

Université des Sciences et Technologies de Lille

École doctorale « Sciences Pour l'Ingénieur »

THÈSE

pour obtenir le titre de

Docteur de l'Université des Sciences et Technologies de
Lille

Spécialité : Microondes et Microtechnologies

présentée par

Hamza El Ghannudi



Interférences d'accès multiples et performances d'un système impulsionnel à Bande Ultra Large transposé à 60 GHz en réseau *ad hoc*

Thèse soutenue le 13 décembre 2007 devant le jury composé de

Pierre DEGAUQUE	Professeur à l'Université de Lille1, IEMN-TELICE	Président
Paul-Alain ROLLAND	Professeur à l'Université de Lille1, IEMN-IRCICA	Directeur
Laurent CLAVIER	Maître de conférences, IRCICA-TELECOM Lille1	Co-directeur
Bernard UGUEN	Professeur à l'Université de Rennes1, IETR	Rapporteur
Philippe CIBLAT	Maître de conférences HDR, ENST-Paris	Rapporteur
François DANNEVILLE	Professeur à l'Université de Lille1, IEMN	Examineur
Jean-Marie GORCE	Maître de conférences HDR, INSA-Lyon	Examineur
Jocelyn FIORINA	Maître de conférences SUPÉLEC-Paris	Examineur
Muriel MULLER	Maître de conférences INT-Paris	Invité

à mes chers parents « mon père et ma mère »

إلى أبي وأمي العزيزين حفظهما الله ورعاهما لي

Remerciements

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

Je tiens donc à remercier mon directeur de thèse Monsieur Paul-Alain Rolland d'avoir accepté de me suivre dans mes travaux de recherche au sein des laboratoires IEMN et IRCICA.

Je tiens à exprimer en particulier ma profonde reconnaissance à Monsieur Laurent Clavier, pour la confiance qu'il m'a accordée et les connaissances qu'il m'a transmises en encadrant ces trois années de recherche. Sa disponibilité, sa motivation et ses conseils ont été pour moi une grande richesse tout au long de la thèse et ont permis de mener à bien ce travail.

J'exprime ma gratitude à l'ensemble du jury qui a bien voulu juger ce travail. Je remercie Monsieur Pierre Degauque président de ce jury ainsi que Messieurs Bernard Uguen et Philippe Ciblat d'être les rapporteurs de cette thèse. Je remercie aussi Messieurs François Danneville, Jean-Marie Gorce et Jocelyn Fiorina pour avoir examiné les résultats de mes recherches et pour leurs participations à ma soutenance de thèse.

Je tiens à remercier également Madame Nathalie Rolland et Monsieur Tuami Lasri pour leur soutien et encouragement.

Merci à tous ceux qui m'ont apporté leur aide, chacun à sa manière, tout au long de ma thèse, en particulier : Nourredine Azzaoui, François Septier et Rodrigue Okouyi.

Mes sincères remerciements vont également à tous les membres du groupe CSAM avec qui j'ai partagé ces trois années. Je pense particulièrement à : Les deux Christophe, Michel, Rédah, Christian, Guillaume (Barbiche), Benoît, Etienne, Nizar, Romain, Huong, Ling, Chen, Li,....ainsi que les anciens : Alex, Hassan, Nicolas, Adel, Marie,.... Je souhaite aussi à tous mes collègues thésards une bonne continuation et tous mes vœux de réussite.

Mes pensées vont bien sûr à tous les gens que j'ai oubliés de citer ici, que j'aime et qui m'aiment et qui m'ont toujours soutenus durant mes études.

Je remercie tous les membres de ma famille. Merci à mon père, ma mère, ma sœur et mon frère, qui m'ont toujours apporté leur soutien et assistance sur tous les plans tout au long de mes études et ils ont été d'une importance capitale pour l'aboutissement de ce travail.

Enfin, "Louange à Dieu, Seigneur de l'univers" qui m'a aidé et m'a donné la force et le courage.

Table des matières

Introduction générale	1
Bibliographie	6
1 Canaux de propagation	7
1.1 Introduction	8
1.2 État de l'art	9
1.2.1 Puissance reçue	9
1.2.2 Les trajets multiples	9
1.2.3 Modélisation	10
1.3 Puissances reçues en environnement <i>ad hoc</i>	14
1.3.1 Evolution temporelle du canal	14
1.3.2 Étude de la puissance reçue	17
1.3.3 Environnement <i>ad hoc</i>	19
1.3.4 Scénario considéré	20
1.3.5 Atténuation	23
1.3.6 Distributions des puissances reçues.	23
1.3.7 Distribution du rapport signal à interférences d'accès multiples	27
1.4 Modélisation des trajets réfléchis.	30
1.4.1 Les données	30
1.4.2 Réponse impulsionnelle du canal	32
1.4.3 Cas du canal Ultra Large Bande	34
1.4.4 Remarque sur la répartition de l'énergie sur les trajets	35
1.5 Conclusion	36
Bibliographie	38

2	Description du système Ultra Large Bande	45
2.1	Introduction	47
2.2	Définition	47
2.3	Les applications de l'UWB	48
2.4	Avantages et inconvénients de l'UWB	48
2.5	Les concepts d'un système UWB	50
2.5.1	Représentation analytique générale des signaux UWB	50
2.5.2	Les approches d'étalement en UWB	50
2.5.3	La forme de l'impulsion en UWB	54
2.5.4	Les méthodes de modulation en UWB	55
2.6	Émetteur	57
2.7	Récepteur	59
2.8	Résultats et Discussions	64
2.8.1	Algorithme de simulation	65
2.8.2	Le taux d'erreur binaire (TEB)	66
2.8.3	La probabilité d'erreurs par paquet (P)	71
2.9	Conclusion	73
	Bibliographie	74
3	Étude de la nature d'interférence due aux accès multiples	77
3.1	Introduction	78
3.2	Expression de la probabilité d'erreur binaire	79
3.3	La Distribution Gaussienne Généralisée	82
3.4	La distribution α -Stable	85
3.4.1	Généralités	85
3.4.2	Estimation des paramètres	87
3.5	Résultats et Discussions	90
3.6	Conclusion	96
	Bibliographie	97
4	Modélisation du bruit multi-utilisateurs par les distributions α-Stable	101
4.1	Introduction	102
4.2	Travaux préliminaires	103
4.2.1	L'étude de la corrélation de l'impulsion ψ_i	103

4.2.2	Étude de la distribution de γ_i	104
4.3	La distribution de l'interférence due aux accès multiples	108
4.4	Résultats et Discussions	112
4.5	Les performances d'un récepteur non Gaussien	115
4.5.1	Le récepteur Cauchy	116
4.5.2	Comparaison de performances	117
4.6	Conclusion	119
	Bibliographie	120
Conclusion générale et perspectives		121
	Bibliographie	125
A	Annexe A	131
B	Annexe B	133
C	Annexe C	137
C.1	Premier terme dans (4.30)	138
C.2	Deuxième limite d'existence	139
D	Annexe D	141
E	Annexe E	143
	Résumé	147
	Abstract	149
	Résumé	151

Communications associées à ce travail

Articles de Journaux Internationaux

H .El Ghannudi, L.Clavier, N.Azzaoui and P-A Rolland " α -Stable Interference Modeling and Cauchy Receiver for an IR-UWB *ad hoc* Network", submitted in *IEEE Transaction on Wireless Communication*, Dec 2007.

Actes de colloques internationaux avec comité de lecture

1. Adel Bendjaballah, Hamza El Ghannudi, Nicolas Deparis, Alexandre Boe and L. Clavier, "Channel Model and Performance of *ad hoc* Networks Based on IR-UWB at 60 GHz," *4th ESA Workshop on Millimetre-Wave Technology and Application*, Espoo, Finland 15-17 February 2006, pages 75-80.
2. H. El Ghannudi, L.Clavier, A.Bendjaballah, and P.A.Rolland, "Bit and Packet Error Rates for *Ad hoc* Networks Based on IR-UWB Signals Up Converted to 60 GHz," *IEEE 17th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications PIMRC06*, Helsinki, Finland 11-14 September 2006, pages 1-5.
3. H. El Ghannudi, L.Clavier, A.Bendjaballah, A.Boe, and P.A.Rolland, "Performance of IR-UWB at 60 GHz for *Ad hoc* Networks with Directive Antennas," *IEEE 2006 International Conference on Ultra-Wideband ICUWB06*, Waltham-Boston, USA 24-27 September 2006, pages 149-154.
4. A.Bendjaballah, H. El Ghannudi, L.Clavier, N.Rolland and P.A.Rolland, "Multihop Wireless Communications with non regenerative relays," *The 9th European Conference on Wireless Technology ECWT06*, Manchester, UK 10-12 September 2006, pages 189-192.

5. H. El Ghannudi, L.Clavier, and P.A.Rolland, "Modeling Multiple Access Interference in *Ad hoc* Networks Based on IR-UWB Signals Up Converted to 60 GHz," *The 10th European Conference on Wireless Technology ECWT07*, Munchen, Germany 8-10 Octobre 2007.

Actes de colloques internationaux sans comité de lecture

1. H. El Ghannudi, L.Clavier, N.Azzaoui and P.A.Rolland, "Multiple Access Interference in Impulse Radio UWB for *ad hoc* Networks with Directive Antennas," *TD in COST Action 2100 - Pervasive Mobile and Ambient Wireless Communications Meeting*, Lisbon, Portugal, 26-28 February 2007.
2. A.Boe, H. El Ghannudi, L.Clavier, N.Rolland, D.Simplot and P.A.Rolland, "Impact of switched beam antenna on sensor organized *ad hoc* network at 60 GHz," *Workshop on Smart Antennas in European Microwave Week EUMW07*, Munchen, Germany 8 October 2007.

Actes de colloques nationaux avec comité de lecture

1. H. El Ghannudi, L.Clavier, and P.A.Rolland, "Modélisation du MAI d'un Système IR-UWB Transposé à 60 GHz pour des Réseaux *Ad hoc*," *Colloque GRETSI, Traitement du Signal et des Images*, Troyes, France, 11-14 September 2007, pages 313-316.
2. H. El Ghannudi, L.Clavier, and P.A.Rolland, "Modeling MAI with α -Stable Distributions in IR-UWB *ad hoc* Network," *Workshop du Programme Initiative GET sur les réseaux autonomes et spontanés*, Paris, France 30-31 October 2007.

Actes de colloques nationaux sans comité de lecture

L.Clavier, H.El Ghannudi and R.Okouyi, "Multiple Acces Interference in DS-CDMA and UWB *ad hoc* networks at 60 GHz," *The Workshop of ARC IRAMUS project on wireless ad hoc and sensor networks*, Val Thorens, France 25-26 January 2007.

Liste des sigles et acronymes

Par souci de lisibilité, les sigles et acronymes seront parcimonieusement utilisés dans ce manuscrit. Toutefois, pour les termes très fréquents, leur utilisation sera privilégiée. La signification d'un sigle ou d'un acronyme ne sera rappelée qu'à sa première apparition dans le manuscrit.

Sigles et Acronymes	Langue anglaise	Langue française
AZIT	With Forbidden Transmission Zone	Avec zone interdite de transmission
CDMA	Code Division Multiple Access	Accès multiples par répartition des Codes
CF	Characteristic Function	Fonction caractéristique
$C_{Po}(t)$	Correlation Function of Pulse	Fonction de corrélation de l'impulsion
DS	Direct Sequence	Séquence directe
DS-CDMA	Direct Sequence - CDMA	CDMA à séquence directe
DS-UWB	Direct Sequence - Ultra Wide Band	Ultra large bande par séquence directe
FCC	Federal Communications Commission	Commission fédérale des télécommunications
f_{MAI}	Probability density function of MAI	Fonction de densité de probabilité de MAI
GGD	Generalized Gaussian Distribution	Distribution gaussienne généralisée
GM	Gaussian Mixtures	Gaussien mélangé
GQR	Gaussian Quadrature Rules	Règle quadrature gaussienne
IR-UWB	Impulse Radio Ultra Wide Band	Radio impulsionnelle à bande ultra large
MAC	Medium Access Control	Contrôle d'accès au médium

MAI	Multiple Access Interference	Interférence due aux accès multiples
ML	Maximum Likelihood	Maximum de vraisemblance
MLFSR	Maximum Length Feedback Shift Register	Registres à décalage à bouclage de longueur maximale.
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing	Multiplexage par répartition en fréquences orthogonales
OOK	On-Off Keying	Modulation marche - arrêt
P	Packet error probability	Probabilité d'erreur par paquet
PAM	Pulse Amplitude Modulation	Modulation d'impulsion en amplitude
pdf	Probability density function	Fonction de densité de probabilité
P_{eb}	Binary error probability	Probabilité d'erreur binaire
PPM	Pulse Position Modulation	Modulation d'impulsion en position
QoS	Quality of Service	Qualité du service
SαS	Symmetric α Stable	α Stable symétrique
SGA	Standard Gaussian Assumption	Hypothèse gaussienne standard
SIR	Useful signal to interference ratio	Rapport signal utile à interférence d'accès multiples
SNR	Signal to Noise Ratio	Rapport signal à bruit
SZIT	Without Forbidden Transmission Zone	Sans zone interdite de transmission
TEB	Error Bit Rate	Taux d'erreur binaire
TH	Time Hopping	Saut temporel
TH - BPSK - UWB	Time Hopping - Binary Phase Shift Keying - Ultra Wide Band	Ultra large bande à saut temporel et modulation binaire par sauts de phase
TH-PPM-UWB	Time Hopping - Pulse Position Modulation - Ultra Wide Band	Ultra large bande à saut temporel et modulation d'impulsion en position
UWB	Ultra Wide Band	Ultra large bande

WLAN	Wireless Local Area Network	Réseau local sans fils
WPAN	Wireless Personal Area Network	Réseau personnel sans fils
ZIT	Forbidden Transmission Zone	Zone interdite de transmission
Z_{MAI}	Multiple Access Interference	Interférence due aux accès multiples
Z_{MPI}	Multipath interference	Interférence multi-trajets
Z_n	Additive White Gaussian Noise	Bruit gaussien blanc additif
Z_u	Useful Signal	Signal utile

Introduction générale

Contexte de l'étude

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

L'un des réseaux sans fil qui a récemment fait l'objet de nombreuses études est le réseau *ad hoc*, où chaque station source (station désirant émettre des paquets) utilise les autres stations du réseau comme routeurs, pour atteindre la station destination, sachant que l'ensemble ou une partie des stations est mobile.

L'un des challenges scientifiques actuel, sur lequel sont engagés d'importants efforts de recherche, repose sur l'emploi de techniques de transmissions radio à très haut débit sur des portées relativement courtes. Plusieurs possibilités peuvent être envisagées pour un tel objectif.

Une possibilité est l'utilisation de signaux impulsionnels recouvrant des parties du spectre fréquentiel déjà occupées. Ils sont appelés signaux à bande ultra large (UWB : Ultra Wide Band)¹. Ils nécessitent une régulation stricte qui leur permet de cohabiter avec les services radio existants. 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 [1], encourageant les efforts de recherche dans ce domaine. L'UWB permet d'utiliser une bande passante très large et donc, même à un niveau de rapport signal à bruit très faible, d'espérer des débits très importants. En transmettant en dessous

¹Bien que le mémoire soit rédigé en français, nous avons opté pour l'utilisation des acronymes en anglais. Certains acronymes sont en effet essentiellement connus dans cette langue et nous avons voulu éviter de mélanger acronymes en français et en anglais

du niveau du bruit, la technique UWB permet de réutiliser des bandes déjà utilisées pour d'autres fréquences. La régulation européenne est cependant très stricte, limitant ainsi les débits espérés.

Une autre possibilité concerne l'utilisation de techniques de transmission dans des bandes de fréquence actuellement peu utilisées. C'est le cas des bandes millimétriques autour de 60 GHz pour lesquelles les contraintes de régulation sont inexistantes. Elle a été retenue un peu partout dans le monde pour des applications intra-bâtiments de type réseaux locaux sans fil (WLAN : Wireless Local Area Networks) à très haut débit (>100 Mbit/s). La largeur de bande disponible (quelques GHz) peut en effet laisser espérer des débits nettement plus importants que ceux atteints par WIFI et leur utilisation ne nécessitera pas de licence.

Cependant, la forte atténuation des ondes à laquelle s'ajoute l'absorption due à l'oxygène peut augmenter la complexité des systèmes à mettre en œuvre pour assurer des qualités de service satisfaisantes. D'un autre côté, elle permet un très bon confinement des ondes, et donc une réutilisation performante du spectre. Qui plus est, la longueur d'onde permet une miniaturisation des circuits tout à fait intéressante.

Le Bureau Européen des Fréquences (ERO : European Radiocommunications Office) a identifié la bande 59-62 GHz pour le raccordement hertzien ; des bandes similaires (jusqu'à 7 GHz de bande passante) ont également été identifiées au Japon et aux Etats-Unis.

Les réseaux locaux interactifs et multimédia constituent un enjeu majeur pour la mise en œuvre d'un environnement de communication /anywhere anytime/ et les grands groupes industriels du secteur déploient des efforts considérables dans cette optique car une couverture radio globale de proximité pour utilisateurs fixes et/ou réseaux *ad hoc* pour des environnements dynamiques constitue un complément indispensable au développement des futurs réseaux cellulaires et satellitaires. A titre d'exemple INTEL a proposé un protocole de liaison courte portée (< 10m) à très haut débit (480 Mbits/s) en utilisant une technique UWB-OFDM. Ce domaine est en plein essor, vu les enjeux économiques, mais seuls quelques standards ont déjà été proposés (Bluetooth, IEEE 802.11) ce qui montre qu'il reste encore très ouvert à des ruptures technologiques. Tout récemment, IBM et la société taïwanaise Mediatek se sont associées dans un projet de recherche pour créer des chipsets permettant de transmettre des fichiers en mode sans fil 100 fois plus vite qu'en WiFi. Le résultat devrait se concrétiser sous la forme d'un chipset gravé en 65 nm, utilisant la bande de fréquence des 60 GHz, permettant de transmettre des fichiers à

la vitesse de 2,5 Gbits/s. Intel et Motorola misent sur la technologie Wimax et AMD et Texas Instruments travaillent également sur leur propre solution pour le transfert de la vidéo en mode sans fil.

Au plan européen et national, plusieurs projets ont été focalisés sur les réseaux de proximité haut débit à 40 et 60 GHz, couplés ou non au réseau fibre optique (RACE II MBS et MEDIAN, ACTS-SAMBA, RNRT OPTIMM et COMMINDOR...)

Depuis plusieurs années le groupe "Circuits Systèmes et Applications des Microondes" (CSAM) au sein de l'IEMN² et maintenant de l'IRCICA³ travaille sur les communications haut débit à 60 GHz. Ce travail se positionne dans le cadre d'un Contrat Plan Etat Région (Programme TAC (Technologies Avancées pour la Communication) - Projet T12, Communications de Proximité Multimédia Multisupport) qui "vise au déploiement de nouveaux réseaux de proximité assurant des services multimédia interactifs à usage domestique ou industriel. Dans ce contexte, l'utilisation complémentaire, voire la fusion des différents supports de propagation disponibles dans un environnement confiné de type domestique ou industriel (réseaux câblés, réseau électrique de distribution basse tension, canal radio à 60 GHz) est envisagée."

Des travaux concernant la conception et la réalisation d'un sondeur de canal de propagation, et sa mise en application pour la caractérisation spatiale de la propagation multi-trajets intra-bâtiment dans la bande des 60 GHz ont été l'objet d'un mémoire de fin d'étude de Michel Fryziel [2]. D'autres travaux concernant les liaisons numériques haut débit ultra large bande transposées autour de 60 GHz pour des objets mobiles communicants ont fait l'objet de la thèse de Nicolas Deparis soutenue cette année [3].

Objectifs de l'étude

L'objectif principal de ce travail est dans un premier temps d'étudier les performances d'un système de communication numérique sans fil pour des réseaux *ad hoc* dans la bande des 60 GHz, basé sur la technique radio impulsionnelle à bande ultra large (IR-UWB : Impulse Radio Ultra Wide Band).

²Institut d'Electronique de Microélectronique et de Nanotechnologie

³Institut de Recherche sur les Composants logiciels et matériels pour l'Information et la Communication Avancée

Nous procédons à une modélisation statistique du canal à partir de mesures effectuées à l'IEMN pour développer un modèle de canal que nous utilisons dans notre système.

Un des facteurs limitant les performances est l'interférence due aux accès multiples. La nature de cette interférence sera étudiée dans un second temps et des solutions pour la modéliser seront présentées. Les résultats obtenus permettent alors d'améliorer les performances du système en concevant des récepteurs mieux adaptés à l'interférence.

Plan de l'étude

Ce mémoire se divise en quatre chapitres.

Le chapitre 1 porte sur la modélisation du canal radio à 60 GHz. Il est indispensable de le connaître si nous voulons évaluer les performances de techniques de transmission. C'est en effet l'une des principales causes d'interférence dans un système de communication sans fil. L'émetteur et le récepteur peuvent être en vue directe ou masqués; la mobilité des utilisateurs et de l'environnement le rend variable. Dans ce chapitre nous décrivons le canal radio à 60 GHz en précisant les hypothèses et le modèle que nous considérons dans le reste du manuscrit.

L'étude du canal se décompose en deux parties. La première concerne l'étude de la puissance reçue et la deuxième se focalise sur les effets des trajets réfléchis.

Le chapitre 2 constitue un bref état de l'art sur la technique IR-UWB et ses performances dans un environnement sans fil. Il commence par une présentation générale de la technique ultra large bande, sa définition, ses applications, les approches d'étalement, les formes d'impulsion et les méthodes de modulation utilisées.

Ensuite, la chaîne de communication incluant l'émetteur, le canal, le récepteur et la représentation analytique des signaux à la sortie du récepteur est présentée.

Enfin un algorithme de simulation est défini pour déterminer les performances du système en terme de qualité de service traduite par le taux d'erreur binaire et la probabilité d'erreurs par paquet.

Le chapitre 3 présente une étude de la nature de l'interférence due aux accès multiples dans notre système.

Premièrement, l'expression de la probabilité d'erreur binaire est développée. Ensuite trois techniques sont proposées pour modéliser la densité de probabilité de l'interférence

d'accès multiples. La première est une estimation non paramétrique par la méthode du noyau. La deuxième est la distribution gaussienne généralisée (GGD : Generalized Gaussian Distribution) et la dernière est la distribution α -stable.

Enfin, les performances des trois approches de modélisation sont présentées ainsi que l'impact des conditions matérielles et réseaux sur la nature de l'interférence.

Enfin, le chapitre 4 présente une étude théorique de l'interférence d'accès multiples. Une démonstration dans un environnement circulaire est utilisée pour déterminer les performances analytiques du système. Nous montrons la validité de la distribution α -stable pour modéliser la densité de probabilité de l'interférence dans un environnement *ad hoc* avec la couche physique proposée. Nous déterminons également les expressions analytiques des paramètres de la distribution qui dépendent de l'atténuation du canal, de la densité des utilisateurs et également de la définition de la couche physique.

Finalement, un récepteur approprié à ce type de bruit est implémenté et les performances sont comparées avec le récepteur gaussien.

Bibliographie

- [1] T. W. Barrett, "History of Ultrawideband (UWB) Radar and Communications : Pioneers and Innovators," in *Progress In Electromagnetics Symposium 2000*, Cambridge, MA,, Jul. 2000.
- [2] M. Fryziel, *Caracterisation Large Bande du Canal Radio Intra-Batiment à 60 GHz*. Diplome D'ingenieur de Centre Regional Associé de Lille, 2001.
- [3] N. Deparis, *Liaisons Numériques Haut débit Ultra Large Bande Transposées Autour de 60 GHz pour Objets Mobiles Communicants*. Thèse de Doctorat de l'Université des Sciences et Technologies de Lille, 2007.

CANAUX DE PROPAGATION

Sommaire

1.1	Introduction	8
1.2	État de l'art	9
1.2.1	Puissance reçue	9
1.2.2	Les trajets multiples	9
1.2.3	Modélisation	10
1.3	Puissances reçues en environnement <i>ad hoc</i>	14
1.3.1	Evolution temporelle du canal	14
1.3.2	Étude de la puissance reçue	17
1.3.2.1	Modèle de propagation en espace libre	17
1.3.2.2	Bilan de puissance	17
1.3.3	Environnement <i>ad hoc</i>	19
1.3.3.1	Caractéristiques et contraintes des réseaux <i>ad hoc</i>	19
1.3.4	Scénario considéré	20
1.3.5	Atténuation	23
1.3.6	Distributions des puissances reçues	23
1.3.7	Distribution du rapport signal à interférences d'accès multiples	27
1.4	Modélisation des trajets réfléchis	30
1.4.1	Les données	30
1.4.2	Réponse impulsionnelle du canal	32
1.4.3	Cas du canal Ultra Large Bande	34
1.4.4	Remarque sur la répartition de l'énergie sur les trajets	35
1.5	Conclusion	36
	Bibliographie	38

1.1 Introduction

Le canal radio mobile est une des principales causes d'interférence dans un système de communication sans fil et en est donc l'une des limitations fondamentales. L'émetteur et le récepteur peuvent être en vue directe ou masqués par des bâtiments, des arbres, des bureaux. Le canal radio est alors aléatoire et son étude est complexe. De plus la mobilité des utilisateurs et de l'environnement le rendent variable et le font fluctuer rapidement. Enfin la fréquence de transmission a également un impact sur la propagation et influence les caractéristiques du canal.

