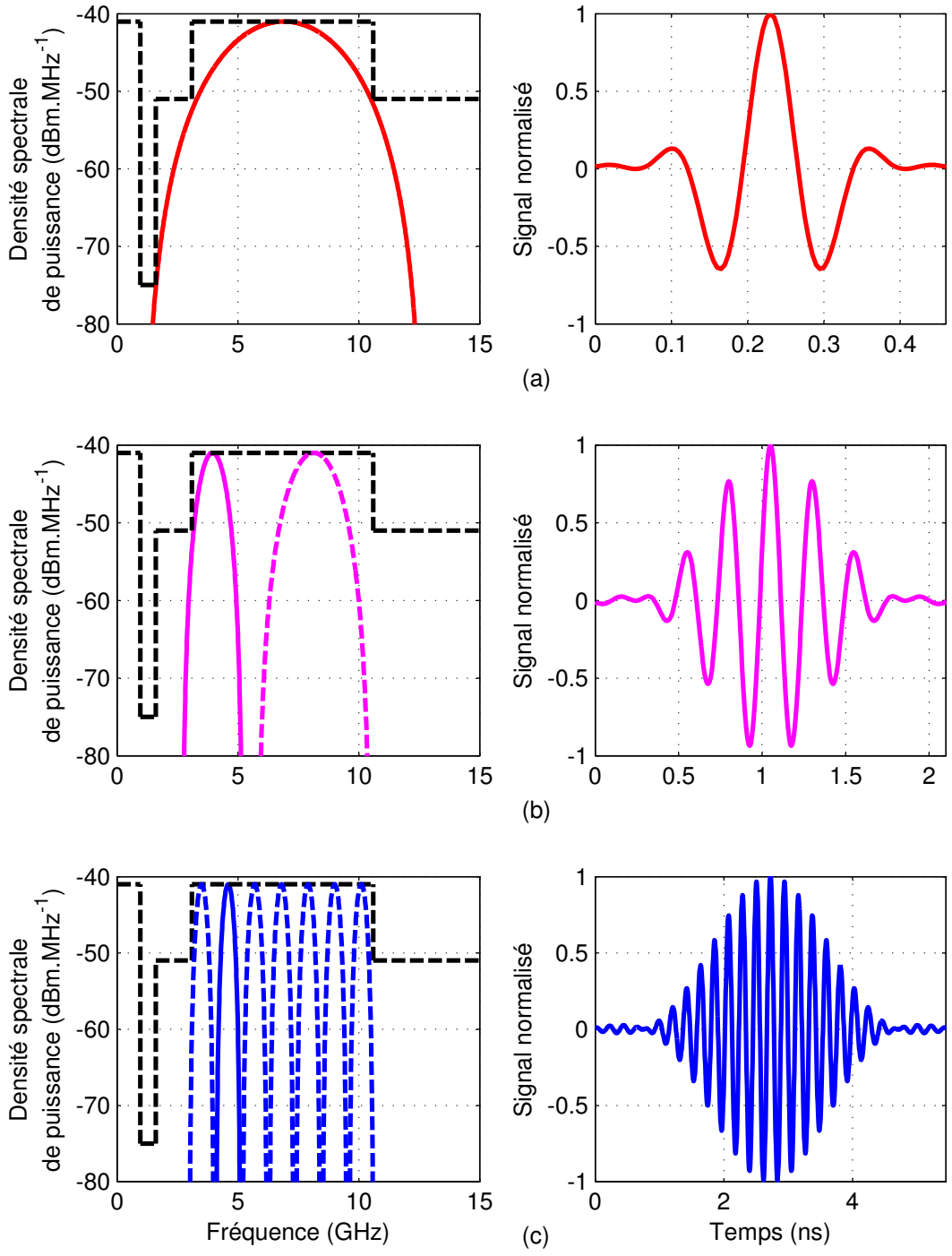


FIG. 1.5 – **Spectres et signaux UWB.** *Approche mono-bande (a), approche bandes duales (b) et approche bandes multiples (c).*

dérée, mais cette solution permet toutefois d'éviter arbitrairement une bande sensible, comme la bande UNII autour de 5 GHz, par exemple. Enfin, l'approche bandes multiples consiste à utiliser des bandes de fréquences de largeur minimale (de l'ordre de 500 MHz). Cette solution présente une très grande flexibilité pour la gestion du spectre radio. Par exemple, si le masque d'émission est plus restreint dans certains pays, il suffit d'éviter les bandes partielles qui ne sont pas autorisées. La gestion de la communication entre utilisateurs multiples est également simplifiée, car de nombreuses combinaisons de duplexage fréquentiel ou temporel sont possibles.

Des techniques de modulation ont été développées à partir de ces différents signaux UWB. Historiquement, la première forme de modulation proposée pour l'UWB a été la radio impulsionnelle, ou *Impulse Radio* [Scholtz 93]. Au niveau de la normalisation, l'institut américain IEEE travaille actuellement à la définition d'un système de communication haut-débit utilisant le spectre radio UWB. Le choix du type de modulation pour ce système est en cours et fait l'objet d'une procédure de sélection très stricte. Le débat pour une solution unique s'articule autour de deux propositions qui divisent les participants du groupe : l'étalement de spectre UWB et la modulation *Orthogonal Frequency Division Multiplexing* (OFDM) à bandes multiples.

1.1.3.1 Radio impulsionnelle

Le concept de radio impulsionnelle, développé à partir des études sur le radar, repose sur l'émission d'impulsions de durée très brève (de l'ordre de 100 ps à 1 ns). Typiquement, ce type d'impulsions occupe un spectre très large (de l'ordre de 1 à quelques GHz). Il s'agit donc d'une approche mono-bande. Les formes d'impulsions généralement adoptées pour les communications UWB incluent l'impulsion gaussienne, sa dérivée première (monocycle gaussien), et sa dérivée seconde, comme représenté dans la figure 1.6. Le défaut de l'impulsion gaussienne réside dans sa valeur moyenne non nulle, qui correspond dans le domaine fréquentiel à une composante continue importante. L'impulsion gaussienne ne peut donc pas se propager sans déformation, et on lui préfère généralement le monocycle gaussien [Bateman 03].

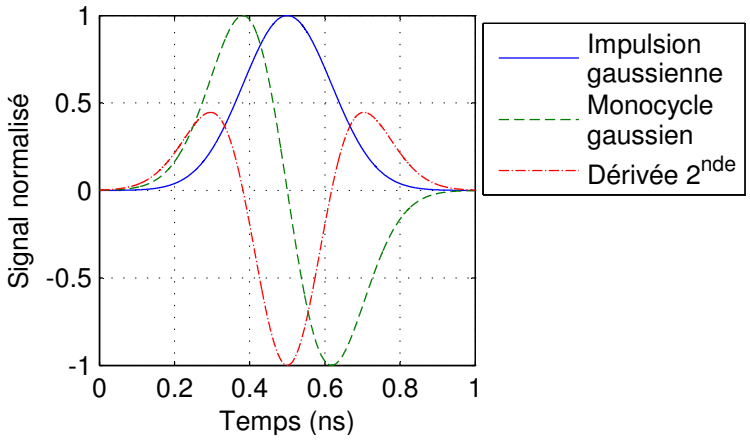


FIG. 1.6 – **Formes d'impulsions UWB.**

Modulation par Position d'Impulsion

L'équation (1.3) donne la forme typique d'un signal émis en radio impulsionnelle, utilisant une modulation par position d'impulsion, ou *Pulse Position Modulation* (PPM) [Scholtz 97].

$$s(t) = \sum_j w(t - j \cdot T_f - c_j \cdot T_c - \Delta \cdot d_{\lfloor \frac{j}{N_s} \rfloor}) \tag{1.3}$$

où $w(t)$ représente la forme d'onde du monocycle transmis, débutant normalement à l'instant $t = 0$. Le signal transmis correspond donc à une succession d'impulsions émises à des moments différents, la j^{e} impulsion étant émise à l'instant $j \cdot T_f + c_j \cdot T_c + \Delta \cdot d_{\lfloor \frac{j}{N_s} \rfloor}$.

Le terme $j \cdot T_f$ permet un espacement uniforme des impulsions. En effet, le signal défini par l'équation :

$$s(t) = \sum_j w(t - j \cdot T_f) \tag{1.4}$$

correspond à un train d'impulsions uniformément réparties, avec un espacement entre impulsions égal à T_f secondes. Ce train d'impulsions est représenté dans la figure 1.7, partie (a). T_f est généralement appelé « durée de trame » et est de l'ordre de 100 à 1000 fois la durée de l'impulsion. Ceci permet d'obtenir des signaux à faible rapport cyclique, donc à faible densité spectrale de puissance. Il faut noter cependant que la périodicité de ce signal génère des raies parasites dans le spectre radio. D'autre part, des impulsions émises de façon régulière par les différents utilisateurs d'un réseau sont très sensibles aux problèmes de collision lors de l'accès au canal.

Ces deux problèmes sont résolus par l'utilisation du code pseudo-aléatoire de saut temporel. La trame de durée T_f est subdivisée en un certain nombre d'intervalles de temps (*chip*) de durée T_c. Chaque utilisateur est muni d'un code pseudo-aléatoire $\{c_j\}$ de longueur N_s qui indique dans quel *chip* de chaque trame l'impulsion doit être émise. L'utilisation d'un code pseudo-aléatoire permet de diminuer l'effet d'apparition de raies dues à la périodicité de la trame, et le spectre paraît beaucoup plus lissé [Pezzin 03]. Si la séquence pseudo-aléatoire est suffisamment longue, le signal UWB peut être assimilé, sur la bande qu'il occupe, à un bruit blanc gaussien. D'autre part, le code pseudo-aléatoire permet la gestion d'utilisateurs multiples du canal radio. Le signal émis avec l'utilisation d'un code s'écrit :

$$s(t) = \sum_j w(t - j \cdot T_f - c_j \cdot T_c) \tag{1.5}$$

et sa forme est donnée par la figure 1.7, partie (b).

Dans l'équation (1.3), la modulation utilisée pour émettre des données est de type PPM. En effet, le terme Δ représente un intervalle de temps de l'ordre de $\frac{T_c}{2}$, et les termes d_k représentent les différents symboles, 0 ou 1, à émettre. L'indice $d_{\lfloor \frac{j}{N_s} \rfloor}$, avec $\lfloor \cdot \rfloor$ désignant la partie entière, montre que le même symbole est utilisé sur toute la longueur du code : il y a donc redondance de l'information, ce qui permet d'obtenir un certain gain de traitement. Sous ces conditions, lorsqu'un 0 est transmis, il n'y a pas de décalage temporel dans l'émission des données, tandis qu'un décalage d'une durée Δ est appliqué sur toute la durée du code lorsqu'un 1 est transmis. Ces deux états sont donnés dans la figure 1.7, parties (b) et (c). On peut noter que des modulations PPM utilisant un plus grand nombre d'états sont possibles.

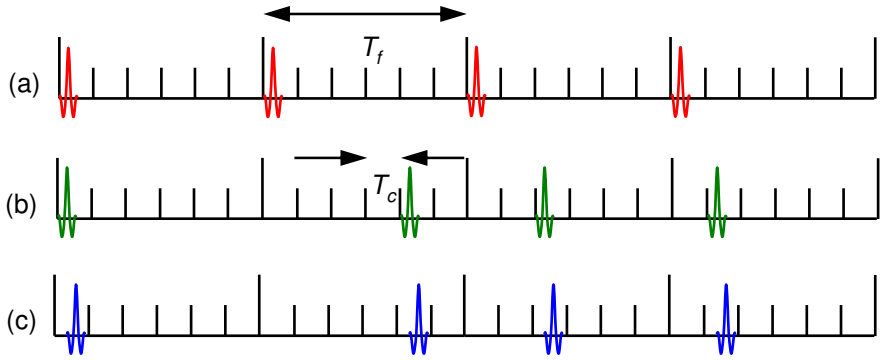


FIG. 1.7 – **Trains d'impulsions en radio impulsionnelle.** *Train d'impulsions uniformément réparties (a), code d'étalement en position 0 (b), et code d'étalement en position 1 (c).*

En radio impulsionnelle, la réception des signaux se fait par corrélation. L'idée de base repose sur la multiplication du signal reçu par un signal modèle, qui permet de démoduler les données transmises. Au niveau du récepteur, le signal modèle correspond à un code pseudo-aléatoire d'émission donné. L'utilisation de codes temporels permet ainsi la gestion de l'accès multiple [Scholtz 93]. Si plusieurs utilisateurs émettent simultanément en utilisant des codes pseudo-aléatoires orthogonaux, seul le signal correspondant au code sélectionné sera démodulé, les autres utilisateurs apparaissant comme du bruit. On parle dans ce cas d'accès multiple à répartition par code, ou *Code Division Multiple Access* (CDMA).

Modulation par Amplitude d'Impulsion

La modulation par amplitude d'impulsion, ou *Pulse Amplitude Modulation* (PAM), est une alternative à la modulation par position d'impulsion. Cette technique consiste à faire varier l'amplitude des impulsions émises pour coder les différents états.

Théoriquement, un nombre illimité de valeurs différentes peut être utilisé pour l'amplitude du signal. Dans la pratique, la modulation PAM se réduit souvent à deux états, 1 et -1. Dans ces conditions, on peut voir la modulation 2-PAM comme une forme de modulation bi-phasée, ou *Binary Phase Shift Keying* (BPSK). Cette modulation BPSK présente une bonne robustesse aux effets du canal, et simplifie la synchronisation. En effet, la position de l'impulsion reste fixe, et c'est uniquement sa phase qui varie.

Une autre variante de la modulation PAM consiste à transmettre deux états : 1 et 0. Il s'agit dans ce cas d'une modulation de type « tout ou rien », ou *On Off Keying* (OOK). À l'instant de transmission défini, une impulsion est émise pour coder un 1, et rien n'est émis pour coder un 0. Enfin, il existe également des modulations hybrides. On peut par exemple créer une modulation à 512 états en combinant une modulation 256-PPM avec une modulation 2-PAM.

La technique de modulation par radio impulsionnelle a été implémentée par la société américaine Time Domain, et commercialisée sous la forme d'une puce électronique, nommée PulsOn 210. Cependant, en raison de la difficulté d'implémentation et de la faible souplesse spectrale de ce type de systèmes, les autorités de normalisation se tournent vers d'autres types de modulations, présentées dans les paragraphes suivants.

1.1.3.2 Étalement de spectre UWB

La modulation à étalement de spectre UWB, ou *Direct Sequence Ultra Wide Band* (DS-UWB), est la solution préconisée par le groupe industriel UWB Forum [Fisher 04]. Elle utilise la bande fréquentielle allouée à l'UWB sous la forme de deux bandes duales, s'étalant respectivement de 3,1 GHz à 4,85 GHz et de 6,2 GHz à 9,7 GHz. Cette configuration permet de protéger la bande UNII à 5 GHz utilisée par les systèmes WiFi. Sur ces bandes duales, les impulsions émises ont une durée de l'ordre de 0,3 à 0,5 ns et présentent plusieurs cycles (cf. figure 1.5, (b)). Dans un premier temps, seule la bande basse est utilisée, de façon à simplifier l'architecture des systèmes de transmission radio.

Comme la modulation PPM, la modulation DS-UWB utilise une trame divisée en *chips*. Cependant, une impulsion peut être émise dans chaque *chip* de la trame. En conséquence, le signal est transmis de façon continue, et on ne retrouve pas le faible rapport cyclique présent en radio impulsionnelle. Les symboles transmis sont représentés par des codes d'étalement ternaires (*i.e.* composés de 1, 0 et -1) de la longueur de la trame. Selon la norme proposée par le groupe UWB Forum, tous les systèmes DS-UWB doivent être capables de réaliser ces codes en utilisant une modulation en bande de base de type BPSK. De façon optionnelle, une modulation plus performante, nommée *M-ary Bi-Orthogonal Keying* (M-BOK), est définie pour assurer une transmission plus robuste. La longueur des codes d'étalement varie de 1 à 24 *chips* suivant le débit souhaité. Les débits proposés pour les systèmes DS-UWB s'étendent de 28 Mbit/s à 1 320 Mbit/s. La gestion de utilisateurs multiples, groupés en sous-réseaux appelés *piconets*, est réalisée par l'utilisation de codes orthogonaux. En cela, la modulation DS-UWB se rapproche du système CDMA utilisé en UMTS. Enfin, on peut noter que l'isolation des utilisateurs membres de *piconets* différents est améliorée par l'utilisation de fréquences de *chip* légèrement différentes dans chaque *piconet*. Plus de renseignements sur cette technologie sont disponibles dans [Welborn 03].

Par rapport à la radio impulsionnelle, les systèmes DS-UWB semblent plus faciles d'implémentation, car les bandes de fréquences en jeu sont moins larges, ce qui impose moins de contraintes sur les composants RF. La modulation employée étant toujours basée sur des impulsions, cette technique d'accès radio reste robuste aux effets de trajets multiples du canal. En termes de régulation, la séparation en deux bandes duales permet la protection des bandes de fréquences sensibles, mais le spectre émis reste peu flexible. Enfin, on peut noter que la compagnie Freescale Semiconductor, une des entreprises fondatrices du consortium UWB Forum, a implémenté la modulation DS-UWB dans la puce Freescale XS110.

1.1.3.3 Modulation OFDM sur bandes multiples

La technique d'accès *Multi-Band Orthogonal Frequency Division Multiplexing* (MB-OFDM) est la solution d'utilisation du spectre UWB proposée en normalisation par le groupement industriel *Multi-Band OFDM Alliance* (MBOA) [Batra 04b]. Il s'agit d'une approche à bandes multiples, où le spectre défini par la FCC est subdivisé en 14 bandes partielles de 528 MHz chacune. La figure 1.8 présente ces bandes partielles classées en différents groupes. Dans un premier temps, seul le groupe 1 (3,1 GHz - 4,9 GHz) sera exploité.

Dans chaque bande partielle, une modulation OFDM est appliquée, le signal étant réparti sur 100 porteuses à bande étroite. La modulation en bande de base pour chaque porteuse est de

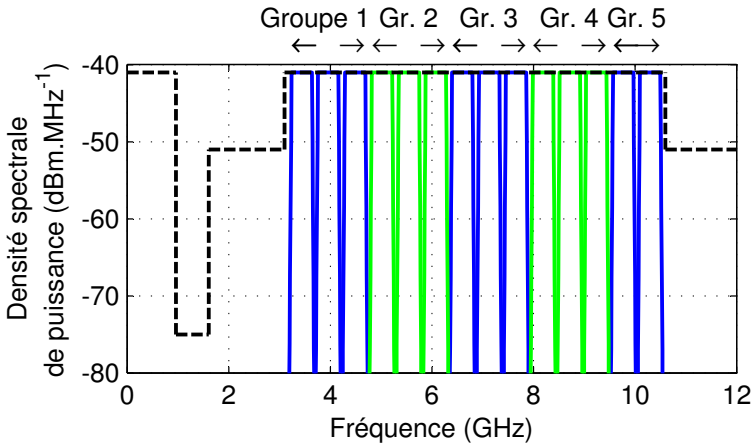


FIG. 1.8 – **Bandes partielles pour la solution MB-OFDM.**

type BPSK ou *Quadrature Phase Shift Keying* (QPSK). Cette configuration permet une gestion très souple du spectre radio. En effet, pour éviter de brouiller une bande de fréquences particulière, il suffit d'interdire une série de porteuses, voire la totalité d'une bande partielle. Cette gestion peut éventuellement se faire suivant la législation du pays d'utilisation ou de façon dynamique en fonction des brouilleurs potentiels. La gestion des utilisateurs multiples d'un même groupe de bandes partielles est opérée par une technique de codes temps-fréquence. Dans un groupe de bandes partielles, la communication d'un utilisateur passe régulièrement d'une bande à une autre selon un cycle d'une durée approximative de 1 µs. L'ordre de passage d'une bande à une autre correspond au code temps-fréquence, qui est unique pour un utilisateur. Les débits offerts par cette technologie s'étendent de 53,3 Mbit/s à 480 Mbit/s. Les documents [Batra 04a, Batra 04b] fournissent tous les détails nécessaires à l'implémentation du système.

Les avantages de la technique d'accès radio MB-OFDM résident principalement dans sa faible complexité technique, la modulation OFDM présentant un grand degré de maturité. La restriction de la bande de fréquences utilisée au premier groupe de bandes partielles permet également de profiter de systèmes et composants RF existants. D'autre part, cette technologie présente un intérêt non négligeable au niveau de la réglementation radio internationale. Cependant, les signaux émis ne sont plus impulsionnels, et cette technologie ne bénéficie plus des avantages liés à une très large bande de fréquences, comme la robustesse par rapport aux effets du canal radio ou les possibilités de localisation. La solution MB-OFDM est commercialisée sous la forme du circuit intégré UBLink proposé par la société Wisair.

D'abord utilisée pour les applications de localisation radar, la technologie UWB est étudiée depuis une dizaine d'années pour les communications sans fil. Les principales caractéristiques de cette technologie, comme la largeur de son spectre fréquentiel et son fort pouvoir de résolution temporelle, ont permis à la communauté scientifique et industrielle de proposer un certain nombre d'applications attrayantes : réseaux WLAN très haut débit, applications domotiques, etc. Comme nous l'avons vu, divers types de modulation UWB ont été

proposés en normalisation, avec notamment l'étalement de spectre UWB et la technique OFDM sur bandes multiples. Comme pour toute technique d'accès radio, la connaissance du canal de propagation est prépondérante pour le développement de systèmes de communication UWB. La section suivante présente le phénomène de propagation des ondes radioélectriques à l'intérieur de bâtiments, puis décrit les principaux paramètres permettant de caractériser le canal radio UWB.

1.2 La propagation radioélectrique à l'intérieur des bâtiments

L'existence des ondes électromagnétiques a été prévue de façon théorique par J. C. Maxwell dès 1855 [Maxwell 55]. Le physicien Hertz, cherchant à démontrer que les ondes électromagnétiques se déplaçaient à une vitesse finie, réalisa les premières expériences de propagation radioélectrique à partir de 1886. Le circuit oscillant réalisé par Hertz consistait en la décharge de deux sphères métalliques, qui se matérialisait par une étincelle observée sur une boucle en circuit ouvert [Schrank 86]. Il est intéressant de constater que le signal transmis par Hertz constituait, de par la nature impulsionnelle des ondes transmises, un signal ultra large bande [Aiello 03a].

Avec l'exploitation industrielle de la transmission radioélectrique, de nombreuses recherches ont été menées pour caractériser les mécanismes de propagation des ondes électromagnétiques, d'abord pour les signaux à bande fréquentielle étroite, puis à bande large. Dans la suite de cette section, nous nous intéressons à la définition du canal de propagation, à sa représentation mathématique et aux paramètres de caractérisation du canal radiomobile.

1.2.1 Définition du canal de propagation

Par définition, un système de transmission radioélectrique permet de transformer un signal électrique émis $e(t)$ en un signal électrique reçu $s(t)$ par l'intermédiaire d'ondes électromagnétiques. Le canal de propagation correspond au système qui fait passer du signal $e(t)$ au signal $s(t)$ et tient donc compte des interactions entre les ondes électromagnétiques et leur environnement. À ce stade, il convient de faire la distinction entre le canal de propagation, qui représente les transformations des ondes électromagnétiques lors de leur propagation, et le canal de transmission, qui inclut également le diagramme de rayonnement des antennes utilisées (cf. figure 1.9). Selon les auteurs, le canal de transmission est parfois assimilé au canal de propagation, mais cette distinction prend toute son importance lors de l'analyse de canaux à entrées et sorties multiples, ou *Multiple Input Multiple Output* (MIMO) [Cosquer 04].

1.2.1.1 Propagation en espace libre

Considérons un cas idéal où le système de transmission est situé en espace libre, *i.e.* dans un environnement exempt de toute obstruction. En notant G_E le gain de l'antenne d'émission et P_E la puissance du signal émis, la densité de puissance W présente à une distance d est donnée par [Parsons 00] :

$$W = \frac{P_E G_E}{4\pi d^2} \tag{1.6}$$

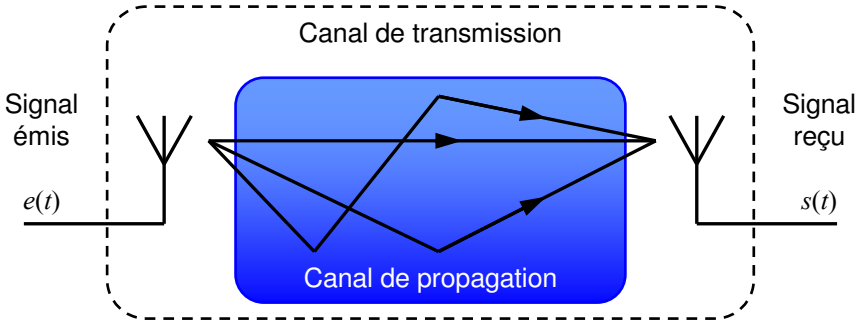


FIG. 1.9 – **Canal de propagation et canal de transmission.**

La puissance P_R du signal disponible aux bornes d'une antenne de réception de gain G_T est reliée à la densité de puissance W par la relation :

$$P_R = W A_R = W \frac{\lambda^2 G_R}{4\pi} \tag{1.7}$$

où A_R représente l'aire effective de l'antenne de réception, et λ représente la longueur d'onde à la fréquence de travail.

Les équation (1.6) et (1.7) conduisent à la formule de Friis, qui permet de calculer l'atténuation du signal en espace libre :

$$\frac{P_R}{P_T} = G_T G_R \left(\frac{c}{4\pi f d} \right)^2 \tag{1.8}$$

où l'on a utilisé la relation entre la longueur d'onde λ, la fréquence f et la vitesse de propagation c, $c = f\lambda$.

On peut noter que cette relation n'est valable que lorsque la distance d est suffisamment grande pour que l'antenne de réception soit considérée dans le champ lointain de l'antenne d'émission [Affandi 00]. Un récepteur se situe dans le champ lointain lorsque la distance d est supérieure à la distance de Fraunhofer d_F, qui est reliée à la plus large dimension de l'antenne d'émission D et à la longueur d'onde λ du signal émis par la relation [(2)] :

$$d_F = \frac{2D^2}{\lambda} \tag{1.9}$$

La propagation en espace libre est un cas théorique de référence. Dans des conditions réelles de propagation, l'environnement du système de transmission interfère avec l'onde transmise selon différents mécanismes de propagation, qui sont présentés dans la section suivante.

[(2)] Notons toutefois que pour des systèmes fonctionnant à des fréquences différentes, la dimension de l'antenne D est généralement adaptée à la longueur d'onde. Pour une antenne filaire, on fixe par exemple $D = \frac{\lambda}{2}$ et on a donc $d_F = \frac{\lambda}{2}$.

1.2.1.2 Propagation par trajets multiples

Dans un environnement réel, la transmission d'un signal se fait généralement en empruntant, en plus d'un possible trajet direct, d'autres trajets de propagation. Ces trajets sont en nombre variable et subissent différents effets suivant la nature de l'interaction entre l'onde et un élément de l'environnement. Le signal obtenu au niveau de l'antenne réceptrice correspond à une recombinaison de ces ondes, qui ont subi un affaiblissement et une rotation de phase différents, et qui arrivent au récepteur avec un retard lié à la longueur du trajet de propagation. La présence de trajets multiples de propagation peut conduire à une distorsion importante du signal reçu. D'un autre côté, et plus particulièrement à l'intérieur des bâtiments, un trajet en visibilité directe, ou *Line Of Sight* (LOS), n'est pas toujours disponible. Dans ce cas, ce sont les trajets en non-visibilité, ou *Non Line Of Sight* (NLOS), qui permettent la communication radio. La figure 1.10 illustre le concept de propagation par trajets multiples, ainsi que les principaux phénomènes de propagation.

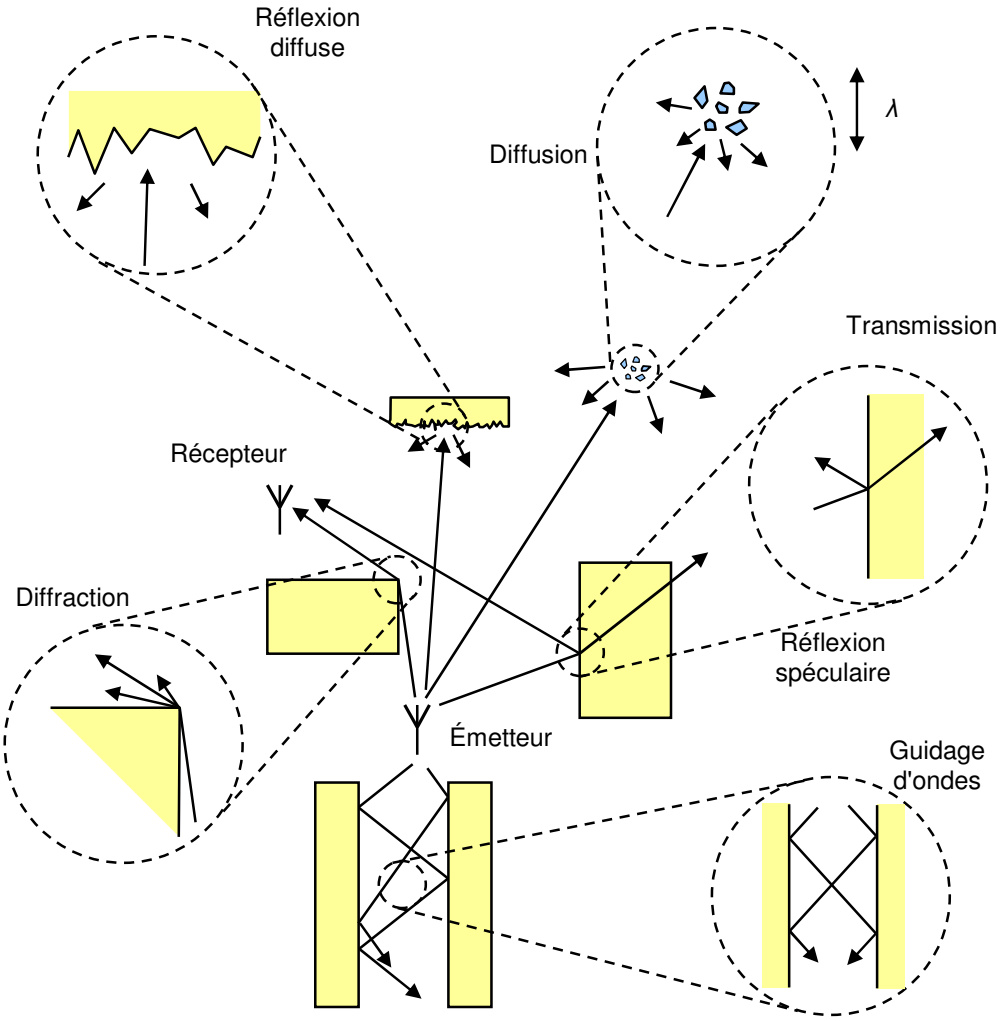


FIG. 1.10 – **Principaux mécanismes de propagation.**

Réflexion : La réflexion intervient sur des obstacles de grandes dimensions par rapport à la longueur d'onde. Lorsque deux milieux différents sont séparés par une surface non rugueuse (*i.e.* dont les irrégularités sont de petite taille par rapport à la longueur d'onde), on parle de réflexion spéculaire. Dans ce cas, la direction et l'amplitude du rayon réfléchi sont régies par les lois de Snell-Descartes et de Fresnel. Lorsque la surface séparant les deux milieux présente des irrégularités aléatoires non négligeables, la réflexion est dite diffuse. Le maximum d'énergie est dirigé selon le rayon réfléchi, mais une partie de l'énergie est diffusée dans des directions voisines.

Transmission : Si le milieu où intervient la réflexion n'est pas totalement radio-opaque, une partie de l'onde incidente traverse le matériau selon un mécanisme de transmission. Pour la plupart des matériaux de construction présents dans les environnements d'intérieur, l'onde transmise subit alors un affaiblissement assez important. On peut noter que pour un matériau donné, l'affaiblissement et la direction du signal transmis dépendent de la longueur d'onde, en raison de la variation de l'indice de réfraction du matériau. Enfin, pour un matériau de type cloison, des réflexions multiples peuvent se produire à l'intérieur du matériau.

Diffraction : La diffraction a lieu sur les arêtes d'obstacles de grandes dimensions par rapport à la longueur d'onde. Elle explique la continuité du champ électromagnétique situé de part et d'autre de la ligne de visibilité optique. Le champ diffracté se calcule selon le principe de Huygens, qui considère chaque point du font d'onde éclairant un obstacle comme une source secondaire sphérique. Ainsi, les ondes diffractées se répartissent de façon radiale par rapport à l'arête diffractante, selon un cône dont l'angle correspond à l'angle d'incidence.

Diffusion : Lorsqu'une onde électromagnétique rencontre un groupe dense d'obstacles dont les dimensions sont petites par rapport à la longueur d'onde, le phénomène observé correspond à la superposition d'un grand nombre de diffractions aléatoires. Dans ce cas, on traite le comportement de l'onde incidente de façon statistique et on parle de diffusion. Nous considérons généralement que l'onde est redirigée dans toutes les directions avec une atténuation variable. Ce phénomène, le plus souvent observé en extérieur au contact de feuillages par exemple, peut se produire en intérieur sur un ensemble d'objets domestiques de petite taille.

Guidage d'ondes : En environnement intérieur, le phénomène de guidage d'ondes peut se produire entre deux cloisons, dans un couloir par exemple. Les réflexions successives sur deux obstacles parallèles provoquent un déplacement global des ondes électromagnétiques selon la direction de guidage. Ce phénomène se produit également en environnement urbain, en raison des immeubles bordant les rues étroites.

1.2.1.3 Variations du canal de propagation

En raison des différentes interactions des ondes radioélectriques avec leur milieu de propagation, on observe des variations significatives des caractéristiques du canal à différentes échelles. Outre les pertes par propagation en espace libre (cf. section 1.2.1.1), les phénomènes de variation à grande échelle sont principalement dus à l'effet de masquage. En effet, les nombreuses obstructions présentes dans l'environnement génèrent une atténuation supplémentaire pour les ondes transmises. Généralement, cette atténuation est fonction de la distance d entre

l'émetteur et le récepteur, et on la caractérise par le coefficient de pertes par propagation N_d, la puissance du signal reçu décroissant de façon proportionnelle à d^{-N_d}. La valeur du paramètre N_d est de 2 en espace libre, et varie entre 2 et 5 en configuration NLOS. En visibilité, les effets de guidage d'onde peuvent conduire à une valeur de N_d inférieure à 2. Les déviations de l'ordre du dB de la puissance reçue par rapport à la tendance en d^{-N_d} sont dues à des masquages ponctuels et sont dénommées variations lentes ou effet de masque.

Les fluctuations à petite échelle sont un effet direct de la propagation par trajets multiples. En effet, la recombinaison de plusieurs versions d'un signal présentant une atténuation et un retard de phase différents est à l'origine de fluctuations rapides importantes, qui peuvent atteindre plusieurs dizaines de dB.

Sélectivité spatiale

Prenons d'abord le cas d'un signal composé d'une fréquence porteuse pure se propageant selon deux trajets, le trajet direct et un trajet réfléchi. Si la réflexion se produit à proximité de la ligne de visibilité directe, on peut considérer que ces deux trajets présenteront une atténuation similaire. Cependant, suivant la longueur d'onde du signal émis et la différence de marche entre les deux trajets, les deux versions du signal peuvent arriver en phase ou en opposition de phase. Ce concept est illustré dans la figure 1.11. Dans le premier cas, les signaux s'additionnent de façon constructive et on observe un gain de puissance. Dans le second cas, il y a addition destructive et la puissance totale reçue est fortement affaiblie. En cas de déplacement du mobile, la rotation des phases de chaque trajet conduit à une succession de maxima et de minima qui constituent un signal présentant des évanouissements rapides. Lorsque ce phénomène s'applique à un grand nombre de trajets, le signal reçu s'apparente à un processus aléatoire.

Sélectivité fréquentielle

Considérons à présent un signal plus réaliste, qui présente une certaine largeur de bande. Comme nous l'avons vu, le phénomène de sélectivité spatiale dépend de la différence de phase entre les trajets multiples et donc de la fréquence du signal émis. Lorsque la bande de fréquences est étroite, toutes les composantes fréquentielles du signal subissent des variations de phase similaires, et les éventuels évanouissements de puissance sont constants sur toute la bande considérée. On utilise parfois le terme anglais *flat fading* pour désigner le comportement fréquentiel d'un tel signal à bande étroite.

Pour les signaux occupant une bande de fréquences plus large, les diverses composantes fréquentielles peuvent être affectées de manière différente, si bien que le signal reçu présente une certaine distorsion par rapport au signal émis. On parle alors d'évanouissements sélectifs en fréquence, qui se manifestent par une variation de la puissance reçue en fonction de la fréquence. La largeur de bande sur laquelle les composantes spectrales du signal sont affectées de la même manière est appelée bande de cohérence ou bande de corrélation.

Dans le domaine des retards, la sélectivité fréquentielle se manifeste par un délai de l'ordre de la nanoseconde entre les diverses versions du signal qui ont emprunté des trajets de propagation différents. Suivant la largeur de bande du signal, ces échos peuvent se superposer, ce qui provoque des évanouissements importants. Pour les signaux à très large

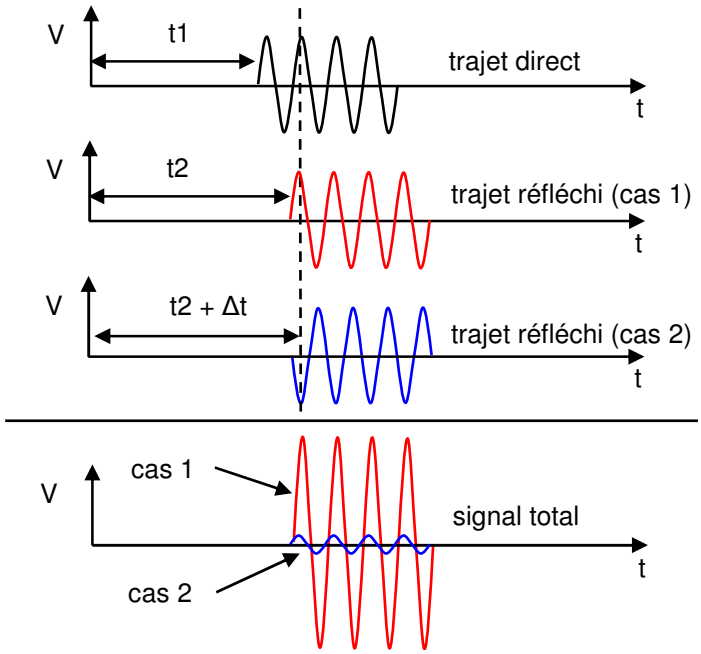


FIG. 1.11 – **Addition constructive et destructive de deux trajets de propagation.**

support spectral, et en particulier pour les signaux UWB, la résolution des trajets multiples devient très faible, ce qui limite l'interférence entre les différentes versions retardées du signal. Dans ce cas, les évanouissements de puissance sont moins importants. On peut alors appliquer des techniques avancées de réception, comme l'égalisation de canal ou la réception RAKE [(3)], pour maximiser la récupération d'énergie présente dans les trajets multiples [Cramer 98, Foerster 01b, Gaur 03]. Enfin, on peut noter que dans le cas de signaux large bande, la sélectivité fréquentielle est responsable de l'étalement temporel du signal émis. La connaissance de cette dispersion est nécessaire pour calibrer les systèmes de communication et éviter les problèmes d'interférence inter-symboles.

Effet Doppler

Le phénomène de sélectivité spatiale montre que les propriétés du canal de propagation radio peuvent différer de façon significative lorsque l'antenne de réception est positionnée à différents emplacements. Nous pouvons dès lors nous poser la question du comportement du canal de propagation lorsque l'antenne d'émission, l'antenne de réception (ou les deux), voire l'environnement lui-même sont en mouvement. L'effet Doppler correspond au décalage apparent de la fréquence d'un signal électromagnétique provoqué par la variation de son trajet de propagation. Le cas simple le plus répandu est celui d'un récepteur mobile se déplaçant à une vitesse v et recevant un signal radio sous la forme d'une onde plane formant un angle α avec la direction du mobile. Dans ce cas, le décalage Doppler observé est [Parsons 00,

[(3)] Un récepteur RAKE, ou « rateau », permet de combiner les versions décalées du signal provenant de différents trajets multiples, en utilisant plusieurs branches de réception [Haykin 01, p. 549].

p. 118] :

$$\nu = f\frac{v}{c}\cos(\alpha) \tag{1.10}$$

où f est la fréquence du signal et c la vitesse de propagation de l'onde.

Le cas statistique où la répartition des rayons est représentée par la densité de probabilité de leur angle d'incidence $p_\alpha(\alpha)$ a été traité dans [Clarke 68]. Dans le cas simple d'un mobile se déplaçant à une vitesse constante, la densité de probabilité des écarts Doppler $p_\nu(\nu)$ est donnée par :

$$p_\nu(\nu) = \frac{1}{\sqrt{1-\left(\frac{\nu}{\nu_{max}}\right)^2}} \cdot \left[p_\alpha\left(-\arccos\left(\frac{\nu}{\nu_{max}}\right)\right) + p_\alpha\left(\arccos\left(\frac{\nu}{\nu_{max}}\right)\right)\right] \tag{1.11}$$

où ν_{max} correspond à l'écart Doppler maximal donné par :

$$\nu_{max} = f\frac{v}{c} \tag{1.12}$$

Cette densité de probabilité des écarts Doppler théorique peut être reliée au spectre Doppler d'un signal mesuré. En particulier, pour une distribution uniforme des angles d'incidence, on retrouve une distribution des écarts Doppler proportionnelle au spectre Doppler de Jakes [Jakes 93, p. 21] :

$$p_\nu(\nu) = \frac{1}{\pi\sqrt{1-\left(\frac{\nu}{\nu_{max}}\right)^2}} \tag{1.13}$$

Pour la suite du document, il convient de préciser la distinction entre les concepts de variabilité temporelle et variabilité spatiale. Les variations spatiales du canal sont dues au déplacement de l'une au moins des antennes dans un environnement statique. Les variations temporelles traduisent l'effet de la modification de l'environnement à proximité d'un lien radio fixe [Hashemi 94a]. Dans un contexte radiomobile, les deux types de variations sont généralement présentes, mais l'une ou l'autre est considérée comme prépondérante, suivant la situation. En environnement intérieur, la variation temporelle est principalement le fait du déplacement de personnes.

Dans les cas de variabilité spatiale et temporelle, les trajets de propagation entre l'émetteur et le récepteur peuvent apparaître, disparaître ou subir de transformations successives. Dans le cas d'un canal stationnaire, nous ne considérons que l'élongation — positive ou négative — des trajets présents. Ces deux situations génèrent donc un effet Doppler.

1.2.2 Représentation du canal de propagation

1.2.2.1 Formulation mathématique

Du fait de la propagation à trajets multiples, le signal reçu $s(t)$ est une superposition de répliques différemment retardées et atténuées du signal émis $e(t)$: le canal de propagation se comporte donc comme un filtre linéaire. Le canal de propagation est ainsi entièrement

représenté par sa Réponse Impulsionnelle (RI) $h(\tau)$, qui correspond à la réponse du canal à une impulsion de type Dirac. On a alors :

$$s(t) = \int_{-\infty}^{\infty} e(t-\tau)h(\tau)d\tau \tag{1.14}$$

Dans la plupart des systèmes de communication radio, le signal émis occupe une bande de fréquences qui n'est pas centrée en zéro. On peut alors représenter un signal $x(t)$ par son enveloppe complexe $\gamma_x(t)$ telle que :

$$x(t) = \Re\left\{\gamma_x(t)e^{j2\pi f_0 t}\right\} \tag{1.15}$$

où $\Re\{\cdot\}$ représente la partie réelle d'un nombre complexe et f_0 représente une fréquence dans la bande considérée [4]. L'enveloppe complexe $\gamma_x(t)$ est également appelée équivalent en bande de base de $x(t)$.

On peut montrer qu'il y a deux façons d'exprimer le filtre en bande de base $h_{eq}(t)$ équivalent au filtre en bande réelle $h(t)$ (cf. annexe A) :

$$\begin{aligned} h_{eq1}(t) &= \frac{1}{2}\gamma_h(t) \\ h_{eq2}(t) &= h(t)e^{-j2\pi f_0 t} \end{aligned} \tag{1.16}$$

Les trois représentations de la figure 1.12 sont donc équivalentes pour observer l'effet du canal sur le signal émis. Dans la suite du document et sauf mention contraire, nous traiterons la réponse impulsionnelle du canal sous la forme de son enveloppe complexe $\gamma_h(t)$, que nous noterons simplement $h(t)$.

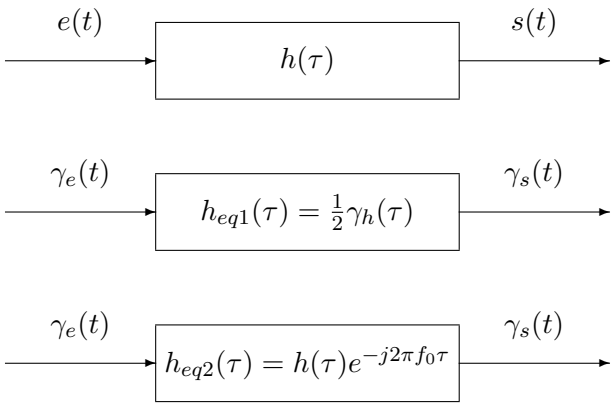


FIG. 1.12 – **Représentations équivalentes d'un canal radiomobile statique.**

[4] f_0 est généralement la fréquence centrale de la bande de fréquences considérée, mais cette condition n'est pas nécessaire.

1.2.2.2 Caractérisation des canaux déterministes

La représentation du canal radio sous la forme d'une réponse impulsionnelle $h(\tau)$ n'est valide que dans le cas d'un canal statique. Dans la pratique, l'environnement ou la position des antennes peuvent être modifiés, de sorte que le canal radio varie avec le temps. La réponse impulsionnelle $h(t,\tau)$ présente alors une double dépendance en temps et en retard. Les entrées et sorties d'un filtre linéaire peuvent être décrites dans le domaine temporel ou le domaine fréquentiel. Ceci conduit à quatre fonctions de transfert qui peuvent être utilisées pour décrire le canal radio [Bello 63]. La figure 1.13 illustre les relations entre ces fonctions.

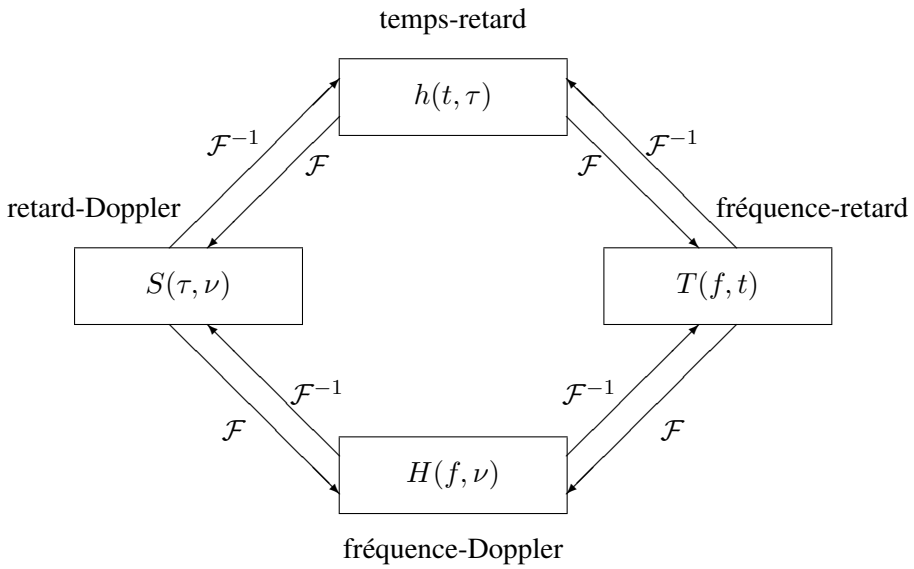


FIG. 1.13 – **Fonctions de caractérisation d'un canal déterministe.** *Les flèches représentent une transformation de Fourier ($\mathcal{F}$) ou une transformation de Fourier inverse ($\mathcal{F}^{-1}$).*

La réponse impulsionnelle variant dans le temps

La fonction $h(t,\tau)$ est appelée réponse impulsionnelle variant dans le temps, et relie le signal reçu $s(t)$ au signal émis $e(t)$ suivant l'opération de filtrage suivante :

$$s(t) = \int_{-\infty}^{\infty} e(t-\tau)h(t,\tau)d\tau \tag{1.17}$$

Le module de la réponse impulsionnelle permet de distinguer les différents échos en fonction de leur retard de propagation. L'équation (1.17) fournit donc une représentation physique du canal comme un continuum de diffuseurs fixes — car présentant un retard constant — et scintillants — ce qui traduit l'évolution temporelle.

La réponse bifréquentielle

La fonction $H(f, \nu)$ est également appelée fonction de dispersion Doppler en sortie et permet d'observer le phénomène de décalage Doppler introduit par le canal. Il s'agit de la fonction duale de la fonction $h(t, \tau)$ dans l'espace fréquence - décalage Doppler. Elle relie donc le spectre du signal reçu $S(f)$ au spectre du signal émis $E(f)$ selon la relation :

$$S(f) = \int_{-\infty}^{\infty} E(f - \nu) H(f - \nu, \nu) d\nu \tag{1.18}$$

Cette représentation considère le spectre du signal de sortie $S(f)$ comme une superposition de répliques du spectre d'entrée $E(f)$, ayant subit un décalage Doppler et un filtrage.

La fonction de transfert variant dans le temps

Une autre approche de la caractérisation du canal radio consiste à relier le signal temporel de sortie $s(t)$ au spectre du signal d'entrée $E(f)$ en utilisant la fonction de transfert variant dans le temps $T(f, t)$:

$$s(t) = \int_{-\infty}^{\infty} E(f) T(f, t) e^{j2\pi f t} df \tag{1.19}$$

La fonction $T(f, t)$ peut être liée aux fonctions $h(t, \tau)$ et $H(f, \nu)$ par une simple transformation de Fourier. Lorsque la largeur de bande du canal considéré est suffisamment faible, la fonction de transfert variant dans le temps peut être directement mesurée à l'aide d'un analyseur de réseau.

La fonction de dispersion retard-Doppler

Une dernière approche consiste à représenter le canal radio dans l'espace retard - décalage Doppler. La fonction correspondante permet d'observer simultanément la dispersion introduite par le canal dans les domaines temporel et fréquentiel, d'où sa dénomination : fonction de dispersion retard-Doppler. La fonction $S(\tau, \nu)$ lie le signal de sortie $s(t)$ au signal d'entrée $e(t)$ par la relation suivante :

$$s(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} e(t - \tau) S(\tau, \nu) e^{j2\pi\nu t} d\nu d\tau \tag{1.20}$$

L'équation (1.20) présente le signal de sortie $s(t)$ comme une somme de répliques du signal d'entrée $e(t)$ ayant subi un retard et un décalage Doppler. La fonction $S(\tau, \nu)$ peut être liée aux fonctions $h(t, \tau)$ et $H(f, \nu)$ par une simple transformation de Fourier.

1.2.2.3 Caractérisation des canaux aléatoires linéaires

Dans la pratique, les fluctuations du canal de propagation sont le fruit de la superposition d'une multitude de phénomènes difficilement mesurables dans leur globalité. Dès lors, les variations du canal radio revêtent un caractère aléatoire, et il n'est plus possible de les traiter de façon déterministe. On caractérise alors le canal de propagation de façon statistique. En

pratique, les études se limitent généralement à une description du canal au second ordre, par la connaissance des fonctions d'autocorrélation des fonctions de caractérisation du canal. Ces fonctions se définissent de la manière suivante :

$$R_h(t,u;\tau,\eta) = E[h(t,\tau)h^*(u,\eta)] \quad (1.21)$$
$$R_H(f,m;\nu,\mu) = E[H(f,\nu)H^*(m,\mu)] \quad (1.22)$$
$$R_T(f,m;t,u) = E[T(f,t)T^*(m,u)] \quad (1.23)$$
$$R_S(\tau,\eta;\nu,\mu) = E[S(\tau,\nu)S^*(\eta,\mu)] \quad (1.24)$$

où $E[\cdot]$ représente l'espérance mathématique et $(\cdot)^*$ représente l'opération de conjugaison complexe.

Ces quatre fonctions d'autocorrélation sont liées entre elles par des doubles transformées de Fourier selon un schéma similaire aux fonctions de caractérisation du canal (cf. figure 1.13). Les moments d'ordre deux des signaux d'entrée et de sortie du canal s'expriment alors par :

$$R_s(t,u) = \int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty} e(t-\tau)e^*(u-\eta)R_h(t,u;\tau,\eta)d\tau d\eta \quad (1.25)$$
$$R_{es}(t,u) = \int_{-\infty}^{\infty} R_e(t,u-\eta)h(u,\eta)d\eta \quad (1.26)$$

Les moments d'ordre un et deux sont suffisants pour une description complète du signal de sortie $s(t)$ dans le cas d'un signal gaussien.

1.2.2.4 Classification des canaux

La représentation du canal radio aléatoire peut être simplifiée en considérant différentes hypothèses sur les caractéristiques du canal.

Hypothèse du canal stationnaire au sens large

Un canal est considéré stationnaire au sens large, ou *Wide Sense Stationary* (WSS), lorsque sa variation temporelle (ou spatiale) présente les caractéristiques statistiques de stationnarité faible. La réponse impulsionnelle du canal doit donc posséder une espérance invariante au cours du temps et une autocorrélation $R_h(t,u;\tau,\eta)$ qui ne dépend de t et u que selon la différence $\xi = t-u$. En pratique, cela signifie que les statistiques de fluctuation du canal ne changent pas sur un court intervalle de temps ξ, ce qui est une hypothèse raisonnable pour les canaux classiques (intérieur des bâtiments, urbain, etc.). Sous ces conditions, les fonctions d'autocorrélation de la réponse impulsionnelle et de la fonction de transfert variant dans le temps s'écrivent :

$$R_h(t,t+\xi;\tau,\eta) = R_h(\xi;\tau,\eta) \quad (1.27)$$
$$R_T(f,m;t,t+\xi) = R_T(f,m;\xi) \quad (1.28)$$

En prenant l'exemple de la double transformée de Fourier entre $R_h(t,u;\tau,\eta)$ et $R_S(\tau,\eta;\nu,\mu)$, et en appliquant $\xi = t-u$, on obtient :

$$\begin{aligned} R_S(\tau,\eta;\nu,\mu) &= \int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty} R_h(t,u;\tau,\eta)e^{j2\pi(u\mu-t\nu)}dtdu \\ &= \delta(\nu-\mu)\int_{-\infty}^{\infty} R_h(\xi;\tau,\eta)e^{-j2\pi(\xi\nu)}d\xi \\ &= \delta(\nu-\mu)P_S(\tau,\eta;\nu) \end{aligned} \tag{1.29}$$

où le terme $P_S(\tau,\eta;\nu)$ peut être identifié à une densité spectrale de puissance obtenue à partir de $R_h(\xi;\tau,\eta)$ par application du théorème de Wiener-Kinchine.

Cette dernière relation indique que le contenu spectral du signal est décorrélé pour différents retards Doppler. Physiquement, cela signifie que les échos générant des écarts Doppler différents sont décorrélés. De la même manière, on peut écrire l'autocorrélation de la réponse bifréquentielle sous la forme :

$$R_H(f,m;\nu,\mu) = \delta(\nu-\mu)P_H(f,m;\nu) \tag{1.30}$$

Hypothèse du canal à diffuseurs non corrélés

Cette hypothèse, également nommée hypothèse *Uncorrelated Scattering* (US), consiste à considérer que les contributions de diffuseurs élémentaires correspondant à des retards différents sont décorrélées. Cette condition revient à une hypothèse de stationnarité faible portant sur le domaine des fréquences. De la même manière que pour l'hypothèse WSS, les fonctions d'autocorrélation de la réponse bifréquentielle et de la fonction de transfert variant dans le temps peuvent se simplifier (en notant Ω la différence fréquentielle $m-f$) :

$$R_H(f,f+\Omega;\nu,\mu) = R_H(\Omega;\nu,\mu) \tag{1.31}$$

$$R_T(f,f+\Omega;t,u) = R_T(\Omega;t,u) \tag{1.32}$$

La réponse impulsionnelle variant dans le temps et la fonction de dispersion retard-Doppler peuvent s'écrire sous la forme de densités spectrales de puissance :

$$R_h(t,u;\tau,\eta) = \delta(\eta-\tau)P_h(t,u;\tau) \tag{1.33}$$

$$R_S(\tau,\eta;\nu,\mu) = \delta(\eta-\tau)P_S(\tau;\nu,\mu) \tag{1.34}$$

$$\tag{1.35}$$

Hypothèse du canal stationnaire au sens large à diffuseurs décorrélés

Un tel canal, également appelé *Wide Sense Stationary Uncorrelated Scattering* (WSSUS), regroupe les deux hypothèses WSS et US. Il s'agit de la classe la plus simple de canaux, qui présente une dispersion décorrélée à la fois dans le domaine des retards et des décalages Doppler. Dans ce cas, les fonctions d'autocorrélation des quatre fonctions de caractérisation

du canal se simplifient de la manière suivante :

$$R_h(t, t+\xi; \tau, \eta) = \delta(\eta - \tau) P_h(\xi; \tau) \quad (1.36)$$

$$R_H(f, f+\Omega; \nu, \mu) = \delta(\nu - \mu) P_H(\Omega; \nu) \quad (1.37)$$

$$R_T(f, f+\Omega; t, t+\xi) = R_T(\Omega; \xi) \quad (1.38)$$

$$R_S(\tau, \eta; \nu, \mu) = \delta(\eta - \tau)\delta(\nu - \mu) P_S(\tau; \nu) \quad (1.39)$$

La figure 1.14 présente les transformations de Fourier simples qui lient les différentes fonctions de corrélation dans le cas d'un canal WSSUS.

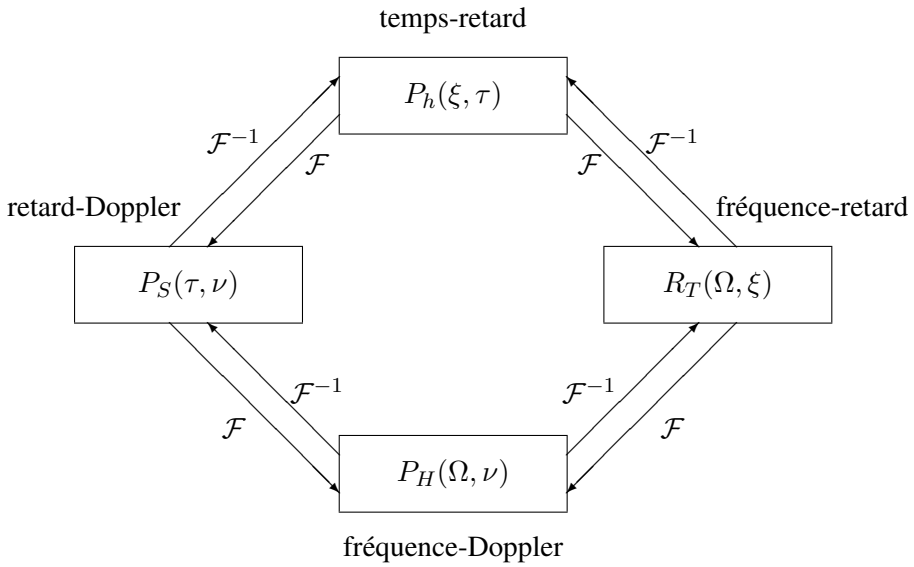


FIG. 1.14 – **Fonctions de corrélation d'un canal aléatoire WSSUS.**

Deux des fonctions obtenues présentent un intérêt particulier. La fonction $P_S(\tau; \nu)$ est appelée fonction de diffusion, ou *scattering function*. Elle peut être interprétée physiquement comme donnant le spectre Doppler des trajets radioélectriques en fonction du retard de propagation.

Pour des signaux ergodiques, la fonction $P_h(\xi; \tau)$ peut s'écrire :

$$\begin{aligned} P_h(\xi; \tau) &= E[h(t+\xi, \tau) h^*(t, \tau)] \\ &= \lim_{T \to \infty} \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} h(t+\xi, \tau) h^*(t, \tau) dt \end{aligned} \quad (1.40)$$

Ainsi, la grandeur $P_h(0, \tau)$ correspond à la moyenne temporelle de la puissance de la réponse impulsionnelle. Elle est appelée profil puissance-retard, ou *Power Delay Profile* (PDP).

En pratique, on suppose généralement que les canaux radio que nous observons suivent l'hypothèse WSSUS. Lors de mesures du canal radio, il est parfois nécessaire de s'en assurer.

Une discussion approfondie de la validation de cette hypothèse à partir de mesures expérimentales a été publiée dans [Bultitude 02]. En particulier, la méthode RUN se base sur des estimations de la variance du processus sur des sous-intervalles successifs [Bendat 66].

1.2.3 Paramètres de caractérisation du canal

Pour connaître les caractéristiques d'un canal de propagation, on analyse un ensemble de réponses impulsionnelles ou de fonctions de transfert mesurées. Cette partie présente un certain nombre de paramètres qui décrivent des aspects différents du canal. Pour les calculer, on se place généralement sous l'hypothèse WSSUS. D'autre part, comme il est impossible d'accéder dans la pratique à un ensemble de réalisations statistiques du canal, on suppose l'ergodicité des fonctions caractéristiques. Ainsi, il est par exemple possible de remplacer l'espérance par une moyenne temporelle (ou spatiale) sur une succession de mesures.

1.2.3.1 Sélectivité fréquentielle

La sélectivité fréquentielle est caractérisée par la présence de trajets multiples, particulièrement visibles sur la réponse impulsionnelle du canal. La répartition de puissance en fonction du retard est donnée par le PDP, défini par l'équation (1.40). Pour éliminer les effets locaux des fluctuations rapides du canal, on calcule le PDP à partir de M réponses impulsionnelles mesurées successivement sur un trajet de l'ordre de 20 à 40 longueurs d'ondes [Lee 85]. Il faut toutefois s'assurer que l'hypothèse de stationnarité reste valide.

$$P_h(0,\tau) = \frac{1}{M}\sum_{m=1}^{M} |h(t_m,\tau)|^2 \tag{1.41}$$

Dispersion des retards

La dispersion des retards τ_{RMS} représente l'écart-type du PDP. On la calcule de la manière suivante :

$$\tau_{RMS} = \sqrt{\frac{\int_{-\infty}^{\infty}(\tau-\tau_m)^2 P_h(0,\tau)d\tau}{\int_{-\infty}^{\infty} P_h(0,\tau)d\tau}} \tag{1.42}$$

où τ_m représente le retard moyen défini par :

$$\tau_m = \frac{\int_{-\infty}^{\infty}\tau P_h(0,\tau)d\tau}{\int_{-\infty}^{\infty} P_h(0,\tau)d\tau} \tag{1.43}$$

Bande de cohérence

La dispersion des retards est un paramètre significatif pour l'analyse du risque d'interférence inter-symboles. Elle se caractérise également par une corrélation plus ou moins importante entre les différentes composantes spectrales dans le domaine fréquentiel. Pour quantifier

cette dépendance fréquentielle, on définit la bande de cohérence à $n\%$ à partir de l'autocorrélation de la fonction de transfert du canal $R_T(\Omega, \xi)$:

$$B_{c,n\%} = \min \left\{ \Omega : \left| \frac{R_T(\Omega, 0)}{R_T(0, 0)} \right| = \frac{n}{100} \right\} \tag{1.44}$$

La fonction $R_T(\Omega, 0)$ est appelée fonction de corrélation en fréquence et s'obtient par une transformée de Fourier du PDP $P_h(0, \tau)$. La bande de cohérence est donc l'écart de fréquences à partir duquel la fonction d'autocorrélation en fréquence franchit un seuil donné. On utilise généralement des seuils à 90% et à 50% [Barbot 95].

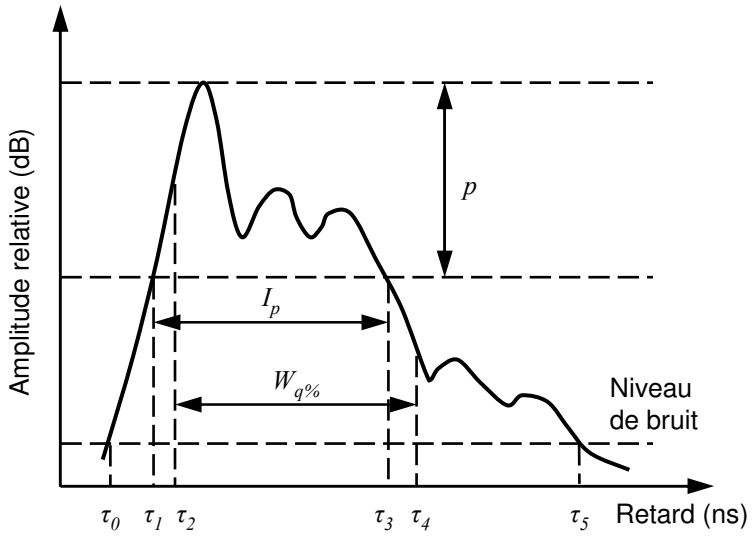


FIG. 1.15 – **Profil puissance-retard illustrant la fenêtre des retards et l'intervalle des retards.**

Fenêtre et intervalle des retards

Deux autres paramètres sont également utilisés pour donner une idée plus juste de l'étalement du PDP [COST-207 89]. La fenêtre des retards à $q\%$ est la durée de la portion centrale du PDP contenant $q\%$ de l'énergie totale. Selon les retards définis sur la figure 1.15, la fenêtre des retards est donnée par :

$$W_{q\%} = (\tau_4 - \tau_2)_{q\%} \tag{1.45}$$

Les retards τ_4 et τ_2 sont définis par :

$$\int_{\tau_2}^{\tau_4} P_h(0, \tau) d\tau = \frac{q}{100} \int_{\tau_0}^{\tau_5} P_h(0, \tau) d\tau \tag{1.46}$$

et l'énergie se trouvant à l'extérieur de la fenêtre est divisée en deux parties égales. Les retards τ_0 et τ_5 sont les retards pour lesquels le signal franchit un niveau de bruit donné.