La modélisation du canal est un enjeu primordial pour la définition de systèmes de communication. Les mécanismes de propagation des ondes électromagnétiques sont complexes mais se résument principalement à trois phénomènes : réflexion, diffraction et diffusion. Dans un environnement intra-bâtiments, de nombreuses réflexions parviennent en plus du trajet direct s'il est présent au récepteur. Non seulement la puissance reçue diminue en fonction de la distance entre l'émetteur et le récepteur, mais les différents trajets reçus vont de plus en plus interférer et générer des évanouissements.

Les modèles de propagation s'appliquent généralement à prédire la puissance moyenne reçue en fonction de la distance émetteur - récepteur et ainsi la variation de cette puissance dans des petites zones autour d'un point particulier. Ces modèles sont utiles pour prédire la zone de couverture d'un émetteur. Les modèles prédisant la puissance moyenne reçue à une distance donnée sont appelés des modèles de propagation à grande échelle (large scale). Les modèles prédisant les fluctuations de la puissance reçue dans une zone dont la taille est de quelques longueurs d'onde sont appelés des modèles de propagation à petite échelle (small scale).

Dans ce chapitre nous présentons un modèle de canal ultra large bande à une haute fréquence (60 GHz). L'étude de ce canal se décompose en deux parties. La première concerne les évanouissements à grande échelle. Une première implication de cette étude est la puissance reçue en fonction, particulièrement, de la distance émetteur récepteur. La seconde partie est liée aux évanouissements à petite échelle, c'est à dire l'effet des trajets réfléchis.

1.2 État de l'art

1.2.1 Puissance reçue

Le premier aspect étudié concerne la couverture. Le modèle le plus utilisé est le suivant :

$$\bar{A}_{dB}(d) = \bar{A}_{0dB}(d_0) + 10\gamma \log_{10}(d) + X_{dB} \quad (1.1)$$

$\bar{A}_{0dB}(d_0)$ est une atténuation de référence à une distance donnée, γ est le coefficient d'atténuation, d la distance émetteur-récepteur et X_{dB} une variable aléatoire caractéristique des évanouissements à grande échelle.

L'atténuation de référence varie de façon importante en fonction des études. Les valeurs proposées à 60 GHz varient de 0 à 59 dB [1–4] et sont même supérieures dans [5–7]. Cette valeur dépend fortement de l'environnement (taille de la pièce) et des antennes utilisées [2]. Une atténuation supplémentaire doit être ajoutée si l'émetteur et le récepteur ne sont pas situés dans la même pièce ou sur un même étage [2, 8–10].

Le coefficient d'atténuation n est proche de 2, légèrement supérieur (jusqu'à 2.5) en extérieur et parfois inférieur en intérieur à cause d'un effet guide d'onde [1–6, 8, 9, 11, 12]. Des valeurs légèrement inférieures sont obtenues si l'ouverture des antennes est réduite [4] et si une polarisation circulaire plutôt que linéaire est utilisée [3].

Les variations à grande échelle sont modélisées par une variable aléatoire log-normale [3, 11, 13, 14]. La déviation standard varie entre 4 et 8 dB en fonction de l'environnement [3, 11, 15]. Cette valeur est réduite avec une polarisation circulaire (3.2dB dans [3] pour une petite pièce).

1.2.2 Les trajets multiples

Afin de choisir une technique de transmission adaptée, d'autres paramètres doivent être étudiés afin de déterminer l'impact des trajets réfléchis. Ces paramètres sont l'étalement des retards, la bande de cohérence ou le facteur de Rice. Un large spectre de valeurs est proposé dans la littérature. Ces dernières dépendent de l'environnement, de la taille de la pièce, des antennes, de la polarisation... De nombreux facteurs qui rendent une généralisation difficile.

L'étalement des retards dans des petites pièces est généralement inférieur à 20 ns [1, 4, 9, 16–22]. Des valeurs supérieures sont obtenues dans [23] (5 à 70 ns) et dans [6, 7, 24] (13 à 35 ns). Pour des pièces plus grandes, les valeurs obtenues augmentent : de 5 à 55 ns dans [25] et de 25 à 75 ns dans [6, 7, 24]. Dans [26] des étalements des retards allant jusqu'à 200 ns sont même obtenus pour de très grandes zones (hall, usines).

Dans les couloirs les valeurs sont également importantes : 35 ns dans [10], 60 ns dans [9] et 82 ns dans un long couloir dans [6, 7, 24].

L'étalement des retards est réduit quand l'ouverture des antennes est plus petite [1, 21, 22, 25]. Mais l'impact de l'environnement sur ces valeurs est grand, et en particulier les propriétés de réflexion des objets rencontrés [6, 7, 9, 20, 24]. Finalement, le choix de la position des antennes peut être de grande importance. Une réduction d'un facteur 2 est obtenue dans [14] quand les antennes sont situées à la même hauteur plutôt que d'avoir un point d'accès proche du plafond.

Il est également difficile de tirer des conclusions générales sur la bande de cohérence. Elle peut varier de quelques MHz à quelques centaines de MHz selon la taille de la pièce [4, 27], la présence ou non d'un trajet direct [2, 18], l'ouverture des antennes [2, 4].

Enfin, le facteur de Rice est également très variable, allant de -5dB jusqu'à des valeurs très élevées en fonction des conditions d'obstruction [28], de la distance entre les antennes [1, 20] et de l'ouverture [5].

Ces résultats tendent à montrer la faisabilité d'une transmission courte distance dans cette bande. Dans des petites pièces, les trajets multiples ne sont pas un facteur très limitant. Cependant, une conséquence est que la perte du trajet direct pénalise fortement la communication. Une première conclusion est l'incertitude d'une transmission à travers un mur ou sur plusieurs étages. De plus les antennes directives apportent un gain conséquent et doivent être choisies de préférence.

1.2.3 Modélisation

Peu de modèles ont été proposés dans la littérature pour le canal à 60 GHz. Le plus grand nombre est basé sur une modélisation déterministe et généralement le lancer de rayon [7, 20, 21, 29–33] qui donne de bons résultats. Cependant cette approche génère trop de complexité pour pouvoir être utilisée dans une simulation de communication numérique.

Une autre solution serait, comme dans [18], de stocker des réponses impulsionnelles mesurées. Mais pour éviter une quantité prohibitive d'information à stocker, nous avons préféré étudier les modèles statistiques. Une difficulté est que la distribution des temps d'arrivée des trajets n'est pas un problème résolu [6, 7, 34–36].

De nombreuses références ont montré que la distribution de Poisson n'est pas adaptée à la modélisation des trajets [35]. Dans [37], Turin introduit l'idée de groupes de rayons (ou *clusters*) et propose une distribution de Poisson modifiée. Cette distribution correspond au modèle $\Delta - K$ continu (figure 1.1). L'idée est que lorsque qu'un trajet arrive, le taux d'arrivée moyen des trajets suivants est augmenté d'un facteur K . Quand aucun trajet n'arrive pendant un temps Δ , le taux d'arrivée est réduit. K et Δ sont des paramètres à estimer. Si $K = 1$, le modèle est un processus de Poisson standard. Si K est supérieur à 1, le processus est un premier pas vers la notion de *clusters*.

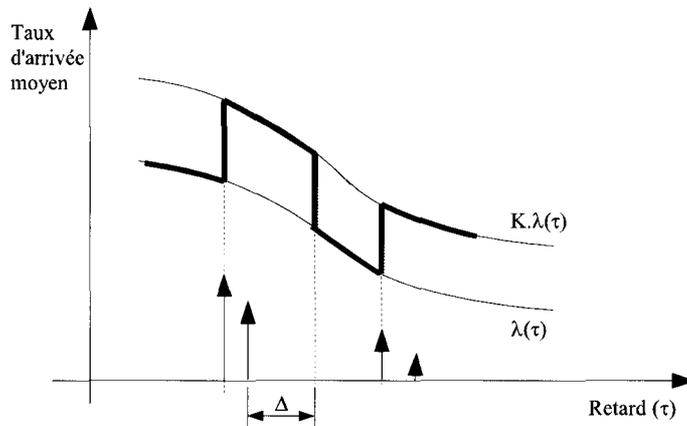


FIG. 1.1 – Le modèle $\Delta - K$ continu. A l'arrivée d'un nouveau trajet, la probabilité de voir de nouveaux trajets arriver augmente. Elle diminue de nouveau quand un laps de temps suffisant (Δ) s'est écoulé.

Suzuki [38] a développé ce modèle et introduit le modèle $\Delta - K$ (à temps discret, figure 1.2). Il débute dans l'état 1 (le trajet direct n'est pas pris en compte) et λ_1 est la probabilité qu'un trajet soit présent dans le premier intervalle. Si un trajet est effectivement présent dans cet intervalle, la probabilité qu'un trajet soit également présent dans le second intervalle devient $K\lambda_2$. En l'absence de trajet dans le premier intervalle, ce sera λ_2 , et ainsi de suite.

Les paramètres λ_n sont obtenus sachant le taux d'occupation des intervalles. Ce taux peut être obtenu de façon expérimentale. K peut être choisi indépendamment du temps ou une valeur k_i peut être choisie pour chaque intervalle. Des résultats satisfaisants ont été obtenus avec un intervalle de durée constante. Cette approche a été à nouveau développée par Hashemi [39] qui, en particulier, a ajouté des opérations sur le chemin suivi pour prendre en compte la corrélation spatiale sur les retards.

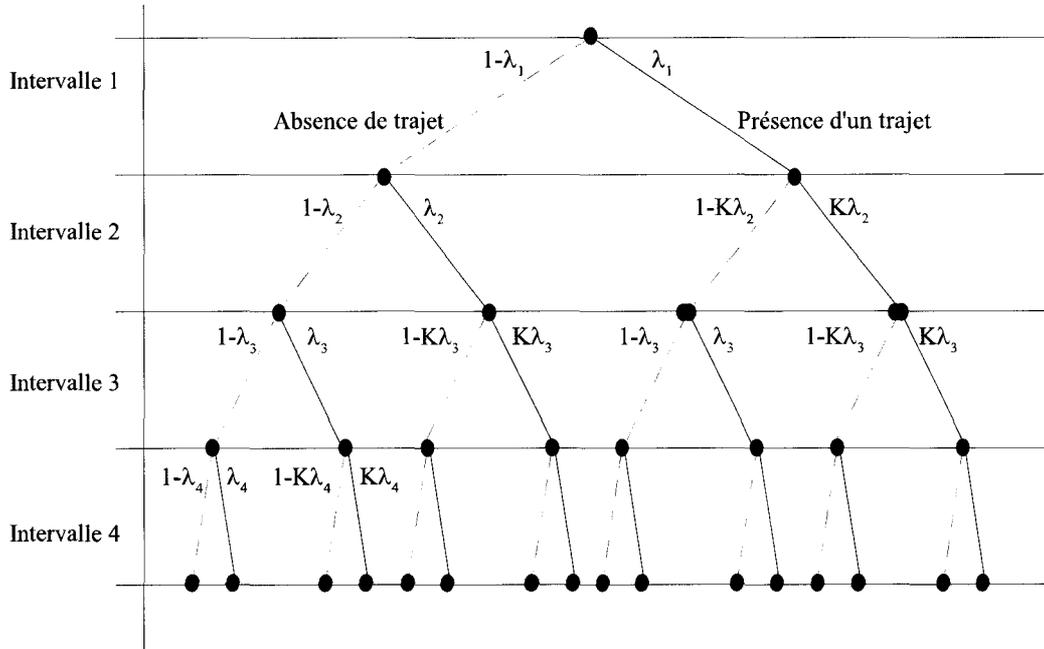


FIG. 1.2 – Modèle $\Delta - K$ à temps discret.

Saleh et Valenzuela [40] ont étudié le canal de propagation intra-bâtiments à 7.5 Ghz. Ils l'ont modélisé par un mélange de deux distributions de Poisson en proposant la notion de *clusters* sous-jacente aux travaux de Turin. La première distribution définit les retards des *clusters* alors que la seconde définit les retards des trajets dans chaque *cluster*. Le groupe de standardisation IEEE 802.15.3 [41] a proposé un modèle basé sur celui de Saleh et Valenzuela pour le canal UWB entre 3 et 10 GHz.

D'autres solutions, plus marginales, ont également été proposées. Dans [42], en usine à 1.3 GHz, les retards, supposés indépendants, sont modélisés par une distribution de Weibull et le nombre de trajets par une loi bêta modifiée. Il n'y a pas d'explications

physiques à l'utilisation de ces lois et l'adéquation avec les mesures est probablement due à la flexibilité de la loi [43].

Dans [44], dans un environnement similaire et à la même fréquence, les *clusters* ne sont pas observés. Le nombre de trajets est considéré comme gaussien (bien que 19 points seulement soient disponibles pour l'estimation) La moyenne de la distribution est uniformément distribuée entre 9 et 36 ; la variance dépend linéairement de la moyenne. La probabilité d'observer des trajets dans des intervalles de 7.8 ns est une fonction linéaire par morceaux.

Dans [34] une campagne de mesures à 39 et 60 GHz en extérieur et à courte portée est présentée. Un degré de non stationnarité est observé dans le mécanisme d'arrivée des trajets et un processus de Poisson non stationnaire est utilisé pour la modélisation.

Dans [36], un modèle basé sur le processus α -stable est proposé. Il trouve une justification théorique et une bonne adéquation avec nos mesures à 60 GHz. En fait, dans un environnement confiné, quand la taille des pièces est relativement faible, nous n'arrivons pas à distinguer le phénomène de *clusters*. S'ils existent, ils se superposent au récepteur ce qui rend délicat leur distinction.

En milieu confiné et à 60 GHz, le modèle de Saleh et Valenzuela a été le plus utilisé. Dans [45], les résultats du projet ACTS MEDIAN sont présentés. Des mesures dans une bibliothèque à 60 GHz avec une bande passante de 960 MHz, une polarisation linéaire et utilisant un analyseur de réseaux sont effectuées dans des conditions de trajet direct ou quasi direct. Le modèle de Saleh et Valenzuela, mais avec un seul *cluster*, est utilisé pour une bonne adéquation avec les données ce qui revient à utiliser un seul modèle de Poisson.

Dans [25] également, des mesures dans un bureau à 60 GHz, une bande passante de 1 GHz et une polarisation circulaire sont présentées et adaptées à ce modèle.

Pour notre étude, nous avons utilisé des travaux antérieurs menés à l'IEMN. Une importante campagne de mesures a été menée. En se basant sur ces mesures et sur la définition d'un scénario de transmission en réseaux *ad hoc*, nous avons proposé des modèles de puissance et de trajets réfléchis. Le modèle de Saleh et Valenzuela ne nous a pas paru adapté car nous n'avons pas détecté la présence des *clusters*. Cependant un processus de Poisson ne permet pas non plus de modéliser les retards. Nous avons donc choisi une méthode pragmatique de modélisation des trajets réfléchis dans notre environnement, inspirée des modèles géométriques. La suite de ce chapitre présente ces travaux.

1.3 Puissances reçues en environnement *ad hoc*.

Les canaux radio peuvent être considérés comme des filtres linéaires variant aléatoirement dans le temps. Les liens radios entre un émetteur et un récepteur dans un environnement mobile varient au cours du temps ce qui rend le canal non stationnaire. Dans ces conditions la caractérisation et la modélisation du canal sont extrêmement difficiles.

Généralement le comportement du canal est considéré stationnaire au sens large en temps et en fréquence sur des intervalles bien plus grands que, respectivement, la durée et la bande passante du signal d'entrée. Ces conditions ne sont plus vérifiées en ultra large bande et à 60 GHz.

Dans un premier temps nous avons étudié l'évolution temporelle du canal. L'environnement de notre étude est un réseau intra-bâtiments *ad hoc*. Dans ce cas, chaque émetteur va rechercher un récepteur dans son voisinage ou éventuellement communiquer avec plusieurs objets dans son voisinage en cas de diffusion. Cet environnement implique une différenciation des canaux utiles et interférents. Si nous n'avons pas introduit cette différenciation dans le cas des trajets réfléchis, il est indispensable de l'introduire pour les puissances reçues. Nous avons donc déterminé deux densités de probabilités. Nous tenons compte pour cela de la répartition spatiale des utilisateurs, de la distribution des liens actifs et des antennes utilisées.

Dans la deuxième partie, nous avons procédé à une modélisation en deux temps :

- Dans un premier temps il est nécessaire d'évaluer l'influence de la distance. En tenant compte du scénario envisagé, nous avons déterminé la puissance reçue. Ce travail nécessite de distinguer le signal utile et les interférents.
- Ensuite nous avons étudié l'influence des trajets multiples. Nous avons utilisé un modèle représentant le comportement de ces trajets et basé sur les mesures effectuées à l'IEMN.

1.3.1 Evolution temporelle du canal

L'évolution temporelle du canal est un facteur important pour sa modélisation. Nous voulons savoir si le canal évoluera de façon significative lors de la transmission d'un paquet. Pour cela nous allons déterminer le temps de cohérence du canal, étroitement lié à l'étalement Doppler.

Nous pouvons exprimer le décalage Doppler f_d en fonction de la vitesse de déplacement

v et de l'angle θ par :

$$f_d = \frac{v \cos(\theta)}{\lambda} \quad (1.2)$$

Quand le canal évolue dans le temps, cela se traduit en particulier par une variation de la fréquence porteuse et donc par un élargissement du spectre du signal transmis. Cet élargissement peut être caractérisé par la bande d'étalement Doppler $2B_d$. Elle traduit la bande du spectre sur laquelle le signal peut être reçu. Si une sinusoïde pure de fréquence f_c est émise, le signal reçu aura un spectre s'étalant de $f_c - B_d$ à $f_c + B_d$ (figure 1.3), appelé spectre Doppler. Si la bande passante du signal transmis est nettement supérieure au spectre Doppler, les effets de l'étalement Doppler seront négligeables. Nous pouvons déterminer la fréquence Doppler maximale B_d et donc la bande d'étalement Doppler, par :

$$B_d = \frac{v}{\lambda} = \frac{v f_c}{c} \quad (1.3)$$

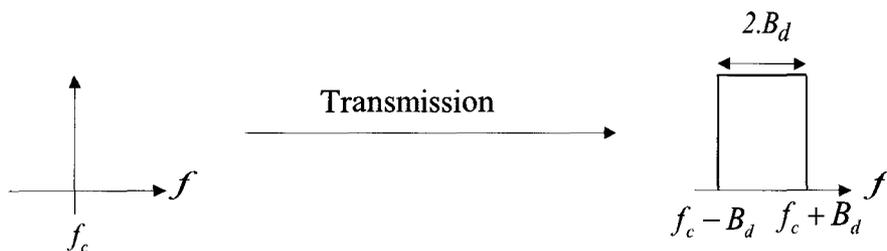


FIG. 1.3 – Illustration de l'étalement Doppler.

Si nous revenons au domaine temporel, l'étalement Doppler a un équivalent. L'impact de la bande sur laquelle fluctue la fréquence porteuse se traduit dans le domaine temporel par une durée pendant laquelle nous pourrions considérer que le canal reste inchangé : le temps de cohérence T_c . Ce temps de cohérence est inversement proportionnel à l'étalement Doppler :

$$T_c \propto \frac{1}{B_d} \quad (1.4)$$

En fait, le temps de cohérence est une mesure statistique du temps sur lequel la réponse impulsionnelle du canal est le plus souvent invariante. Il quantifie la ressemblance de cette réponse impulsionnelle à des instants différents. En d'autres termes, le temps de

cohérence est une durée pendant laquelle les amplitudes de deux signaux reçus ont une grande probabilité d'être fortement corrélées. Si l'inverse de la bande passante du signal est plus grand que le temps de cohérence du canal, alors le canal changera au cours de la transmission entraînant des distorsions à la réception. Quand le temps de cohérence est défini comme la durée pendant laquelle la fonction de corrélation temporelle est supérieure à 0,5, alors le temps de cohérence peut être approché par :

$$T_c \approx \frac{9}{16\pi B_d} \quad (1.5)$$

Dans la pratique, (1.4) est souvent trop important et le temps de cohérence calculé ainsi n'assure pas de faibles distorsions alors que (1.5) est généralement trop restrictif. Une règle largement utilisée pour les communications numériques modernes est de définir le temps de cohérence comme la moyenne géométrique entre (1.4) et (1.5), c'est à dire :

$$T_c \approx \sqrt{\frac{9}{16\pi B_d^2}} = \frac{0,423}{B_d} \quad (1.6)$$

Si nous nous plaçons à 60 GHz pour un objet se déplaçant dans un bâtiment ($v = 5km/h$) nous pouvons estimer le temps de cohérence du canal : la vitesse est de $5km/h = 1,39m/s$. La longueur d'onde : $\lambda = c/f = (3.10^8)/(60.10^9) = 5.10^{-3}m$. La fréquence Doppler maximale est alors :

$$B_d = \frac{v}{\lambda} = \frac{1,39}{0,005} = 278Hz \quad (1.7)$$

Les temps de cohérence donnés par les formules précédentes sont donc :

$$T_c \approx \frac{1}{B_d} = 3,6ms \quad (1.8)$$

$$T_c \approx \frac{9}{16\pi B_d} = 0,64ms \quad (1.9)$$

$$T_c \approx \frac{0,423}{B_d} = 1,5ms \quad (1.10)$$

Pour un débit de 100 Mbits/s, en prenant la valeur obtenue en (1.10) pour le temps de cohérence, c'est à dire 1,5 ms, nous pourrions transmettre 150 kbits.

Ces valeurs correspondent aux débits envisagés dans la suite. Nous serons alors dans le cadre de paquets de longueurs inférieures au nombre de bits obtenus. Le canal peut alors

être considéré comme invariant pendant la transmission d'un paquet et nous n'avons pas besoin de modéliser son évolution temporelle.

1.3.2 Étude de la puissance reçue

1.3.2.1 Modèle de propagation en espace libre

Le modèle de propagation en espace libre permet de prédire la puissance du signal reçu en fonction de la distance séparant l'émetteur du récepteur. Il suppose l'absence d'obstacles dans le milieu de transmission et néglige les pertes dues à l'atmosphère. Nous supposons également qu'il n'y a pas de perte dans les systèmes d'émission et de réception.

La loi de Friis permet alors d'exprimer la puissance reçue (P_r) en fonction de la puissance émise (P_e), des gains des antennes émettrices (G_e) et réceptrices (G_r) et de la distance d séparant l'émetteur du récepteur. Cette loi n'est valide que dans le champ lointain de l'antenne d'émission

$$P_r = P_e G_e G_r \frac{\lambda^2}{(4\pi)^2 d^2} \quad (1.11)$$

λ est la longueur d'onde du signal émis et d la distance séparant l'émetteur du récepteur. A 60 GHz, la longueur d'onde λ est de 5 mm. La puissance reçue en espace libre, exprimée en décibel, devient alors :

$$\begin{aligned} P_r(\text{dBm}) &= P_e(\text{dBm}) + G_e(\text{dB}) + G_r(\text{dB}) + 20 \log \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right) \\ &= P_e(\text{dBm}) + G_e(\text{dB}) + G_r(\text{dB}) - 68 - 20 \log(d) \end{aligned} \quad (1.12)$$

Par conséquent, l'atténuation due à la propagation est de 68 dB pour une distance de 1 mètre, de 88 dB pour une distance de 10 mètres... Cette atténuation très prononcée montre combien la bande millimétrique est propice au confinement des communications. La faible longueur d'onde ne constitue pas l'unique critère de choix de cette bande de fréquence puisque l'atténuation atmosphérique présente un pic d'absorption à 60 GHz de l'ordre de 17 dB/km.

1.3.2.2 Bilan de puissance

Les modèles de propagation, aussi bien théoriques que basés sur des mesures, montrent qu'en moyenne la puissance reçue décroît de façon logarithmique en fonction de la distance,

que ce soit en intérieur ou en extérieur. L'atténuation moyenne $\bar{A}(d)$ à la distance d de l'émetteur (en moyennant sur toutes les valeurs possibles de l'atténuation à la distance considérée) s'exprime à l'aide du coefficient d'atténuation γ (1.13). Dans le cas de l'espace libre ce coefficient est égal à 2.

$$\bar{A}_{dB}(d) = \bar{A}_{0dB}(d_0) + 10\gamma \log\left(\frac{d}{d_0}\right) \quad (1.13)$$

$\bar{A}_0(d_0)$ est une atténuation moyenne de référence à la distance d_0 de l'émetteur.

De nombreuses études montrent que dans un cadre intra-bâtiments à 60 GHz, le coefficient d'atténuation est proche de 2, parfois même inférieur quand l'effet de guide d'onde (en particulier dans les couloirs) permet d'amener une puissance de signal importante jusqu'au récepteur [3].

Le modèle de l'équation (1.13) ne tient cependant pas compte du fait que l'environnement influe sur la puissance reçue. Ainsi, deux récepteurs situés à une même distance de l'émetteur peuvent ne pas recevoir la même puissance de signal en fonction de l'environnement qui les entoure. Par conséquent, la puissance reçue à une distance donnée peut varier de façon très significative de la puissance moyenne donnée par (1.13). Les mesures effectuées ont montré que la variation autour de la valeur moyenne en fonction de la distance suit une loi log normale (normale en dB) [3]. Nous pouvons donc écrire :

$$A_{dB}(d) = \bar{A}_{dB}(d) + X_{dB} = \bar{A}_{0dB}(d_0) + 10\gamma \log\left(\frac{d}{d_0}\right) + X_{dB} \quad (1.14)$$

X_{dB} est la variable aléatoire représentant les évanouissements grande échelle. Ils correspondent aux variations de la puissance reçue quand l'environnement change. Il ne tient cependant pas compte des changements dus aux recombinaisons des trajets multiples qui influencent fortement le niveau de puissance reçue.

Dans notre modèle de canal ces évanouissements grande échelle ont été supprimés. Nous nous plaçons en effet dans le cadre d'un réseau *ad hoc*. Les liens se feront sur de courtes distances et essentiellement en lien direct, nous pouvons donc penser que les évanouissements grande échelle seront faibles.

1.3.3 Environnement *ad hoc*

L'ambition avouée des réseaux *ad hoc* est d'étendre les notions de mobilité pour permettre l'accès à l'information et à la communication n'importe où et n'importe quand. Ces réseaux, si on tente d'en apporter une définition, se caractérisent par un ensemble de stations pouvant être mobiles (topologie dynamique et libre) interconnectées et communiquant entre elles via une interface radio, sans nécessiter d'infrastructures préexistantes. Chaque station a, par ailleurs, le même rôle (administration distribuée), et peut être mise à contribution par d'autres stations pour effectuer le routage des données (routage multi-sauts). Ainsi, lorsqu'une station émettrice est hors de portée de la station destinataire, la connectivité du réseau reste maintenue par les stations intermédiaires.

1.3.3.1 Caractéristiques et contraintes des réseaux *ad hoc*

Les réseaux *ad hoc* présentent des avantages non négligeables, outre la mobilité qui est l'avantage principal, le prix peut également être un atout, puisqu'un peu d'électronique peut compenser un câblage manquant. Ces réseaux peuvent être facilement installés dans les endroits difficiles à câbler, ce qui élimine une bonne part du travail et du coût généralement liés à l'installation et réduit d'autant le temps nécessaire à la mise en route. De plus, les périphériques peuvent être déplacés à tout moment lorsque l'utilisateur décide de refaire ou d'étendre son installation. Cependant, les réseaux *ad hoc* imposent de nombreuses contraintes, en voici quelques-unes [46] :

- Les interférences : elles peuvent être liées à des transmissions simultanées ou à des stations cachées.
- L'atténuation radio : comme tout réseau sans fil, la portée est limitée et les obstacles rencontrés atténuent fortement le signal.
- La mobilité : c'est l'atout principal de ce type de réseau mais ceci constitue, aussi, une contrainte majeure que le protocole de routage utilisé doit gérer.
- La consommation : les équipements sans fil sont destinés à être portables et donc à utiliser des batteries. Comme la durée de vie des batteries est assez courte, vue la consommation des dispositifs disponibles actuellement, les réseaux sans fil doivent alors être capables de gérer leur consommation énergétique.
- La sécurité : un réseau sans fil est potentiellement utilisable par toute personne se trouvant dans la zone de couverture radio des stations émettrices. Sans mesure de sécurité, il est assez facile d'écouter le trafic, de rejouer les transmissions, de

manipuler les en-têtes des paquets ou de saturer le signal. Donc une protection pour réduire les risques d'attaque, est souhaitable.

De fait, des travaux de recherche sont menés pour palier ou réduire tous ces effets pervers. Principalement, les défis à relever sont : le problème fondamental du routage pour assurer une capacité d'organisation et d'adaptation face à la mobilité et aux pertes en performances (QoS, i.e. Quality of Service), thème qui fait actuellement l'objet d'une étude au sein du groupe MANET (Mobile *Ad hoc* NETWORKING) de l'IETF (Internet Engineering Task Force) [47]. Mais aussi, au niveau de la couche physique et de l'accès au medium, où l'on cherche à réaliser des couches simples, efficaces et surtout à basse consommation, à l'image du groupe de travail IEEE 802.15.4 au sein de l'IEEE (Institute of Electrical and Electronics Engineers) qui standardise un réseau WPAN (Wireless Personal Area Network) à très basse consommation [48].

1.3.4 Scénario considéré

Nous considérons une salle bidimensionnelle de longueur L et largeur W où N objets sont répartis uniformément. Nous définissons ainsi une photo instantanée du réseau *ad hoc*. Un ensemble de liens actifs est défini aléatoirement : un récepteur est choisi et l'émetteur correspondant est pris aléatoirement dans son voisinage. Un objet ne peut mener qu'une unique transmission à un instant donné et si un objet n'a pas d'émetteur disponible dans son voisinage, il ne sera pas actif. Une meilleure prise en compte des protocoles de routage permettrait de mieux coller à la réalité, mais nous ne connaissons pas cette réalité. Ainsi nous introduisons cette notion de voisinage pour essayer de se rapprocher de la réalité. Un exemple d'une situation aléatoire est présenté sur la Fig. 1.4.

Deux scénarios sont à l'étude en fonction de la façon dont nous définissons le voisinage Fig. 1.5 :

- Dans le premier scénario, le voisinage d'un objet inclut tous les objets situés à une distance se trouvant entre $R1$ et $R2$. $R1$ permet d'éviter des liens courts qui impliqueraient un nombre élevé de sauts pour atteindre la destination. $R2$ est le rayon maximal d'une transmission.
- Dans le deuxième scénario, le voisinage est le même mais nous avons une zone autour de chaque récepteur où nous n'autorisons pas la présence d'émetteur. Nous l'appelons la zone interdite de transmission (ZIT) et elle inclut tous les objets à une distance inférieure à R_z .

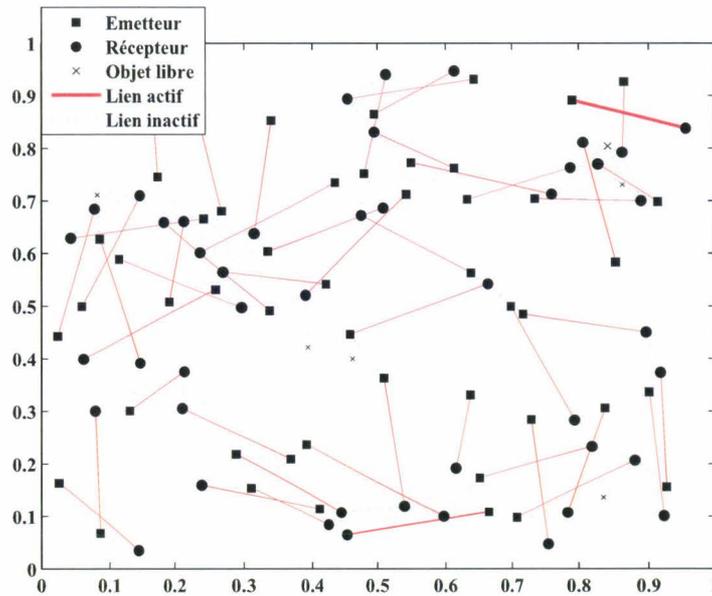


FIG. 1.4 – Exemple de liens actifs dans une pièce avec $W = L = 1m$, $N = 100$ objets.

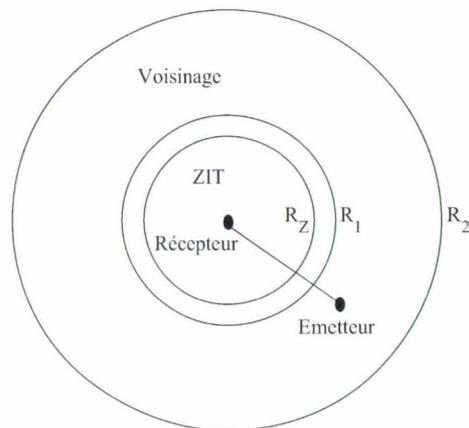


FIG. 1.5 – La définition du voisinage : le récepteur est au centre, R_z est le diamètre de la zone interdite de transmission. R_1 et R_2 sont respectivement le rayon maximal et minimal de transmission.

Si N objets sont présents dans la pièce, au plus $N/2$ liens pourront être simultanément actifs. La figure 1.6 représente la densité de probabilité du nombre de liens actifs dans un scénario où N objets sont présents dans la pièce. Par exemple, dans le cas où $N = 100$, 42 à 49 liens peuvent être actifs simultanément.

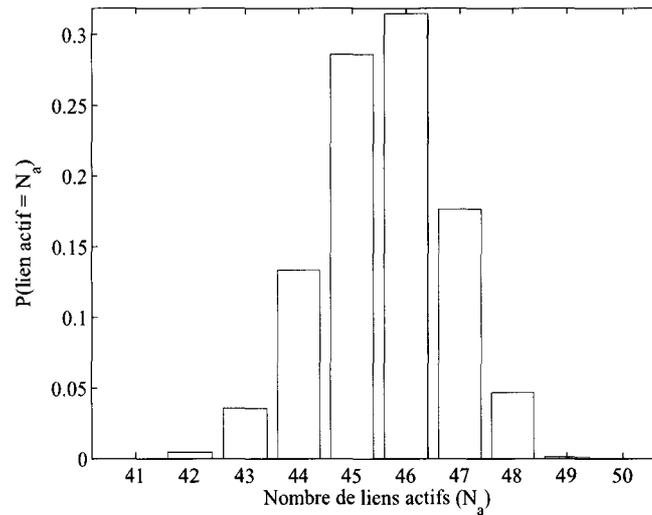


FIG. 1.6 – Probabilité du nombre de liens actifs simultanés quand 100 objets sont présents dans la pièce.

Finalement, nous étudions deux types d'antennes : des antennes omnidirectionnelles (Omni) avec un gain de 0 dBi dans toutes les directions et des antennes directives (Dir). Ces dernières sont des antennes sectorisées avec six faisceaux. Leur diagramme de rayonnement est représenté sur la figure 1.7.

Quatre situations sont étudiées en fonction du choix d'antennes à l'émission et à la réception :

- les émetteurs et les récepteurs utilisent des antennes omnidirectionnelles (omni-omni),
- les émetteurs utilisent des antennes directives et les récepteurs des antennes omnidirectionnelles (dir-omni),
- les émetteurs utilisent des antennes omnidirectionnelles et les récepteurs des antennes directives (omni-dir),
- les émetteurs et les récepteurs utilisent des antennes directives (dir-dir).

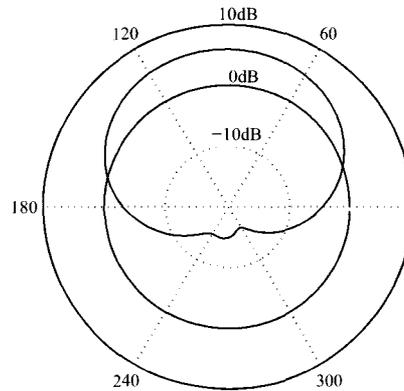


FIG. 1.7 – Diagramme de directivité des antennes.

Quand des antennes directives sont utilisées, le meilleur secteur est choisi. Les objets sont en vue directe mais ne sont pas nécessairement orientés de façon optimale.

1.3.5 Atténuation

Tous les émetteurs transmettent avec une même puissance P_t . L'atténuation A_k dépend de la distance émetteur-récepteur, des gains d'antennes (G_t pour l'émetteur et G_r pour le récepteur) et du coefficient d'atténuation a_k . Elle s'écrit :

$$A_k = \frac{G_t G_r}{d^{a_k}} \quad (1.15)$$

$P_r \propto A_k P_t$ est la puissance reçue.

L'effet des trajets multiples est étudié séparément (section 1.4). De plus des disparités pourraient apparaître du fait de l'environnement (évanouissements à grande échelle dus à la présence de réflecteurs forts par exemple). Cet effet n'est pas pris en compte dans notre étude et mériterait d'être mieux étudié. Cependant il doit être limité car nous travaillons en vue directe et, tout spécialement, quand les antennes directives sont utilisées.

1.3.6 Distributions des puissances reçues.

Dans un réseau centralisé, les distributions de puissance du signal utile et des signaux interférents sont identiques. Ce n'est pas le cas en réseau *ad hoc*. Nous les estimons par simulation dans le cadre du scénario défini précédemment (section 1.3.4). Nous nous plaçons

dans une pièce carrée ($1 \times 1 \text{ m}^2$), les paramètres du voisinage seront les suivants : $R_1 = 0.1$, $R_2 = 0.25$, $R_z = 0$ si nous ne considérons pas la ZIT et $R_z = 0.1$ pour le scénario avec la ZIT.

Les distributions de densité de probabilité (pdf : probability density function) de puissance du signal utile et des signaux interférents sont respectivement présentées sur les figures 1.8 et 1.9.

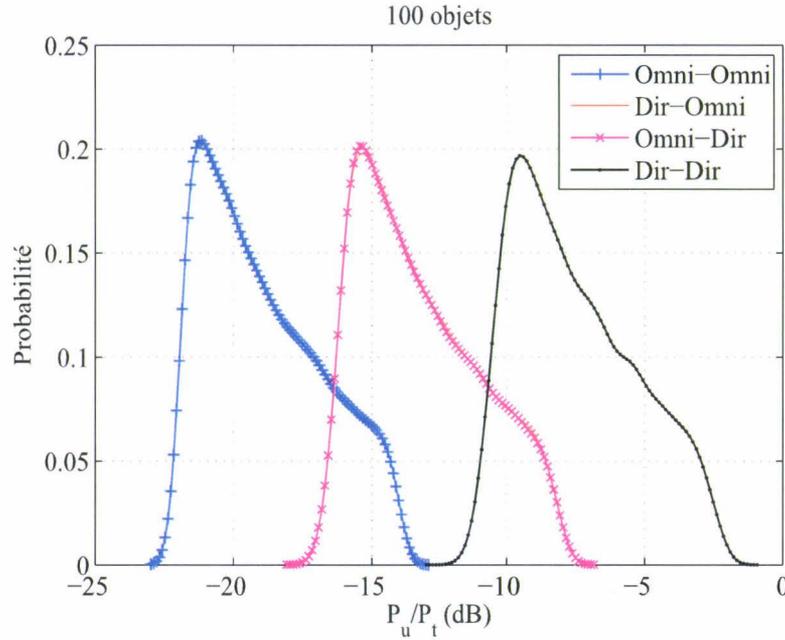


FIG. 1.8 – pdf de la puissance du signal utile dans une pièce de 100 objets.

Dans le cas d'un scénario sans ZIT, comme nous pouvions nous y attendre, l'utilisation des antennes directives apporte un gain sur la puissance utile du signal. Bien que cela accroisse la complexité du routage, ce gain permet de réduire l'énergie nécessaire à la transmission, ce qui est important à 60 GHz.

L'effet sur la puissance interférente est différent : les disparités sont plus grandes mais la moyenne est réduite. Il semble difficile d'en tirer des conclusions.

La figure 1.10 permet également de confirmer que si la densité d'utilisateurs dans la pièce change, la densité de probabilité de la puissance d'un seul interférent n'est pas modifiée. Cependant le nombre de liens interférents sera certainement différent et les liens utiles devront peut-être être plus longs pour assurer une bonne connectivité du réseau.

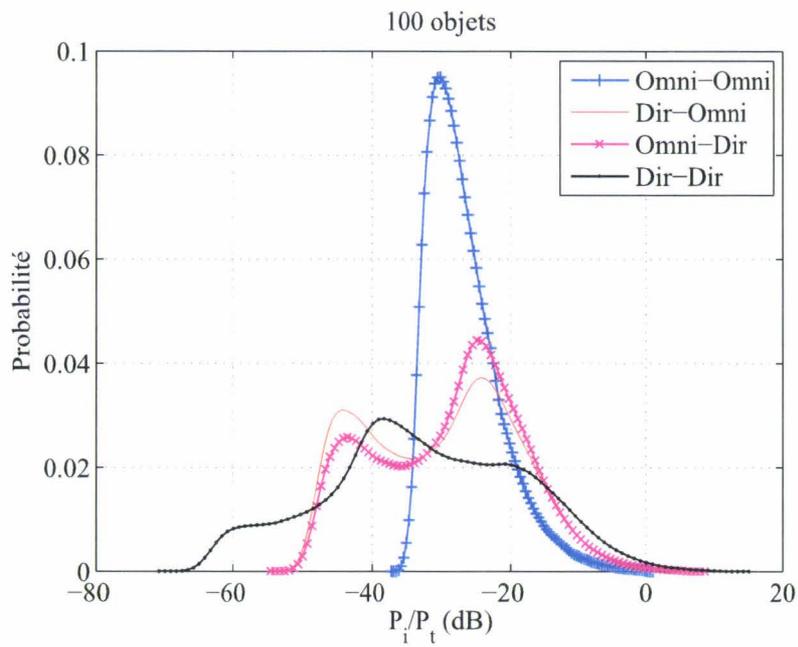
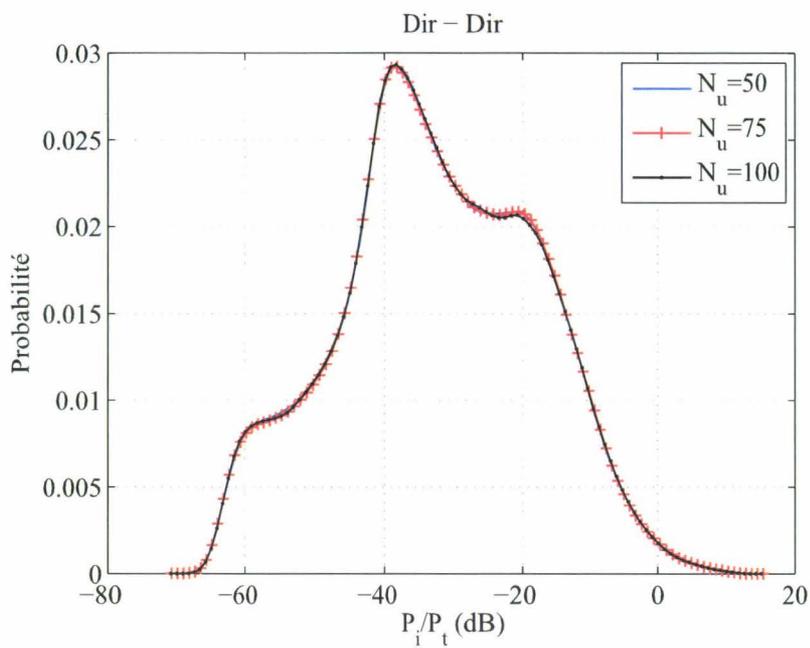


FIG. 1.9 – pdf de la puissance interférente dans une pièce de 100 objets.

FIG. 1.10 – pdf de la puissance interférente dans une pièce avec un N_u variant.

L'étude que nous avons menée souligne l'importance du choix de la longueur des liens et de la définition du voisinage. Transmettre à des objets proches permet de réduire la puissance nécessaire pour assurer une qualité donnée. Cependant, cela augmente le nombre de transmissions nécessaires pour atteindre la destination. Un compromis doit être trouvé, et en particulier la densité d'objets joue un rôle essentiel. La taille du voisinage considérée permet d'assurer une bonne connectivité du réseau. Néanmoins, quand des transmissions sont effectuées sur des distances proches du rayon maximal de transmission (R_2) alors que l'environnement est dense, l'effet proche-lointain risque d'être très problématique. Le nombre de retransmissions nécessaires pourra devenir inacceptable. Les algorithmes de routages doivent donc prendre en compte l'activité dans le voisinage afin de décider des chemins optimaux et de leur longueur.

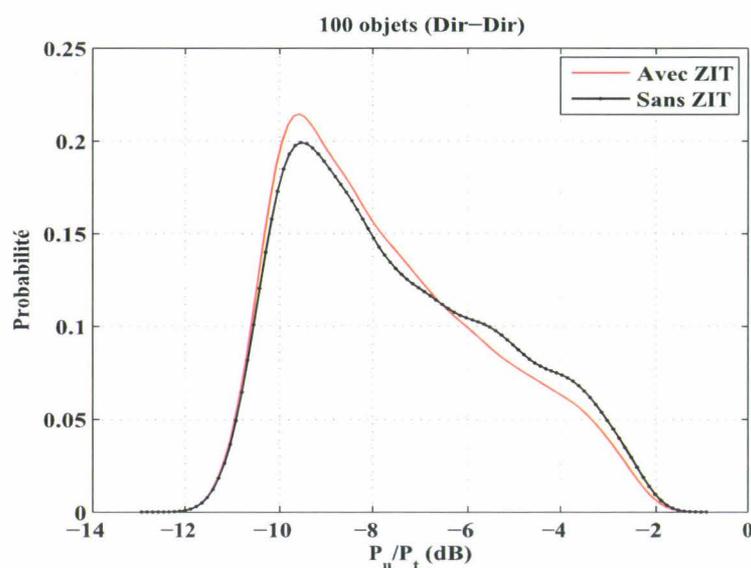


FIG. 1.11 – pdf de la puissance du signal utile dans une pièce de 100 objets pour les deux scénarios de voisinage.

Dans le cas d'un scénario avec la ZIT, comme le montre la figure 1.11 la distribution de la puissance utile ne change pas d'une façon flagrante par rapport au cas d'un scénario sans ZIT. En effet, l'introduction de la ZIT réduit le nombre de liens actifs dans la salle mais n'influence pas la puissance du lien utile. Cependant, comme nous le constatons sur la figure 1.12, pour la distribution de la puissance interférente, l'introduction de la ZIT,

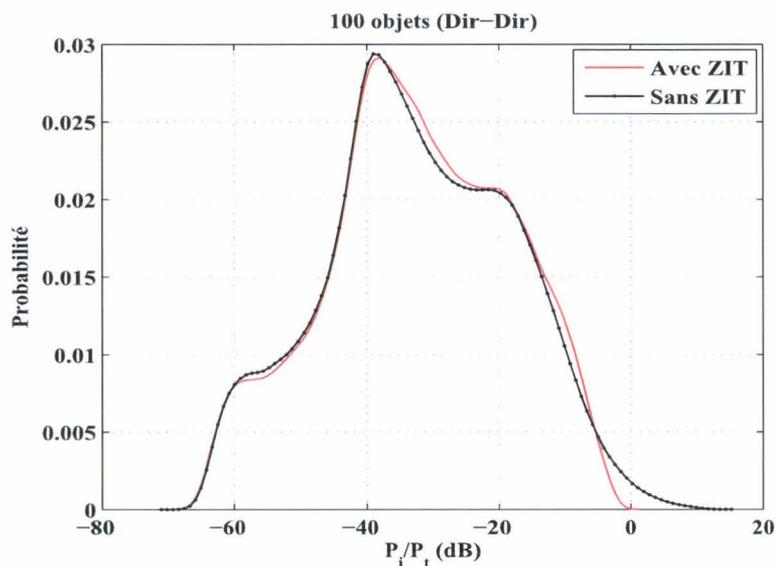


FIG. 1.12 – pdf de la puissance interférente dans une pièce de 100 objets pour les deux scénarios de voisinage.

supprime les interférents proches, donc forts. Les puissances interférentes supérieures à 0 dB disparaissent.

Afin d'utiliser les distributions de puissance dans nos simulations, nous utilisons des estimations non paramétriques basées sur la méthode du noyau [49]. Dans l'annexe A, Nous présentons brièvement cette méthode. Cela permet de ne faire aucune hypothèse a priori sur l'allure de la distribution à estimer. En particulier, il nous semble difficile de trouver une distribution paramétrique relativement simple pour représenter avec précision la distribution de la puissance interférente.

1.3.7 Distribution du rapport signal à interférences d'accès multiples

Le rapport signal à interférence d'accès multiples (SIR) nous permet d'avoir une idée de la qualité des liens actifs. En dessous d'un seuil donné, la communication ne sera pas bonne, alors qu'au dessus elle passera avec une qualité donnée. Nous étudions donc les distributions du SIR qui nous permettent d'avoir une idée de la qualité du récepteur nécessaire pour permettre la transmission.

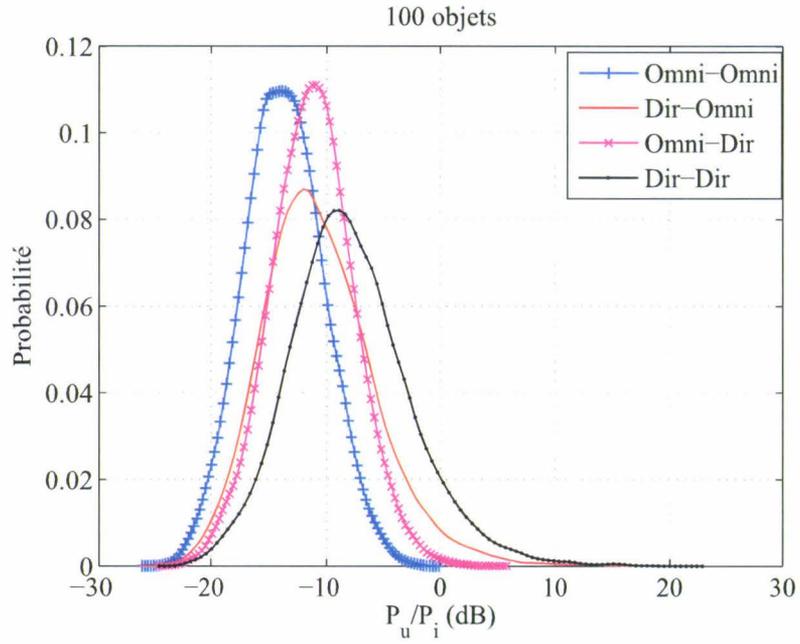


FIG. 1.13 – pdf du rapport SIR dans une pièce de 100 objets.