L'intervalle des retards à p dB est la différence entre la valeur du retard pour laquelle la fonction $P_h(0,\tau)$ passe pour la dernière fois un seuil fixé à p dB en dessous de son maximum, et le retard pour lequel elle le dépasse pour la première fois. Selon les définitions représentées sur la figure 1.15, l'intervalle des retards s'exprime de la façon suivante :

$$I_p = (\tau_3 - \tau_1)_p \tag{1.47}$$

Coefficients de décroissance exponentielle

Plusieurs analyses du canal de propagation radio UWB s'accordent sur une représentation de la réponse impulsionnelle sous la forme d'une somme discrète de contributions individuelles. Chaque contribution, appelée rayon, correspond à un trajet de propagation et possède un retard et une amplitude complexe distincts. Cette représentation est fréquemment rencontrée pour les canaux large bande [Hashemi 93]. Afin de rendre compte de la présence éventuelle de groupes de rayons, appelés *clusters*, nous utiliserons le formalisme de Saleh et Valenzuela pour représenter cette réponse impulsionnelle discrète [Saleh 87] :

$$h(t,\tau) = \sum_{l=1}^{L(t)} \sum_{k=1}^{K_l(t)} \beta_{k,l}(t) e^{j\theta_{k,l}(t)} \delta(\tau - T_l(t) - \tau_{k,l}(t)) \tag{1.48}$$

où l'on note $L(t)$ le nombre de *clusters*, $K_l(t)$ le nombre de rayons dans le l^{e} *cluster*, et $T_l(t)$ l'instant d'arrivée du l^{e} *cluster*. Les paramètres $\beta_{k,l}(t)$, $\theta_{k,l}(t)$ et $\tau_{k,l}(t)$ représentent l'amplitude, la phase et l'instant d'arrivée associés au k^{e} rayon à l'intérieur du l^{e} *cluster*. Tous ces paramètres varient théoriquement au cours du temps. En définissant le PDP à partir d'une série de mesures selon l'équation (1.41), et en supposant que le retard associé à chaque rayon varie peu lors des mesures, on obtient :

$$P_h(0,\tau) = \sum_{l=1}^{L} \sum_{k=1}^{K_l} \beta_{k,l}^2 \delta(\tau - T_l - \tau_{k,l}) \tag{1.49}$$

Comme le montre la figure 1.16, l'amplitude des rayons du PDP suit généralement une décroissance proche d'une fonction exponentielle. Cette décroissance exponentielle s'observe à la fois au niveau des *clusters* et des rayons à l'intérieur de chaque *cluster*. On définit alors les coefficients de décroissance exponentielle inter- et intra-*cluster*, notés respectivement Γ et γ, tels que l'amplitude des différents rayons observe la loi suivante :

$$\beta_{k,l}^2 = \beta_{1,1}^2 e^{-\frac{T_l - T_1}{\Gamma}} e^{-\frac{\tau_{k,l}}{\gamma}} \tag{1.50}$$

Ces coefficients s'obtiennent par régression linéaire sur le PDP exprimé en dB.

Taux d'arrivée des clusters *et des rayons*

Sans connaissance précise de l'environnement, on considère que les instants d'arrivée de rayons représentent des événements indépendants et que le nombre de ces événements ne dépend que de la durée de l'observation. Par définition, on peut donc raisonnablement considérer

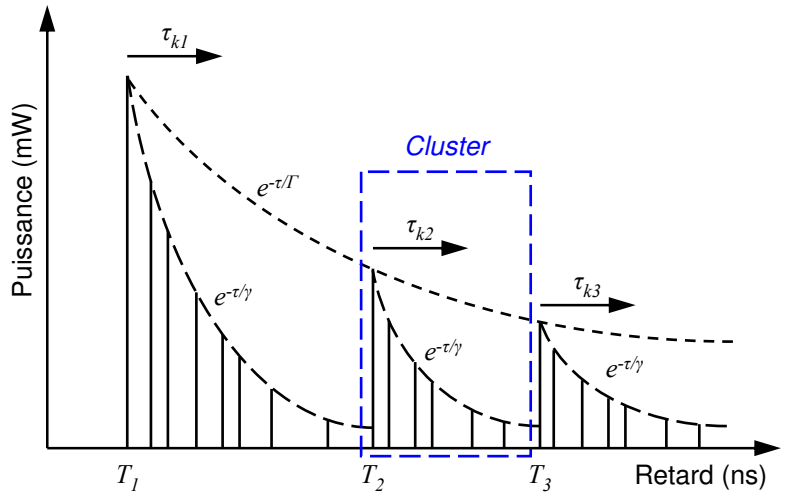


FIG. 1.16 – **Profil puissance-retard selon le formalisme de Saleh et Valenzuela.**

l'arrivée de rayons — ou de *clusters* — comme un processus de Poisson. Le formalisme de Saleh et Valenzuela propose donc que les probabilités d'arrivée d'un nouveau *cluster* ou d'un nouveau rayon suivent une loi exponentielle, de paramètres respectifs Λ et λ. Les paramètres Λ et λ sont appelés respectivement taux d'arrivée de *clusters* et de rayons, et les valeurs $\frac{1}{\Lambda}$ et $\frac{1}{\lambda}$ représentent les durées moyennes entre deux *clusters* ou deux rayons. Ces paramètres sont estimés à partir de la distribution des durées inter-*clusters* et inter-rayons.

1.2.3.2 Variabilité lente

Exprimée en dB, l'équation (1.8) correspondant à la formule de Friis pour la propagation en espace libre devient :

$$PL(f,d) = 20\log\left(\frac{4\pi f d}{c}\right) - G_T(f) - G_R(f) \tag{1.51}$$

où $PL(f,d)$ représente le rapport entre la puissance émise et la puissance reçue.

Les variations lentes du canal de propagation sont principalement dues aux pertes de puissance par propagation et aux mécanismes de masquage. Pour un canal réel, afin de caractériser la dépendance en fréquence et en distance des pertes par propagation, on approche le paramètre $PL(f,d)$ par la fonction suivante :

$$PL(f,d) = PL(f_0,d_0) + 10N_f\log\left(\frac{f}{f_0}\right) + 10N_d\log\left(\frac{d}{d_0}\right) + S(f,d) \tag{1.52}$$

où f_0 et d_0 correspondent à une fréquence et à une distance arbitraires [5]. N_f et N_d sont appelés coefficients de pertes par propagation en fréquence et en distance. Le paramètre N_d tient compte des interactions de l'environnement comme la transmission ou l'effet de guidage

[5] On peut utiliser la fréquence centrale de la bande considérée pour f_0, et d_0 est généralement fixé à 1 m.

d'onde, et peut donc sensiblement s'éloigner de sa valeur théorique N_d = 2. Le paramètre N_f traduit la dépendance fréquentielle des phénomènes de propagation et inclut également les variations de l'aire effective d'une antenne isotrope idéale. Si on considère le canal de propagation excluant les antennes en situation de visibilité, ce paramètre doit donc se rapprocher de sa valeur théorique N_f = 2. Certains auteurs considèrent les antennes comme partie intégrante du canal de propagation ; dans ce cas, des variations additionnelles du paramètre N_f peuvent être observées, liées au gain des antennes de mesure. Enfin, $S(f, d)$ traduit les variations lentes du canal de propagation. Les paramètres N_f et N_d étant calculés par régression linéaire, la variable $S(f, d)$ possède une moyenne nulle. Cette variable exprimée en dB est souvent considérée gaussienne, et on la caractérise par son écart-type σ_S.

Pour la dérivation du paramètre N_f, on introduit la fonction de transfert en puissance $P_T(f)$, homologue du PDP $P_h(0, \tau)$ dans le domaine des fréquences. Elle correspond à la puissance moyenne reçue en fonction de la fréquence pour un ensemble de fonctions de transfert mesurées localement, soit :

$$P_T(f) = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^{M} |T(f, t_m)|^2 \tag{1.53}$$

1.2.3.3 Évanouissements rapides

Les évanouissements rapides du canal de propagation se caractérisent par les fluctuations d'amplitude du signal reçu. Elles peuvent être estimées à partir d'un signal à bande étroite ou pour un retard donné dans le cas d'un signal à bande large. Mathématiquement, on cherche donc à connaître la loi statistique de la variable aléatoire $|h(t, \tau)|$ pour τ fixé. Dans, la pratique, on étudie un ensemble d'échantillons $|h(t_m, \tau)|$ provenant de M mesures réalisées sur des positions proches (ou dans un environnement variant dans le temps), en s'assurant que la condition de stationnarité du canal est respectée. Les lois de distribution les plus fréquemment rencontrées incluent les lois de Rayleigh, Rice, Nakagami, Weibull, et la loi log-normale (cf. annexe B). Pour sélectionner une distribution théorique, nous utilisons un test d'adéquation, comme le test de Kolmogorov-Smirnov (cf. annexe B.2).

Des outils existent également pour caractériser le comportement temporel d'un signal. Une première métrique consiste à comptabiliser la fréquence avec laquelle l'amplitude du signal passe sous un seuil donné. Il s'agit du taux d'évanouissement, ou *level crossing rate*. D'autre part, la durée moyenne des évanouissements, ou *average fade duration*, est un estimateur du temps pendant lequel l'amplitude du signal reste sous un certain seuil [Parsons 00].

1.2.3.4 Analyse spectrale

Un autre moyen de caractériser les variations temporelles du canal est l'étude du spectre Doppler pour les trajets principaux de la réponse impulsionnelle. Ces spectres sont observables sur la fonction de diffusion $P_S(\tau, \nu)$. Pour caractériser la rapidité des variations du canal indépendamment du retard, on utilise le spectre Doppler moyen défini par :

$$P_H(0, \nu) = \int_{-\infty}^{\infty} P_S(\tau, \nu) d\tau \tag{1.54}$$

Comme dans le cas du PDP, on peut alors définir la dispersion Doppler par :

$$\nu_{RMS} = \sqrt{\frac{\int_{-\infty}^{\infty}(\nu - \nu_m)^2 P_H(0,\nu)d\nu}{\int_{-\infty}^{\infty} P_H(0,\nu)d\nu}} \tag{1.55}$$

où ν_m représente l'écart Doppler moyen défini par :

$$\nu_m = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} \nu P_H(0,\nu)d\nu}{\int_{-\infty}^{\infty} P_H(0,\nu)d\nu} \tag{1.56}$$

Comme nous l'avons vu (section 1.2.1.3), le spectre Doppler est étroitement lié à la direction d'arrivée des différents trajets multiples. Des paramètres tels que le spectre angulaire peuvent être utilisés pour caractériser les directions de départ et d'arrivée du signal, qui prennent une importance particulière pour les applications de type MIMO [Cosquer 04].

1.3 Modèles de canal radio UWB

Le développement de futurs systèmes de communication basés sur la technologie UWB nécessite une parfaite connaissance de tous leurs éléments constitutifs. En particulier, le canal de propagation impose des limites fondamentales aux performances de ces systèmes en termes de portée et de débit. Les choix de modulation, ainsi que les techniques d'émission et les stratégies de réception du signal UWB dépendent largement du comportement du canal de propagation dans les environnements d'utilisation potentielle.

Afin de réaliser des simulations du système complet, et de dimensionner ces systèmes de façon optimale, les concepteurs ont recours à des modèles de canal. Ces modèles s'efforcent de répondre à un double objectif : celui de reproduire le comportement du canal radio de la façon la plus réaliste possible, tout en respectant une contrainte de complexité maîtrisée, afin de permettre les études et les simulations en un temps raisonnable. Il n'y a donc pas un seul modèle de canal pour un environnement donné, mais plusieurs modèles possibles, qui dépendent des phénomènes que l'on souhaite reproduire en simulation. Ainsi, certains modèles s'intéressent uniquement à l'affaiblissement en puissance, tandis que d'autres s'attacheront à reproduire les effets de fluctuations rapides ou les directions d'arrivée du signal, par exemple.

Dans cette section, nous présentons les principaux modèles de canal UWB présents dans la littérature, en détaillant leurs spécificités et leurs limites. Nous ferons la distinction entre deux types de modèles [Sizun 05]. Les modèles *statistiques* reproduisent un comportement probable du canal de propagation dans un type d'environnement donné. Ils se basent sur un grand nombre de mesures, à partir desquelles chaque paramètre du modèle est défini par une loi statistique. Ces modèles permettent une génération pratique de différentes réalisations de réponses impulsionnelles, mais il n'existe pas toujours un consensus scientifique sur les lois à adopter. Les modèles *déterministes* reproduisent les propriétés du canal de propagation à une position donnée d'un environnement connu. La plupart de ces modèles sont basés sur des méthodes asymptotiques qui nécessitent l'enregistrement de l'environnement dans une base de données, et des outils de tracé ou lancer de rayons. Moyennant une bonne modélisation des phénomènes de propagation élémentaires (réflexion, diffraction, etc.), les réponses impulsionnelles obtenues sont très réalistes. Les principales contraintes de ce type de modèle résident

dans leur temps de calcul et la nécessité de décrire l'environnement considéré de façon détaillée. Le choix entre ces deux types de modèles dépend donc des besoins de simulation et de conception.

1.3.1 Modèle Cassioli-Win-Molisch

Le modèle Cassioli-Win-Molisch [Cassioli 02] est le fruit d'un travail conjoint entre les universités de Rome, Tor Vergata (Italie), de Vienne (Autriche), et du laboratoire UltRaLab, de l'université de Californie du Sud (États-Unis). Il s'agit de l'un des premiers modèles statistiques décrivant le canal de propagation UWB. Malgré ses limitations, il reste donc fréquemment cité dans les études sur l'UWB. Ce modèle est basé sur une série de mesures réalisées par le laboratoire UltRaLab en environnement de bureau, sur une bande de fréquences de 1 GHz environ [Win 97b]. Un total de 686 réponses impulsionnelles ont été utilisées (14 positions de l'antenne de réception ont été sélectionnées, avec pour chaque position, 49 mesures réparties sur une surface de 1 m^2 environ).

Le modèle Cassioli-Win-Molisch se base sur une discrétisation de l'échelle des retards avec un incrément $\Delta\tau$ de 2 ns. Toute la puissance de la réponse impulsionnelle contenue entre les retards $k\Delta\tau$ et $(k+1)\Delta\tau$ est intégrée, et on considère donc qu'un rayon est présent pour chaque retard $k\Delta\tau$. Ceci correspond à un taux d'arrivée des rayons $\lambda = \frac{1}{\Delta\tau}$. La puissance de chaque rayon suit une décroissance exponentielle, mais un seul *cluster* est observé. En suivant le formalisme de Saleh et Valenzuela (cf. section 1.2.3.1), le modèle de PDP peut donc s'écrire sous la forme :

$$P_h(0,\tau) = \sum_{k=1}^{K} \beta_k^2 \delta(\tau - \frac{d}{c} - (k-1)\Delta\tau) \tag{1.57}$$

où d indique la distance entre l'émetteur et le récepteur.

La décroissance exponentielle du PDP est caractérisée par le coefficient γ (cf. équation (1.50)), mais le modèle introduit un coefficient supplémentaire r pour tenir compte d'une atténuation significative entre le 1er et le 2e rayon.

Les pertes par propagation sont caractérisées en fonction de la distance selon une loi en double pente :

$$PL(d) = \begin{cases} PL(d_0) + 20.4 \log\left(\frac{d}{d_0}\right) + S(d) & d \leq 11 \text{ m} \\ PL(d_0) - 56 + 74 \log\left(\frac{d}{d_0}\right) + S(d) & d > 11 \text{ m} \end{cases} \tag{1.58}$$

Enfin, les évanouissements rapides liés aux déplacements de l'antenne sont caractérisés par une distribution de l'amplitude des rayons suivant une loi de Nakagami (cf. annexe B.1.3). Le paramètre m de cette loi diminue avec le retard pour s'approcher de 1 pour les derniers rayons du PDP, où l'amplitude des rayons suit une loi de Rayleigh.

Ce modèle apporte une description précise et reproductible des mesures réalisées. Ses principales limitations résident dans le faible nombre de mesures sur lesquelles se base l'étude statistique, et sur la bande de fréquences réduite.

1.3.2 Modèles IEEE 802.15

Dans le but de fournir un modèle de canal unique pour tester les différentes propositions de systèmes UWB lors des débats de normalisation, le groupe de travail IEEE 802.15 a réalisé plusieurs appels à contribution auprès des universitaires et des industriels. Deux modèles statistiques ont ainsi été définis, l'un pour les applications courte portée, haut débit en intérieur (modèle IEEE 802.15.3a), et l'autre pour les applications à plus longue portée en intérieur et extérieur (modèle IEEE 802.15.4a). Ces modèles sont brièvement présentés dans les sections suivantes.

1.3.2.1 Modèle IEEE 802.15.3a

Le modèle IEEE 802.15.3a [Foerster 03a, Molisch 03] a été développé à partir d'une dizaine de contributions, qui s'appuient toutes sur des mesures expérimentales distinctes, réalisées en environnement intérieur résidentiel ou de bureau [Ghassemzadeh 02a, Pendergrass 02, Foerster 03b, Hovinen 03, Kunisch 02b, Ghassemzadeh 02b, Cassioli 02, Cramer 02, Siwiak 02].

Pour rendre compte du phénomène de regroupement des rayons en *clusters* observé dans plusieurs campagnes de mesures, le modèle se base sur le formalisme de Saleh et Valenzuela (cf. équation (1.48)). Des paramètres sont fournis pour caractériser les taux d'arrivée des *clusters* Λ et des rayons λ, ainsi que les coefficients de décroissance exponentielle inter- et intra-clusters (Γ et γ). Quatre jeux de paramètres sont fournis pour modéliser quatre types de canaux :

- le modèle de canal CM 1 correspond à une distance de 0 à 4 m en situation LOS ;
- le modèle de canal CM 2 correspond à une distance de 0 à 4 m en situation NLOS ;
- le modèle de canal CM 3 correspond à une distance de 4 à 10 m en situation NLOS ;
- le modèle de canal CM 4 correspond à une situation NLOS avec une importante dispersion des retards τ_{RMS} = 25 ns.

Concernant l'atténuation du canal, le modèle IEEE 802.15.3a propose une approche théorique en utilisant un coefficient de pertes par propagation N_d = 2 pour la situation LOS, ce qui équivaut à une propagation en espace libre. La situation NLOS n'est pas traitée.

Enfin, les fluctuations d'amplitude des rayons sont modélisées par une loi log-normale (cf. annexe B.1.6), et un coefficient aléatoire d'inversion est introduit pour simuler les inversions de phase des rayons de la réponse impulsionnelle dues aux réflexions.

Ce modèle assez complet a le mérite d'être une référence pour les études de systèmes UWB. Il s'applique dans les environnements intérieurs à courte portée. Cependant, la modélisation des pertes par propagation n'est pas traitée. On peut enfin regretter que les mesures ayant servi à la calibration du modèle [Pendergrass 02, Cheung 02] soient limitées à 6 GHz de bande au plus (2 GHz pour les modèles CM 1 et CM 2).

1.3.2.2 Modèle IEEE 802.15.4a

Afin de s'adapter à un plus grand nombre d'applications potentielles, le groupe de travail IEEE 802.15.4a a proposé un modèle élargi à la fois en fréquences et en types d'environnement

[Molisch 04]. Les applications visées sont de type bas débit (de 1 kbit/s à quelques Mbit/s), dans des environnements intérieurs (résidentiel et de bureau), extérieurs, mais aussi industriels (usines, etc.) et corporels (pour les applications WBAN). Deux bandes de fréquences UWB sont considérées : 2 à 10 GHz et 0,1 à 1 GHz. Nous présentons le modèle correspondant à la première bande de fréquences.

La forme générale de ce modèle statistique reprend celle du modèle IEEE 802.15.3a (cf. équation 1.48). On peut cependant noter quelques différences sur la forme de la réponse impulsionnelle :

- La phase $\theta_{k,l}$ de chaque rayon ne prend plus uniquement les valeurs 0 ou π, mais est distribuée uniformément entre 0 et 2π. Ce modèle reproduit ainsi l'enveloppe complexe de la réponse impulsionnelle en bande de base.
- L'arrivée des rayons suit une loi mixte composée de deux processus de Poisson. Le modèle propose donc deux taux d'arrivée des rayons λ_1 et λ_2, ainsi qu'un paramètre de mixité.
- Enfin, la décroissance exponentielle de chaque *cluster* augmente avec le retard. On a donc une dépendance du coefficient de décroissance exponentielle intra-cluster du type :

$$\gamma_l = k_\gamma T_l + \gamma_0 \tag{1.59}$$

où T_l représente l'instant d'arrivée du l^{e} *cluster*, et k_γ décrit l'augmentation du coefficient γ_l avec le retard.

La différence majeure du modèle IEEE 802.15.4a par rapport au modèle IEEE 802.15.3a réside dans la prise en compte d'une modélisation réaliste des pertes par propagation, à la fois en distance et en fréquence. Le modèle proposé se veut indépendant des antennes utilisées. Moyennant un changement de variables, il peut être exprimé sous la forme donnée par l'équation (1.52), et les valeurs des paramètres équivalents aux paramètres N_f, N_d, $PL(f_0, d_0)$ et σ_S sont fournies.

Enfin, les variations petite-échelle de l'amplitude des rayons sont modélisées par une loi de Nakagami (cf. annexe B.1.3). Comme pour le modèle Cassioli-Win-Molisch, la valeur du paramètre m est fonction du retard.

Ce modèle présente l'avantage d'être très complet, au prix d'une complexité accrue. Plusieurs jeux de paramètres sont fournis, basés sur des mesures expérimentales pour chaque environnement : résidentiel [Chong 04b], bureautique [Balakrishnan 04a, Schuster 04], industriel [Karedal 04b], et extérieur [Balakrishnan 04a, Keignart 04]. Une revue des résultats de la littérature complète ces campagnes de mesures. Il faut toutefois noter que les mesures réalisées dans les environnements de bureau et en extérieur ont couvert des bandes de fréquences limitées à 3 ou 6 GHz. D'autre part, bien que le modèle final ne tienne pas compte des antennes, les paramètres sont obtenus à partir de mesures où les effets potentiels de l'antenne ne sont pas compensés.

1.3.3 Approche fréquentielle

Bien que la plupart des efforts de recherche pour la modélisation du canal de propagation UWB se concentrent sur une approche temporelle, où l'on cherche à reproduire la réponse impulsionnelle du canal, d'autres approches sont possibles. À titre d'exemple, on peut citer

le modèle fréquentiel proposé par les scientifiques du laboratoire AT&T Research Laboratory et de l'institut MIT [Ghassemzadeh 04]. Ce modèle est construit à partir d'une campagne de mesures intensive réalisée dans 23 maisons d'habitation.

Le concept principal de ce modèle est de reproduire la fonction de transfert $T(f,t)$ du canal de façon statistique. De même que pour l'approche temporelle, chaque paramètre peut être décrit par une loi statistique. L'intérêt de l'approche fréquentielle est la possibilité de décrire les composantes de la fonction de transfert de façon régressive. Le modèle peut alors prendre la forme d'un filtre à réponse impulsionnelle infinie, ce qui peut être représenté mathématiquement par :

$$T(f_i,t) + a_1 T(f_{i-1},t) + a_2 T(f_{i-2},t) = n_i \tag{1.60}$$

où n_i représente le bruit blanc gaussien d'entrée. Le modèle peut dès lors être représenté par cinq variables : les paramètres a_1 et a_2, les conditions d'entrée $T(f_1,t)$ et $T(f_2,t)$, et l'écart-type du bruit gaussien σ_n. Chacun de ces paramètres est ensuite décrit de façon statistique en fonction de la distance. Le modèle est complété par une loi d'affaiblissement en puissance.

D'autres propositions ont été faites concernant la modélisation du canal UWB dans le domaine fréquentiel, comme la méthode de Prony utilisée par l'Institut Polytechnique de Virginie (États-Unis) [Licul 03]. L'intérêt d'un tel modèle fréquentiel réside dans sa faible complexité : peu de paramètres suffisent pour le décrire. Cependant, l'accès aux paramètres classiques de caractérisation du canal, comme la forme du PDP ou la dispersion des retards, n'est pas direct, ce qui rend difficile la comparaison des deux méthodes.

1.3.4 Un exemple de modèle déterministe

Une approche de modélisation alternative consiste à reproduire la réponse impulsionnelle observée à une position précise d'un environnement donné. L'INSA de Rennes (France) propose un modèle de ce type, combinant la théorie uniforme de la diffraction avec des outils de tracé de rayons [Uguen 02, Tchoffo-Talom 04]. Cet outil permet la génération du signal reçu de façon réaliste, en tenant compte de la forme de l'impulsion émise, des antennes d'émission et de réception, des composantes de l'environnement (murs, ameublement, etc.) et des phénomènes élémentaires de propagation.

La principale contrainte de ce type de modélisation réside dans son important temps de calcul, qui est directement lié au nombre de trajets multiples considérés, et à la finesse de description de l'environnement. Un compromis doit donc être trouvé entre temps de calcul et précision du résultat. D'autre part, chaque phénomène élémentaire, comme la réflexion ou la transmission à travers un mur, doit être modélisé de façon très précise. Des mesures spécifiques sont menées pour observer ces phénomènes localement.

Pour obtenir des caractéristiques moyennes à utiliser lors de simulations système, un grand nombre de simulations peuvent être lancées. On obtient ainsi un jeu de mesures virtuelles à partir desquelles ont peut déduire les paramètres caractéristiques, comme la dispersion des retards ou l'affaiblissement en puissance. Les simulations menées par l'INSA ont montré une bonne adéquation entre les techniques statistiques et déterministes pour ces deux paramètres.

D'autres exemples de modélisation déterministe du canal UWB à base de lancer ou tracé de rayons ont également été proposés par les entreprises Siradel (France) [Lostanlen 04], Microsoft (Chine) [Yao 03] et NEC Corporation (Japon) [Sugahara 04]. L'université de Floride centrale (États-Unis) a proposé un modèle déterministe utilisant la méthode FDTD [Schiavone 02].

On peut enfin noter qu'il existe des modèles hybrides entre la modélisation statistique et déterministe. Ainsi, l'institut IMST [6] propose une modélisation statistique du PDP en situation LOS, capable de reproduire des variations spatiales cohérentes [Kunisch 03b]. Ce modèle est proche du modèle IEEE 802.15.3a, mais le retard associé à chaque *cluster* est défini par un tracé de rayons très simple tenant compte des six murs de la pièce considérée. On observe donc une progression linéaire des *clusters* lorsque l'antenne de réception se déplace. Ce modèle UWB à variation spatiale s'apparente aux travaux menés par l'université de Kassel (Allemagne) pour le canal large bande [Layer 98].

1.4 Conclusion

Les principales caractéristiques de l'UWB justifient l'engouement de la communauté scientifique pour cette récente technique d'accès radio. Son très large support spectral lui permet en effet de proposer des débits élevés, jusqu'à plusieurs centaines de Mbit/s. Parmi ses autres avantages, on peut compter sa grande robustesse aux évanouissements rapides dus aux trajets multiples et une transmission possible sans porteuse, ce qui simplifie l'architecture des systèmes radio. Afin de permettre la coexistence de l'UWB et des technologies radio à bande plus étroite, un cadre légal d'émission est actuellement mis au point, tant aux États-Unis qu'en Asie ou en Europe.

L'intérêt du milieu industriel pour l'UWB se matérialise par un débat animé à propos de sa mise en oeuvre technique. Deux solutions émergentes, l'étalement de spectre UWB et la modulation OFDM sur bandes multiples, sont actuellement proposées en normalisation. Pour la mise au point de tels systèmes, une bonne connaissance du canal radio UWB est primordiale. La propagation par trajets multiples s'apparente en effet à un filtre, qui apporte une distorsion et une variation temporelle au signal transmis. Pour caractériser ces phénomènes, on cherche généralement à modéliser les pertes par propagation en fréquence et en distance, la forme de la réponse impulsionnelle du canal et sa variation en termes d'évanouissements rapides.

Plusieurs modèles ont été présentés dans la littérature pour caractériser le canal de propagation UWB. On distingue les modèles statistiques, basés sur un grand nombre de mesures expérimentales, et les modèles déterministes, qui reproduisent les phénomènes de propagation dans un environnement prédéterminé. Les modèles existants ont le mérite d'apporter une base commune pour la simulation des systèmes de communication UWB. Cependant, certaines questions restent en suspend. D'une part, aucune des mesures utilisées pour calibrer les modèles statistiques présentés ne couvre la globalité de la bande 3,1 GHz - 10,6 GHz définie par la FCC. Ainsi, ces modèles ne présentent pas l'effet de la fréquence sur leurs paramètres, pour des systèmes fonctionnant sur des bandes partielles par exemple. D'autre part, la variabilité du canal de propagation n'a pas encore été étudiée en détail. Si le déplacement des antennes est pris en compte par certains modèles, les fluctuations de l'environnement, comme une personne mobile par exemple, ne sont pas étudiées. Dans la suite de ce document, nous

[6] *Institut für Mobil- und Satellitenfunktechnik*, Kamp-Linfort, Allemagne.

présentons un travail de caractérisation et de modélisation du canal de propagation UWB, en nous efforçant de répondre à ces différentes questions.

Chapitre 2

Sondage du canal radio UWB

La caractérisation expérimentale du canal radio nécessite l'analyse d'un grand nombre de mesures de propagation. Dans le but de réaliser une campagne de mesures, un certain nombre de techniques de sondage différentes sont disponibles [Guillouard 99]. Le choix de la méthode dépend de l'environnement de mesure, de la bande de fréquences sondée et des contraintes de rapidité d'acquisition. Le cas du canal UWB pose des problématiques particulières, qui sont décrites dans ce chapitre. Les différentes méthodes de sondage du canal large bande sont ensuite exposées, en faisant la distinction entre les techniques fréquentielles et temporelles. Pour notre expérimentation de propagation, nous décrivons l'équipement sélectionné, capable de mesurer le canal UWB statique dans la bande 3,1 GHz - 10,6 GHz.

Afin d'observer plus en détail les fluctuations du canal UWB, il est nécessaire de déployer une technique de mesure temps réel. Dans ce but, une technique de sondage innovante a été mise au point, exploitant les performances d'un sondeur SIMO large bande. La réalisation et la validation de cet équipement sont décrites dans la deuxième partie du chapitre.

La troisième partie du chapitre répertorie les campagnes de mesures du canal UWB les plus significatives rapportées dans la littérature. Pour chaque expérimentation, l'équipement et les conditions de mesure sont décrits, ce qui permet une discussion sur les besoins non couverts par les campagnes réalisées.

2.1 Problématiques de mesure en contexte UWB

Le sondage de canal a pour but de mesurer la réponse impulsionnelle $h(t, \tau)$ qui lie le signal reçu $s(t)$ au signal émis $e(t)$ par une opération de filtrage (cf. équation (1.14)). De telles mesures caractérisent à la fois la sélectivité fréquentielle et la variabilité temporelle du canal. Dans la pratique, il n'existe pas d'opération de déconvolution permettant de retrouver la réponse impulsionnelle à partir de signaux $e(t)$ et $s(t)$ arbitraires. Un certain nombre de techniques utilisant des signaux d'excitation $e(t)$ spécifiques peuvent cependant être mises en œuvre, et la réponse impulsionnelle est alors déterminée par un traitement sur les signaux $e(t)$ et $s(t)$. Le signal d'excitation doit présenter des propriétés adaptées à la méthode de calcul de la réponse impulsionnelle.

Les principales caractéristiques d'un sondeur large bande sont les suivantes :

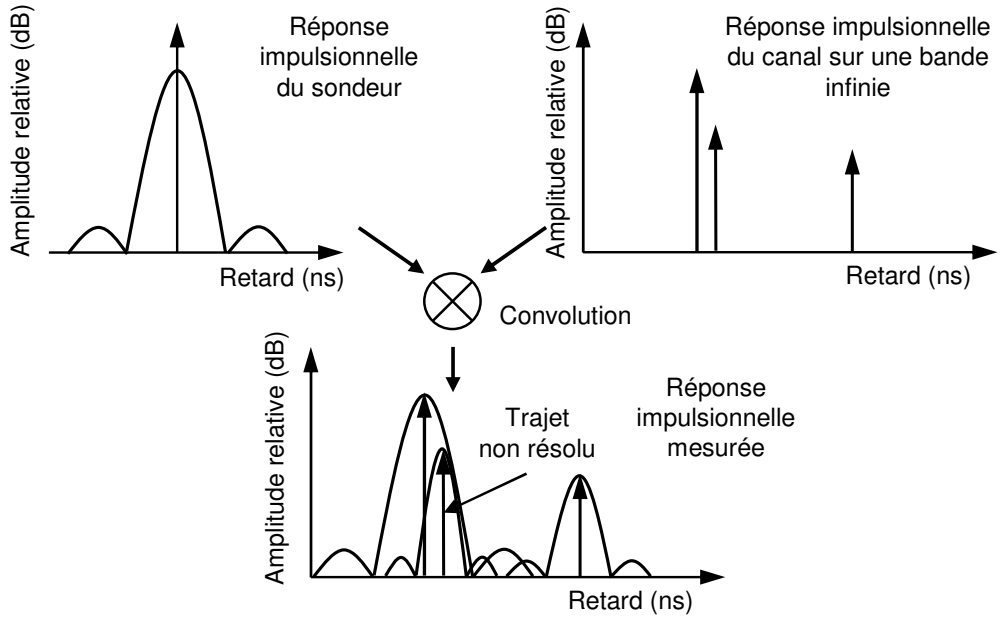


FIG. 2.1 – **Résolution temporelle d'un sondeur large bande.**

Bande d'analyse : La bande d'analyse correspond à la bande de fréquences sur laquelle est estimée la réponse impulsionnelle. Elle correspond généralement à la largeur de bande du signal de sondage émis. La mesure du canal de propagation sur des largeurs de bande de l'ordre de la centaine de MHz est assez bien maîtrisée pour les sondeurs actuels [Guillouard 99]. Dans le cas des signaux UWB, la largeur de bande de plusieurs GHz peut représenter un verrou pour la mesure du canal.

Résolution temporelle : La résolution temporelle caractérise la capacité du sondeur à distinguer deux trajets dont les retards sont très proches. La réponse impulsionnelle estimée par le sondeur correspond à une convolution entre la réponse impulsionnelle du canal de propagation sur une bande infinie et la réponse impulsionnelle du sondeur sur la bande analysée (cf. figure 2.1). Celle-ci peut être obtenue en reliant directement l'émetteur au récepteur par un câble. On définit généralement la résolution temporelle comme la moitié de la largeur du pic de la réponse impulsionnelle du sondeur. Par approximation, on la considère souvent comme l'inverse de la bande d'analyse. Pour éviter le masquage de trajets par les lobes secondaires de la réponse impulsionnelle du sondeur, une fenêtre de pondération peut être appliquée [Harris 78]. Son choix résulte d'un compromis entre la puissance des lobes secondaires et la largeur du lobe principal.

Décalage Doppler maximal : Lorsque le canal de propagation varie au cours du temps, il est possible de mesurer sa dispersion fréquentielle en étudiant son spectre Doppler (cf. section 1.2.3.4). Pour cela, il est nécessaire de pouvoir déterminer deux réponses impulsionnelles successives très rapidement. On définit le temps de répétition de la mesure $\Delta T^{(mes)}$ comme la durée séparant deux mesures successives du canal. Elle comprend la durée d'acquisition de la mesure $t^{(mes)}$ et éventuellement le temps de traitement

et de stockage. Il est alors possible de mesurer un décalage Doppler absolu maximal $\nu_{max}^{(mes)} = \frac{1}{2\Delta T^{(mes)}}$. Il faut toutefois noter que lors de la mesure d'une réponse impulsionnelle, le canal doit être considéré comme statique. Un sondeur capable de mesurer le canal variant dans le temps doit donc présenter une durée d'acquisition $t^{(mes)}$ très faible.

Dynamique et longueur de la réponse impulsionnelle : La dynamique de la réponse impulsionnelle correspond au rapport de puissance entre le maximum de la réponse impulsionnelle et le niveau de bruit. Une forte dynamique permet de détecter des trajets fortement atténués. La longueur de la réponse impulsionnelle correspond au retard maximal mesurable.

Dans le cas du canal de propagation UWB, la résolution temporelle est généralement bonne étant donnée la largeur de la bande d'analyse. Il est par contre délicat de mettre en œuvre des sondeurs UWB présentant un faible temps de mesure.

À ces caractéristiques viennent s'ajouter d'autres contraintes liées à la grande bande de fréquences mesurée. Sur une bande d'analyse de plusieurs GHz, le comportement du matériel de mesure peut varier fortement, et il faut en tenir compte lors de la mesure. En particulier, les antennes utilisées pour la mesure doivent présenter des caractéristiques stables. Les antennes bande étroite (dipôles, cornets, etc.) et les antennes large bande dispersives (antennes spirales, log-périodiques, etc.) sont donc proscrites [Schantz 03]. Dans la pratique, on utilise donc des antennes UWB bi-coniques, mono-coniques, ou planaires, dont quelques exemples sont présentés dans la figure 2.2. Dans tous les cas, une bonne connaissance des caractéristiques de l'antenne de mesure est nécessaire [Sibille 04]. Les autres éléments intervenant dans la mesure, comme les câbles ou les amplificateurs, présentent également des variations avec la fréquence, et il convient de les caractériser précisément avant la mesure.

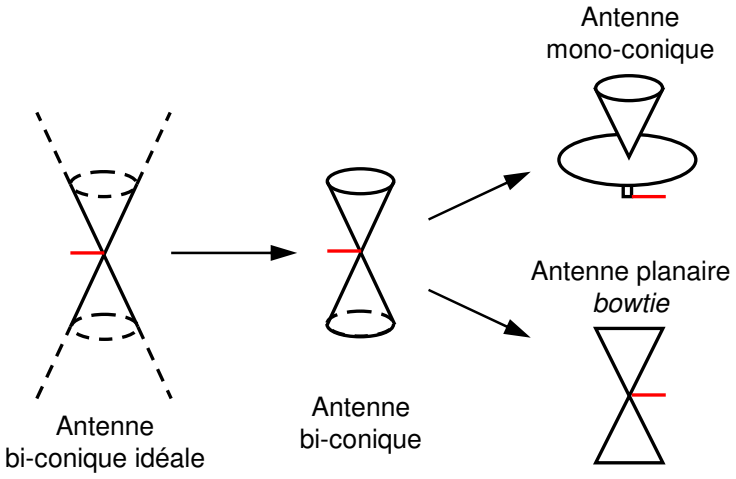


FIG. 2.2 – **Antennes de mesure UWB.**

Enfin, un récepteur UWB est sensible à toutes les émissions radio à des fréquences proches de la bande analysée. Avant la mesure, il est donc nécessaire de veiller à ce que le spectre radio analysé soit exempt de tout brouillage par des systèmes extérieurs. Il convient également de filtrer les émissions hors-bande, comme celles provenant des systèmes GSM et WiFi.

2.2 Les méthodes de sondage du canal radio UWB

Cette partie présente les méthodes principales de mesure du canal radio UWB : méthodes fréquentielles et méthodes temporelles. Pour chaque méthode, les principes de base sont présentés, puis les avantages et inconvénients de la méthode sont développés.

2.2.1 Méthodes fréquentielles

La méthode fréquentielle est la technique de sondage du canal UWB la plus utilisée, en raison de sa facilité de mise en œuvre. Elle consiste à échantillonner la fonction de transfert du canal $T(f,t)$ en émettant un signal bande étroite à fréquence fixe et en mesurant l'affaiblissement et la phase relative du signal reçu [Guillouard 99]. Dans la pratique, on divise la bande d'analyse en N échantillons séparés d'un pas fréquentiel $\Delta f^{(mes)}$. La réponse impulsionnelle est obtenue par transformée de Fourier inverse selon l'axe des fréquences.

La résolution temporelle [(1)] obtenue est alors :

$$R_t^{(mes)} = \frac{1}{N\Delta f^{(mes)}} \tag{2.1}$$

et la longueur de la réponse impulsionnelle est :

$$\tau_{max}^{(mes)} = \frac{N-1}{N\Delta f^{(mes)}} \tag{2.2}$$

2.2.1.1 Analyseur de réseau vectoriel

L'outil le plus adapté à la caractérisation du canal par balayage fréquentiel est l'analyseur de réseau vectoriel, ou *Vector Network Analyser* (VNA). Cet instrument sert traditionnellement à caractériser les quadripôles fonctionnant dans les hyperfréquences par la mesure des paramètres S. Dans le cas du sondage de canal, le port 1 est connecté à l'antenne d'émission et le port 2 à l'antenne de réception. La fonction de transfert du canal est déterminée par le paramètre $S_{21}(f)$.

En général, la bande d'analyse est balayée par un signal sinusoïdal. Le signal reçu est transposé en Fréquence Intermédiaire (FI) pour être analysé à travers un filtre passe-bande centré sur une fréquence fixe. Cet outil permet donc de balayer une très large bande du spectre. L'utilisation de filtres étroits en réception conduit à une très bonne dynamique de mesure mais augmente le temps nécessaire à la détermination complète de la fonction de transfert. D'autre part, la phase ne peut être mesurée que moyennant une très bonne synchronisation entre les oscillateurs locaux (OL) de transposition à l'émission et à la réception. La figure 2.3 présente le schéma de fonctionnement de cet outil.

En raison des avantages de cette technique en termes de largeur de la bande d'analyse et de dynamique, cette méthode a été fréquemment utilisée lors de campagnes de sondage du canal UWB [Gunderson 00, Opshaug 01, Ghassemzadeh 02a, Cheung 02, Keignart 02, Hovinen 02, Kunisch 02a, Ghassemzadeh 03b, Buehrer 03, Dabin 03, Alvarez 03, Chang 04, Schuster 04,

[(1)] Il s'agit de la résolution temporelle sans fenêtrage fréquentiel.

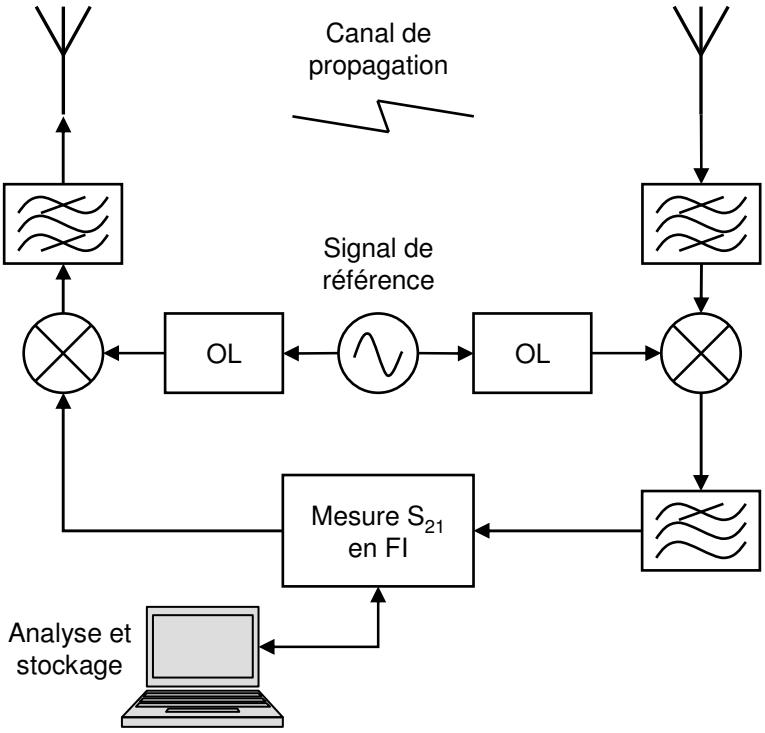


FIG. 2.3 – **Mesure de propagation par sondage fréquentiel.**

Balakrishnan 04a, Karedal 04b, Jämsä 04, Chong 04b, Cassioli 04a, Haneda 05]. Cependant, la durée de la mesure est proportionnelle au nombre de fréquences mesurées. Pour une bande d'analyse de plusieurs GHz, la durée de la mesure est de l'ordre de la dizaine de secondes. Ceci proscrit toute utilisation de cette technique pour des canaux variant dans le temps. Lors des mesures réalisées à l'aide d'un VNA, il convient donc de s'assurer que l'environnement reste statique pendant toute la durée de la mesure. D'autre part, la distance émetteur-récepteur est limitée à une vingtaine de mètres en raison de l'affaiblissement de puissance dû aux câbles.

2.2.1.2 Sondeur *chirp*

Le sondeur *chirp* est une méthode fréquentielle présentant une solution au problème de durée d'acquisition. En effet, le signal de sondage retenu n'est plus une sinusoïde pure, mais une rampe de fréquence, appelée *chirp*. Un tel signal est généré par des composants numériques de synthèse de fréquence [Cosquer 04].

Cette rampe en fréquence est caractérisée par la durée de la séquence T_c et la plage de fréquence couverte B_c, comme l'illustre la figure 2.4. Pour un produit B_cT_c supérieur à la centaine, l'énergie se trouve confinée à plus de 98% dans la bande d'analyse B_c.

La réponse impulsionnelle du canal peut se calculer soit par corrélation du signal reçu avec une réplique du signal émis, soit par réception hétérodyne et filtrage passe-bas. Dans ce cas, l'acquisition du signal peut se faire à une fréquence d'échantillonnage réduite. Cependant,

en raison de la difficulté à synthétiser un signal *chirp* d'une largeur supérieure à quelques centaines de MHz, ce type de sondeur n'a pas encore été utilisé pour le sondage de canal UWB.

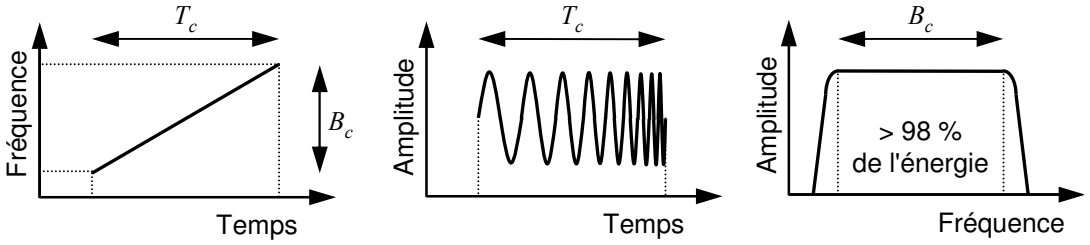


FIG. 2.4 – **Signal *chirp*.**

2.2.2 Méthodes temporelles

Le point commun des techniques temporelles est l'émission d'un signal d'excitation large bande. De cette façon, le récepteur traite toute une bande de fréquences simultanément, ce qui permet de raccourcir le temps de mesure. Dans cette section, nous présentons les méthodes les plus courantes, et plus particulièrement celles qui sont utilisées pour le sondage de canal UWB.

2.2.2.1 Mesures par impulsions

Mathématiquement, la technique par impulsions est la plus naturelle. En effet, si le signal émis $e(t)$ correspond à une impulsion de type Dirac, le signal reçu $s(t)$ est directement proportionnel à la réponse impulsionnelle $h(t, \tau)$. Cependant, une telle impulsion, qui présente un spectre plat infini, n'est pas réalisable physiquement. Dans la pratique, on a recours à des générateurs d'impulsion, qui permettent l'émission de signaux brefs d'une durée Δt de l'ordre de la centaine de ps. En notant $\Pi_{\Delta t}(t)$ l'impulsion émise, le signal reçu est alors donné par :

$$s(t) = h(t, \tau) \otimes \Pi_{\Delta t}(t) \tag{2.3}$$

et est très proche de la réponse impulsionnelle du canal.

Au niveau du récepteur, une acquisition très rapide du signal est nécessaire. Un oscilloscope à échantillonnage numérique, ou *Digital Sampling Oscilloscope* (DSO), est généralement utilisé, avec des performances d'acquisition pouvant aller jusqu'à 20 Gsamples.s^{-1}. D'autres montages sont également utilisés : par exemple, une réception par corrélation a été développée par la compagnie Time Domain [Yano 02].

Cette technique présente un intérêt particulier pour la mesure du canal UWB. En effet, il existe des générateurs d'impulsions capables d'émettre des signaux directement dans la bande de fréquences définie par la FCC (3,1 GHz - 10,6 GHz). En général, les sondeurs UWB basés sur ce principe n'ont donc pas recours à un étage de transposition, ce qui simplifie la mise en œuvre de l'expérimentation. Il faut toutefois noter que les générateurs d'impulsion actuels

permettent d'émettre des signaux d'une largeur de bande de 1 à 2 GHz au maximum, avec une fréquence supérieure limitée à 5 GHz. La technique directe employant un générateur d'impulsion est donc limitée à la mesure d'une partie de la bande FCC seulement. Pour sonder la partie supérieure de ce spectre, on peut imaginer d'ajouter un étage de transposition composé d'un OL et d'un mélangeur à l'émission et à la réception. Cette solution est présentée en pointillés sur la figure 2.5.

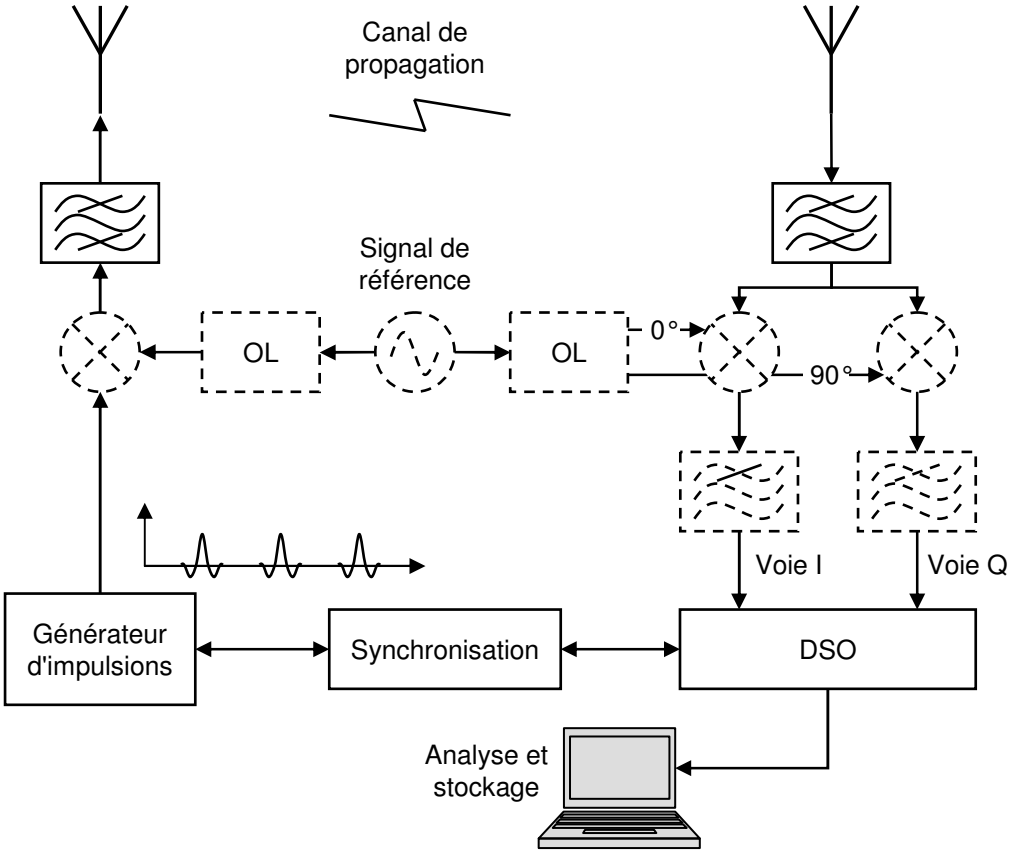


FIG. 2.5 – **Mesure de propagation par sondage impulsionnel.**

L'avantage principal de la technique de sondage par impulsions réside dans son faible temps d'acquisition, la réponse impulsionnelle étant récupérée en temps réel. Cette technique est donc indiquée pour la mesure de variations spatiales ou temporelles du canal. Cependant, cette méthode comporte également plusieurs défauts. Tout d'abord, la génération d'impulsions de courte durée sollicite une forte puissance de la part des amplificateurs, suivie de périodes d'inactivité. La faible puissance moyenne qui en résulte ne permet pas d'obtenir un bon rapport signal sur bruit, et il est délicat d'utiliser cette technique pour de grandes distances ou en configuration NLOS. D'autre part, la dynamique imposée aux amplificateurs rend la maîtrise de la forme de l'impulsion émise assez problématique. Enfin, cette technique nécessite une parfaite synchronisation entre l'émetteur et le récepteur, qui peut être réalisée en reliant ces deux terminaux par un câble.

Cette solution attrayante par sa simplicité a été utilisée à plusieurs reprises pour le sondage de canal UWB, mais avec une bande sondée située généralement en-dessous de la bande FCC [Win 97a, Win 97b, Gunderson 00, Opshaug 01, Cheung 02, Yano 02, Terré 03, Li 03]. Seules deux campagnes de mesures ont été réalisées à l'intérieur de la bande 3,1 GHz - 10,6 GHz [Pendergrass 02, Buehrer 03].

2.2.2.2 Mesures par corrélation

Une manière d'augmenter le rapport signal sur bruit en réception est d'utiliser les propriétés d'autocorrélation des séquences Pseudo-Aléatoires (PA). Soient $R_{ee}(t)$ et $R_{es}(t)$ respectivement la fonction d'autocorrélation du signal d'entrée $e(t)$ et la fonction de corrélation de $e(t)$ avec le signal de sortie $s(t)$. De par les propriétés du produit de convolution et des fonctions de corrélation, ces grandeurs sont également liées par une équation de convolution :

$$R_{es}(t) = h(t,\tau) \otimes R_{ee}(t) \tag{2.4}$$

Lorsque le signal d'entrée se rapproche d'un bruit blanc, sa fonction d'autocorrélation est proche d'une impulsion de Dirac. On se retrouve donc dans une problématique d'identification similaire à celle du sondage par impulsion. Dans la pratique, on utilise des séquences PA de longueur maximale, ou « séquences m ». Il s'agit d'une bonne approximation d'un bruit coloré à moyenne nulle et à bande limitée. Une séquence m peut être obtenue à l'aide d'un registre à décalage de m bits bouclé d'une manière judicieuse par un additionneur, ce qui résulte en une séquence de longueur $2^m - 1$. Sa fonction d'autocorrélation possède alors une dynamique théorique égale à $20\log(2^m - 1)$. Dans le domaine fréquentiel, la bande d'analyse à -3 dB est égale à la fréquence d'horloge f_c du générateur de séquence PA.

Au niveau de l'émetteur, un sondeur par corrélation est donc composé d'un générateur de séquence PA et d'un étage de transposition vers la fréquence de travail. Typiquement, les sondeurs large bande émettent des signaux de l'ordre de la centaine de MHz. Dans le cas de l'UWB, la bande de fréquences peut être élargie en augmentant la fréquence d'horloge, mais la réalisation du sondeur devient plus délicate. L'université d'Ilmenau, Allemagne, a présenté un sondeur UWB MIMO travaillant sur la bande 0,8 GHz - 5 GHz, pour lequel le registre à décalage a été spécifiquement développé sur circuit intégré [Sachs 02].

Au niveau du récepteur, après transposition du signal reçu en bande de base, plusieurs techniques d'acquisition sont possibles. La première consiste à utiliser un filtre analogique adapté à la séquence PA émise. Ce principe permet de déterminer la réponse impulsionnelle en temps réel. Cependant, la bande analysable est limitée par la bande passante du filtre et la dynamique reste faible. Une seconde technique consiste à numériser le signal reçu, puis à réaliser la convolution à l'aide de filtres numériques. La bande maximale est alors limitée par la rapidité des convertisseurs analogiques-numériques. Cette solution est représentée dans la figure 2.6. Elle a été utilisée en UWB par l'université de Rome Tor Vergata, Italie, pour sonder la bande 3,6 GHz - 6 GHz, le récepteur étant alors simplement composé d'un DSO [Durantini 04].

Les sondeurs temporels à corrélation présentent les avantages d'une dynamique élevée de la réponse impulsionnelle, et d'un fonctionnement possible en temps réel. Leur implémentation s'avère cependant complexe, la qualité de la réponse mesurée dépendant largement des

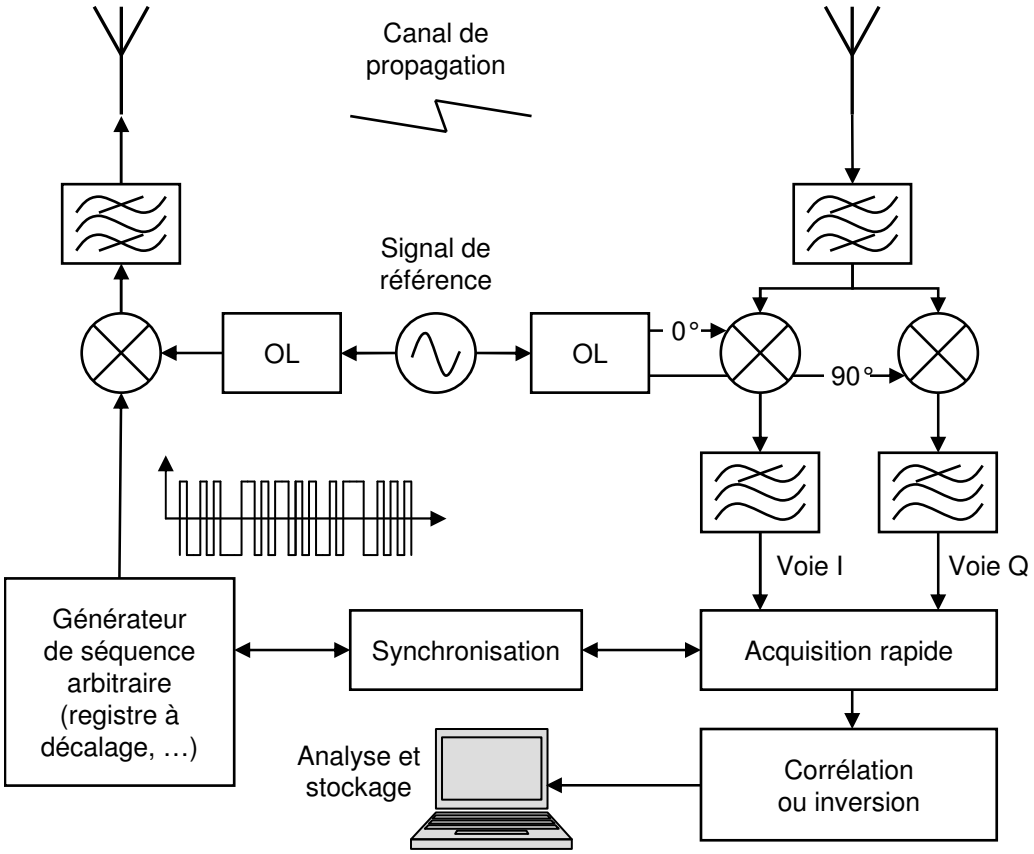


FIG. 2.6 – **Mesure de propagation par sondage à séquence PA.** *La technique d'acquisition représentée consiste à numériser le signal reçu avant traitement.*

performances des composants du sondeur. En particulier, une très bonne synchronisation est nécessaire entre l'émetteur et le récepteur, qui peut être réalisée au moyen d'une référence stable (à rubidium par exemple), ou d'un câblage direct entre les deux terminaux.

Technique par corrélation glissante

Signalons également une technique similaire, qui permet de réaliser l'opération de convolution avant acquisition tout en augmentant la dynamique de mesure. La technique par corrélation glissante réalise la convolution en utilisant une réplique de séquence PA d'origine avec une fréquence d'horloge f_{c2} légèrement différente de la fréquence d'horloge initiale f_{c1}. Ceci conduit à un glissement temporel des séquences PA l'une par rapport à l'autre. De cette façon, à l'aide d'un intégrateur, on calcule à chaque instant un point de la corrélation entre signal émis et signal reçu, soit un point de la réponse impulsionnelle.

La réponse impulsionnelle obtenue est dilatée d'un rapport $k = \frac{f_{c1}}{f_{c2}-f_{c1}}$ dans le domaine temporel et compressée d'un rapport k dans le domaine fréquentiel. Cette compression permet d'utiliser des filtres plus étroits en réception, ce qui améliore la dynamique. D'autre part, il est

possible d'utiliser des fréquences d'échantillonnage réduites pour la conversion analogique-numérique.

Cette technique a été utilisée par l'université de Kyoto Sangyo, Japon, pour réaliser un sondeur UWB fonctionnant dans la bande 5,5 GHz - 8,5 GHz [Takeuchi 01]. Le principal défaut de cette technique est la durée de calcul d'une réponse impulsionnelle, qui interdit l'analyse Doppler d'un canal variant très rapidement.

2.2.2.3 Techniques d'inversion

Les techniques d'inversion sont basées sur l'émission d'une séquence arbitraire et sont donc proches des techniques de sondage par corrélation (figure 2.6). La différence réside dans l'estimation de la réponse impulsionnelle, qui se fait au moyen d'un filtre estimateur. Le filtrage se fait généralement de façon numérique après acquisition du signal analogique. On utilise un filtre qui minimise l'erreur quadratique entre la réponse impulsionnelle et la réponse estimée. En particulier, un tel filtre peut tenir compte des imperfections des instruments de mesure.

La technique par inversion est notamment utilisée dans l'Appareil de MEsure de la Réponse Impulsionnelle pour la Caractérisation du Canal (AMERICC) développé par le centre de recherche de France Telecom [Conrat 03]. Le filtre utilisé est un filtre de Wiener, dont le spectre fréquentiel est donné par :

$$G_{Wiener}(f) = \frac{E^*(f)I^*(f)}{|E(f)I(f)|^2 + \alpha} \tag{2.5}$$

où $E(f)$ représente le spectre du signal émis, $I(f)$ représente le spectre lié à la réponse des instruments, et α est une constante non nulle liée au rapport signal sur bruit [Barbot 95].

L'un des avantages de la technique d'inversion est qu'elle améliore la résolution de la réponse impulsionnelle en corrigeant les défauts apportés par les composants. On optimise la séquence utilisée de façon à ce qu'elle occupe une large bande avec une enveloppe relativement constante. Les limitations de cette technique sont directement liées aux performances des composants de conversion numérique-analogique et analogique-numérique. En particulier, la bande d'analyse maximale reste de l'ordre de quelques centaines de MHz.

À titre de comparaison, le tableau 2.1 reprend les principaux avantages et inconvénients des différentes solutions présentées.

2.2.3 Solution sélectionnée pour le canal UWB statique

L'étude des solutions de sondage du canal UWB montre que seule la technique fréquentielle utilisant un VNA permet une caractérisation du canal sur toute la bande définie par la FCC. Nous avons donc sélectionné cette méthode pour la mesure du canal UWB statique. Le système complet de mesure est représenté dans la figure 2.7. Cette section présente ses différents composants.

Technique		Dynamique	Analyse Doppler	Largeur de bande maximale [a]	Mise en œuvre	Utilisation pour le sondage UWB
Fréquentielles	VNA	très élevée	impossible	plusieurs dizaines de GHz (limitée par le temps de mesure)	simple	fréquente (canal statique)
	Chirp	significative	possible pour de faibles dispersions Doppler	qq centaines de MHz (limitée par la génération du signal)	complexe	pas d'expérimentation
Temporelles	Impulsions	faible	possible	1 à 2 GHz (limitée par le générateur d'impulsions)	simple	fréquente hors bande FCC
	Corrélation	significative	possible	1 à 5 GHz (limitée par la fréquence d'horloge et l'acquisition)	complexe	marginale
	Corrélation glissante	élevée	possible pour de faibles dispersions Doppler	1 à 3 GHz (limitée par la fréquence d'horloge)	complexe	marginale
	Inversion	significative	possible	500 MHz à 1 GHz (limitée par le CNA et l'acquisition)	complexe	pas d'expérimentation

TAB. 2.1 – **Comparaison des différentes techniques de sondage.**

[a] Pour les solutions réalisées en pratique

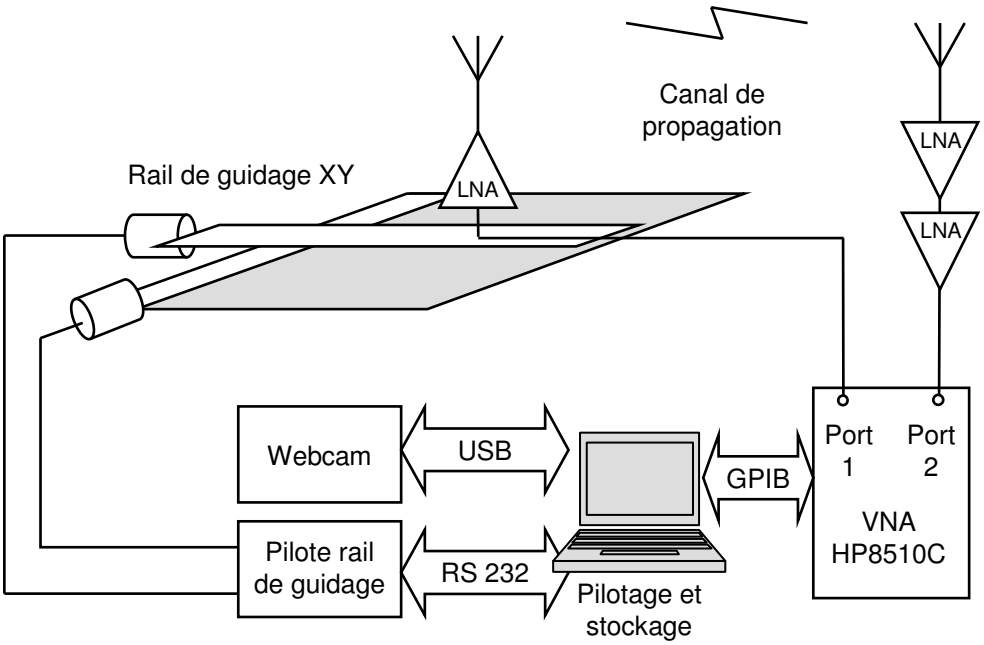


FIG. 2.7 – **Configuration matérielle pour le sondage UWB statique.**

2.2.3.1 Sondeurs

Deux analyseurs de réseau différents ont été utilisés lors des mesures du canal UWB statique. Une première campagne de mesures a été réalisée à l'aide de l'analyseur MVNA8-350 de la société ABmillimètre. Dans sa version de base, ce sondeur est dédié à la mesure de paramètre S et à la spectroscopie dans la bande millimétrique de 8 GHz à 350 GHz [Goy 98]. Nous avons utilisé une extension pour réaliser des mesures dans la bande 4 GHz - 6 GHz. Dans cette configuration, le sondeur présente une dynamique de mesure d'environ 100 dB, et une durée de la mesure d'une trentaine de secondes. La bande analysée étant échantillonnée en 1024 points, la longueur de la réponse impulsionnelle mesurée est :

$$\tau_{max}^{(mes)} = \frac{1024 - 1}{2 \cdot 10^9} = 512,5 \text{ ns} \tag{2.6}$$

L'utilisation d'une fenêtre de Hanning permet d'obtenir une réduction des lobes secondaires à -32 dB. Ce compromis résulte en une résolution de la réponse impulsionnelle $R_t^{(mes)}$ de 1 ns.

Les séries de mesures suivantes ont été réalisées à l'aide du VNA Hewlett Packard 8510C (cf. figure 2.8, (a)). Ce sondeur fonctionne dans la bande 45 MHz - 50 GHz et présente une dynamique de mesure de l'ordre de 80 dB. Pour conserver une longueur de la réponse impulsionnelle de l'ordre de 500 ns, nous avons sélectionné un pas fréquentiel $\Delta f^{(mes)}$ de 2 MHz. La bande 3,1 GHz - 11,108 GHz a donc été balayée en 4005 points, en une quinzaine de secondes. En utilisant une fenêtre de Hanning, la résolution de la réponse impulsionnelle obtenue est $R_t^{(mes)}$ = 0,25 ns.

Le VNA HP8510C étant limité à une mesure sur 801 points, la bande analysée a été sondée en 5 bandes partielles juxtaposées. L'initialisation des paramètres de mesure et le passage de bande en bande est piloté par un logiciel dédié développé sous MATLAB®, qui communique avec l'analyseur via le port GPIB.

2.2.3.2 Dispositifs de mesure spatiale

Deux dispositifs ont été utilisés pour mesurer le canal radio à différentes positions en déplaçant l'antenne d'émission (cf. figure 2.8, (b) et (c)). Ces dispositifs permettent d'estimer un PDP local et d'évaluer les fluctuations spatiales du signal. Le premier consiste en un rail de guidage XY permettant un déplacement de l'antenne sur une grille de 1 m^2. Lors des mesures, la réponse impulsionnelle a été estimée à 1841 positions. L'espacement entre deux positions est de 14 mm dans la partie centrale de la grille et de 28 mm sur la périphérie. Cette configuration permet de trouver, pour toutes les fréquences de la bande 3,1 GHz - 10,6 GHz, un réseau de positions dont l'espacement régulier est inférieur à $\frac{\lambda}{2}$ et la surface égale à un carré de côté supérieur à 7λ. Un tel réseau à différentes échelles pourra être utilisé lors de futures analyses de direction d'arrivée.