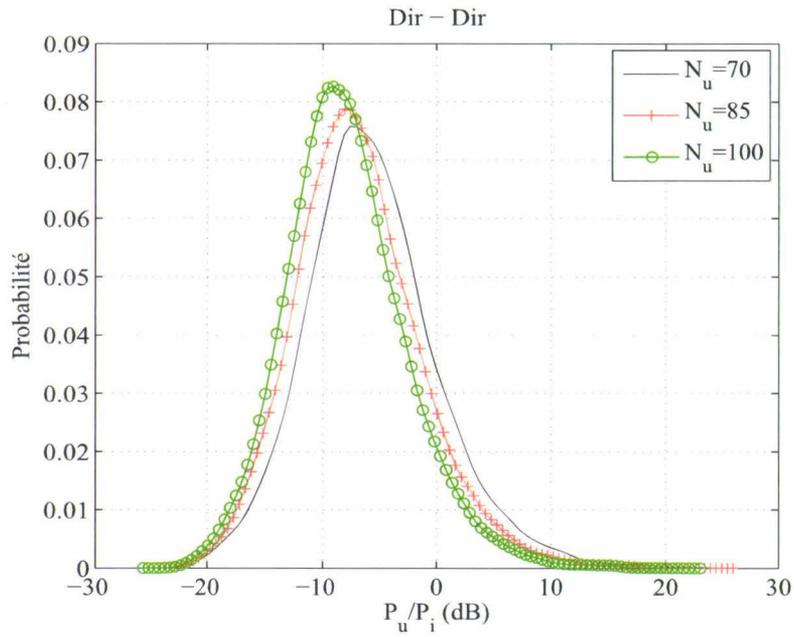


FIG. 1.14 – pdf du rapport SIR dans une pièce avec un N_u variant.

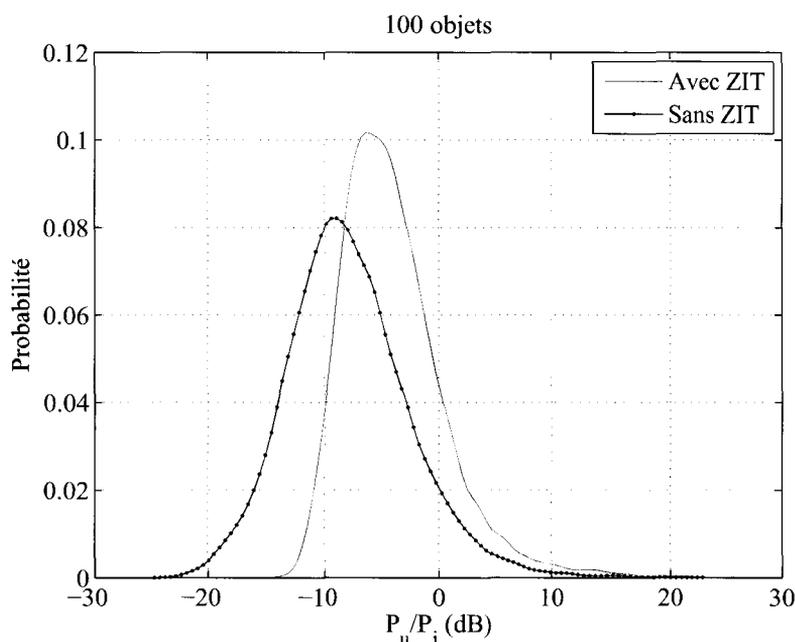


FIG. 1.15 – pdf du SIR dans une pièce de 100 objets pour les deux scénarios de voisinage.

La figure 1.13 montre la pdf du SIR quand 100 objets sont dans la pièce pour le scénario sans ZIT. Une augmentation du SIR est apportée par les antennes directives qui permettent donc d'améliorer la qualité moyenne des liens et de réduire la probabilité de coupure. Le choix d'une antenne directive à l'émetteur et omnidirectionnelle au récepteur peut aussi présenter un compromis intéressant, apportant un bénéfice sur le bilan de liaison sans trop augmenter la complexité du routage.

De plus, une modification de la densité d'objets ne modifie que légèrement la distribution du SIR (figure 1.14). Ceci garantit une qualité des liens peu dépendante de la densité. Cependant, cette particularité n'est pas valide sur des plages importantes de densité si la définition du voisinage n'est pas modifiée et si la puissance d'émission reste constante. Le choix de cette puissance, et par conséquent de la taille du voisinage, doit donc être corrélé à la densité d'objets dans l'environnement.

L'introduction de la ZIT améliore nettement le SIR (figure 1.15). Nous notons en particulier la disparition des cas où le SIR est très faible (< -15 dB). Ceci résulte de la disparition des interférents forts. Nous constatons sur cette figure que ces interférents forts seront une des limitations majeures des réseaux *ad hoc*. Si des solutions peuvent être mises

en place au niveau du routage ou de la couche MAC comme une ZIT, le choix de la couche physique peut également avoir son importance. Le CDMA est certainement un choix judicieux pour des réseaux *ad hoc* où des planifications sont difficilement envisageables. Cependant la méthode par séquence directe, très sensible à l'effet proche lointain, n'est certainement pas optimale ou doit être associée à des récepteurs multi-utilisateurs (à annulation d'interférence en série par exemple) plus complexes à mettre en oeuvre. Choisir une méthode par saut temporel (time hopping) ou fréquentiel (frequency hopping) semble alors plus judicieux.

1.4 Modélisation des trajets réfléchis.

Un modèle de ligne à retard à 60 GHz [50] n'est pas adapté à notre étude du fait de la large bande utilisée. Le modèle de Saleh et Valenzuela nous semblant inadapté (nous n'avons pas pu identifier les *clusters*) nous avons utilisé une approche pragmatique pour la modélisation du canal. Cette approche est certainement fortement liée à notre base de données et peut donc difficilement être généralisée. Elle nous donnera cependant une bonne idée du comportement de notre système dans un environnement intra-bâtiments en bande millimétrique et nous permettra donc de valider nos études de la chaîne de communication. De plus la configuration *ad hoc* devrait réduire l'influence des trajets réfléchis par rapport à l'environnement de nos mesures.

1.4.1 Les données

Le sondeur de canal à 60 GHz développé à l'IEMN est un sondeur fréquentiel large bande reposant sur une analyse vectorielle de la fonction de transfert par transposition de fréquence (figure 1.16) [51,52]. Pour cela deux têtes d'émission et de réception hétérodynes ont été développées en intégration monolithique avec des fréquences RF de 57 à 59 GHz et des fréquences intermédiaires de 1 à 3 GHz. Un analyseur de réseau vectoriel dédié permet après calibrage la mesure vectorielle de la fonction de transfert du canal et, après transformée de Fourier inverse, la détermination de sa réponse impulsionnelle.

Chaque mesure comprend 1601 valeurs de la fonction de transfert, soit une précision fréquentielle de 1,25 MHz pour balayer les 2 GHz de bande passante. En conséquence, la résolution temporelle de ce sondeur est de 0,5 ns pour une durée de réponse impulsionnelle de 800 ns typiquement, ce qui le rend bien adapté à l'analyse des caractéristiques d'un

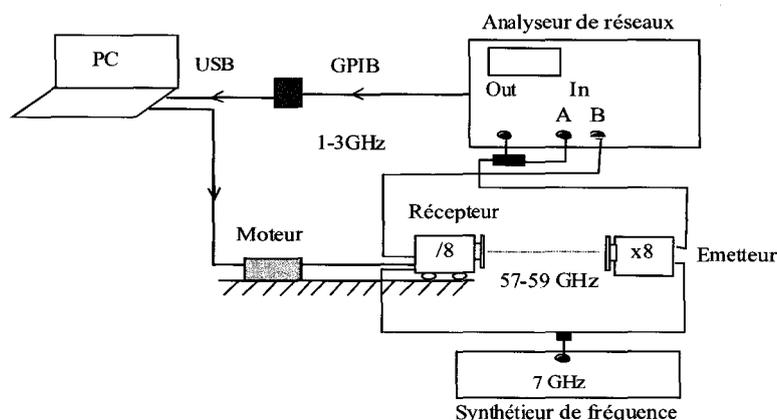


FIG. 1.16 – Principe du sondeur de canal : un signal à 7 GHz est généré et multiplié par 8. A ce signal, l'analyseur de réseau ajoute un autre signal dont la fréquence va de 1 à 3 GHz. La fonction de transfert est mesurée sur une bande allant de 57 à 59 GHz.

environnement confiné.

Le but de nos mesures étant de caractériser les phénomènes de propagation, non seulement à grande échelle mais également à petite échelle (ce qui correspond à mesurer les signaux reçus à des emplacements séparés d'une distance inférieure à la longueur d'onde), un système de positionnement précis sur lequel le module récepteur est fixé a été mis en place. La distance entre deux mesures adjacentes est paramétrable par un pas de 1 mm sur une longueur totale d'environ 50 cm.

Les mesures ont été effectuées dans une salle informatique de taille moyenne (figure 1.17). Le point d'accès est situé en hauteur dans un angle de la pièce. 26 emplacements différents ont été choisis pour le récepteur. À chacun de ces emplacements, 250 mesures sont effectuées, séparées de 2 mm.

Les antennes utilisées sont des antennes patch [53]. L'ouverture de l'antenne émettrice est de 100° et celle de l'antenne réceptrice est de 30° . L'antenne du point d'accès est orientée horizontalement vers le coin opposé de la pièce. Celle du mobile est orienté horizontalement vers l'émetteur (figure 1.18). Du fait des diagrammes de rayonnement et des différences de hauteur des antennes, pour certains emplacements les gains d'antennes correspondant aux trajets directs sont faibles (cas proches de l'antenne émettrice en particulier). Nous aurons donc dans ces cas là une influence importante des trajets réfléchis.

Au contraire, au milieu de la pièce le trajet direct est prépondérant.

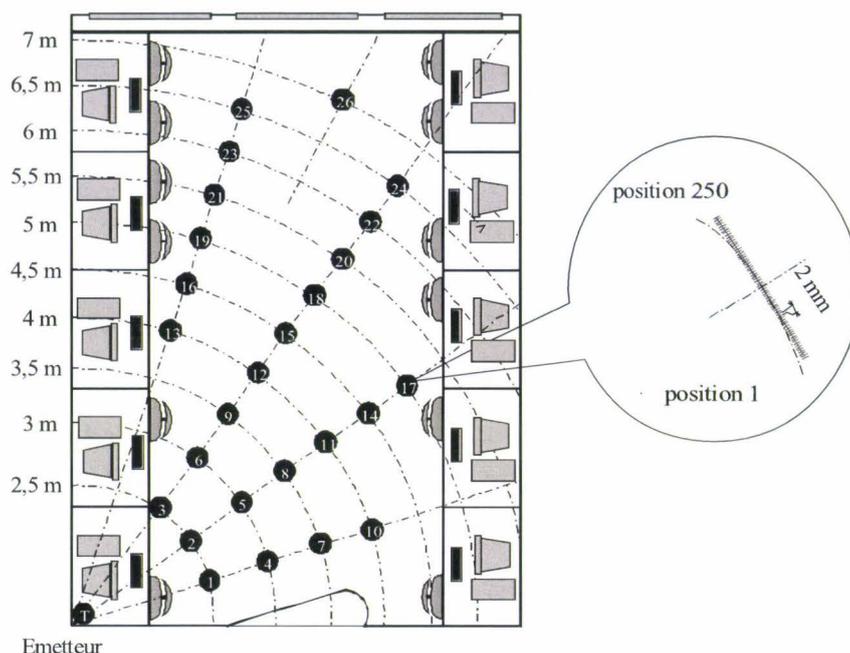


FIG. 1.17 – Environnement des mesures : une salle informatique où 26 emplacements ont été choisis. 250 mesures séparées de 2 mm sont effectuées sur chaque emplacement.

1.4.2 Réponse impulsionnelle du canal

Soit un signal $x(t)$ transmis sur un canal de propagation quelconque et reçu suivant plusieurs chemins (nous utiliserons la représentation équivalente en bande de base). Le signal reçu $y_i(t)$ suivant un trajet i est une réplique de $x(t)$ envoyé à l'instant t ayant subi une atténuation $\beta_i(t)$, retardé de $\tau_i(t)$. Le déphasage dû à l'environnement de propagation sera noté $\theta_i(t)$. $y_i(t)$ s'écrit :

$$y_i(t) = \beta_i(t)x(t - \tau_i(t))e^{j\theta_i(t)} \quad (1.16)$$

En sommant les L différents trajets, nous obtenons le signal reçu $y(t)$:

$$y(t) = \sum_{i=0}^{L-1} y_i(t) = \sum_{i=0}^{L-1} \beta_i(t)x(t - \tau_i(t))e^{j\theta_i(t)} \quad (1.17)$$

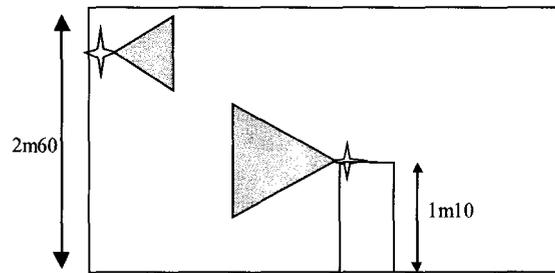


FIG. 1.18 – Environnement des mesures : le point d'accès est en hauteur dans un coin de la pièce. Son faisceau est horizontal et orienté vers le coin opposé. Le mobile se déplace dans la pièce. Son faisceau est horizontal et orienté vers le point d'accès.

La réponse du canal à l'excitation $x(t)$ est donc un signal $y(t)$ qui s'étalera sur une durée τ_{max} représentant le retard du trajet le plus long par rapport à l'instant d'émission.

L'expression (1.17) peut être vue comme le produit de convolution entre le signal $x(t)$ et la réponse impulsionnelle du canal $h(t)$.

$$y(t) = x(t) * h(t) \quad (1.18)$$

Avec :

$$h(t) = \sum_{i=0}^{L-1} \beta_i(t) \delta(t - \tau_i(t)) e^{j\theta_i(t)} \quad (1.19)$$

Nous considérons donc le canal comme un filtre linéaire dont la réponse impulsionnelle est caractérisée par quatre variables aléatoires :

- L , le nombre de trajets ;
- θ_i , la phase de chaque trajet. Dans de nombreuses études ces phases sont supposées indépendantes et uniformément réparties sur $[0; 2\pi[$. Il n'est cependant pas sûr que l'indépendance soit toujours vérifiée quand la résolution temporelle augmente, donc que la bande de fréquence s'élargit ;
- τ_i , le retard de chaque trajet. Le retard du premier trajet τ_0 n'est pas une variable aléatoire et sera pris égale à 0. Cette séquence est délicate à modéliser car l'institution première du processus de Poisson n'est pas adaptée ;
- β_i , l'amplitude de chaque trajet. Sa valeur dépend du retard.

1.4.3 Cas du canal Ultra Large Bande

Les modèles habituels de canaux, en particulier la ligne à retard telle que proposée dans [54], ne sont pas valides dans le cas d'un canal Ultra Large Bande. Plusieurs raisons à cela :

- la propriété de diffuseurs non corrélés n'est pas vérifiée car la bande passante extrêmement importante implique une haute résolution temporelle. De ce fait les phases des trajets successifs résolus ne sont plus indépendantes et les diffuseurs sont alors corrélés [55];
- le nombre de coefficients à prendre en compte est prohibitif;
- les distributions des amplitudes des coefficients ne sont plus les lois classiques (Rayleigh, Rice ou Nakagami) [55].

Nous adoptons une approche inspirée des modèles géométriques. Dans un premier temps, nous réduisons les réponses mesurées à une séquence de mots [37] qui correspondent aux maxima locaux (voir figure 1.19). Chaque mot contient le retard (position) du maximum, son amplitude et sa phase. Cette réduction ne donne pas nécessairement la totalité des trajets présents et donc la réponse impulsionnelle exacte. Par exemple certains trajets sont masqués ou se superposent. Notre objectif, cependant, est de déterminer un modèle qui représente le comportement du canal dans son environnement, non pas d'être le plus précis possible sur la détermination des trajets. De ce fait, l'approximation engendrée par notre traitement n'est pas préjudiciable à la validité du modèle.

Pour représenter le comportement des trajets multiples, nous extrayons alors une part déterministe de la réponse impulsionnelle. Elle peut être liée à l'environnement : les murs, le sol et le plafond, les matériaux, la présence ou non de réflecteurs forts qui ne changent pas au cours du temps. Nous ajoutons ensuite un comportement aléatoire au modèle [56]. La position des émetteurs - récepteurs change et une mobilité importante peut être présente dans l'environnement. Pour réduire la complexité des simulations, nous ne considérons que les $L - 1$ trajets les plus significatifs du canal. Ils seront la contribution déterministe du canal, définis par leur amplitude et leur temps d'arrivée. Pour introduire la variabilité dans notre modèle, les phases sont considérées comme aléatoires et nous définissons la probabilité de présence des trajets. La phase introduit des fluctuations à petite échelle du canal alors que la probabilité de présence traduit plutôt le comportement à grande échelle. Elle nous permet de ne plus travailler dans des zones de stationnarité. Les trajets réfléchis ne sont pas nécessairement présents dans toutes les réponses impul-

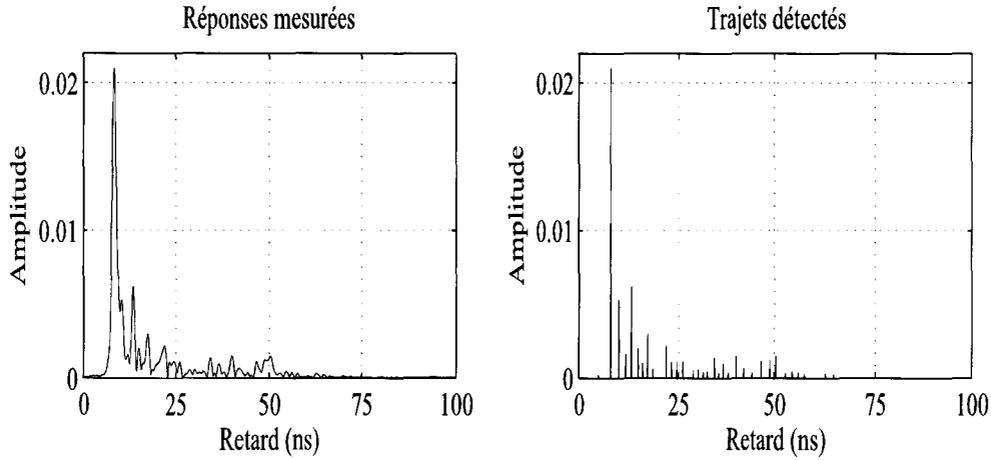


FIG. 1.19 – Réduction de la réponse impulsionnelle mesurée.

sionnelles. Le pourcentage de fois qu'un trajet spécifique apparaît sur un ensemble de mesures traitées donne sa probabilité de présence.

Le reste des trajets est remplacé par un trajet unique. Nous le déterminons afin de maintenir l'étalement des retards constant. Si L_0 représente le nombre de trajets que nous voulons conserver (y compris le trajet ajouté), α_0 et τ_{L_0} l'amplitude et le retard du trajet équivalent, nous écrivons :

$$\begin{aligned} \overline{\tau^2} &= \frac{\sum_{i=1}^L \tau_i^2 \alpha_i^2}{\sum_{i=1}^L \alpha_i^2} = \frac{\sum_{i=1}^{L_0-1} \tau_i^2 \alpha_i^2 + \sum_{i=L_0}^L \tau_i^2 \alpha_i^2}{\sum_{i=1}^{L_0-1} \alpha_i^2 + \sum_{i=L_0}^L \alpha_i^2} \\ &= \frac{\sum_{i=1}^{L_0-1} \tau_i^2 \alpha_i^2 + \tau_{L_0}^2 \alpha_{L_0}^2}{\sum_{i=1}^{L_0-1} \alpha_i^2 + \alpha_{L_0}^2} \end{aligned} \quad (1.20)$$

Afin de résoudre l'équation (1.20) et de déterminer α_{L_0} , nous supposons que τ_{L_0} est égal au retard du L_0^{ieme} trajet le plus significatif.

1.4.4 Remarque sur la répartition de l'énergie sur les trajets

La figure 1.20 donne la contribution des n premiers trajets à l'énergie totale reçue. Notre modèle est basé sur un trajet direct si bien que l'essentiel de l'énergie se retrouve

dans le premier trajet. Cette situation peut être assurée par un routage approprié du réseau *ad hoc*. Nous pouvons alors considérer l'information portée par le trajet principal et ne pas utiliser de récepteur rake [57] qui entraînerait une plus grande complexité pour un faible gain en puissance utile.

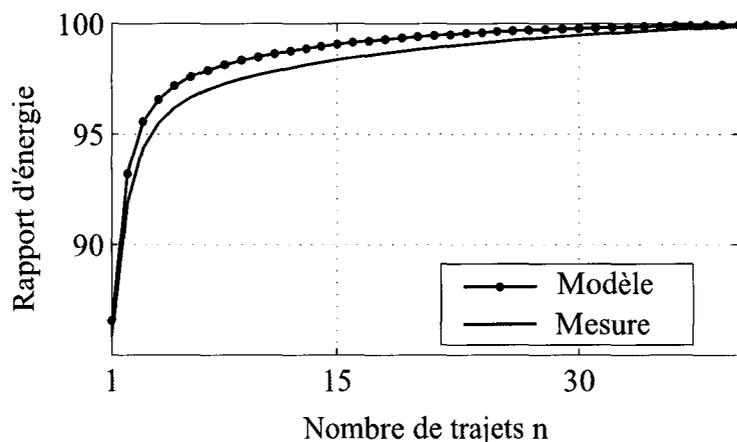


FIG. 1.20 – Le rapport entre l'énergie transmise pour n premiers trajet et l'énergie totale transmise par le canal.

1.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté une étude du canal de propagation pour des communications sans fils autour de 60GHz. Ce canal s'avère adapté à des communications intra-bâtiments sur de courtes distances. L'utilisation d'antennes directives permet une nette amélioration des performances.

Nous travaillons plus précisément dans le cadre d'un réseau *ad hoc*. L'étude des puissances reçues nécessite de différencier les liens utiles et les liens interférents. Les distributions obtenues par simulation seront une base pour le chapitre 3 de ce mémoire portant sur la nature du bruit multi-utilisateurs. Nous avons choisi une approche non paramétrique pour les estimations des densités. Nous avons dans le chapitre 3 deux approches paramétriques pour estimer le bruit multi-utilisateurs, mais les courbes 1.8 et 1.9 obtenues dans ce chapitre ne nous semblent pas avoir d'allure connue et paramétrable.

Nous avons enfin dans ce chapitre proposé une modélisation de l'environnement multi-

trajets. Les modèles classiques ne sont pas valables dans le cadre de notre étude car les hypothèses nécessaires (diffuseurs non corrélés, stationnarité en sens large) ne sont pas vérifiées. Nous utilisons une approche pragmatique qui permet de simuler le comportement de notre environnement.

Si les mesures utilisées pour paramétrer notre modèle ne correspondent pas à un environnement *ad hoc*, l'environnement de multi-trajets qu'elles représentent est certainement plus riche que pour des communications objet à objet. Les performances que nous présentons dans le chapitre suivant dans le cadre multi-trajets sous estiment alors légèrement les performances que l'on peut réellement espérer.

Le chapitre suivant est consacré à l'étude de la couche physique du système envisagé : un système impulsionnel à bande ultra large transposé en bande millimétrique.

Bibliographie

- [1] D. Dardari and V. Tralli, "High-Speed Indoor Wireless Communications at 60 GHz with Coded OFDM," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 47, no. 11, pp. 1709–1721, Nov. 1999.
- [2] S. Collonge, G. Zaharia, and G. E. Zein, "Wideband and Dynamic Characterization of the 60 GHz Indoor Radio Propagation - Future Home WLAN Architectures," *Annales des Télécommunications*, vol. 58, no. 3-4, Apr. 2003.
- [3] M. Fryziel, C. Loyez, L. Clavier, and N. Rolland, "Path Loss Model of the 60 GHz Radio Channel," *Microwave and optical technology letters*, vol. 34, no. 3, pp. 158–162, Aug. 2002.
- [4] V. Guillet, "Narrowband and Wideband Characteristics of 60 GHz Radio Propagation in Residential Environment," *Electronics letters*, vol. 37, no. 21, pp. 1310–1311, Oct. 2001.
- [5] D. Matic, H. Harada, and R. Prasad, "Indoor and Outdoor Frequency Measurements for mm-Waves in the Range of 60 GHz," in *48th IEEE Vehicular Technology Conf., VTC Spring 1998*, vol. 1, May 1998, pp. 567–571.
- [6] P. Smulders and J. Fernandes, "Wide-Band Simulations and Measurements of MM-Wave Indoor Radio Channels," in *5th IEEE Int. Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, PIMRC 1994*, vol. 2, Sep. 1994, pp. 501–504.
- [7] P. Smulders and L. Correia, "Characterisation of Propagation in 60 GHz Radio Channels," *Electronic and communication engineering journal*, vol. 9, no. 2, pp. 73–80, Apr. 1997.
- [8] M. Yoshikawa, A. Akeyama, T. Suzuki, Y. Amano, Y. Shoji, K. Hamaguchi, and H. Ogawa, "Development of Millimeter-Wave Video Transmission System - Propagation Characteristics in 60 GHz," in *proceedings of APMC2001*, Taipei, Taiwan, 2001.
- [9] H. Xu, V. Hukshya, and T. Rappaport, "Spatial and Temporal Characteristics of 60 GHz Indoor Channel," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 20, no. 3, pp. 620–630, Apr. 2002.
- [10] R. Davies, M. Bensebti, M. Beach, and J. McGeehan, "Wireless Propagation Measurements in Indoor Multipath Environments at 1.7 GHz and 60 GHz for Small

- Cell Systems,” in *41st IEEE Vehicular Technology Conf., VTC 1991*, May 1991, pp. 589–593.
- [11] C. Anderson, T. Rappaport, K. Bae, A. Verstak, N. Ramakrishnan, W. Tranter, C. Shaffer, and L. Watson, “In-Building Wideband Multipath Characteristics at 2.5 and 60 GHz,” in *56th IEEE Vehicular Technology Conf., VTC Fall 2002*, vol. 1, Sep. 2002, pp. 97–101.
- [12] P. Nobles and F. Halsall, “Indoor Propagation at 17 GHz and 60 GHz - Measurements and Modelling,” in *IEE National conference on antennas and propagation*, Mar. 1999, pp. 93–96.
- [13] H. Radi, M. Fiacco, M. Parks, and S. Saunders, “Simultaneous Indoor Propagation Measurements at 17 and 60 GHz for Wireless Local Area Networks,” in *48th IEEE Vehicular Technology Conf., VTC Spring 1998*, vol. 1, May 1998, pp. 510–514.
- [14] P. Smulders, M. Herben, and J. George, “Application of Five Sector Beam Antenna for 60 GHz Indoor Wireless Communications,” *Electronics Letters*, vol. 38, no. 18, Aug. 2002.
- [15] R. J. C. Bultitude, R. F. Hahn, and R. J. Davies, “Propagation Considerations for the Design of an Indoor Broad-Band Communications System at EHF,” *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 47, no. 1, pp. 235–245, Feb. 1998.
- [16] M. Al-Nuaimi and A. Siamarou, “Effects of Human Shadowing, Traffic and Antenna Movements on 62.4 GHz Indoor RLAN’s Channel,” in *53rd IEEE Vehicular Technology Conf., VTC Spring 2001*, vol. 1, May 2001, pp. 444–448.
- [17] H. Droste and G. Kadel, “Measurement and Analysis of Wide Band Indoor Propagation Characteristics at 17 GHz and 60 GHz,” in *9th Int. Conf. on Antennas and Propagation, ICAP95*, vol. 2, Apr. 1995, pp. 288–291.
- [18] I. Siaud, R. L. Gouable, and M. H elard, “On Multicarrier Transmission Techniques over Recorded Indoor Propagation Channel Models for Future Broadband RLANs at 60 GHz,” in *12th IEEE Int. Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, PIMRC 2001*, vol. 2, Sep. 2001, pp. 53–58.
- [19] A. Siamarou and M. Al-Nuaimi, “Multipath Delay Spread and Signal Level Measurements for Indoor Wireless Radio Channels at 62.4GHz,” in *53rd IEEE Vehicular Technology Conf., VTC Spring 2001*, vol. 1, May 2001, pp. 454–458.

- [20] D. Dardari, L. Minelli, V. Tralli, and O. Andrisano, "Wideband Indoor Communication Channels at 60 GHz," in *7th IEEE Int. Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, PIMRC 1996*, vol. 3, Oct. 1996, pp. 791–794.
- [21] T. Manabe, Y. Miura, and T. Ihara, "Effects of Antenna Directivity and Polarization on Indoor Multipath Propagation Characteristics at 60 GHz," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 14, no. 3, pp. 441–448, Apr. 1996.
- [22] Y. M. T. Manabe and T. Ihara, "Effects of Antenna Directivity on Indoor Multipath Propagation Characteristics at 60 GHz," in *6th IEEE Int. Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, PIMRC 1995*, vol. 3, Sep. 1995, p. 1035.
- [23] M. Al-Nuaimi and A. Siamarou, "Coherence Bandwidth Characterisation and Estimation for Rician Multipath Wireless Channels Using Measurements at 62.4 GHz," *IEE proc.-Microw. Antennas Propagation*, vol. 149, no. 3, pp. 181–187, Jun. 2002.
- [24] P. Smulders, J. Fernandes, and A. Wagemans, "Frequency Domain Measurements of Millimeter Wave Indoor Radio Channels," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 44, no. 6, pp. 1017–1022, Dec. 1995.
- [25] J. Park, Y. Kim, Y. Hur, K. Kim, and K. Kim, "Analysis of 60 GHz Band Indoor Wireless Channels with Channel Configurations," in *9th IEEE Int. Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, PIMRC 1998*, vol. 2, Sep. 1998, pp. 617–620.
- [26] A. Plattner, N. Prediger, and W. Herzig, "Indoor and Outdoor Propagation Measurements at 5 and 60 GHz for Radio LAN Application," in *IEEE MTT-S Int. Microwave Symposium Digest*, vol. 2, Jun. 1993, pp. 853–856.
- [27] A. Siamarou and M. Al-Nuaimi, "Wideband Propagation Measurements for Future Millimetre 60 GHz Wireless LANs," *Electronics Letters*, vol. 38, no. 16, pp. 918–920, Aug. 2002.
- [28] M. Al-Nuaimi and A. Siamarou, "Coherence Bandwidth and K-Factor Measurements for Indoor Wireless Radio Channels at 62.4 GHz," in *11th Int. Conf. on Antennas and Propagation, ICAP01*, Apr. 2001, pp. 275–278.
- [29] A. Kajiwara, "Effects of Polarization, Antenna Directivity, and Room Size on Delay Spread in LOS Indoor Radio Channel," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 46, no. 1, pp. 169–175, Feb. 1997.
- [30] J. Hansen, "A Novel Stochastic Millimeter-Wave Indoor Radio Channel," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 20, no. 6, pp. 1240–1246, Aug. 2002.

- [31] N. Moraitis and P. Constantinou, "Indoor Channel Modeling at 60 GHz for Wireless LAN Applications," in *13th IEEE Int. Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, PIMRC 2002*, vol. 3, Sep. 2002, pp. 1203–1207.
- [32] Y. Lostalen, Y. Corre, Y. Louët, Y. L. Helloco, S. Collonge, and G. E. Zein, "Comparison of Measurements and Simulations in Indoor Environments for Wireless Local Area Networks," in *55th IEEE Vehicular Technology Conf., VTC Spring 2002*, vol. 1, May 2002, pp. 389–393.
- [33] P. Smulders, "Geometrical Optics Model for Millimetre-Wave Indoor radio Propagation," *Electronics Letters*, vol. 29, no. 13, pp. 1174–1176, Jun. 1993.
- [34] S. Wales and D. Rickard, "Wideband Propagation Measurements of Short Range Millimetric Radio Channels," *Race 1043 - Electronics and Communication Engineering Journal*, vol. 5, no. 4, pp. 249–254, Aug. 1993.
- [35] L. Clavier, M. Rachdi, M. Fryziel, Y. Delignon, V. L. Thuc, C. Garnier, and P. Rolland, "Wide Band 60 GHz Indoor Channel : Characterization and Statistical Modeling," in *54th IEEE Vehicular Technology Conf., VTC Fall 2001*, vol. 4, Oct. 2001, pp. 2098–2102.
- [36] N. Azzaoui, L. Clavier, and R. Sabre, "Path Delay Model Based on α -Stable Distribution for the 60 GHz Indoor Channel," in *IEEE Global Telecommunications Conf., GLOBECOM 2003*, vol. 3, Dec. 2003, pp. 1638–1643.
- [37] G. Turin, F. Clapp, T. Johnson, S. Fine, and D. Lavry, "A Statistical Model of Urban Multipath Propagation," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. VT-21, pp. 1–9, Feb. 1972.
- [38] H. Suzuki, "A Statistical Model for Urban Radio Propagation," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-25, pp. 673–680, Aug. 1979.
- [39] H. Hashemi, "Simulation of the Urban Radio Propagation Channel," in *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 28, no. 3, Aug. 1979, pp. 213–225.
- [40] A. A. M. Saleh and R. A. Valenzuela, "A Statistical Model for Indoor Multipath Propagation," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. SAC-5, no. 2, pp. 128–137, Feb. 1987.
- [41] A. M. . J. M. Pendergrass, "Channel Models for Ultrawideband Personal Area Networks," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 10, no. 6, pp. 14–21, Dec. 2003.
- [42] P. Yegani and C. McGillem, "A Statistical Model for the Factory Radio Channel," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 39, no. 10, pp. 1445–1454, Oct. 1991.

- [43] H. Hashemi, "The Indoor Radio Propagation Channel," *Proc. IEEE*, vol. 81, no. 7, pp. 943–968, Jul. 1993.
- [44] T. Rappaport, S. Seidel, and K. Takamizawa, "Statistical Channel Impulse Response Models for Factory and Open Plan Building Radio Communication System Design," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 39, no. 5, pp. 794–807, May 1991.
- [45] J. Kunisch, E. Zollinger, J. Pamp, and A. Winkelmann, "MEDIAN 60 GHz Wideband Indoor Radio Channel Measurements and Model," in *50th IEEE Vehicular Technology Conf., VTC Fall 1999*, vol. 4, Sep. 1999, pp. 2393–2397.
- [46] G. L. Grand, *Qualité de Service dans les Environnements Internet Mobiles*. Thèse de Doctorat de l'Université de Paris VI, 2001.
- [47] IETF, *Groupe de travail MANET (Mobile Ad hoc NETWORK)*. <http://www.ietf.org/html.charters/manet-charter.html>, 2001.
- [48] D. 802.15.4, *Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications for Low Rate Wireless Personal Area Networks (LR-WPAN)*.
- [49] W. Conover, *Practical Nonparametric Statistics*, 3rd ed., ser. Wiley Series in Probability and Mathematical Statistics. John Wiley and Sons, Dec. 1998.
- [50] J. Hubner, S. Zeisberg, K. Koora, J. Borowski, and A. Finger, "Simple Channel Model for 60 GHz Indoor Wireless LAN Design Based on Complex Wideband Measurements," in *47th IEEE Vehicular Technology Conf., VTC 1997*, vol. 2, May 1997, pp. 1004–1008.
- [51] C. Loyez, "Contribution à la Conception et à la Réalisation de Liaisons Radio Haut Débit Intra-bâtiment à 60 GHz," Ph.D. dissertation, Univ. of Lille I, Lille, France, Dec. 2000.
- [52] M. Fryziel, "Caractérisation Large Bande du Canal Radio Intra-bâtiment à 60 GHz," Master's thesis, diplôme d'ingénieur C.N.A.M., Univ. of Lille I, Lille, France, Dec. 2001.
- [53] O. Lafond, "Conception et Technologies d'Antennes Imprimées Multicouches à 60 GHz," Ph.D. dissertation, Univ. of Rennes I, Rennes, France, Dec. 2000.
- [54] W. Sawaya and L. Clavier, "Simulation of DS-CDMA on the LOS Multipath 60 GHz Channel and Performances with RAKE Receiver," in *14th IEEE Int. Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, PIMRC 2003*, vol. 2, Beijing, China, Sep. 2003, pp. 1232–1236.

-
- [55] A. Molisch, "Ultrawideband Propagation Channels-Theory, Measurement, and Modeling," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 54, no. 5, pp. 1528–1545, Sep. 2005.
 - [56] A. Bendjaballah, H. E. Ghannudi, N. Deparis, A. Boé, and L. Clavier, "Channel Model and Performance of *Ad hoc* Networks Based on IR-UWB at 60 GHz," in *4th ESA Workshop Millimetre Wave Techn. Application*, Feb 2006, pp. 75–80.
 - [57] M. G. D. Benedetto and G. Giancola, *Understanding Ultra Wide Band, Radio Fundamentals*, 1st ed., ser. Wiley Series in Probability and Mathematical Statistics. Prentice Hall PTR, 2004.

DESCRIPTION DU SYSTÈME ULTRA LARGE BANDE

Sommaire

2.1	Introduction	47
2.2	Définition	47
2.3	Les applications de l'UWB	48
2.4	Avantages et inconvénients de l'UWB	48
2.5	Les concepts d'un système UWB	50
2.5.1	Représentation analytique générale des signaux UWB	50
2.5.2	Les approches d'étalement en UWB	50
2.5.2.1	L'UWB à saut temporel (TH)	50
2.5.2.2	L'UWB à séquence directe (DS : direct sequence)	53
2.5.3	La forme de l'impulsion en UWB	54
2.5.4	Les méthodes de modulation en UWB	55
2.5.4.1	La modulation par position d'impulsion (PPM)	56
2.5.4.2	La modulation par amplitude d'impulsion (PAM : Pulse Amplitude Modulation)	56
2.5.4.3	La modulation "marche - arrêt" (OOK : on-off Keying)	56
2.6	Émetteur	57
2.7	Récepteur	59
2.8	Résultats et Discussions	64
2.8.1	Algorithme de simulation	65
2.8.2	Le taux d'erreur binaire (TEB)	66
2.8.2.1	Le TEB en fonction du type d'antennes	66
2.8.2.2	Le TEB en fonction de la définition du voisinage	67
2.8.2.3	Le TEB en fonction du nombre d'objets dans la salle	68

2.8.3	La probabilité d'erreurs par paquet (P)	71
2.9	Conclusion	73
	Bibliographie	74

2.1 Introduction

Actuellement, de nombreux nouveaux protocoles et standards de transmission, algorithmes de codage de données, etc., sont mis au point à un rythme soutenu. Ces développements en matière de communications se fondent pour la plupart sur la transmission d'ondes continues, souvent sinusoïdales.

Parmi les nouvelles technologies de radiocommunications étudiées actuellement se trouve la technologie dite technologie ultra large bande. Cette technologie se base sur des signaux émis en bande de base et dont la bande n'est pas limitée. Bien sûr les niveaux de densités spectrales, eux, doivent être limités pour ne pas brouiller les systèmes existants. A titre indicatif, aux Etats- Unis, le FCC limite les niveaux d'émission à -41 dBm/MHz sur une bande de 3 GHz à 10 GHz.

D'où l'intérêt du projet présenté ici et qui porte plus particulièrement sur l'émission d'impulsions de très courte durée, Ces impulsions grâce à la technologie dite " Ultra Large Bande " transposées à 60 GHz permettent, entre autre de transmettre de l'information. Par rapport aux techniques actuelles de transmissions d'informations, elle présente des avantages qui pourraient révolutionner le secteur des télécommunications dans les années à venir.

2.2 Définition

L'UWB signifiant « Ultra Large Bande », fait référence à un système de communications sans fils qui transmet par courtes impulsions des signaux répartis sur un large spectre de fréquences. Les technologies sans fils habituelles opèrent généralement sur une bande relativement étroite.

L'UWB en revanche envoie des millions de signaux courts, de faible puissance, sur un spectre de fréquence ultra large. Dans ce contexte, une définition communément admise par le FCC [1] est que les signaux UWB ont une largeur de bande supérieure ou égale à 20% de la fréquence centrale ou supérieure à 500 MHz.

2.3 Les applications de l'UWB

Les applications possibles de l'UWB sont nombreuses. Il est impensable d'en dresser une liste exhaustive. On peut toutefois les classer grossièrement en deux catégories : les applications radar et les applications en communication.

Les dispositifs radar utilisant l'UWB peuvent servir à mesurer des distances, des positions avec une plus grande résolution que les dispositifs radar existants ou à obtenir des images des objets enfouis sous terre et placés derrière des surfaces.

On pourrait même utiliser l'UWB dans les appareils photographiques à mise au point automatique pour permettre une plus grande précision dans le calcul des distances ou, en médecine, dans les détecteurs de contractions du coeur. Ce qui nous intéresse dans le cadre de nos projets ce sont les applications en télécommunications. L'UWB peut permettre les communications sécurisées sans fils de la voix et des données à potentiellement haut débit sur des courtes distances. On pourrait la voir bientôt utilisée pour l'Internet à large bande, la téléphonie, les câbles ou les réseaux d'ordinateurs.

2.4 Avantages et inconvénients de l'UWB

La bande passante des signaux étant très grande, le canal comporte de nombreux trajets sur lesquels se répartit l'énergie transmise. Si les évanouissements sont moins profonds qu'en bande étroite, l'énergie peut se répartir sur un nombre important de trajets qu'il faut "récupérer" pour obtenir un bon rapport signal à bruit. Cependant, dans un contexte *ad hoc*, si un trajet direct est présent et les liens suffisamment courts, l'énergie portée par ce premier trajet devrait être suffisante pour assurer une bonne communication.

En comparaison avec les systèmes de transmission via une bande étroite, l'UWB possède une série d'avantages essentiels qu'il convient de présenter [2] :

- utilisation efficace du spectre radio, possibilité de mise en place d'une interface radio réellement universelle, circuits de faible coût et de très petite taille ;
- la capacité est très importante, parce que les données sont transmises sur une grande largeur de bande. Ce principe peut s'expliquer en utilisant la capacité de Shannon dans le cas d'un canal à bruit additif blanc gaussien :

$$C = B \cdot \log_2 \left(1 + \frac{P}{B \cdot N_0} \right) \quad (2.1)$$

Où :

C =Capacité du canal.

B =La largeur de bande du canal.

P =La puissance du signal reçu.

N_0 =Le bruit de la densité spectrale de puissance.

La capacité augmente quand la bande passante augmente. Si notre canal présente des multi-trajets et si le bruit additif n'est sans doute pas gaussien, il n'en reste pas moins que l'augmentation extrêmement importante de la bande passante laisse espérer la possibilité de passer des débits très importants ;

- un argument de poids en faveur de cette technologie qui est avancé par les constructeurs de circuits UWB est la faible consommation de ces circuits. Cette faible consommation serait due à deux facteurs essentiels : la simplicité des émetteurs et récepteurs dont la partie radiofréquence est minimaliste et un bilan de liaison plus favorable aux signaux UWB qu'aux signaux à bande étroite ou large. Concernant l'aspect bilan de liaison, [3] donne un élément de réponse quant à l'avantage qu'auraient les signaux UWB. En effet, la campagne de mesure de [3] indique que les fluctuations typiques de la puissance reçue ne dépassent pas 5 dB alors que dans les mêmes conditions un signal sur une bande de quelques MHz donnerait une valeur de l'ordre de 30 dB. Le fait que, pour une puissance moyenne de réception donnée, la puissance instantanée fluctue peu est généralement favorable aux performances du récepteur car la probabilité d'erreur est reliée de manière exponentielle à la puissance instantanée (instantanée au sens des paquets de données). L'origine de cette amélioration sur le niveau de fluctuation de la puissance reçue provient de la diversité de bande propre aux systèmes UWB ;
- l'UWB peut fonctionner à coté d'autres utilisateurs du spectre : comme le temps de transmission est extrêmement court et la puissance est très faible, il n'y a presque pas d'interférences avec d'autre signaux. Cependant, les contraintes imposées sur les puissances d'émission pour préserver le bon fonctionnement des autres systèmes peuvent rendre très difficiles les transmissions et limiter les débits envisageables. À 60 GHz ces contraintes n'existeront plus et des performances bien supérieures peuvent être attendues.

2.5 Les concepts d'un système UWB

2.5.1 Représentation analytique générale des signaux UWB

Une formule générale pour un signal UWB représentant la transmission de données dans le domaine temporel est donnée par l'expression suivante :

$$S(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \sum_{j=1}^{N_s} w_{b[k]} \left(t - kT_b - jT_s - (c_w)_j T_c - \epsilon b_{[k]} \right) (c_p)_j \quad (2.2)$$

Où :

k est l'indice des bits émis.

N_s est le nombre de répétitions d'impulsions.

$b_{[k]}$ est la valeur de k^{ieme} bit. On suppose des valeurs 0 ou 1.

$w_{b[k]}$ est la forme de l'impulsion UWB utilisée pour transmettre le bit $b_{[k]}$.

T_b est la durée des données émises.

T_s est la durée de la trame.

$$T_s = \frac{T_b}{N_s} \quad (2.3)$$

$(c_w)_j$ est le code pseudo aléatoire qui donne la position de l'impulsion dans la trame.

T_c est la durée du slot.

ϵ est le décalage dû à la modulation (PPM : Pulse Position Modulation).

$(c_p)_j$ est le code pseudo aléatoire qui détermine la polarité de l'impulsion transmise dans le j^{ieme} trame. On suppose que $(c_p)_j$ prend ses valeurs dans $\{+1; -1\}$.

Cette expression permet aussi bien de représenter l'UWB à saut temporel ou à séquence directe.

2.5.2 Les approches d'étalement en UWB

Il existe différentes approches d'étalement pour les systèmes ultra large bande, basées sur la répétition des impulsions.

2.5.2.1 L'UWB à saut temporel (TH)

Le saut temporel est une approche largement étudiée [4] [5]. Le code permet d'améliorer l'étalement du spectre. En effet, La modulation par position d'impulsion (PPM) introduit

des pics de puissance dans le spectre. Le code permet de supprimer ces pics. De plus il permet également l'accès multiples.

Dans cette technique le temps est divisé en trames durant lesquelles chaque utilisateur envoie au moins une donnée. L'ordre de passage des utilisateurs est déterminé par un code et change d'une trame à l'autre. Pour décoder le message il faut connaître le code et être synchronisé. Cette technique permet aussi des débits variables si un seul utilisateur envoie plusieurs informations dans la même trame. Dans l'exemple ci-dessous, nous vérifions qu'à

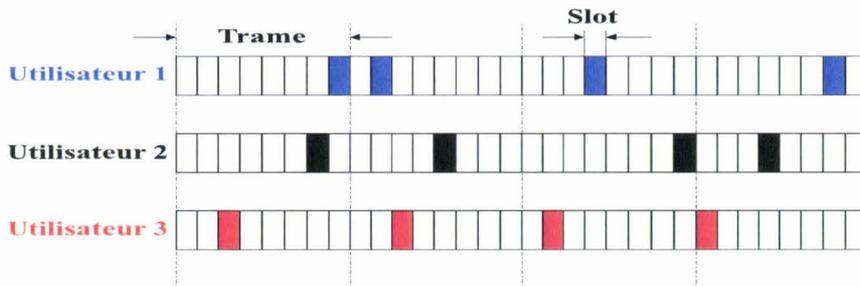


FIG. 2.1 – Diagramme temporel illustrant le saut temporel synchrone

chaque instant un seul utilisateur transmet. Si deux utilisateurs ne "parlent" jamais en même temps, le taux d'erreur est très proche de celui d'un utilisateur seul.

Dans notre système, deux limitations fondamentales vont venir dégrader les performances :

- il n'y a pas de synchronisation entre les différents émetteurs ;
- les débits souhaités sont grands devant la largeur de l'impulsion.

On garde alors les propriétés d'étalement de spectre et de confidentialité due à la connaissance du code mais on ne peut plus empêcher les collisions et les codes nous permettent simplement de limiter le nombre de collisions. La figure 2.2 illustre des collisions entre deux utilisateurs désynchronisés. Pour obtenir l'expression analytique de cette technique d'étalement nous mettons $(c_p)_j = 1$ dans (2.2) :

$$S(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \sum_{j=1}^{N_s} w_{b[k]} \left(t - kT_b - jT_s - (c_w)_j T_c - \epsilon b_{[k]} \right) \quad (2.4)$$

Le code pseudo aléatoire est représenté par $(c_w)_j$, $(c_w)_j$ est une valeur entière dans l'ensemble $\left\{ 0; \frac{T_s}{T_c} - 1 \right\}$.