Pour les mesures plus nombreuses, un dispositif plus portatif a été utilisé. Il consiste en un bras tournant de 20 cm de rayon, comportant 90 positions. Cette configuration correspond à une course de 45λ et à un espacement entre capteurs inférieur à $\frac{\lambda}{2}$ à la fréquence maximale de 10,6 GHz. Notons que pour la campagne préliminaire sur la bande 4 GHz - 6 GHz, 60 positions ont été relevées sur un rayon de 27 cm.

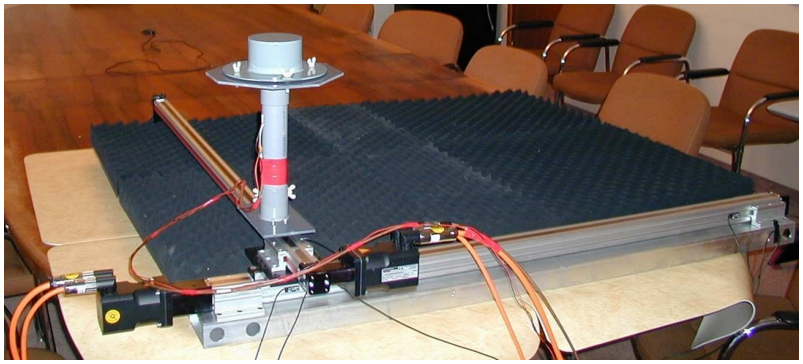
Étant donnée la durée de la mesure (jusqu'à 8 heures pour la grille complète), le mouvement de l'antenne d'émission a été automatisé et coordonné avec la mesure via le port RS232. Une caméra pilotée via le port USB permet de contrôler le bon fonctionnement du dispositif.

2.2.3.3 Antennes

Lors de la première campagne de mesures, des antennes omnidirectionnelles fonctionnant dans la bande 4 GHz - 6 GHz ont été utilisées (cf. figure 2.9 (a)). Il s'agit d'éléments rayonnants réalisés en technologie imprimée par la Division Recherche et Développement de France Telecom [Behe 99]. L'antenne présente un gain stable de l'ordre de 6 dB et un Taux d'Onde Stationnaire (TOS) inférieur à 2 dans la bande considérée. Les mesures couvrant toute la bande FCC ont été réalisées à l'aide de deux antennes CMA118/A de la société Antenna Research Associates. Ces antennes sont de type mono-conique avec plan de masse. Elles présentent un diagramme de rayonnement omnidirectionnel en azimut et un TOS inférieur à 2 dans la bande 1 GHz - 18 GHz. Il faut toutefois noter que le diagramme de rayonnement de ces antennes varie fortement, notamment en élévation, lorsque la fréquence varie de plusieurs octaves. Leur gain complexe a donc été caractérisé en trois dimensions dans la bande 1 GHz - 10 GHz par pas de 1 GHz. La figure 2.9 (b) illustre la procédure de caractérisation. À titre de comparaison, les diagrammes de rayonnement mesurés pour l'une de ces antennes aux fréquences de 3 GHz, 7 GHz et 10 GHz sont représentés dans la figure 2.10.

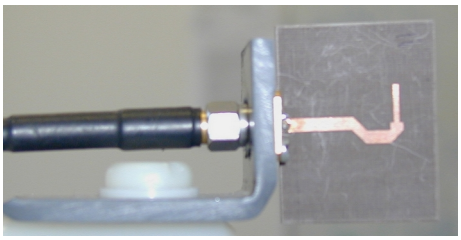
Lors de la mesure du canal UWB, il convient de veiller aux émissions parasites que ces antennes très large bande peuvent capter. Ainsi, nous avons constaté que les émissions GSM pouvaient perturber fortement la mesure, malgré le filtrage bande étroite réalisé par le VNA.

(a) (b)

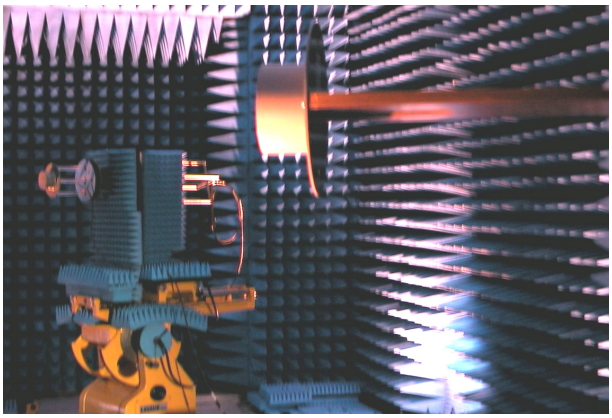


(c)

FIG. 2.8 – **Dispositifs de mesure.** *Sondeur HP8510C (a), bras tournant (b), et rail de guidage (c)*



(a)



(b)

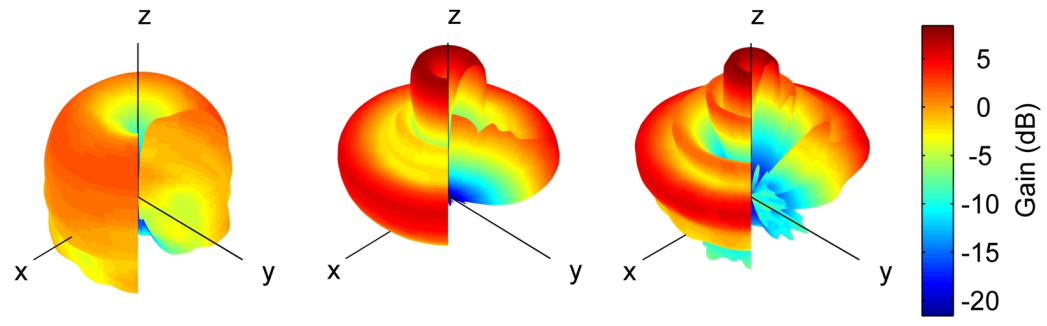
FIG. 2.9 – **Antennes de mesure.** *Dipôle planaire France Telecom (a) et antennes ARA CMA118/A lors de leur caractérisation (b).*

Ces perturbations se manifestent par d'importantes raies spectrales situées dans le spectre FCC. Elles sont probablement dues à des effets non-linéaires liés à la forte puissance reçue autour de 900 MHz. Pour les mesures réalisées dans la bande 3,1 GHz - 10,6 GHz, un filtre passe-haut (fréquence de coupure 2 GHz) a été inséré en sortie d'antenne de réception.

2.2.3.4 Amplification et calibration

Pour compléter ce système de sondage, jusqu'à trois amplificateurs large bande ont été insérés dans la chaîne de mesure. La puissance fournie à l'antenne d'émission est limitée par le point de compression à 1 dB de l'amplificateur d'émission, situé à 20 dBm dans notre cas. En réception, de un à deux amplificateurs faible bruit ont été utilisés pour les situations NLOS, présentant des gains respectifs de 28 dB et 38 dB.

La calibration du sondeur consiste en une mesure réalisée en câblant directement le récepteur à l'émetteur. Afin d'obtenir une référence temporelle précise, tous les câbles inclus dans la mesure doivent être intégrés. En tant qu'éléments actifs, les amplificateurs ne sont pas inclus dans cette mesure. Ils sont donc caractérisés séparément, et leur fonction de transfert est déduite de la mesure par traitement numérique.



(a) (b) (c)

FIG. 2.10 – **Diagramme de l'antenne CMA118/A.** *Caractérisation à 3 GHz (a), 7 GHz (b), et 10 GHz (c).*

2.3 Extension d'un sondeur SIMO vers l'UWB

Parallèlement à la constitution d'un équipement de sondage pour le canal UWB statique, nous avons étudié la possibilité d'effectuer des mesures UWB pour un canal variant dans le temps. Ces recherches ont donné lieu au développement d'une solution originale, basée sur l'extension d'un sondeur *Single Input Multiple Output* (SIMO) large bande. Après les principes généraux de la technique employée, cette partie décrit la problématique de mise en œuvre et les tests de validation du sondeur réalisé. Ces résultats ont été publiés dans [Pajusco 03].

2.3.1 Principe du sondage temporel à balayage fréquentiel

Comme nous l'avons vu, la mesure du canal radio UWB reste relativement longue pour les techniques fréquentielles. D'un autre côté, les techniques temporelles permettent la mesure de canaux variant dans le temps, mais leur mise en œuvre à l'intérieur de la bande FCC reste délicate. Une solution novatrice consiste à utiliser un sondeur temporel large bande et à mesurer successivement plusieurs bandes partielles adjacentes. Ce principe a déjà été exploité avec succès par l'université de Kassel, Allemagne, qui a développé un sondeur capable de mesurer un canal de 600 MHz en 10 bandes partielles de 60 MHz, avec un temps de répétition de la mesure de 300 µs [Kattenbach 00].

Nous avons choisi d'appliquer ce principe au sondeur AMERICC de la Division Recherche et Développement de France Telecom. Dans sa version standard, ce sondeur permet de mesurer des bandes de largeur 250 MHz. En pilotant de façon appropriée le signal d'OL qui permet la transposition de la séquence émise vers la bande d'analyse, il est possible de mesurer plusieurs bandes juxtaposées. Les différents verrous à lever sont alors les suivants :

- *Bande d'analyse :* la bande de mesure globale est déterminée par le nombre de bandes partielles mesurées. En émission et en réception, la bande d'analyse globale doit être filtrée et exempte de tout signal parasite, comme le signal d'OL et ses harmoniques.
- *Temps de répétition de la mesure :* à l'intérieur des bâtiments, la vitesse maximale des terminaux mobiles est environ de 2 $m.s^{-1}$. En considérant le cas extrême, *i.e.* un termi-

nal mobile et une fréquence maximale de 10,6 GHz, l'écart Doppler maximal est $\frac{v}{\lambda}$ = 70 Hz. Cet écart Doppler maximal s'élève à $\frac{2v}{\lambda}$ = 140 Hz si l'on considère des diffuseurs mobiles, en tenant compte des trajets comportant une réflexion comme les trajets significatifs. Ainsi, pour un fonctionnement en temps réel, le sondeur doit être capable d'échantillonner le canal UWB toutes les 3,5 ms. Ce temps comprend l'ensemble des commutations de bande en bande, qui doivent rester synchronisées avec la séquence émise.

- *Calibration :* lors de la mesure sur des bandes juxtaposées, une procédure simple doit permettre une calibration précise du sondeur en termes de phase, d'amplitude et de retard absolu, sur chacune des bandes adjacentes.
- *Dynamique de mesure :* pour obtenir une mesure exploitable, les performances du sondeur large bande en termes de dynamique doivent être préservées.

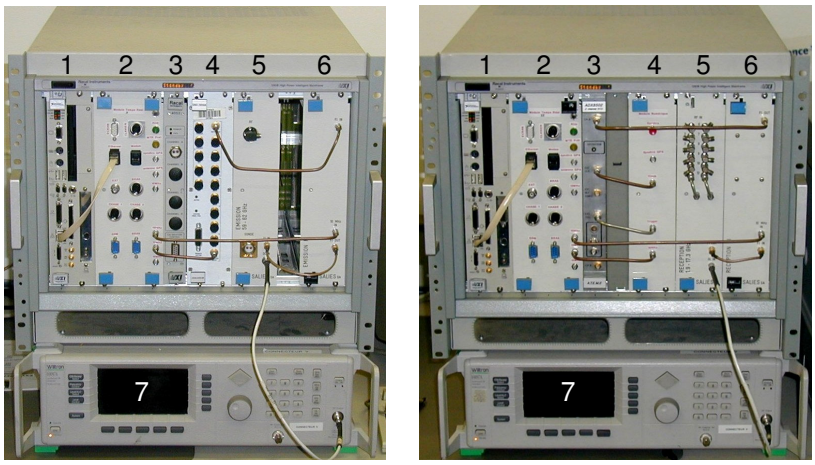
La problématique présentée est très proche de celle qui se pose lors de la caractérisation large bande à capteurs multiples en réception, ou SIMO. Le sondeur AMERICC étant capable d'effectuer des mesures SIMO, nous avons étudié sa structure plus en détail de façon à réutiliser au mieux ses différentes composantes lors de la mesure UWB. Pour une meilleure compréhension, la section suivante expose le fonctionnement général du sondeur AMERICC en mode SIMO. La référence [Conrat 03] fournit une description plus complète de cet équipement.

2.3.2 Description du sondeur de canal SIMO

AMERICC (Appareil de MEsure de la Réponse Impulsionnelle pour la Caractérisation du Canal) est un sondeur temporel qui permet de mesurer le canal radio sur une largeur de bande maximale de 250 MHz, dans plusieurs bandes de fréquences situées entre 2 GHz et 60 GHz. La méthode de sondage employée est la technique d'inversion de Wiener, à partir d'une séquence PA occupant un spectre plat sur la bande d'analyse. Pour les bandes de fréquences inférieures à 17 GHz, le mode capteurs multiples permet de mesurer le canal radio sur 10 antennes de réception simultanément. La figure 2.11 présente les modules d'émission et de réception du sondeur.

La partie émettrice du sondeur (a) sert à exciter le canal à l'aide d'un signal de sondage large bande. Le module PC (1) est dédié à l'interface homme-machine pour la configuration de l'appareil et la gestion des mesures. Le module Temps Réel (2) déclenche, date et positionne chaque point de mesure. Le wattmètre (3) permet de mesurer la puissance du signal émis. Le générateur de signaux arbitraires (4) construit le signal PA d'excitation du canal radio. Les modules HF (5) et FI (6) permettent de transposer le signal de sortie du générateur arbitraire dans la bande de fréquences à sonder. Enfin, le synthétiseur HF (7) fournit l'oscillateur local au module HF.

La partie réceptrice du sondeur (b) mesure le signal transmis par l'émetteur après son passage par le canal de propagation. Les modules PC (1), Temps Réel (2) et le synthétiseur (7) ont le même rôle qu'à l'émission. Les modules HF (5) et FI (6) permettent de transposer en FI le signal reçu en entrée du sondeur. Le module d'acquisition (3) comporte deux DSP ainsi que de la mémoire et gère l'acquisition en temps réel du signal reçu. Enfin, le module numérique (4) génère les signaux de synchronisation nécessaires à l'échantillonnage, la synchronisation des mesures et la commutation des antennes en mode multi-capteurs.



(a) (b)

FIG. 2.11 – **Sondeur AMERICC.** *Émetteur (a) et récepteur (b).*

En termes de performance, le sondeur AMERICC présente une sensibilité de l'ordre de -85 dBm. La dynamique de la réponse impulsionnelle varie en fonction de la longueur de la séquence d'excitation, du rapport signal à bruit en entrée du sondeur et du bruit de phase des oscillateurs. Pour un signal reçu d'environ -60 dBm sur 250 MHz de bande à 5 GHz et une séquence de 8192 points, la dynamique est supérieure à 40 dB.

La figure 2.12 présente un schéma bloc simplifié du récepteur. Pour répéter la mesure aussi rapidement que possible, un commutateur rapide sélectionne un nouveau capteur une séquence sur deux. La première séquence PA est utilisée pour la mesure, tandis que la période suivante est utilisée pour la commutation des capteurs. Le signal est ensuite amplifié à l'aide d'un LNA large bande (3 GHz à 18 GHz) et subit un filtrage passe-bande autour de la fréquence porteuse RF. Une transposition descendante pilotée par un synthétiseur externe permet de déplacer le signal à une FI située à 1,5 GHz. Un Contrôle Automatique de Gain (CAG) est ensuite appliqué à l'aide d'atténuateurs variables pour compenser les variations de puissance du signal reçu. Le CAG est réalisé régulièrement, avant la mesure du signal reçu par les capteurs multiples. C'est donc la durée du CAG qui limite le temps de répétition de la mesure. Dans une configuration classique à 10 entrées, le temps minimum de répétition de la mesure est de 1,2 ms environ. Une seconde transposition descendante place le signal utile autour de la seconde FI à 250 MHz. Le signal reçu est alors échantillonné à l'aide d'un Convertisseur Analogique Numérique (CAN) à une vitesse de 1 Gsample.s^{-1}. On peut noter que l'émetteur et le récepteur utilisent la même FI à 1,5 GHz. Ainsi, la fréquence d'OL est la même pour les synthétiseurs externes de l'émetteur et du récepteur. Tous les OL sont synchronisés sur un rubidium de référence à 10 MHz.

La calibration du sondeur est très importante en configuration SIMO. Chaque canal doit être calibré en termes d'amplitude, de phase et de retard. Dans la pratique, on connecte directement l'émetteur aux 10 entrées en réception à l'aide d'un coupleur RF lui-même calibré. Cette mesure de référence est automatisée, et tient compte des caractéristiques du sondeur pour les 10 capteurs. En particulier, les variations en phase et en gain sur la bande d'analyse et entre les différents capteurs sont relevées lors de cette procédure. Cette mesure de référence

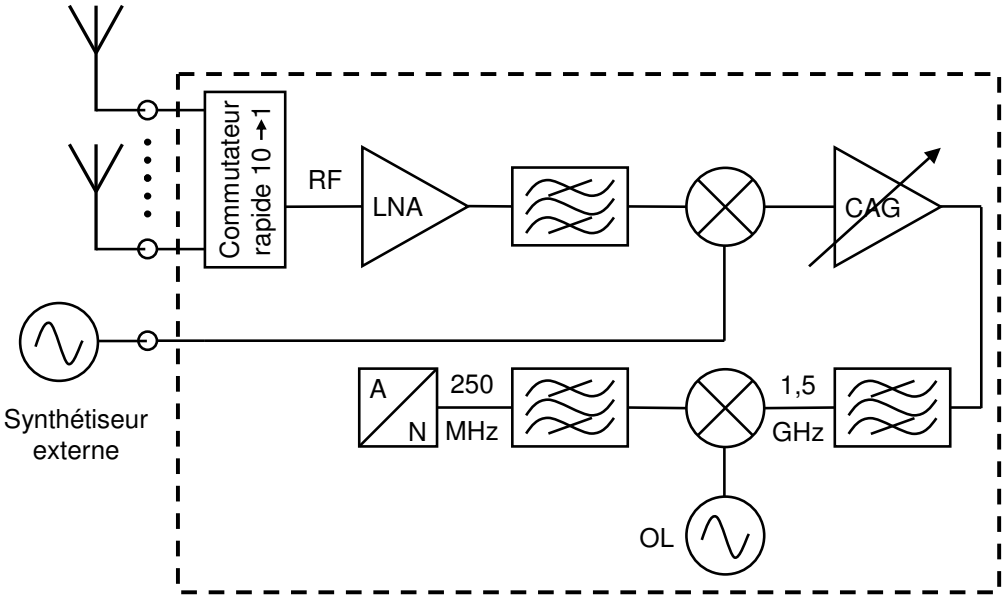


FIG. 2.12 – **Schéma bloc du récepteur.**

ainsi que les caractéristiques du coupleur sont utilisées lors de l'estimation de la réponse impulsionnelle du canal. Cette procédure permet de mesurer le canal SIMO en s'affranchissant des caractéristiques internes du sondeur.

2.3.3 Extension vers l'UWB

2.3.3.1 Principe

Pour réaliser des mesures sur des bandes fréquentielles juxtaposées, il est nécessaire de faire varier la fréquence d'OL des synthétiseurs à l'émission et à la réception. Les oscillateurs classiques ont un temps de verrouillage de l'ordre de 10 ms à 50 ms. Cette durée de transition est principalement due au temps de positionnement de la boucle à verrouillage de phase interne au dispositif, et ne peut pas être réduite. Un pilotage direct des synthétiseurs conduit donc à une durée de mesure totale de l'ordre de 40 ms à 200 ms pour une bande d'analyse de 1 GHz. Compte tenu des contraintes imposées à la mesure temps réel (cf. section 2.3.1), cette solution n'est donc pas envisageable.

Dans le but de convertir le sondeur AMERICC SIMO en sondeur UWB temps réel, nous avons exploité la dualité entre la mesure à capteurs multiples et la mesure sur bandes multiples. L'idée principale est la suivante : il s'agit de détourner le module de commutation rapide des capteurs multiples de son but original, afin de l'utiliser pour la commutation synchrone des fréquences porteuses de chaque bande partielle à mesurer.

La réalisation pratique de ce concept est présentée sur la figure 2.13. Comme on peut le voir, le connecteur d'entrée est maintenant directement relié au LNA, et une seule antenne est disponible. Nous nous retrouvons donc dans une configuration de mesure *Single Input*

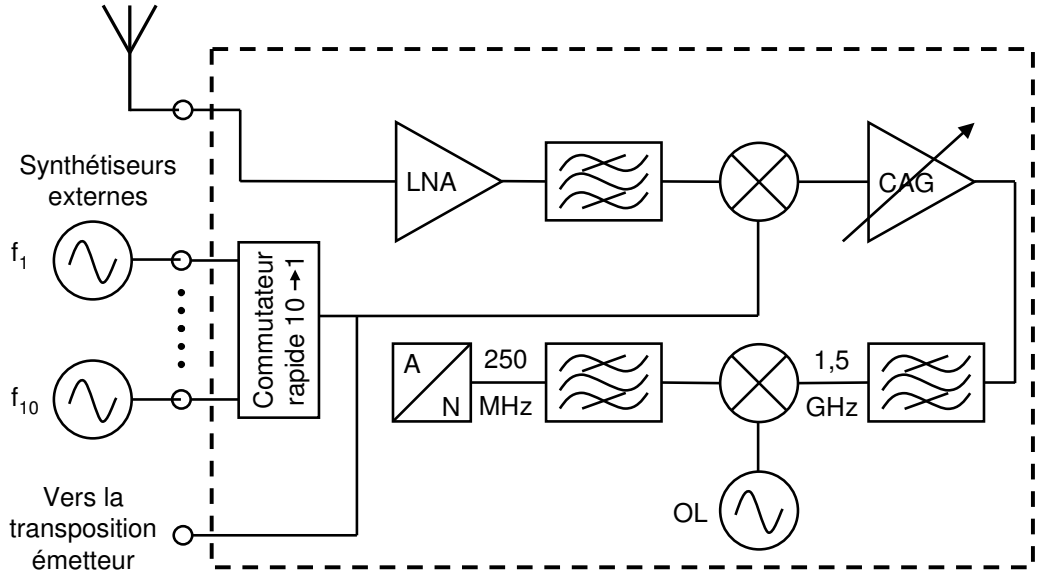


FIG. 2.13 – **Schéma bloc du récepteur modifié pour son extension à l'UWB.**

Single Output (SISO). Le module de commutation rapide est utilisé pour fournir au mélangeur de la première transposition descendante l'un des 10 signaux d'OL (f_1 à f_{10}) tour à tour. Ces signaux sont générés par des synthétiseurs externes, qui sont réglés de façon à ce que le récepteur balaye les bandes partielles sélectionnées. Comme chaque synthétiseur est réglé à une fréquence fixe, il n'y a plus de délai pour le verrouillage de la fréquence d'OL. Dans cette configuration, le sondeur est capable de balayer jusqu'à 10 bandes partielles de 250 MHz chacune. Ainsi, les mesures UWB sont théoriquement possibles jusqu'à une largeur de bande de 2,5 GHz.

Par construction, ce sondeur remplit la plupart des conditions imposées à la mesure UWB temps réel, les principaux problèmes étant résolus par la circuiterie multi-capteurs. Pour la calibration de chaque bande partielle en termes de phase, amplitude et retard, la procédure utilisée dans le cas SIMO reste valide ; néanmoins le coupleur RF n'est plus nécessaire.

Concernant la commutation rapide des bandes partielles, aucune modification du logiciel de pilotage n'est requise. Le saut de fréquence reste en effet synchronisé avec la période de la séquence PA. D'autre part, le temps de balayage de toutes les bandes partielles peut être réduit à 1,2 ms, ce qui permet la mesure des variations du canal avec un écart Doppler maximal de 416 Hz. Enfin, l'acquisition est réalisée au rythme d'une séquence sur deux, laissant une séquence libre pour la commutation des bandes partielles. Comme le signal émis n'est plus périodique, le cas de la commutation des sous-bandes peut paraître plus critique que le cas de la commutation des antennes. En effet, il est nécessaire d'attendre la fin de la période de transition du système avant l'acquisition d'une nouvelle séquence. Cependant, étant donné la durée de la séquence émise (2,048 µs), la longueur des trajets les plus longs en configuration indoor (environ 150 m) et la durée effective de la commutation (environ 100 ns), cette condition est remplie au début de la séquence d'acquisition. Cette configuration

reste valide tant que l'inégalité suivante est vérifiée :

$$t_{commut} + t_{LOS} + \tau_{max} < t_{seq} \tag{2.7}$$

où t_{commut} est la durée de commutation, t_{LOS} est le délai absolu du trajet direct, τ_{max} est le délai du trajet le plus long relativement au moment d'arrivée du trajet direct, et t_{seq} est la durée de la séquence. Ce concept est représenté dans le chronogramme de la figure 2.14.

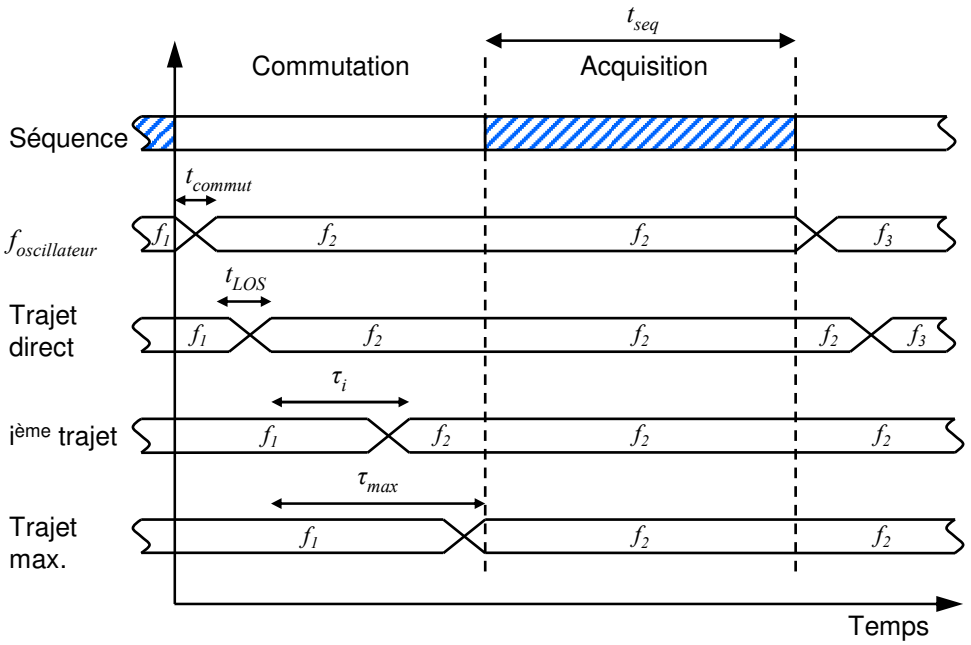


FIG. 2.14 – **Chronogramme des phases de commutation et d'acquisition en réception.**

2.3.3.2 Filtrage et intégration

Dans la version originale du sondeur SIMO, la largeur du filtre précédant la première transposition descendante était de quelques centaines de MHz seulement, dans le but de rejeter les signaux indésirables et de baisser le niveau de bruit. Le même type de filtrage était réalisé au niveau de l'émetteur. En configuration UWB, toute la bande d'analyse doit être filtrée par un unique filtre passe-bande, pour éviter la commutation de filtres différents. Dans la version actuelle du sondeur, la première FI est située à 1,5 GHz. La largeur maximale du filtre est donc limitée à 1,5 GHz, car la fréquence d'OL doit rester en dehors de la bande filtrée pendant toute la durée du balayage. La figure 2.15 illustre cette problématique.

Dans le but d'augmenter la largeur maximale de la bande de mesure, une autre configuration est disponible sur le sondeur SIMO, avec une FI à 5,5 GHz. En utilisant cette configuration, il serait possible d'élargir la bande mesurable à la limite de 2,5 GHz imposée par le nombre maximal de bandes partielles. Toutefois, dans ce mode de fonctionnement, la bande d'analyse ne doit pas contenir la FI située à 5,5 GHz. Dans sa version actuelle, le sondeur UWB a été

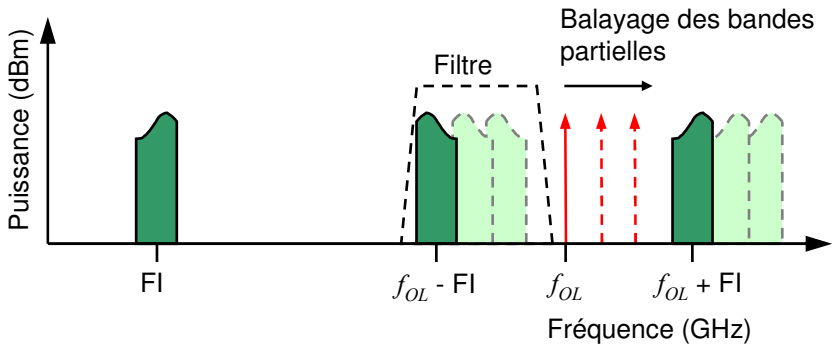


FIG. 2.15 – **Balayage des bandes partielles et filtrage.**

équipé de filtres couvrant la bande 4 GHz - 5 GHz. La bande d'analyse est donc actuellement de 1 GHz.

Les autres éléments de la chaîne de mesure initiale, tels que les amplificateurs internes, les atténuateurs et les isolateurs, ont été mesurés pour vérifier leur bon fonctionnement dans toute la bande 4 GHz - 5 GHz. Ainsi, l'extension à l'UWB a pu être complètement intégrée au sondeur AMERICC.

2.3.3.3 Synchronisation émetteur-récepteur

Les mesures UWB à bandes multiples nécessitent une modification périodique de la fréquence centrale du signal émis, ce qui n'est pas le cas pour les mesures SIMO. Pour cette raison, la commutation de fréquence réalisée au récepteur et à l'émetteur doit être parfaitement synchronisée. Pour résoudre ce problème, nous avons choisi d'utiliser le même signal d'OL pour piloter les étages de transposition au récepteur et à l'émetteur. Ceci est possible car le récepteur et l'émetteur utilisent la même FI à 1,5 GHz. L'inconvénient majeur de cette solution réside dans le câblage nécessaire entre les deux parties du sondeur. Cependant, dans la plupart des configurations à l'intérieur des bâtiments, cette connexion reste réalisable en utilisant un câble de longueur raisonnable. En contrepartie, un seul jeu de synthétiseurs externes est nécessaire, ce qui réduit considérablement le coût global de l'équipement.

2.3.3.4 Calibration fine des bandes partielles

La procédure de calibration multi-capteurs reste valide pour la calibration initiale de chaque bande partielle en mode UWB. Cette procédure ajuste naturellement le retard relatif observé pour chaque bande partielle. Il faut cependant noter que la nouvelle configuration met en œuvre jusqu'à 10 synthétiseurs externes. Bien que ces appareils soient asservis à une référence commune de 10 MHz, chacun d'eux subit une dérive de phase indépendante. Pour compenser ces variations de phase, une procédure de calibration fine des bandes partielles a été mise au point, et est appliquée en post-traitement. Cette méthode consiste à comparer la phase des signaux reçus sur des zones de chevauchement entre les bandes juxtaposées, et à corriger les erreurs décelées par des méthodes de régression.

Dans la configuration actuelle, les meilleurs résultats sont obtenus en utilisant des zones de chevauchement de l'ordre de 40 MHz. En conséquence, la plus grande largeur de bande théoriquement mesurable correspond à $9 \times 210 + 250 = 2140$ MHz.

2.3.4 Validation expérimentale

Les modifications présentées ci-dessus ont été appliquées au sondeur AMERICC pour l'étendre à la mesure du canal UWB temps réel. Pour balayer la bande 5 GHz - 6 GHz, 5 synthétiseurs externes ont été connectés au module de commutation rapide. Dans ces conditions, la dynamique de la réponse impulsionnelle a été mesurée à 40 dB. La configuration utilisant 5 bandes partielles permet un temps minimal de répétition de la mesure d'environ 1 ms. La durée effective de la mesure est de 20,5 µs. La mémoire de 256 Mo de la carte d'acquisition permet de sonder le canal UWB variant dans le temps pendant une durée de 80 s dans des conditions standards (largeur de bande de 1 GHz et écart Doppler observable de 150 Hz).

Pour la validation expérimentale des modifications du sondeur, des mesures du canal de propagation radio ont été réalisées au laboratoire de mesure de France Telecom Division Recherche et Développement à Belfort. Il s'agit d'une grande pièce meublée et équipée de matériel de bureau et d'expérimentation, représentative de l'environnement intérieur de type bureau / laboratoire. Les antennes utilisées sont des éléments rayonnants imprimés de type omnidirectionnel, et opèrent dans la bande 4 GHz - 6 GHz (cf. section 2.2.3.3). Pour les mesures dynamiques, les acquisitions ont été répétées toutes les 10 ms.

2.3.4.1 Environnement statique

La figure 2.16 présente les performances du sondeur de canal UWB en environnement statique. Les mesures ont été prises dans une configuration LOS. Deux PDP sont représentés, l'un pour la bande globale de 1 GHz (ligne continue bleue), l'autre pour la bande centrale de 250 MHz (ligne en pointillés rouge). Les réponses impulsionnelles sont moyennées sur 100 mesures successives pour réduire le bruit de la mesure.

On remarque clairement le bénéfice de l'élargissement de la bande mesurable en termes de résolution. En effet, dans le cas d'une largeur de bande de 1 GHz, plusieurs trajets multiples suivant directement le trajet direct sont observables, alors que dans le cas de la bande de 250 MHz, peu de trajets sont résolus. Cette résolution permet aux systèmes de mesure UWB de mieux détecter la présence de trajets multiples. Les lobes secondaires observables sur la gauche de la courbe correspondant à la mesure sur 250 MHz sont dus à la fenêtre rectangulaire utilisée pour sa faible résolution.

2.3.4.2 Environnement dynamique

La figure 2.17 présente les résultats obtenus lors de mesures du canal radio en temps réel dans un environnement dynamique. Lors de cette expérience, l'antenne d'émission était fixe et l'antenne de réception était portée par une personne en mouvement. Cette configuration correspond à la situation plus pratique où un usager équipé d'un terminal mobile passe de-

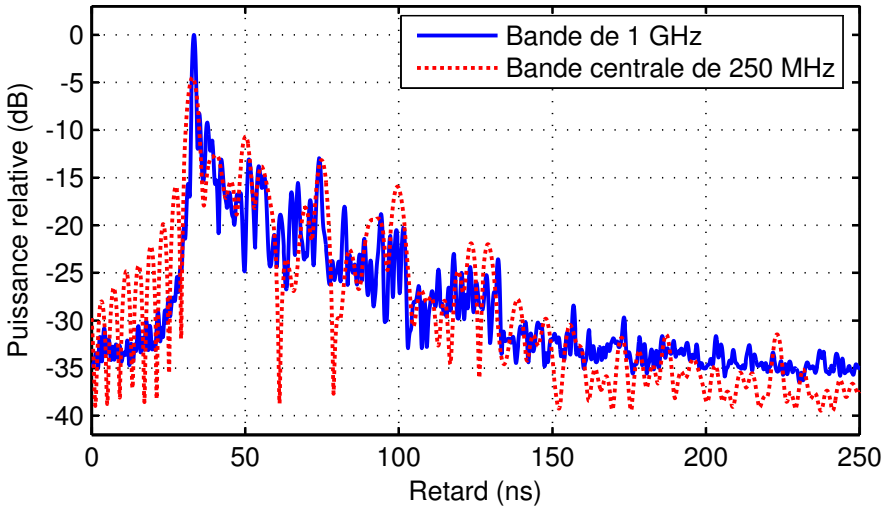


FIG. 2.16 – **PDP mesurés en environnement statique.**

vant une borne d'émission fixe. Durant la trajectoire, les configurations LOS et NLOS sont rencontrées.

La réponse impulsionnelle de la figure 2.17 correspond à un enregistrement de 12,5 s du signal obtenu à l'antenne de réception mobile durant l'expérimentation. Pour clarifier l'interprétation, le retard des trajets sur l'axe des ordonnées a été converti en distance parcourue par les trajets en mètres. Dans la première partie de la trajectoire (entre t = 0 s et t = 7 s), la personne se déplace en direction de l'antenne d'émission, en réduisant sa distance relative de 6 m à 2 m. On peut donc observer un trajet direct présentant une puissance croissante (a). Dans la seconde partie de la trajectoire (entre t = 7 s et t = 11 s), la personne s'éloigne de l'antenne d'émission, en obstruant partiellement la visibilité du trajet direct. Ceci explique l'évanouissement observé pour le trajet le plus court (b). Dans cette partie du graphique, trois autres trajets principaux sont observables : l'un avec une longueur croissante (c) et les deux autres avec une longueur décroissante (d, e). Ces deux derniers trajets correspondent vraisemblablement à des échos du trajet principal transmis par réflexion sur un mur situé à l'opposé de la position de l'émetteur.

2.3.4.3 Etude Doppler

Pour visualiser l'écart Doppler expérimenté sur un lien radio en environnement dynamique, la fonction de dispersion retard-Doppler $S(\tau, \nu)$ a été calculée sur des échantillons de 128 réponses impulsionnelles consécutives, à partir des données mesurées en environnement dynamique. Ces échantillons de 128 réponses impulsionnelles correspondent à des enregistrements effectués entre les instants t = 8 s et t = 11 s sur la figure 2.17. La moyenne des fonctions de dispersion retard-Doppler obtenues a été calculée et est représentée par la figure 2.18.

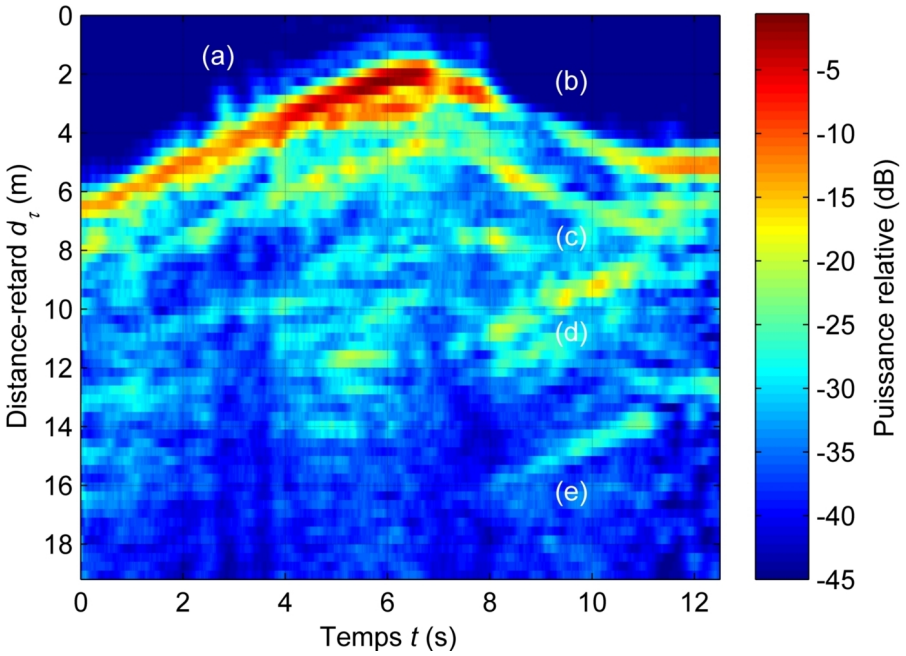


FIG. 2.17 – **Réponse impulsionnelle variant dans le temps en environnement dynamique.**

Sur cette figure, on peut observer un écart Doppler maximal d'environ 10 Hz, ce qui correspond à une vitesse de 0,5 m.s^{-1} pour une fréquence maximale de 6 GHz. Ceci correspond approximativement aux conditions de déplacement expérimentales. Cet écart Doppler limité démontre la capacité du sondeur de canal adapté pour l'UWB à réaliser des mesures du canal de propagation radio dynamique en temps réel. En effet, la fréquence d'échantillonnage dans le domaine temporel est suffisamment élevée pour éviter les effets de recouvrement spectral.

Cette étude de faisabilité montre qu'il est possible de développer un sondeur de canal UWB en appliquant des modifications mineures sur un sondeur SIMO large bande. En exploitant la dualité entre capteurs multiples et bandes multiples, la plupart des sondeurs capables de réaliser des mesures sur plusieurs antennes pourraient être étendus au sondage de canal UWB. Le prototype réalisé permet la mesure UWB sur une bande de 1 GHz avec une dynamique de 40 dB. Parmi les modifications possibles, l'augmentation du nombre de bandes partielles et l'utilisation d'une FI plus élevée permettraient de réaliser des mesures sur plus de 2 GHz avec un temps de répétition de la mesure de 1,2 ms. L'équipement que nous avons développé a été utilisé lors de la campagne de mesures temps réel décrite au chapitre 4.

2.4 Récapitulatif des campagnes de mesures du canal UWB

Au cours de ce chapitre, nous avons cité un certain nombre de campagnes de mesures du canal radio UWB. Ces diverses campagnes utilisent des techniques de sondage différentes,

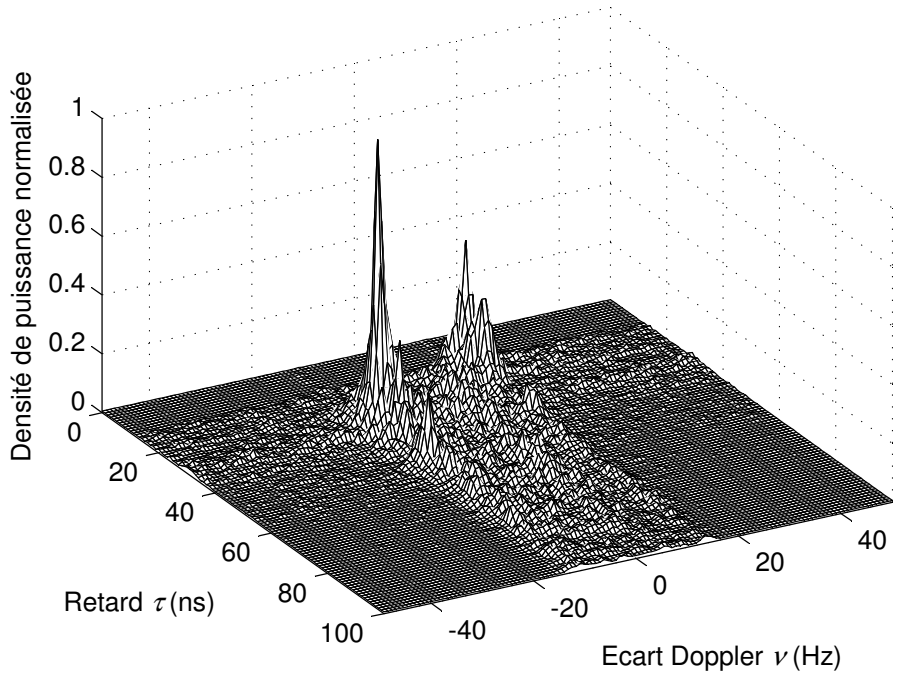


FIG. 2.18 – **Fonction de diffusion moyenne en environnement dynamique.**

mais varient également de par la bande de fréquences mesurée, le type d'environnement, les antennes utilisées, et la mise en œuvre des mesures. Pour bien comparer les résultats d'analyse issus de ces expérimentations, il est nécessaire de garder à l'esprit les conditions de déroulement de chaque campagne. Le tableau 2.2 récapitule l'ensemble des campagnes de mesures UWB recensées, et fournit les différents renseignements les concernant.

Parmi les premières études UWB, le laboratoire UltRaLab de l'université de Californie du Sud a réalisé deux campagnes de sondage en 1997, mais la plupart des expérimentations UWB ont débuté à partir de 2000. La grande majorité des campagnes de mesures ont utilisé la méthode fréquentielle du VNA. Les autres montages expérimentaux sont basés sur une méthode temporelle, par impulsions ou par émission de séquence PA. Différents environnements intérieurs, tels que le bureautique et le résidentiel, et quelques environnements extérieurs (forestier, urbain) ont été sondés. On peut également noter quelques expérimentations originales, à l'intérieur d'un navire métallique ou dans une usine. Enfin, au niveau de la bande d'analyse, seules six campagnes couvrent la bande FCC dans sa globalité [Kunisch 02a, Buehrer 03, Alvarez 03, Cassioli 04c, Karedal 04b, Haneda 05]. À l'intérieur de cette bande, deux expérimentations seulement ont permis des mesures UWB temps réel [Pendergrass 02, Cassioli 03].

2.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié différentes techniques de sondage du canal large bande, afin de choisir la méthode la plus adaptée à la mesure UWB. Étant donnée la largeur

Campagne de mesures	Année	Référence	Méthode de sondage	Antennes	Bande d'analyse	Environnement	Lien	Configuration spatiale
UltRaLab	1997	[Win 97a, Win 97b]	Générateur d'impulsions et DSO	Dipôles imprimés « diamant »	Largeur >1 GHz	Forestier ; bureautique	LOS / NLOS	49 positions sur une grille de 90 cm × 90 cm
UltRaLab SS Curtis	2000	[Gunderson 00]	Générateur d'impulsions et DSO ; VNA ; Générateur d'impulsions et récepteur à corrélation	Dipôles imprimés « diamant »	700 MHz - 1,8 GHz, par pas de 1 MHz	Navire métallique	LOS / NLOS	—
Université de Stanford	2001	[Opshaug 01]	Générateur d'impulsions et DSO ; VNA	Antennes large bande	1 MHz - 1,8 GHz, par pas de 2 MHz	Bureautique ; laboratoire	LOS / NLOS	—
AT&T Labs - MIT	2002	[Ghassemzadeh 02a, Ghassemzadeh 03c]	VNA	Antennes monoconiques omnidirectionnelles	4,375 GHz - 5,625 GHz, par pas de 3,1 MHz	Résidentiel	LOS / NLOS	—
Intel Labs	2002	[Cheung 02]	Générateur d'impulsions et DSO ; VNA	Antennes biconiques (MEC) et discones (Pulsicom Technol.)	2 GHz - 8 GHz, par pas de 3,75 MHz	Résidentiel ; bureautique	LOS / NLOS	Deux rails perpendiculaires de 25 cm avec 20 positions
Time Domain Corporation (DSO)	2002	[Pendergrass 02]	Générateur d'impulsions et DSO	Antennes omnidirectionnelles	3 GHz - 5 GHz, par pas de 3,75 MHz	Résidentiel ; bureautique	LOS / NLOS	—
Time Domain Corporation (corrélateur)	2002	[Yano 02]	Générateur d'impulsions et récepteur à corrélation [Withington 99]	Antennes omnidirectionnelles	Largeur >1,5 GHz autour de 2 GHz	Bureautique	NLOS	—
UCAN - CEA LETI	2002	[Keignart 02, Keignart 03]	VNA	Antennes monoconiques omni. (CMA118/A)	2 GHz - 3 GHz, par pas de 2,5 MHz	Résidentiel ; bureautique	LOS / NLOS	100 positions sur une grille de 90 cm × 90 cm
Ultrawaves - Université de Oulu	2002	[Hovinen 02]	VNA	Antennes monoconiques omni. (CMA118/A)	2 GHz - 8 GHz, par pas de 3,75 MHz	Bureautique	LOS / NLOS	—

Campagne de mesures	Année	Référence	Méthode de sondage	Antennes	Bande d'analyse	Environnement	Lien	Configuration spatiale
Whyless.com	2002	[Kunisch 02a]	VNA	Antennes biconiques (ETH Zürich)	1 GHz - 11 GHz, par pas de 6,25 MHz	Bureautique	LOS / NLOS	4500 positions sur une grille de 149 cm × 29 cm
AT&T - WINLAB	2003	[Ghassemzadeh 03b]	VNA	Antennes monoconiques omnidirectionnelles	2 GHz - 8 GHz, par pas de 3,75 MHz	Résidentiel ; centre commercial	LOS / NLOS	25 positions sur une grille de 20 cm × 20 cm
CNAM - Thalès	2003	[Terré 03]	Générateur d'impulsions et DSO	Antennes large bande	0 GHz - 3 GHz	Couloir	LOS	—
Université de Hong-Kong	2003	[Li 03]	Générateur d'impulsions et DSO	Dipôle omnidirectionnel	1.2 GHz - 1.8 GHz	Bureautique ; laboratoire ; salle de réunion	LOS / NLOS	Rail de 120 cm avec 61 positions
NETEX - Virginia Tech	2003	[Buehrer 03, Bayram 04]	Générateur d'impulsions et DSO ; VNA	Antennes biconiques omni. et cornets TEM	100 MHz - 12 GHz	Bureautique	LOS / NLOS	49 positions sur une grille de 90 cm × 90 cm
New Jersey Instit. of Tech.	2003	[Dabin 03]	VNA	Antennes monoconiques omni. et antennes log-périodiques	2 GHz - 6 GHz	Bureautique ; laboratoire	LOS	—
UCAN - Université de Cantabria	2003	[Alvarez 03]	VNA	Antennes monoconiques omni. (EM6865)	1 GHz - 13 GHz, par pas de 2,5 MHz	Bureautique ; laboratoire	LOS / NLOS	9 positions sur une grille de 6 cm × 6 cm
Ultrawaves - Université de Rome Tor Vergata	2003	[Cassioli 03, Cassioli 04c]	Séquence PA et DSO ; VNA ; séquence PA et récepteur à corrélation	Antennes monoconiques omni. (EM6865) ; antennes prototype (ENSTA)	3,6 GHz - 6 GHz ; 2 GHz - 12 GHz, par pas de 5 MHz	Bureautique ; laboratoire	LOS / NLOS	625 positions sur une grille de 48 cm × 48 cm ; 73 positions sur une grille non uniforme.
Université de Chiao-Tung	2004	[Chang 04]	VNA	Non communiqué	3 GHz - 5 GHz, par pas de 2,5 MHz	Bureautique	LOS / NLOS	64 positions sur une grille de 26 cm × 26 cm

Campagne de mesures	Année	Référence	Méthode de sondage	Antennes	Bande d'analyse	Environnement	Lien	Configuration spatiale
ETH Zürich	2004	[Schuster 04]	VNA	Antennes planaires omni. (Skycross)	2 GHz - 8 GHz, par pas de 1,875 MHz	Couloir ; corridor	LOS / NLOS	45 positions sur une grille de 28 cm × 56 cm
Instit. for Infocomm Research	2004	[Balakrishnan 04a]	VNA	Antennes coniques omnidirectionnelles	3 GHz - 6 GHz, par pas de 1,875 MHz	Extérieur urbain ; bureautique	LOS / NLOS	9 ou 49 positions sur une grille de 10 cm × 10 cm ou 30 cm × 30 cm
Université de Lund	2004	[Karedal 04b]	VNA	Antennes monoconiques omnidirectionnelles	3,1 GHz - 10,6 GHz, par pas de 6 MHz	Industriel (usine)	LOS / NLOS	Deux rails (émission / réception) de 30 cm avec 7 positions
Université de Oulu	2004	[Jämsä 04]	VNA	Antennes monoconiques omni. (CMA118/A)	0,5 GHz - 10 GHz, par pas de 6,25 MHz	Bureautique	LOS / quasi-NLOS	Rail linéaire avec un pas de 7,9 mm
Samsung	2004	[Chong 04b]	VNA	Dipôles planaires	3 GHz - 10 GHz, par pas de 4,375 MHz	Résidentiel	LOS / NLOS	25 positions sur une grille de 60 cm × 60 cm
Tokyo Instit. of Tech.	2004	[Tsuchiya 04, Haneda 05]	VNA	Antennes monopôles et biconiques	3,1 GHz - 10,6 GHz, par pas de 10 MHz	Résidentiel ; bureautique	LOS / NLOS, inter-étages et intérieur vers extérieur	Positionnement 3D jusqu'à 10 × 10 × 7 positions en émission et en réception

TAB. 2.2 – **Campagnes de mesures du canal de propagation UWB.** *Méthode de sondage, antennes, bande d'analyse, environnement, configuration de visibilité et diversité spatiale.*

de la bande à analyser, la technique à balayage fréquentiel semble la plus appropriée pour le canal statique. L'équipement utilisé s'est donc composé d'un VNA, ainsi que de dispositifs de mesure spatiale (bras tournant et rail de guidage) qui permettent d'évaluer localement les fluctuations spatiales du canal. Les antennes représentent une partie sensible du matériel de mesure, car leurs caractéristiques doivent rester stables sur l'ensemble de la bande d'analyse. Deux types d'antennes omnidirectionnelles ont été utilisés : des éléments rayonnants imprimés, et des antennes mono-coniques à plan de masse.

La principale limitation du sondage par VNA réside dans la durée de la mesure. Plusieurs secondes sont en effet nécessaires pour mesurer la bande 3,1 GHz - 10,6 GHz. Pour permettre l'acquisition en temps réel du canal UWB, une technique de sondage originale a été mise au point, basée sur l'extension d'un sondeur SIMO large bande. Cette adaptation correspond à des modifications mineures de l'équipement initial : le module de commutation des capteurs multiples est en effet principalement exploité pour réaliser des mesures rapides sur bandes partielles. Lors de la validation expérimentale de l'équipement, des mesures ont été réalisées en temps réel sur la bande 5 GHz - 6 GHz, permettant l'observation des variations du canal et l'étude Doppler.

Enfin, une revue bibliographique a permis de recenser une vingtaine de campagnes de mesures du canal UWB depuis 1997. Nous avons pu remarquer que peu d'expérimentations ont couvert la globalité de la bande FCC, et que la mesure temps réel a été rarement exploitée. Dans un premier temps, nous avons donc réalisé une campagne de mesures du canal statique sur la bande 3,1 GHz - 10,6 GHz (chapitre 3). Puis nous avons étudié les variations spatiales et temporelles du canal UWB (chapitre 4).

Chapitre 3

Étude du canal radio UWB statique

Deux campagnes de mesures ont été réalisées pour caractériser le canal de propagation UWB de façon statistique. Pour chaque expérimentation, ce chapitre décrit l'environnement de mesure, l'équipement utilisé et le déroulement de la campagne. Afin d'éviter les limitations en largeur de bande, ces campagnes ont utilisé une méthode de sondage fréquentielle basée sur un VNA. Étant donnée la durée de la mesure, nous nous sommes concentrés sur le canal statique, en s'assurant que l'environnement restait immobile pendant la durée de l'acquisition.

Une étude préliminaire a été réalisée sur la bande 4 GHz - 6 GHz. Elle a permis une première évaluation du canal UWB, nous renseignant principalement sur l'affaiblissement du canal en distance et sur la structure de la réponse impulsionnelle. Nous décrivons ensuite une campagne plus étendue, réalisée dans la bande 3,1 GHz - 10,6 GHz. Cette bande d'analyse nous a permis d'observer les variations de puissance en fréquence et en distance. Les différents paramètres représentatifs du canal radio sont ensuite analysés, comme la dispersion des retards ou la décroissance du PDP. En particulier, l'impact de la fréquence sur ces paramètres est discuté.

3.1 Étude préliminaire sur la bande 4 GHz - 6 GHz

Afin d'obtenir une première idée du comportement du canal de propagation UWB, une campagne de mesures préliminaire a été réalisée dans la bande 4 GHz - 6 GHz. Les résultats d'analyse ont été publiés dans [Pagani 03], et ont permis de calibrer la série de mesures suivante couvrant la bande de fréquences FCC.

3.1.1 Mise en œuvre expérimentale

Cette première campagne de mesures a été réalisée dans le domaine fréquentiel en utilisant le VNA ABmillimètre MVNA8-350 (cf. section 2.2.3.1). 1024 fréquences ont été balayées successivement entre 4 GHz et 6 GHz. Les antennes omnidirectionnelles utilisées sont de type planaire (cf. section 2.2.3.3). L'antenne d'émission était fixée sur un mât à une hauteur de 2,20 m. Pour évaluer les fluctuations spatiales du signal et estimer le PDP local, l'antenne de réception a été montée sur un bras tournant de 27 cm de rayon (cf. section 2.2.3.2). De cette

façon, 60 mesures ont été réalisées le long d'un trajet circulaire de 1,70 m de circonférence, ce qui correspond à 28 longueurs d'onde à la fréquence centrale (5 GHz). Le pas séparant deux mesures successives était d'environ $\frac{\lambda}{2}$. Suivant la mesure, la hauteur de l'antenne de réception variait de 1,10 m à 1,60 m.

Les mesures ont été réalisées dans un environnement intérieur de bureau. Les murs extérieurs du bâtiment sont composés de briques et de béton, tandis que les cloisons séparant les bureaux consistent en de fines plaques de plâtre et de plastique. La figure 3.1 illustre le positionnement des mesures. Une première série de mesures s'est déroulée dans quatre pièces de bureau vides de différentes tailles et dans le couloir (a). Pour la seconde série de mesures (b), l'expérience s'est déroulée dans une partie meublée du bâtiment, les pièces étant équipées de bureaux, de chaises, de matériel informatique et d'armoires métalliques. Les deux configurations LOS et NLOS ont été sondées, avec des distances émetteur-récepteur variant entre 2,6 m et 16,6 m.

Toutes les données recueillies pendant le sondage ont été calibrées en utilisant une mesure de référence réalisée en connexion câblée. Les 60 fonctions de transfert du canal mesurées sur le bras tournant donnent accès à un ensemble de 60 réponses impulsionnelles $h(t_m, \tau)$ par transformation de Fourier. On peut noter qu'une fenêtre de Hanning a été utilisée pour diminuer la hauteur des lobes secondaires, et que les réponses impulsionnelles ont été suréchantillonnées par une technique d'ajout de zéros. Le PDP local a été calculé à partir des 60 réponses impulsionnelles selon l'équation (1.41). Les analyses à petite échelle ont été réalisées en tenant compte des 60 réponses impulsionnelles séparément.

3.1.2 Pertes par propagation

L'étude des pertes par propagation est basée sur les mesures réalisées en pièces vides. La largeur de bande étudiée de 2 GHz ne permettant pas l'analyse de la dépendance en fréquence, nous nous sommes intéressés à la perte de puissance en distance uniquement. Dans ce cas, l'équation théorique des pertes par propagation présentée par l'équation (1.52) devient :

$$PL(d) = PL(d_0) + 10N_d \log\left(\frac{d}{d_0}\right) + S(d) \tag{3.1}$$

où la distance de référence d_0 a été fixée à 1 m.

Les mesures réalisées en configurations LOS et NLOS ainsi que leur approximation par régression linéaire sont présentées dans la figure 3.2. On constate que la valeur du coefficient de pertes par propagation N_d varie sensiblement en fonction de la configuration de visibilité. Les valeurs obtenues sont N_d = 1,5 dans le cas LOS et N_d = 2,5 dans le cas NLOS. En configuration LOS, les pertes sont plus faibles qu'en espace libre (*i.e.* N_d = 2). Ceci s'explique par la présence de trajets multiples, dont la puissance s'ajoute à celle du trajet direct. En configuration NLOS, l'augmentation des pertes s'explique par l'atténuation supplémentaire due à la transmission à travers les cloisons du bâtiment. Enfin, on peut remarquer que les mesures effectuées en configuration NLOS sont relativement dispersées, avec une dispersion σ_S = 5,9 dB contre σ_S = 1,1 dB dans le cas LOS.

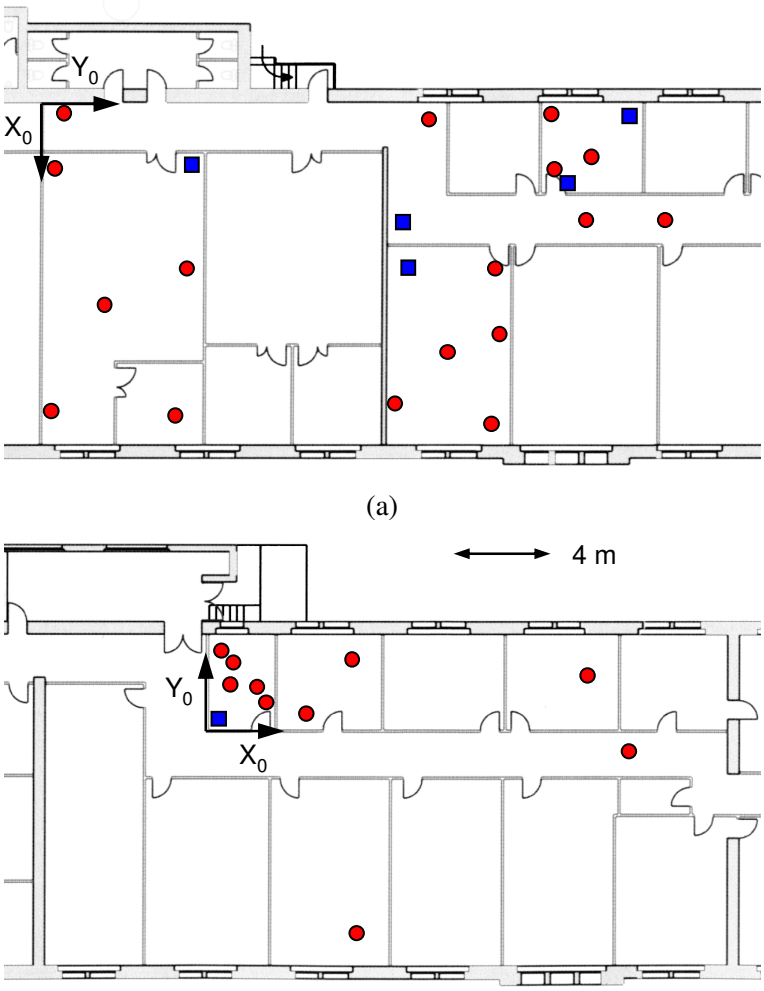


FIG. 3.1 – **Positionnement des mesures lors de la campagne préliminaire.** *Première (a) et seconde (b) séries de mesures. Les carrés bleus représentent les positions fixes (émetteur), et les cercles rouges correspondent aux positions du bras tournant (récepteur).*

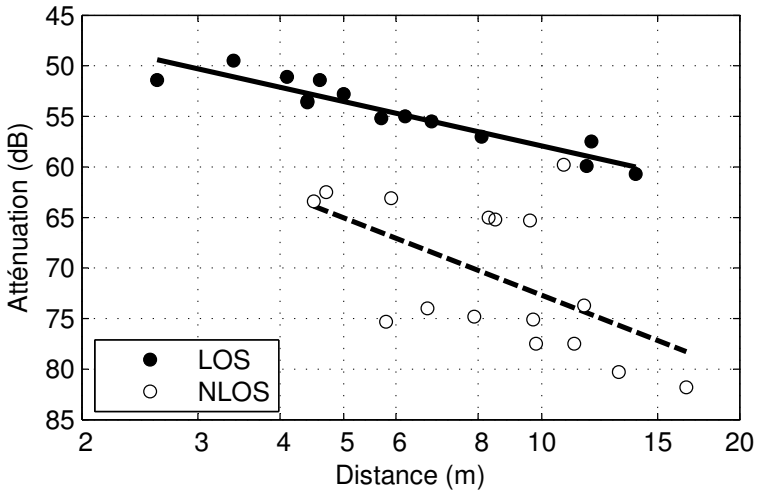


FIG. 3.2 – **Pertes par propagation en fonction de la distance (campagne préliminaire).**

3.1.3 Paramètres grande échelle

La figure 3.3 présente la forme générale du PDP dans des cas typiques en configurations LOS et NLOS. Pour simplifier l'interprétation des mécanismes de trajets multiples, le retard de l'axe des abscisses a été converti en longueur de trajet en mètres. L'une des 60 réponses impulsionnelles locales a également été représentée afin d'illustrer le lissage des fluctuations rapides obtenu par le calcul du PDP.

Dans les deux configurations, on peut observer un regroupement des rayons en *clusters*, où un trajet dominant est suivi par une zone dense de trajets multiples diffus, présentant une puissance décroissant de façon exponentielle. Cette forme globale correspond aux analyses précédentes du canal de propagation UWB [Kunisch 02a, Cassioli 02, Cramer 02]. Dans la configuration LOS, le PDP présente généralement deux à trois *clusters*. Dans ce cas, une nette différence est observable entre le trajet direct et les trajets multiples suivants, avec un rapport de puissance pouvant dépasser 15 dB. En configuration NLOS, la décroissance de puissance est plus lissée, car tous les trajets subissent une atténuation comparable. La plupart des mesures NLOS présentent un seul *cluster*, mais on distingue occasionnellement un écho du *cluster* principal.

La décroissance en puissance du PDP peut être caractérisée par le coefficient de décroissance intra-cluster γ (cf. section 1.2.3.1). La pente du PDP a été estimée par régression linéaire sur la région du PDP présentant une amplitude relative entre -20 dB et -50 dB. Aucune corrélation n'a été relevée entre le coefficient γ et la distance émetteur-récepteur. Pour la première série de mesures réalisée en pièces vides, des valeurs comparables ont été observées pour les cas LOS et NLOS, avec une valeur moyenne de γ égale à 25,1 ns et un écart-type de 2,7 ns. Ces résultats sont de l'ordre de grandeur des valeurs obtenues lors de campagnes de mesures similaires [Kunisch 02a, Keignart 02, Cassioli 02, Cramer 02].

Dans l'analyse du PDP, la dispersion des retards τ_{RMS} est un paramètre important car il permet de calibrer le système de réception en fonction de l'étalement temporel lié au canal.

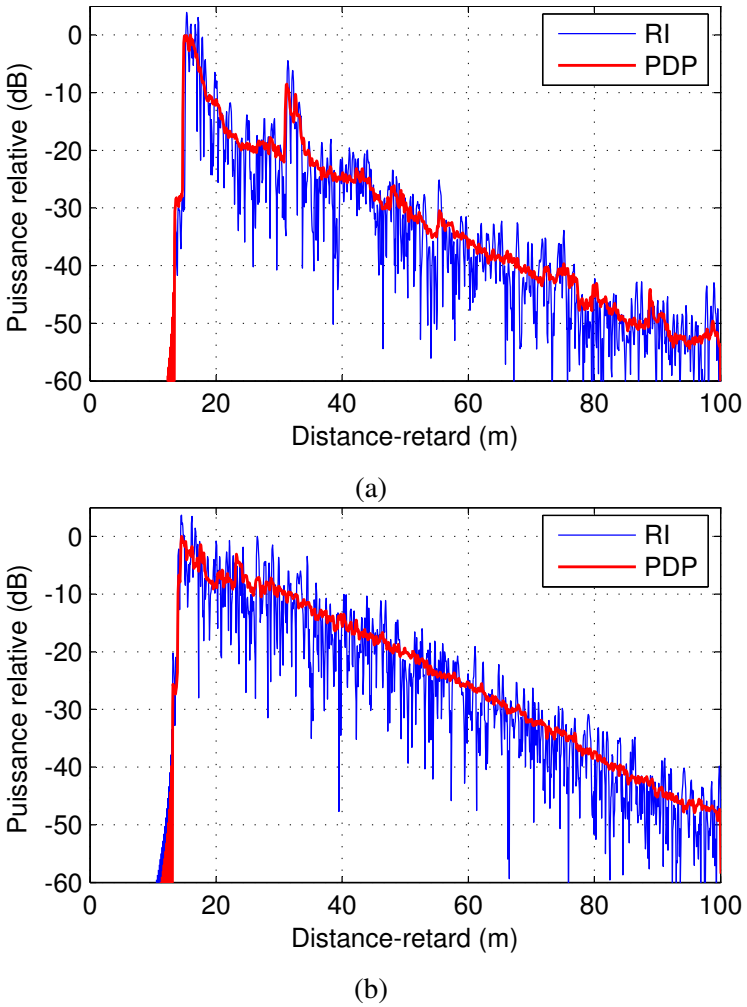


FIG. 3.3 – **PDP typiques mesurés lors de la campagne préliminaire.** *Configurations LOS (a) et NLOS (b).*

Sur l'ensemble des PDP mesurés, la dispersion des retards est distribuée autour d'une valeur moyenne de 10 ns dans le cas LOS et de 22,7 ns dans le cas NLOS, avec des écarts-types respectifs de 3,1 ns et 5,6 ns. Une étude antérieure correspondant à des mesures réalisées en environnement de bureau [Keignart 02] présente des valeurs similaires : les valeurs moyennes de τ_{RMS} varient entre 8 ns et 12 ns dans le cas LOS et entre 14 ns et 19 ns dans le cas NLOS. Sur l'ensemble des mesures réalisées en situations LOS et NLOS, il a été remarqué que la dispersion des retards croissait avec la distance émetteur-récepteur, mais était particulièrement corrélée avec les pertes par propagation, comme l'illustre la figure 3.4. L'absence de trajet prédominant dans les PDP correspondant aux liaisons les plus atténuées peut expliquer cette tendance. Des résultats similaires ont été rapportés dans la littérature [Yano 02, Ghassemzadeh 02a].