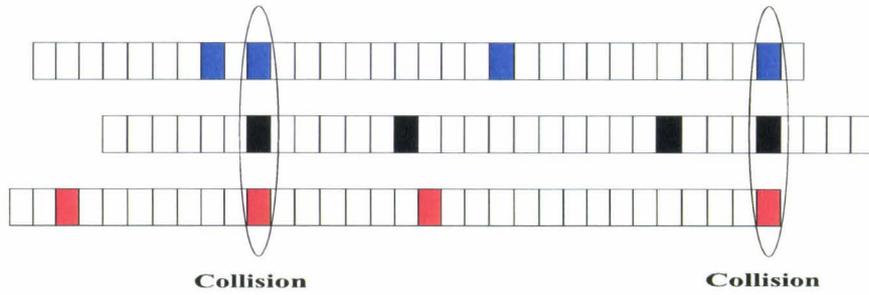


FIG. 2.2 – diagramme temporel illustrant le saut temporel asynchrone

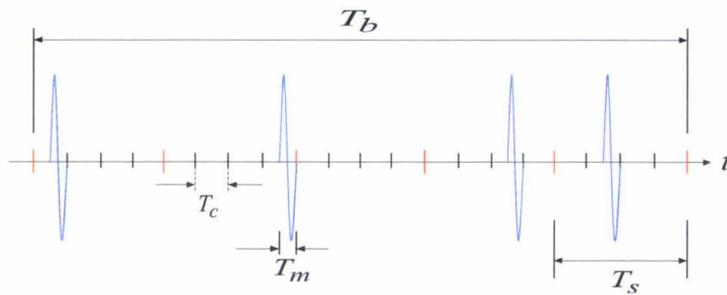


FIG. 2.3 – diagramme temporel illustrant l'UWB à saut temporel

Nous choisissons de générer nos codes pseudo aléatoires à partir de codes binaires [6]. Cependant, dans notre application, pour chaque trame, il faut déterminer le slot pendant lequel l'impulsion est émise. Pour cela, le code doit prendre ses valeurs dans $\{0; \frac{T_s}{T_c} - 1\}$ où $\frac{T_c}{T_s}$ représente le nombre de slots contenus dans une trame. Par exemple si $\frac{T_c}{T_s} = 8$, le code prend ses valeurs dans $\{0, \dots, 7\}$. On va donc avoir une première conversion du code pour passer d'une suite binaire à une suite m-aire (on ne prendra que des puissances de 2). Cette suite de nombres va être modifiée une seconde fois pour créer un signal temporel qui autorise l'émission d'une impulsion.

La figure 2.4 présente un exemple où nous avons 4 slots par trame de 10 nsec.

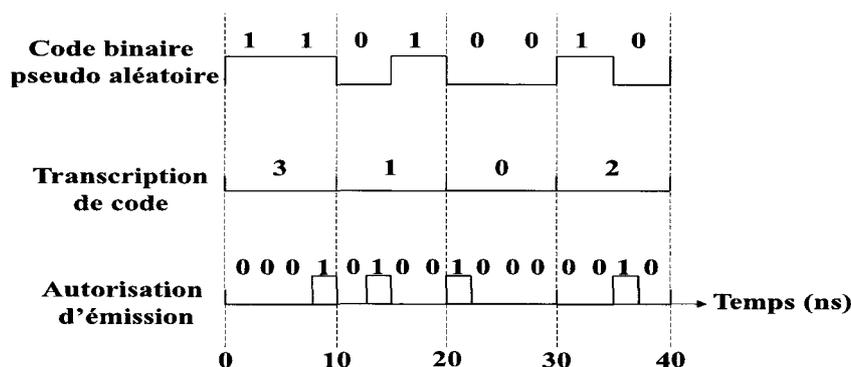


FIG. 2.4 – Codes nécessaires au saut temporel

Pour avoir un nombre de collisions moyen et éviter les cas où le nombre de collisions est trop important, il faut que les codes " autorisation d'émission " présentent une intercorrélacion moyenne proche de zero. Différents codes peuvent être utilisés dans cette technique comme :

- Les codes pseudo aléatoires réalisés à partir de registres à décalage (Code MLFSR : Maximum Length Feedback Shift Register).
- Les codes de Gold réalisés à partir de deux séquences aléatoires.

Le nombre de codes n'étant pas critique dans notre application, nous utilisons des codes pseudo aléatoires (voir section 2.6).

2.5.2.2 L'UWB à séquence directe (DS : direct sequence)

Cette approche est basée sur la transmission continue des impulsions composant les bits d'information, le code est utilisé pour étaler les bits d'information dans des séquences

multiples, le signal résultant sera alors une transmission continue d'impulsions UWB dont le nombre dépend de la durée de l'impulsion elle-même et du débit binaire défini par le système [7].

Pour obtenir l'expression analytique de cette technique d'étalement nous mettons $(c_w)_j = 0$ dans (2.2) :

$$S(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \sum_{j=1}^{N_s} w_{b[k]}(t - kT_b - jT_s - \epsilon b_{[k]}) (c_p)_j \quad (2.5)$$

Où $(c_p)_j$ représente le code pseudo aléatoire.

Dans le cas de DS nous avons une transmission continue d'impulsions pendant la durée des bits d'information. Ceci signifie que la durée d'une trame est égale à la durée du code. Le nombre de trames est égal au nombre de séquences de code émis, $N_s = N_c$. Le code

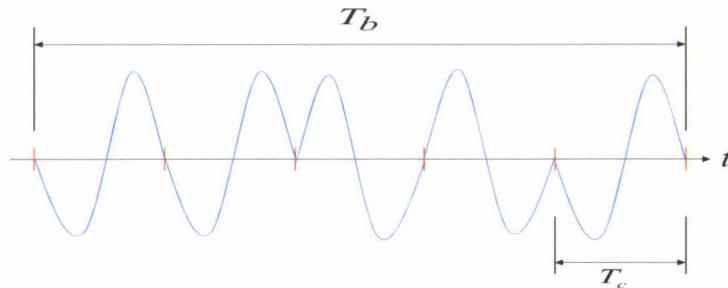


FIG. 2.5 – diagramme temporel illustrant l'UWB à séquence directe

pseudo aléatoire $(c_p)_j$, $j = 1, \dots, N_c$, prenant ses valeurs dans $-1; 1$, indique la polarité de chaque impulsion, la figure 2.5 montre la représentation temporelle d'un signal DS-UWB. Le code pseudo aléatoire est utilisé pour la séparation des utilisateurs et pour fournir un gain de traitement contre les faibles valeurs de rapport signal à bruit (SNR).

2.5.3 La forme de l'impulsion en UWB

Dans la plupart des systèmes UWB, trois types d'impulsions sont utilisés : l'impulsion gaussienne, monocycle gaussienne, et doublet gaussienne. [8]

L'impulsion gaussienne a une forme avec une distribution gaussienne.

Une formule générale de l'impulsion gaussienne est donnée dans (2.6), dans laquelle t est une constante de temps. L'impulsion monocycle gaussienne est la première dérivée

de l'impulsion gaussienne et l'impulsion doublet gaussienne est la seconde dérivée de l'impulsion gaussienne. Les formules générales pour l'impulsion monocycle gaussienne et l'impulsion doublet gaussienne sont montrées dans (2.7) et (2.8) respectivement :

$$g_0(t) = -e^{\left(\frac{t-t_0}{\tau}\right)^2} \quad (2.6)$$

$$g_1(t) = -\frac{t-t_0}{\tau} e^{\left(\frac{t-t_0}{\tau}\right)^2} \quad (2.7)$$

$$g_2(t) = \left[1 - 4\pi \left(\frac{t-t_0}{\tau} \right)^2 \right] e^{-2\pi \left(\frac{t-t_0}{\tau} \right)^2} \quad (2.8)$$

Notons que τ est une constante de temps, t_0 (le temps où l'impulsion débute). Les trois formes d'impulsion sont comparées dans le domaine temporel sur la figure 2.6.

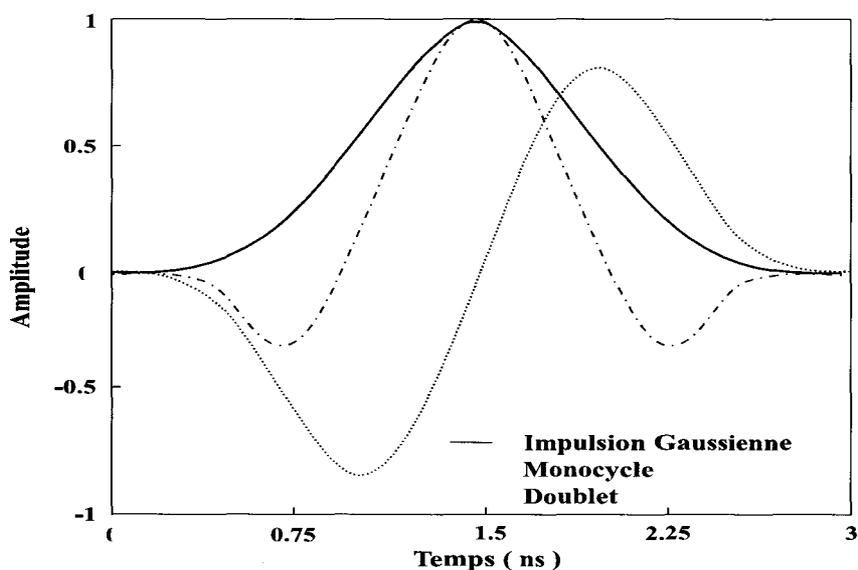


FIG. 2.6 – plusieurs formes d'impulsions

2.5.4 Les méthodes de modulation en UWB

Il existe plusieurs techniques de modulation utilisées en ultra large bande [7]. Dans cette partie, nous présentons les trois méthodes principales qui sont généralement utilisées pour l'IR-UWB.

2.5.4.1 La modulation par position d'impulsion (PPM)

Dans cette technique de modulation l'information est portée par la position de l'impulsion dans un intervalle de temps donné. Cette approche permet en particulier de mettre en œuvre des démodulateurs non cohérents, donc simples. De plus, quand les impulsions sont émises régulièrement espacées, des raies spectrales apparaissent. La modulation PPM à laquelle s'ajoute le saut temporel, c'est-à-dire le choix aléatoire de l'intervalle de transmission dans chaque trame, permet de lisser le spectre.

La figure 2.7a illustre la modulation PPM. Un bit 1 est envoyé au début du slot alors qu'un bit 0 est décalé d' ϵ .

Dans le cas de saut temporel le signal d'information s'écrit de la façon suivante [9] :

$$S(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \sum_{j=1}^{N_s} w_{b[k]} \left(t - kT_b - jT_s - (c_w)_j T_c - \epsilon b_{[k]} \right) \quad (2.9)$$

2.5.4.2 La modulation par amplitude d'impulsion (PAM : Pulse Amplitude Modulation)

Le principe de ce type de modulation est illustré dans la figure 2.7b, pour distinguer entre les impulsions. Dans le cas du TH-PAM le signal d'information émis est :

$$S(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \sum_{j=1}^{N_s} w_{b[k]} \left(t - kT_b - jT_s - (c_w)_j T_c \right) d_{[k]} \quad (2.10)$$

où $d_{[k]} = 2b_{[k]} - 1$.

2.5.4.3 La modulation "marche - arrêt" (OOK : on-off Keying)

Le principe de ce type de modulation est présenté dans la figure (2.7c). La différence majeure par rapport au PAM est le fait que rien n'est émis dans le cas de bit 0.

Nous avons choisi pour notre système une solution impulsionnelle (IR-UWB). La modulation est en position (PPM) et l'accès multiples à saut temporel à répartition par code (TH). Cette technique, très souvent utilisée et détaillée dans la littérature est communément appelée IR-UWB-TH-PPM.

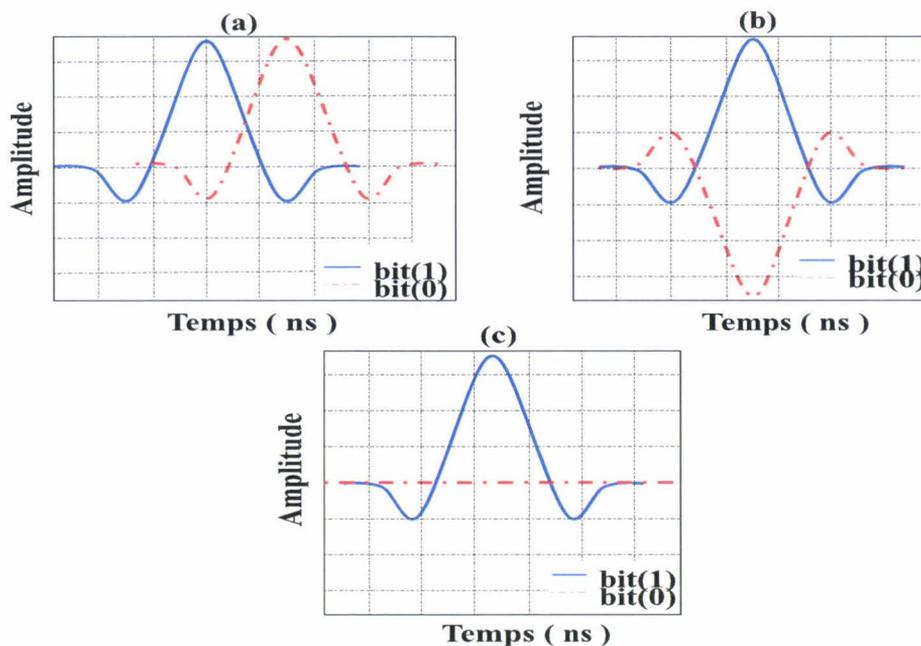


FIG. 2.7 – Méthodes de modulation en UWB

2.6 Émetteur

Nous considérons un système de communication ultra large bande à accès multiples par répartition de codes de saut temporel avec modulation en position d'impulsion (Time Hopping Pulse Position Modulation Ultra Wide Band (TH-PPM-UWB)) asynchrone [10]. La figure 2.8 présente la chaîne de transmission d'un signal UWB.

La séquence binaire émise $b = (\dots, b_0, b_1, \dots, b_k, b_{k+1}, \dots)$ est générée avec un débit :

$$R_b = \frac{1}{T_b} \text{ bits/s} \quad (2.11)$$

- Le premier bloc, le code de répétition $(N_s, 1)$, introduit de la redondance, c'est-à-dire qu'il répète chaque bit N_s fois et génère une séquence binaire :
 $(\dots, b_0, \dots, b_0, b_1, \dots, b_1, \dots, b_k, \dots, b_k, b_{k+1}, b_{k+1}, \dots, b_{k+1}, \dots) = (\dots, a_0, a_1, \dots, a_j, a_{j+1}, \dots) = a$
 avec un débit $R_{cb} = \frac{N_s}{T_b} = \frac{1}{T_s} \text{ bits/s}$.
- Le second bloc, appelons le codeur d'émission, applique un code TH à valeurs entières $c = (\dots, c_0, c_1, \dots, c_j, c_{j+1}, \dots)$ à la séquence binaire $a = (\dots, a_0, a_1, \dots, a_j, a_{j+1}, \dots)$ et génère une nouvelle séquence d . Nous définissons les trames d'information avec

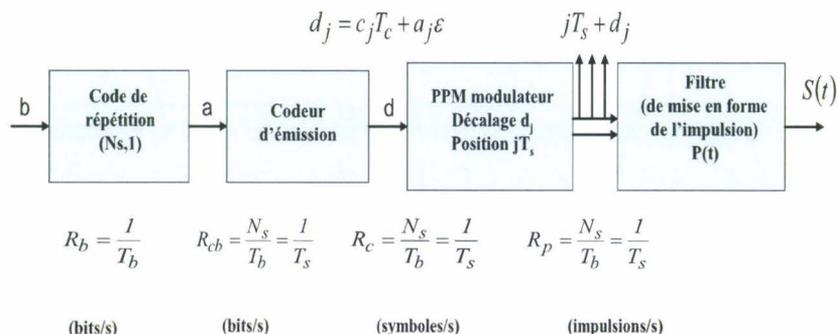


FIG. 2.8 – Schéma d'une chaîne d'émission d'un signal TH-PPM-UWB.

une durée T_s . Chaque trame est divisée en un nombre N_h d'intervalles de temps. Les impulsions sont positionnées en $d_j = jT_s + c_j T_c + a_j \epsilon$. j , T_c et ϵ sont respectivement l'indice de la trame, la durée d'un slot et le décalage introduit par le modulateur PPM. Ils satisfont la condition $c_j T_c + \epsilon < T_s$ pour toutes les valeurs de c_j . A noter que la valeur de ϵ va conditionner le taux d'erreur binaire (TEB). Nous devons déterminer la valeur ϵ optimal qui optimisera le TEB. Cette valeur est celle qui minimisera la fonction d'autocorrélation de l'impulsion [11]. Pour notre étude nous avons choisi ϵ égal à la durée de l'impulsion (T_m). En général $\epsilon < T_c$. Notons que d est une séquence à valeurs réelles. Supposons que c est un code pseudo aléatoire avec $0 \leq c_j \leq N_h - 1$, où N_h est le nombre d'intervalles de temps dans une trame. Le codeur d'émission joue un double rôle : l'accès multiple à répartition par code et la mise en forme du spectre du signal émis.

A noter également que nous avons utilisé des séquences pseudo aléatoires générées à partir de registres à décalage de longueur 31 qui donnent des séquences entre 0 et 7 de longueur 31 également car nous répétons cycliquement les séquences.

Chaque utilisateur choisit aléatoirement sa séquence parmi les séquences possibles. Comme les utilisateurs sont asynchrones et que les utilisateurs forts sont rares, la probabilité d'avoir un interférent fort utilisant la même séquence et synchrone est très faible. Le choix aléatoire de la séquence ne dégrade alors pas nos performances.

- Le troisième bloc (le modulateur PPM) génère une séquence d'impulsions (impulsion de Dirac $\delta(t)$) avec un débit de $R_p = \frac{N_s}{T_b} = \frac{1}{T_s}$ *impulsion/s*. Notons que le décalage introduit par le modulateur PPM $a_j \epsilon$ est inférieur au décalage introduit par le code TH ($a_j \epsilon < c_j T_c$) tant que $c_j \neq 0$.

- Le dernier bloc est un filtre de mise en forme des impulsions avec une réponse impulsionnelle $P_0(t)$.

Le signal $S(t)$ à la sortie de la chaîne d'émission peut s'écrire de la façon suivante :

$$S^{(k)}(t) = \sum_{j=-\infty}^{+\infty} \sqrt{E^{(k)}} P_0 \left(t - jT_s - c_j^{(k)} T_c - a_j^{(k)} \epsilon - \delta^{(k)} \right) \quad (2.12)$$

$P_0(t)$ est l'impulsion normalisée $\int_{-\infty}^{+\infty} P_0^2(t) dt = 1$. $E^{(k)}$ est l'énergie de chaque impulsion émise par l'utilisateur k et $\delta^{(k)}$ est le décalage entre le signal de l'utilisateur k et le signal utile (celui que nous voulons décoder). C'est une variable aléatoire uniformément répartie entre 0 et T_s .

Par la suite nous allons utiliser comme impulsion $P_0(t)$ la dérivée seconde d'une gaussienne (figure. 2.9a) [10].

$P_0(t)$ s'écrit de la façon suivante :

$$P_0(t - t_0) = \left[1 - 12.5\pi \left(\frac{2(t - t_0)}{T_m} - 1 \right)^2 \right] e^{\left[-6.25\pi \left(\frac{2(t - t_0)}{T_m} - 1 \right)^2 \right]} \quad (2.13)$$

Où t_0 est le retard de l'impulsion.

2.7 Récepteur

Le récepteur est un filtre adapté qui utilise un signal de référence (figure. 2.9b) composé de deux impulsions successives, la seconde étant inversée. Le signal reçu est la somme de tous les signaux en provenance des N_u émetteurs. Nous utilisons le modèle du canal indiqué par l'équation (1.19) :

$$h_k(t) = \gamma^{(k)} \sum_{l=1}^{L_k} \alpha_{kl} \delta(t - \tau_{kl})$$

Où :

$\alpha_{kl} = \beta_{kl} e^{j\theta_{kl}}$ est l'atténuation de chaque trajet. $\sum |\alpha_{kl}|^2 = 1$

$\gamma^{(k)}$ est l'atténuation globale du canal.

Nous pouvons alors écrire le signal reçu à l'entrée du récepteur de la façon suivante :

$$r(t) = \sum_{k=1}^{N_u} \gamma^{(k)} \sum_{l=1}^{L_k} \alpha_{kl} S^{(k)}(t - \tau_{kl}) + n(t) \quad (2.14)$$

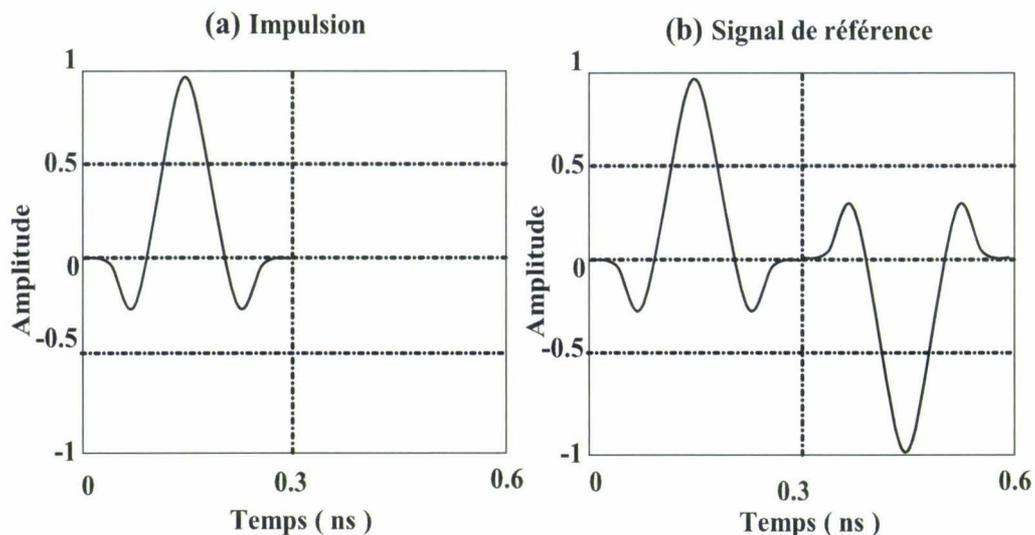


FIG. 2.9 – L'impulsion et le signal de référence au récepteur.

$n(t)$ est le bruit additif blanc gaussien, avec une densité spectrale de puissance égale à $\frac{N_0}{2}$ à l'entrée du récepteur. La figure 2.10 montre d'une façon générale le schéma de notre chaîne de communication.

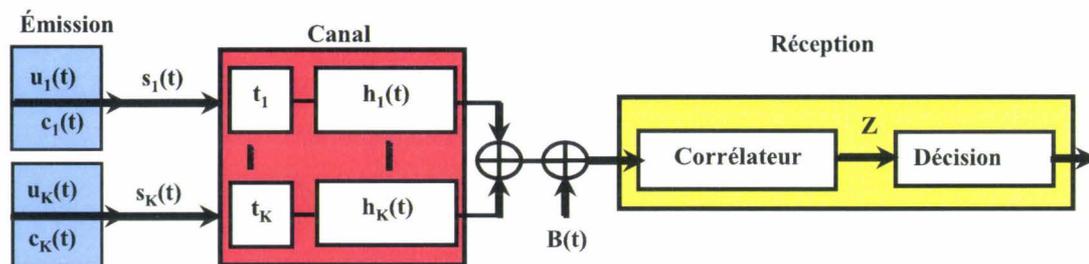


FIG. 2.10 – La chaîne de communication.

A la réception nous utilisons un récepteur simple utilisateur à corrélation. Le signal reçu est corrélé avec le signal de référence. Dans un premier temps, un récepteur à bruit gaussien est utilisé et la variable de décision est comparée à un seuil nul.

La sortie du corrélateur est donnée par :

$$\begin{aligned} Z &= \int_0^{N_s T_s} r(t) m(t) dt \\ &= \int_0^{N_s T_s} \sum_{k=1}^{N_u} \left(\sum_{l=1}^{L_k} \alpha_{kl} S^{(k)}(t - \tau_{kl}) + n(t) \right) m(t) dt \end{aligned} \quad (2.15)$$

$m(t)$ est le signal de référence du filtre adapté :

$$m(t) = \sum_{j=0}^{N_s-1} \left(P_0(t - jT_s - c_j^{(u)} T_c) - P_0(t - jT_s - c_j^{(u)} T_c - \epsilon) \right) \quad (2.16)$$

u fait référence à l'utilisateur que nous voulons décoder. N_s est la longueur du code de répétition. A 60 GHz, les limitations de puissance ne sont pas aussi restrictives que pour l'UWB entre 3 et 10 GHz. En conséquence, nous prenons pour la suite $N_s = 1$. Après la corrélation, les échantillons de Z peuvent s'écrire sous la forme suivante [12] :

$$Z = Z_u + Z_{MPI} + Z_{MAI} + Z_n \quad (2.17)$$

Z_u , Z_{MPI} , Z_{MAI} et Z_n sont, respectivement, les contributions du signal utile, de l'interférence multi-trajets, de l'interférence due aux accès multiples (multi-utilisateurs) et du bruit additif.

Avant de calculer les échantillons Z_u , Z_{MPI} et Z_{MAI} , nous introduisons la notation suivante qui précise la position des impulsions :

$$\tau_{k,l,1}^{(u)} = (c_j^{(k)} - c_j^{(u)}) T_c + a_j^{(k)} \epsilon + \tau_{kl} + \delta^{(k)} \quad (2.18)$$

$$\tau_{k,l,2}^{(u)} = (c_j^{(k)} - c_j^{(u)}) T_c + (a_j^{(k)} - 1) \epsilon + \tau_{kl} + \delta^{(k)} \quad (2.19)$$

Notons aussi que $C_{P_0}(t)$ est la fonction de corrélation de l'impulsion.

$$C_{P_0}(t) = \int_0^{T_s} P_0(t) \cdot P_0(t - t) \cdot dt \quad (2.20)$$

Dans notre système ; une impulsion débutant dans un intervalle défini entre $-T_m + T_j$ et $T_m + \epsilon + T_j$, Où :

$$T_j = jT_s + c_j^{(u)} T_c \quad (2.21)$$

va générer de l'interférence pour notre variable de décision. Les figures 2.11 (a) et (c) présentent des cas où le produit de corrélation entre l'impulsion interférente et le masque de corrélation est faible. Cependant, dans la figure 2.11b, comme l'impulsion tombe complètement dans l'intervalle du masque de corrélation et donc l'interférence générée risque d'être plus élevées que dans les cas précédents.