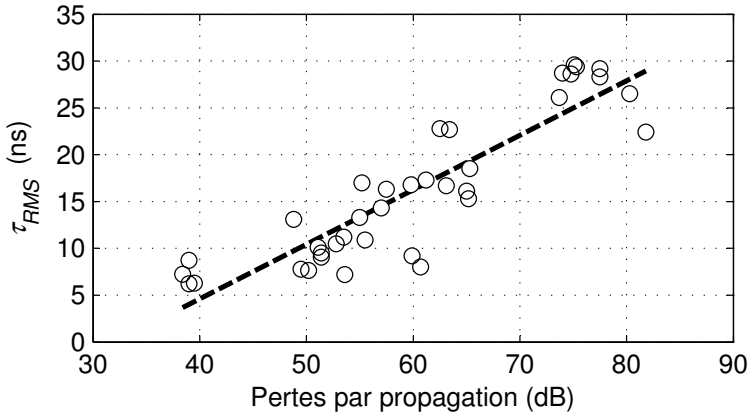


FIG. 3.4 – **Dispersion des retards en fonction des pertes par propagation.** *Résultats obtenus sur l'ensemble des mesures réalisées en situations LOS et NLOS.*

3.1.4 Paramètres petite échelle

Pour chaque mesure, les statistiques de fluctuation spatiale ont été étudiées en comparant les 60 réponses impulsionnelles collectées sur le bras tournant. L'étude a consisté en l'analyse de la distribution statistique de l'amplitude du signal reçu à chaque retard. Dans la littérature, des études antérieures ont montré que cette distribution était bien modélisée par une fonction de Nakagami [Cassioli 02]. Nous avons donc estimé le paramètre m de Nakagami pour chaque PDP mesuré, par intervalles de 0,5 ns sur l'échelle des retards (cf. annexe B.1.3). Excepté pour le trajet direct, la valeur du paramètre m est proche de 1 dans toutes les situations. Ceci montre que la distribution de Rayleigh est un modèle raisonnable pour notre expérimentation UWB. Cette distribution avait déjà été proposée dans la littérature pour le canal UWB [Kunisch 02a, Cramer 02].

Cette étude des fluctuations spatiales du canal radio UWB a été l'occasion de présenter une évaluation des bénéfices des systèmes UWB liés à l'élargissement de la bande. Pour cela, le TEB optimal a été estimé en tenant compte des fluctuations mesurées sur le canal. Par TEB optimal, nous entendons le TEB obtenu pour un récepteur capable d'extraire la totalité du signal présent dans la forme d'onde reçue. Un récepteur de type RAKE avec un grand nombre de doigts est une approximation d'un tel récepteur optimal.

Dans le cas d'un récepteur optimal et d'un canal gaussien, le TEB est donné par [Haykin 01] :

$$TEB = \frac{1}{2}\,\mathrm{erfc}\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}}\right) \tag{3.2}$$

où E_b représente l'énergie transmise par bit et N_0 la densité spectrale de bruit.

Dans la pratique, la puissance totale transmise via le canal de propagation subit des fluctuations spatiales et temporelles significatives. Pour chaque position de sondage, la puissance totale reçue P_{tot}^{norm} a été calculée sur chacun des 60 points de mesure du bras tournant. Cette puissance est normalisée afin d'obtenir une puissance reçue moyenne égale à 0 dB. À partir de ces données empiriques, il est possible d'estimer localement les statistiques de variation de

la puissance totale reçue, représentées par leur densité de probabilité $p_{P_{tot}^{norm}}(P_{tot}^{norm})$. Cette métrique permet alors de calculer le TEB obtenu pour un récepteur optimal dans les conditions du canal mesuré, selon l'équation :

$$TEB = \frac{1}{2}\int_{-\infty}^{\infty} p_{P_{tot}^{norm}}(x)\ \text{erfc}\left(\sqrt{x\frac{E_b}{N_0}}\right) dx \tag{3.3}$$

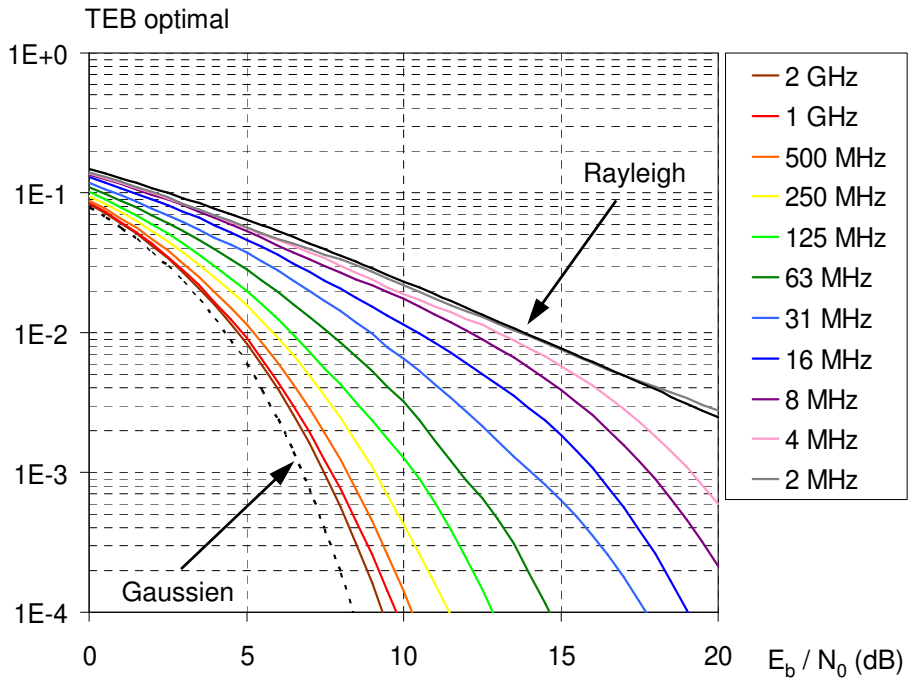
Cette procédure a été réitérée sur des fractions du signal reçu de différentes largeurs de bande entre 2 MHz et 2 GHz, toutes centrées sur 5 GHz, afin de visualiser l'effet de la largeur de bande sur les performances du système.

La figure 3.5 illustre les résultats de cette analyse. Le TEB médian est représenté en fonction du rapport $\frac{E_b}{N_0}$ pour toutes les mesures de la première série (pièces vides), en configurations LOS et NLOS. En comparant les courbes obtenues pour différentes largeur de bandes, le bénéfice de l'élargissement de la bande est clairement observable : à partir d'un canal de type purement Rayleigh à 2 MHz, l'effet des fluctuations rapides est de moins en moins sévère à mesure que la largeur de bande augmente. Il faut noter que la comparaison est possible pour des systèmes fonctionnant au même débit. Dans le cas LOS (a), pour un système opérant à un débit fixe et nécessitant un TEB de 10^{-3} par exemple, l'augmentation de la largeur de bande de 31 MHz à 250 MHz permet une réduction de la puissance émise de 5 dB. Cependant, ce gain par élargissement de la bande apparaît moins intéressant pour les bandes de fréquences les plus larges. En effet, le doublement de la bande de 1 GHz à 2 GHz correspond à une variation mineure des performances du système en termes de TEB. Ce résultat est particulièrement remarquable dans la configuration NLOS (b), où l'effet de l'élargissement de la bande devient très limité dès que la bande de fréquences dépasse 500 MHz.

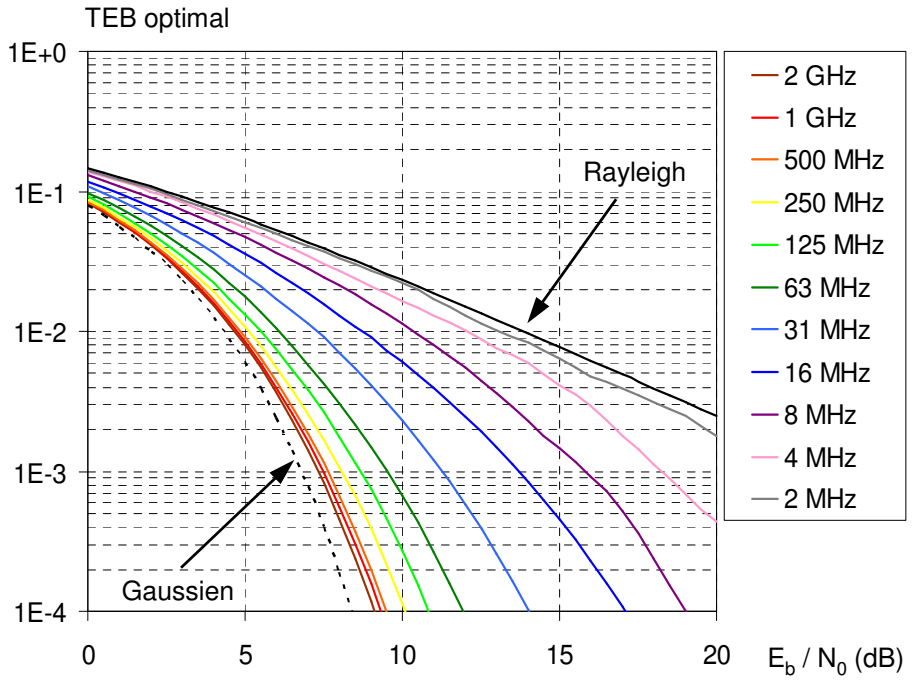
3.1.5 Bilan de la campagne préliminaire

Cette première campagne de mesures nous a fourni un ensemble d'indications qui constituent un premier pas dans l'établissement d'un modèle de canal UWB. L'analyse des pertes par propagation montre que l'atténuation du signal augmente régulièrement avec la distance, avec un coefficient de pertes de l'ordre de 1,5 en configuration LOS, et de 2,5 en configuration NLOS. La réponse impulsionnelle UWB semble correctement décrite par un modèle en *clusters*, où chaque trajet dominant est suivi par une décroissance exponentielle des trajets multiples diffus. La dispersion des retards a été estimée à 10 ns dans le cas LOS, et à 22,7 ns dans le cas NLOS. Enfin, les statistiques petite échelle de l'amplitude du signal reçu à chaque retard semblent suivre une distribution de Rayleigh en première approximation.

Les principaux verrous à lever pour une caractérisation complète du canal de propagation UWB concernent d'abord la largeur de bande. La campagne de mesures suivante a donc été dimensionnée pour permettre le sondage de la bande 3,1 GHz - 10,6 GHz. Cet élargissement de la bande de mesure permet d'autre part une description plus fine de la réponse impulsionnelle en termes de résolution temporelle. Ainsi, les mesures collectées donnent accès à de nouveaux paramètres, comme le taux d'arrivée des *clusters* et des rayons par exemple. Enfin, l'un des objectifs de la seconde campagne de mesures a été d'obtenir un jeu plus important de mesures, afin de dériver des paramètres statistiquement plus représentatifs.



(a)



(b)

FIG. 3.5 – **TEB optimal pour différentes largeurs de bande.** *Valeurs médianes en configurations LOS (a) et NLOS (b).*

La section suivante présente la mise en œuvre de cette seconde série d'expérimentations, et décrit l'analyse des paramètres de caractérisation du canal radio UWB. Lors de cette campagne, le canal de propagation a été étudié en condition statique. L'analyse des variations spatiales et temporelles du canal UWB sera présentée dans le chapitre 4.

3.2 Étude du canal radio UWB sur la bande 3,1 GHz - 10,6 GHz

La caractérisation fine du canal de propagation UWB a été réalisée à partir d'une campagne de mesures intensive couvrant la bande FCC [(1)]. L'ensemble des paramètres obtenus a servi de base à l'établissement d'un modèle du canal de propagation UWB à l'intérieur des bâtiments, développé en détail dans le chapitre 5.

3.2.1 Mise en œuvre expérimentale

3.2.1.1 Réalisation des mesures

Comme nous l'avons vu au chapitre 2, un certain nombre de campagnes de sondage UWB ont été réalisées pour la caractérisation du canal [Irahhauten 04, Molisch 04]. Cependant, parmi une vingtaine de campagnes réalisées, six seulement couvrent la bande définie par la FCC [Kunisch 02a, Buehrer 03, Alvarez 03, Cassioli 04c, Karedal 04b, Haneda 05]. Pour couvrir cette bande d'analyse, nous avons opté pour une méthode de sondage de type fréquentiel. Le VNA HP8510C a été utilisé pour couvrir la bande 3,1 GHz - 11,1 GHz par pas de 2 MHz (cf. section 2.2.3.1). Deux antennes CMA118/A ont été utilisées pour cette expérience. Elles présentent un diagramme omnidirectionnel dans la bande 1 GHz - 18 GHz (cf. section 2.2.3.3). L'antenne d'émission a été fixée sur un chariot mobile afin de faciliter son déplacement dans le bâtiment. Ce chariot était muni d'un bras tournant, ce qui a permis la mesure de 90 réponses impulsionnelles le long d'un cercle de 20 cm de rayon (cf. section 2.2.3.2). Ce montage a permis d'évaluer les variations locales du canal de propagation. L'antenne de réception a été fixée sur un mur à une hauteur de 2 m environ. En raison de l'asymétrie de son diagramme de rayonnement, cette antenne simulant le point d'accès a été orientée vers le bas, *i.e.* avec le plan de masse tourné vers le plafond. Enfin, on peut noter que jusqu'à trois amplificateurs ont été ajoutés dans la chaîne de mesure, suivant l'atténuation observée sur le lien radio.

Les mesures ont été réalisées dans les mêmes locaux que pour la campagne préliminaire, en environnement intérieur de bureau. Deux configurations de type réseau d'accès radio ont été étudiées. Dans les deux cas, l'émetteur, situé à une hauteur de 1,40 m, était considéré comme le terminal mobile. Le récepteur était considéré comme le point d'accès et a d'abord été placé dans une salle de réunion à une hauteur de 2,19 m, puis dans un couloir à une hauteur de 2,45 m. La figure 3.6 présente ces deux configurations. Dans chaque cas, des situations LOS et NLOS ont été rencontrées. La distance émetteur-récepteur a varié entre 1 m et 20 m. Sur la totalité des mesures, le bras tournant a été placé à plus de 120 positions différentes, ce qui

[(1)] Une partie des résultats de cette étude a été soumise pour publication dans la revue *IEEE Transactions on Vehicular Technology*.

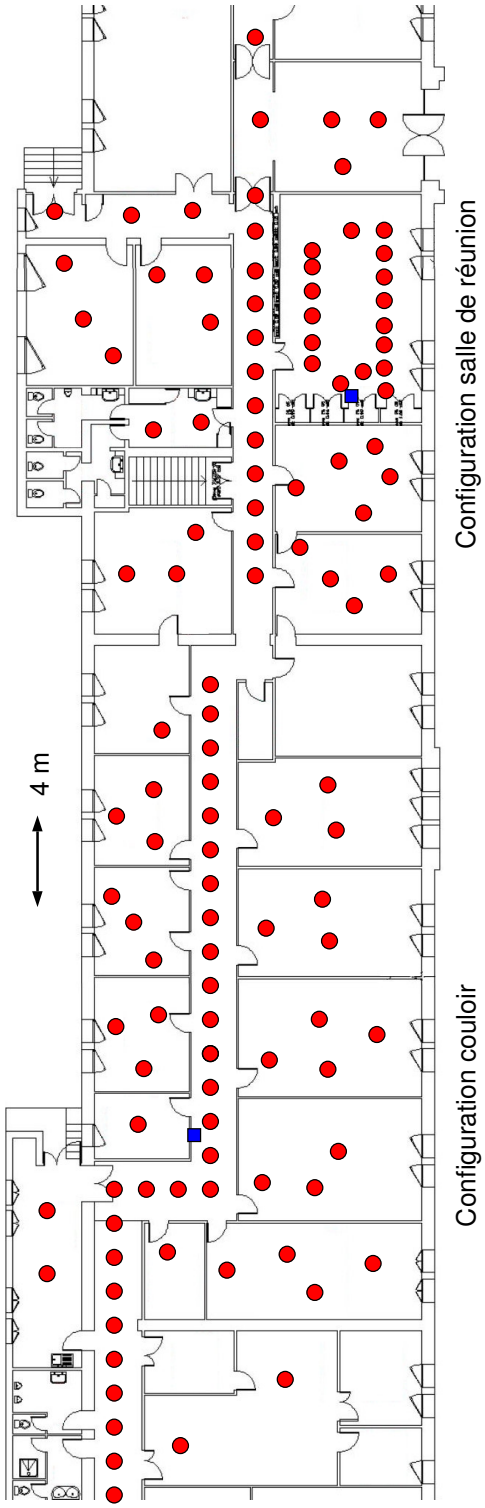


FIG. 3.6 – **Positionnement des mesures lors de la campagne de sondage UWB.** *Les carrés bleus représentent les positions fixes (récepteur), et les cercles rouges correspondent aux positions du bras tournant (émetteur).*

correspond à un ensemble de plus de 10 000 réponses impulsionnelles UWB disponibles pour une caractérisation statistique.

Avant l'exploitation des données, les mesures ont été calibrées à partir d'une mesure de référence réalisée en câblé. Comme pour la campagne de mesures préliminaire, les paramètres grande échelle (PDP, dispersion des retards, etc.) sont calculés en moyennant les 90 mesures réalisées autour du bras tournant. Les paramètres petite échelle (fluctuations spatiales de l'amplitude des rayons) sont obtenus en comparant l'ensemble des réponses impulsionnelles mesurées localement.

3.2.1.2 Analyse de l'antenne

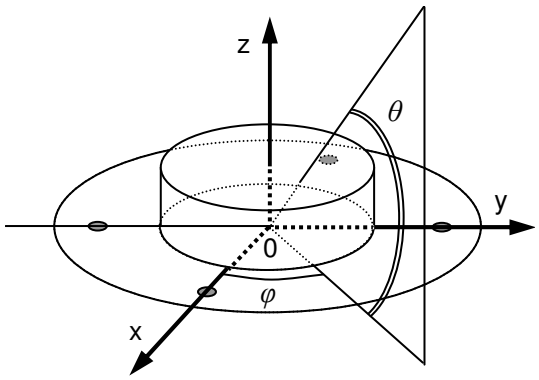


FIG. 3.7 – **Axe de référence de l'antenne CMA118/A.**

Lors d'un sondage effectué sur une bande de fréquences représentant plus d'une octave, l'antenne utilisée peut avoir un effet important sur les mesures. Nous avons vu en effet à la section 2.2.3.3 que le diagramme de rayonnement ne reste pas parfaitement omnidirectionnel lorsque la fréquence augmente. Nous avons donc réalisé une étude plus approfondie des antennes de mesure, présentée dans les paragraphes suivants. L'orientation de l'antenne utilisée dans les analyses est décrite dans la figure 3.7.

Pour l'une des antennes utilisées, la figure 3.8 présente le gain minimum, médian et maximum en azimut ϕ pour chaque élévation θ, aux fréquences de 3 GHz, 7 GHz, et 10 GHz. On peut remarquer que les caractéristiques de l'antenne varient de façon significative avec la fréquence. En particulier, le diagramme de rayonnement devient de moins en moins régulier en élévation à mesure que la fréquence augmente. En azimut, la figure 3.8 montre que le diagramme reste relativement constant pour une élévation et une fréquence données, même si la différence entre les gains minimal et maximal en azimut peut dépasser 20 dB (par exemple pour l'élévation $\theta = -30°$ à la fréquence de 7 GHz).

Afin d'évaluer l'influence de l'antenne sur les pertes par propagation lors de notre expérimentation, considérons le trajet direct dans une situation typique, illustrée par la figure 3.9. Lors de la campagne, l'émetteur a été placé à différentes distances du récepteur. Lorsque cette distance augmente, les pertes par propagation augmentent. Simultanément, l'angle d'élévation θ décroît. Ainsi, l'atténuation observée n'est pas seulement due à la variation de la distance entre émetteur et récepteur, mais également aux fluctuations du diagramme de rayonnement

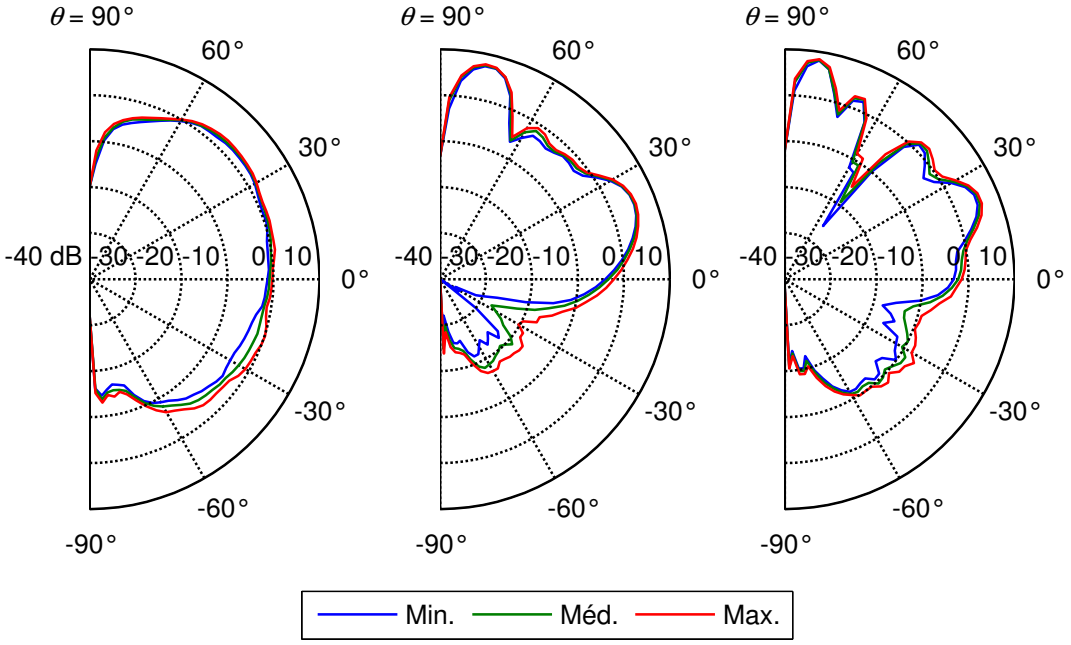


FIG. 3.8 – **Dispersion du diagramme de l'antenne CMA118/A en azimut.** *Gain minimum, médian et maximum en azimut pour chaque élévation, aux fréquences de 3 GHz (a), 7 GHz (b), et 10 GHz (c).*

des antennes en élévation. Des mesures ont été réalisées à des distances Δx variant de 1 m à 20 m. La différence de hauteur Δy était environ de 0,80 m dans la configuration « salle de réunion », et de 1 m dans la configuration « couloir ». Ainsi, le trajet direct présente une élévation θ variant globalement entre 2,3° et 45°. La figure 3.8 montre que dans cette zone, le diagramme de rayonnement présente des fluctuations légères, mais non négligeables. Étant donné que l'antenne de réception est retournée, l'atténuation du trajet direct due à l'antenne est la même à chaque extrémité du lien radio. On remarque que suivant la fréquence et la distance, la variation de puissance du trajet direct due aux antennes peut être importante, de l'ordre de 10 dB. En conséquence, l'effet de l'antenne doit être corrigé, afin d'éviter que les antennes n'introduisent des variations apparentes dans les coefficients de pertes par propagation en distance N_d et en fréquence N_f.

3.2.2 Pertes par propagation en fréquence

3.2.2.1 Effet de l'antenne

L'une des caractéristiques propres au canal UWB est la décroissance de la puissance reçue à mesure que la fréquence augmente. Dans une configuration idéale en espace libre, les pertes par propagation s'expriment par la formule de Friis, donnée par l'équation (1.51).

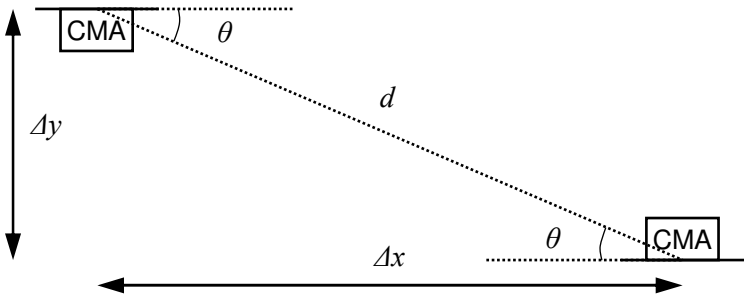


FIG. 3.9 – **Configuration des antennes lors de la mesure.** Δx *et* Δy *représentent respectivement les distances horizontale et verticale entre les deux antennes,* d *représente la distance réelle entre les deux antennes, et* θ *est l'angle d'élévation du trajet direct.*

Campagne de mesures	**Whyless.com** [Kunisch 02a]	**Université d'Aalborg** (étude d'antennes) [Kovács 03]	**Instit. for Infocomm Research** [Balakrishnan 04b]	**Samsung** [Chong 05]
N_f	1,6 à 2,8	-0,3 à 5,5	1,0 à 3,7	2,0 à 3,1

TAB. 3.1 – **Estimation du coefficient de pertes par propagation en fréquence pour différentes analyses du canal UWB.** *Les valeurs publiées ont été adaptées à la définition du paramètre* N_f *utilisée dans ce document.*

Cette formule implique que pour une distance d donnée, la fonction de transfert en puissance du canal, (cf. équation (1.53)), doit être proportionnelle à $-20\log(f)$. Dans la littérature, l'atténuation de la puissance reçue lorsque la fréquence augmente a été observée à l'occasion d'études sur les antennes [Kovács 03, Hoff 03], ou lors de mesures du canal UWB [Cheung 02, Kunisch 02a, Alvarez 03, Balakrishnan 04b, Haneda 04, Chong 05]. À titre d'exemple, le tableau 3.1 présente différentes estimations du coefficient de pertes par propagation en fréquence N_f. On peut remarquer que les valeurs du paramètre N_f varient sensiblement autour de la valeur théorique N_f = 2. D'autres approches de caractérisation ont également été avancées, certains auteurs ayant proposé de modéliser la fonction de transfert en puissance en dB selon une fonction exponentielle [Alvarez 03] ou affine [Haneda 04] de la fréquence. Notons cependant que toutes ces études considèrent les antennes comme une partie intégrante du canal de propagation, et sont donc difficilement généralisables.

Lors de l'analyse des pertes par propagation en fréquence, il convient de garder à l'esprit que le terme $20\log(f)$ de la formule de Friis est lié à l'aire effective d'une antenne isotrope idéale, tandis que les caractéristiques des antennes réelles sont prises en compte dans les gains $G_T(f)$ et $G_R(f)$. Les fonctions de transfert en puissance mesurées à l'aide d'antennes non idéales sont donc très sensibles à leur diagramme de rayonnement. Par exemple, la figure 3.10 présente une fonction de transfert en puissance mesurée dans une situation LOS, ainsi que l'atténuation théorique calculée selon l'équation (1.51). Pour ce cas théorique, les gains $G_T(f)$ et $G_R(f)$ ont été mesurés en chambre anéchoïde, à l'élévation θ correspondant à la configuration de mesure. On peut clairement observer l'effet prédominant des antennes : la

forme générale de la fonction de transfert en puissance mesurée suit en effet fidèlement les variations de gain des antennes.

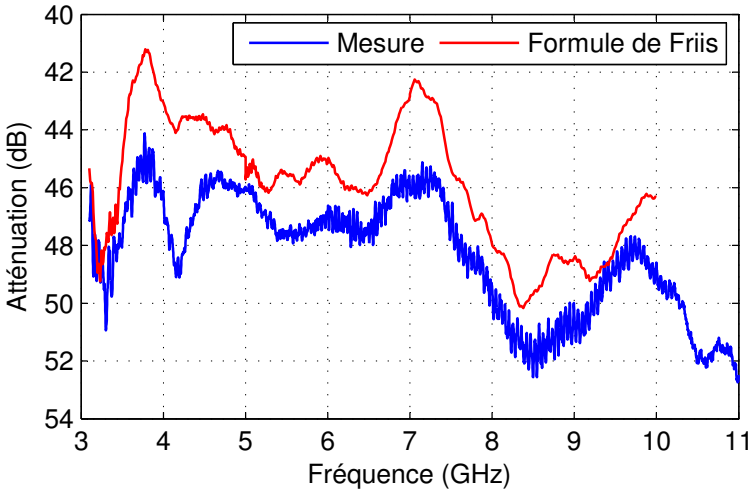


FIG. 3.10 – **Fonction de transfert en puissance mesurée comparée à la formule de Friis.**

3.2.2.2 Coefficient de pertes par propagation en fréquence

Pour évaluer la décroissance en puissance liée à la fréquence, nous avons étudié l'atténuation du canal à différentes fréquences régulièrement espacées entre 4 GHz et 10 GHz. Pour chaque point de mesure, les pertes par propagation $PL(f, d)$ ont été extraites de la fonction de transfert en puissance aux fréquences sélectionnées. Afin de supprimer la dépendance en distance, chaque fonction de transfert en puissance a été normalisée au préalable, de façon à ce que l'atténuation de la puissance reçue sur la totalité de la bande sondée soit de 0 dB. Les pertes par propagation ainsi normalisées $PL_{norm}(f)$ peuvent alors être comparées à un modèle de la forme :

$$PL_{norm}(f) = PL_{norm}(f_0) + 10N_f \log\left(\frac{f}{f_0}\right) + S(f) \tag{3.4}$$

où $S(f)$ représente un terme résiduel de moyenne nulle exprimant l'écart en dB entre la mesure et le modèle.

Les pertes par propagation normalisées et moyennées sur l'ensemble des positions de mesure sont représentées dans la figure 3.11. Dans un premier temps, aucune correction de l'effet des antennes n'a été appliquée (courbe bleue). On peut noter une augmentation des pertes par propagation avec la fréquence, mais il n'y a aucun moyen de distinguer les pertes en puissance liées au canal des variations du diagramme d'antenne. Dans ce cas, le coefficient de pertes par propagation en fréquence est N_f = 2,60. La dispersion des données mesurées autour de l'approximation linéaire est donnée par σ_S = 1,2 dB.

Dans un second temps, les gains d'antenne $G_T(f)$ et $G_R(f)$, mesurés en chambre anéchoïde, ont été soustraits de chaque fonction de transfert en puissance aux fréquences sélectionnées, avant le calcul des pertes par propagation (courbe rouge). Pour chaque antenne, le

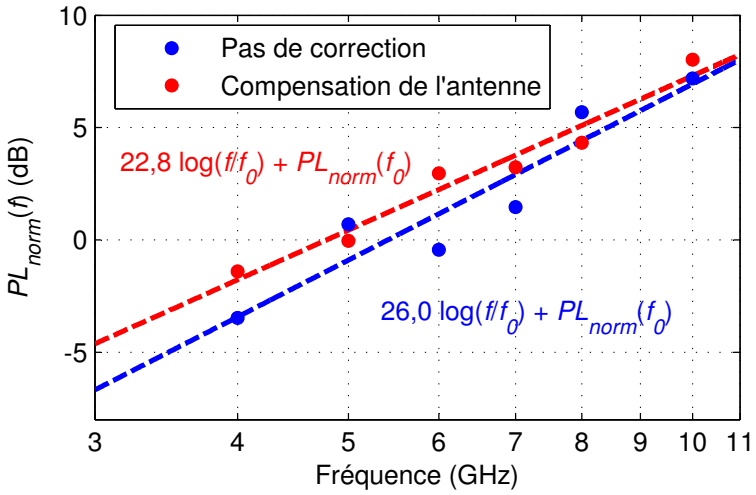


FIG. 3.11 – **Pertes par propagation normalisées moyennes en fonction de la fréquence.**

gain pris en compte correspond au gain du diagramme de rayonnement dans la direction du trajet direct émetteur-récepteur. Cette approche peut sembler simpliste *a priori*, car la puissance totale n'est pas reçue selon le trajet direct seulement, mais également via de nombreux trajets multiples provenant d'autres directions. Cependant, en l'absence de connaissance des directions de départ et d'arrivée de ces trajets secondaires, cette méthode permet une compensation raisonnable des effets de l'antenne. En effet, dans ce cas, la dispersion des points de mesure autour de l'approximation linéaire est réduite à σ_S = 0,6 dB. Le coefficient de pertes par propagation en fréquence décroît vers N_f = 2,28. Par rapport au niveau d'erreur introduit par les méthodes de mesure et de calcul, cette valeur peut être considérée proche de la théorie (N_f = 2). Nous recommandons donc d'utiliser une perte théorique de $20\log(f)$ lors de la modélisation du canal de propagation UWB. Cette approche a également été adoptée dans [Buehrer 03].

3.2.3 Pertes par propagation en distance

Dans la suite de l'analyse, nous proposons une étude des paramètres radio sur la bande d'analyse globale (3,1 GHz - 10,6 GHz), et sur sept bandes partielles de 528 MHz chacune, à des fréquences centrales espacées de 1 GHz entre 4 GHz et 10 GHz. Le but de cette procédure est d'étudier l'impact potentiel de la fréquence sur les caractéristiques du canal UWB. Nous avons vu que les antennes utilisées peuvent avoir un impact non négligeable sur les paramètres radio, à la fois en distance et en fréquence. Afin de minimiser cet effet, les données collectées ont été corrigées dans la mesure du possible en tenant compte du gain de chaque antenne mesuré dans la direction du lien émetteur-récepteur à la fréquence centrale de la bande considérée. Notons que pour la bande d'analyse UWB globale, les diagrammes d'antennes, mesurés tous les GHz, ont été interpolés en fréquence.

3.2.3.1 Bande d'analyse globale

Conformément à l'analyse précédente concernant les pertes en fréquence, l'ensemble des points de mesure a été ajusté à la formule générale de la forme :

$$PL(f,d) = PL(f_0,d_0) + 20\log\left(\frac{f}{f_0}\right) + 10N_d\log\left(\frac{d}{d_0}\right) + S(f,d) \qquad (3.5)$$

où f_0 représente la fréquence centrale de 6,85 GHz et d_0 est une distance arbitraire de 1 m.

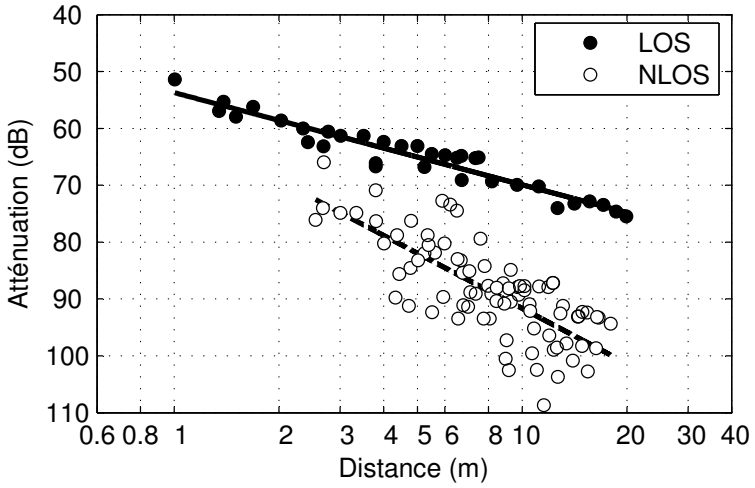


FIG. 3.12 – **Pertes par propagation en fonction de la distance.** *Chaque point représente l'atténuation médiane dans la bande FCC.*

Pour chaque point de mesure, nous avons pris en compte l'atténuation médiane sur la bande FCC, après recalage de chaque mesure fréquentielle sur la fréquence de référence f_0. Les coefficients ont été obtenus par régression linéaire, en séparant les situations LOS et NLOS. La figure 3.12 présente les résultats obtenus. Les points de mesure suivent principalement une décroissance linéaire en échelle logarithmique. Ceci correspond à une décroissance exponentielle de la puissance reçue avec la distance. En situation LOS, une valeur de N_d = 1,62 a été enregistrée, avec un écart-type σ_S = 1,7 dB. Dans le cas NLOS, les points de mesure sont plus dispersés, avec un coefficient de pertes par propagation en distance N_d = 3,22, et une dispersion donnée par σ_S = 5,7 [(2)]. Les valeurs de $PL(f_0,d_0)$ ont été respectivement évaluées à 53,7 dB et 59,4 dB. Le tableau 3.2 montre que ces valeurs concordent avec les autres analyses du canal UWB publiées dans la littérature. À titre de comparaison, les paramètres proposés par l'institut de normalisation ITU pour la modélisation de l'atténuation du canal UWB [ITU 04] ont également été reportés.

[(2)]Cette valeur importante de la dispersion dans le cas NLOS peut être expliquée par la diversité des situations de non-visibilité, l'obstruction entre l'émettueur et le récepteur pouvant résulter d'une simple cloison de plâtre ou de plusieurs murs porteurs.

Campagne de mesures	N_d		σ_S **(dB)**		$PL(f_0, d_0)$ **(dB)**	
	LOS	**NLOS**	**LOS**	**NLOS**	**LOS**	**NLOS**
UltRaLab [Cassioli 01]	2,4		5,9			
AT&T Labs - MIT [Ghassemzadeh 02a]	1,7	3,5	1,6	2,7	47	51
Time Domain Corporation [Yano 02]		2,1		3,55		
Intel Labs [Cheung 02]	1,72	4,09	1,48	3,63		
Whyless.com [Kunisch 02a]	1,58	1,96				
UCAN - CEA LETI [Keignart 03]	1,6 à 1,7	3,7 à 7,2				
Ultrawaves - Université de Oulu [Hovinen 03]	1,04 à 1,80	3,18 à 3,85				
UCAN - Université de Cantabria [Alvarez 03]	1,4	3,2 à 4,1				
New Jersey Instit. of Tech. [Dabin 03]	1,55 à 1,72		0,77 à 1,98			
NETEX - Virginia Tech [Muqaibel 03a]	1,58 à 1,60	2,41 à 2,60	1,6 à 1,9	3,3 à 6,1		
NETEX - Virginia Tech [Buehrer 03]	1,3	2,3 à 2,4	2,8 à 3,6	2,8 à 5,4		
AT&T - WINLAB [Ghassemzadeh 03b]	2,01 à 2,07	2,95 à 3,12	2,3 à 3,2	3,8 à 4,1	43,7 à 45,9	47,3 à 50,3
Université de Hong-Kong [Li 03]	1,8	3,4	0,6	3,2		
Ultrawaves - Université de Rome Tor Vergata [Cassioli 04a]	1,92	3,66	1,42	2.18	48,68	47,24
Instit. for Infocomm Research [Balakrishnan 04b]	1,8	1,8 à 2,1	1,5	2,4 à 4,2	36,6	46,4 à 52
ETH Zürich [Schuster 04]	1,2 à 1,6	2,2			49 à 51	45
Samsung [Chong 05]	1,18 à 2,48	2,18 à 2,69	0,93 à 1,50	1,43 à 4,69	46,5 à 50,1	41,3 à 47,3
ITU Recommendation [ITU 04]	1,7	3,5 à 7	1,5	2,7 à 4		
France Telecom - INSA	1,62	3,22	1,7	5,7	53,7	59,4

TAB. 3.2 – **Estimation des pertes par propagation en distance pour différentes analyses du canal UWB.**

Bande		N_d		σ_S **(dB)**		$PL(f_0, d_0)$ **(dB)**	
Largeur	Fréq. centrale	**LOS**	**NLOS**	**LOS**	**NLOS**	**LOS**	**NLOS**
528 MHz	4 GHz	1,44	2,93	2,2	5,5	54,9	60,9
	5 GHz	1,63	3,12	2,6	5,7	52,3	58,5
	6 GHz	1,50	2,82	2,8	6,1	55,1	62,9
	7 GHz	1,51	2,93	2,6	5,7	53,2	61,2
	8 GHz	1,81	3,43	3,6	6,2	51,2	58,1
	9 GHz	1,92	4,21	2,3	6,9	53,5	55,9
	10 GHz	1,91	3,46	2,1	6,3	52,3	57,9
7,5 GHz	6,85 GHz	1,62	3,22	1,7	5,7	53,7	59,4

TAB. 3.3 – **Coefficients de pertes par propagation pour différentes bandes de fréquences.**

3.2.3.2 Influence de la fréquence

Peu de résultats concernant l'influence de la fréquence sur les paramètres de pertes par propagation sont disponibles dans la littérature. Donlan *et al.* suggèrent une augmentation de la valeur du paramètre N_d avec la fréquence dans le cas NLOS [Donlan 04]. La référence [Cassioli 04c] décrit une croissance marquée de ce paramètre avec la fréquence en situation LOS, tandis que les mesures NLOS présentent la tendance opposée. Il faut remarquer que ces études considèrent les antennes comme faisant partie du canal, ce qui pourrait être à l'origine de ces observations contradictoires.

Le tableau 3.3 résume les valeurs obtenues lors de notre expérience pour les paramètres N_d, σ_S et $PL(f_0, d_0)$, calculés à partir des sept bandes partielles de 528 MHz [(3)]. Le coefficient de pertes par propagation N_d varie entre 1,44 et 1,92 dans le cas LOS, et entre 2,82 et 4,21 dans le cas NLOS. Bien qu'aucune tendance régulière ne soit observable, le coefficient de pertes par propagation semble prendre des valeurs plus élevées pour les hautes fréquences (8 GHz à 10 GHz). Cette légère augmentation peut provenir d'une variation des caractéristiques des matériaux constitutifs de l'environnement de mesure, mais reste cependant peu marquée. Les paramètres σ_S et $PL(f_0, d_0)$ ne semblent pas influencés par la fréquence centrale de la bande considérée.

Les résultats de mesure présentés dans [Lao 03] indiquent que la permittivité complexe du béton et du plâtre est relativement stable sur la bande définie pour les communications UWB. De même, la référence [Muqaibel 03b] décrit de faibles variations des pertes par transmission entre les fréquences basses et hautes du spectre UWB, pour le béton et le bois (moins de 2 dB). Les matériaux de construction mentionnés constituent la majorité des cloisons de notre environnement de mesure. Il est donc cohérent d'observer une certaine stabilité dans les propriétés de propagation du canal radio UWB.

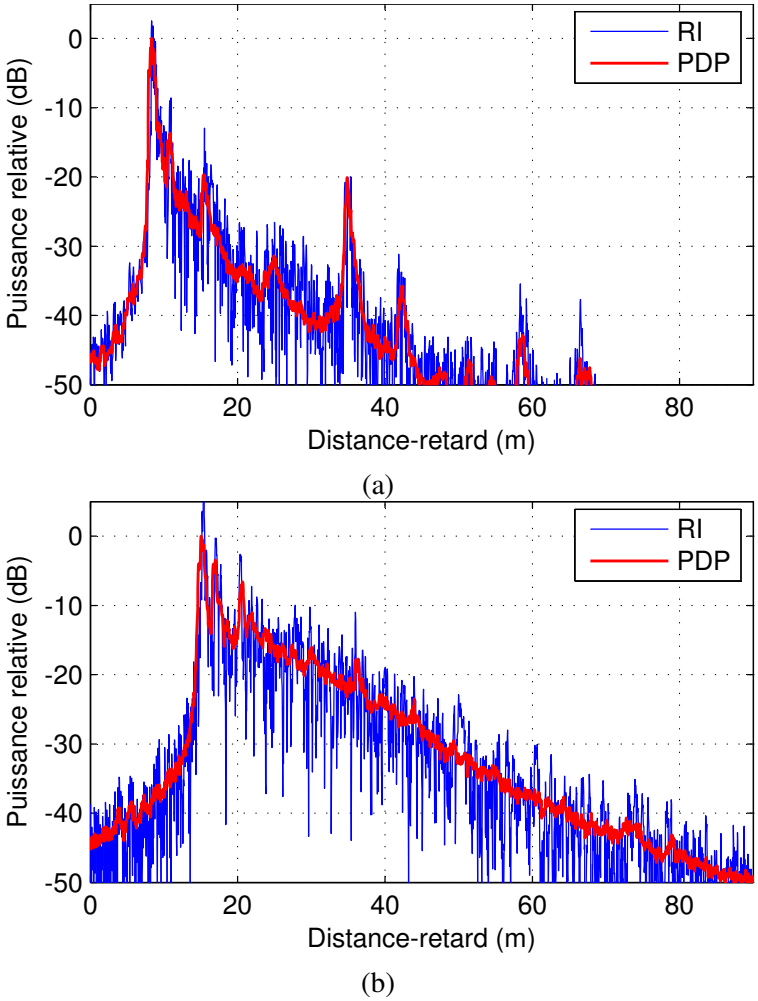


FIG. 3.13 – **PDP et réponse impulsionnelle typiques.** *Configurations LOS (a) et NLOS (b).*

3.2.4 Paramètres grande échelle

La figure 3.13 présente des PDP typiques mesurés en configurations LOS et NLOS, ainsi que l'une des 90 réponses impulsionnelles. Ici encore, le retard de l'axe des abscisses a été converti en longueur de trajet en mètres, pour faciliter l'interprétation des trajets principaux. Dans les deux situations LOS et NLOS, on peut observer un ou plusieurs *clusters*, correspondant à un trajet principal suivi d'une décroissance exponentielle de puissance diffuse. Dans le cas LOS, les cloisons ou les meubles à proximité du lien radio produisent d'importants échos réfléchis ou diffractés, ce qui explique la présence de « pics » dans le PDP. Nous avons ainsi pu observer un écart de 10 dB à 20 dB entre la puissance du premier trajet de chaque *cluster* et la puissance des trajets secondaires. La forme générale du PDP est globalement plus lisse dans le cas NLOS.

3.2.4.1 Dispersion des retards

La dispersion des retards τ_{RMS} a été calculée pour chaque PDP mesuré, sur la globalité de la bande 3,1 GHz - 10,6 GHz. Afin de minimiser l'effet du bruit, un seuil situé 20 dB au-dessous du maximum du PDP a été utilisé. En conséquence, une dizaine de mesures réalisées en situation NLOS et dont le niveau de bruit était situé à moins de 25 dB du maximum du PDP n'ont pas été prises en compte dans cette étude. Sur l'ensemble des mesures en configuration LOS, la valeur moyenne de la dispersion des retards est τ_{RMS} = 4,1 ns, avec un écart-type σ_τ = 2,7 ns. Dans la configuration NLOS, la dispersion des retards moyenne est τ_{RMS} = 9,9 ns, avec un écart-type σ_τ = 5,0 ns. Le tableau 3.4 présente les résultats publiés lors d'autres analyses du canal radio UWB. Nos valeurs de τ_{RMS} sont en accord avec certaines expérimentations antérieures, bien que ce paramètre, très lié à l'environnement de mesure et dépendant également du dispositif expérimental, varie sensiblement d'une expérience à l'autre. La variété des valeurs publiées peut également s'expliquer par les différents niveaux de seuil utilisés [Cassioli 04a].

Dans le but d'observer l'évolution de ces paramètres avec la fréquence, les valeurs moyennes de τ_{RMS} calculées pour sept bandes partielles de 528 MHz chacune sont représentées dans la figure 3.14 en fonction de la fréquence centrale de chaque bande. Pour chaque bande, la valeur de σ_τ est représentée par la longueur de la ligne verticale. Les valeurs de τ_{RMS} et de σ_τ obtenues dans chaque bande partielle sont relativement proches des valeurs relevées pour la bande d'analyse globale UWB. Comme on peut le voir, la dispersion des retards n'est pas influencée par la fréquence. Ces observations ont également été faites par l'université de Oulu à partir de mesures réalisées dans la bande 1 GHz - 11 GHz [Jämsä 04]. Enfin, comme lors de la campagne préliminaire, nous avons pu remarquer que la dispersion des retards est fortement corrélée aux pertes par propagation.

D'autres paramètres peuvent être calculés pour caractériser la dispersion introduite par le canal de propagation. Nous en avons caractérisé deux sur la bande d'analyse globale UWB. Associée à la dispersion des retards, la fenêtre des retards donne une idée plus précise de l'étalement de la réponse impulsionnelle. Sur l'ensemble des mesures LOS, la fenêtre des retards à 75% moyenne est $W_{75\%}$ = 7,6 ns, avec un écart-type σ_W = 5,8 ns. En situation NLOS, nous avons observé une fenêtre des retards moyenne $W_{75\%}$ = 23,7 ns, avec un écart-

[3] Pour toutes les bandes, nous avons conservé les paramètres f_0 = 6,85 GHz et d_0 = 1 m.

Campagne de mesures	τ_{RMS} (ns)		σ_τ (ns)	
	LOS	**NLOS**	**LOS**	**NLOS**
UCAN - CEA LETI [Keignart 03]	10,9 à 12,2	9,9 à 22,4	1,9 à 2,1	1,4 à 9,5
Time Domain Corporation (DSO) [Pendergrass 02]	5,27	8,78 à 14,59		
Time Domain Corporation (corrélateur) [Yano 02]		5,72		5,22
AT&T Labs - MIT [Ghassemzadeh 02a]	4,7	8,2	2,3	3,3
New Jersey Instit. Of Tech. [Dabin 03]	7,71 à 17,34			
NETEX - Virginia Tech [Buehrer 03]	0,53 à 4,55	2,30 à 18,50		
AT&T - WINLAB [Ghassemzadeh 03a]	3,38 à 5,49	7,31 à 8,15	1,58 à 1,63	2,45 à 3,47
Université de Hong-Kong [Li 03]	19,9	14,3	1,8	2,8
Université de Lund [Karedal 04b]	28 à 31	34 à 40		
Instit. of Infocomm Research [Balakrishnan 04b]	15,6	18,7 à 23,6		
ETH Zürich [Schuster 04]	21,08 à 53,62	31,11 à 74,08	1,63 à 3,37	1,87 à 7,04
Samsung [Chong 05]	12,48 à 14	26,51 à 38,61	1,53 à 1,87	5,22 à 8,03
France Telecom - INSA	4,1	9,9	2,7	5

TAB. 3.4 – **Estimation de la dispersion des retards pour différentes analyses du canal UWB.**

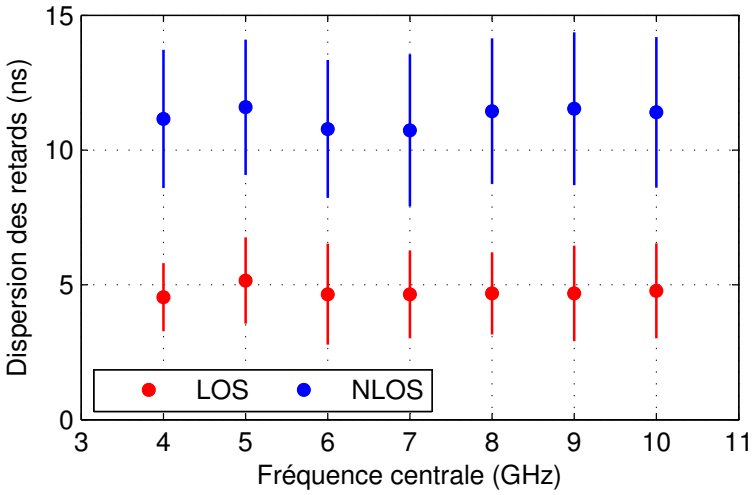


FIG. 3.14 – **Dispersion des retards moyenne pour différentes bandes partielles.** *La longueur de la ligne verticale représente l'écart-type correspondant.*

type σ_W = 11,8 ns. La bande de cohérence du canal est également utile pour dimensionner des systèmes à diversité fréquentielle. La bande de cohérence à 90% moyenne a été mesurée à $B_{c,90\%}$ = 26,2 MHz dans le cas LOS, et $B_{c,90\%}$ = 8,8 MHz dans le cas NLOS. Les écarts-types correspondants sont respectivement σ_B = 28,2 MHz et σ_B = 11,7 MHz.

3.2.4.2 Coefficients de décroissance exponentielle

Les PDP typiques présentés dans la figure 3.13 montrent que la puissance reçue se groupe en différents *clusters*, correspondant aux trajets principaux. On caractérise généralement la décroissance de la puissance reçue avec le retard à l'aide des coefficients de décroissance exponentielle inter- et intra-*cluster*, que l'on note respectivement Γ et γ (cf. section 1.2.3.1). Ces coefficients ont été estimés sur la bande d'analyse globale afin de calibrer notre modèle de réponse impulsionnelle UWB.

Pour évaluer ces paramètres, nous avons identifié visuellement les zones correspondant aux *clusters* de chaque PDP mesuré. Cette technique est également utilisée dans [Karedal 04a]. Dans chaque zone ainsi délimitée, une régression linéaire réalisée sur les retards situés entre le maximum et le minimum du PDP (exprimé en dB) a permis d'extraire le coefficient de décroissance exponentielle intra-*cluster* γ. Le coefficient de décroissance inter-*clusters* Γ est obtenu par régression linéaire sur les maxima de chaque *cluster*. Dans tous les cas, nous ne conservons que les parties du PDP situées à plus de 5 dB du niveau de bruit. La figure 3.15 illustre cette extraction de paramètres.

Sur l'ensemble des PDP mesurés en situation LOS, nous avons identifié entre 3 et 8 *clusters*, avec un nombre moyen de 5,6 *cluster* par position de mesure. Le paramètre Γ moyen a été évalué à Γ = 15,7 ns, avec un écart-type correspondant σ_Γ = 5,0 ns. Le coefficient de décroissance intra-*cluster* moyen a été mesuré à γ = 7,5 ns, avec un écart-type σ_γ = 6,4 ns. En configuration NLOS, les PDP présentent entre 1 et 4 *clusters* (moyenne de 2,4). Les coef-

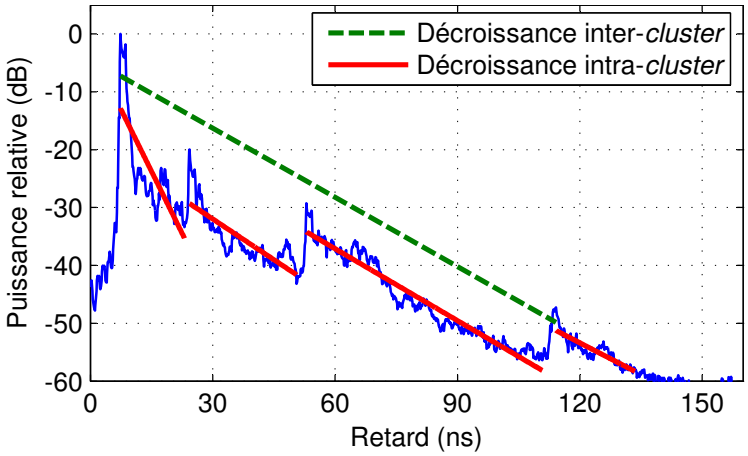


FIG. 3.15 – **Extraction des coefficients de décroissance exponentielle inter- et intra-*cluster*.**

ficients de décroissance exponentielle inter- et intra-*cluster* ont été estimés à Γ = 16,5 ns et γ = 12,0 ns, avec des écarts-types respectifs σ_Γ = 7,4 ns et σ_γ = 7,0 ns.

Le tableau 3.5 compare ces valeurs expérimentales aux résultats publiés à l'occasion d'expérimentations similaires. Lors de certaines analyses [Cassioli 02, Alvarez 03], l'ensemble du PDP a été considéré comme un *cluster* unique, ce qui explique le manque de résultats concernant Γ. La valeur des paramètres Γ et γ se situe généralement entre 7 ns et 30 ns, même si des valeurs plus importantes peuvent être observées [Cramer 02, Alvarez 03, Chong 04a]. La décroissance inter-*cluster* est généralement plus importante que la décroissance intra-*cluster*. Les résultats publiés dans [Karedal 04b] constituent un cas particulier où cette tendance est inversée, et où les valeurs de Γ et γ sont très faibles. Ceci peut provenir de l'environnement de mesure, l'expérimentation ayant eu lieu dans une usine. Pour cette expérimentation, une dépendance du paramètre γ avec le retard a été observée. La référence [Cramer 02] suggère que le coefficient Γ est lié à l'architecture du bâtiment, tandis que γ est déterminé par les objets à proximité de l'antenne de réception. La diversité des environnements sondés peut donc expliquer la variété des résultats obtenus.

Afin d'observer l'évolution de la pente globale du PDP avec la fréquence, nous avons calculé un paramètre γ simplifié, en considérant l'ensemble du PDP comme un *cluster* unique. L'estimation a été faite sur chacune des sept bandes partielles de 528 MHz centrées tous les GHz entre 4 GHz et 10 GHz. De rares points de mesure, où l'estimation a conduit à des résultats visiblement erronés, n'ont pas été pris en compte dans cette étude [(4)]. La valeur moyenne du paramètre γ, calculée sur l'ensemble des points de mesure valides, est représentée en fonction de la fréquence dans la figure 3.16. Les écarts-types correspondants sont représentés par les lignes verticales. Il n'y a clairement pas de dépendance du coefficient de décroissance exponentielle γ avec la fréquence centrale de chaque bande.

[(4)] Pour quelques mesures, l'estimation a en effet conduit à une valeur de γ négative, ce qui correspond à une pente du PDP positive.

Campagne de mesures	Γ **(ns)**		γ **(ns)**	
	LOS	**NLOS**	**LOS**	**NLOS**
Whyless.com [Kunisch 02a]			13,6	
UltRaLab [Cassioli 02]			16,1	
UltRaLab [Cramer 02]	27,9		84,1	
UCAN - CEA LETI [Keignart 03]	14,5 à 21	9 à 20	6 à 8	5 à 15
UCAN - Université de Cantabria [Alvarez 03]			100	125 à 167
NETEX - Virginia Tech [Buehrer 03, McKinstry 03]	7,1	21	2	8
Intel Labs [Foerster 03b]	7,6	16	1,6	8,5
Ultrawaves - Université de Rome Tor Vergata [Cassioli 04b]		13	10,83 à 13,97	7 à 58
Université de Lund [Karedal 04b]	2,63	4,94	4,58	5,58
Samsung [Chong 04a]	22,1 à 24,0	36,9 à 51,5	14,3 à 30,8	27,4 à 38,6
Instit. of Infocomm Research [Balakrishnan 04b]	27,8	24,6 à 30,4	14,1	25,3 à 33,8
France Telecom - INSA	15,7	16,5	7,5	12,0

TAB. 3.5 – **Estimation de la décroissance exponentielle du PDP pour différentes analyses du canal UWB.** *Les valeurs publiées ont été adaptées à la définition des paramètres* Γ *et* γ *utilisée dans ce document.*

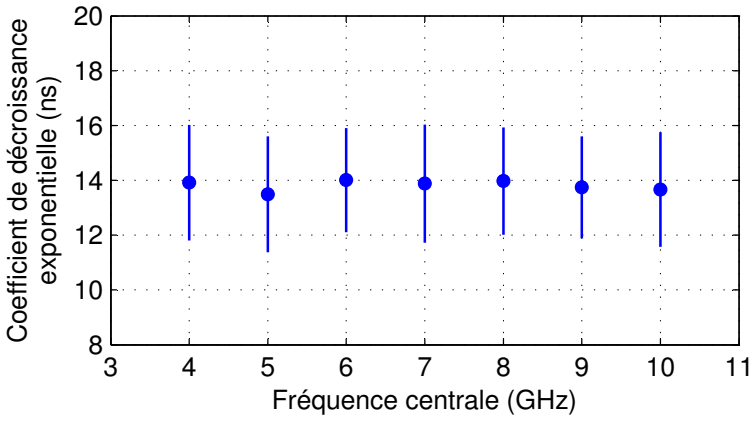


FIG. 3.16 – **Coefficient de décroissance exponentielle moyen pour différentes bandes partielles.** *La longueur de la ligne verticale représente l'écart-type correspondant.*

3.2.4.3 Coefficients de décroissance en puissance

L'hypothèse de décroissance exponentielle pour l'amplitude des *clusters* et des rayons a été introduite par Saleh et Valenzuela à partir de leur observation du canal radio large bande en intérieur [Saleh 87]. Comme nous l'avons vu, les coefficients de décroissance exponentielle inter- et intra-*cluster* ont ainsi été calculés pour de nombreuses campagnes de mesures du canal UWB.

En analysant nos résultats de mesure, nous avons cependant observé que la décroissance exponentielle n'était pas entièrement satisfaisante pour modéliser la pente du PDP. En effet, en suivant cette hypothèse, le PDP exprimé en échelle logarithmique devrait présenter une décroissance linéaire avec le retard. L'ensemble du PDP ainsi que chaque *cluster* devraient ainsi présenter une forme triangulaire. Cette forme générale n'est pas représentative de nos observations. Par exemple, dans le cas présenté dans la figure 3.15, l'atténuation entre *clusters* successifs est moins importante pour les retards les plus élevés.

En considérant les échos successifs du trajet direct, on peut identifer deux sources d'atténuation. D'une part la propagation du front d'onde sur un trajet plus long induit une atténuation plus importante. D'autre part, les échos retardés subissent un plus grand nombre de phénomènes de propagation, qui peuvent être de nature différente, comme la réflexion ou la diffraction. Cette interprétation physique suggère de modéliser l'atténuation des trajets multiples selon une approche similaire à celle des pertes par propagation en distance. Nous rappelons que dans ce cas, l'atténuation observée à une distance émetteur-récepteur d est proportionnelle à d^{-N_d}, où N_d représente le coefficient de pertes par propagation. En ce qui concerne les rayons de la réponse impulsionnelle, la longueur d'un trajet de propagation est proportionnelle à son retard. Nous proposons donc une adaptation du modèle de Saleh et Valenzuela, en recommandant une décroissance selon une fonction de type puissance pour l'amplitude des *clusters* et des rayons. Dans le formalisme traditionnel présenté à la section 1.2.3.1, nous modifions l'amplitude $\beta_{k,l}$ du k^{e} rayon dans le l^{e} *cluster* (cf. équation (1.50))

par la formule suivante :

$$\beta_{kl}^2 = \beta_{11}^2 \left(\frac{T_l}{T_1}\right)^{-\Omega} \left(\frac{\tau_{k,l} + T_l}{T_l}\right)^{-\omega} \tag{3.6}$$

où T_l représente le retard associé au l^{e} *cluster* et $\tau_{k,l}$ est le retard relatif du k^{e} rayon à l'intérieur l^{e} *cluster*. Les paramètres Ω et ω sont respectivement appelés coefficients de décroissance en puissance inter-*clusters* et intra-*cluster*. Cette approche conduit à la représentation théorique de la réponse impulsionnelle présentée dans la figure 3.17.

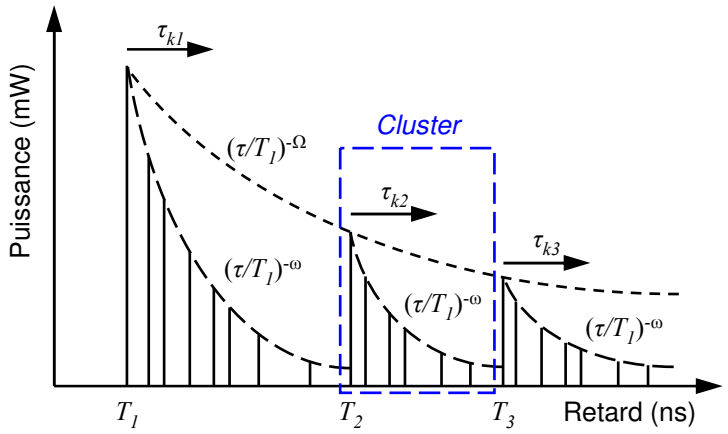


FIG. 3.17 – **Profil puissance-retard : adaptation du formalisme de Saleh et Valenzuela.**

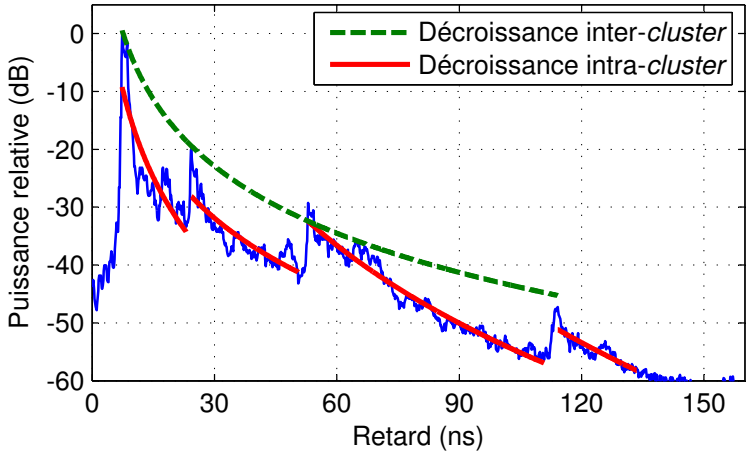


FIG. 3.18 – **Extraction des coefficients de décroissance en puissance inter- et intra-*cluster*.**

Comme pour le cas de la décroissance exponentielle, nous avons estimé les valeurs des paramètres Ω et ω par régression linéaire sur les *clusters* du PDP, en représentant cette fois les retards suivant une échelle logarithmique. Dans chaque cas, nous avons calculé l'écart-type σ_ε de l'erreur en dB entre le modèle et la mesure, afin de valider l'approche proposée. La

figure 3.18 illustre l'extraction des paramètres Ω et ω. Elle peut être comparée aux résultats présentés dans la figure 3.15.

Pour la décroissance inter-*clusters*, le passage d'une décroissance exponentielle à une décroissance en puissance fait chuter l'écart-type σ_ε moyen de 4,8 dB à 2,9 dB dans le cas LOS, et de 2,4 dB à 1,7 dB dans le cas NLOS. Ceci valide le modèle proposé, qui est plus proche de nos mesures expérimentales. Pour la décroissance intra-*cluster*, l'apport du nouveau modèle est moins marqué. L'erreur moyenne de modélisation σ_ε passe en effet de 1,9 dB à 1,8 dB dans le cas LOS, et de 1,7 dB à 1,6 dB dans le cas NLOS. Ceci s'explique par la faible durée des *clusters*, sur laquelle la décroissance exponentielle et la décroissance en puissance présentent peu de différence. Néanmoins, par souci d'homogénéité du modèle, nous conserverons notre approche pour la décroissance intra-*cluster* également.

Sur l'ensemble des mesures réalisées en situation LOS, nous avons observé les paramètres moyens $\Omega = 4{,}4$ et $\omega = 14{,}3$ avec les écarts-types respectifs $\sigma_\Omega = 1{,}6$ et $\sigma_\omega = 11{,}3$. En situation NLOS, les valeurs moyennes obtenues sont $\Omega = 3{,}9$ et $\omega = 10{,}2$ avec les écarts-types $\sigma_\Omega = 1{,}3$ et $\sigma_\omega = 11{,}0$.

Enfin, pour la configuration LOS, nous avons pu observer une différence importante entre la puissance du trajet principal de chaque *cluster* et celle des rayons suivants, qui se manifeste par la présence de « pics » dans le PDP. Ceci peut être observé dans l'exemple de la figure 3.18. Afin de tenir compte de ce phénomène, nous avons extrait la pente intra-*cluster* en excluant le trajet principal. Un rapport G entre la puissance réelle du trajet principal et sa puissance théorique est alors calculé. Cette approche a également été appliquée dans [Cassioli 02] et [Kunisch 03b]. Dans ce cas, le coefficient moyen de décroissance en puissance devient $\omega' = 8{,}9$. Sur l'ensemble des *clusters* observés en situation LOS, la valeur moyenne du rapport G est de 12 dB, indépendamment du retard associé à chaque *cluster*.