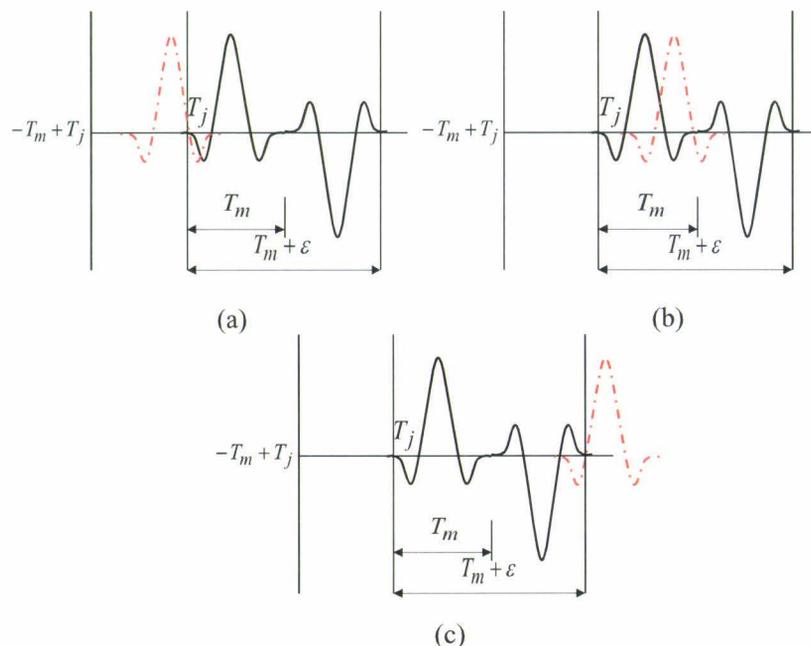


FIG. 2.11 – L'intervalle d'intégration au récepteur..

Les échantillons de Z_u Pour obtenir Z_u , nous échantillonons sur le trajet principal $l = i$ et nous supposons une synchronisation parfaite (le décalage τ_{ui} égal à zéro ainsi que la phase du trajet i de l'utilisateur u et le décalage $\delta^{(u)}$). Nous pouvons alors écrire le signal utile Z_u de la façon suivante :

$$\begin{aligned}
 Z_u &= \gamma^{(u)} \alpha_{ui} \int_{T_j}^{T_m + \epsilon + T_j} S^{(u)}(t) \cdot m(t) \cdot dt \\
 &= \gamma^{(u)} \alpha_{ui} \int_{T_j}^{T_m + \epsilon + T_j} \sum_{j=-\infty}^{+\infty} P_0 \left(t - jT_s - c_j^{(u)} T_c - a_j^{(u)} \epsilon \right) \cdot \\
 &\quad \left(P_0 \left(t - jT_s - c_j^{(u)} T_c \right) - P_0 \left(t - jT_s - c_j^{(u)} T_c - \epsilon \right) \right) \\
 &= \gamma^{(u)} \alpha_{ui} \sqrt{E^{(u)}} \left[C_{P_0} \left(a_j^{(u)} \epsilon \right) - C_{P_0} \left(\left(a_j^{(u)} - 1 \right) \epsilon \right) \right] \quad (2.22)
 \end{aligned}$$

$$Z_u = (-1)^{a_j^{(u)}} [1 - C_{P_0}(\epsilon)] \gamma^{(u)} \cdot \alpha_{ui} \sqrt{E^{(u)}} \quad (2.23)$$

Les deux termes $(-1)^{a_j^{(u)}}$ et $(1 - C_{P_0}(\epsilon))$ déterminent le signe de Z_u . Quand $a_j = 0$, Z_u est positif et pour $a_j = 1$, Z_u est négatif.

Les échantillons de Z_{MPI} Dans le bruit multi-trajets, nous prenons en considération l'effet de tous les trajets de l'utilisateur désiré sur le signal reçu, mis à part le trajet principal ($l = i$). Les échantillons de Z_{MPI} peuvent s'écrire de la façon suivante :

$$\begin{aligned}
Z_{MPI} &= \gamma^{(u)} \sum_{l=1, l \neq i}^{L_k} \alpha_{ul} \int_{T_j}^{T_m + \epsilon + T_j} S^{(u)}(t - \tau_{ul}) \cdot m(t) \cdot dt \\
&= \gamma^{(u)} \sum_{l=1, l \neq i}^{L_k} \alpha_{ul} \int_{T_j}^{T_m + \epsilon + T_j} P_0 \left(t - jT_s - c_j^{(u)} T_c - a_j^{(u)} \epsilon - \tau_{ul} \right) \\
&\quad \left(P_0 \left(t - jT_s - c_j^{(u)} T_c \right) - P_0 \left(t - jT_s - c_j^{(u)} T_c - \epsilon \right) \right) \\
&= \gamma^{(u)} \sum_{l=1, l \neq i}^{L_k} \alpha_{ul} \sqrt{E^{(u)}} \left[C_{P_0} \left(a_j^{(u)} \epsilon + \tau_{ul} \right) - C_{P_0} \left(\left(a_j^{(u)} - 1 \right) \epsilon + \tau_{ul} \right) \right] \quad (2.24)
\end{aligned}$$

$$Z_{MPI} = \gamma^{(u)} \sum_{l=1, l \neq i}^{L_k} \alpha_{ul} \sqrt{E^{(u)}} \left[C_{P_0}(\tau_{u,l,2}^{(u)}) - C_{P_0}(\tau_{u,l,1}^{(u)}) \right] \quad (2.25)$$

Notons ici que Z_{MPI} depend surtout de l'intercorrélacion entre les impulsions des trajets réfléchis et le masque de corrélation.

Les échantillons de Z_{MUI} L'interférence due aux accès multiples est la contribution de tous les autres utilisateurs ($k \neq u$), l'effet multi-trajets de ces interférents étant inclus. Alors nous avons :

$$\begin{aligned}
Z_{MAI} &= \sum_{k=1, k \neq u}^{N_u} \gamma^{(k)} \sum_{l=1, l \neq i}^{L_k} \alpha_{kl} \int_{T_j}^{T_m + \epsilon + T_j} S^{(u)}(t - \tau_{kl} - \delta^{(k)}) \cdot m(t) \cdot dt \\
&= \sum_{k=1, k \neq u}^{N_u} \gamma^{(k)} \sqrt{E^{(k)}} \sum_{l=1, l \neq i}^{L_k} \alpha_{kl} \int_{T_j}^{T_m + \epsilon + T_j} \sum_{j=-\infty}^{+\infty} P_0 \left(t - jT_s - c_j^{(k)} T_c - a_j^{(k)} \epsilon - \tau_{kl} - \delta^{(k)} \right) \\
&\quad \left(P_0 \left(t - jT_s - c_j^{(u)} T_c \right) - P_0 \left(t - jT_s - c_j^{(u)} T_c - \epsilon \right) \right) \cdot dt \\
&= \sum_{k=1, k \neq u}^{N_u} \gamma^{(k)} \sqrt{E^{(k)}} \sum_{l=1, l \neq i}^{L_k} \alpha_{kl} \left[C_{P_0} \left(\left(c_j^{(k)} - c_j^{(u)} \right) T_c + a_j^{(k)} \epsilon + \tau_{kl} + \delta^{(k)} \right) \right. \\
&\quad \left. - C_{P_0} \left(\left(c_j^{(k)} - c_j^{(u)} \right) T_c + \left(a_j^{(k)} - 1 \right) \epsilon + \tau_{kl} + \delta^{(k)} \right) \right] \quad (2.26)
\end{aligned}$$

$$Z_{MAI} = \sum_{k=1, k \neq u}^{N_u} \gamma^k \sqrt{E^{(k)}} \sum_{l=1, l \neq i}^{L_k} \alpha_{kl} \left[C_{P_0}(\tau_{k,l,2}^{(u)}) - C_{P_0}(\tau_{k,l,1}^{(u)}) \right] \quad (2.27)$$

Z_{MAI} dépend principalement de la fonction d'intercorrélation entre le masque de corrélation et tous les signaux qui interfèrent sur le lien utile. Comme le suggère (2.27) et (2.23), le produit $\gamma^k \sqrt{E^{(k)}}$ aura une influence essentiel sur le rapport signal à interférence d'accès multiples. Dans un scénario centralisé nous pouvions envisager d'assurer des valeurs constantes pour tous les utilisateurs (contrôle de puissance parfait). Cependant, dans une configuration *ad hoc*, ceci n'est pas envisageable. Nous verrons que la disparité des puissances reçues modifie largement la nature même du bruit.

La prise de décision : La prise de décision est basée sur la méthode de maximum de vraisemblance (ML). Le détecteur est optimum si le bruit est additif et gaussien. Si nous partons sur l'hypothèse gaussienne, la décision est prise en comparant Z avec un seuil nul suivant la règle suivante :

$$\begin{cases} Z > 0 & a = 0 \\ Z < 0 & a = 1 \end{cases} \quad (2.28)$$

Le taux d'erreur binaire moyen P_{cb} peut s'écrire de la façon suivante :

$$\begin{aligned} P_{cb} &= \frac{1}{2} \mathbb{P}(Z < 0 | a_j = 0) + \frac{1}{2} \mathbb{P}(Z > 0 | a_j = 1) \\ &= \mathbb{P}(Z < 0 | a_j = 0) \end{aligned} \quad (2.29)$$

$P(X)$ dénote la probabilité de l'évènement X .

En fait, dans un contexte *ad hoc*, la distribution du signal à la sortie du récepteur n'est généralement pas gaussienne. Nous proposons dans le chapitre 4 une modélisation par les processus α -stable. Dans ce cas la règle de décision présentée précédemment (2.28) n'est pas optimale. Nous préférons un récepteur différent et proposons l'utilisation d'un récepteur de Cauchy.

2.8 Résultats et Discussions

Dans cette partie, nous commençons par l'explication de l'algorithme utilisé dans les simulations pour déterminer la probabilité d'erreurs binaires. Nous présentons ensuite quelques résultats de taux d'erreurs binaire (TEB) pour les différents scénarios donnés dans le chapitre 1.3.4 et enfin nous étudions La probabilité d'erreurs par paquet (P) pour constater que l'apparition des erreurs varie fortement d'un paquet à un autre.

2.8.1 Algorithme de simulation

Nous employons les résultats analytiques obtenus à partir de (2.23), (2.25) et (2.27) pour étudier les performances du système en présence des interférences multi-trajets et multi-utilisateurs. Les étapes suivies pour obtenir les performances dans notre système (TH-PPM-UWB asynchrone) sont brièvement décrites dans l'algorithme suivant :

Calcul rapide du TEB : En prenant en considération le modèle de canal présenté dans (1.19), nous pouvons déduire les performances du système proposé :

- *définition des paramètres* : N_b (nombre de bits), T_s , T_m , T_c , N_h , ϵ , SNR , N_u ;
- *génération* :
 - les données (a_j) et les codes (c_j) ;
 (a_j) est une séquence aléatoire de 1 et de 0 où $P(a_j = 0) = P(a_j = 1) = \frac{1}{2}$.
 Les (c_j) sont générés à partir de séquences binaires aléatoires où n bits successifs sont associés pour former des entiers entre 0 et $2^n - 1$;
 - les atténuations des canaux $(\gamma^{(k)})$.
 Les $(\gamma^{(k)})$ sont tirés aléatoirement à partir des distributions obtenues dans le chapitre 1.3.6 ;
 - les atténuations multi-trajets (α_{kl}) , les retards des utilisateurs $(\delta^{(k)})$ et les retards de multi-trajets (τ_{kl}) . Ils sont générés à partir du modèle multi-trajets présentés dans le chapitre 1.4 ;
- *opération de corrélation pour chaque bit d'information* : nous recherchons toutes les impulsions qui débutent dans l'intervalle $[-T_m + T_j, T_m + \epsilon + T_j]$, et influencent la variable de décision Z .
 Nous déterminons le décalage avec le signal de référence ;
 - Résoudre (2.23) pour obtenir Z_u ;
 - Trouver tous les trajets interférents et résoudre (2.25) pour obtenir Z_{MPI} ;
 - Trouver tous les utilisateurs interférents (en prenant en compte les trajets réfléchis) et résoudre (2.27) pour obtenir Z_{MAI} ;
 - Générer Z_n (un bruit blanc gaussien) ;
 - Calculer Z à la sortie du corrélateur ;
- *Prise de décision* : comparer Z avec le bit émis (a_j) ;
- *Calculer le TEB (taux d'erreur binaire)*.

Dans la suite nous présentons l'évaluation des performances d'un système TH-PPM-UWB dans un environnement *ad hoc*. Ces performances ont été évaluées à l'aide du logiciel Matlab. Le modèle du canal multi-trajets présenté dans le chapitre 1.4.2 ainsi que les deux scénarios de définition du voisinage sont employés pour obtenir nos résultats de simulation. Les valeurs de paramètres de simulation sont données sur la figure 2.12.

Aucun contrôle de puissance n'est envisagé si bien que chaque utilisateur transmet à la même puissance ($E_k = E$ pour tout k).

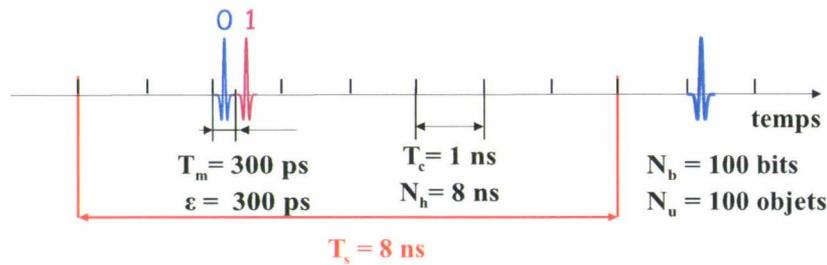


FIG. 2.12 – Les paramètres de simulation.

Dans la suite nous allons évaluer les performances du système par deux critères : le taux d'erreur binaire (TEB) et le nombre d'erreurs par paquet.

2.8.2 Le taux d'erreur binaire (TEB)

Pour mesurer ou simuler les performances d'un système de transmission numérique, on utilise un estimateur du taux d'erreur binaire (TEB), défini par $P_{eb} = \frac{N_e}{N}$, où N_e est le nombre de bits erronés et N le nombre total de bits émis.

Le TEB dans cette partie sera évalué pour différentes valeurs du rapport signal à bruit (SNR) en étudiant l'impact de différents paramètres :

- le type d'antenne utilisé aux émetteurs et aux récepteurs ;
- le nombre d'objets dans la salle (N_u) ;
- la définition du voisinage (la présence ou l'absence de zone interdite pour l'émission autour des récepteurs) ;

2.8.2.1 Le TEB en fonction du type d'antennes

Dans cette partie nous allons déterminer le TEB en fonction du choix d'antennes à l'émission et à la réception. Quatre situations sont à l'étude comme indiqué dans le cha-

pitre 1.3.4. Dans la figure 2.13 nous constatons l'amélioration des performances quand

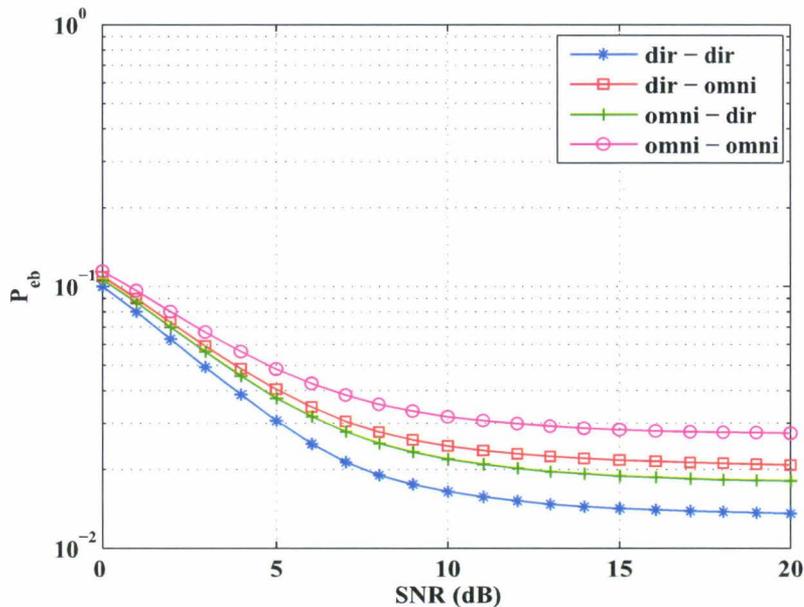


FIG. 2.13 – Le TEB pour différents scénarios d'antennes en fonction de SNR.

des antennes directives sont utilisées. En effet de telles antennes directives au niveau des émetteurs et des récepteurs ajoutent une division spatiale supplémentaire dans le réseau *ad hoc*, améliorant les performances par rapport au cas des antennes omnidirectionnelles. Cependant les antennes directives augmentent la complexité du routage et de l'acheminement des informations. Un scénario où nous employons des antennes omnidirectionnelles aux émetteurs et directives aux récepteurs (ou vice versa) présente un compromis entre la qualité du service (les performances) et la complexité du routage.

2.8.2.2 Le TEB en fonction de la définition du voisinage

Précédemment, nous avons étudié les performances du système dans le cas d'un réseau sans zone interdite de transmission (SZIT). Dans le cas d'un réseau où nous considérons des zones interdites pour les émetteur (AZIT), nous améliorons nettement les performances en terme de TEB. Nous constatons dans la figure 2.14 que nous obtenons toujours de meilleures performances en utilisant des antennes directives.

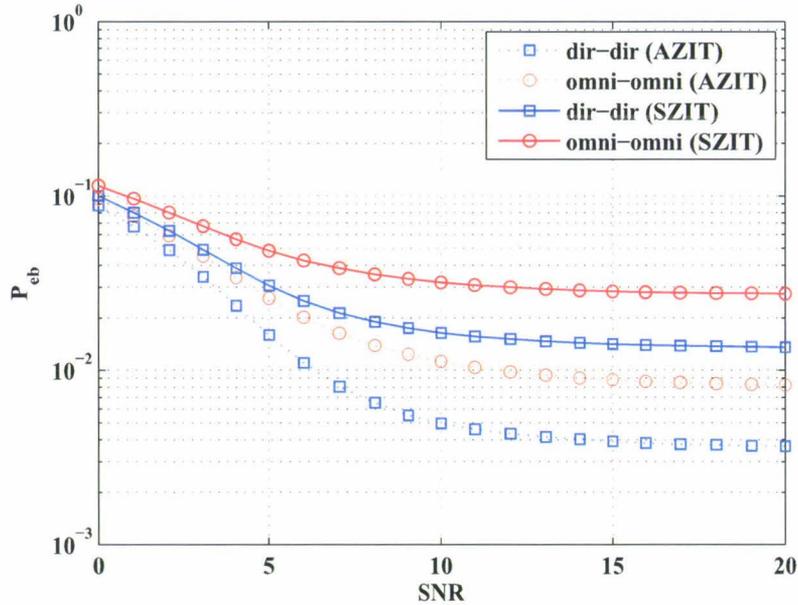


FIG. 2.14 – Comparaison entre Le TEB dans les cas sans et avec ZIT pour différents scénarios d'antennes.

La mise en place d'une zone où les transmissions sont interdites peut se faire au niveau des protocoles de la couche MAC du réseau. L'effet de cette zone est de supprimer les interférents proches, reçus avec une puissance nettement supérieure que la puissance utile. L'amélioration constatée des performances montre qu'il est essentiel de mettre en place une stratégie efficace contre ces utilisateurs. Le chapitre 3 proposera une étude plus approfondie sur la nature de l'interférence engendrée par les interférents forts. A noter que l'introduction de la zone interdite réduit le nombre moyen d'interférents (il y a moins de liens actifs simultanés) et il faut donc modérer l'amélioration des performances observées.

2.8.2.3 Le TEB en fonction du nombre d'objets dans la salle

La figure 2.15 montre qu'en augmentant le nombre d'objets dans la salle, nous dégradons les performances du système. Cette augmentation a deux conséquences : elle réduit la distance des liens actifs et permet donc d'avoir un gain au niveau de la puissance utile reçue. Dans le même temps la puissance interférente va croître du fait de l'augmentation du nombre de liens interférents. Le premier aspect limite l'effet du second et limite donc

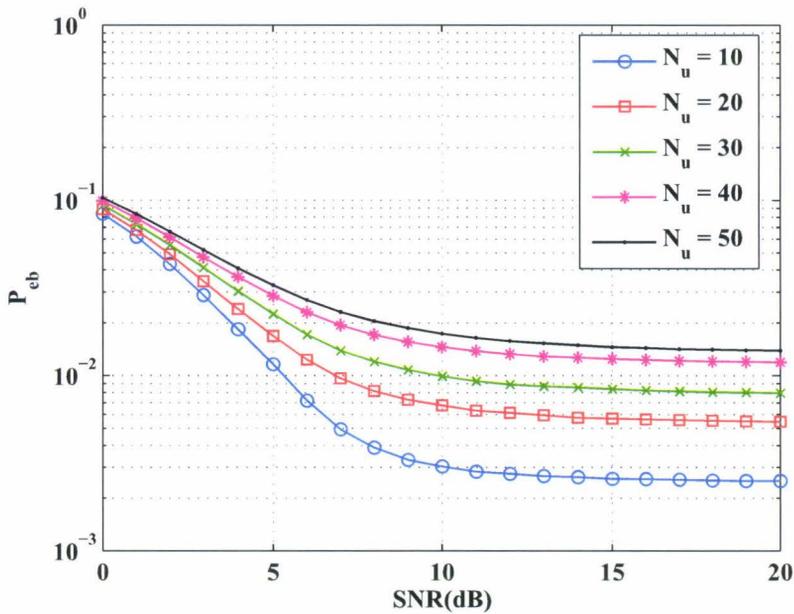


FIG. 2.15 – Le TEb en variant le nombre d'objets N_u dans la salle pour le cas d'un scénario dir-dir.

la dégradation des performances, comme nous le verrons dans le paragraphe suivant en comparant avec un réseau centralisé. Cependant, cette conclusion dépend des algorithmes de routage et, en particulier, de la façon dont sont choisis les liens utiles.

Nous allons maintenant comparer les performances de notre système en configuration *ad hoc* avec un réseau centralisé. Pour un SNR de 15 dB comme le montre la figure 2.16, La dégradation des performances en augmentant le nombre de transmissions simultanées dans un réseau centralisé est plus flagrante que dans un réseau *ad hoc* avec des antennes directives.

Cela peut être expliqué par le fait que dans un réseau centralisé nous ne disposons que de la technique à saut temporel permettant les accès multiples, alors que, dans une situation *ad hoc*, nous avons en plus une diversité spatiale qui permet de les gérer. Une communication dans une région lointaine de la pièce n'interférera pas sur notre lien utile de communication.

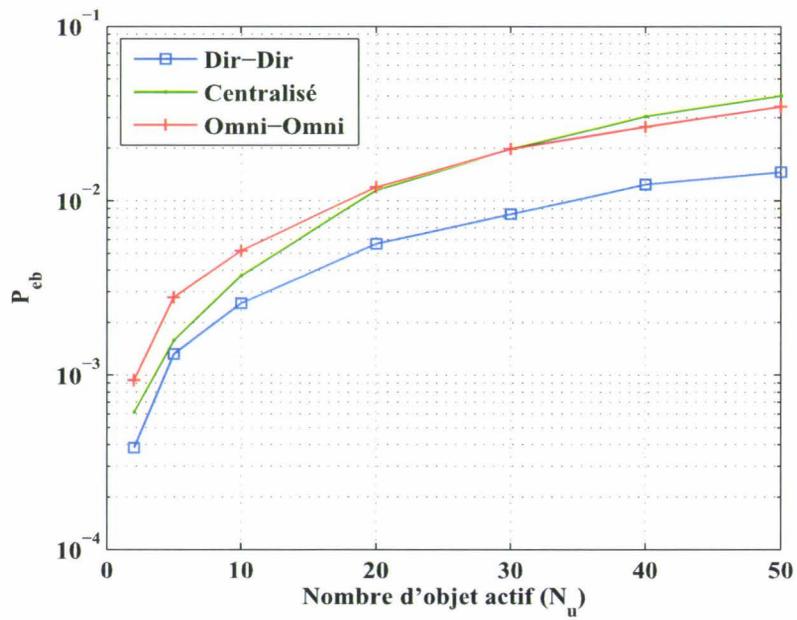


FIG. 2.16 – Le TEB pour différents scénarios d'antennes en fonction du nombre d'objets dans la salle pour le cas SNR=15 dB.

2.8.3 La probabilité d'erreurs par paquet (P)

Dans cette partie nous traçons la probabilité d'avoir plus de n_e bits erronés dans un paquet : $P = \mathbb{P}(N > n_e)$ où N est le nombre d'erreurs dans un paquet.