3.2.4.4 Taux d'arrivée des *clusters* et des rayons

Étude des clusters

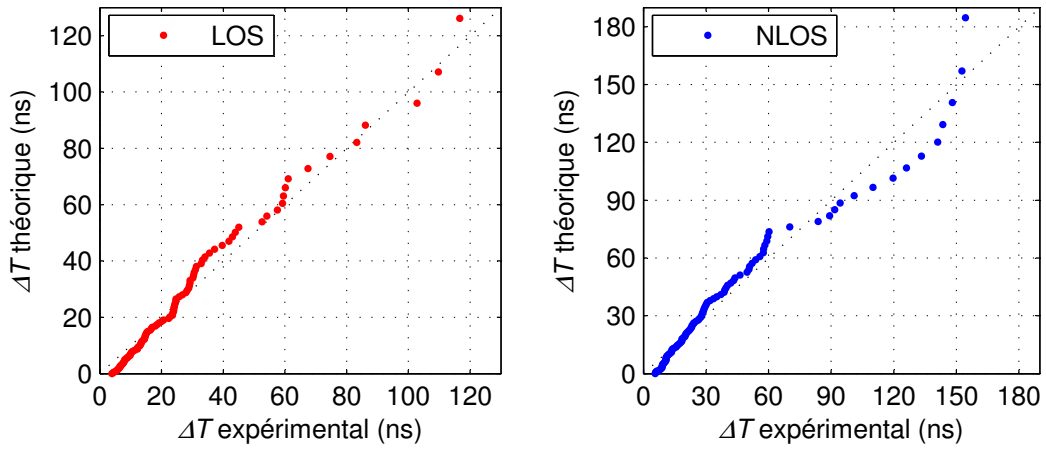
Dans le but de connaître la loi d'arrivée d'un nouveau *cluster*, nous avons étudié l'instant d'arrivée du l^{e} *cluster*, noté T_l, sur l'ensemble des PDP mesurés présentant plus d'un *cluster*. Il s'agit du retard correspondant au maximum du PDP dans la zone contenant chaque *cluster*, identifiée comme précédemment. Notons que dans certains cas, le maximum local du PDP ne correspond pas exactement à l'instant d'arrivée du *cluster*, mais cette métrique reste suffisamment précise pour notre étude, par rapport à la durée d'un *cluster*. Nous nous intéressons ensuite à la distribution des durées inter-*clusters* ΔT, calculées comme suit :

$$\Delta T = T_{l+1} - T_l, \qquad l \in [1; L-1] \tag{3.7}$$

où L représente le nombre de *clusters* dans le PDP.

Sur l'ensemble des PDP contenant plus d'un *cluster*, la durée inter-*cluster* moyenne est $\Delta T = 27,4$ ns en situation LOS, et ΔT = 40,1 ns en situation NLOS. Les graphiques de la figure 3.19 sont des diagrammes quantile-quantile, représentant en abscisse les quantiles de la distribution expérimentale de ΔT, et en ordonnée les quantiles théoriques d'une distribution exponentielle de paramètre $\Lambda = \frac{1}{27{,}4 \text{ ns}} = 36,5$ MHz pour le cas LOS et $\Lambda = \frac{1}{40{,}1 \text{ ns}} =$

24, 9 MHz pour le cas NLOS. Dans les deux cas, l'alignement de la courbe sur la diagonale du diagramme montre que la distribution exponentielle est une approximation raisonnable pour modéliser la durée inter-*cluster*. Ceci confirme que l'arrivée d'un *cluster* peut être considérée comme un processus de Poisson, comme le propose le formalisme de Saleh et Valenzuela (cf. section 1.2.3.1).



(a) (b)

FIG. 3.19 – **Diagrammes quantile-quantile de la durée inter-*cluster*.** *Quantiles expérimentaux et quantiles théoriques correspondant à une distribution exponentielle de paramètre* $\Lambda = 36,5$ *MHz dans le cas LOS (a), et* $\Lambda = 24,9$ *MHz dans le cas NLOS (b).*

Étude des rayons

L'étude du taux d'arrivée des rayons s'avère quelque peu plus complexe que dans le cas des *clusters*. En effet, les échos individuels dus aux différents trajets multiples ne sont pas directement détectables sur le PDP. En raison de la bande fréquentielle limitée de la mesure, chaque écho est reçu sous la forme d'une impulsion de durée non nulle. La réponse impulsionnelle est une forme d'onde continue composée de la somme de ces contributions individuelles, ayant subi des affaiblissements et des rotations de phase différents.

Diverses méthodes existent pour extraire les informations de retard et d'amplitudes des principaux trajets composant une réponse impulsionnelle. La méthode CLEAN, initialement utilisée en radioastronomie [Högbom 74], a été adoptée à diverses reprises pour la caractérisation du canal radio UWB [Yano 02, Pendergrass 02]. Cette méthode a été modifiée par l'université de Californie du Sud pour l'étude des directions d'arrivée [Cramer 02]. L'Institut de Technologie de Tokyo utilise un algorithme basé sur la méthode haute résolution SAGE permettant également l'analyse des directions d'arrivée [Haneda 03]. Notons que ces deux dernières études sont basées sur des mesures réalisées avec un réseau important de capteurs co-localisés.

Pour notre étude, l'identification des rayons a été réalisée en se basant sur l'algorithme *Frequency Domain Maximum Likelihood* (FDML) [Denis 03, Lee 02]. Moyennant quelques

adaptations, cette méthode permet d'obtenir une description du canal proche de la mesure, en un temps de calcul raisonnable. La recherche des rayons se fait de manière itérative, à partir de la réponse impulsionnelle sous sa forme réelle $h_{\Re}(\tau)$. On vise donc une description du canal de la forme :

$$h_{\Re}(\tau) = \sum_{k=1}^{K} \beta_k \delta(\tau - \tau_k) \tag{3.8}$$

où K représente le nombre de rayons, et β_k et τ_k l'amplitude réelle et le retard associés au k^{e} rayon. Le paramètre β_k peut éventuellement prendre des valeurs négatives, afin de tenir compte des inversions de phase liées à certaines interactions, comme les réflexions.

L'ensemble de l'algorithme FDML est rappelé dans l'annexe C.1, nous ne le décrivons ici que succinctement. À chaque itération, un nouveau rayon est détecté en cherchant le maximum de corrélation entre la réponse impulsionnelle mesurée, et un signal modèle, correspondant à la réponse du sondeur. À la différence de l'algorithme CLEAN, la méthode FDML propose alors une optimisation de l'ensemble des rayons courants, obtenue en minimisant l'erreur entre le spectre mesuré et le spectre reconstruit dans le domaine fréquentiel. Cette optimisation présente deux avantages. D'une part, elle permet de résoudre des conflits dus aux trajets superposés, qui ne correspondent pas toujours à un pic de corrélation. D'autre part, le travail dans le domaine fréquentiel évite les limitations de résolution liées à l'échantillonnage dans le domaine temporel. Avant l'itération suivante, on calcule la réponse impulsionnelle résiduelle, en soustrayant les rayons optimisés de la réponse impulsionnelle mesurée.

Tel qu'il est décrit dans [Denis 03], la principale limitation de l'algorithme FDML réside dans la phase d'optimisation. En effet, lors de la recherche du k^{e} rayon, il faut minimiser une fonction de $2k$ variables réelles (k amplitudes et k retards.), ce qui est un problème complexe et coûteux en temps de calcul. Pour accélérer le déroulement de l'algorithme, nous avons apporté deux modifications à la procédure d'optimisation, décrites en détail dans l'annexe C.2.

Pour notre étude du taux d'arrivée des rayons, l'algorithme FDML modifié a été appliqué à l'une des 90 réponses impulsionnelles de chaque point de mesure. La recherche des rayons a été effectuée sur une profondeur des retards maximale de 150 ns. Le critère d'arrêt de l'algorithme a été fixé sur l'amplitude minimale des rayons détectés, qui devait rester à moins de 40 dB du maximum de la réponse impulsionnelle, et à plus de 10 dB du niveau du bruit.

À partir de ces informations, nous avons étudié l'instant d'arrivée du k^{e} rayon, sur l'ensemble des réponses impulsionnelles sélectionnées. Comme dans le cas des *clusters*, nous nous intéressons ensuite à la distribution des durées inter-rayons, définies par :

$$\Delta\tau = \tau_{k+1} - \tau_k, \qquad k \in [1; K-1] \tag{3.9}$$

où K représente le nombre de rayons dans la réponse impulsionnelle. Afin d'éviter les artéfacts liés au seuil de détection, nous avons uniquement considéré l'arrivée des rayons situés à plus de 5 dB de ce seuil.

Sur l'ensemble des points de mesure relevés en configurations LOS et NLOS, la durée inter-rayon moyenne est respectivement évaluée à $\Delta\tau$ = 0,168 ns et $\Delta\tau$ = 0,161 ns. Comme dans le cas des *clusters*, nous proposons un diagramme quantile-quantile pour confronter la distribution expérimentale de $\Delta\tau$ à une distribution exponentielle de paramètre $\lambda = \frac{1}{0{,}168 \text{ ns}} =$

$5,95$ GHz dans le cas LOS et $\lambda = \frac{1}{0{,}161 \text{ ns}} = 6,19$ GHz dans le cas NLOS. La figure 3.20 présente les résultats obtenus. Contrairement au cas des *clusters*, la distribution expérimentale s'éloigne quelque peu de la distribution exponentielle, que l'on se place en situation LOS ou NLOS. Ceci peut provenir de la résolution temporelle des mesures, qui impose une limite à l'algorithme d'identification des rayons. Ainsi, les durées inter-rayons très faibles sont sous-représentées. La forme générale de la distribution expérimentale reste cependant proche d'une distribution exponentielle. En raison de sa simplicité d'expression, c'est donc cette loi exponentielle qui sera utilisée pour la modélisation de la réponse impulsionnelle du canal UWB.

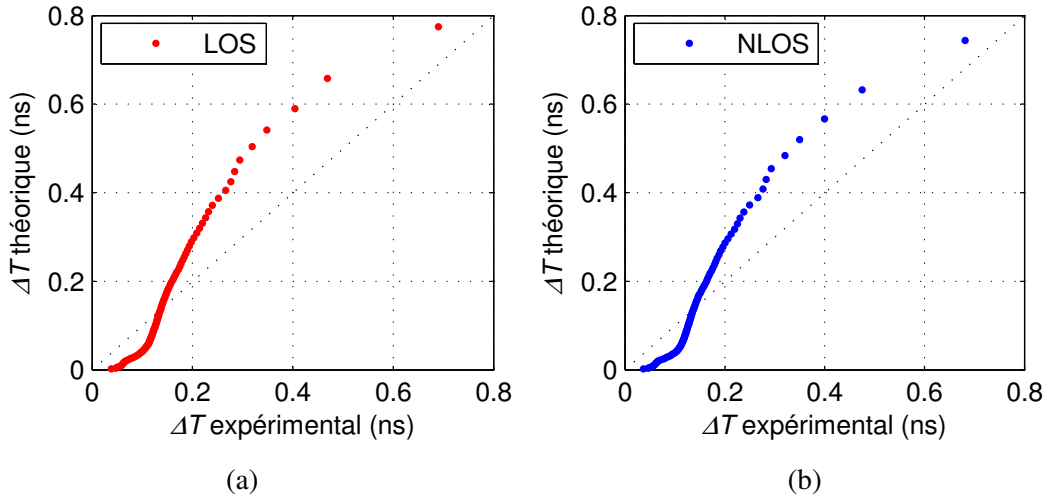


FIG. 3.20 – **Diagrammes quantile-quantile de la durée inter-rayons.** *Quantiles expérimentaux et quantiles théoriques correspondant à une distribution exponentielle de paramètre λ = 5,95 GHz dans le cas LOS (a) et λ = 6,19 GHz dans le cas NLOS (b).*

Nos valeurs expérimentales des taux d'arrivée des *clusters* Λ et des rayons λ sont comparées aux résultats disponibles dans la littérature dans le tableau 3.6. Concernant le taux d'arrivée des *clusters*, les valeurs généralement observées sont de l'ordre de quelques dizaines à plusieurs centaines de MHz. La durée moyenne séparant deux *clusters* est donc de l'ordre de 10 ns à 100 ns. La présence d'un *cluster* dans le PDP correspond à un trajet principal, formé par des transmissions ou des réflexions sur les cloisons, le plafond ou le sol du bâtiment. Le paramètre Λ est donc très lié à la structure du bâtiment où se déroulent les mesures. Le taux d'arrivée des rayons, λ, présente des valeurs très variables suivant l'expérimentation. Les valeurs obtenues dépendent en effet fortement de la technique d'identification des rayons retenue. Pour cette raison, les chercheurs de l'institut IMST proposent de fixer la durée inter-rayons à la résolution temporelle de la mesure [Kunisch 02a]. Ainsi, le taux d'arrivée des rayons serait égal à la largeur B_w de la bande d'analyse. Cette tendance est confirmée par nos résultats, proches de la bande d'analyse B_w = 7,5 GHz de notre sondeur.

Campagne de mesures	Λ (MHz)		λ (MHz)	
	LOS	NLOS	LOS	NLOS
Whyless.com [Kunisch 02a]	100 à 1000		B_w	
UltRaLab [Cramer 02]	21,98		434,78	
UCAN -CEA LETI [Keignart 03]	10 à 25	10 à 800	45 à 180	1500 à 5500
NETEX - Virginia Tech [Buehrer 03, McKinstry 03]	200	100	1429	714
Intel Labs [Foerster 03b]	16,7	90,9	2000	2857
Ultrawaves - Université de Rome Tor Vergata [Cassioli 04b]	26	59		
Université de Lund [Karedal 04b]	70,9	89,1		
Samsung [Chong 04a]	85 à 115	47 à 64	1160 à 1960	1390 à 1790
Instit. of Infocomm Research [Balakrishnan 04b]	18,6	2,4 à 13,4	280	270 à 360
France Telecom - INSA	36,5	24,9	5946	6194

TAB. 3.6 – **Estimation du taux moyen d'arrivée des *clusters* et des rayons pour différentes analyses du canal UWB.** *Les valeurs publiées ont été adaptées à la définition des paramètres Λ et λ utilisée dans ce document.*

3.2.5 Paramètres petite échelle

La dernière caractéristique du canal radio UWB étudiée à partir de notre campagne expérimentale concerne les évanouissements rapides de la réponse impulsionnelle. Afin d'observer le phénomène d'évanouissement lié aux interactions des trajets multiples, une variation est nécessaire, soit dans la position de l'antenne, soit dans l'environnement de mesure. Les évanouissements rapides ne sont donc pas à proprement parler une caractéristique statique. Lors de la campagne, l'utilisation d'un bras tournant a permis, à chaque point de mesure, de relever la réponse impulsionnelle du canal sur 90 positions réparties autour d'un cercle de 20 cm de rayon. C'est cette fluctuation spatiale locale qui a été étudiée en analysant la distribution d'amplitude des réponses impulsionnelles mesurées.

De la même manière que pour la campagne préliminaire, le paramètre m de Nakagami a été évalué pour chaque point de mesure, à chaque retard de la réponse impulsionnelle (cf. annexe B.1.3). Un exemple de valeurs du paramètre m est donné pour une mesure dans la figure 3.21. Comme on peut le remarquer, la distribution de Nakagami la plus adaptée présente un paramètre m proche de 1 pour une grande majorité des retards du PDP. Ainsi, la distribution de l'amplitude de la réponse impulsionnelle à un retard donné peut être correctement décrite par une distribution de Rayleigh. Cette observation a été faite sur la plupart des PDP mesurés. D'autre part, nous avons constaté que les cas où le paramètre m prend des valeurs plus élevées correspondent aux trajets principaux du PDP. Ceci avait également été relevé lors de notre campagne préliminaire. Dans ce cas, la valeur du paramètre m peut atteindre $m = 4$ à $m = 5$, voire $m = 8$ dans le cas extrême.

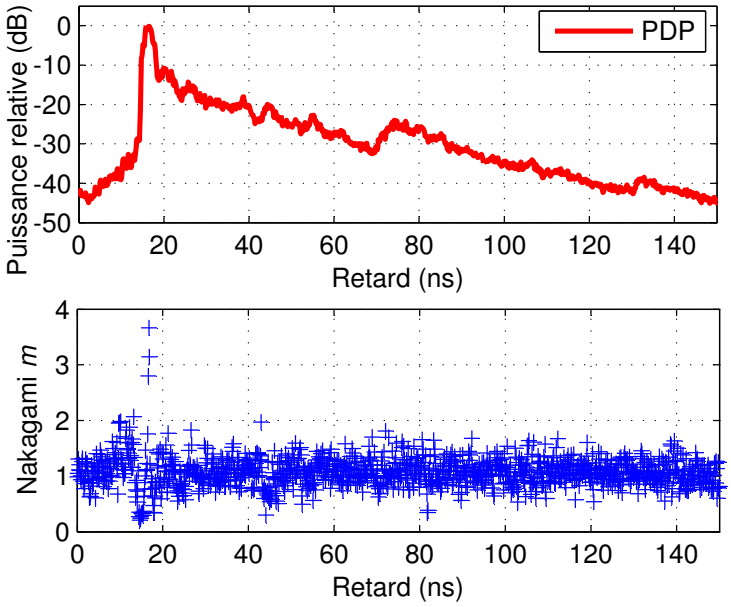


FIG. 3.21 – **Exemple d'analyse du paramètre** m**.** *PDP mesuré en situation NLOS et valeur du paramètre* m *associé à chaque retard.*

La caractérisation de la distribution d'amplitude de la réponse impulsionnelle UWB est un sujet controversé dans la littérature. La distribution de Rayleigh a été fréquemment

observée lors de l'étude des évanouissements rapides du canal radio UWB [Cramer 02, Kunisch 02a, Schuster 04, Karedal 04b]. Comme dans notre analyse, les chercheurs de l'ETH Zürich [Schuster 04] et de l'université de Lund [Karedal 04b] ont également noté une modification de cette distribution pour le trajet principal. D'autres études montrent que les évanouissements rapides sont bien représentés par la distribution de Nakagami [Cassioli 02, Cassioli 04b, Balakrishnan 04b]. Dans ce cas, le paramètre m peut évoluer avec le retard. Il a toutefois été montré qu'une réponse impulsionnelle présentant des évanouissements rapides de type Rayleigh peut donner lieu à une distribution de Nakagami pour l'amplitude des trajets, suivant la durée sur laquelle la puissance reçue est intégrée dans le domaine des retards [Kunisch 03b]. Enfin, notons que certaines analyses recommandent d'utiliser une distribution log-normale [Keignart 03, Foerster 03b, Li 03, Buehrer 03, McKinstry 03], ou une loi de Rice [Hovinen 02].

Afin d'étudier les statistiques de fluctuation d'amplitude de la réponse impulsionnelle plus en détail, nous avons donc déployé plusieurs séries de mesures spécifiques, développées dans le chapitre 4. Elles impliquent un déplacement plus marqué de l'antenne, ainsi que des variations de l'environnement de mesure.

3.3 Conclusion

Les expérimentations décrites dans ce chapitre nous ont permis de caractériser précisément le canal de propagation UWB en environnement intérieur de bureau. Les premiers résultats obtenus dans la bande 4 GHz - 6 GHz ont été affinés par une série de mesures plus approfondies réalisées dans la bande 3,1 GHz - 10,6 GHz. Au total, plus de 10 000 réponses impulsionnelles ont été collectées en configurations LOS et NLOS. Malgré les bonnes spécifications des antennes utilisées, nous avons montré qu'un diagramme d'antenne non idéal pouvait influencer les données mesurées de façon significative, notamment concernant les pertes par propagation en distance et en fréquence. Après correction des effets de l'antenne, nous avons observé que l'atténuation fréquentielle du canal approchait la perte théorique de 20 dB par décade.

Les paramètres caractéristiques du canal radio ont été extraits sur la totalité de la bande FCC. Nous avons observé une décroissance de la puissance totale reçue avec la distance, avec un coefficient de pertes en distance $N_d = 1{,}62$ en situation LOS et $N_d = 3{,}22$ en situation NLOS. Les PDP mesurés présentent généralement des ensembles de trajets multiples regroupés en *clusters*, avec une dispersion des retards $\tau_{RMS} = 4{,}1$ ns et $\tau_{RMS} = 9{,}9$ ns, dans les cas LOS et NLOS respectivement. Les coefficients de décroissance exponentielle du PDP ont été évalués à $\Gamma = 15{,}7$ ns et $\gamma = 7{,}5$ ns en situation LOS, et $\Gamma = 16{,}5$ ns et $\gamma = 12{,}0$ ns en situation NLOS. En calculant ces paramètres sur plusieurs bandes partielles de 528 MHz, nous n'avons pas observé d'influence significative de la fréquence centrale. De manière générale, on peut donc considérer que les propriétés du canal restent constantes sur la bande définie par la FCC, mise à part la perte en puissance mentionnée plus haut. Cette conclusion est en accord avec les résultats publiés dans la littérature sur les coefficients de transmission des principaux matériaux constitutifs de l'environnement intérieur, qui présentent une certaine stabilité sur la bande 3,1 GHz - 10,6 GHz [Lao 03, Muqaibel 03b].

En analysant la décroissance de l'amplitude des rayons et des *clusters*, nous avons observé que le modèle traditionnel de décroissance exponentielle n'était pas parfaitement adapté à nos observations expérimentales. Nous avons donc proposé une adaptation au modèle de Saleh et Valenzuela, en suggérant une décroissance selon une fonction de type puissance. Nous interprétons ainsi l'atténuation de chaque rayon comme une conséquence de sa distance de propagation. Cette alternative présente une bonne adéquation à nos résultats de mesure et sera utilisée en modélisation.

Nous avons pu confirmer que la distribution exponentielle était satisfaisante pour modéliser la durée inter-*cluster* et inter-rayons dans les cas LOS et NLOS. Enfin, l'analyse des évanouissements rapides montre que l'amplitude du signal reçu à un retard donné suit généralement une loi de Rayleigh, sauf pour les trajets principaux où la situation est plus déterministe. Étant donnés les résultats très différents publiés dans la littérature à ce sujet, des expérimentation spécifiques ont été réalisées pour étudier les variations spatiales et temporelles du canal UWB. Leur mise en œuvre et leur analyse sont décrites dans le chapitre 4.

Chapitre 4

Analyse des variations spatiales et temporelles

L'analyse du canal de propagation UWB réalisée au chapitre 3 nous a permis de bien cerner les caractéristiques propres au lien radio UWB dans une situation statique. En considérant des scénarios d'usage potentiel de la technologie sans fil UWB [Porcino 03b], il est très probable que le canal radio correspondant subisse des variations significatives dans le temps. Pour les équipements portables, comme les PDA, les fluctuations spatiales seront importantes, car l'émetteur, le récepteur, ou les deux à la fois, pourront être déplacés pendant la communication. D'un autre côté, pour de nombreuses applications comme les WLAN résidentiels ou de bureau, les personnes en mouvement pourront agir comme des diffuseurs mobiles, et donc générer des fluctuations temporelles.

Pour le développement de systèmes de communication UWB performants, ces variations spatiales et temporelles doivent être correctement prises en compte. Un modèle approprié doit donc être utilisé. Par exemple, les paramètres liés aux évanouissements rapides, comme le débit symbole du système ou la marge de *fading*, doivent être optimisés en utilisant des simulations réalistes du canal. D'autre part, un modèle de canal variant dans le temps peut être utilisé lors de simulations de lien, afin d'évaluer la robustesse du système.

Nous avons vu au chapitre 3 que la caractérisation du canal UWB statique a donné lieu a de nombreuses publications. Cependant, l'identification des propriétés d'évanouissement rapide du canal reste une question débattue. La plupart des études présentées sont basées sur des expérimentations réalisées à l'aide d'une grille de mesure, permettant l'observation d'une série de réalisations du canal, avec un pas spatial de l'ordre du cm (cf. section 2.4). On peut noter que cette technique permet de considérer les variations spatiales du canal uniquement. Un modèle basé sur des mesures statiques mais reproduisant les variations spatiales a été proposé dans [Kunisch 03b].

En termes de variations temporelles, quelques études concernant l'impact de diffuseurs mobiles sur un lien radio fixe ont été publiées dans la littérature. Les expérimentations large bande présentées dans [Hafezi 00] révèlent une influence non négligeable des personnes mobiles sur les principaux paramètres du canal. Des mesures réalisées sur une bande de 600 MHz sont rapportées dans [Kattenbach 01], indiquant des fluctuations temporelles importantes pour les trajets principaux de la réponse impulsionnelle. Enfin, des investigations théoriques sur

l'effet de diffuseurs mobiles sur un lien radio UWB sont développées dans [Schell 02] et [Molisch 02].

Dans ce chapitre, nous exposons différentes expérimentations qui ont permis d'étudier les variations spatiales et temporelles du canal UWB. Dans un premier temps, le déplacement des antennes et l'effet des personnes ont été étudiés de façon pseudo-dynamique sur la bande 3,1 GHz - 11 GHz. Les évanouissements rapides dus à la présence de personnes mobiles ont ensuite été analysés plus en détail à l'aide de l'équipement de mesure temps réel présenté au chapitre 2. Ces séries de mesures ont permis de mettre en évidence les différences entre les concepts de fluctuations spatiales et temporelles, et d'identifier les principales caractéristiques de la variation du canal UWB.

4.1 Étude pseudo-dynamique des évanouissements rapides

Cette série de mesures a été réalisée sur la bande 3,1 GHz - 11 GHz, dans le but d'analyser conjointement les variations spatiales et temporelles du canal UWB. Les conclusions de cette étude ont été publiées en plusieurs parties dans [Pagani 04] et [Pagani 05].

4.1.1 Mise en œuvre expérimentale

Dans le but d'estimer les fluctuations du signal UWB dans un environnement intérieur réaliste, l'expérimentation a été menée dans une salle de réunion meublée typique, présentée dans la figure 4.1. Pendant l'expérimentation, la pièce était équipée d'une table centrale entourée d'environ 20 chaises, ainsi que de quelques bureaux et étagères.

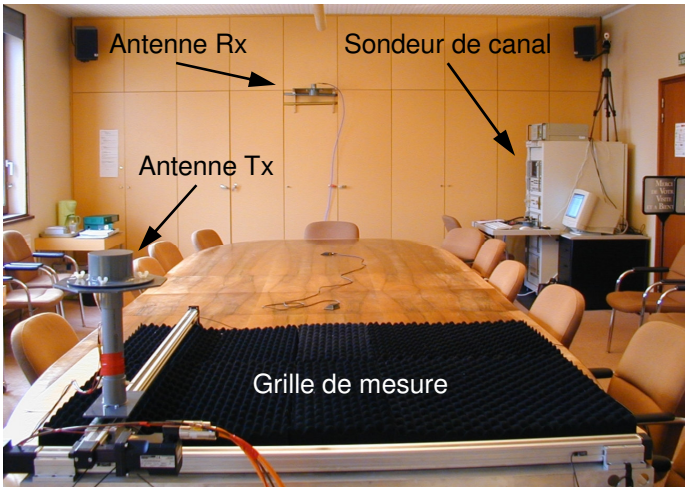


FIG. 4.1 – **Environnement de l'expérimentation pseudo-dynamique.**

Un VNA HP8510C a été utilisé pour sonder la bande 3,1 GHz - 11 GHz par pas de 2 MHz, couvrant ainsi la totalité de la bande FCC (cf. section 2.2.3.1). L'équipement de mesure comprenait également deux antennes CMA118/A (cf. section 2.2.3.3), et un amplificateur de

30 dB, inséré avant l'antenne d'émission. L'antenne de réception a été placée à une hauteur de 2,15 m à deux positions différentes : l'une à l'intérieur de la pièce pour les mesures LOS et l'autre dans le couloir attenant pour les mesures NLOS.

Mesure des fluctuations spatiales du canal

Dans le but de collecter un nombre suffisant de réalisations de la réponse impulsionnelle, l'antenne d'émission a été fixée à 1,25 m du sol sur une grille de mesure, permettant un positionnement arbitraire sur une surface de 1 m^2. Pour l'analyse des fluctuations spatiales du signal UWB, jusqu'à 1841 mesures ont été réalisées sur la grille. L'espacement entre les points de mesure était de 14 mm sur la partie centrale de la grille et de 28 mm sur la périphérie. Cette configuration spécifique permet de diminuer le nombre de mesures tout en maintenant une taille adéquate du réseau de capteurs à toutes les fréquences considérées, pour d'éventuelles études de direction d'arrivée (cf. section 2.2.3.2).

Mesure des fluctuations temporelles du canal

Pour évaluer les fluctuations temporelles du signal, plusieurs séries de mesures ont été réalisées en présence de personnes. Le nombre de personnes dans la pièce a varié entre 1 et 10. En considérant que chaque mesure dans la bande 3,1 GHz - 11 GHz dure une quinzaine de secondes, la mesure temps réel des fluctuations du canal radio n'est pas possible sur une bande d'analyse de 8 GHz. Nous avons donc opté pour une technique de mesure pseudo-dynamique : toutes les personnes présentes restaient immobiles pendant la durée de la mesure, et se déplaçaient à l'intérieur de la pièce entre deux mesures successives. Ainsi, nous avons pu collecter un ensemble de réalisations réalistes du canal radio dans une pièce occupée, permettant les analyses statistiques. Pendant cette partie de l'expérimentation, l'antenne d'émission était positionnée à un point fixe de la grille de mesure.

4.1.2 Observation de la propagation d'un front d'onde

La mesure de canal sur une bande de 8 GHz correspond à une résolution temporelle d'environ 125 ps pour la réponse impulsionnelle, soit une résolution spatiale d'environ 4 cm. Les mesures réalisées sur la grille peuvent donc être utilisées pour observer la propagation d'une impulsion d'une largeur spectrale de 8 GHz. Il convient pour cela de représenter l'enveloppe complexe de la réponse impulsionnelle mesurée aux différentes positions de la grille, pour des retards successifs. Ce type de reconstruction de front d'onde illustre le fort pouvoir de résolution des signaux UWB et a été originellement proposé par Kunisch et Pamp [Kunisch 03a]. La figure 4.2 présente quelques images de la reconstruction réalisée à partir de nos données expérimentales, dans le cas LOS. Pour chaque retard sélectionné, la distribution spatiale de puissance est représentée sur une échelle relative. La grille de mesure est orientée comme dans la figure 4.1.

Sur les images correspondant aux retards τ = 21,5 ns et τ = 23,1 ns, on peut observer la propagation du front d'onde correspondant au trajet direct. Il est directement suivi par deux échos, probablement dus aux réflexions sur le sol et sur le plafond. Aux retards τ = 29,6 ns et τ = 30,2 ns, deux échos correspondant aux réflexions sur les murs de droite et de gauche

LOS		NLOS	
Configuration	**Nombre de mesures**	**Configuration**	**Nombre de mesures**
1 personne	200	1 personne	200
4 personnes	200	4 personnes	200
10 personnes	197	8 personnes	175
Grille	1841 / 225	Grille	1841 / 225

TAB. 4.1 – **Nombre de mesures pseudo-dynamiques dans chaque configuration.**

traversent la grille en diagonale. Dans les régions où les deux fronts d'onde se croisent, les variations de puissance révèlent l'interférence existant entre ces deux champs vectoriels. Enfin, aux retards τ = 38,7 ns et τ = 40,6 ns, un écho provenant d'une réflexion sur le mur opposé à l'antenne de réception se propage vers le haut de la grille. Cette observation préliminaire montre que la distribution spatiale du signal UWB reçu peut changer de façon significative lorsque la position de l'antenne est déplacée sur une courte distance. Pour certains retards (par exemple τ = 29,6 ns et τ = 30,2 ns) les fronts d'onde diffèrent clairement d'une onde plane régulière, ce qui montre que le canal n'est pas parfaitement stationnaire sur la grille de mesure.

4.1.3 Analyse statistique

Comme le montre le tableau 4.1, le nombre de mesures réalisées dans chaque configuration était d'environ 200. En ce qui concerne la mesure statique sur la grille de 1 m^2, l'ensemble des 1841 mesures a été utilisé pour l'étude de la puissance totale reçue. Pour permettre la comparaison, cet ensemble a été réduit à un sous-ensemble de 225 mesures, organisé selon une grille de 15×15 positions espacées de 56 mm, pour toutes les autres analyses statistiques. Lors du calcul de la réponse impulsionnelle du canal, une fenêtre de Hanning a été appliquée avant la transformation de Fourier.

4.1.3.1 Variations de la puissance totale reçue

Notre première analyse a consisté en l'évaluation des fluctuations de la puissance totale reçue. Ceci correspond aux évanouissements rapides subis par un récepteur capable d'extraire la totalité de l'énergie de la forme d'onde reçue. Un récepteur RAKE muni d'un grand nombre de doigts est proche d'un tel récepteur optimal. La figure 4.3 présente les fonctions de répartition de la puissance totale reçue pour chaque configuration, en situations LOS et NLOS. Un facteur de normalisation a été appliqué de façon à obtenir une puissance moyenne unitaire, et les variations de puissance sont représentées en dB. La courbe intitulée « statique » est obtenue à partir d'une série de 200 mesures successives prises en l'absence de personnes à une position fixe. Elle montre que les fluctuations de puissance inhérentes à la procédure de mesure sont relativement faibles et peuvent être négligées. On peut remarquer qu'en situations LOS et NLOS, un nombre croissant de personnes mobiles dans la pièce conduit à une dispersion croissante de la puissance reçue. En situation LOS, la distribution observée pour la grille

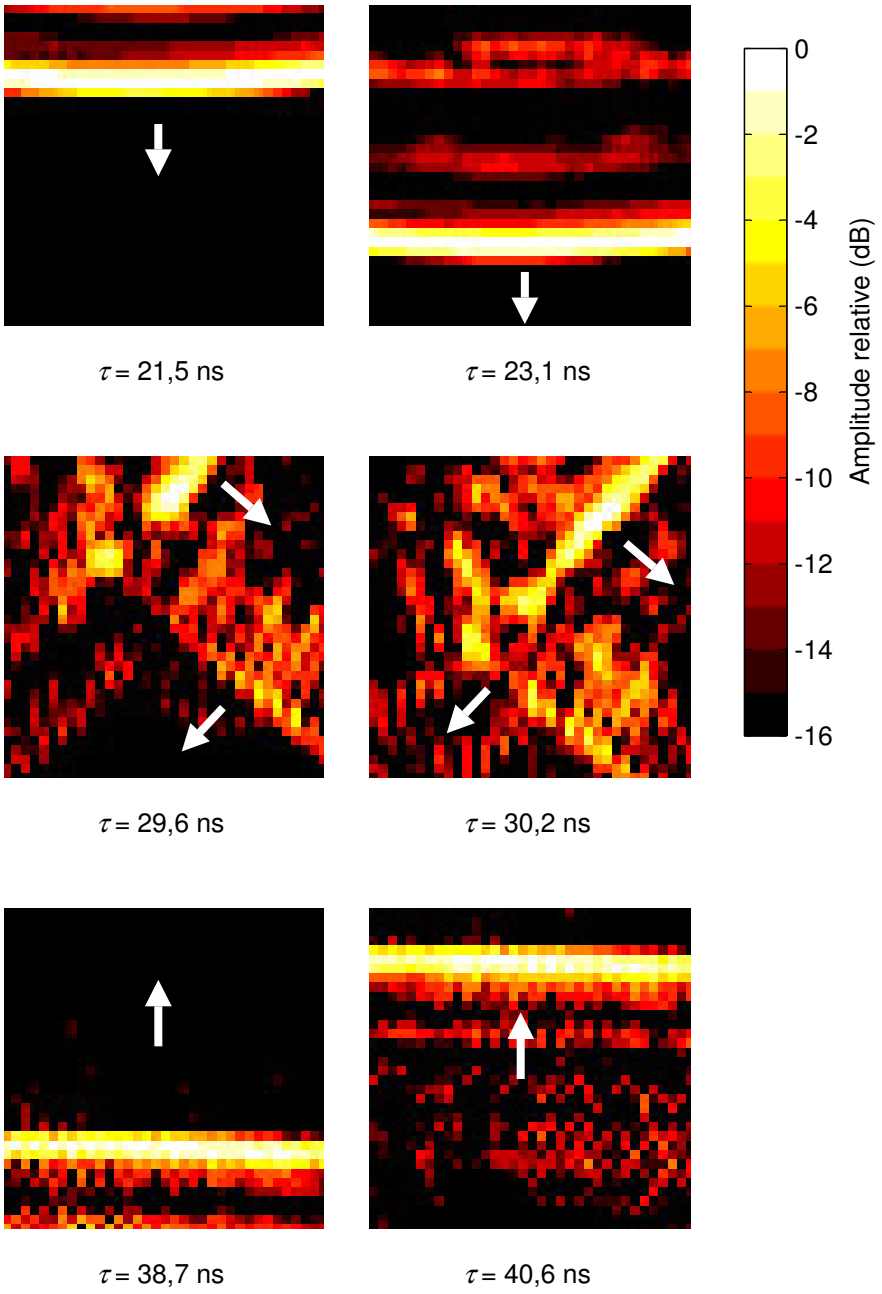
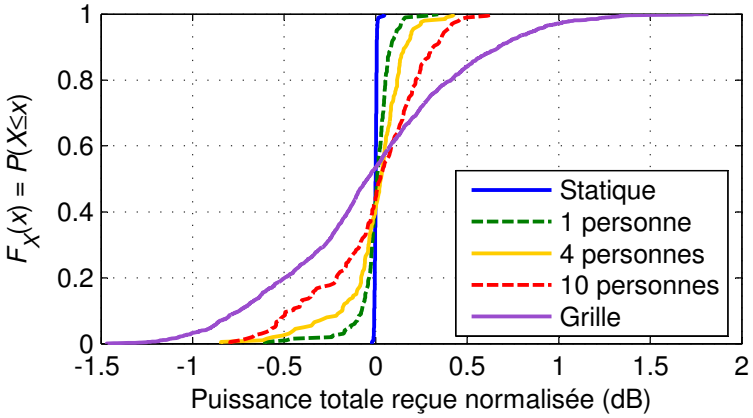
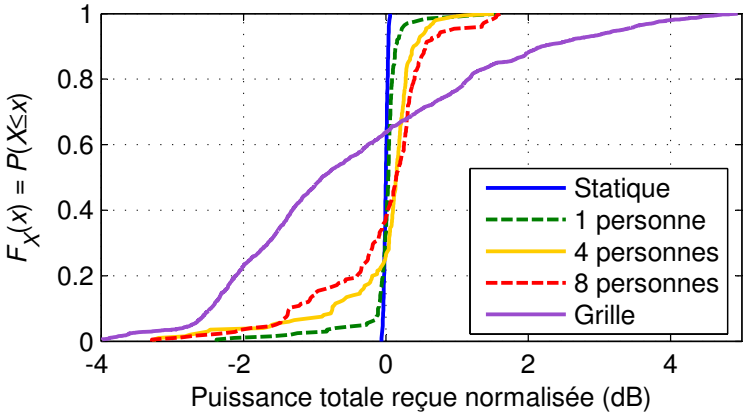


FIG. 4.2 – **Propagation d'une impulsion UWB sur une grille de 1 m^2.** *Les flèches blanches indiquent la direction de propagation des principaux fronts d'onde.*

de mesure (*i.e.* pour un terminal mobile) semble être la limite supérieure des fluctuations de puissance dues aux déplacements de personnes. Selon un test de Kolmogorov-Smirnov (cf. annexe B.2) réalisé avec une valeur critique $\alpha = 1\%$, la distribution log-normale est appropriée pour représenter les variations petite-échelle de la puissance totale reçue, dans le cas de 10 personnes mobiles et pour la grille de mesure. Cependant, la grille de mesure doit être considérée comme un cas extrême, car l'écart-type correspondant ($\sigma = 0{,}53$ dB) représente deux fois l'écart-type enregistré avec 10 personnes mobiles ($\sigma = 0{,}28$ dB). En situation NLOS, on peut remarquer une plus grande dispersion de la puissance totale reçue. La forme particulière de la courbe obtenue pour la grille de mesure peut être expliquée par le caractère inhomogène des matériaux traversés par les trajets principaux lors du déplacement de l'antenne.



(a)



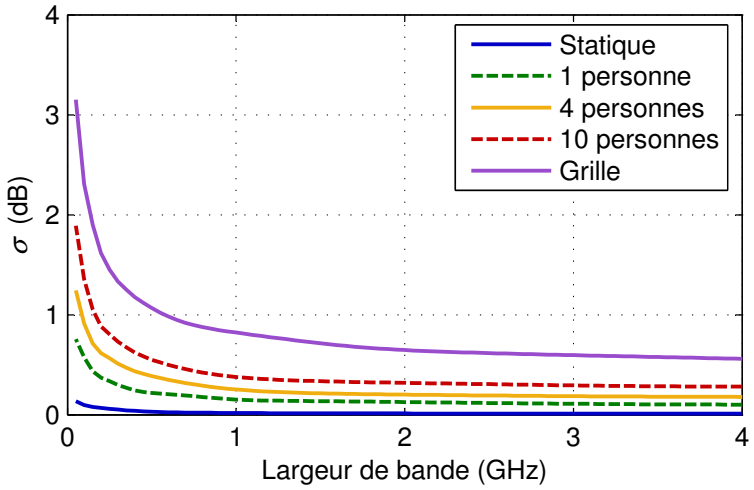
(b)

FIG. 4.3 – **Fonctions de répartition expérimentales de la puissance totale reçue.** *Mesures réalisées en situation LOS (a) et NLOS (b).*

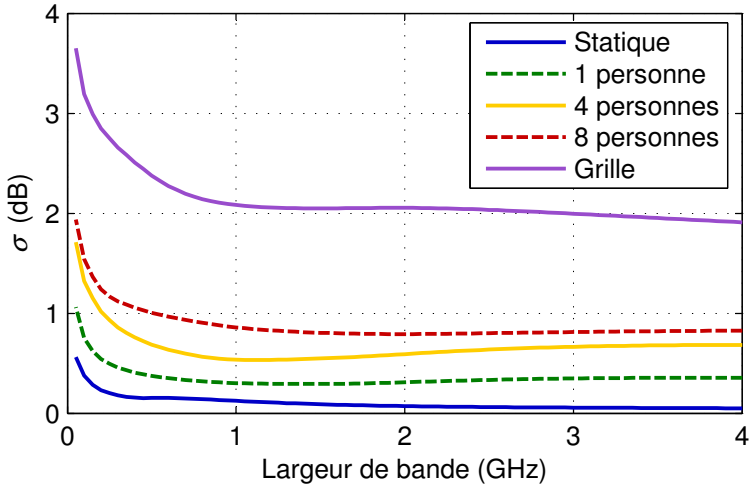
4.1.3.2 Dispersion de la puissance totale reçue et largeur de bande

Nous avons ensuite cherché à évaluer l'influence de la largeur de bande sur les fluctuations de la puissance reçue. La dispersion de la distribution de puissance est caractérisée par son écart-type. Dans chaque configuration, l'écart-type σ de la puissance totale reçue en dB a été

calculé sur des largeurs de bande croissantes, de 50 MHz à 4 GHz par pas de 50 MHz. Trois fréquences centrales ont été utilisées : 5,1 GHz, 7,05 GHz et 9 GHz. Nos observations ont été similaires pour les trois fréquences centrales. La figure 4.4 représente donc la valeur moyenne de σ pour les résultats obtenus aux fréquences centrales de 5,1 GHz, 7,05 GHz et 9 GHz.



(a)



(b)

FIG. 4.4 – **Écart-type de la puissance totale reçue en fonction de la largeur de bande.** *Mesures réalisées en situation LOS (a) et NLOS (b).*

En situations LOS et NLOS, on observe une nette décroissance de l'écart-type de la puissance totale reçue lorsque la largeur de bande augmente, pour toutes les séries de mesures. Cette loi inversement proportionnelle suggère que les évanouissements observés à différentes fréquences sur des bandes importantes sont indépendants. Cette conclusion est en accord avec la bande de cohérence du canal $B_{c,90\%}$, dont la valeur a été évaluée de l'ordre de la dizaine de MHz à la section 3.2.4.1. En sommant la puissance totale reçue sur un large support fréquentiel, les variations de puissance observées à chaque fréquence se compensent, ce qui réduit la

dispersion de la puissance totale reçue. On peut cependant remarquer que la valeur asymptotique de σ augmente avec le nombre de personnes dans la pièce. Cette dispersion additionnelle peut être expliquée physiquement par le masquage irrégulier des principaux trajets de la réponse impulsionnelle dû aux personnes en mouvement. Ce masquage affecte la totalité du spectre fréquentiel, et est donc indépendant de la largeur de bande. En situation LOS, le trajet direct entre l'antenne d'émission et l'antenne de réception était rarement masqué lors de l'expérimentation, en raison de la configuration de la pièce. Ceci explique la dispersion plus réduite qu'en situation NLOS. Concernant les variations spatiales, la valeur asymptotique de σ obtenue pour la grille de mesure majore clairement les valeurs obtenues dans le cas de personnes mobiles. En situation LOS, cette dispersion additionnelle est une conséquence directe des variations de pertes par propagation lorsque l'antenne se déplace sur la grille. Pour donner un ordre de grandeur, lorsque la distance émetteur-récepteur varie de 6 m à 7 m, les pertes par propagation en espace libre augmentent jusqu'à $20 \log \left(\frac{7}{6}\right) = 1{,}3$ dB. La valeur asymptotique importante $\sigma = 1,9$ dB obtenue en situation NLOS est probablement due au caractère non-stationnaire de la constitution des matériaux bloquant le trajet direct émetteur-récepteur lorsque l'antenne d'émission se déplace.

De manière générale, cette analyse montre que la dispersion de la puissance totale reçue décroît à mesure que la largeur de bande du signal augmente. En effet, l'atténuation des évanouissements rapides est l'un des avantages de la technologie UWB. Cependant, notre étude montre que cet avantage est limité dès que la largeur de bande dépasse quelques GHz.

4.1.3.3 Évanouissements rapides à différents retards

Cette étude consiste à évaluer les statistiques d'évanouissements rapides observées dans chaque configuration (*i.e.* personnes mobiles et déplacement de l'antenne), à un retard donné. Nous avons donc calculé la fonction de répartition de l'enveloppe du signal reçu à chaque retard τ de la réponse impulsionnelle $h(t, \tau)$. Par souci de clarté, nous avons choisi de représenter les fonctions de répartition de quelques retards significatifs uniquement, en situation LOS. Nous avons d'abord sélectionné les deux trajets principaux du PDP, puis nous avons étudié les variations du canal dans une région dense de trajets multiples diffus ($\tau = 68,9$ ns). Ces trois retards sélectionnés sont repérés sur le PDP représenté dans la figure 4.5.

La figure 4.6 représente les fonctions de répartition de l'enveloppe du signal reçu, obtenues pour les mesures réalisées en présence de 1, 4 ou 10 personnes, et pour une grille de 225 positions de l'émetteur. Ici encore, la courbe statique correspond à un lien radio fixe en pièce vide. Le signal reçu a été normalisé de façon à obtenir une puissance moyenne unitaire à chaque retard sélectionné, puis converti en dB. Pour faciliter la comparaison, la fonction de répartition théorique correspondant à une distribution de Rayleigh a également été représentée.

Rappelons que les courbes correspondant aux mesures réalisées en présence de personnes mobiles sont représentatives des fluctuations temporelles du canal, tandis que la grille de mesure représente ses fluctuations spatiales. Sur les graphiques correspondant aux deux trajets principaux (a-b), on peut observer une différence significative entre ces deux types de variations du canal. Les mesures collectées sur la grille sont très dispersées, avec un écart-type de la puissance reçue en dB $\sigma = 10,4$ dB pour le trajet direct (a) et $\sigma = 6,3$ dB pour le 2^{e} trajet principal (b). Ces résultats peuvent être expliqués par la forte résolution des signaux UWB.

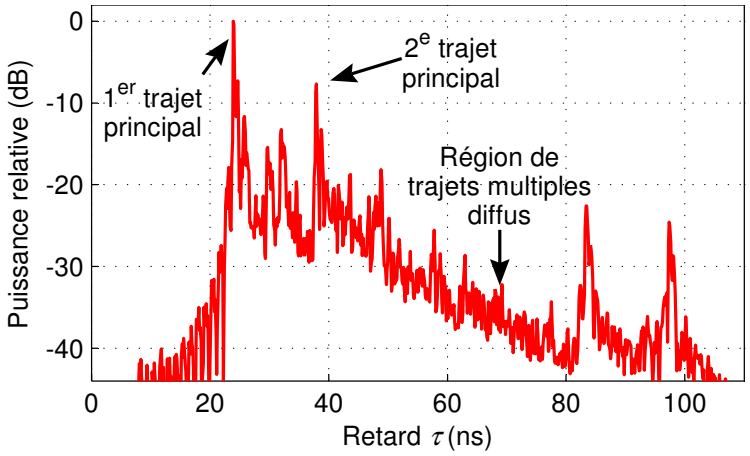


FIG. 4.5 – **PDP mesuré en présence de 10 personnes mobiles en situation LOS.**

Ainsi, le retard exact associé aux trajets principaux varie sensiblement lorsque la position de l'antenne est modifiée. Bien qu'elle soit fréquemment utilisée, la méthode de mesure impliquant une grille de positions d'antennes semble donc inappropriée pour étudier les statistiques d'évanouissements rapides à un retard donné. Nous allons donc nous intéresser à la variabilité temporelle du canal UWB dans le paragraphe suivant.

En considérant le 1er trajet principal (a), les fonctions de répartition obtenues pour 1, 4 ou 10 personnes mobiles sont quasiment superposées sur la courbe statique. Ceci suggère que le trajet direct a été peu perturbé pendant l'expérimentation. En effet, la configuration de la pièce ne permettait pas aux personnes de masquer la visibilité entre les deux antennes. Une dispersion plus importante pourrait être obtenue dans une autre configuration. Concernant le 2^{e} trajet principal (b), la dispersion des variations temporelles du signal augmente avec le nombre de personnes dans la pièce. L'écart-type de la puissance du signal reçu en dB passe de $\sigma = 2{,}7$ dB pour une personne à $\sigma = 3{,}6$ dB pour 4 personnes, et $\sigma = 5{,}2$ dB pour 10 personnes. Les trajets correspondant à ce retard sont régulièrement masqués par les personnes en mouvement, et un nombre plus important de personnes conduit à une plus grande dispersion de l'amplitude du signal. Enfin, les courbes correspondant à une région de trajets multiples diffus sont reproduites dans le graphique (c). Dans cette situation, nous pouvons remarquer que les fluctuations du signal sont similaires dans toutes les configurations. Les statistiques d'évanouissements rapides observées dans le domaine spatial et dans le domaine temporel se rapprochent d'une distribution de Rayleigh. Dans les *clusters* de trajets multiples diffus, l'absence d'un écho dominant conduit à une situation non-déterministe. Le signal reçu est donc affecté de façon similaire par le déplacement de l'antenne et les variations de l'environnement.

Nos résultats confirment que l'utilisation d'une grille de mesure n'est pas une approximation satisfaisante pour évaluer les évanouissements rapides subis par un lien UWB fixe dans un environnement dynamique. Ceci avait été suggéré par les chercheurs de l'université de Kassel à partir de mesures réalisées sur une bande de 600 MHz [Kattenbach 01]. Cependant, nous remarquons que cette approximation reste acceptable dans les *clusters* de trajets multiples diffus, où les fluctuations spatiales et temporelles du canal UWB sont correctement représentées par une distribution de Rayleigh.

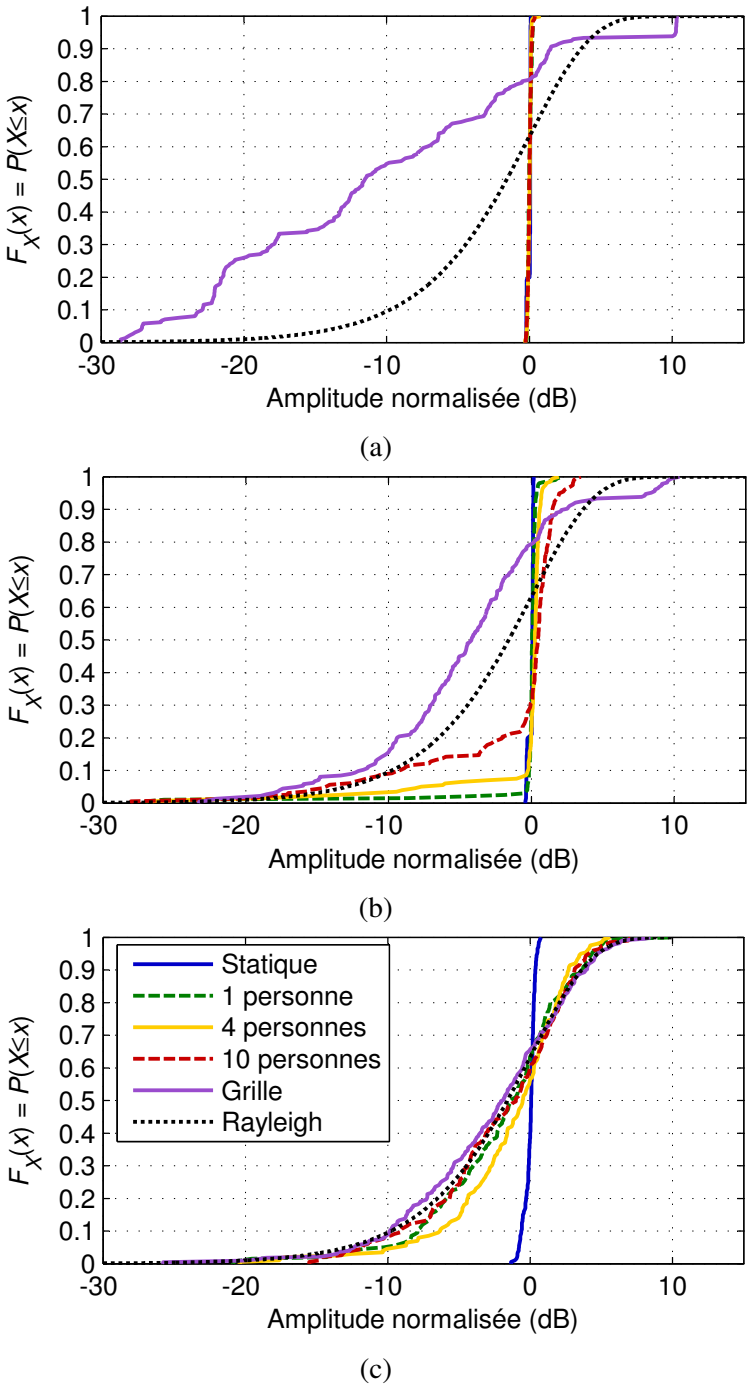


FIG. 4.6 – **Fonctions de répartition expérimentales de l'amplitude de la réponse impulsionnelle.** *Retards correspondant au 1er trajet principal (a), au 2^{e} trajet principal (b), et à une région de trajets multiples diffus (c).*

Distribution	Taux d'adéquation
Rayleigh	36,7 %
Rice	12,5 %
Nakagami	88,6 %
Weibull	91,4 %
Log-normale	73,7 %

TAB. 4.2 – **Taux d'adéquation pour la distribution de l'amplitude du signal reçu.**

4.1.3.4 Caractérisation de la distribution d'amplitude

Dans le but de modéliser les propriétés d'évanouissements rapides du canal de propagation UWB, nous proposons d'ajuster nos valeurs expérimentales à une distribution générale. En utilisant un test de Kolmogorov-Smirnov avec une valeur critique $\alpha = 1\%$, nous avons comparé les distributions d'amplitude mesurées en situation LOS aux distributions théoriques de Rayleigh, Rice, Nakagami, Weibull et log-normale. Cette procédure a été répétée à chaque retard τ de la réponse impulsionnelle $h(t,\tau)$ présentant une puissance significative (*i.e.* une atténuation relative maximale du PDP de 45 dB). Le tableau 4.2 présente les taux d'adéquation obtenus pour chaque distribution pour l'ensemble des tests réalisés. Comme on peut le voir, la distribution de Weibull est caractéristique de la plupart des mesures réalisées. Elle a donc été utilisée pour représenter les distributions observées [(1)].

La densité de probabilité de la distribution de Weibull est donnée par (cf. annexe B.1.4) :

$$p_{a,b}(x) = a\,b\,x^{b-1}\,e^{-a\,x^b}, \qquad x \geq 0 \tag{4.1}$$

Comme le paramètre a est aisément dérivé du paramètre b et de la puissance moyenne du signal (correspondant au moment d'ordre 2 de la distribution), l'étude suivante se concentre sur le paramètre b uniquement. Ce paramètre contrôle l'étalement de la distribution : un paramètre b plus faible correspond à une dispersion plus élevée. On peut noter que la distribution de Rayleigh peut être dérivée de l'équation (4.1) en fixant $b = 2$.

La figure 4.7 présente l'évolution du paramètre b de Weibull avec le retard, pour les mesures réalisées en présence de 10 à 1 personnes en mouvement (a-c) et avec une grille (d). Lorsque 10 personnes se trouvent à proximité du système radio (a), une partie importante de la réponse impulsionnelle suit une distribution de Rayleigh, principalement dans les *clusters* de trajets multiples diffus. Cependant, pour les retards correspondant aux trajets principaux, le paramètre b de Weibull augmente de 2 jusqu'à 14 pour le trajet direct. Ceci indique que les trajets principaux subissent une variation temporelle plus faible. Les mesures réalisées en présence de 4 (b) et 1 (c) personnes correspondent à des situations où la variation du canal est moins importante. Ainsi, une augmentation du paramètre b de 2 à 16 est observable. En particulier, lors de la mesure réalisée avec 1 personne, les fluctuations du canal sont très faibles. Le paramètre de Weibull est en effet presque distribué de façon aléatoire entre 2 et 14 sur l'ensemble de la réponse impulsionnelle.

[(1)] Étant donné son taux d'adéquation, nous aurions également pu choisir la distribution de Nakagami, pour obtenir des résultats similaires. La distribution de Weibull a été sélectionnée car elle permet de représenter un plus grand nombre de retards, en particulier dans le cas de la grille de mesure.

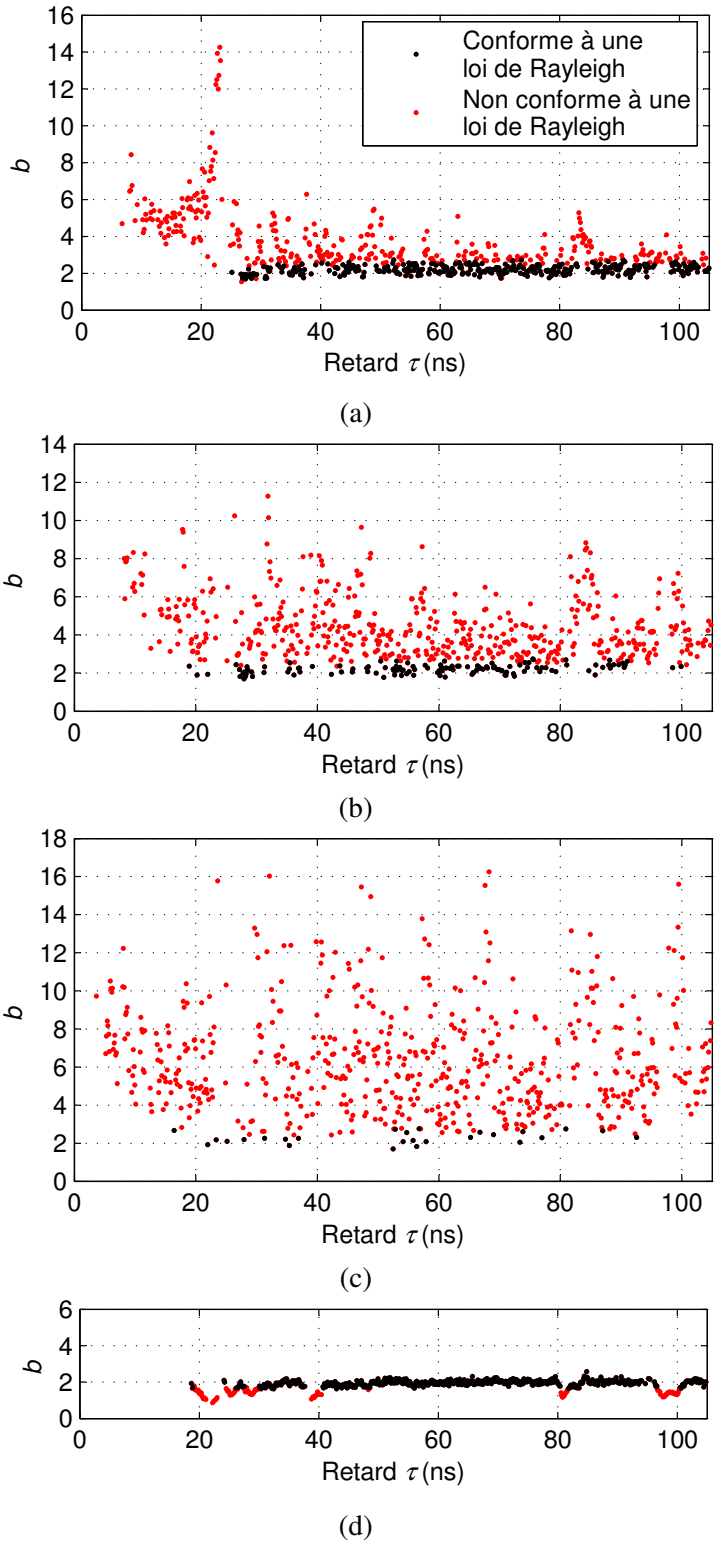


FIG. 4.7 – **Évolution du paramètre b de Weibull.** *Mesures réalisées en présence de 10 personnes (a), 4 personnes (b), 1 personne (c), et à l'aide d'une grille de positionnement (d).*

La situation est clairement différente lorsque l'on considère les fluctuations spatiales sur la grille de mesure (a). On peut en effet noter que les fluctuations spatiales du signal UWB suivent une distribution de Rayleigh sur la globalité de la réponse impulsionnelle, sauf pour certains retards correspondant aux trajets principaux (τ = 23 ns, 39 ns, 81 ns et 97 ns). À proximité de ces retards spécifiques, le paramètre b de Weibull décroît de 2 vers 1. Ceci dénote une augmentation de la dispersion de la distribution, provenant de la technique de mesure, comme nous l'avons vu plus haut. En effet, lorsque l'antenne se déplace sur la grille, le retard correspondant à chaque trajet évolue de façon significative.

Pour évaluer les variations d'amplitude en s'affranchissant de ce déplacement des trajets principaux, il est nécessaire de connaître la direction d'arrivée du signal. À titre d'exemple, nous nous sommes intéressés au trajet direct, dont la direction d'arrivée peut être aisément déduite, connaissant les positions relatives des antennes d'émission et de réception. Chaque réponse impulsionnelle a ainsi été décalée dans le domaine des retards, de façon à aligner le trajet direct de toutes les réponses. L'analyse du paramètre b de Weibull correspondante est représentée dans la figure 4.8. En compensant le déplacement du trajet direct (τ = 23 ns), on observe une distribution d'amplitude peu dispersée. En effet, le paramètre b de Weibull atteint des valeurs importantes, allant jusqu'à $b = 18$. Ceci confirme que la dispersion apparente de l'amplitude des trajets principaux est bien due à la variation du retard associé à chaque trajet. En réalité, les trajets principaux présentent une fluctuation spatiale similaire aux fluctuations temporelles observées en présence de personnes. Cette analyse pourrait être réalisée sur chacun des trajets principaux de la réponse impulsionnelle, moyennant la connaissance de leur direction d'arrivée.

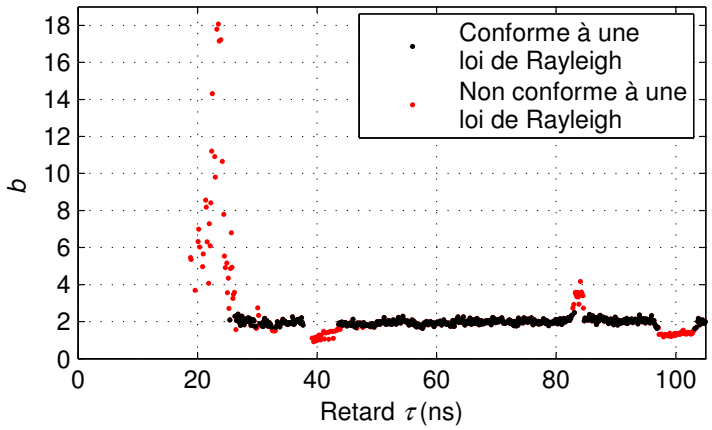


FIG. 4.8 – **Évolution du paramètre b de Weibull après compensation du déplacement de l'antenne.** *Mesures réalisées à l'aide d'une grille de positionnement, puis recalées de façon à aligner le trajet direct.*

4.1.4 Bilan de l'étude pseudo-dynamique

Les mesures pseudo-dynamiques réalisées sur la bande 3,1 GHz - 11 GHz ont permis d'étudier conjointement les variations spatiales et temporelles du canal radio UWB. Plusieurs conclusions peuvent être tirées concernant la modélisation de ces deux phénomènes. En pre-

mière observation, les variations de la puissance totale reçue semblent similaires dans le cas du déplacement de l'antenne et en présence de personnes mobiles. Dans les deux situations, la distribution log-normale est une bonne approximation des fluctuations de puissance. La dispersion de la puissance reçue croît avec le nombre de personnes, mais elle reste plus importante lorsque l'antenne est en mouvement.

En s'intéressant à la distribution d'amplitude à un retard donné du PDP, une différence importante entre les variations spatiales et temporelles a été observée. En raison de la forte résolution des signaux UWB, le retard associé aux trajets principaux de la réponse impulsionnelle évolue lorsque l'antenne se déplace. Ce glissement temporel des trajets principaux doit être pris en compte dans la modélisation des variations spatiales du canal. Dans le cas de personnes mobiles à proximité d'un lien radio fixe, les trajets dominants correspondent à la configuration statique de l'environnement. Même si les personnes en mouvement peuvent être source de réflexion ou de diffraction, les trajets correspondants sont de courte durée et de puissance relativement faible. On n'observe donc pas de glissement des trajets principaux de la réponse impulsionnelle. Lorsque ce glissement est bien pris en compte dans le cas du déplacement des antennes, une distribution paramétrique, comme celles de Weibull ou de Nakagami, peut être utilisée pour modéliser les fluctuations temporelles et spatiales des trajets principaux. Dans les deux cas, la distribution de Rayleigh reste adéquate pour modéliser les fluctuations d'amplitude dans les *clusters* de trajets multiples diffus.

4.2 Étude du passage de personnes par la mesure temps réel

Nous avons vu que la technique de mesure pseudo-dynamique employant une grille de positions d'antennes n'est pas appropriée pour étudier les variations temporelles d'un lien UWB fixe dans un environnement dynamique. Afin d'étudier plus en détail l'effet des personnes mobiles sur le canal UWB, une campagne de mesures temps réel a été réalisée sur une largeur de bande de 1 GHz [(2)].

4.2.1 Mise en œuvre expérimentale

Comme nous l'avons vu au chapitre 2, peu d'équipements sont disponibles pour sonder le canal UWB en temps réel. Cette étude expérimentale a été réalisée à l'aide du sondeur UWB développé au cours de la thèse (cf. section 2.3). La réponse impulsionnelle du canal a été mesurée toutes les 10 ms, ce qui permet la mesure d'un écart Doppler maximal de 50 Hz. La bande d'analyse s'étend de 4 GHz à 5 GHz, avec une résolution de 2 MHz, ce qui correspond à un retard maximal de 500 ns. En émission et en réception, des antennes CMA118/A ont été utilisées (cf. section 2.2.3.3).

L'expérimentation s'est déroulée dans un bâtiment représentatif de l'environnement intérieur de bureau. Toutes les mesures ont été réalisées près d'une bifurcation du couloir principal, comme le montre la figure 4.9. L'antenne de réception a été fixée sur un mur à une hauteur de 2,40 m. L'antenne d'émission a été placée au milieu du couloir à une distance de 11 m de l'antenne de réception et à une hauteur de 1,35 m. Pour évaluer les variations temporelles du

[(2)] Les résultats de cette étude ont été soumis pour publication dans la revue *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*.

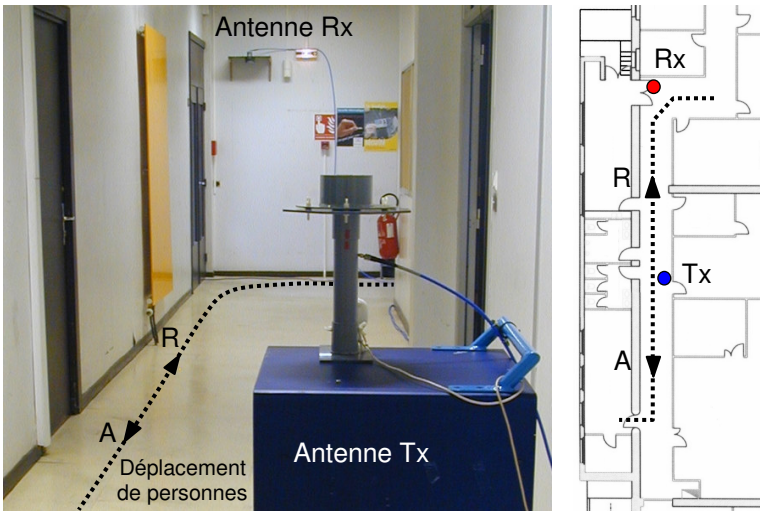


FIG. 4.9 – **Environnement de l'expérimentation temps réel.** *A : déplacement aller, R : déplacement retour.*

canal UWB, des mesures ont été réalisées sur le lien radio fixe tandis que des groupes de personnes se déplaçaient vers le bout du couloir, puis revenaient vers leur point de départ. Lors de ce déplacement, les personnes obstruaient occasionnellement le trajet de visibilité directe (LOS) et d'autres trajets principaux de la réponse impulsionnelle. Le nombre de personnes dans chaque groupe a varié de 1 à 12. Cette situation correspond à celle d'un utilisateur de WLAN immobile situé dans un lieu de passage, comme un couloir de métro par exemple. La campagne de mesures a permis de collecter 27 enregistrements du canal radio UWB variant dans le temps, composés d'environ 3 000 réponses impulsionnelles chacun.

4.2.2 Analyse des variations temporelles

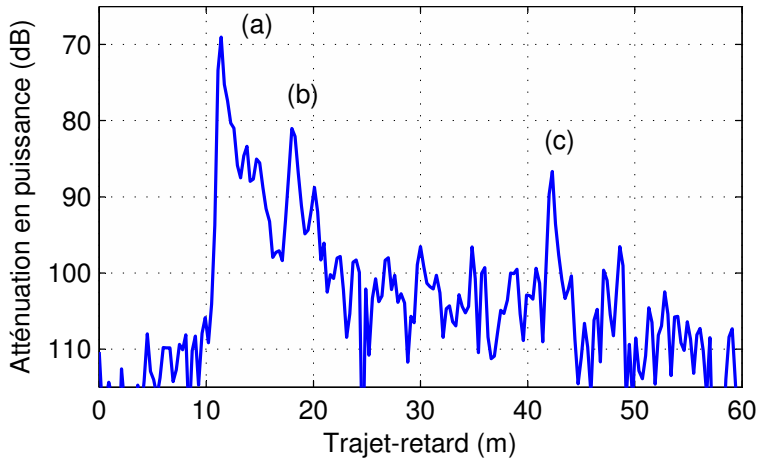


FIG. 4.10 – **Réponse impulsionnelle typique.**

Une réponse impulsionnelle typique collectée pendant l'expérimentation est représentée dans la figure 4.10. Sur ce graphique, le retard a été converti en longueur de trajet en mètres pour faciliter l'interprétation des trajets multiples. Après le trajet direct (a), dont la longueur correspond à la distance émetteur-récepteur (11 m), on peut distinguer deux échos principaux de longueurs respectives 18 m et 42 m. Le premier (b) correspond à une réflexion sur le mur situé derrière celui qui supporte l'antenne de réception. La double transmission à travers ce mur explique l'atténuation observée. Le second trajet (c) est dû à une réflexion sur le mur opposé à l'antenne de réception.

Une première observation de l'effet des personnes sur le canal UWB est donnée par la figure 4.11. La réponse impulsionnelle variant dans le temps est représentée dans le cas de 12 personnes effectuant un déplacement aller et retour à travers le lien radio. Les mesures successives sont représentées de gauche à droite, tandis que l'axe vertical représente le retard converti en longueur de trajets. L'influence des personnes mobiles sur la réponse impulsionnelle apparaît clairement sur ce graphique. Les trajets principaux (a) et (b) sont régulièrement obstrués par les personnes en mouvement, durant les déplacements aller ($t = 15$ s à $t = 27$ s) et retour ($t = 63$ s à $t = 74$ s). Pour les autres valeurs de la distance-retard, on peut observer de fortes fluctuations du signal par rapport à la partie stationnaire du diagramme. La forme en « V » des parties du diagramme où les évanouissements sont visibles est due à la configuration particulière du couloir. En effet, les trajets les plus retardés correspondent aux réflexions ou aux diffractions qui se produisent le plus loin dans le couloir. Ils sont donc toujours affectés lorsque les personnes atteignent l'extrémité du couloir. Ce graphique montre que le canal radio n'est pas globalement stationnaire.

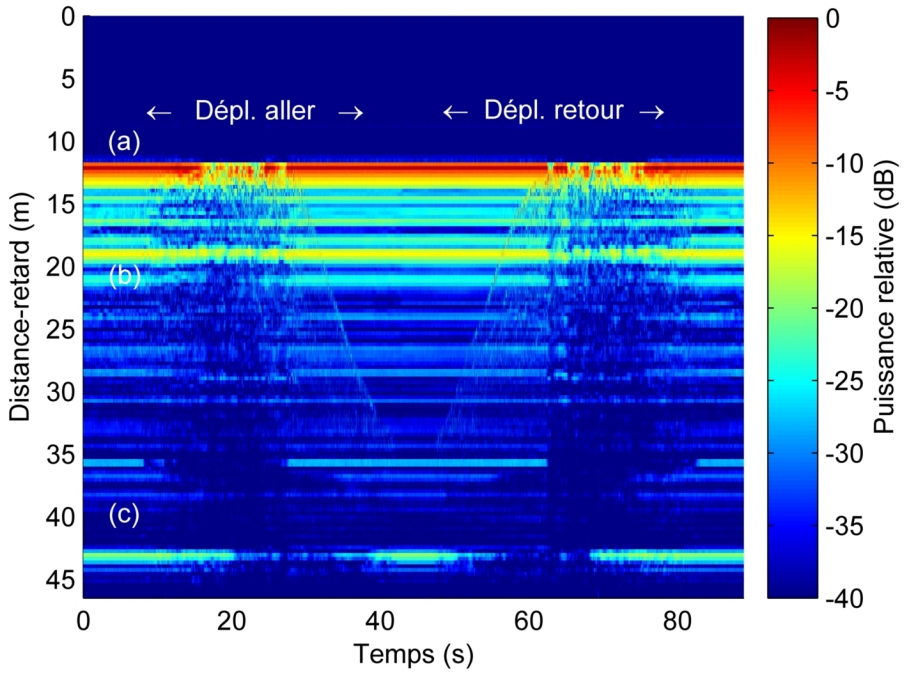


FIG. 4.11 – **Réponse impulsionnelle variant dans le temps lors du passage de 12 personnes.**

4.2.2.1 Évanouissements lents

La première étape de l'analyse consiste à observer les évanouissements lents générés par les personnes au voisinage du lien radio. Dans ce but, nous avons étudié l'évolution de la puissance moyenne reçue par le trajet direct en présence de personnes. Les fluctuations rapides ont été éliminées en moyennant la puissance reçue sur une fenêtre glissante de durée T =1,28 s [(3)]. La figure 4.12 représente un exemple d'évanouissement lent pour une personne traversant le trajet direct. On peut distinguer différentes étapes. Dans la première étape (1), la personne est suffisamment distante du trajet direct, et n'a donc pas d'influence sur le signal reçu. Dans la deuxième étape (2), la personne se rapproche du trajet direct, en créant éventuellement un écho diffusé additionnel, ou en bloquant un écho existant qui était responsable d'une interférence destructive. Ainsi, on peut occasionnellement observer une augmentation de la puissance moyenne reçue jusqu'à 1 dB. Dans la troisième étape (3) la personne masque le trajet principal, en atténuant la puissance reçue de façon significative. En général, le déplacement d'une personne à travers le trajet LOS conduit à une atténuation maximale de l'ordre de 8 dB, sur une durée d'environ 4 s. Enfin, la personne agit à nouveau en tant que diffuseur, en perturbant la puissance moyenne reçue (4), puis quitte la zone d'influence du trajet direct (5).

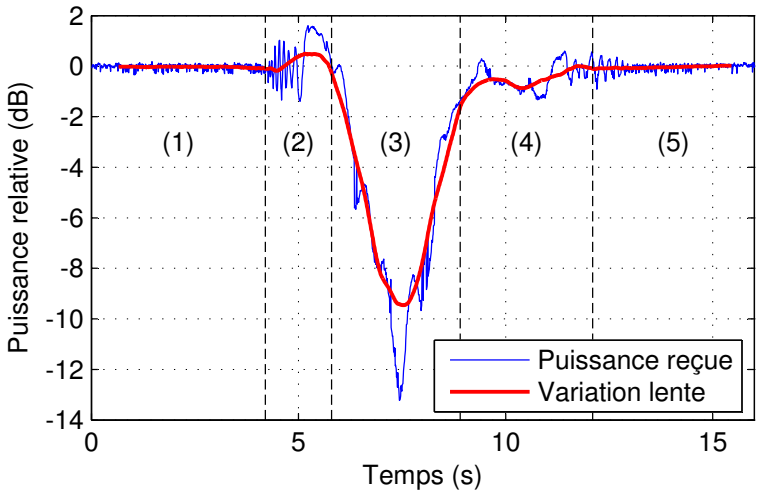


FIG. 4.12 – **Exemple d'évanouissement lent pour le trajet LOS.**

La figure 4.13 présente l'effet aggrégé de plusieurs personnes masquant le trajet principal. La durée de l'obstruction croît avec le nombre de personnes, jusqu'à environ 15 s pour un groupe de 12 personnes. Dans ce cas, l'atténuation maximale de la puissance moyenne reçue est de 15 dB. On peut clairement observer que l'évolution du masquage obtenu pour des groupes de personnes correspond à une superposition de contributions individuelles. Cependant, on ne peut pas toujours distinguer l'influence particulière de chaque personne, comme par exemple dans le cas de 4 personnes.

[(3)] Dans le cas de signaux radio à variation spatiale, l'estimation des variations lentes est obtenue en moyennant la puissance reçue sur un déplacement de 20 à 40 longueurs d'onde [Lee 85]. Sur une période T =1,28 s, l'élongation maximale d'un trajet réfléchi sur une personne qui se déplace à une vitesse $v = 1$ m.s^{-1} est $2vT \approx 38\lambda$. D'autres techniques, comme le filtrage passe-bas du signal reçu, conduisent à un résultat de lissage similaire.

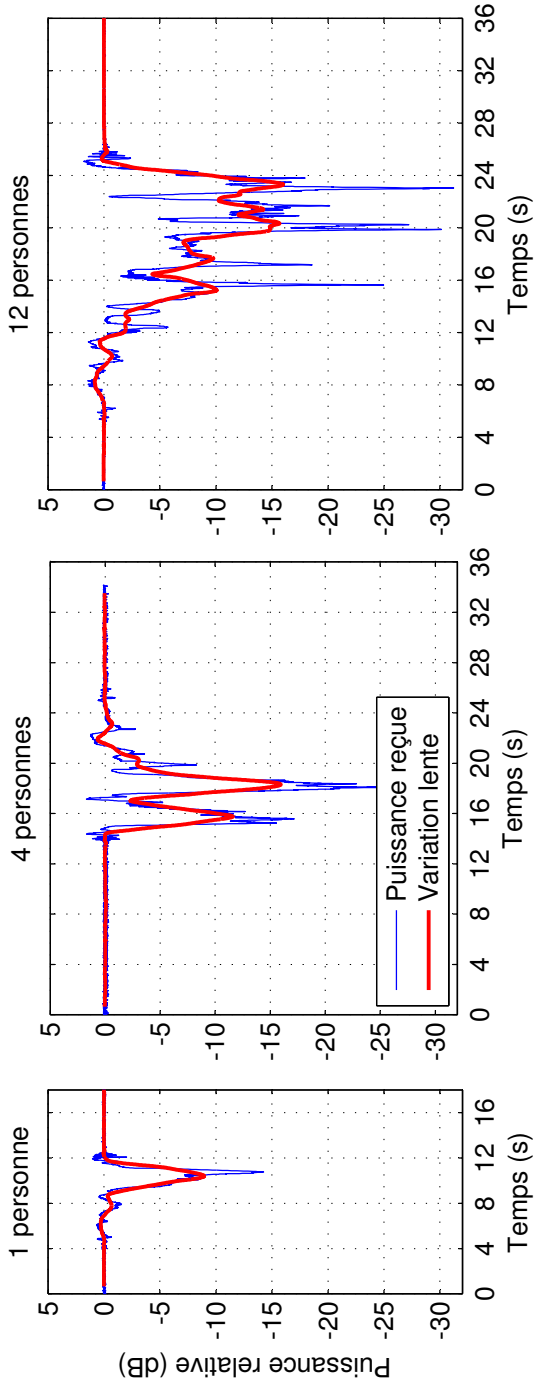


FIG. 4.13 – **Évanouissements lents typiques pour le trajet LOS.** *Passage de 1, 4 et 12 personnes.*

4.2.2.2 Évanouissements rapides

Conjointement aux évanouissements lents dus à l'effet de masquage, des variations rapides sont observées lorsque des personnes se déplacent à proximité du lien radio. Le signal reçu à des retards correspondant aux trajets principaux de la réponse impulsionnelle peuvent être considérés comme une somme vectorielle de deux contributions, à la manière d'une situation typique d'évanouissements de Rice. Comme le montre la figure 4.14, nous distinguerons deux composantes du signal reçu. La composante dominante représente le signal qui serait reçu dans une situation statique. La composante aléatoire représente la somme de toutes les ondes diffusées par les personnes en mouvement.

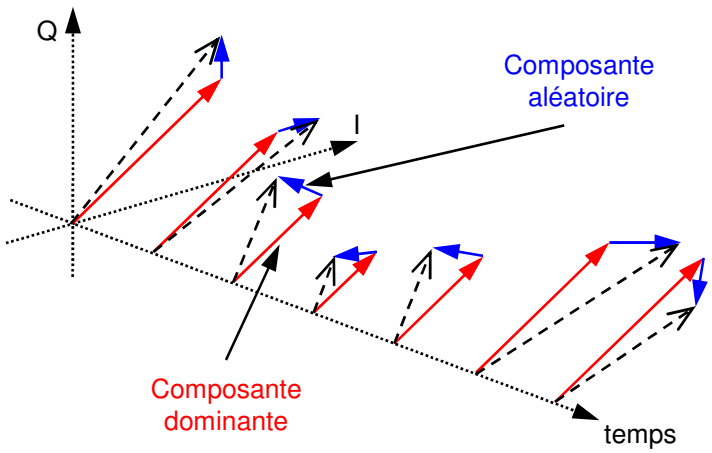


FIG. 4.14 – **Décomposition vectorielle du signal reçu.**

Lorsqu'on s'intéresse aux évanouissements rapides dus aux fluctuations temporelles du canal, les conditions généralement rencontrées dans le cas de variabilité spatiale (*i.e.* le cas d'antennes mobiles) ne sont pas toutes présentes, et il faut tenir compte de problèmes spécifiques. Premièrement, la composante dominante représente un trajet fixe, mais est occasionnellement masquée par le passage de personnes. Ainsi, cette composante présente une amplitude variant dans le temps, mais une phase relativement stable. En conséquence, l'analyse spectrale de la totalité du signal reçu ne serait pas pertinente, car la composante dominante se traduirait dans le domaine spectral par une forte composante continue. Cet effet n'apparaît pas dans l'analyse traditionnelle des canaux à fluctuation spatiale, car toutes les composantes de la réponse impulsionnelle présentent une rotation de phase.

Deuxièmement, la composante aléatoire représente les évanouissements rapides dus à la présence de diffuseurs mobiles. Dans une situation stationnaire, les évanouissements rapides sont généralement normalisés par rapport à la puissance moyenne reçue. Dans le cas du passage de personnes, la composante dominante subit un effet de masquage important et donc la puissance reçue varie de façon significative. En raison de la non-stationnarité de ce phénomène, la procédure de normalisation usuelle est à proscrire. En effet, la valeur de la puissance reçue à un instant t impacterait directement l'amplitude des évanouissements rapides.

Afin d'analyser précisément les évanouissements rapides observés lors de l'expérimentation, nous avons choisi d'isoler la composante aléatoire. Pour ce faire, la composante domi-

nante a été soustraite vectoriellement du signal reçu. Son amplitude a été calculée en utilisant une fenêtre glissante d'une durée T =1,28 s sur le signal complexe, et sa phase constante a été estimée pendant les périodes de la mesure où les personnes n'influencent pas le trajet considéré. La figure 4.15 représente les fluctuations d'amplitude et de phase de la composante aléatoire, obtenue par la méthode présentée ci-dessus, dans le cas de 12 personnes masquant le trajet direct. Cette situation correspond à la mesure représentée dans la figure 4.13 (graphique de droite). On peut remarquer que l'amplitude des évanouissements rapides présente une grande régularité, par rapport à la non-stationnarité des évanouissements lents du signal reçu.

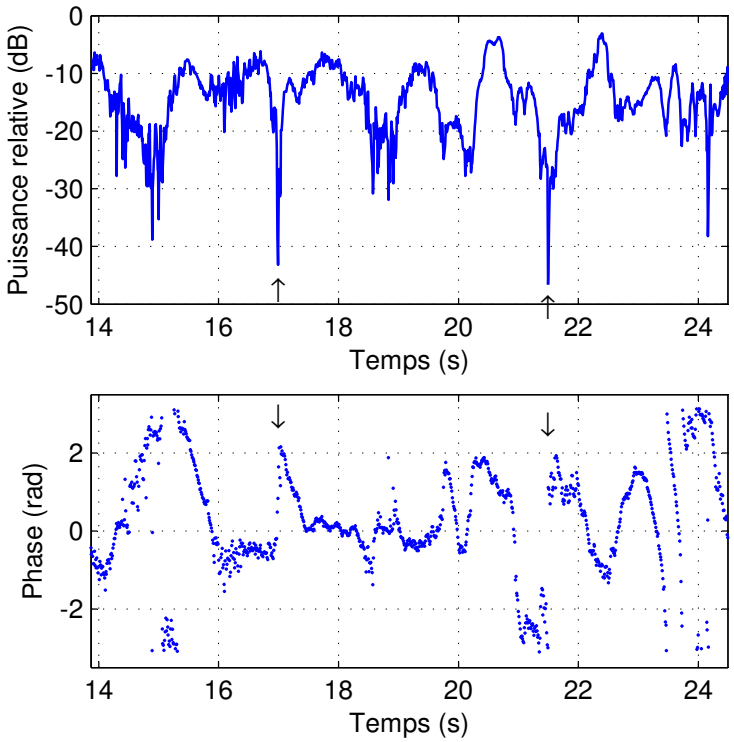


FIG. 4.15 – **Évanouissements rapides de la composante aléatoire.** *Cas du trajet direct lors du passage de 12 personnes.*

En observant la fonction de répartition des évanouissements rapides et en utilisant le test de Kolmogorov-Smirnov (cf. annexe B.2), nous avons conclu que la distribution d'amplitude de la composante aléatoire pouvait être représentée par une distribution de Rayleigh. Cette observation a été faite pour la plupart des mesures réalisées, indépendamment du nombre de personnes. Le signal reçu via les trajets principaux de la réponse impulsionnelle, comportant une composante aléatoire de Rayleigh et une composante dominante d'amplitude plus importante, suit donc théoriquement une distribution de Rice (cf. annexe B.1.2). Le paramètre K de Rice est défini comme le rapport de puissance entre la composante dominante et les fluctuations aléatoires. Comme la composante dominante présente une amplitude variant lentement dans le temps, le paramètre K varie de la même façon, suivant le masquage du trajet principal. Dans notre exemple, la puissance moyenne de la composante aléatoire se situe 12 dB sous le

niveau du signal non obstrué. Suivant le niveau de la composante dominante, le paramètre K varie d'environ 12 dB à moins de -20 dB. Dans ce dernier cas, l'ensemble du signal reçu suit une loi de Rayleigh. Ces résultats ont été observés sur d'autres mesures, la valeur maximale du paramètre K variant entre 8 dB et 13 dB. Dans les cas de 1 ou 2 personnes, la valeur minimale de K est d'environ 5 dB, mais la brièveté de l'obstruction n'a pas permis de collecter une quantité significative de données.

Lors de notre étude pseudo-dynamique de l'effet des personnes (cf. section 4.1), la distribution de Weibull représentait une bonne approximation des variations de l'enveloppe du signal. Construisons une variable r de type Rice à partir d'une composante aléatoire de puissance $2\sigma^2$ et d'une composante dominante dont l'amplitude A est déterminée par sa densité de probabilité $p_A(A)$. La densité de probabilité globale est calculée comme suit :

$$p_r(r) = \int_0^\infty \frac{r}{\sigma^2} e^{-\frac{r^2+A^2}{2\sigma^2}} I_0\left(\frac{rA}{\sigma^2}\right) p_A(A) dA \tag{4.2}$$

où l'on reconnaît la distribution de Rice dans la partie gauche de l'intégrale. Nos investigations numériques ont montré que la variation d'amplitude de la composante dominante a pour principal effet une augmentation du poids de la queue de la distribution. Il semble donc concordant d'observer expérimentalement une distribution à queue lourde (ou *heavy-tailed* [Crovella 98]), comme la distribution de Weibull.

Enfin, la phase de la composante aléatoire présentée dans la figure 4.15 est relativement instable lorsque les personnes interfèrent avec le trajet direct, avec des périodes distinctes de progression linéaire. On peut observer d'importants sauts de phase aux instants correspondants aux évanouissements du signal (représentés par une flèche sur la figure), en raison de la décroissance rapide de puissance.

4.2.2.3 Analyse spectrale

Les variations temporelles des trajets principaux de la réponse impulsionnelle ont été étudiées dans le domaine spectral. La figure 4.16 représente la fonction de diffusion $P_S(\tau, \nu)$ moyenne de la composante aléatoire, pour le retard τ correspondant au trajet direct. Les mesures réalisées avec 1 à 12 personnes mobiles ont été prises en compte, et nous avons distingué les enregistrements en fonction de la direction de déplacement. La forme générale de la fonction de diffusion est triangulaire, avec un écart Doppler moyen centré autour de 0 Hz. La largeur du spectre Doppler a été caractérisée par la dispersion Doppler ν_{RMS}, définie par l'équation (1.55). Pour éviter les effets de bruit, les écarts Doppler présentant une densité spectrale de puissance située à plus de 25 dB du maximum de la fonction de diffusion $P_S(\tau, \nu)$ ont été éliminés. Nous avons observé des valeurs de dispersion Doppler variant de 0,6 Hz à 3,3 Hz, sans influence marquée du nombre de personnes en mouvement. Ce type de spectre Doppler triangulaire centré autour de 0 Hz a déjà été observé lors de mesures antérieures des variations temporelles du canal, réalisées sur une bande étroite autour de 1 GHz [Hashemi 94b, Bultitude 87].

Comme le montre la figure 4.16, une certaine asymétrie a été observée entre les mesures réalisées durant les mouvements de personnes dans la direction aller et dans la direction retour. Afin de quantifier cette asymétrie, nous avons calculé la répartition de puissance entre les écarts Doppler positifs et les écarts Doppler négatifs de la fonction de diffusion, lorsque des

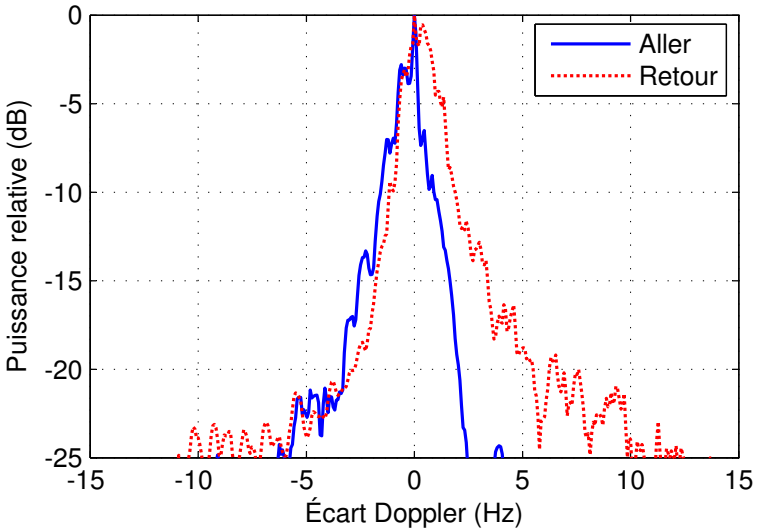


FIG. 4.16 – **Fonction de diffusion moyenne pour la composante aléatoire.** *Cas du trajet direct lors du passage de personnes dans les directions aller et retour.*

Nombre de personnes mobiles	Direction aller			Direction retour		
	Nombre de mesures	Proportion de puissance pour les écarts Doppler négatifs	Proportion de puissance pour les écarts Doppler positifs	Nombre de mesures	Proportion de puissance pour les écarts Doppler négatifs	Proportion de puissance pour les écarts Doppler positifs
1	3	71 %	29 %	2	27 %	73 %
2	2	65 %	35 %	2	41 %	59 %
4	3	70 %	30 %	3	34 %	66 %
6	1	40 %	60 %	1	29 %	71 %
8	1	92 %	8 %	1	26 %	74 %
10	2	63 %	37 %	2	42 %	58 %
12	2	58 %	42 %	2	31 %	69 %
Tous	14	66 %	34 %	13	34 %	66 %

TAB. 4.3 – **Distribution de puissance entre les écarts Doppler négatifs et positifs.**

groupes de personnes traversent le trajet direct dans les sens aller et retour. Le tableau 4.3 présente les résultats obtenus. Sur l'ensemble des mesures réalisées dans la direction aller, deux tiers de la puissance correspondant aux variations temporelles est située dans la partie négative du spectre Doppler. Lorsque les personnes se déplacent dans la direction retour, la situation est inversée. Cette tendance est également observée en considérant chaque nombre de personnes mobiles séparément.

4.2.3 Interprétation des caractéristiques observées

Dans cette section, nous examinons plus en détail les phénomènes physiques responsables des évanouissements rapides correspondant à la composante aléatoire du signal. Une interprétation physique des caractéristiques de fluctuation temporelle observées est proposée dans la figure 4.17.

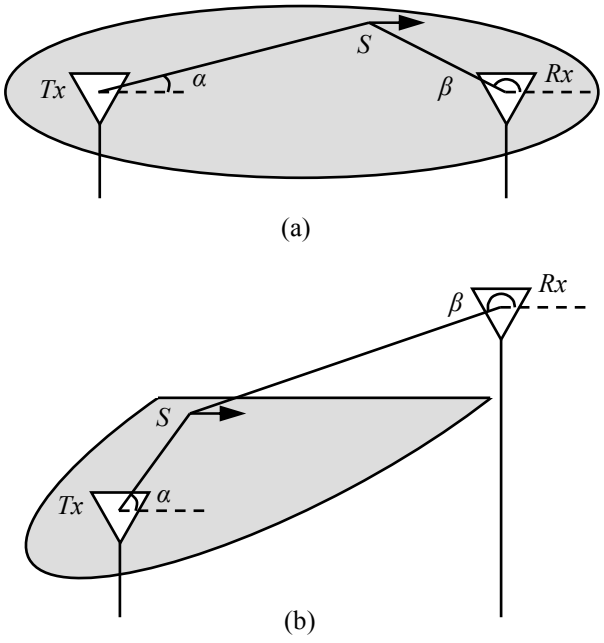


FIG. 4.17 – **Modèle de diffuseurs distribués uniformément.** *Antennes situées au-dessous de la hauteur des personnes (a), antenne de réception située au-dessus de la hauteur des personnes (b).*

Un groupe de personnes se déplaçant à proximité du trajet direct peut être considéré comme un ensemble de diffuseurs distribués spatialement de façon uniforme. Considérons d'abord le cas simple où la hauteur des antennes d'émission et de réception est inférieure à la taille moyenne des personnes (a). Nous nous intéressons au signal arrivant à un retard fixe, correspondant au trajet direct. Étant donnée la résolution de la mesure de l'ordre de 1 ns (pour une largeur de bande de 1 GHz), tous les trajets présentant un retard additionnel de moins de 1 ns par rapport au trajet direct influencent le signal reçu. Les diffuseurs à prendre en compte

se situent donc dans un ellipsoïde de révolution dont les antennes d'émission et de réception sont les foyers [(4)].

En utilisant le calcul classique du spectre Doppler [Clarke 68], l'écart Doppler ν généré par un diffuseur élémentaire S se déplaçant à une vitesse v comme le décrit la figure 4.17 est donné par :

$$\nu = -f_0 \frac{v}{c} \left(\cos(\alpha) + cos(\beta)\right) \tag{4.3}$$

où les angles α et β sont donnés par la figure 4.17, c est la vitesse de la lumière et f_0 est la fréquence centrale du signal transmis. Nous pouvons faire quelques observations à ce point. Premièrement, ce modèle montre que tous les diffuseurs mobiles génèrent un écart Doppler, car la longueur du trajet diffusé évolue, sauf les diffuseurs se déplaçant le long du lien émetteur-récepteur, où la longueur du trajet reste fixe. Deuxièmement, à mesure que les diffuseurs se déplacent entre les antennes d'émission (T_x) et de réception (R_x), le trajet $T_x - S$ s'allonge lorsque le trajet $S - R_x$ se raccourcit, et inversement. Ainsi, l'élongation globale du trajet $T_x - S - R_x$ reste assez faible, relativement à la variation de la longueur des trajets observée lorsque les antennes sont mobiles. En conséquence, les fluctuations temporelles du canal génèrent des écarts Doppler moins importants que les fluctuations spatiales dues au déplacement des antennes.

La fonction de diffusion globale $P_S(\tau, \nu)$ peut être calculée pour le retard τ correspondant au trajet direct en intégrant les écarts Doppler générés par l'ensemble des diffuseurs distribués de façon uniforme à l'intérieur de l'ellipsoïde. Une forme analytique de $P_S(\tau, \nu)$ n'est pas directement disponible. Nous avons donc calculé une estimation de $P_S(\tau, \nu)$ en utilisant une procédure de Monte Carlo, avec les paramètres $f_0 = 4,5$ GHz et $v = 1$ m.s^{-1}. Le résultat illustré dans la figure 4.18 (courbe verte) montre qu'une distribution uniforme des diffuseurs à l'intérieur de l'ellipsoïde conduit à une fonction de diffusion de forme triangulaire, comme nous l'avons observé expérimentalement.

Considérons à présent le cas où l'antenne de réception est située au-dessus de la taille des personnes, comme le représente la figure 4.17 (b). La position possible des diffuseurs est maintenant limitée à une hauteur d'environ 1,80 m. Dans cette configuration, on peut toujours supposer que les diffuseurs sont répartis uniformément dans l'espace ainsi délimité. Cependant, le masquage des ondes diffusées n'est plus homogène. Plus précisément, une partie du trajet $S - R_x$ bénéficie d'une propagation non obstruée, sur une longueur qui dépend de la position du diffuseur S. Dans la simulation de Monte Carlo de $P_S(\tau, \nu)$, nous avons utilisé des coefficients de pertes par propagation différents pour tenir compte de l'obstruction éventuelle des trajets diffusés. Les résultats sont présentés dans la figure 4.18 (courbes bleue et rouge). Comme dans notre expérimentation, on peut observer une certaine asymétrie de la fonction de diffusion, liée au déplacement des diffuseurs dans le sens aller ou retour. Ainsi, l'asymétrie de la fonction de diffusion semble principalement due au masquage variable des trajets diffusés.

[(4)] On pourra remarquer que les personnes mobiles n'agissent pas seulement en tant que diffuseurs à l'intérieur de l'ellipsoïde, mais également en tant qu'obstruction. Cependant, dans le cas présent, toutes les ondes diffusées à l'intérieur de l'ellipsoïde subissent une atténuation similaire due aux personnes, et donc l'hypothèse d'un effet uniforme pour tous les diffuseurs reste valide.

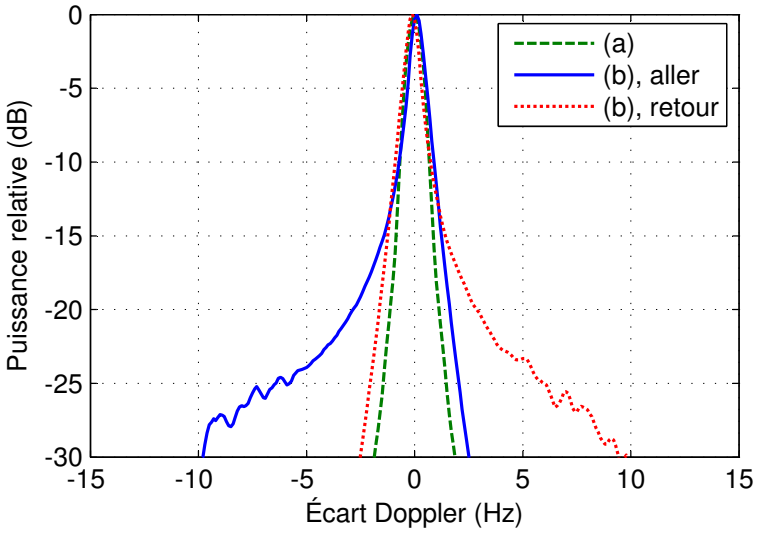


FIG. 4.18 – **Fonction de diffusion simulée pour la composante aléatoire.** *Cas du trajet direct lorsque les antennes sont situées au-dessous de la hauteur des personnes (a), et lorsque l'antenne de réception est située au-dessus de la hauteur des personnes (b).*

Plus de données expérimentales seraient nécessaires pour affiner ces premières observations. Par exemple, ce modèle implique que la dispersion Doppler devrait dépendre de la largeur de bande du signal, car elle est directement liée aux dimensions de l'ellipsoïde. En raison de la largeur limitée du couloir où l'expérimentation a eu lieu, cet effet n'a pas pu être observé en réduisant la largeur de bande de nos données mesurées. Les mesures temps réel du canal UWB sur des largeurs de bande de plusieurs GHz ne sont pas encore réalisables. Cependant, l'interprétation physique proposée permet de tirer des conclusions théoriques quant à l'augmentation de la largeur de la bande de fréquences. Lorsque la largeur de bande du signal augmente, les dimensions de l'ellipsoïde se réduisent, et donc moins de diffuseurs interfèrent avec le trajet direct. D'après l'équation (4.3), il est clair que les trajets diffusés plus près du trajet direct génèrent des écarts Doppler moins importants. Ainsi, une bande de fréquences plus large conduirait à une dispersion Doppler plus réduite. En conséquence, l'effet de la composante aléatoire serait moins marqué, ce qui correspondrait à une situation plus déterministe.

4.3 Conclusion

Dans un contexte d'applications WLAN en environnement résidentiel ou de bureau, les systèmes UWB sont très exposés aux évanouissements rapides dus au mouvement des antennes ou à la présence de personnes mobiles. Cependant, la plupart des études du canal de propagation UWB sont basées sur des mesures statiques et ce sujet a rarement été traité. Dans la première partie de ce chapitre, nous avons étudié les variations spatiales et temporelles du canal radio UWB de façon conjointe. L'analyse des mesures pseudo-dynamiques réalisées montre un certain nombre de similitudes entre ces deux types de variations. Dans les deux cas, la puissance

totale reçue présente une distribution log-normale, et la variation d'amplitude des différents trajets peut être représentée par une loi de Weibull. Dans les zones denses de trajets multiples diffus, cette loi se réduit à une distribution de Rayleigh. La différence principale entre les variations spatiales et temporelles du canal réside dans l'évolution du retard associé à chaque trajet, qui est observée uniquement dans le cas de déplacement des antennes. Ce phénomène devra donc être reproduit en modélisation.

Les mesures temps réel réalisées sur un lien radio UWB fixe en présence de personnes mobiles nous ont permis d'observer un masquage important des trajets principaux de la réponse impulsionnelle. Dans le cas du passage de plusieurs personnes, l'atténuation observée correspond à la somme des contributions individuelles de chaque personne. D'autre part, nous avons montré que les personnes mobiles génèrent des évanouissements rapides additionnels, dont l'amplitude suit une distribution de Rayleigh, avec un spectre Doppler triangulaire centré autour de 0 Hz. Nous avons proposé une interprétation physique de ces caractéristiques, basée sur une description simple de la répartition des diffuseurs autour du lien radio.

Les résultats de cette analyse seront utilisés pour établir le modèle de canal proposé dans le chapitre 5. La description de l'évolution temporelle et spatiale de la réponse impulsionnelle permettra ainsi une simulation précise du canal de propagation UWB dans des conditions d'usage réalistes.

Chapitre 5

Modélisation du canal de propagation radio en contexte UWB

Les analyses réalisées à partir de nos mesures expérimentales ont permis une caractérisation statistique complète du canal radio UWB en environnement intérieur. À partir des données collectées lors de la campagne de sondage du canal statique, nous avons évalué l'atténuation en fréquence et en distance liée à la propagation du signal radio. Cette série de mesures a également donné accès à de nombreux paramètres concernant la réponse impulsionnelle : la dispersion des retards, la décroissance de l'amplitude du PDP et le taux d'arrivée des rayons en sont quelques exemples. D'autre part, les études complémentaires sur les variations spatiales et temporelles du canal nous ont permis d'observer les effets liés au déplacement des antennes et au passage de personnes.

Ce chapitre a pour but de synthétiser les résultats de nos analyses pour proposer un modèle complet du canal radio UWB. Dans un premier temps, nous construirons un modèle statique basé sur le formalisme de Saleh et Valenzuela. Comme nous l'avons vu au chapitre 3, nous apporterons quelques modifications à ce modèle classique pour l'adapter à notre ensemble de mesures expérimentales. D'autre part, le modèle devra être adaptable en fréquence pour convenir à tout type d'utilisation de la bande allouée à l'UWB. Des extensions du modèle seront ensuite proposées afin de tenir compte des fluctuations spatiales et temporelles du canal.

5.1 Modèle statique du canal radio UWB

5.1.1 Modèle de pertes par propagation

La première étape de la construction du modèle de canal UWB concerne l'atténuation due à la propagation du signal. Dans la section 3.2.2, nous avons vu que lorsque l'effet des antennes était correctement compensé, l'atténuation fréquentielle du canal approchait la perte théorique de 20 dB par décade. Notre modèle de pertes par propagation s'exprimera donc de la façon suivante en dB :

$$PL(f,d) = PL(f_0,d_0) + 20\log\left(\frac{f}{f_0}\right) + 10N_d\log\left(\frac{d}{d_0}\right) + S(d) \qquad (5.1)$$

	LOS	NLOS
N_d	1,62	3,22
σ_S (dB)	1,7	5,7
$PL(f_0, d_0)$ (dB)	53,7	59,4

TAB. 5.1 – **Paramètres du modèle de pertes par propagation.** *Les valeurs de $PL(f_0, d_0)$ sont données pour f_0 = 6,85 GHz et d_0 = 1 m.*

La variable aléatoire $S(d)$ traduit les variations lentes du canal de propagation en dB, liées au phénomène irrégulier de masquage. Nous recommandons de la modéliser par une variable gaussienne de moyenne nulle. Le modèle d'atténuation est donc régi par 3 paramètres : le coefficient de pertes par propagation en distance N_d, l'écart-type σ_S de la variable $S(d)$ et l'atténuation à une fréquence et une distance arbitraires $PL(f_0, d_0)$. Les valeurs proposées pour ces paramètres sont données dans le tableau 5.1.

Nous pouvons noter que les valeurs données pour la constante $PL(f_0, d_0)$ sont de l'ordre de grandeur de la valeur théorique obtenue en espace libre. En effet, en appliquant la formule de Friis (équation (1.51)) avec les valeurs f_0 = 6,85 GHz, d_0 = 1 m et un gain d'antenne de 0 dB, on obtient $PL(f_0, d_0)$ = 49,2 dB.

5.1.2 Modélisation de la réponse impulsionnelle

Le principe du modèle de réponse impulsionnelle UWB consiste à générer l'ensemble des rayons qui la composent en respectant les caractéristiques observées lors de nos mesures expérimentales. Parmi ces caractéristiques, nous chercherons principalement à reproduire le regroupement de rayons en *clusters*, la fréquence d'apparition des *clusters* et des rayons, et la décroissance de la puissance avec le retard. Pour une représentation en bande de base, un rayon est décrit par son retard τ, son amplitude β et sa phase θ. La génération de ces paramètres permet de décrire la réponse impulsionnelle sur une bande de fréquences infinie. Nous traitons ensuite ces paramètres dans le domaine fréquentiel afin d'inclure l'effet de la bande limitée d'observation.

5.1.2.1 Description de la réponse impulsionnelle sur une bande infinie

Afin de tenir compte du regroupement des trajets multiples en *clusters*, la réponse impulsionnelle sera modélisée selon le formalisme de Saleh et Valenzuela (cf. section 1.2.3.1). À un instant donné, la réponse impulsionnelle du canal UWB est donc décrite par la formule suivante :

$$h(\tau) = \sum_{l=1}^{L} \sum_{k=1}^{K_l} \beta_{k,l} e^{j\theta_{k,l}} \delta(\tau - T_l - \tau_{k,l}) \tag{5.2}$$

où L représente le nombre de *clusters*, K_l le nombre de rayons dans le l^{e} *cluster* et T_l l'instant d'arrivée du l^{e} *cluster*. Nous rappelons que les paramètres $\beta_{k,l}$, $\theta_{k,l}$ et $\tau_{k,l}$ représentent l'amplitude, la phase et l'instant d'arrivée associés au k^{e} rayon à l'intérieur du l^{e} *cluster*.

Génération des clusters

La génération d'une réponse impulsionnelle simulée commence par la sélection du nombre L de *clusters* qui la composent. Nous avons vu à la section 3.2.4.4 que l'arrivée d'un nouveau *cluster* était correctement modélisée par un processus de Poisson. Une première implication concerne le nombre de *clusters*, qui peut être généré en tirant une variable aléatoire L suivant une loi de Poisson :

$$p_L(L) = \frac{(\bar{L})^L \exp(-\bar{L})}{L!} \tag{5.3}$$

où $\bar{L}$ représente le nombre moyen de *clusters*. Une méthode similaire est proposée dans le modèle développé par le groupe IEEE.802.15.4a [Molisch 04]. Lors de notre analyse, nous avons noté un nombre de *clusters* moyen $\bar{L} = 5{,}6$ dans le cas LOS et $\bar{L} = 2{,}4$ dans le cas NLOS.

D'autre part, la durée inter-*cluster* suit une loi exponentielle de paramètre Λ. On peut donc exprimer la densité de probabilité d'arrivée d'un nouveau *cluster* par [Saleh 87] :

$$p\left(T_l | T_{l-1}\right) = \Lambda \exp\left(-\Lambda\left(T_l - T_{l-1}\right)\right) \tag{5.4}$$

où Λ est le taux d'arrivée des *clusters*.

Lors de la caractérisation du canal, nous avons vu que l'amplitude des différents *clusters* suivait une décroissance de type puissance (cf. section 3.2.4.3). Cette approche diffère de celle qui est généralement suivie dans les modèles large bande de type Saleh et Valenzuela [(1)]. Elle permet cependant une interprétation physique de la décroissance de l'amplitude des *clusters* et des rayons, tout en décrivant de manière plus précise nos observations expérimentales. Ainsi, l'amplitude du premier rayon de chaque *cluster* est donnée par (cf. équation (3.6)) :

$$\beta_{1,l}^2 = \beta_{1,1}^2 \left(\frac{T_l}{T_1}\right)^{-\Omega} \tag{5.5}$$

où Ω représente le coefficient de décroissance en puissance inter-*clusters*.

Avant de générer une réponse impulsionnelle, il convient également de choisir une dynamique d'observation D, qui permettra d'éliminer les *clusters* et les rayons trop atténués. Compte tenu de la dynamique de mesure lors des expérimentations de caractérisation du canal, la valeur du paramètre D ne devra pas excéder 50 dB.

Nous proposons donc l'algorithme suivant pour la génération du premier rayon de chaque *cluster*.

I. *Initialisation*

L'instant d'arrivée du 1$^{\text{er}}$ *cluster* est lié à la distance émetteur-récepteur d :

$$\begin{aligned} l &= 1 \\ T_1 &= \frac{d}{c} \end{aligned} \tag{5.6}$$

où c correspond à la vitesse de la lumière.

Nous fixons arbitrairement l'amplitude de ce premier rayon à $\beta_{11} = 1$.

[(1)] Pour ces modèles, l'amplitude des *clusters* et des rayons décroît de façon exponentielle avec le retard [Saleh 87].

II. *Génération d'un nouveau* cluster

Pour déterminer la durée inter-*cluster*, nous tirons une variable aléatoire ΔT_l suivant une loi exponentielle de paramètre Λ. On a alors :

$$\begin{aligned} l &= l+1 \\ T_l &= T_{l-1} + \Delta T_l \\ \beta_{1,l} &= \left(\frac{T_l}{T_1}\right)^{-\frac{\Omega}{2}} \end{aligned} \tag{5.7}$$

III. *Critère d'arrêt*

Pour valider le dernier *cluster*, son amplitude doit rester dans la dynamique d'observation. On vérifie donc la condition :

$$20\log\left(\frac{\beta_{1,l}}{\beta_{1,1}}\right) > -D \tag{5.8}$$

En utilisant l'équation (5.5) cette condition équivaut à :

$$T_l < T_1 \times 10^{\frac{D}{10\Omega}} \tag{5.9}$$

Tant que cette condition est respectée, on génère un nouveau *cluster* (étape **II.**), jusqu'à ce que l'on obtienne le nombre de *clusters* L sélectionné. Si la condition n'est pas satisfaite, la génération de *clusters* s'arrête au $l-1^{\text{e}}$ *cluster* (*i.e.* $L = l-1$).

Conformément aux résultats de notre étude du canal UWB statique, nous recommandons d'utiliser les valeurs $\Lambda = 36{,}5$ MHz et $\Omega = 4{,}4$ dans le cas LOS. Pour le cas NLOS, les valeurs recommandées sont $\Lambda = 24{,}9$ MHz et $\Omega = 3{,}9$.

Génération des rayons

À l'intérieur de chaque *cluster*, l'arrivée d'un rayon peut également être modélisée par un processus de Poisson (cf. section 3.2.4.4). Comme dans le cas des *clusters*, la densité de probabilité d'arrivée d'un nouveau rayon s'écrit [Saleh 87] :

$$p\left(\tau_{k,l}|\tau_{k,l-1}\right) = \lambda \exp\left(-\lambda\left(\tau_{k,l} - \tau_{k,l-1}\right)\right) \tag{5.10}$$

avec λ représentant le taux d'arrivée des rayons.

Nous proposons donc de générer l'arrivée des rayons selon un algorithme similaire à celui qui a été décrit pour les *clusters*. En particulier, à l'intérieur de chaque *cluster*, l'amplitude des rayons suit une décroissance de type puissance de paramètre ω (cf. section 3.2.4.3). Dans le cas LOS, pour tenir compte de la différence de puissance observée entre le premier trajet de chaque *cluster* et les trajets suivants, nous utiliserons le rapport de puissance G, exprimé en dB.

I. *Initialisation*

L'instant d'arrivée du 1^{er} rayon correspond à celui qui a été calculé pour le *cluster* :

$$\begin{aligned} k &= 1 \\ \tau_{1,l} &= 0 \end{aligned} \tag{5.11}$$

L'amplitude $\beta_{1,l}$ de ce premier rayon a été calculée précédemment.

II. *Génération d'un nouveau rayon*

La durée inter-rayons courante est donnée par une variable aléatoire $\Delta\tau_{k,l}$, générée suivant une loi exponentielle de paramètre λ. On a alors :

$$\begin{aligned} k &= k+1 \\ \tau_{k,l} &= \tau_{k-1,l} + \Delta\tau_{k,l} \\ \beta_{k,l} &= 10^{-\frac{G}{20}}\beta_{1,l}\left(\frac{\tau_{k,l}+T_l}{T_l}\right)^{-\frac{\omega}{2}} \end{aligned} \tag{5.12}$$

III. *Critère d'arrêt*

Le critère d'arrêt de l'algorithme est lié à la dynamique d'observation D. On génère un nouveau rayon tant que la condition suivante est satisfaite :

$$20\log\left(\frac{\beta_{k,l}}{\beta_{1,1}}\right) > -D \tag{5.13}$$

ce qui équivaut à la condition :

$$\tau_{k,l} < T_l\left(10^{\frac{D-G}{10\omega}}\left(\frac{T_l}{T_1}\right)^{-\frac{\Omega}{\omega}} - 1\right) \tag{5.14}$$

En cas d'arrêt, seuls les $k-1$ premiers rayons sont conservés (*i.e.* $K_l = k-1$).

D'après notre étude de caractérisation présentée au chapitre 3 et notre observation des PDP mesurés, nous recommandons d'utiliser les paramètres $\lambda = 5{,}95$ GHz, $\omega = 11{,}1$ et $G = 12$ dB dans le cas LOS. Les valeurs recommandées pour le cas NLOS sont $\lambda = 6{,}19$ GHz, $\omega = 10{,}2$.

Phase initiale de chaque rayon

Dans la description du modèle donnée par l'équation (5.2), le paramètre $\theta_{k,l}$ correspond à la phase absolue du k^{e} rayon dans le l^{e} *cluster*. Dans la pratique, la phase absolue d'un trajet est liée à sa longueur, mais également à la nature et au nombre des phénomènes de propagation (comme la réflexion ou la diffraction) qui affectent ce trajet. D'autre part, le déphasage généré par l'antenne à l'émission et à la réception varie en fonction de la direction de départ et d'arrivée du trajet considéré. Enfin, cette phase varie rapidement lorsqu'on modifie la position des antennes. Il est donc difficile d'accéder à ce paramètre par la mesure.

Pour les besoins du modèle, nous considérerons que les phases $\theta_{k,l}$ sont distribuées de façon uniforme dans l'intervalle $[0, 2\pi[$. Cette approche a également été adoptée dans le modèle IEEE 802.15.4a [Molisch 04].

La figure 5.1 présente l'ensemble des rayons obtenus dans une situation LOS pour une distance émetteur-récepteur de 6 m. On peut observer 5 *clusters*, avec un rapport de puissance de 12 dB entre le premier trajet de chaque *cluster* et les trajets suivants. Notons que cette représentation correspond à une bande d'observation infinie, chaque rayon étant représenté par une fonction de Dirac.

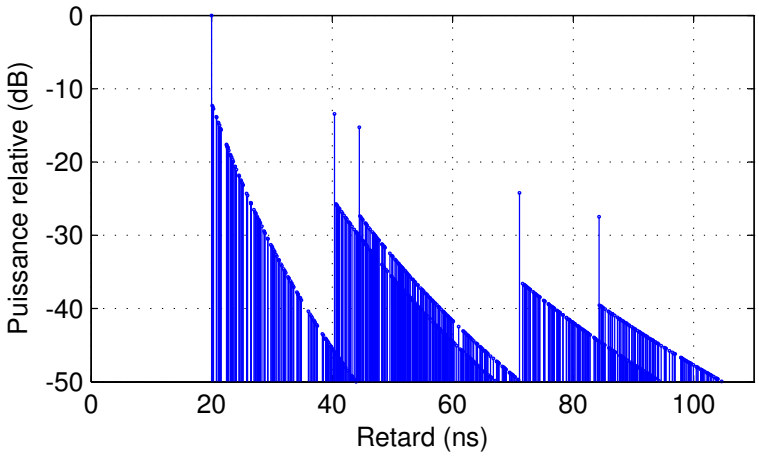


FIG. 5.1 – **Réponse impulsionnelle simulée sur une bande infinie.** *Situation LOS, avec les paramètres $d = 6$ m, $\Lambda = 36{,}5$ MHz, $\lambda = 5{,}95$ GHz, $\Omega = 4{,}4$, $\omega = 11{,}1$ et $G = 12$ dB.*

5.1.2.2 Réponse impulsionnelle sur une bande limitée

Dans la pratique, la réponse impulsionnelle est observée sur une bande limitée, située à l'intérieur de la bande 3,1 GHz - 10,6 GHz. Nous notons f_{min} et f_{max} les fréquences minimale et maximale d'observation, et $f_c = \frac{1}{2}(f_{\text{min}} + f_{\text{max}})$ la fréquence centrale. La fonction de transfert du canal limitée à la bande d'observation s'écrit alors [(2)] :

$$T_{\text{lim}}(f) = \begin{cases} \frac{f_c}{f} \frac{1}{\sum_{l=1}^{L}\sum_{k=1}^{K_l}\beta_{k,l}^2} \sum_{l=1}^{L}\sum_{k=1}^{K_l}\beta_{k,l} e^{j(\theta_{k,l}-2\pi f(T_l+\tau_{k,l}))} & \text{si} f_{\text{min}} \leq f \leq f_{\text{max}} \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \tag{5.15}$$

Dans l'équation (5.15), le terme $\frac{f_c}{f}$ est utilisé pour rendre compte de la décroissance de la puissance reçue en $-20\log(f)$ décrite précédemment. Cette correction de la fonction de transfert a également été proposée dans [Alvarez 03] et [Foerster 03a]. D'autre part, le coefficient $\sum_{l=1}^{L}\sum_{k=1}^{K_l}\beta_{k,l}^2$ permet de normaliser la puissance reçue à la fréquence f_c à une puissance unitaire.

La figure 5.2 présente une fonction de transfert simulée, limitée à la bande 3,1 GHz - 10,6 GHz. Cette fonction de transfert correspond à la réponse impulsionnelle représentée dans la figure 5.1, générée en situation LOS à une distance émetteur-récepteur d de 6 m. Pour tenir compte de pertes par propagation réalistes, la fonction $T_{\text{lim}}(f)$ a été pondérée par le coefficient $PL(f_c, d)$ calculé précédemment. On peut nettement observer une décroissance de la puissance reçue avec la fréquence. D'autre part, l'agrandissement représenté sur la figure de droite montre que la reconstruction proposée permet de conserver les propriétés de corrélation entre fréquences proches.

[(2)] Notons que l'équation (5.15) décrit la fonction de transfert du canal pour les fréquences positives uniquement. Pour une réponse impulsionnelle réelle, la fonction de transfert est obtenue pour les fréquences négatives par simple symétrie hermitienne. Si l'on s'intéresse à l'enveloppe complexe de la réponse impulsionnelle, il convient de ramener cette fonction de transfert en bande de base.

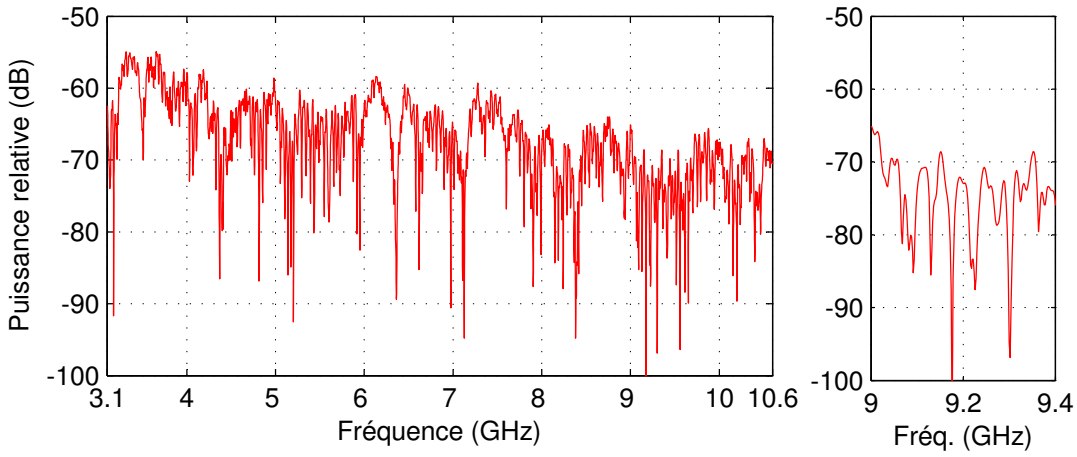


FIG. 5.2 – **Fonction de transfert simulée sur une bande limitée.** *Situation LOS, avec les paramètres $d = 6$ m, $\Lambda = 36{,}5$ MHz, $\lambda = 5{,}95$ GHz, $\Omega = 4{,}4$, $\omega = 11{,}1$ et $G = 12$ dB. Le graphique de droite est un agrandissement de la fonction $T_{lim}(f)$ entre les fréquences 9 GHz et 9,4 GHz.*

La réponse impulsionnelle observée sur bande limitée est simplement obtenue par transformation de Fourier inverse :

$$h_{\text{lim}}(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} T_{\text{lim}}(f) e^{j2\pi f\tau} df \tag{5.16}$$

Pour diminuer la hauteur des lobes secondaires, on pourra utiliser une fenêtre de Hanning lors de cette transformation. Pour les simulations de systèmes de communication, on ajustera la puissance de la réponse impulsionnelle générée en appliquant sur toute la réponse les pertes par propagation $PL(f_c, d)$, liées à la fréquence centrale f_c de la bande considérée et à la distance d entre l'émetteur et le récepteur.

La figure 5.3 (a) présente notre exemple de réponse impulsionnelle, observée sur la bande 3,1 GHz - 10,6 GHz. On peut remarquer que le faible délai existant entre deux rayons consécutifs (cf. figure 5.1) produit naturellement des interférences constructives ou destructives. La réponse impulsionnelle obtenue est comparable aux réponses mesurées sur la bande FCC, présentées dans la section 3.2.4. Notons que pour la représentation des réponses impulsionnelles, un niveau de bruit d'observation a été pris en compte, en ajoutant à la fonction de transfert un bruit blanc gaussien d'une puissance $2\sigma_N^2 = 10^{-\frac{D}{10}}$, où D est la dynamique d'observation.

Nous avons vu au chapitre 3 que pour l'environnement intérieur, les caractéristiques de la réponse impulsionnelle étaient peu influencées par la fréquence. Le principal effet de la fréquence concerne la variation des pertes par propagation, prises en compte dans le coefficient $PL(f_c, d)$. La méthode présentée permet donc d'obtenir la réponse impulsionnelle du canal observée sur toute bande partielle incluse dans la bande FCC, à partir d'un ensemble donné de rayons. Les figures 5.3 (b) et (c) présentent les réponses impulsionnelles observées respectivement sur les bandes 3,1 GHz - 4,1 GHz et 9,6 GHz - 10,6 GHz, pour l'ensemble de rayons utilisé pour la figure (a). Ces graphiques mettent en évidence plusieurs caractéristiques du modèle proposé. D'une part, les réponses impulsionnelles (b) et (c), observées sur une largeur de

bande de 1 GHz, présentent une résolution plus faible que la réponse (a), qui correspond à la globalité de la bande FCC. D'autre part, on constate un affaiblissement de puissance d'environ 10 dB entre la réponse observée en bas de bande (b) et la réponse observée en haut de bande (c). Cette atténuation correspond au rapport entre les fréquences centrales considérées. Enfin, les réponses impulsionnelles observées sur des bandes différentes ne sont pas nécessairement identiques : par exemple, le *cluster* présent au retard $\tau = 70$ ns est observable sur la bande 3,1 GHz - 4,1 GHz, mais est difficilement détectable sur la bande 9,6 GHz - 10,6 GHz.

5.1.2.3 Évanouissements rapides

La méthode présentée permet de générer une réponse impulsionnelle aléatoire représentative du canal de propagation UWB en intérieur. Dans le chapitre 4, nous avons étudié les deux sources possibles de fluctuations rapides du canal. On observe des variations spatiales lorsque l'une au moins des antennes est déplacée et des variations temporelles lorsque l'environnement du lien radio est modifié. Nous proposons des modèles pour simuler chacun de ces phénomènes dans la section 5.2. Toutefois, pour la simulation d'un lien radio, il peut être nécessaire de générer simplement des réalisations différentes du canal, en reproduisant l'effet d'évanouissements rapides. Dans ce cas, une simple adaptation de l'algorithme présenté permet d'obtenir des résultats satisfaisants.

Notre analyse des variations du canal radio a montré que les fluctuations d'amplitude de la réponse impulsionnelle étaient caractérisées par une distribution de Rayleigh dans les *clusters* de trajets multiples diffus (cf. section 4.1). Pour les trajets principaux, la variation d'amplitude est moins marquée et peut être caractérisée par une distribution paramétrique, comme la distribution de Weibull. Dans ce cas, nous avons observé des valeurs importantes du paramètre b de Weibull (jusqu'à $b = 18$ pour le trajet direct).

Les fluctuations d'amplitude de la réponse impulsionnelle sont dues à l'interférence existant entre plusieurs trajets proches. L'addition vectorielle de plusieurs trajets conduit à des interférences constructives ou destructives suivant la phase de chaque contribution. Nous proposons donc de générer différentes réponses impulsionnelles en modifiant simplement la phase absolue de chaque rayon $\theta_{k,l}$. Pour chaque réalisation du canal, les valeurs de $\theta_{k,l}$ seront donc générées de façon aléatoire, selon une distribution uniforme dans l'intervalle $[0, 2\pi[$. Dans ce cas, les fluctuations d'amplitude ne sont visibles que lorsque la réponse impulsionnelle est observée sur une bande limitée.

La figure 5.4 représente un PDP obtenu à partir de 100 réponses impulsionnelles générées à partir du même jeu de rayons, mais avec des phases $\theta_{k,l}$ différentes. Ce PDP simulé est comparable au PDP mesuré sur un lien radio fixe en présence de personnes mobiles, représenté dans la figure 4.5. Pour chaque retard τ du PDP, nous avons comparé la distribution de l'amplitude des 100 réponses impulsionnelles à une distribution de Weibull (cf. annexe B.1.4). Le paramètre b correspondant est représenté dans la figure 5.5. Nous pouvons observer que dans les *clusters* de trajets multiples, le paramètre b est proche de 2, indiquant que la distribution d'amplitude de la réponse impulsionnelle suit une loi de Rayleigh. Le paramètre b prend des valeurs plus importantes pour les trajets principaux (pour les retards τ de 20 ns, 40 ns, 45 ns, 71 ns et 84 ns), avec des valeurs maximales de l'ordre de $b = 20$. Nous retrouvons donc des variations proches de celles observées de façon expérimentale.

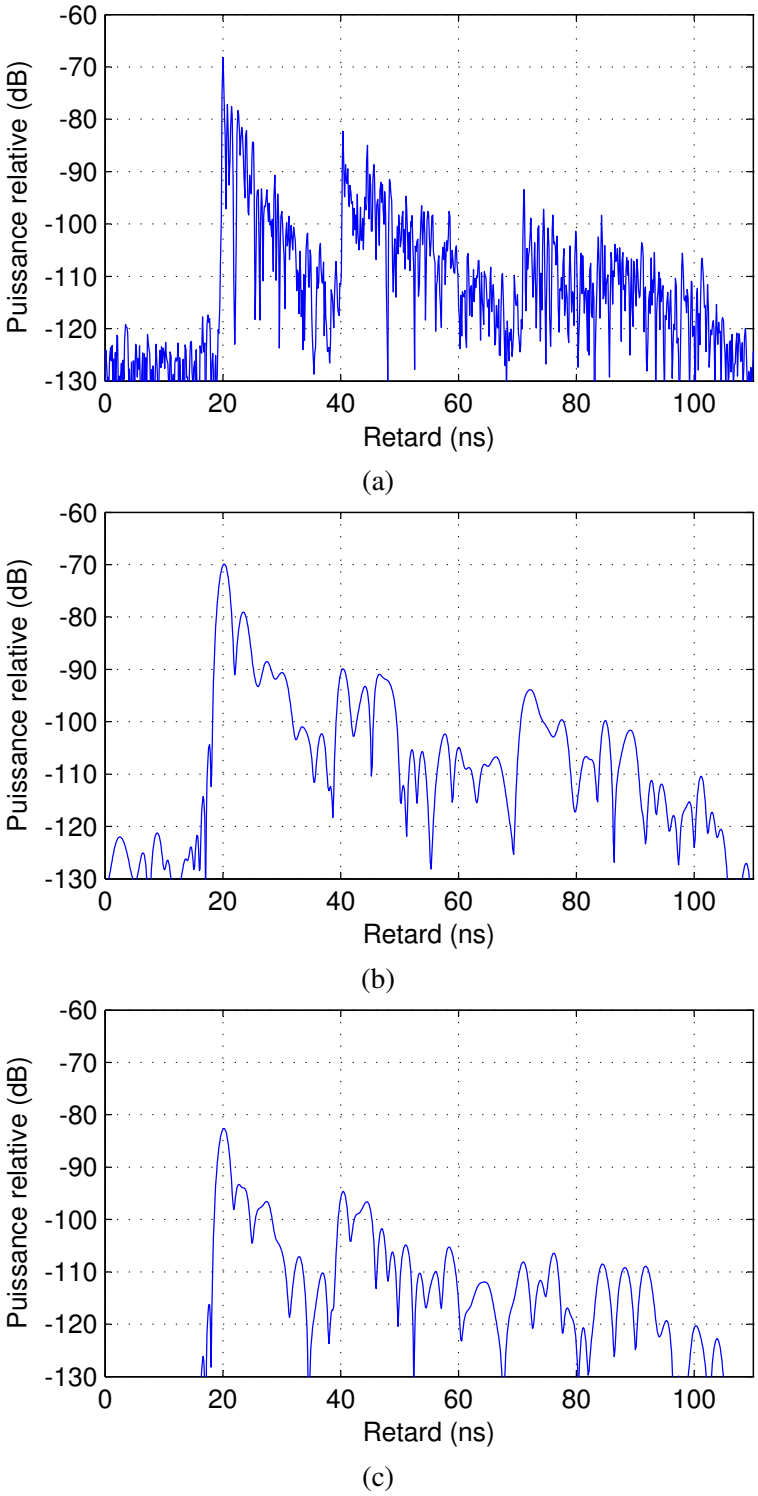


FIG. 5.3 – **Réponses impulsionnelles simulées sur une bande limitée.** *Ensembles de rayons identiques, observés sur les bandes 3,1 GHz - 10,6 GHz (a), 3,1 GHz - 4,1 GHz (b), et 9,6 GHz - 10,6 GHz (c).*

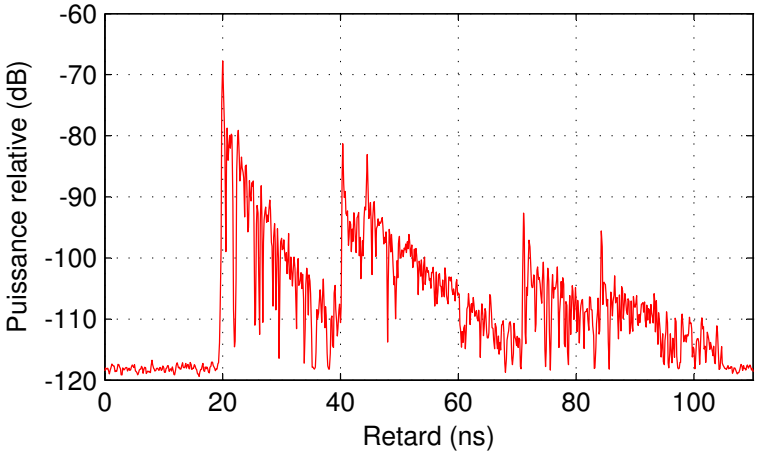


FIG. 5.4 – **PDP simulé sur une bande limitée.** *Simulation réalisée à partir de 100 réponses impulsionnelles observées sur la bande 3,1 GHz - 10,6 GHz.*

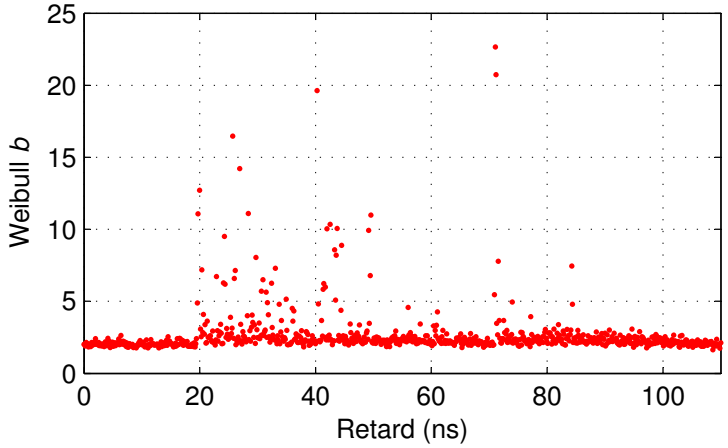


FIG. 5.5 – **Évolution du paramètre b de Weibull en simulation.**

Le tableau 5.2 synthétise l'ensemble des paramètres de notre modèle de réponse impulsionnelle UWB en environnement statique, obtenus lors de notre caractérisation expérimentale.

	LOS	**NLOS**
$f_{\mathbf{min}}$ (GHz)	$3{,}1 \leq f_{\min} < f_{\max}$	
$f_{\mathbf{max}}$ (GHz)	$f_{\min} < f_{\max} \leq 10{,}6$	
D (dB)	50	
Λ (MHz)	36,5	24,9
$\bar{L}$	5,6	2,4
λ (GHz)	5,95	6,19
Ω	4,4	3,9
ω	11,1	10,2
G (dB)	12	0

TAB. 5.2 – **Paramètres du modèle de réponse impulsionnelle UWB.**

5.2 Variations spatiales et temporelles

Dans la section 5.1, nous avons décrit comment simuler une réponse impulsionnelle à partir des paramètres statistiques dérivés de nos mesures expérimentales, dans le cas d'un canal statique. Nous avons vu au chapitre 4 que le déplacement des antennes ou le passage de personnes pouvaient provoquer d'importantes variations de la réponse impulsionnelle. Cette section décrit les adaptations du modèle précédent permettant de modéliser les fluctuations spatiales et temporelles du canal radio UWB.

5.2.1 Modélisation des fluctuations spatiales

Les variations spatiales sont dues au déplacement de l'une au moins des antennes d'émission ou de réception. Nous avons vu que la caractéristique principale des variations spatiales du canal concerne l'évolution du retard associé à chaque trajet. En effet, lorsque l'antenne se déplace, certains trajets de propagation s'allongent tandis que d'autres raccourcissent ; ce phénomène devra être pris en compte en modélisation. Les variations spatiales du canal UWB ont très peu été étudiées en modélisation statistique. On peut citer le modèle de l'IMST, qui tient compte de l'évolution du retard associé à chaque *cluster* en utilisant un algorithme de tracé de rayons simplifié [Kunisch 03b].

L'évolution des retards des rayons de la réponse impulsionnelle dépend de l'angle formé entre le vecteur déplacement de l'antenne et le rayon considéré. Plus précisément, il faut connaître la direction de départ de chaque rayon lorsque l'antenne d'émission se déplace, ou la direction d'arrivée de chaque rayon lorsque l'antenne de réception se déplace. Dans la suite de cette section, nous nous placerons dans le cas du déplacement de l'antenne de réception et nous nous intéresserons donc à la direction d'arrivée des rayons. D'autre part, par souci de simplicité, nous décrivons un modèle permettant le déplacement de l'antenne dans le plan

(O, x, y), et nous tiendrons compte de l'azimut φ de chaque rayon uniquement. On pourra aisément dériver un modèle à trois dimensions en incluant l'élévation d'arrivée de chaque rayon.

Réponse impulsionnelle initiale

La première étape de ce modèle de fluctuations spatiales consiste à générer une réponse impulsionnelle sur une bande infinie $h(x_0, y_0, \tau)$, pour un point (x_0, y_0) du plan, selon la procédure décrite dans la section 5.1. En conservant les notations utilisées précédemment, nous obtenons la description suivante :

$$h(x_0, y_0, \tau) = \sum_{l=1}^{L} \sum_{k=1}^{K_l} \beta_{k,l} e^{j\theta_{k,l}} \delta(\tau - T_l - \tau_{k,l}) \tag{5.17}$$

Élongation de chaque rayon

Pour calculer la réponse impulsionnelle observée sur une bande infinie à un point (x, y) proche du point (x_0, y_0), on suppose que chaque rayon correspond à une onde plane. Cette hypothèse est valide lorsque l'antenne de réception se situe dans le champ lointain par rapport aux principaux obstacles de l'environnement responsables des phénomènes de transmission, réflexion et diffraction. La figure 5.6 schématise la configuration obtenue pour un rayon donné. Sur ce schéma, φ représente l'azimut du rayon incident et les paramètres r et α vérifient :

$$\begin{aligned} x - x_0 &= r\cos(\alpha) \\ y - y_0 &= r\sin(\alpha) \end{aligned} \tag{5.18}$$

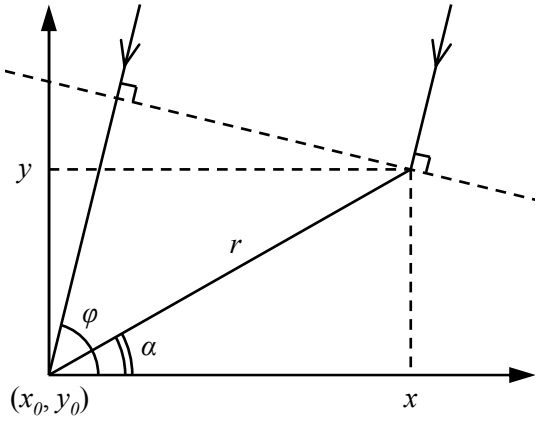


FIG. 5.6 – **Variation de la longueur d'un trajet lors du déplacement de l'antenne.**

Lorsque l'antenne de réception se déplace du point (x_0, y_0) au point (x, y), l'élongation Δl du rayon incident s'écrit :

$$\Delta l = -r\cos(\varphi - \alpha) \tag{5.19}$$

ce qui équivaut à :

$$\Delta l = -(x - x_0)\cos(\varphi) - (y - y_0)\sin(\varphi) \tag{5.20}$$

Choix de l'azimut de chaque rayon

Peu d'études statistiques des directions de départ et d'arrivée sont disponibles dans la littérature pour le canal radio UWB. Les chercheurs de l'Université de Californie du Sud ont utilisé l'algorithme CLEAN pour extraire les directions d'arrivée à partir d'un réseau plan de 7×7 capteurs [Cramer 02]. Une étude similaire basée sur un réseau de 10×10 capteurs et exploitant l'algorithme SAGE a été présentée par l'Institut de Technologie de Tokyo [Haneda 05]. Ces deux analyses ont montré que les rayons provenant d'un même *cluster* présentaient un azimut proche.

Ce regroupement des directions d'arrivées en *clusters* a également été observé lors d'études du canal large bande. En particulier, Spencer *et al.* ont proposé une extension du modèle de Saleh et Valenzuela pour décrire l'azimut d'arrivée des rayons de la réponse impulsionnelle [Spencer 97]. Dans ce modèle, l'azimut d'arrivée du k^{e} rayon dans le l^{e} *cluster* est décomposé en $\Phi_l + \varphi_{k,l}$, où Φ_l est l'azimut d'arrivée moyen dans le l^{e} *cluster*. Sans connaissance sur l'environnement, on peut considérer que Φ_l est distribué de façon uniforme dans l'intervalle $[0, 2\pi[$. La répartition des azimuts d'arrivée à l'intérieur du *cluster*, $\varphi_{k,l}$, est modélisée par une distribution de Laplace de moyenne nulle et d'écart-type σ_φ :

$$p_{\varphi_{k,l}}(\varphi_{k,l}) = \frac{1}{\sqrt{2}\sigma_\varphi} e^{-\left|\frac{\sqrt{2}\varphi_{k,l}}{\sigma_\varphi}\right|} \tag{5.21}$$

Nous utiliserons le modèle de Spencer *et al.* pour déterminer l'azimut de chaque rayon de la réponse impulsionnelle. Dans [Haneda 05], l'écart-type de l'azimut d'arrivée σ_φ est inférieur ou égal à 6,7° [(3)]. En première approximation, nous recommandons d'utiliser cette valeur pour le paramètre σ_φ. Ce paramètre pourra être affiné par l'analyse statistique de données expérimentales.

Génération de la réponse impulsionnelle variant dans l'espace

Comme dans le cas du modèle statique, la réponse impulsionnelle simulée est observée sur une bande fréquentielle limitée par les fréquences minimale f_{min} et maximale f_{max}. À partir de la réponse impulsionnelle générée au point (x_0, y_0) donnée par l'équation (5.17) et connaissant l'azimut d'arrivée de chaque rayon $\Phi_l + \varphi_{k,l}$, on peut calculer la fonction de transfert sur une bande limitée en un point (x, y) proche du point (x_0, y_0) :

$$T_{\text{lim}}(x, y, f) = \begin{cases} \frac{f_c}{f} \frac{1}{\sum_{l=1}^{L}\sum_{k=1}^{K_l}\beta_{k,l}^2} \sum_{l=1}^{L}\sum_{k=1}^{K_l} \beta_{k,l} e^{j(\theta_{k,l} - 2\pi f(T_l + \tau_{k,l} + \Delta\tau_{k,l}))} & \text{si} f_{\text{min}} \leq f \leq f_{\text{max}} \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \tag{5.22}$$

avec :

$$\Delta\tau_{k,l} = -\frac{1}{c}\left((x - x_0)\cos(\Phi_l + \varphi_{k,l}) + (y - y_0)\sin(\Phi_l + \varphi_{k,l})\right) \tag{5.23}$$

[(3)] Pour les configurations LOS et NLOS mono-étage en intérieur.

Enfin, la réponse impulsionnelle $h_{\text{lim}}(x, y, \tau)$ observée sur bande limitée est obtenue par simple transformée de Fourier inverse (cf. équation (5.16)).

La figure 5.7 représente une simulation de réponse impulsionnelle variant dans l'espace, observée sur la bande 3,1 GHz - 10,6 GHz. Le retard, l'amplitude et la phase de chaque rayon correspondent aux paramètres des exemples précédents. Les variations spatiales de la réponse impulsionnelle ont été calculées pour un déplacement de l'antenne de réception selon l'axe Ox sur une distance de 2 m par pas de 1 cm. On peut nettement observer l'évolution des trajets principaux. Lors du déplacement, l'antenne de réception se rapproche de l'antenne d'émission et la longueur du trajet direct passe de 6 m à 4 m environ. Les trajets principaux suivants s'allongent (b, c et d) ou raccourcissent (e) lors du déplacement, suivant leur azimut d'arrivée. Enfin, on peut remarquer qu'à l'intérieur d'un même *cluster*, l'ensemble des rayons suit un déplacement similaire. Ceci est dû au faible écart-type de l'azimut d'arrivée des rayons $\sigma_\varphi = 6{,}7°$, qu'il conviendra d'affiner par des observations expérimentales.

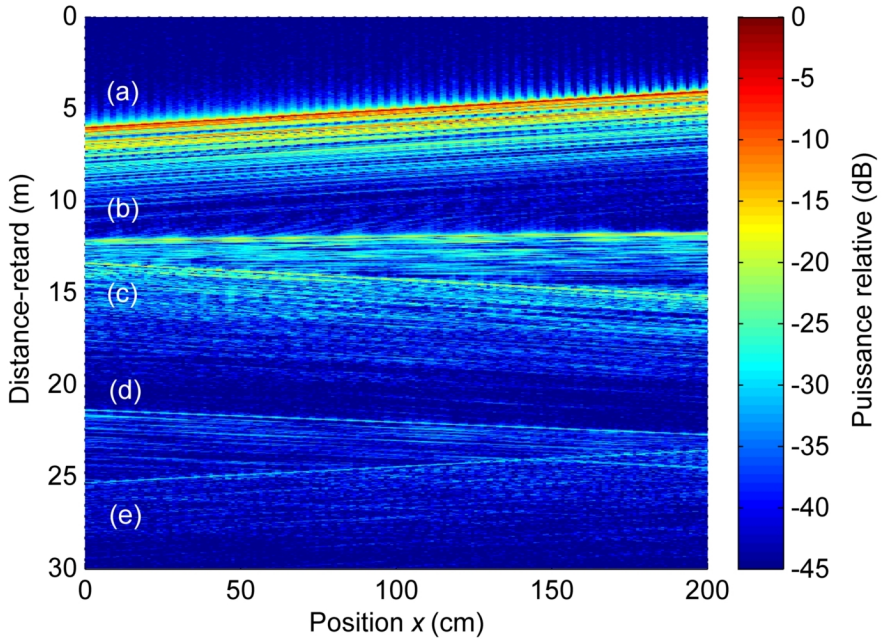


FIG. 5.7 – **Simulation de réponse impulsionnelle variant dans l'espace.** *Déplacement de l'antenne de réception selon l'axe Ox sur une distance de 2 m.*

5.2.2 Modélisation de l'effet des personnes

La modélisation de l'effet du passage de personnes à proximité d'un lien radio UWB est basée sur l'analyse expérimentale présentée dans la section 4.2. Étant donnée la bande d'analyse disponible pour la mesure en temps réel, limitée à 1 GHz, ce modèle est valide pour les canaux UWB d'une largeur de bande maximale de 1 GHz. D'autres mesures expérimentales seraient nécessaires pour valider son application sur des bandes de fréquences plus larges.

Nous conservons l'approche utilisée lors de l'analyse, en décomposant le signal reçu via les trajets principaux de la réponse impulsionnelle en une composante dominante et une com-

posante aléatoire. La composante dominante est principalement affectée par le masquage dû aux personnes et est donc responsable des évanouissements lents. La composante aléatoire correspond à la somme vectorielle des ondes diffusées par les personnes en mouvement et génère des évanouissements rapides. Notons qu'une personne peut agir à la fois en tant qu'obstruction et en tant que diffuseur mobile ; ces deux effets seront cependant traités séparément dans le développement du modèle. Nous nous intéressons en premier lieu aux variations du signal sur les trajets principaux du PDP, puis nous proposons une extension pour la génération de réponses impulsionnelles complètes variant dans le temps.

5.2.2.1 Effet des personnes sur un trajet principal

Composante dominante

Comme nous l'avons observé lors des mesures, on peut clairement distinguer les contributions individuelles de chaque personne dans l'évolution du masquage généré par un groupe de plusieurs personnes. Notre approche de modélisation consiste donc en premier lieu à reproduire le motif d'évanouissement lent correspondant à l'effet d'une personne. Des versions retardées de ce motif sont ensuite additionnées suivant l'instant de passage de chaque personne. Les instants de passage peuvent être tirés de façon aléatoire, ou calculés en fonction du positionnement des personnes dans une simulation à base de tracé de rayons, par exemple.

Lorsqu'il est représenté sur une échelle logarithmique, le motif d'évanouissement lent généré par une personne présente une forme gaussienne (cf. figure 4.12). Nous proposons donc deux fonctions basées sur la courbe gaussienne pour modéliser l'atténuation de la puissance reçue en dB :

$$\begin{aligned} g_1(t) &= -A_m \exp\left(-2\left((t-t_0)\frac{2}{T_m}\right)^2\right) \\ g_2(t) &= -A_m\left(1-\left((t-t_0)\frac{2}{T_m}\right)^2\right)\exp\left(-u\left((t-t_0)\frac{2}{T_m}\right)^2\right) \end{aligned} \tag{5.24}$$

Dans l'équation (5.24), A_m représente l'atténuation de masquage maximale en dB, T_m représente la durée de masquage en secondes et t_0 représente l'instant de passage. Par rapport à la fonction $g_1(t)$, la fonction $g_2(t)$ tient également compte des légères perturbations positives observées lors de la mesure avant et après le passage de la personne. Les valeurs recommandées de ces paramètres sont de l'ordre de 5 dB à 10 dB pour A_m, de l'ordre de 3 s à 5 s pour T_m, et 1 pour le paramètre u.

Composante aléatoire

Lors de l'étude de caractérisation, nous avons observé que l'amplitude de la composante aléatoire suivait une loi de Rayleigh. Dans le domaine des écarts Doppler, ce processus aléatoire est caractérisé par une fonction de diffusion $P_S(\tau,\nu)$ présentant une forme triangulaire centrée autour de 0 Hz. Une certaine asymétrie de la fonction de diffusion a pu être observée. Notre interprétation physique de ce phénomène indique cependant que cette asymétrie est

principalement liée à la configuration particulière de la mesure. Pour rester dans un cas général dans le cadre du modèle, nous proposons d'utiliser une fonction de diffusion de Laplace centrée autour de 0 Hz :

$$P_S(\tau,\nu) = \frac{\sigma_0^2}{\sqrt{2}\nu_{RMS}} \exp\left(-\frac{\sqrt{2}}{\nu_{RMS}}|\nu|\right) \tag{5.25}$$

où σ_0^2 représente la puissance de la composante aléatoire, ν_{RMS} représente la dispersion Doppler et τ correspond au retard de l'un des trajets principaux de la réponse impulsionnelle. D'après nos résultats de mesure, les valeurs typiques de ν_{RMS} devraient être de l'ordre de 1 Hz à 3 Hz.

Modèle de variation temporelle

Cette section présente notre modèle global pour l'effet de personnes traversant un lien radio UWB. Ce modèle peut s'appliquer au signal reçu via l'un des trajets principaux de la réponse impulsionnelle. Les différentes étapes de l'algorithme sont décrites dans les paragraphes suivants.

I. Générer N_p motifs d'évanouissements lents $\{s_n(t)\}_{n=1\ldots N_p}$ correspondant aux effets individuels de N_p personnes en mouvement, à l'aide de l'une des fonctions données dans l'équation (5.24).

II. Sélectionner N_p instants $\{t_n\}_{n=1\ldots N_p}$ correspondant aux instants de passage de N_p personnes en mouvement. Ces décalages temporels peuvent être générés de façon aléatoire ou calculés en fonction de la géométrie de l'environnement considéré.

III. Calculer les variations d'amplitude de la composante dominante $d(t)$ en échelle linéaire selon l'équation (5.26).

$$d(t) = \prod_{n=1}^{N_p} 10^{\frac{s_n(t-t_n)}{20}} \tag{5.26}$$

IV. Générer un processus aléatoire complexe $r(t)$ suivant une distribution d'amplitude de Rayleigh et présentant une fonction de diffusion de Laplace. La dispersion Doppler ν_{RMS} doit être de l'ordre de 1 Hz à 3 Hz. La puissance moyenne de la composante aléatoire P_r doit être inférieure de 8 dB à 13 dB au niveau de puissance de la composante dominante non obstruée (cf. section 4.2.2.2).

V. Calculer les variations temporelles complexes du signal reçu $a(t)$ en additionnant vectoriellement les composantes dominante et aléatoire, *i.e.* $a(t) = d(t)+r(t)$. En particulier, si le trajet considéré subit une atténuation A_0 lorsqu'il n'est pas obstrué, les variations de puissance du signal reçu s'expriment en dB selon l'équation suivante :

$$A(t) = A_0 - 20\log\left(|d(t) + r(t)|\right) \tag{5.27}$$

L'un des points critiques de ce modèle consiste en la génération de la composante aléatoire présentant une distribution d'amplitude et un spectre Doppler arbitraires. En pratique, comme la distribution de Rayleigh peut être générée à partir d'un processus gaussien complexe, un certain nombre de méthodes sont disponibles pour respecter les spécifications à la fois en

termes de distribution d'amplitude et de spectre Doppler. Une discussion approfondie de ces méthodes est proposée dans [Pätzold 02]. Nous avons utilisé la technique intitulée *Method of Exact Doppler Spread*, en y apportant quelques modifications pour adapter l'algorithme original à la fonction de diffusion de Laplace (cf. annexe D).

La figure 5.8 présente des résultats de simulation pour le passage de 1, 4 et 12 personnes à travers le trajet principal d'un lien radio UWB. Pour cette simulation, la dispersion Doppler ν_{RMS} a été fixée à 1,2 Hz et la puissance de la composante aléatoire a été choisie 13 dB sous la puissance de la composante dominante non obstruée. Les motifs d'évanouissement obtenus sont très proches de nos mesures expérimentales (cf. figure 4.13). Comme certains éléments de la simulation (par exemple les instants de passage des personnes) sont générés à partir de processus aléatoires, la simulation et la mesure ne sont pas nécessairement identiques. Cependant, on peut observer que les variations de la composante dominante produisent des évanouissements rapides réalistes pour l'ensemble du signal reçu. D'autre part, la construction du modèle assure que les fluctuations de la composante aléatoire présentent une distribution de Rayleigh et la dispersion Doppler sélectionnée. Ainsi, le modèle proposé peut être utilisé pour simuler les effets de diffuseurs mobiles sur un lien radio UWB fixe de façon réaliste.

5.2.2.2 Extension du modèle à la réponse impulsionnelle

L'algorithme présenté ci-dessus permet de modéliser l'effet des personnes mobiles sur le signal reçu via l'un des trajets principaux de la réponse impulsionnelle. Nous proposons une simple extension de ce modèle de façon à obtenir un ensemble de réponses impulsionnelles complètes variant dans le temps, pour une configuration LOS. Une procédure similaire est suggérée dans [Molisch 02], mais il s'agit d'une modélisation théorique basée sur l'effet d'obstruction uniquement.

Réponse impulsionnelle statique

L'extension du modèle de variations temporelles se base sur une réponse impulsionnelle initiale $h(t_0, \tau)$ correspondant à un environnement statique à un instant t_0. On pourra utiliser la méthode décrite dans la section 5.1 pour obtenir la description de la réponse impulsionnelle sur une bande infinie :

$$h(t_0, \tau) = \sum_{l=1}^{L} \sum_{k=1}^{K_l} \alpha_{k,l}(t_0) \delta(\tau - T_l - \tau_{k,l}) \tag{5.28}$$

où les notations précédentes sont conservées, et $\alpha_{k,l}(t_0) = \beta_{k,l} e^{j\theta_{k,l}}$ représente l'amplitude complexe du k^{e} rayon dans le l^{e} *cluster*.

Évolution temporelle des trajets principaux

Le modèle développé ci-dessus est utilisé pour simuler les variations temporelles du trajet principal de chaque *cluster*. Lorsqu'on observe le canal radio sur une largeur de bande relativement faible, dans notre cas inférieure à 1 GHz, le trajet principal observé n'est pas constitué uniquement du premier rayon de chaque *cluster*, mais regroupe plusieurs rayons,

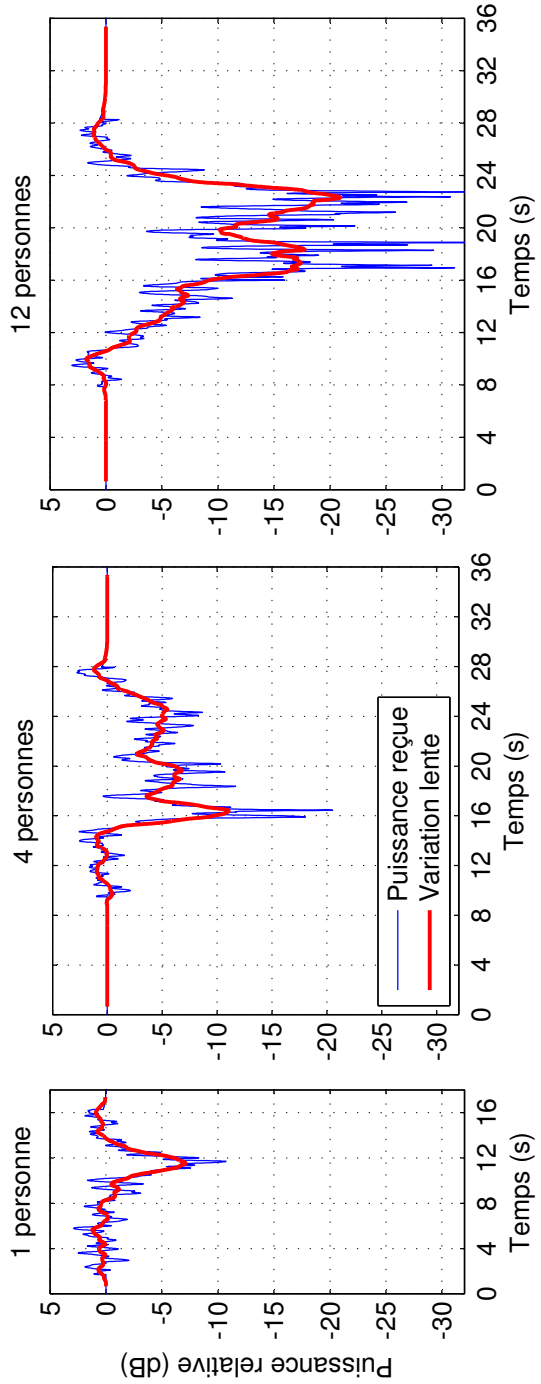


FIG. 5.8 – **Simulation d'évanouissements temporels sur un lien radio UWB.** *Passage de 1, 4 et 12 personnes.*

dont le nombre dépend de la résolution d'observation R_{obs}. Pour rester dans les conditions de notre analyse expérimentale, nous tiendrons compte des $k_{TP,l}$ premiers rayons de chaque *cluster* dans le trajet principal. L'indice $k_{TP,l}$ est donné par :

$$k_{TP,l} = \min\{k : \tau_{k,l} \leq R_{\text{obs}}\} \tag{5.29}$$

Pour une bande de fréquences de 1 GHz, en appliquant une fenêtre de Hanning, la résolution d'observation R_{obs} est de 2 ns [Harris 78].

Pour les $k_{TP,l}$ premiers rayons de chaque *cluster*, les variations temporelles de l'amplitude complexe $\alpha_{k,l}(t)$ sont simulées suivant le modèle présenté ci-dessus. Plus précisément, pour un passage de N_p personnes, les motifs d'évanouissements lents $\{s_n(t)\}_{n=1...N_p}$ et les instants de passage $\{t_n\}_{n=1...N_p}$ sont générés selon les points **I.** et **II.** de l'algorithme pour chaque *cluster*.

L'évolution de l'amplitude des $k_{TP,l}$ premiers rayons de chaque *cluster* est alors donnée par l'équation :

$$\alpha_{k,l}(t) = \alpha_{k,l}(t_0)d_l(t) + r_{k,l}(t) \tag{5.30}$$

La fonction $d_l(t)$, correspondant au motif d'évanouissement lent du trajet principal, est calculée suivant le point **III.** de l'algorithme. Les variations rapides $r_{k,l}(t)$ présentent une puissance moyenne P_r inférieure de 8 dB à 13 dB à la puissance du trajet principal, observé en bande limitée (point **IV.** de l'algorithme).

Zones denses de trajets multiples

Les autres rayons de la réponse impulsionnelle correspondent à des zones denses de trajets multiples. Lors de l'étude de caractérisation présentée dans le chapitre 4, nous avons pu observer qu'à l'intérieur de ces *clusters*, les variations d'amplitude de la réponse impulsionnelle sont proches d'une loi de Rayleigh. Nous proposons donc d'appliquer cette distribution pour modéliser l'effet des personnes.

La forme exacte de la fonction de diffusion $P_S(\tau, \nu)$ dans les *clusters* de trajets multiples reste un sujet d'étude, nécessitant des mesures expérimentales plus poussées. Dans un premier temps, nous proposons de conserver un spectre Doppler identique pour l'ensemble des composantes aléatoires de la réponse impulsionnelle. Ce choix permet d'obtenir une évolution temporelle similaire à tous les retards de la réponse du canal. En d'autres termes, pour $k > k_{TP,l}$, l'amplitude complexe $\alpha_{k,l}(t)$ est donnée par un processus aléatoire suivant une distribution d'amplitude de Rayleigh, et un spectre Doppler de Laplace, comme pour les composantes $r_{k,l}(t)$. Nous recommandons de fixer la dispersion Doppler du processus ν_{RMS} entre 1 Hz et 3 Hz, et sa puissance moyenne à $\alpha_{k,l}(t_0)^2$.

Réponse impulsionnelle sur une bande limitée

Comme dans le cas des variations spatiales, la réponse impulsionnelle sera finalement observée sur une bande limitée par les fréquences minimale f_{min} et maximale f_{max}. Nous

calculons donc en premier lieu la fonction de transfert variant dans le temps :

$$T_{\text{lim}}(t,f) = \begin{cases} \frac{f_c}{f} \frac{1}{\sum_{l=1}^{L}\sum_{k=1}^{K_l}\beta_{k,l}^2} \sum_{l=1}^{L}\sum_{k=1}^{K_l} \alpha_{k,l}(t) e^{-j2\pi f(T_l+\tau_{k,l})} & \text{si} f_{\text{min}} \leq f \leq f_{\text{max}} \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \tag{5.31}$$

La réponse impulsionnelle $h_{\text{lim}}(t,\tau)$ observée sur bande limitée est alors obtenue par transformée de Fourier inverse, selon l'équation (5.16).

Le modèle présenté a été utilisé pour simuler l'effet du déplacement de quatre personnes à proximité d'un lien radio en situation LOS. Pour choisir des instants de passage réalistes par rapport au trajet principal de chaque *cluster*, les retards T_l et les instants de passage t_n ont été calculés à partir d'un tracé de rayons réaliste, où seuls quelques rayons significatifs ont été conservés. La figure 5.9 illustre la configuration de simulation. Les cinq trajets sélectionnés correspondent au trajet direct et aux réflexions sur les quatre murs de la pièce. La flèche en pointillés indique le déplacement du groupe de quatre personnes et les cercles indiquent les positions où le groupe croise l'un des trajets principaux.

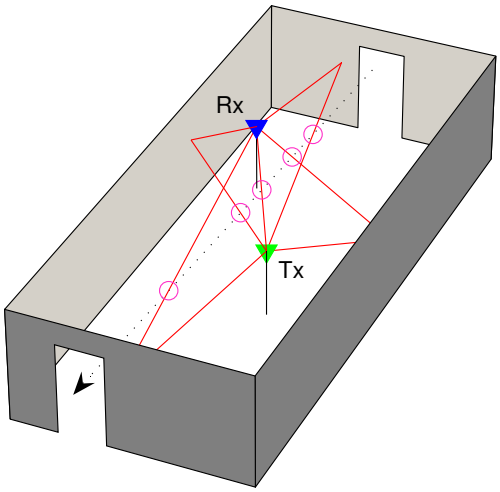


FIG. 5.9 – **Configuration de simulation pour le passage de personnes.**

À partir de ces informations, nous avons simulé la réponse impulsionnelle variant dans le temps représentée dans la figure 5.10. La réponse impulsionnelle est observée sur la bande 4 GHz - 5 GHz, comme lors de notre expérimentation. Les valeurs suivantes ont été données aux paramètres du modèle de variation temporelle : $A_m = 5$ dB, $T_m = 4$ s, $u = 1$, $P_r = -13$ dB et $\nu_{RMS} = 1$ Hz.

Comme l'indique la position des cercles sur le graphique, le groupe de personnes interfère avec chaque trajet principal à un instant différent. Pour chaque instant de masquage, on observe une atténuation de la puissance du trajet concerné, pendant une durée de l'ordre de 3 s à 6 s. D'autre part, la présence de personnes mobiles génère des fluctuations rapides visibles sur tous les retards de la réponse impulsionnelle. On peut remarquer que ces variations rapides interfèrent parfois fortement avec les trajets principaux, comme pour le second *cluster* par

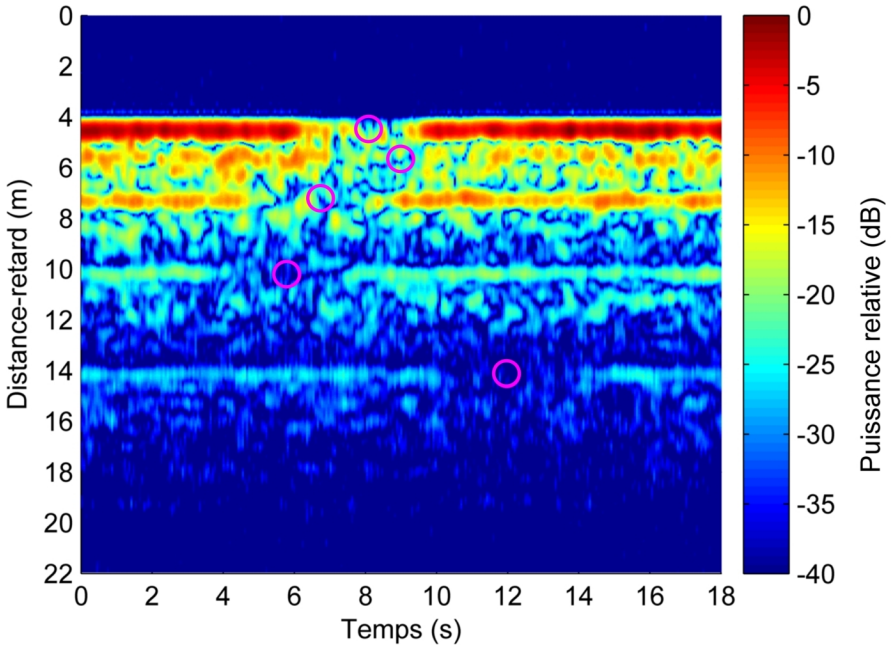


FIG. 5.10 – **Simulation de réponse impulsionnelle variant dans le temps.** *Passage de 4 personnes. Les cercles indiquent les instants de passage du groupe sur les cinq trajets principaux de la réponse impulsionnelle.*

exemple. Cette proposition de modèle pourra être affinée par l'analyse de nouvelles mesures expérimentales, notamment en sondant le canal UWB sur une bande de fréquences plus large.

5.3 Résultats de simulation

Une série de simulations a été réalisée en utilisant le modèle de canal radio UWB statique présenté à la section 5.1. Afin de respecter les conditions de la campagne de caractérisation du canal, un ensemble de 119 PDP a été généré : 34 PDP en configuration LOS pour des distances émetteur-récepteur variant entre 1 m et 20 m et 85 PDP en configuration NLOS pour des distances émetteur-récepteur variant entre 2,5 m et 18 m. Les distances émetteur-récepteur correspondent à celles qui ont été relevées lors de la mesure.

Chaque PDP a été construit à partir d'un ensemble de 90 réponses impulsionnelles. Pour chaque ensemble, nous avons utilisé le modèle de variation spatiale présenté à la section 5.2.1 pour simuler le déplacement de l'antenne d'émission autour d'un cercle de 20 cm de rayon. Les 90 réponses impulsionnelles reproduisent ainsi les fluctuations réalistes observées lors d'une mesure sur un bras tournant.

La figure 5.11 présente deux PDP typiques obtenus en simulation. L'une des 90 réponses impulsionnelles qui le composent est également représentée. Notons qu'en abscisse, les retards ont été convertis en distance. De manière générale, les simulations sont similaires aux PDP mesurés (cf. figure 3.13). On peut noter que la présence de *clusters* est généralement plus

marquée dans le cas LOS, tandis que les PDP obtenus en configuration NLOS présentent un aspect plus lissé.

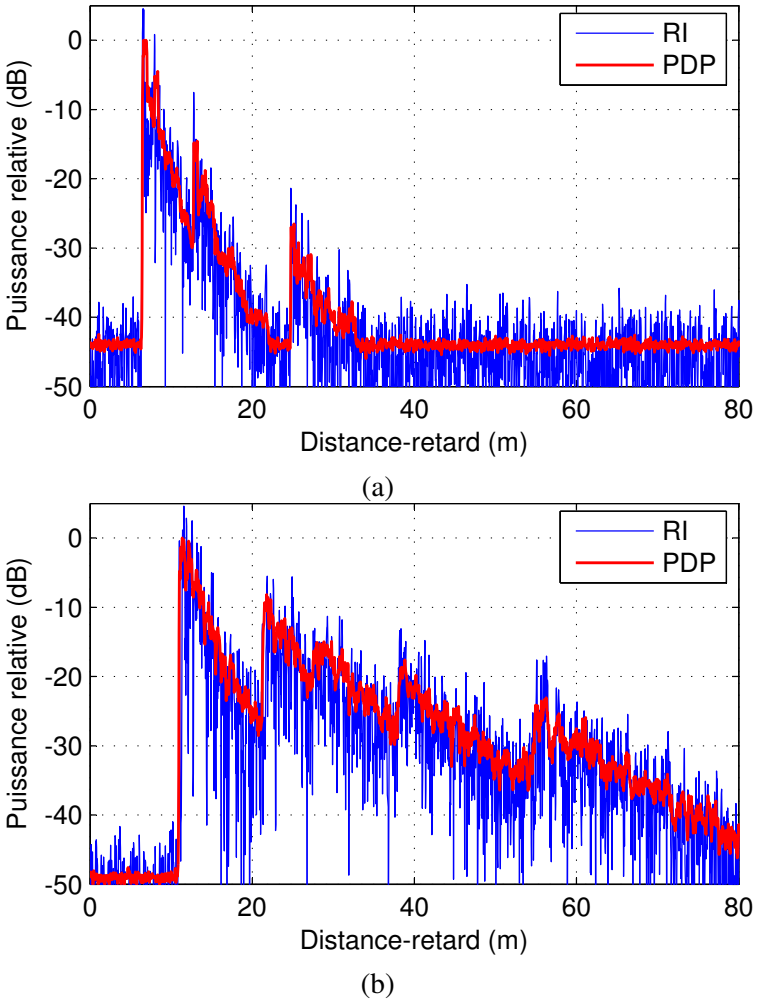


FIG. 5.11 – **PDP et réponse impulsionnelle obtenus en simulation.** *Configurations LOS (a) et NLOS (b).*

Trois paramètres représentatifs de la dispersion introduite par le canal de propagation ont été calculés sur l'ensemble des PDP générés : la dispersion des retards τ_{RMS}, la fenêtre des retards à 75% $W_{75\%}$ et la bande de cohérence à 90% $B_{c,90\%}$. Les valeurs moyennes obtenues pour ces paramètres en mesure et en simulation sont comparées pour les situations LOS et NLOS dans le tableau 5.3.

On peut constater que le modèle proposé reproduit correctement les paramètres de dispersion mesurés sur le canal radio UWB. La dispersion des retards des PDP simulés est particulièrement proche de la mesure, en situations LOS et NLOS. Les valeurs obtenues pour la fenêtre des retards et la bande de cohérence s'éloignent plus de nos observations expérimentales, mais restent de l'ordre de grandeur des caractéristiques mesurées. Le modèle proposé permet ainsi

Paramètre	LOS		NLOS	
	Mesure	Simulation	Mesure	Simulation
τ_{RMS} (ns)	4,1	4,0	9,9	9,7
$W_{75\%}$ (ns)	7,6	9,7	23,7	21,2
$B_{c,90\%}$ (MHz)	26,2	43,8	8,8	12,8

TAB. 5.3 – **Comparaison des paramètres de dispersion entre mesure et simulation.**

de reproduire à la fois la structure de la réponse impulsionnelle et la dispersion introduite par le canal.

5.4 Conclusion

Différentes études expérimentales nous ont permis d'analyser en détail les caractéristiques principales du canal de propagation UWB. Ce chapitre présente un modèle complet de canal radio en intérieur basé sur ces observations.

Dans un premier temps, nous avons décrit un modèle de pertes par propagation qui permettra de réaliser des études de dimensionnement et d'évaluer le brouillage généré par un équipement UWB. Un modèle a ensuite été détaillé pour la réponse impulsionnelle statique. Il permet de générer un ensemble de rayons en reproduisant la structure caractéristique de la réponse impulsionnelle, comme le regroupement de rayons en *clusters*. Contrairement à l'approche classique des modèles de Saleh et Valenzuela, nous proposons une décroissance de l'amplitude des *clusters* et des rayons selon une fonction de type puissance, qui permet de décrire nos observations expérimentales par une interprétation physique des phénomènes de propagation. Par filtrage de l'ensemble des rayons obtenus, il est possible d'observer la réponse impulsionnelle sur toute bande de fréquences incluse dans la bande 3,1 GHz - 10,6 GHz. Les simulations réalisées à partir de ce modèle montrent qu'il permet de reproduire fidèlement la dispersion introduite par le canal. Ce modèle pourra donc être utilisé en simulation système pour la conception et le développement de transmetteurs radio basés sur la technologie UWB.

Deux extensions du modèle ont également été proposées pour tenir compte des variations spatiales et temporelles du canal UWB. Le modèle de variations spatiales permet de reproduire les effets du déplacement de l'antenne en tenant compte de la direction d'arrivée des différents fronts d'onde retardés. Il pourra être affiné à partir d'une analyse statistique des directions d'arrivée en contexte UWB. Nous proposons enfin un modèle de fluctuations temporelles liées au déplacement de personnes. Basé sur l'évolution du signal reçu via les trajets principaux du PDP, il est ensuite étendu à l'ensemble de la réponse impulsionnelle. La mise en œuvre de ce modèle permettrait ainsi d'évaluer l'impact des personnes sur le débit d'un lien radio UWB.

Conclusion et perspectives

L'intérêt que suscite la technologie UWB n'a cessé de croître depuis la régulation de son spectre d'émission par l'autorité américaine FCC en 2002. Aujourd'hui, la CEPT s'apprête à proposer un cadre réglementaire pour l'utilisation de signaux UWB en Europe. Dans le milieu industriel et scientifique, cet engouement se manifeste par un débat intensif concernant la normalisation des systèmes UWB et par de nombreuses propositions pour la conception d'équipements performants. Par ses caractéristiques uniques, la technologie UWB présente en effet le potentiel de fournir de très hauts débits pour les applications de communication sans fil à courte portée. Par exemple, la largeur de son support spectral lui confère une capacité théorique supérieure à celle des systèmes large bande traditionnels. D'autre part, les propriétés de résolution temporelle des signaux UWB permettent une grande robustesse du système face aux évanouissements rapides du canal. Nous avons vu au chapitre 1 que deux types de modulation innovants, l'étalement de spectre UWB et la modulation OFDM sur bandes multiples, sont aujourd'hui proposés pour la conception de systèmes UWB. Les promoteurs de ces solutions techniques annoncent des débits potentiels de plusieurs centaines de Mbit/s.

Pour développer ces systèmes et exploiter de manière efficace les avantages des signaux UWB, il est primordial de bien connaître les propriétés du canal radio. Les phénomènes de propagation des ondes par trajets multiples apportent en effet une distorsion au signal transmis et il est nécessaire d'évaluer cet effet de façon réaliste. Le but des travaux de recherche que nous avons présentés consiste donc à caractériser le canal de propagation UWB en environnement intérieur, afin de proposer des modèles qui pourront être utilisés en conception de système. Si plusieurs modèles statistiques ont été présentés dans la littérature, notamment les modèles proposés par les groupes de travail IEEE 802.15.3a et IEEE 802.15.4a, peu d'entre eux ont été calibrés sur des mesures réalisées sur la globalité de la bande 3,1 GHz - 10,6 GHz définie par la FCC. L'effet de la fréquence sur les paramètres radio n'a donc pas été étudié en détail. D'autre part, les scénarios d'usage des équipements UWB suggèrent une variabilité importante du canal radio, liée par exemple au déplacement des antennes ou au passage de personnes. Nous avons donc étudié le canal de propagation UWB en cherchant à répondre plus particulièrement à ces différentes questions.

La première étape de notre démarche expérimentale a consisté en l'étude des différentes techniques de sondage large bande afin de définir la méthode la plus adaptée à la mesure du canal UWB (chapitre 2). Pour l'analyse du canal sur la bande 3,1 GHz - 10,6 GHz en configuration statique, la technique du balayage fréquentiel a été sélectionnée. Nous avons ainsi mis au point un équipement complet et autonome, comportant un VNA, deux antennes mono-coniques omnidirectionnelles et un dispositif de déplacement d'antenne. La principale limitation de cet équipement concerne la durée de mesure, de l'ordre de la dizaine de secondes

pour une réponse impulsionnelle. Afin d'étudier le canal UWB en temps réel, une technique de sondage innovante a été développée. Exploitant la dualité en capteurs multiples et bandes multiples, cette méthode met en œuvre un sondeur temporel large bande SIMO afin de mesurer successivement des bandes de fréquences juxtaposées de 250 MHz chacune. En utilisant jusqu'à cinq bandes partielles, cette technique permet de sonder une bande de fréquences de 1 GHz avec une durée de répétition de la mesure de 1 ms. Notre validation expérimentale a confirmé que cette méthode était adaptée à la mesure du canal UWB SISO en temps réel.

Pour la caractérisation du canal radio statique, différentes séries de mesures ont été réalisées en environnement intérieur de bureau. Après une étude préliminaire sur la bande 4 GHz - 6 GHz, la totalité de la bande 3,1 GHz - 10,6 GHz a été sondée. Les mesures réalisées en situations LOS et NLOS ont permis de collecter un ensemble de plus de 10 000 réponses impulsionnelles. Nous avons présenté au chapitre 3 l'analyse statistique des principaux paramètres du canal de propagation. Une première observation concerne la structure du PDP, qui présente un groupement des trajets multiples en *clusters*. Nous avons noté un effet important de l'antenne, qui introduit des variations d'affaiblissement en fréquence, mais également suivant la distance émetteur-récepteur. Après correction des effets de l'antenne, nous avons observé que l'atténuation fréquentielle du canal approchait la perte théorique de 20 dB par décade. L'étude des pertes par propagation en distance, de l'étalement des retards et de la décroissance du PDP a été réalisée sur l'ensemble de la bande FCC, puis sur sept bandes partielles de 528 MHz chacune. Nous n'avons pas observé d'influence significative de la fréquence centrale sur ces paramètres. On peut donc considérer que les propriétés du canal restent constantes sur la bande définie par la FCC, hormis l'atténuation de la puissance reçue. Cette étude a enfin été l'occasion de proposer une alternative au modèle traditionnel de Saleh et Valenzuela, en recommandant une décroissance du PDP selon une fonction de type puissance. Cette approche permet une interprétation physique de nos observations, tout en décrivant plus précisément nos résultats de mesures.

Dans le chapitre 4, nous avons présenté plusieurs expérimentations dédiées à l'étude des variations du canal radio UWB. Dans un premier temps, une série de mesures pseudo-dynamiques a été réalisée sur la bande 3,1 GHz - 11,1 GHz afin de comparer les fluctuations spatiales du canal, dues au déplacement de l'antenne, aux fluctuations temporelles, générées par des personnes en mouvement. Dans les deux cas, nous avons pu caractériser les variations de l'amplitude de la réponse impulsionnelle par une distribution de Weibull. Cette distribution se réduit à une loi de Rayleigh dans les *clusters* de trajets multiples diffus. Dans le cas du mouvement de l'antenne, le retard associé à chaque trajet évolue de façon significative lors du déplacement. Dans un second temps, l'effet des personnes sur un lien radio UWB fixe a été étudié par une série de mesures réalisées en temps réel sur la bande 4 GHz - 5 GHz. Un effet de masquage important a été observé sur les trajets principaux de la réponse impulsionnelle, ainsi que des fluctuations rapides, suivant une distribution de Rayleigh et un spectre Doppler de Laplace.

L'analyse des propriétés du canal observées en mesure a permis de construire un modèle complet du canal de propagation radio UWB en environnement intérieur. Dans le chapitre 5, nous décrivons en premier lieu un modèle de pertes par propagation, tenant compte de l'atténuation du canal en distance et en fréquence. La réponse impulsionnelle du canal est ensuite décrite par un ensemble de rayons, caractérisés par leur amplitude, leur retard et leur phase. Les paramètres du modèle permettent de générer plusieurs réalisations du canal de manière

aléatoire en respectant la structure de la réponse impulsionnelle, comme le groupement des rayons en *clusters*. Un filtrage réalisé dans le domaine spectral permet d'adapter la réponse impulsionnelle simulée à la bande de fréquences d'observation. Enfin, deux extensions ont été proposées pour modéliser les variations spatiales et temporelles du canal de propagation. Le déplacement de l'antenne est simulé de façon géométrique en tenant compte de la direction d'arrivée de chaque rayon. L'effet des personnes est modélisé pour une largeur de bande jusqu'à 1 GHz en situation LOS. Il tient compte du masquage des trajets principaux et des évanouissements rapides de la réponse impulsionnelle. Par une série de simulations réalisées dans les conditions de mesure, nous avons pu montrer que le modèle proposé reproduit correctement la structure du PDP ainsi que la dispersion du signal introduite par le canal.

Les résultats de notre étude offrent ainsi un support de travail efficace pour la simulation pratique du canal de propagation UWB en environnement intérieur. Parmi les perspectives d'utilisation de ce modèle, il sera possible de simuler l'affaiblissement du signal par propagation, afin de réaliser des études de dimensionnement pour les systèmes UWB. De la même manière, le brouillage potentiel entre différents usagers de la même bande spectrale pourra être étudié. Intégré à une chaîne de simulation, le modèle de réponse impulsionnelle permettra d'estimer les performances réelles d'un système de communication. Il sera ainsi possible de comparer différents types de modulation et de proposer une optimisation de ces systèmes. Dans cet objectif, la mise en oeuvre des modèles de fluctuations spatiales et temporelles du canal serait particulièrement intéressante, car elle permettrait d'évaluer les performances du système proposé dans des conditions d'usage réalistes.

Dans la continuité de nos travaux, plusieurs pistes de recherche ont pu être mises en évidence. Lors de notre étude statistique, nous avons pu observer qu'à l'intérieur de la bande analysée, la fréquence n'avait que peu d'influence sur les paramètres radio. En théorie électromagnétique, la fréquence de travail intervient à de nombreuses reprises, pour le calcul des phénomènes de propagation élémentaires ou dans les coefficients de permittivité des matériaux par exemple. Il serait donc intéressant de comparer le modèle statistique proposé à des résultats provenant d'un modèle déterministe, de type tracé de rayons par exemple. Une analyse des paramètres de propagation à partir de simulations déterministes permettrait de confirmer notre observation. D'autre part, la comparaison des similitudes et des différences entre deux techniques de modélisation complémentaires permettrait de valider certaines composantes de chaque modèle et de mettre en évidence les améliorations possibles.

La conception de sondeurs adaptés à l'UWB reste un sujet d'étude, notamment pour la mesure du canal en temps réel. Afin d'analyser les fluctuations temporelles du canal UWB sur une bande de fréquences plus large, la technique de sondage présentée pourrait être étendue à un plus grand nombre de bandes partielles. Nous avons vu que moyennant certaines adaptations, le sondeur développé serait capable de mesurer une bande de 2 GHz. Pour des bandes d'analyse plus large, d'autres techniques de mesure devraient être exploitées, comme la méthode temporelle par corrélation utilisant une fréquence d'horloge élevée. De tels équipements permettraient d'étudier plus en détail l'effet des personnes sur le lien radio. Nous proposons également d'étendre cette étude à d'autres configurations, comme le cas NLOS par exemple.

Un autre axe de recherche à développer concerne les directions de départ et d'arrivée du signal UWB. La connaissance de ces statistiques est en effet un élément important de notre modèle de variations spatiales. Or, peu d'études de caractérisation spatio-temporelle sont dis-

ponibles pour le canal UWB. Nous recommandons d'analyser les directions de départ et d'arrivée du signal à partir de mesures réalisées sur une grille de positionnement, en utilisant un algorithme à haute résolution adapté à l'UWB. Pour mener à bien ces analyses, une étude plus poussée des effets des antennes UWB serait nécessaire. Ces données permettront d'évaluer la capacité de techniques d'accès radio émergentes exploitant la diversité spatiale, comme les systèmes MIMO UWB, ou les techniques de renversement temporel.

Enfin, notre étude s'est concentrée sur l'environnement intérieur, pour des portées inférieures à 20 m, afin de caractériser le canal UWB pour des applications de type WLAN et WPAN. Des études similaires pourraient être réalisées dans d'autres environnements et pour de plus longues portées. En particulier, le groupe de normalisation IEEE 802.15.4a propose d'utiliser le spectre alloué à l'UWB pour des applications bas débit à des distances de l'ordre de 10 m à 100 m. Ces systèmes pourront être déployés en intérieur ou en extérieur et proposeront des algorithmes de localisation. La démarche expérimentale que nous avons suivie pourra être appliquée dans ce contexte afin de dégager les caractéristiques du canal UWB pour cette nouvelle génération d'équipements.

Annexes

Annexe A

Représentation du canal radio en bande de base

Un signal réel $x(t)$ dont les composantes spectrales occupent une bande centrée à la fréquence $f_0 \neq 0$ peut être représenté par son enveloppe complexe $\gamma_x(t)$ telle que :

$$x(t) = \Re\left\{\gamma_x(t)e^{j2\pi f_0 t}\right\} \tag{A.1}$$

Il existe plusieurs façons de définir l'enveloppe complexe $\gamma(t)$ capable de représenter le signal $x(t)$ selon l'équation (A.1). On utilisera ici l'enveloppe complexe définie en utilisant la forme analytique du signal $x(t)$ [Barbot 95] :

$$\gamma_x(t) = \underline{\underline{x}}(t)e^{-j2\pi f_0 t} \tag{A.2}$$

où $\underline{\underline{x}}(t)$ est la représentation de $x(t)$ sous forme de signal analytique.

Un signal réel possède un spectre complexe à symétrie hermitienne. Toutes les informations relatives à ce signal sont donc contenues dans la partie du spectre à fréquences positives. Le signal analytique consiste ainsi à représenter un signal par ses composantes spectrales à fréquences positives uniquement. Pour conserver la puissance du signal, la densité spectrale de puissance de la partie positive du spectre est multipliée par deux. Le signal analytique obtenu est donc défini dans le domaine spectral par :

$$\underline{\underline{X}}(f) = \mathcal{F}\left\{\underline{\underline{x}}(t)\right\} = 2U(f)X(f) = (1 + \text{sign}(f))\,X(f) \tag{A.3}$$

où $\mathcal{F}\{\cdot\}$ désigne la transformée de Fourier et $U(f)$ représente l'échelon unité (échelon de Heavyside).

Par transformée de Fourier inverse, on obtient :

$$\underline{\underline{x}}(t) = x(t) + j\frac{1}{\pi t} \otimes x(t) = x(t) + j\mathcal{H}\{x(t)\} \tag{A.4}$$

où $\otimes$ représente l'opérateur convolution et $\mathcal{H}\{\cdot\}$ représente la transformée de Hilbert.

Intéressons-nous maintenant à un signal $s(t)$ issu de la convolution d'un signal $e(t)$ avec un signal $h(t)$.

$$s(t) = e(t) \otimes h(t) \tag{A.5}$$

En conservant les notations précédentes, on a [Barbot 95] :

$$\underline{\underline{S}}(f) = 2U(f)S(f) = 2U(f)E(f)H(f) = \frac{1}{2}\underline{\underline{E}}(f)\underline{\underline{H}}(f) \tag{A.6}$$

D'où :

$$\begin{aligned} \gamma_s(t) &= \underline{\underline{s}}(t)e^{-j2\pi f_0 t} = \mathcal{F}^{-1}\left\{\underline{\underline{S}}(f+f_0)\right\} \\ &= \mathcal{F}^{-1}\left\{\frac{1}{2}\underline{\underline{E}}(f+f_0)\underline{\underline{H}}(f+f_0)\right\} \\ &= \frac{1}{2}\gamma_e(t) \otimes \gamma_h(t) \end{aligned} \tag{A.7}$$

Il existe une seconde façon de représenter le filtre équivalent en bande de base [Guillet 96]. En effet, l'équation (A.6) permet d'écrire :

$$\underline{\underline{S}}(f) = \underline{\underline{E}}(f)H(f) \tag{A.8}$$

D'où :

$$\begin{aligned} \gamma_s(t) &= \mathcal{F}^{-1}\left\{\underline{\underline{E}}(f+f_0)H(f+f_0)\right\} \\ &= \gamma_e(t) \otimes \left(h(t)e^{-j2\pi f_0 t}\right) \end{aligned} \tag{A.9}$$

Il y a donc deux façons d'exprimer le filtre en bande de base $h_{eq}(t)$ équivalent au filtre en bande réelle $h(t)$:

$$\begin{aligned} h_{eq1}(t) &= \frac{1}{2}\gamma_h(t) \\ h_{eq2}(t) &= h(t)e^{-j2\pi f_0 t} \end{aligned} \tag{A.10}$$

Annexe B

Distributions statistiques

B.1 Définitions

Cette section définit les principales lois de distribution présentées dans ce document. Sauf mention contraire, la plupart d'entre elles sont généralement utilisées pour caractériser l'amplitude de la réponse impulsionnelle du canal à un retard donné. Pour chaque distribution de la variable aléatoire X, nous donnons la densité de probabilité $p_X(x)$, la fonction de répartition $F(x) = P(X \leq x)$, les moments d'ordre un et deux $E[X]$ et $E[X^2]$, et la variance $Var[X]$ lorsqu'elle s'exprime simplement.

B.1.1 Distribution de Rayleigh

La distribution de Rayleigh [Parsons 00] est définie à partir du paramètre σ, qui est lié à l'écart-type de la distribution par une constante.

$$p_X(x) = \frac{x}{\sigma^2} e^{-\frac{x^2}{2\sigma^2}} \tag{B.1}$$

$$F(x) = 1 - e^{-\frac{x^2}{2\sigma^2}} \tag{B.2}$$

$$E[X] = \sqrt{\frac{\pi}{2}}\sigma \tag{B.3}$$

$$E[X^2] = 2\sigma^2 \tag{B.4}$$

$$Var[X] = \left(\frac{4-\pi}{2}\right)\sigma^2 \tag{B.5}$$

B.1.2 Distribution de Rice

La distribution de Rice [Parsons 00, Laurenson 94] est définie à partir de deux paramètres, s et σ.

$$p_X(x) = \frac{x}{\sigma^2} e^{-\frac{x^2+s^2}{2\sigma^2}} I_0\left(\frac{xs}{\sigma^2}\right) \tag{B.6}$$

où I_0 représente la fonction modifiée de Bessel de type I.

$$F(x) = 1 - e^{-\frac{x^2+s^2}{2\sigma^2}} \sum_{k=0}^{\infty} \left(\frac{s}{x}\right)^k I_k\left(\frac{xs}{\sigma^2}\right) \quad \text{(B.7)}$$

$$E[X] = \sqrt{\frac{\pi}{2}}|\sigma| L_{\frac{1}{2}}\left(-\frac{s^2}{2\sigma^2}\right) \quad \text{(B.8)}$$

où $L_{\frac{1}{2}}$ est la fonction de Laguerre, solution de l'équation différentielle :

$$x\frac{d^2y}{dx^2} + (1-x)\frac{dy}{dx} + \frac{1}{2}y = 0 \quad \text{(B.9)}$$

$$E[X^2] = s^2 + 2\sigma^2 \quad \text{(B.10)}$$

Un paramètre caractéristique de cette distribution est le paramètre k donné par :

$$k = \frac{s^2}{2\sigma^2} \quad \text{(B.11)}$$

De nombreux estimateurs existent pour le paramètre k. Celui que nous utilisons est basé sur les moments d'ordre 2 et 4, et utilise le paramètre m suivant :

$$m = \frac{\left(\overline{x^2}\right)^2}{\overline{x^4} - \left(\overline{x^2}\right)^2} \quad \text{(B.12)}$$

où $\overline{(\cdot)}$ désigne la moyenne empirique. On a alors [Abdi 01] :

$$k \simeq \frac{\sqrt{1-\frac{1}{m}}}{1-\sqrt{1-\frac{1}{m}}} \quad \text{(B.13)}$$

La distribution de Rice tend vers une distribution de Rayleigh lorsque s tend vers 0.

B.1.3 Distribution de Nakagami

La distribution de Nakagami [Laurenson 94] est définie à partir de deux paramètres, m et Ω.

$$p_X(x) = \frac{2m^m}{\Gamma(m)\Omega^m} x^{2m-1} e^{-\frac{mx^2}{\Omega}} \quad \text{(B.14)}$$

où Γ représente la fonction Gamma définie par :

$$\Gamma(x) = \int_0^{\infty} e^{-t} t^{x-1} dt \quad \text{(B.15)}$$

$$F(x) = \gamma\left(\frac{mx^2}{\Omega}, m\right) \tag{B.16}$$

où γ représente la fonction Gamma incomplète définie par :

$$\gamma(a,x) = \frac{1}{\Gamma(x)}\int_0^a e^{-t}t^{x-1}dt \tag{B.17}$$

$$E[X] = \frac{\Gamma\left(m+\frac{1}{2}\right)}{\Gamma(m)}\sqrt{\frac{\Omega}{m}} \tag{B.18}$$

$$E[X^2] = \Omega \tag{B.19}$$

De nombreux estimateurs existent pour le paramètre m. Celui que nous utilisons est le suivant [Abdi 00] :

$$m \simeq \frac{\left(\overline{x^2}\right)^2}{\overline{x^4} - \left(\overline{x^2}\right)^2} \tag{B.20}$$

La distribution de Nakagami tend vers une distribution de Rayleigh lorsque m tend vers 1.

B.1.4 Distribution de Weibull

La distribution de Weibull [Laurenson 94] est définie à partir de deux paramètres, a et b.

$$p_X(x) = abx^{b-1}e^{-ax^b} \tag{B.21}$$

$$F(x) = 1 - e^{-ax^b} \tag{B.22}$$

$$E[X] = a^{-\frac{1}{b}}\Gamma\left(1+\frac{1}{b}\right) \tag{B.23}$$

$$E[X^2] = a^{-\frac{2}{b}}\Gamma\left(1+\frac{2}{b}\right) \tag{B.24}$$

Pour estimer les paramètres a et b, nous utilisons la fonction `wblfit` proposée par le logiciel MATLAB®.

La distribution de Weibull tend vers une distribution de Rayleigh lorsque b tend vers 2.

B.1.5 Distribution normale

La distribution normale est définie à partir de deux paramètres, sa moyenne μ et son écart-type σ.

$$p_X(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma}e^{-\frac{(x-\mu)^2}{2\sigma^2}} \tag{B.25}$$

$$F(x) = \frac{1}{2}\left(1 + \text{erf}\left(\frac{x-\mu}{\sqrt{2}\sigma}\right)\right) \tag{B.26}$$

où erf représente la fonction erreur définie par :

$$\text{erf}(x) = \frac{2}{\pi}\int_0^{\infty} e^{-t^2}dt \tag{B.27}$$

$$\begin{aligned} E[X] &= \mu & \text{(B.28)}\\ E[X^2] &= \mu^2+\sigma^2 & \text{(B.29)}\\ Var[X] &= \sigma^2 & \text{(B.30)} \end{aligned}$$

B.1.6 Distribution log-normale

La distribution log-normale [Wiesbeck 03] est définie à partir de deux paramètres, μ et σ. Elle correspond à une distribution normale de l'enveloppe complexe du signal exprimée en dB.

$$\begin{aligned} p_X(x) &= \frac{10}{\sqrt{2\pi}x\sigma\ln(10)}e^{-\frac{(10\log(x)-\mu)^2}{2\sigma^2}} & \text{(B.31)}\\ F(x) &= \frac{1}{2}\left(1+\text{erf}\left(\frac{10\log(x)-\mu}{\sqrt{2}\sigma}\right)\right) & \text{(B.32)}\\ E[X] &= 10\cdot 10^{\frac{\mu}{10}+\frac{1}{2}\left(\frac{\sigma}{10}\right)^2} & \text{(B.33)}\\ E[X^2] &= 10\cdot 10^{2\left(\frac{\mu}{10}+\left(\frac{\sigma}{10}\right)^2\right)} & \text{(B.34)} \end{aligned}$$

On peut estimer les paramètres μ et σ en calculant les moments d'ordre 1 et 2 de la variable exprimée en dB :

$$\begin{aligned} E[X_{dB}] &= \mu & \text{(B.35)}\\ E[X_{dB}^2] &= \mu^2+\sigma^2 & \text{(B.36)}\\ Var[X_{dB}] &= \sigma^2 & \text{(B.37)} \end{aligned}$$

B.1.7 Distribution de Laplace

La distribution de Laplace [Spencer 97] est caractéristique des angles d'arrivée associés aux rayons d'un *cluster* et nous sert également à décrire le spectre Doppler observé sur les fluctuations rapides du signal générées lors du passage de personnes. Elle est définie à partir de deux paramètres, μ et σ.

$$\begin{aligned} p_X(x) &= \frac{1}{\sqrt{2}\sigma}e^{-\frac{|x-\mu|\sqrt{2}}{\sigma}} & \text{(B.38)}\\ F(x) &= \frac{1}{2}\left(1+\text{sgn}(x-\mu)\left(e^{-\frac{|x-\mu|\sqrt{2}}{\sigma}}\right)\right) & \text{(B.39)}\\ E[X] &= \mu & \text{(B.40)}\\ E[X^2] &= \mu^2+\sigma^2 & \text{(B.41)}\\ Var[X] &= \sigma^2 & \text{(B.42)} \end{aligned}$$

B.2 Test d'adéquation de Kolmogorov-Smirnov

Soit $F_n(x)$ une fonction de répartition empirique, basée sur n échantillons, et $F_0(x)$ la fonction de répartition théorique de la variable aléatoire sur laquelle s'effectue le tirage. On pose :

$$D_n = \max\{|F_n(x) - F_0(x)|\} \tag{B.43}$$

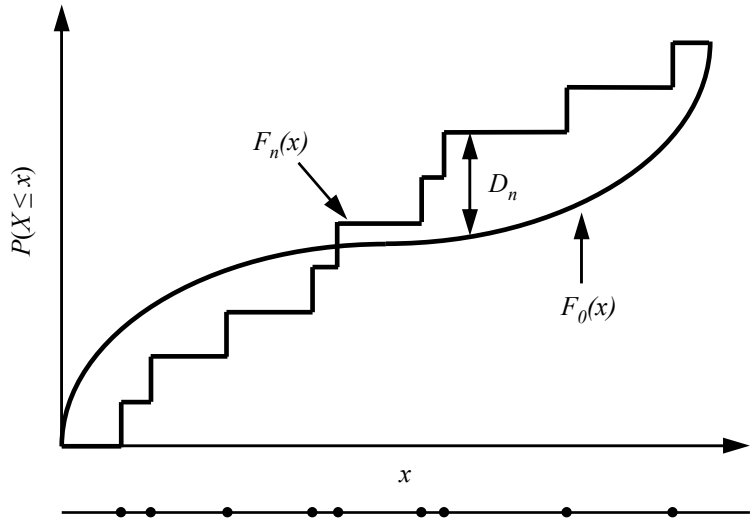


FIG. B.1 – **Test de Kolmogorov-Smirnov : fonctions de répartition théorique et empirique.**

Kolmogorov a étudié la distribution de D_n [Kolmogorov 33]. Pour un seuil de décision α, on note, avec d_α la valeur critique :

$$P(D_n > d_\alpha) = \alpha \tag{B.44}$$

ou encore :

$$P(F_n(x) - d_\alpha \leq F_0(x) \leq F_n(x) + d_\alpha, \forall x) = 1 - \alpha \tag{B.45}$$

La valeur critique d_α a été tabulée pour différentes valeurs de α et n. On peut montrer par exemple que pour $n > 80$:

$$d_{0,05} \simeq 1,3581 \cdot n^{-\frac{1}{2}} \tag{B.46}$$

$$d_{0,01} \simeq 1,6276 \cdot n^{-\frac{1}{2}} \tag{B.47}$$

Pour un échantillon de taille $n = 100$, par exemple, on peut conclure que la probabilité est de :

- 95% que $F_0(x)$ se situe entièrement entre $F_{100}(x) - 0,13581$ et $F_{100}(x) + 0,13581$;

- 99% que $F_0(x)$ se situe entièrement entre $F_{100}(x) - 0,16276$ et $F_{100}(x) + 0,16276$.

Le test de Kolmogorov-Smirnov consiste à calculer l'écart maximal entre une fonction de répartition empirique et une fonction de répartition théorique, pour un seuil de décision α donné :

- s'il est inférieur à la valeur critique d_α, on conclut que la fonction de répartition empirique suit bien la même loi que la fonction de répartition théorique ;
- s'il est supérieur à la valeur critique d_α, on conclut que la fonction de répartition empirique ne suit pas la même loi que la fonction de répartition théorique.

Formellement, si le test indique que l'ensemble d'échantillons ne suit pas la loi de distribution théorique, alors que c'est le cas, on a affaire à une erreur de type I. Si le test indique que l'ensemble d'échantillons suit la loi de distribution théorique, alors que ce n'est pas le cas, on a affaire à une erreur de type II. Dans le cas du test de Kolmogorov-Smirnov, la probabilité d'erreur de type I est connue (α), mais la probabilité d'erreur de type II n'est pas directement calculable. Autrement dit, on ne connaît pas la probabilité d'erreur lorsqu'on conclut qu'un ensemble d'échantillons suit une loi donnée. Ce test est donc à utiliser avec parcimonie.

Annexe C

Algorithme d'identification de rayons

C.1 Algorithme FDML original

Soit une représentation de la réponse impulsionnelle réelle du canal sous la forme :

$$h(\tau) = \sum_{k=1}^{K} \beta_k \delta(\tau - \tau_k) \tag{C.1}$$

où K représente le nombre de rayons, et β_k et τ_k l'amplitude réelle et le retard associés au k^{e} rayon. Pour mesurer directement cette réponse impulsionnelle, il faudrait sonder le canal sur une bande infinie. En raison de la bande limitée des sondeurs, la réponse réelle mesurée est théoriquement donnée par :

$$h_{mes}(\tau) = s(\tau) \otimes \sum_{k=1}^{K} \beta_k \delta(\tau - \tau_k) + n(\tau) \tag{C.2}$$

où $s(\tau)$ est la réponse impulsionnelle réelle du sondeur, $n(\tau)$ est le bruit apporté par la mesure, et $\otimes$ représente l'opérateur de convolution. Dans le cas d'un VNA, $s(\tau)$ est un sinus cardinal modulé par la fréquence centrale de la bande d'analyse.

Un algorithme d'identification de rayons cherche à répondre à la question suivante : quelle est la valeur optimale du vecteur réel $\{\beta_k \, ; \tau_k\}_{k\in[1\,;K]}$, tel que la réponse impulsionnelle simulée par l'équation (C.2) soit la plus proche de la réponse impulsionnelle mesurée ? L'algorithme d'identification de rayons *Frequency Domain Maximum Likelihood* (FDML) a été présenté par le CEA LETI dans [Denis 03]. Il apporte des améliorations à un algorithme similaire exécuté dans le domaine temporel [Lee 02]. Le déroulement de l'algorithme est brièvement décrit dans les paragraphes suivants.

I. *Initialisation*

Les informations concernant le premier rayon sont obtenues en recherchant le pic de corrélation entre la réponse impulsionnelle réelle mesurée et la réponse du sondeur.

$$\begin{aligned} k &= 1 \\ \hat{\tau}_{1,1} &= \arg \max_{\tilde{\tau} \in [0, T_{obs}]} \int_0^{T_{obs}} h_{mes}(t) s(t - \tilde{\tau}) dt \\ \hat{\beta}_{1,1} &= \int_0^{T_{obs}} h_{mes}(t) s(t - \hat{\tau}_{1,1}) dt \end{aligned} \tag{C.3}$$

II. *Calcul de la réponse résiduelle et recherche du rayon suivant*

La réponse impulsionnelle réelle résiduelle $h_{res}(\tau)$ correspond à la réponse impulsionnelle mesurée, à laquelle on soustrait les rayons déjà identifiés.

$$\begin{aligned} k &= k + 1 \\ h_{res}(\tau) &= h_{mes}(\tau) - s(\tau) \otimes \sum_{i=1}^{k-1} \hat{\beta}_{k-1,i} \delta(\tau - \hat{\tau}_{k-1,i}) \end{aligned} \tag{C.4}$$

Le rayon suivant est alors estimé par corrélation, de la même manière que lors de l'étape **I** :

$$\begin{aligned} \hat{\tau}_{init,k} &= \arg \max_{\tilde{\tau} \in [0, T_{obs}]} \int_0^{T_{obs}} h_{res}(t) s(t - \tilde{\tau}) dt \\ \hat{\beta}_{init,k} &= \int_0^{T_{obs}} h_{res}(t) s(t - \hat{\tau}_{init,k}) dt \end{aligned} \tag{C.5}$$

III. *Phase d'optimisation*

Le vecteur $\{\hat{\beta}_{k-1,1}, \ldots, \hat{\beta}_{k-1,k-1}, \hat{\beta}_{init,k}\ ; \hat{\tau}_{k-1,1}, \ldots, \hat{\tau}_{k-1,k-1}, \hat{\tau}_{init,k}\}$, représentant l'ensemble des rayons courants, est alors optimisé de façon à minimiser l'écart entre la fonction de transfert $T(f)$, mesurée par le sondeur entre les fréquences f_{min} et f_{max}, et la fonction de transfert correspondant aux rayons courants. Plus précisément, en définissant l'erreur de modélisation par :

$$D_k(f) = T(f) - \sum_{i=1}^{k} \tilde{\beta}_k e^{-j2\pi f \tilde{\tau}_k} \tag{C.6}$$

on cherche à minimiser la fonction suivante :

$$g_k(\tilde{\beta}_1, \ldots, \tilde{\beta}_k, \tilde{\tau}_1, \ldots, \tilde{\tau}_k) = \int_{f_{min}}^{f_{max}} |D_k(f)|^2 df \tag{C.7}$$

à partir des rayons courants définis plus haut.

IV. *Critère d'arrêt*

L'algorithme s'arrête dès que l'amplitude du nouveau rayon passe sous un seuil déterminé. Sinon, l'algorithme reprend à l'étape **II**.

C.2 Accélération du temps de calcul

Tel qu'il est formulé dans [Denis 03], la partie critique de l'algorithme FDML concerne l'étape **III** d'optimisation. En effet, lors de la recherche du k^{e} rayon, il faut minimiser la fonction g_k de $2k$ variables réelles. Même en utilisant des logiciels dédiés tels que MATLAB®, cette phase d'optimisation peut donc s'avérer coûteuse en temps de calcul. Deux améliorations ont donc été apportées à cette étape de l'algorithme.

Modification du problème d'optimisation

Pour simplifier le problème de minimisation de la fonction g_k, nous calculons les dérivées partielles de g_k par rapport à chacune des variables $\tilde{\beta}_i$ et $\tilde{\tau}_i$, $i \in [1\,;k]$. On peut montrer que l'on a :

$$\frac{dg_k}{d\tilde{\beta}_i}(\tilde{\beta}_1,\ldots,\tilde{\beta}_k,\tilde{\tau}_1,\ldots,\tilde{\tau}_k) = -2\int_{f_{min}}^{f_{max}} \Re\left\{D_k(f)e^{j2\pi f\tilde{\tau}_i}\right\} df \tag{C.8}$$

$$\frac{dg_k}{d\tilde{\tau}_i}(\tilde{\beta}_1,\ldots,\tilde{\beta}_k,\tilde{\tau}_1,\ldots,\tilde{\tau}_k) = 4\pi\tilde{\beta}_i\int_{f_{min}}^{f_{max}} f\Im\left\{D_k(f)e^{j2\pi f\tilde{\tau}_i}\right\} df \tag{C.9}$$

La fonction g_k se trouve dans un minimum local lorsque l'ensemble de ses dérivées partielles s'annulent. Le problème d'optimisation revient donc à trouver les valeurs de $\tilde{\beta}_1,\ldots,\tilde{\beta}_k,\tilde{\tau}_1,\ldots,\tilde{\tau}_k$ telles que pour tout $i \in [1\,;k]$:

$$\begin{aligned}\int_{f_{min}}^{f_{max}} \Re\left\{D_k(f)e^{j2\pi f\tilde{\tau}_i}\right\} df &= 0\\ \int_{f_{min}}^{f_{max}} f\Im\left\{D_k(f)e^{j2\pi f\tilde{\tau}_i}\right\} df &= 0\end{aligned} \tag{C.10}$$

Il s'agit de la résolution d'un système non linéaire de $2k$ équations à $2k$ inconnues. En utilisant un logiciel approprié, ce problème est plus facile à résoudre que la minimisation précédente.

Réduction du nombre de variables

Dans la version initiale de l'algorithme, l'ensemble des k rayons était optimisé à chaque itération. Or, le choix du dernier rayon ne perturbe la réponse impulsionnelle simulée que sur un support temporel très réduit. En effet, étant donnée la largeur de la bande d'analyse, la réponse temporelle du sondeur ne prend des valeurs significatives que sur une durée de l'ordre de la nanoseconde.

Afin de réduire la durée du calcul, nous avons choisi de modifier uniquement les rayons proches du dernier rayon sélectionné lors de la procédure d'optimisation. Le nombre n_k de rayons à optimiser reste donc toujours inférieur à 15 lors du déroulement de l'algorithme. L'optimisation consiste alors à chaque itération à résoudre un système non linéaire de $2n_k$

équations à $2n_k$ inconnues. Malgré cette limitation, les éventuels cas de collision de plusieurs rayons restent correctement traités.

Les deux modifications apportées à l'algorithme de recherche de rayons ont permis de réduire la durée de traitement de manière significative. Pour un nombre de rayons limité à 58, l'algorithme initial nécessite plus de 15 heures de traitement. Cette durée est inférieure à 2 minutes après modification de l'algorithme. Comme le montrent les figures C.1 et C.2, l'algorithme permet une reconstruction fidèle de la forme de la réponse impulsionnelle mesurée. On peut néanmoins remarquer la présence de rayons de faible amplitude avant l'arrivée du trajet direct. Ils sont probablement dus à la dispersion introduite par les antennes et ne sont pas physiques. C'est là l'une des limitations de l'algorithme, qui reste cependant de faible impact sur notre étude du taux d'arrivée des rayons.

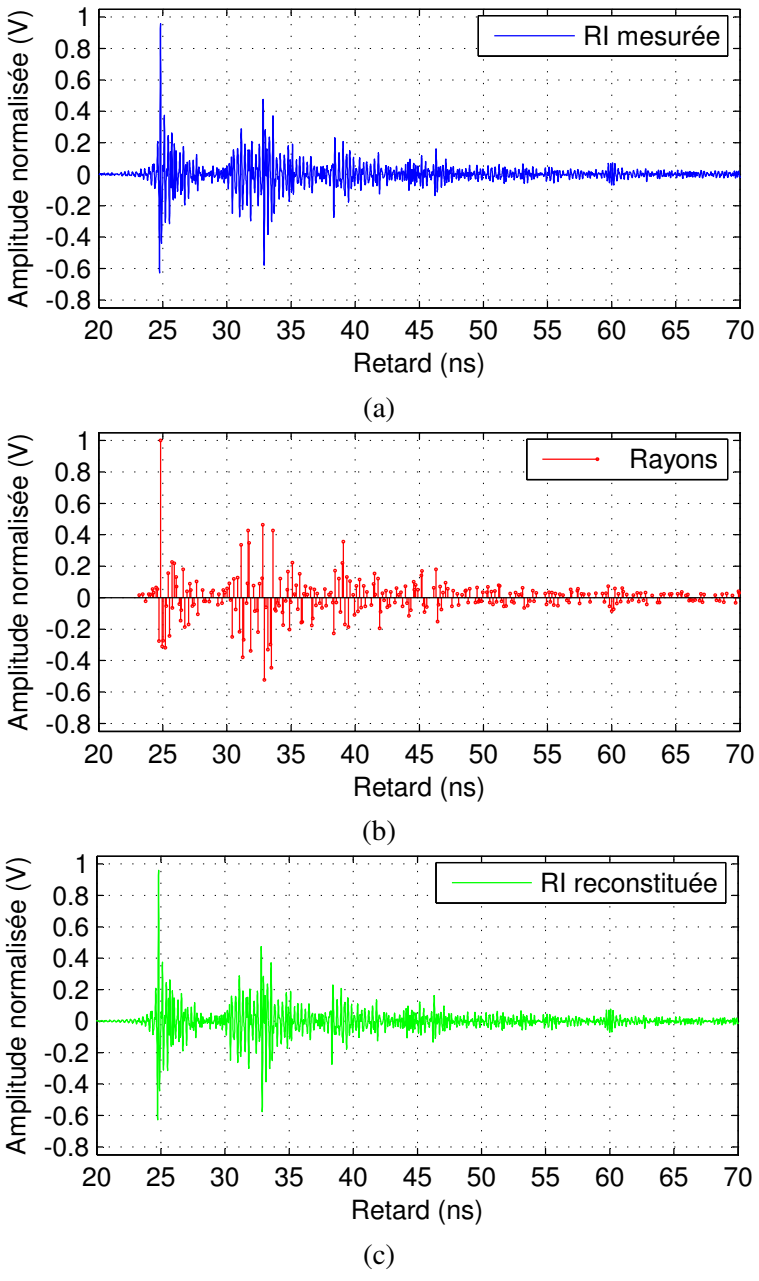


FIG. C.1 – **Reconstruction de la réponse impulsionnelle mesurée.** *Réponse impulsionnelle réelle mesurée en situation LOS (a), estimation du canal par une somme de rayons (b), et réponse impulsionnelle réelle reconstituée (c).*

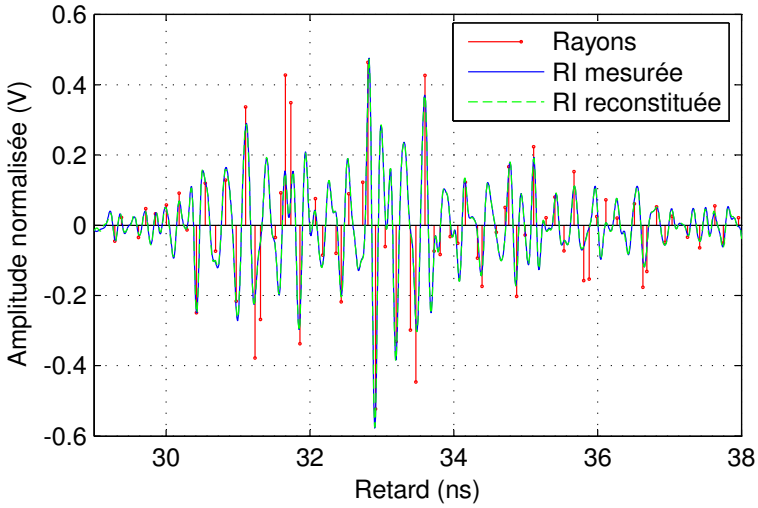


FIG. C.2 – **Détail des réponses impulsionnelles mesurée et simulée.** *Après convolution avec la réponse du sondeur, la réponse impulsionnelle simulée par un ensemble de rayons est très proche de la forme d'onde mesurée.*

Annexe D

Simulation des évanouissements rapides

La modélisation des variations temporelles du canal radio UWB nécessite la génération d'une composante aléatoire présentant une distribution d'amplitude de Rayleigh et un spectre Doppler de Laplace. Il n'existe pas de solution générale pour la réalisation d'un processus aléatoire complexe à partir d'une distribution d'amplitude et d'un spectre Doppler arbitraires ; la technique à employer dépend des distributions sélectionnées. Par exemple, des algorithmes sont proposés pour une distribution d'amplitude de Nakagami dans [Gordon 96] et une distribution d'amplitude de Weibull dans [Li 89].

Dans notre cas particulier où l'amplitude du processus complexe suit une loi de Rayleigh, le problème revient à générer un processus gaussien complexe présentant un spectre Doppler arbitraire. Un certain nombre de méthodes adaptées à un spectre Doppler de Jakes ou gaussien sont proposées dans [Pätzold 02]. Nous avons sélectionné la technique intitulée *Method of Exact Doppler Spread*, en l'adaptant au spectre Doppler de Laplace. Les explications qui suivent décrivent les modifications apportées à l'algorithme original.

Les algorithmes développés dans [Pätzold 02] se basent sur le concept de processus déterministe gaussien complexe, proche de la « somme de sinusoïdes » proposée par Jakes dans [Jakes 93, pp. 65-76]. Un processus déterministe gaussien complexe est défini par :

$$\tilde{\mu}(t) = \tilde{\mu}_1(t) + j\tilde{\mu}_2(t) \tag{D.1}$$

où les processus déterministes gaussiens réels $\tilde{\mu}_1(t)$ et $\tilde{\mu}_2(t)$ sont donnés par [Pätzold 02, Eq. (4.4)] :

$$\tilde{\mu}_i(t) = \sum_{n=1}^{N_i} c_{i,n} \cos(2\pi\nu_{i,n}t + \theta_{i,n}), \quad i = 1, 2 \tag{D.2}$$

Les paramètres $c_{i,n}$, $\nu_{i,n}$ et $\theta_{i,n}$ sont appelés respectivement coefficients Doppler, fréquences Doppler discrètes et phases Doppler. Le nombre de fonctions harmoniques N_i a été fixé à 25 dans notre simulation.

Pour le calcul des paramètres de simulation, la technique *Method of Exact Doppler Spread* est détaillée pour le spectre Doppler de Jakes et le spectre Doppler gaussien dans [Pätzold 02,

pp. 128-133]. Dans la méthode utilisée, les valeurs des paramètres $c_{i,n}$ et $\theta_{i,n}$ sont indépendantes du spectre Doppler. Il n'y a donc pas eu de modification de l'algorithme pour ces paramètres. Pour le calcul des fréquences Doppler discrètes $\nu_{i,n}$ dans le cas du spectre Doppler de Laplace, nous avons adapté l'approche utilisée pour le spectre Doppler gaussien. Plus précisément, pour les valeurs de n comprises entre 1 et $N_i - 1$, la fréquence Doppler discrète $\nu_{i,n}$ est solution de l'équation suivante [Pätzold 02, Eq. (5.27), (5.28), et commentaires p. 131] :

$$\frac{\sigma_0^2}{2}\left(1 + \frac{2n-1}{2N_i}\right) = \int_{-\infty}^{\nu_{i,n}} P_S(\nu)d\nu \tag{D.3}$$

où σ_0^2 représente la puissance du processus et $P_S(\nu)$ est le spectre Doppler sélectionné.

La valeur de ν_{i,N_i} est calculée de façon à ce que la dispersion Doppler du modèle soit égale à la dispersion Doppler théorique [Pätzold 02, Eq. (3.13b), (3.15b) et (5.76b)] :

$$\nu_{i,N_i} = \sqrt{N_i \cdot \nu_{RMS}^2 - \sum_{n=1}^{N_i-1} \nu_{i,n}^2} \tag{D.4}$$

où ν_{RMS} représente la dispersion Doppler.

Considérons un spectre Doppler de Laplace, défini par :

$$P_S(\nu) = \frac{\sigma_0^2}{\sqrt{2}\nu_{RMS}} \exp\left(-\frac{\sqrt{2}}{\nu_{RMS}}|\nu|\right) \tag{D.5}$$

L'équation D.3 conduit à :

$$\frac{\sigma_0^2}{2}\left(1 + \frac{2n-1}{2N_i}\right) = \sigma_0^2\left(1 - \frac{1}{2}\exp\left(-\frac{\sqrt{2}}{\nu_{RMS}}\nu_{i,n}\right)\right), \quad n = 1 \ldots N_i - 1 \tag{D.6}$$

D'où :

$$\nu_{i,n} = -\frac{\nu_{RMS}}{\sqrt{2}} \ln\left(1 - \frac{2n-1}{2N_i}\right), \quad n = 1 \ldots N_i - 1 \tag{D.7}$$

Finalement, la fréquence Doppler discrète ν_{i,N_i} est calculée suivant l'équation D.4.

Liste des figures

1.1 Comparaison des spectres fréquentiels pour différents types de systèmes radio 4
1.2 Les principaux standards WLAN/ WPAN : débit et portée maximale 7
1.3 Systèmes radio présents dans les bandes UHF et SHF 9
1.4 Masques d'émission des systèmes UWB 10
1.5 Spectres et signaux UWB 12
1.6 Formes d'impulsions UWB 13
1.7 Trains d'impulsions en radio impulsionnelle 15
1.8 Bandes partielles pour la solution MB-OFDM 17
1.9 Canal de propagation et canal de transmission 19
1.10 Principaux mécanismes de propagation 20
1.11 Addition constructive et destructive de deux trajets de propagation 23
1.12 Représentations équivalentes d'un canal radiomobile statique 25
1.13 Fonctions de caractérisation d'un canal déterministe 26
1.14 Fonctions de corrélation d'un canal aléatoire WSSUS 30
1.15 Profil puissance-retard illustrant la fenêtre des retards et l'intervalle des retards 32
1.16 Profil puissance-retard selon le formalisme de Saleh et Valenzuela 34

2.1 Résolution temporelle d'un sondeur large bande 44
2.2 Antennes de mesure UWB 45
2.3 Mesure de propagation par sondage fréquentiel 47
2.4 Signal *chirp* 48
2.5 Mesure de propagation par sondage impulsionnel 49
2.6 Mesure de propagation par sondage à séquence PA 51
2.7 Configuration matérielle pour le sondage UWBstatique 54
2.8 Dispositifs de mesure 56
2.9 Antennes de mesure 57

2.10 Diagramme de l'antenne CMA118/A 58
2.11 Sondeur AMERICC 60
2.12 Schéma bloc du récepteur 61
2.13 Schéma bloc du récepteur modifié pour son extension à l'UWB 62
2.14 Chronogramme des phases de commutation et d'acquisition en réception . . 63
2.15 Balayage des bandes partielles et filtrage 64
2.16 PDPmesurés en environnement statique 66
2.17 Réponse impulsionnelle variant dans le temps en environnement dynamique 67
2.18 Fonction de diffusion moyenne en environnement dynamique 68

3.1 Positionnement des mesures lors de la campagne préliminaire 75
3.2 Pertes par propagation en fonction de la distance (campagne préliminaire) . . 76
3.3 PDP typiques mesurés lors de la campagne préliminaire 77
3.4 Dispersion des retards en fonction des pertes par propagation 78
3.5 TEB optimal pour différentes largeurs de bande 80
3.6 Positionnement des mesures lors de la campagne de sondage UWB 82
3.7 Axe de référence de l'antenne CMA118/A 83
3.8 Dispersion du diagramme de l'antenne CMA118/A en azimut 84
3.9 Configuration des antennes lors de la mesure 85
3.10 Fonction de transfert en puissance mesurée comparée à la formule de Friis . 86
3.11 Pertes par propagation normalisées moyennes en fonction de la fréquence . . 87
3.12 Pertes par propagation en fonction de la distance 88
3.13 PDP et réponse impulsionnelle typiques 91
3.14 Dispersion des retards moyenne pour différentes bandes partielles 94
3.15 Extraction des coefficients de décroissance exponentielle inter- et intra-*cluster* 95
3.16 Coefficient de décroissance exponentielle moyen pour différentes bandes partielles 97
3.17 Profil puissance-retard : adaptation du formalisme de Saleh et Valenzuela . . 98
3.18 Extraction des coefficients de décroissance en puissance inter- et intra-*cluster* 98
3.19 Diagrammes quantile-quantile de la durée inter-*cluster* 100
3.20 Diagrammes quantile-quantile de la durée inter-rayons 102
3.21 Exemple d'analyse du paramètre m 104

4.1 Environnement de l'expérimentation pseudo-dynamique 108
4.2 Propagation d'une impulsion UWB sur une grille de 1 m^2 111

4.3 Fonctions de répartition expérimentales de la puissance totale reçue 112
4.4 Écart-type de la puissance totale reçue en fonction de la largeur de bande . . 113
4.5 PDP mesuré en présence de 10 personnes mobiles en situation LOS 115
4.6 Fonctions de répartition expérimentales de l'amplitude de la réponse impulsionnelle 116
4.7 Évolution du paramètre b de Weibull 118
4.8 Évolution du paramètre b de Weibull après compensation du déplacement de l'antenne 119
4.9 Environnement de l'expérimentation temps réel 121
4.10 Réponse impulsionnelle typique 121
4.11 Réponse impulsionnelle variant dans le temps lors du passage de 12 personnes 122
4.12 Exemple d'évanouissement lent pour le trajet LOS 123
4.13 Évanouissements lents typiques pour le trajet LOS 124
4.14 Décomposition vectorielle du signal reçu 125
4.15 Évanouissements rapides de la composante aléatoire 126
4.16 Fonction de diffusion moyenne pour la composante aléatoire 128
4.17 Modèle de diffuseurs distribués uniformément 129
4.18 Fonction de diffusion simulée pour la composante aléatoire 131

5.1 Réponse impulsionnelle simulée sur une bande infinie 138
5.2 Fonction de transfert simulée sur une bande limitée 139
5.3 Réponses impulsionnelles simulées sur une bande limitée 141
5.4 PDP simulé sur une bande limitée 142
5.5 Évolution du paramètre b de Weibull en simulation 142
5.6 Variation de la longueur d'un trajet lors du déplacement de l'antenne 144
5.7 Simulation de réponse impulsionnelle variant dans l'espace 146
5.8 Simulation d'évanouissements temporels sur un lien radio UWB 150
5.9 Configuration de simulation pour le passage de personnes 152
5.10 Simulation de réponse impulsionnelle variant dans le temps 153
5.11 PDP et réponse impulsionnelle obtenus en simulation 154

B.1 Test de Kolmogorov-Smirnov : fonctions de répartition théorique et empirique 169

C.1 Reconstruction de la réponse impulsionnelle mesurée 175
C.2 Détail des réponses impulsionnelles mesurée et simulée 176

Liste des tableaux

2.1 Comparaison des différentes techniques de sondage 53
2.2 Campagnes de mesures du canal de propagation UWB 71

3.1 Estimation du coefficient de pertes par propagation en fréquence pour différentes analyses du canal UWB 85
3.2 Estimation des pertes par propagation en distance pour différentes analyses du canal UWB 89
3.3 Coefficients de pertes par propagation pour différentes bandes de fréquences 90
3.4 Estimation de la dispersion des retards pour différentes analyses du canal UWB 93
3.5 Estimation de la décroissance exponentielle du PDP pour différentes analyses du canal UWB 96
3.6 Estimation du taux moyen d'arrivée des *clusters* et des rayons pour différentes analyses du canal UWB 103

4.1 Nombre de mesures pseudo-dynamiques dans chaque configuration 110
4.2 Taux d'adéquation pour la distribution de l'amplitude du signal reçu 117
4.3 Distribution de puissance entre les écarts Doppler négatifs et positifs 128

5.1 Paramètres du modèle de pertes par propagation 134
5.2 Paramètres du modèle de réponse impulsionnelle UWB 143
5.3 Comparaison des paramètres de dispersion entre mesure et simulation 155

Liste des publications

Participation à un ouvrage

P. PAGANI et P. PAJUSCO, « On the fading properties of a UWB link in a dynamic environment », in *Ultra Wide Band Short Pulse Electromagnetics 7* (F. SABATH, éd.), New York : Kluwer Academic / Plenum, à paraître en 2005.

Revue scientifique

P. PAGANI et P. PAJUSCO, « Characterization and Modeling of Temporal Variations on a Ultra-Wideband Radio Link », article soumis à la revue *IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Special Issue on Wireless Communications*.

P. PAJUSCO et P. PAGANI, « Frequency dependence of the UWB indoor propagation channel », article soumis à la revue *IEEE Transactions on Vehicular Technology*.

Conférences internationales avec comité de lecture

P. PAGANI, P. PAJUSCO, et S. VOINOT, « A Study of the Ultra-Wide Band Indoor Channel : Propagation Experiment and Measurement Results », in *International Workshop on Ultra Wideband Systems*, Oulu, Finland, juin 2003.

P. PAJUSCO et P. PAGANI, « Extension of SIMO Wideband Channel Sounder for UWB Propagation Experiment », in *IEEE Conference on Ultra Wideband Systems and Technologies*, Reston, VA, USA, pages 250–254, novembre 2003.

P. PAGANI et P. PAJUSCO, « Experimental Assessment of the UWB Channel Variability in a Dynamic Environment », in *International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, Barcelona, Spain, vol. 4, pages 2973–2977, septembre 2004.

Bibliographie

[Abdi 00] A. ABDI et M. KAVEH, « Performance comparison of three different estimators for the Nakagami m parameter using Monte Carlo simulation », *IEEE Communications Letters*, vol. 4, n° 4, pages 119–121, avril 2000.

[Abdi 01] A. ABDI, C. TEPEDELENLIOGLU, M. KAVEH, *et al.*, « On the estimation of the K parameter for the Rice fading distribution », *IEEE Communications Letters*, vol. 5, n° 3, pages 92–94, mars 2001.

[Affandi 00] 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, Institut National des Sciences Appliquées de Rennes, France, 2000.

[Aiello 03a] R. AIELLO, J. ELLIS, U. KAREEV, *et al.*, « Understanding UWB - Principles and implications for low-power communications », Document technique IEEE P802.15-03/157, IEEE P802.15 Working Group for WPANs, mars 2003.

[Aiello 03b] R. AIELLO et G. D. ROGERSON, « Ultra-wideband wireless systems », *IEEE Microwave Magazine*, vol. 4, n° 2, pages 36–47, juin 2003.

[Alvarez 03] A. ALVAREZ, G. VALERA, M. LOBEIRA, *et al.*, « New channel impulse response model for UWB indoor system simulations », in *IEEE Vehicular Technology Conference, VTC Spring*, Seoul, Korea, vol. 1, pages 1–5, avril 2003.

[Balakrishnan 04a] K. BALAKRISHNAN, K. C. WEE, S. XU, *et al.*, « Characterization of Ultra-Wideband Channels : Small-Scale Parameters for Indoor & Outdoor Office Environments », Document technique IEEE 802.15-04/385, IEEE 802.15 Working Group for Wireless Personal Area Networks (WPANs), juillet 2004.

[Balakrishnan 04b] K. BALAKRISHNAN, K. C. WEE, S. XU, *et al.*, « UWB Channel Characterization in Indoor Office Environments », Document technique IEEE 802.15-04/439, IEEE 802.15 Working Group for Wireless Personal Area Networks (WPANs), août 2004.

[Barbot 95] J. P. BARBOT, *Propagation radioélectrique avec les mobiles pour les communications personnelles à l'intérieur des bâtiments dans la bande 1-3 GHz*, Thèse de Doctorat, Université de Paris XI-Orsay, France, 1995.

[Barrett 00] T. W. BARRETT, « History of ultrawideband (UWB) radar & communications : pioneers and innovators », in *Progress in Electromagnetics Symposium*, Cambridge, MA, USA, juillet 2000.

[Bateman 03] D. BATEMAN, « RF aspects of ultra-wideband », in *International Workshop on Ultra Wideband Systems*, Oulu, Finland, juin 2003.

[Batra 04a] A. BATRA, J. BALAKRISHNAN, et A. DABAK, « Multi-band OFDM : a new approach for UWB », in *International Symposium on Circuits and Systems*, Vancouver, Canada, vol. 5, pages 365–368, mai 2004.

[Batra 04b] A. BATRA, J. BALAKRISHNAN, A. DABAK, *et al.*, « Multi-band OFDM physical layer proposal for IEEE 802.15 Task Group 3a », Document technique IEEE P802.15-03/268r3, IEEE P802.15 Working Group for Wireless Personal Area Networks (WPANs), mars 2004.

[Bayram 04] A. BAYRAM, A. M. ATTIYA, A. SAFAAI-JAZI, *et al.*, « Frequency-domain measurement of indoor UWB propagation », in *IEEE Antennas and Propagation Society Symposium*, Monterey, CA, USA, pages 1303–1306, juin 2004.

[Behe 99] R. BEHE et P. BRACHAT, « Elément rayonnant adaptable du type dipôle réalisé en technologie imprimée, procédé d'ajustement de l'adaptation et réseau correspondants », Brevet EP0654845B1, France, 1999.

[Bello 63] P. A. BELLO, « Characterization of randomly time-variant linear channels », *IEEE Transactions on Communication Systems*, vol. 11, pages 360–393, décembre 1963.

[Bendat 66] J. S. BENDAT et A. G. PIERSOL, *Measurement and analysis of random data*, New York : Wiley, 1966.

[Bennett 78] C. L. BENNETT et G. F. ROSS, « Time-domain electromagnetics and its application », *IEEE Proceedings*, vol. 66, n° 3, pages 299–318, mars 1978.

[Buehrer 03] R. M. BUEHRER, W. A. DAVIS, A. SAFAAI-JAZI, *et al.*, « Characterization of the ultra-wideband channel », in *IEEE Conference on Ultra Wide Band Systems and Technologies*, Reston, VA, USA, pages 26–31, novembre 2003.

[Bultitude 87] R. J. C. BULTITUDE, « Measurement, characterization and modeling of indoor 800/900 MHz radio channels for digital communications », *IEEE Communications Magazine*, vol. 25, n° 6, pages 5–12, juin 1987.

[Bultitude 02] R. J. C. BULTITUDE, « Estimating frequency correlation functions from propagation measurements on fading radio channels : a critical review », *IEEE Journal on Selected Areas in Communication*, vol. 20, n° 6, pages 1133–1143, août 2002.

[Cassioli 01] D. CASSIOLI, M. Z. WIN, et A. F. MOLISCH, « A statistical model for the UWB indoor channel », in *IEEE Vehicular Technology Conference, VTC Spring*, Rhodes, Greece, vol. 2, pages 1159–1163, mai 2001.

[Cassioli 02] D. CASSIOLI, M. Z. WIN, et A. F. MOLISCH, « The ultra-wide bandwidth indoor channel : from statistical model to simulations », *IEEE*

Journal on Selected Areas in Communications, vol. 20, n° 6, pages 1247–1257, août 2002.

[Cassioli 03] D. CASSIOLI, W. CICCOGNANI, et A. DURANTINI, « UWB Channel Model Report », Document technique, IST Ultrawaves Project, novembre 2003.

[Cassioli 04a] D. CASSIOLI et A. DURANTINI, « Statistical characterization of UWB indoor propagation channels based on extensive measurement campaigns », in *International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications*, Abano Terme, Italy, vol. 1, pages 236–240, septembre 2004.

[Cassioli 04b] D. CASSIOLI et A. DURANTINI, « A time-domain propagation model of the UWB indoor channel in the FCC- compliant band 3.6-6GHz based on PN-sequence channel measurements », in *IEEE Vehicular Technology Conference, VTC Spring*, Milan, Italy, vol. 1, pages 213–217, mai 2004.

[Cassioli 04c] D. CASSIOLI, A. DURANTINI, et W. CICCOGNANI, « The role of path loss on the selection of the operating bands of UWB systems », in *IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, Barcelona, Spain, vol. 4, pages 2787–2791, septembre 2004.

[Chang 04] W. J. CHANG, J. H. TARNG, et M. J. SHEN, « Radio Bandwidth on the Averaged Power-Delay Profiles of UWB Indoor Channels », in *COST 273 Workshop*, Gothenburg, Sweden, juin 2004.

[Cheung 02] D. CHEUNG et C. PRETTIE, « A path loss comparison between the 5 GHz UNII band (802.11a) and the 2.4 GHz ISM band (802.11b) », Document technique, Intel Corporation, URL `http://impulse.usc.edu/resources/802_11a-vs-b_report.pdf`, janvier 2002.

[Chong 04a] C. C. CHONG, Y. KIM, et S. S. LEE, « UWB Channel Model for Indoor Residential Environment », Document technique IEEE P802.15-04/452, IEEE P802.15 Working Group for Wireless Personal Area Networks (WPANs), septembre 2004.

[Chong 04b] C. C. CHONG, Y. KIM, et S. S. LEE, « UWB indoor propagation channel measurements and data analysis in various types of high-rise apartments », in *IEEE Vehicular Technology Conference, VTC Fall*, Los Angeles, CA, USA, vol. 1, pages 150–154, septembre 2004.

[Chong 05] C. C. CHONG, Y. KIM, et S. S. LEE, « Statistical characterization of the UWB propagation channel in various types of high-rise apartments », in *IEEE Wireless Communications and Networking Conference*, New Orleans, LA, USA, vol. 2, pages 944–949, mars 2005.

[Clarke 68] R. H. CLARKE, « Statistical theory of mobile-radio reception », *Bell System Technical Journal*, vol. 47, pages 957–1000, juillet 1968.

[Conrat 03] J. M. CONRAT, P. PAJUSCO, et J. Y. THIRIET, « AMERICC, the France Telecom R&D wideband channel sounder from 2 to 60 GHz », in *COST 273 Workshop*, Barcelona, Spain, janvier 2003.

[Cosquer 04] R. COSQUER, *Conception d'un sondeur de canal MIMO - Caractérisation du canal de propagation d'un point de vue directionnel et doublement directionnel*, Thèse de Doctorat, Institut National des Sciences Appliquées de Rennes, France, 2004.

[COST-207 89] COST-207, « Digital land mobile radio communications », Document technique, European Commission, 1989.

[Cramer 98] R. J. M. CRAMER, M. Z. WIN, et R. A. SCHOLTZ, « Impulse radio multipath characteristics and diversity reception », in *IEEE International Conference on Communications*, Atlanta, GA, USA, vol. 3, pages 1650–1654, juin 1998.

[Cramer 02] R. J. M. CRAMER, R. A. SCHOLTZ, et M. Z. WIN, « Evaluation of an ultra-wide-band propagation channel », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 50, n° 5, pages 561–570, mai 2002.

[Crovella 98] M. E. CROVELLA, M. S.TAQQU, et A. BESTAVROS, « Heavy-Tailed Probability Distributions in the World Wide Web », in *A Practical Guide to Heavy Tails : Statistical Techniques and Applications* (R. ADLER, R. FELDMAN, et M. TAQQU, éds.), Boston : Birkhäuser, pages 3–25, 1998.

[Dabin 03] J. A. DABIN, N. NAN, A. M. HAIMOVICH, *et al.*, « The effect of antenna directivity on pathloss and multipath propagation in UWB indoor wireless channels », in *IEEE Conference on Ultra Wideband Systems and Technologies*, Reston, VA, USA, pages 305– 309, novembre 2003.

[Denis 03] B. DENIS et J. KEIGNART, « Post-processing framework for enhanced UWB channel modeling from band- limited measurements », in *IEEE Conference on Ultra Wide Band Systems and Technologies*, Reston, VA, USA, pages 260–264, novembre 2003.

[Donlan 04] B. M. DONLAN, S. VENKATESH, V. BHARADWAJ, *et al.*, « The ultra-wideband indoor channel », in *IEEE Vehicular Technology Conference, VTC Spring*, Milan, Italy, vol. 1, pages 208–212, mai 2004.

[Durantini 04] A. DURANTINI, W. CICCOGNANI, et D. CASSIOLI, « UWB propagation measurements by PN sequence channel sounding », in *IEEE International Conference on Communications*, Paris, France, vol. 6, pages 3414–3418, juin 2004.

[FCC 02] FCC, « First report and order, revision of Part 15 of the Commission's rules regarding ultra-wideband transmission systems », Document technique ET Docket 98-153, FCC, avril 2002.

[Fisher 04] R. FISHER, R. KOHNO, M. MC LAUGHLIN, *et al.*, « DS-UWB physical layer submission to 802.15 Task Group 3a », Document technique IEEE P802.15-04/0137r3, IEEE P802.15 Working Group for Wireless Personal Area Networks (WPANs), juillet 2004.

[Foerster 01a] J. FOERSTER, E. GREEN, S. SOMAYAZULU, *et al.*, « Ultra-wideband technology for short- or medium-range wireless communications », *Intel Technology Journal*, Q2 2001.

[Foerster 01b] J. R. FOERSTER, « The effects of multipath interference on the performance of UWB systems in an indoor wireless channel », in *IEEE Vehicular Technology Conference, VTC Spring*, Rhodes, Greece, vol. 2, pages 1176–1180, mai 2001.

[Foerster 03a] J. FOERSTER, « Channel Modeling Sub-comitee Report Final », Document technique IEEE P802.15- 02/490r1-SG3a, IEEE P802.15 Working Group for WPANs, février 2003.

[Foerster 03b] J. FOERSTER et Q. LI, « UWB channel modeling contribution from Intel », Document technique IEEE 802.15-02/287, IEEE P802.15 Working Group for Wireless Personal Area Networks (WPANs), juillet 2003.

[Fowler 90] C. FOWLER, J. ENTZMINGER, et J. O. CORUM, « Assessment of ultra wideband (UWB) technology », *IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine*, vol. 5, n° 11, pages 45–49, novembre 1990.

[Gaur 03] S. GAUR et A. ANNAMALAI, « Improving the range of ultrawideband transmission using RAKE receivers », in *IEEE Vehicular Technology Conference, VTC Fall*, Orlando, FL, USA, vol. 1, pages 597–601, octobre 2003.

[Ghassemzadeh 02a] S. S. GHASSEMZADEH, R. JANA, C. W. RICE, *et al.*, « A statistical path loss model for in-home UWB channels », in *IEEE Conference on Ultra Wideband Systems and Technologies*, Baltimore, MD, USA, pages 59–64, mai 2002.

[Ghassemzadeh 02b] S. S. GHASSEMZADEH et V. TAROK, « The ultra-wideband indoor multipath loss model », Document technique IEEE 802.15-02/283, IEEE P802.15 Working Group for Wireless Personal Area Networks (WPANs), juillet 2002.

[Ghassemzadeh 03a] S. S. GHASSEMZADEH, L. J. GREENSTEIN, A. KAVCIC, *et al.*, « UWB indoor delay profile model for residential and commercial environments », in *IEEE Vehicular Technology Conference,VTC Fall*, Orlando, FL, USA, vol. 5, pages 3120–3125, octobre 2003.

[Ghassemzadeh 03b] S. S. GHASSEMZADEH, L. J. GREENSTEIN, A. KAVCIC, *et al.*, « UWB indoor path loss model for residential and commercial buildings », in *IEEE Vehicular Technology Conference,VTC Fall*, Orlando, FL, USA, vol. 5, pages 3115–3119, octobre 2003.

[Ghassemzadeh 03c] S. S. GHASSEMZADEH et V. TAROKH, « UWB path loss characterization in residential environments », in *IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium*, Philadelphia, PA, USA, pages 501–504, juin 2003.

[Ghassemzadeh 04] S. S. GHASSEMZADEH, R. JANA, C. W. RICE, *et al.*, « Measurement and modeling of an ultra-wide bandwidth indoor channel », *IEEE Transactions on Communications*, vol. 52, n° 10, pages 1786–1796, octobre 2004.

[Gordon 96] S. D. GORDON et J. A. RITCEY, « Generating correlated Nakagami fading channels », in *Asilomar Conference on Signals, Systems and*

Computers, Pacific Grove, CA, USA, vol. 1, pages 684–688, novembre 1996.

[Goy 98] P. GOY, S. CAROOPEN, et M. GROSS, « Vector measurements at millimeter and submillimeter wavelengths : feasibility and applications », in *ESA Workshop on Millimeter Wave Technology and Applications*, Espoo, Finland, mai 1998.

[Guillet 96] V. GUILLET, *Caractérisation de la propagation multitrajets en vue de la prédiction de la qualité de transmission GSM/DCS 1800 en petites et micro-cellules urbaines*, Thèse de Doctorat, Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications de Paris, France, 1996.

[Guillouard 99] 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, Institut National des Sciences Appliquées de Rennes, France, 1999.

[Gunderson 00] S. J. GUNDERSON, R. SCHOLTZ, K. CHUGG, *et al.*, « Shipboard environment characterization, Appendix A : Naval total asset visibility tests on the USS Curtiss », Document technique, UltRaLab, URL `http://ultra.usc.edu/New_Site/papers/NTAV_Appendix_A_USC.pdf`, 2000.

[Hafezi 00] P. HAFEZI, T. HORSEMAN, A. NIX, *et al.*, « Impact of Human Shadowing on Propagation Characteristics of Indoor Radio Channels », in *Conference on Antennas and Propagation*, Davos, Switzerland, avril 2000.

[Haneda 03] K. HANEDA et J. TAKADA, « An Application of SAGE Algorithm for UWB Propagation Channel Estimation », in *IEEE Conference on Ultra Wide Band Systems and Technologies*, Reston VA, USA, pages 483–487, Nov 2003.

[Haneda 04] K. HANEDA, J. I. TAKADA, et T. KOBAYASHI, « Clusterization Analyses of Spatio-Temporal UWB Radio Channels in Line-of-Sight and Non-Line-of-Sight Indoor Home Environments », in *Joint COST 273/284 Workshop*, Gothenburg, Sweden, juin 2004.

[Haneda 05] K. HANEDA, J. TAKADA, et T. KOBAYASHI, « On the Cluster Properties in UWB Spatio-Temporal Residential Measurement », in *COST 273 Workshop*, Bologna, Italy, janvier 2005.

[Harris 78] F. J. HARRIS, « On the Use of Windows for Harmonic Analysis with the Discrete Fourier Transform », *Proceedings of the IEEE*, vol. 66, n° 1, pages 51–83, janvier 1978.

[Hashemi 93] H. HASHEMI, « The indoor radio propagation channel », *Proceedings of the IEEE*, vol. 81, n° 7, pages 943–968, juillet 1993.

[Hashemi 94a] H. HASHEMI, « A study of temporal and spatial variations of the indoor radio propagation channel », in *IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, The Hague, Netherlands, vol. 1, pages 127–134, septembre 1994.

[Hashemi 94b] H. HASHEMI, M. MCGUIRE, T. VLASSCHAERT, *et al.*, « Measurements and modeling of temporal variations of the indoor radio propagation channel », *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 43, n° 3, pages 733–737, août 1994.

[Haykin 01] S. HAYKIN, *Communication systems*, New York : Wiley, 2001.

[Högbom 74] J. A. HÖGBOM, « Aperture Synthesis with a Non-Regular Distribution of Interferometer Baselines », *Astronomy and Astrophysics Supplement Series*, vol. 15, pages 417–426, 1974.

[Hoff 03] H. HOFF, P. C. F. EGGERS, et I. Z. KOVACS, « Directional indoor ultra wideband propagation mechanisms », in *IEEE Vehicular Technology Conference, VTC Fall*, Orlando, FL, USA, vol. 1, pages 188–192, octobre 2003.

[Hovinen 02] V. HOVINEN, M. HÄMÄLÄINEN, et T. PÄTSI, « Ultra Wideband Indoor Radio Channel Models : Preliminary Results », in *IEEE Conference on Ultra Wide Band Systems and Technologies, pp. 13-17*, Baltimore, MD, USA, pages 75–79, mai 2002.

[Hovinen 03] V. HOVINEN, M. HÄMÄLÄINEN, R. TESI, *et al.*, « A proposal for a selection of indoor UWB path loss model », Document technique IEEE 802.15-02/280, IEEE 802.15 Working Group for Wireless Personal Area Networks (WPANs), juillet 2003.

[Irahhauten 04] Z. IRAHHAUTEN, H. NIKOOKAR, et G. J. M. JANSSEN, « An overview of ultra wide band indoor channel measurements and modeling », *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 14, n° 8, pages 386–388, août 2004.

[ITU 04] ITU, « Propagation prediction methods for the planning of ultra-wideband applications in the frequency range 1 GHz to 10 GHz (draft recommendation) », Document technique 3K/TEMP/18-E, International Telecommunications Union, octobre 2004.

[Jakes 93] W. C. JAKES, *Microwave Mobile Communications*, New York : IEEE Press, 1993.

[Jämsä 04] T. JÄMSÄ, V. HOVINEN, et L. HENTILÄ, « Comparison of Wideband and Ultra-Wideband Channel Measurements », in *COST 273*, Gothenburg, Sweden, juin 2004.

[Karedal 04a] J. KAREDAL, S. WYNE, P. ALMERS, *et al.*, « Statistical Analysis of the UWB Channel in an Industrial Environment », in *IEEE Vehicular Technology Conference, VTC Fall*, Los Angeles, CA, USA, vol. 1, pages 81–85, septembre 2004.

[Karedal 04b] J. KAREDAL, S. WYNE, P. ALMERS, *et al.*, « UWB channel measurements in an industrial environment », in *IEEE Global Telecommunications Conference*, Dallas, TX, USA, vol. 6, pages 3511–3516, novembre 2004.

[Kattenbach 00] R. KATTENBACH et D. WEITZEL, « Wideband Channel Sounder for Time-Variant Indoor Radio Channels », in *Conference on Antennas and Propagation*, Davos, Switzerland, avril 2000.

[Kattenbach 01] R. KATTENBACH et H. FRÜCHTING, « Investigation of the Impacts of Moving Scatterers by Wideband Measurements of Time-Variant Indoor Radio Channels », in *COST 273 Workshop*, Bologna, Italy, octobre 2001.

[Keignart 02] J. KEIGNART et N. DANIELE, « Subnanosecond UWB Channel Sounding in Frequency and Temporal Domain », in *IEEE Conference on Ultra Wide Band Systems and Technologies*, Baltimore, MA, USA, pages 25–30, mai 2002.

[Keignart 03] J. KEIGNART et N. DANIELE, « Channel Sounding and Modelling for Indoor UWB Communications », in *International Workshop on Ultra Wideband Systems*, Oulu, Finland, juin 2003.

[Keignart 04] J. KEIGNART et N. DANIELE, « UWB Channel measurements in Snow-Covered Environment », Document technique IEEE 802.15-04/449, IEEE 802.15 Working Group for Wireless Personal Area Networks (WPANs), août 2004.

[Kolmogorov 33] A. N. KOLMOGOROV, « Sulla determinazione empirica di una legge di distribuzione », *Giornale dell' Istituto Italiano degli Attuari*, vol. 4, n° 1, pages 83–91, janvier 1933.

[Kovács 03] I. KOVÁCS et P. C. F. EGGERS, « Short-Range UWB Radio Propagation Using Small Terminal Antennas », in *International Workshop on Ultra Wideband Systems*, Oulu, Finland, juin 2003.

[Kunisch 02a] J. KUNISCH et J. PAMP, « Measurement results and modelling aspects for the UWB radio channel », in *IEEE Conference on Ultra Wide Band Systems and Technologies*, Baltimore, MD, USA, pages 19–23, mai 2002.

[Kunisch 02b] J. KUNISCH et J. PAMP, « Radio channel model for indoor UWB WPAN environments », Document technique IEEE 802.15-02/281, IEEE 802.15 Working Group for Wireless Personal Area Networks (WPANs), juin 2002.

[Kunisch 03a] J. KUNISCH et J. PAMP, « Reconstruction of UWB Indoor Radio Wave Propagation », Document technique, Whyless.com Project, URL `http://www.whyless.org`, septembre 2003.

[Kunisch 03b] J. KUNISCH et J. PAMP, « An ultra-wideband space-variant multipath indoor radio channel model », in *IEEE Conference on Ultra Wide Band Systems and Technologies*, Reston VA, USA, pages 290–294, novembre 2003.

[Lao 03] R. R. LAO, J. H. TARNG, et C. HSIAO, « Transmission Coefficients Measurement of Building Materials for UWB Systems in 3-10 GHz », in *IEEE Vehicular Technology Conference, VTC Spring*, Seoul, Korea, vol. 1, pages 11–14, avril 2003.

[Laurenson 94] D. I. LAURENSON, *Indoor radio channel propagation modelling by ray tracing techniques*, Thèse de Doctorat, University of Edinburgh, United Kingdom, 1994.

[Layer 98] F. LAYER, R. KATTENBACH, et H. FRÜCHTING, « Modeling and Analysis of Dominant Propagation Effects in Real Indoor Environment at 5.2 GHz », in *IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, Boston, USA, vol. 2, pages 630–634, septembre 1998.

[Lee 85] W. C. Y. LEE, « Estimate of local average power of a mobile radio signal », *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 34, n° 1, pages 22–27, février 1985.

[Lee 02] J. Y. LEE et R. A. SCHOLTZ, « Ranging in a Dense Multipath Environment Using an UWB Radio Link », *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 20, n° 9, pages 1677–1683, décembre 2002.

[Li 89] G. LI et K. B. YU, « Modelling and simulation of coherent Weibull clutter », *IEE Proceedings F, Radar and Signal Processing*, vol. 136, n° 1, pages 2–12, février 1989.

[Li 03] Q. LI et W. S. WONG, « Measurement and analysis of the indoor UWB channel », in *IEEE Vehicular Technology Conference, VTC Fall*, Orlando, FL, USA, vol. 1, pages 1–5, octobre 2003.

[Licul 03] S. LICUL, W. A. DAVIS, et W. L. STUTZMAN, « Ultra-wideband (UWB) communication link modeling and characterization », in *IEEE Conference on Ultra Wideband Systems and Technologies*, Reston, VA, USA, pages 310–314, novembre 2003.

[Lostanlen 04] Y. LOSTANLEN, G. GOUGEON, et Y. CORRE, « A Deterministic Indoor UWB Space-Variant Multipath Radio Channel Modelling », in *IEEE Euro Electromagnetics*, Magdeburg, Germany, juillet 2004.

[Maxwell 55] J. C. MAXWELL, « On Faraday's lines of forces », in *Cambridge Philosophical Society Conference*, Cambridge, United Kingdom, décembre 1855.

[McKinstry 03] D. R. MCKINSTRY et R. M. BUEHRER, « UWB small scale channel modeling and system performance », in *IEEE Vehicular Technology Conference, VTC Fall*, Orlando, FL, USA, vol. 1, pages 6–10, octobre 2003.

[Molisch 02] A. F. MOLISCH, « Time variance for UWB wireless channels », Document technique IEEE P802.15- 02/461, IEEE P802.15 Working Group for Wireless Personal Area Networks (WPANs), novembre 2002.

[Molisch 03] A. F. MOLISCH, J. R. FOERSTER, et M. PENDERGRASS, « Channel models for ultrawideband personal area networks », *IEEE Wireless Communications*, vol. 10, n° 6, pages 14–21, décembre 2003.

[Molisch 04] A. F. MOLISCH, K. BALAKRISHNAN, C. C. CHONG, *et al.*, « IEEE 802.15.4a channel model - final report », Document technique IEEE P802.15-04/0662, IEEE 802.15 Working Group for Wireless Personal Area Networks (WPANs), novembre 2004.

[Morche 03] D. MORCHE et D. HELAL, « RF front-ends implementation aspects and regulation status », in *The Ultra Wide Band Summit*, Paris, France, décembre 2003.

[Muqaibel 03a] A. H. MUQAIBEL, A. SAFAAI-JAZI, A. M. ATTIYA, *et al.*, « Measurement and characterization of indoor ultra-wideband propagation », *IEEE Conference on Ultra Wideband Systems and Technologies, pp. 295- 299*, 2003.

[Muqaibel 03b] A. H. MUQAIBEL, A. SAFAAI-JAZI, A. BAYRAM, *et al.*, « Ultra Wideband Material Characterization for Indoor Propagation », in *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, Columbus OH, USA, June*, Columbus, OH, USA, vol. 4, pages 623–626, juin 2003.

[Opshaug 01] G. R. OPSHAUG et P. ENGE, « GPS and UWB for indoor navigation », in *Institute of Navigation's GPS Conference*, Salt Lake City, UT, USA, septembre 2001.

[Pagani 03] P. PAGANI, P. PAJUSCO, et S. VOINOT, « A Study of the Ultra-Wide Band Indoor Channel : Propagation Experiment and Measurement Results », in *International Workshop on Ultra Wideband Systems*, Oulu, Finland, juin 2003.

[Pagani 04] P. PAGANI et P. PAJUSCO, « Experimental Assessment of the UWB Channel Variability in a Dynamic Environment », in *International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, Barcelona, Spain, vol. 4, pages 2973–2977, septembre 2004.

[Pagani 05] P. PAGANI et P. PAJUSCO, « On the fading properties of a UWB link in a dynamic environment », in *Ultra Wide Band Short Pulse Electromagnetics 7* (F. SABATH, éd.), New York : Kluwer Academic / Plenum, à paraître en 2005.

[Pajusco 03] P. PAJUSCO et P. PAGANI, « Extension of SIMO Wideband Channel Sounder for UWB Propagation Experiment », in *IEEE Conference on Ultra Wideband Systems and Technologies*, Reston, VA, USA, pages 250–254, novembre 2003.

[Parsons 00] J. D. PARSONS, *The Mobile Radio Propagation Channel*, Chichester : Wiley, 2000.

[Pätzold 02] M. PÄTZOLD, *Mobile Fading Channels*, Chichester : Wiley, 2002.

[Pendergrass 02] M. PENDERGRASS et W. C. BEELER, « Empirically based statistical Ultra-Wideband (UWB) channel model », Document technique IEEE 802.15-02/240, IEEE 802.15 Working Group for Wireless Personal Area Networks (WPANs), juin 2002.

[Pezzin 03] M. PEZZIN, J. KEIGNART, N. DANIELE, *et al.*, « Ultra Wideband : the radio link of the future ? », *Annales des Télécommunications*, vol. 58, n° 3-4, pages 464–506, mars 2003.

[Porcino 03a] D. PORCINO, « UWB regulations and coexistence : from the FCC First Report and Order to the path to approval in Europe », in *International Workshop on Ultra Wideband Systems*, Oulu, Finland, juin 2003.

[Porcino 03b] D. PORCINO et W. HIRT, « Ultra-wideband radio technology : potential and challenges ahead », *IEEE Communications Magazine*, vol. 41, n° 7, pages 66–74, juillet 2003.

[Sachs 02] J. SACHS, R. THOMÄ, U. SCHULTHEISS, *et al.*, « Real-time Ultra-Wideband Channel Sounder », in *General Assembly of the Union of Radio Science*, Maastricht, The Netherlands, août 2002.

[Saleh 87] 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, pages 128–137, février 1987.

[Schantz 03] H. G. SCHANTZ, « Introduction to ultra wideband antennas », in *IEEE Conference on Ultra Wide Band Systems and Technologies*, Reston, VA, USA, pages 1–9, novembre 2003.

[Schell 02] S. V. SCHELL, « Analysis of Time Variance of a UWB Propagation Channel », Document technique IEEE P802.15- 02/452r0-SG3a, IEEE P802.15 Working Group for Wireless Personal Area Networks (WPANs), novembre 2002.

[Schiavone 02] G. SCHIAVONE, R. PALANIAPPAN, et P. WAHID, « Study of ultra-wide band signal propagation in urban environments », in *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, San Antonio, TX, USA, vol. 3, pages 346–349, juin 2002.

[Scholtz 93] R. A. SCHOLTZ, « Multiple access with time-hopping impulse modulation », in *IEEE Military Communications Conference*, Bedford, MA, USA, vol. 2, pages 447–450, octobre 1993.

[Scholtz 97] R. A. SCHOLTZ et M. Z. WIN, « Impulse radio », in *Wireless communications : TDMA vs. CDMA* (S. GLISIC et P. A. LEPPÄNEN, éds.), Norwell : Kluwer, 1997.

[Schrank 86] H. SCHRANK, « A centenial of electromagnetics », *IEEE Antennas and Propagation Society Newsletter*, vol. 28, n° 6, pages 35–38, décembre 1986.

[Schuster 04] U. SCHUSTER, « Indoor UWB Channel Measurements from 2 GHz to 8 GHz », Document technique IEEE 802.15-04/447, IEEE 802.15 Working Group for Wireless Personal Area Networks (WPANs), septembre 2004.

[Shannon 49] C. E. SHANNON, « Communication in the presence of noise », *Proceedings of the Institute of Radio Engineers*, vol. 37, n° 1, pages 10–21, janvier 1949.

[Sibille 04] A. SIBILLE, C. ROBLIN, S. BORIES, *et al.*, « Conception et caractérisation d'antennes ULB pour communications multimédia haut débit », *Revue de l'Electricité et de l'Electronique*, n° 4, pages 73–80, avril 2004.

[Siwiak 02] K. SIWIAK, « UWB propagation phenomena », Document technique IEEE 802.15-02/301, IEEE 802.15 Working Group for Wireless Personal Area Networks (WPANs), juillet 2002.

[Sizun 05] H. SIZUN, *Radio Wave Propagation for Telecommunication Applications*, Berlin : Springer, 2005.

[Spencer 97] Q. SPENCER, M. RICE, B. JEFFS, *et al.*, « A statistical model for angle of arrival in indoor multipath propagation », in *IEEE Vehicular Technology Conference, VTC Spring*, Phoenix, AZ, USA, vol. 3, pages 1415–1419, mai 1997.

[Sugahara 04] H. SUGAHARA, Y. WATANABE, T. ONO, *et al.*, « Development and experimental evaluations of RS-2000, a propagation simulator for UWB systems », in *IEEE International Workshop on Ultra Wideband Systems joint with Conference on Ultra Wideband Systems and Technologies*, Kyoto, Japan, pages 76–80, mai 2004.

[Takeuchi 01] T. TAKEUCHI et M. TAMURA, « A Ultra-Wide Band Channel Sounder for Mobile Communication Systems », in *IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, San Diego, CA, USA, vol. 2, pages 111–115, septembre 2001.

[Taylor 95] J. D. TAYLOR, *Introduction to Ultra-Wideband Radar Systems*, Boca Raton : CRC Press, 1995.

[Tchoffo-Talom 04] F. TCHOFFO-TALOM, B. UGUEN, E. PLOUHINEC, *et al.*, « A site-specific tool for UWB channel modeling », in *IEEE International Workshop on Ultra Wideband Systems joint with Conference on Ultra Wideband Systems and Technologies*, Kyoto, Japan, pages 61–65, mai 2004.

[Terré 03] M. TERRÉ, A. HONG, G. GUIBÉ, *et al.*, « Major Characteristics of UWB Indoor Transmission for Simulation », in *IEEE Vehicular Technology Conference, VTC Spring*, Jeju, Korea, vol. 1, pages 19–23, avril 2003.

[Tsuchiya 04] H. TSUCHIYA, K. HANEDA, et J. TAKADA, « Double-Directional Channel Sounding with Ultra Wideband Signal in an Indoor Office Environment », in *COST 273 Workshop*, Duisburg, Germany, septembre 2004.

[Uguen 02] B. UGUEN, E. PLOUHINEC, Y. LOSTANLEN, *et al.*, « A deterministic ultra wideband channel modeling », in *IEEE Conference on Ultra Wide Band Systems and Technologies*, Baltimore, MD, USA, pages 1–5, mai 2002.

[Welborn 03] M. WELBORN et W. SHVODIAN, « Ultra-Wideband Technology for Wireless Personal Area Networks - The IEEE 802.15.3/3a Standards », in *IEEE Conference on Ultra Wideband Systems and Technologies*, Reston, VA, USA, novembre 2003.

[Wiesbeck 03] W. WIESBECK, M. YOUNIS, et M. BALDAUF, « Advanced radio communication », Document technique, Institut für Höchstfrequenztechnik und Elektronik, Karlsruhe University, URL `http://www.ihe.uni-karlsruhe.de/lehre/arc`, 2003.

[Win 97a] M. Z. WIN, F. RAMIREZ-MIRELES, R. A. SCHOLTZ, *et al.*, « Ultra-Wide Bandwidth (UWB) Signal Propagation for Outdoor Wireless Communications », in *IEEE Vehicular Technology Conference*, Phoenix, AZ, USA, vol. 1, pages 251–255, mai 1997.

[Win 97b] M. Z. WIN, R. A. SCHOLTZ, et M. A. BARNES, « Ultra-Wide Bandwidth Signal Propagation for Indoor Wireless Communications », in *IEEE International Conference on Communications*, Montreal, Canada, pages 56–60, juin 1997.

[Withington 99] P. WITHINGTON, R. REINHARDT, et R. STANLEY, « Preliminary results of an ultra-wideband (impulse) scanning receiver », in *IEEE Military Communications Conference*, Atlantic City, NJ, USA, vol. 2, pages 1186–1190, octobre 1999.

[Yang 04] L. YANG et G. B. GIANNAKIS, « Ultra-wideband communications : an idea whose time has come », *IEEE Signal Processing Magazine*, vol. 21, n° 6, pages 26–54, novembre 2004.

[Yano 02] S. M. YANO, « Investigating the Ultra-Wideband Indoor Wireless Channel », in *IEEE Vehicular Technology Conference, VTC Spring*, Birmingham, AL, USA, vol. 3, pages 1200–1204, mai 2002.

[Yao 03] R. YAO, W. ZHU, et Z. CHEN, « An efficient time-domain ray model for UWB indoor multipath propagation channel », in *IEEE Vehicular Technology Conference,VTC Fall*, Orlando, FL, USA, vol. 2, pages 1293–1297, octobre 2003.

Résumé

Caractérisation et modélisation du canal de propagation radio en contexte UWB

L'Ultra Large Bande, ou *Ultra Wide Band* (UWB), est une technique de communication radio qui consiste à utiliser des signaux sur une très large bande de fréquences, typiquement de l'ordre de 500 MHz à plusieurs GHz. Les premières recherches dans ce domaine ont concerné la détection radar, en raison de la haute résolution temporelle des signaux UWB. Plus récemment, la recherche s'est concentrée sur la communication radio, mettant à profit les principales caractéristiques de cette technique : une grande robustesse aux évanouissements rapides dus aux trajets multiples, un faible rapport cyclique permettant des modulations à saut temporel et la gestion des usagers multiples, et une transmission possible sans porteuse, ce qui simplifie l'architecture des systèmes radio. L'UWB est ainsi un candidat prometteur pour les systèmes de communications radio haut-débit à courte portée.

L'objet de la thèse est de caractériser le canal de propagation en contexte UWB afin de proposer des modèles de canal adaptés aux futurs systèmes basés sur cette technologie. La méthode employée consiste en une approche expérimentale, qui passe par le sondage du canal de propagation UWB pour dégager ses paramètres caractéristiques par une analyse statistique. Parmi les techniques de sondage large bande existantes, la méthode fréquentielle a été retenue pour la mesure du canal UWB en configuration statique sur la bande 3,1 GHz - 11,1 GHz. Parallèlement, une technique de sondage innovante a été mise au point pour observer les variations du canal UWB en temps réel. Cette méthode exploite les performances d'un sondeur SIMO large bande pour la mesure du canal SISO UWB sur la bande 4 GHz - 5 GHz. Plusieurs campagnes de mesures ont été réalisées en environnement intérieur de bureau. Les réponses impulsionnelles obtenues ont été analysées pour dégager les paramètres grande échelle (dispersion des retards, pente du profil puissance-retard, ...) et petite échelle (évanouissements rapides) du canal statique. La largeur de bande mesurée a permis d'observer l'influence de la fréquence sur ces paramètres. Des séries de mesures spécifiques ont ensuite été réalisées pour analyser les variations spatiales et temporelles du canal UWB, respectivement dues au mouvement des antennes et au passage de personnes. A partir de ces analyses, un modèle de canal complet est proposé, permettant de reproduire les effets du canal de propagation UWB de façon réaliste, en configurations statique et dynamique.