Si le TEB dans un réseau *ad hoc* est meilleur que dans un réseau centralisé, le comportement du taux d'erreurs paquets nécessite une étude plus approfondie.

La figure 2.17 est obtenue pour des paquets de 1000 bits. Si nous étudions les valeurs prises par P pour un n_e faible, nous constatons qu'elles sont supérieures dans le cas du réseau centralisé.

$[\mathbb{P}(N > n_e)]_{centralise} > [\mathbb{P}(N > n_e)]_{adhoc}$ pour $n_e > 45$ avec des antennes omnidirectionnelles et $n_e > 95$ avec des antennes directionnelles.

Cela signifie que plus de paquets sont erronés dans le cas centralisé. Cependant la tendance s'inverse pour de fortes valeurs de n_e . Cela signifie que la probabilité d'avoir beaucoup d'erreurs sur un seul paquet est supérieure dans le cas des réseaux *ad hoc*. Comme sur la durée d'un paquet les conditions de transmission restent inchangées, cela signifie que l'interférence varie beaucoup plus d'un paquet à l'autre dans le cas *ad hoc*. Ceci souligne l'effet des interférents proches.

Un codage canal pourrait alors être plus efficace dans un réseau centralisé que dans un réseau *ad hoc* et un schéma de codage efficace pourrait permettre l'amélioration du taux d'erreurs paquets.

Dans le cas *ad hoc*, l'augmentation de la puissance du code de correction n'augmentera pas nécessairement de manière importante le nombre de paquets reçus sans erreurs, (à moins que le changement des conditions de transmission soit assez rapide et qu'un entre-lancement efficace puisse être implémenté). Un compromis entre la puissance du code de correction et le nombre de paquets retransmis doit être établi.

La figure 2.18 présente P quand le nombre d'objets augmente dans la pièce.

L'augmentation de P avec le nombre d'objets est sensible pour un nombre d'erreurs par paquet assez grand. En effet l'augmentation de la densité accroît le risque d'avoir des interférents forts et donc des paquets fortement erronés.

Nous notons cependant que l'effet du passage de 75 à 100 objets n'est pas flagrant et que la densité d'objets n'a qu'un effet modéré sur les performances du réseau.

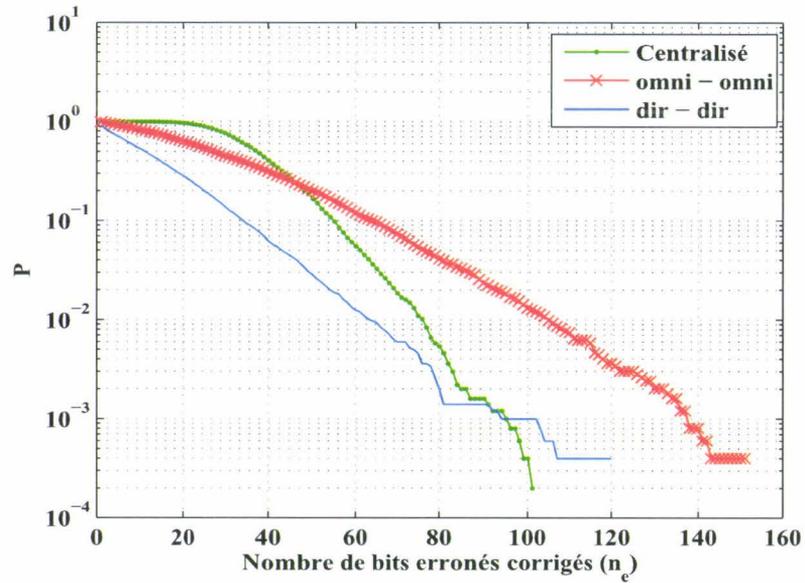


FIG. 2.17 – P pour différents scénarios de réseau en fonction du nombre de bits erronés par paquet.

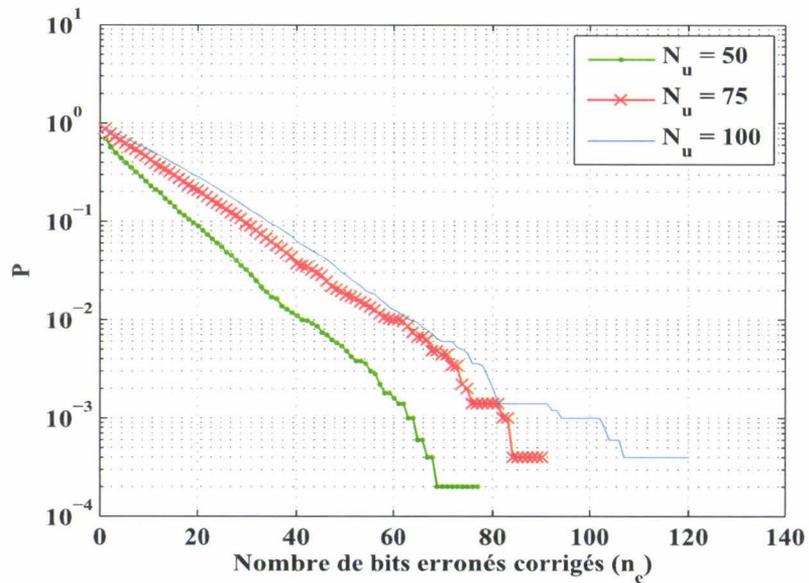


FIG. 2.18 – Le P en variant le nombre d'objets dans la salle pour le cas d'un scénario dir - dir.

2.9 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté une étude générale sur la technique UWB et ses applications. Nous avons en particulier présenté quelques techniques d'étalement et de modulation possibles. Ensuite, le système que nous avons choisi de développer (TH-PPM-UWB) a été présenté en détail.

En nous basant sur cette étude analytique du système, nous avons développé un algorithme de simulation pour évaluer les performances du système en terme de taux d'erreur binaire et taux d'erreurs paquets.

Nous avons alors pu simuler dans différentes configurations les performances du système et étudier l'impact de quelques aspects matériels et réseaux. Par exemple l'utilisation d'antennes directives à l'émission et à la réception ou l'introduction d'une zone de transmission interdite améliorent nettement les performances du système. Nous avons également comparé le comportement du réseau *ad hoc* par rapport au réseau centralisé et notamment la répartition des erreurs sur les différents paquets.

Dans la suite du mémoire nous étudierons plus précisément l'interférence d'accès multiples et nous en proposerons un modèle non gaussien pour modéliser ces interférences.

Bibliographie

- [1] T. W. Barrett, "History of Ultrawideband (UWB) Radar and Communications : Pioneers and Innovators," in *Progress In Electromagnetics Symposium 2000*, Cambridge, MA,, Jul. 2000.
- [2] A. F. Molisch, "Ultra-Wide Bandwidth Systems and Channels," in *COST 273*, Lunds universitet, Sweden,, Jun. 2004.
- [3] M. Z. Win and R. A. Scholtz, "On the Robustness of Ultra-Wide Bandwidth Signals in Dense Multipath Environments," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 2, no. 2, Feb. 1998.
- [4] M. Win and R. Scholtz, "Impulse Radio : How it Works," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 2, no. 2, pp. 36–38, Feb. 1998.
- [5] R. S. F. Ramirez-Mireles, "Wireless Multiple-Access Using SS Time-Hopping and Block Waveform Pulse Position Modulation, Part2 : Multiple Access Performance," in *Proceedings ISITA Symposium*, Oct. 1998.
- [6] S. Y. S. Kim, K.H. Park, "Time Hopping Sequence Based on Pseudo Random Codes for Ultra Wideband Impulse Radio Systems," in *ITC-CSCC 2002*, Phuket, Thailand, Jul. 2002, pp. 1350–1353.
- [7] J. H. Reed, *An Introduction to Ultra Wideband Communication Systems*. Prentice-Hall, 2005.
- [8] J. G. Proakis and M. Salehi, *Communication Systems Engineering*. Prentice-Hall, 194.
- [9] G. Durisi and S. Benedetto, "Performance Evaluation of Time Hopping UWB Systems in the Presence of Multiuser Interference," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 7, pp. 224–226, May 2003.
- [10] P. Smulders, "Exploiting the 60 GHz Band for Local Wireless Multimedia Access : Prospects and Future Direction," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 40, no. 1, pp. 140–147, Jan. 2002.
- [11] N. Deparis, *Liaisons Numériques Haut débit Ultra Large Bande Transposées Autour de 60 GHz pour Objets Mobiles Communicants*. Thèse de Doctorat de l'Université des Sciences et Technologies de Lille, 2007.
- [12] A. N. S. Niranjayan and B. Kannan, "Delay Tuning Based Transmit Diversity Scheme for TH-PPM UWB : Performance with RAKE Reception and Comparison with Multi

RX Schemes,” in *Joint International Workshop on UWBST and IWUWBS*, Kyoto, Japan,, May 2004.

ÉTUDE DE LA NATURE D'INTERFÉRENCE DUE AUX ACCÈS MULTIPLES

Sommaire

3.1	Introduction	78
3.2	Expression de la probabilité d'erreur binaire	79
3.3	La Distribution Gaussienne Généralisée	82
3.4	La distribution α-Stable	85
3.4.1	Généralités	85
3.4.2	Estimation des paramètres	87
3.5	Résultats et Discussions	90
3.6	Conclusion	96
	Bibliographie	97

3.1 Introduction

Dans un système TH-PPM-UWB pour des réseaux *ad hoc*, un terme limitant fortement la performance du système est l'interférence due aux accès multiples (MAI : Multiple Access Interference). Si dans le cas du DS-CDMA (Direct Sequence Code Division Multiple Access) et dans un réseau centralisé le problème a été largement abordé dans la littérature, la technique à saut temporel dans une configuration *ad hoc*, que nous considérons, modifie fortement la nature de cette interférence. Dans les réseaux *ad hoc*, nous n'employons pas de contrôle de puissance. Nous voyons alors apparaître des interférentes fortes puissances qui perturbent la communication. Ceci est problématique quelle que soit la technique d'étalement utilisé avec le CDMA. La technique TH est mieux adaptée que la technique DS dans des scénarios sans contrôle de puissance. Elle permet aux utilisateurs d'éviter les interférences mais elle augmente la nature impulsive du bruit. Ainsi le bruit résultant n'est plus forcément gaussien et de nouveaux modèles doivent être développés.

L'hypothèse gaussienne standard (SGA : Standard Gaussian Assumption) a été utilisée pour estimer le taux d'erreur binaire (TEB) dans [1]. Elle est basée sur l'hypothèse que la distribution du MAI peut être traitée comme un bruit gaussien additif avec une densité spectrale uniforme sur la bande de fréquence d'intérêt. Cependant, il a été montré dans [2] que la SGA sous-estime considérablement le TEB dans un système TH-PPM pratique. La validité du SGA augmente avec le nombre d'utilisateurs interférents [1], mais elle ne permet pas de prédire suffisamment l'impact de MAI sur le TEB. [3] propose une méthode où il optimise les codes pour minimiser la variance du MAI et améliorer les performances du système. Ceci ne serait pas possible si l'hypothèse gaussienne était vérifiée car le MAI ne dépendrait pas de la réalisation des codes. Les améliorations obtenues confirment donc la nature non gaussienne du MAI.

Plusieurs méthodes d'estimation plus précise du TEB ont été proposées. Dans [4] une estimation semi analytique basée sur la simulation est élaborée en utilisant les résultats d'une approximation (GQR : Gaussian Quadrature Rules) d'une intégrale définie. Cependant le problème de la GQR est qu'elle requiert un nombre élevé de moments (de 10 à 20) pour caractériser le processus aléatoire du MAI. La complexité de calcul limite l'application de cette méthode et la démarche semi analytique utilisant la simulation n'est ni exacte, ni analytique.

Dans [5], une méthode basée sur la fonction caractéristique (CF : Characteristic Func-

tion) est proposée pour obtenir une expression exacte du TEB pour des systèmes TH-PPM et TH-BPSK UWB dans un bruit blanc gaussien. La méthode CF n'est pas originale, étant donné qu'elle a été utilisée pour déterminer le taux d'erreur symbole pour les communications mono utilisateur affectées par l'interférence entre symboles. Appliquée à l'estimation du MAI, la méthode CF fournit une formule analytique exacte du TEB. Cette formule, cependant, inclut des intégrales à la fois finies et infinies, que seule une évaluation numérique permet de calculer. Selon la complexité du calcul consacré à la résolution de ces intégrales, l'estimation est plus ou moins précise.

Une autre méthode d'estimation du TEB dans les systèmes IR-UWB affectés par le MAI a été présentée dans [6]. Dans l'IR-UWB, les bits d'information sont transmis en séquences d'impulsions de courtes durées. Le MAI peut alors être analysé en observant que l'interférence est provoquée par des collisions se produisant entre des impulsions d'origines différentes. En se basant sur cette information, une nouvelle expression analytique du TEB est développée pour un scénario de référence (un système TH-PPM-UWB dans un bruit blanc gaussien adoptant des récepteurs simple utilisateur à décisions pondérées). La méthode proposée nécessite une spécification d'un ensemble de paramètres de système qui est similaire à celle dans des approches basées sur des approximations gaussiennes, mais se révèle plus précise.

Dans notre étude de la nature du MAI, nous considérons une pièce carrée avec les deux scénarios de voisinage décrits dans le chapitre 1.3.4. Nous définissons un maximum de liens actifs et la fonction de densité de probabilité du MAI estimée (f_{MAI}) sera fonction du nombre d'interférents dans la salle. L'impact du voisinage et des antennes sur la nature de MAI sera présenté également.

3.2 Expression de la probabilité d'erreur binaire

Pour calculer la probabilité d'erreur binaire P_{eb} , nous négligeons l'effet des multi-trajets c'est-à-dire $Z_{MPI} = 0$. En effet, dans les réseaux *ad hoc* les liens devraient être courts et directs ce qui veut dire que les multi-trajets transportent peu d'énergie et que leur influence est faible (voir la section 1.4.4). Pour des valeurs données du bruit Z_n et du nombre de liens interférents N_c , nous pouvons écrire la probabilité d'erreur binaire sous la forme suivante :

$$\begin{aligned}
P_{eb|Z_n, N_c} &= \mathbb{P}(Z_{MAI} < -(Z_u + Z_n) | a_j = 0, Z_n, N_c) \\
&= \mathbb{P}(Z_{MAI} < -x | a_j = 0, Z_n, N_c)
\end{aligned} \tag{3.1}$$

$x = \sqrt{E_u}(1 - C_{P_0}(\epsilon)) + Z_n = 1 + Z_n$ (le bit émis est 0, donc $Z_u = 1$, nous choisissons $\sqrt{E_u} = 1$; $C_{P_0}(\epsilon) = 0$). x est une variable aléatoire gaussienne de moyenne de 1 et de variance $\sigma_{Z_n}^2$. Notons que $f_x(x)$ est la fonction de densité de probabilité (pdf : probability density function) de x . Alors :

$$P_{eb|N_c} = \int_{-\infty}^{+\infty} \mathbb{P}(Z_{MAI} < -x | a_j = 0, Z_n, N_c) f_x(x) dx \tag{3.2}$$

Etant donné que les utilisateurs transmettent leurs données indépendamment, la pdf de l'interférence multi-utilisateurs $f_{Z_{MAI}(z)}$ est le produit de convolution des pdf de l'interférence de chaque utilisateur [7]. Cependant, cette dernière pdf n'est pas une distribution triviale, comme le montre la figure 3.2. Nous l'estimons en considérant que les impulsions interférentes N_c tombent dans l'intervalle d'intégration au niveau du récepteur. Il faut pour cela qu'elles débutent dans $[-T_m, T_m + \epsilon]$ si le signal de référence au récepteur commence à 0. Les instants de départ des impulsions interférentes sont des variables indépendantes uniformément distribuées dans cet intervalle. La figure 3.1 présente la fonction de densité de probabilité quand une seule impulsion d'amplitude constante interfère. La figure 3.2 donne un exemple de $f_{Z_{MAI}}$ lorsque dix impulsions interfèrent. Elle montre que les antennes directionnelles réduisent le Z_{MAI} et permettent d'améliorer les performances.

Considérons maintenant N_a liens actifs simultanés. Le nombre de collisions N_c suit une distribution binomiale [8]. $P_E(N_c = i | N_a)$ représente la probabilité que i impulsions interférentes tombent dans l'intervalle d'intégration au récepteur :

$$\mathbb{P}_E(N_c = i | N_a) = C_i^{N_a} p^i (1 - p)^{(N_a - i)} \tag{3.3}$$

$C_i^n = n! / (i!(n - i)!)$ et p est la probabilité qu'une impulsion interférente provoque une collision. Comme les utilisateurs sont complètement asynchrones, la distribution des retards est uniforme sur la trame de l'information. Alors p est égale au rapport entre la durée de l'intervalle d'intégration et la durée de la trame.

$$p = \frac{2T_m + \epsilon}{T_s} \tag{3.4}$$

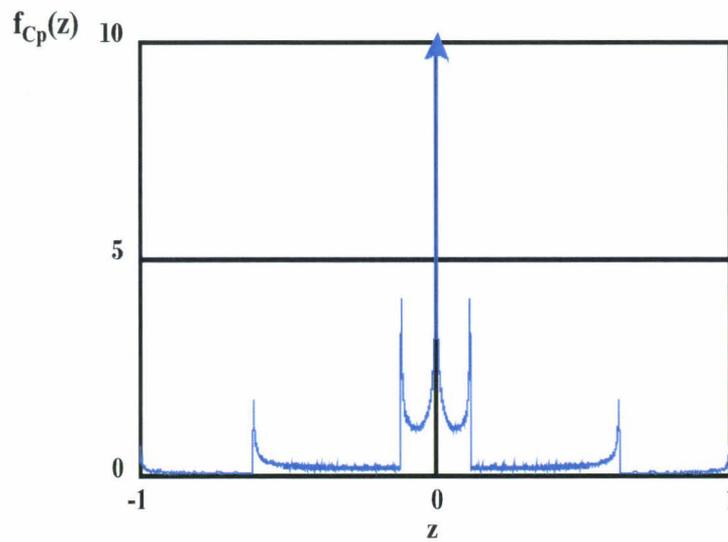


FIG. 3.1 – La fonction de densité de probabilité de Cp_z pour une impulsion interférente avec toujours la même puissance.

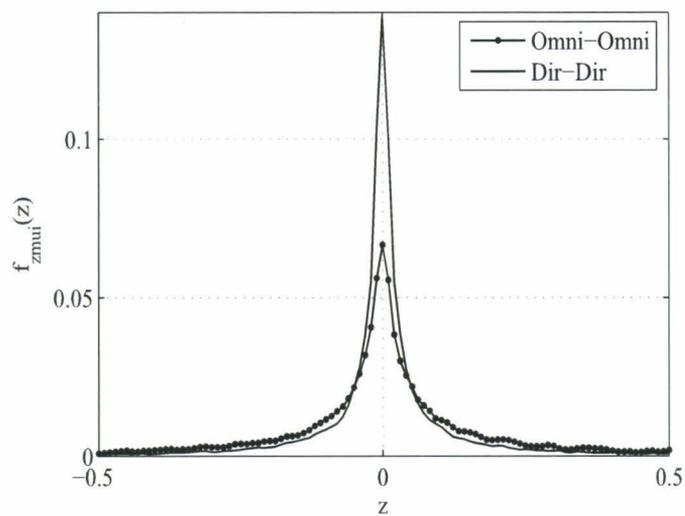


FIG. 3.2 – La fonction de densité de probabilité de Z_{MAI} pour 10 utilisateurs interférents.

Nous supposons que les collisions sont indépendantes. Pour un nombre donné de liens actifs, la probabilité d'erreurs binaires peut alors s'écrire de la façon suivante :

$$P_{eb|N_a} = \sum_{i=0}^{N_a} P_{eb|N_c} \mathbb{P}_E(N_c = i | N_a) \quad (3.5)$$

Enfin, la densité d'utilisateurs dans la salle est prise en compte. Pour un maximum d'utilisateurs N_{max} , la probabilité d'avoir N_a liens actifs dépend de l'algorithme de routage. Ainsi pour une densité donnée :

$$P_{eb} = \sum_{j=0}^{N_{max}/2} P_{eb|j} \mathbb{P}_E(N_a = j) \quad (3.6)$$

Dans ce travail, nous allons proposer trois méthodes d'estimation pour modéliser les distributions de MAI à partir des échantillons de MAI obtenus par simulation. La première est basée sur une approche non paramétrique avec un noyau d'Epanechnikov [9]. Dans l'annexe A, nous présentons brièvement cette méthode pour estimer la densité de probabilité. Les deux autres méthodes sont des distributions paramétriques : la distribution gaussienne généralisée (GGD) et la distribution α -stable, appropriée pour les distributions avec une queue importante. La première devrait être mieux adaptée si l'interférence est de nature gaussienne. La seconde pourrait permettre de mieux prendre en compte la nature impulsive du bruit [10] et la configuration en réseau *ad hoc*. A noter que dans un contexte légèrement différent mais ayant des ressemblances significatives, Pinto [11] obtient ce type de distribution pour l'interférence générée par un système UWB. Nous présentons brièvement dans la suite les deux distributions que nous proposons.

3.3 La Distribution Gaussienne Généralisée

La distribution gaussienne est un modèle typique pour modéliser les signaux et les bruits dans différentes applications de la science et de l'ingénierie. Cependant, il y a quelques applications où cette hypothèse ne correspond pas au comportement aléatoire réel des signaux. Par exemple, on utilise la distribution de Laplace pour modéliser les échantillons d'un signal de parole et la GGD pour modéliser le bruit atmosphérique, le codage en sous bandes des signaux audio et vidéo. [12], le bruit impulsif, la direction de l'arrivée, l'analyse en composantes indépendantes [13], la séparation aveugle de signaux [14] etc..

Nous proposons la GGD pour modéliser les échantillons de MAI. Cette distribution est paramétrée de manière à ce que sa moyenne μ et sa variance σ^2 coïncident avec la distribution gaussienne. De plus la GGD a un autre paramètre p nommé le paramètre de forme qui est une mesure de la largeur du pic de la distribution.

Cependant, il n'y a pas d'expression exacte permettant d'estimer p . Ce paramètre détermine la forme de la distribution. Par exemple, pour la distribution gaussienne $p = 2$, pour la distribution de Laplace $p = 1$, et quand p tend vers 0 nous pouvons obtenir une distribution proche de la distribution uniforme. La pdf d'une GGD [15] est donnée par :

$$f_X(x : \mu, \sigma^2, p) = a e^{-(b|x-\mu|)^p} \quad x \in \mathfrak{R} \quad (3.7)$$

Les constantes positives a et b sont données par :

$$a = \frac{bp}{2\Gamma(1/p)} \quad (3.8)$$

et

$$b = \frac{1}{\sigma} \sqrt{\frac{\Gamma(3/p)}{\Gamma(1/p)}} \quad (3.9)$$

$\Gamma(\cdot)$ est la fonction gamma [16] donnée par :

$$\Gamma(x) = \int_0^{\infty} t^{x-1} e^{-t} dt \quad x > 0 \quad (3.10)$$

Varanasi et Aazhang [15] ont proposé l'utilisation des méthodes de maximum de vraisemblance et des moments pour estimer les paramètres de la GGD. Westerink et al [17] ont appliqué une série de tests statistiques adaptés, spécifiquement Kolmogorov-Smirnov et Chi-2 à des données expérimentales pour déterminer la meilleure valeur du paramètre p . Nous avons préféré utiliser une méthode simple proposée dans [12] qui nous permet de trouver la valeur optimale de p en une seule étape, en connaissant la moyenne, la variance, et la moyenne des valeurs absolues des données. Aucun test statistique n'est utilisé et la simplicité du schéma est due à la relation explicite entre la variance $\sigma_{Z_{MAI}}^2$, la moyenne des valeurs absolues des données $E[|Z_{MAI}|]$ et le paramètre de forme p de la pdf d'une GGD.

$$r(p) = \frac{\sigma_{Z_{MAI}}^2}{E[|Z_{MAI}|]} = \frac{\Gamma(1/p) \cdot \Gamma(3/p)}{\Gamma^2(2/p)} \quad (3.11)$$

$r(p)$ est appelée la fonction de rapport d'une GGD.

Pour l'estimation des paramètres de la GGD, les étapes à suivre sont les suivantes :

- Estimer la moyenne (μ) et la variance (σ^2) des échantillons d'interférence $\{Z_{MAI}\}_i$, $1 \leq i \leq M$;

$$\mu_{Z_{MAI}} = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M Z_{MAI_i} \quad (3.12)$$

$$\sigma_{Z_{MAI}}^2 = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M (Z_{MAI_i} - \mu_{Z_{MAI}})^2 \quad (3.13)$$

- Estimer la moyenne des valeurs absolues modifiées ;

$$E [|Z_{MAI}|] = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M |Z_{MAI_i} - \mu_{Z_{MAI}}| \quad (3.14)$$

- Calculer le rapport ρ :

$$\rho = \sigma_{Z_{MAI}}^2 / E^2 [|Z_{MAI}|] \quad (3.15)$$

- Déterminer la solution de l'équation $p = r^{-1}(\rho)$ dans laquelle r est la fonction de rapport d'une GGD de (3.11) en utilisant une méthode numérique.

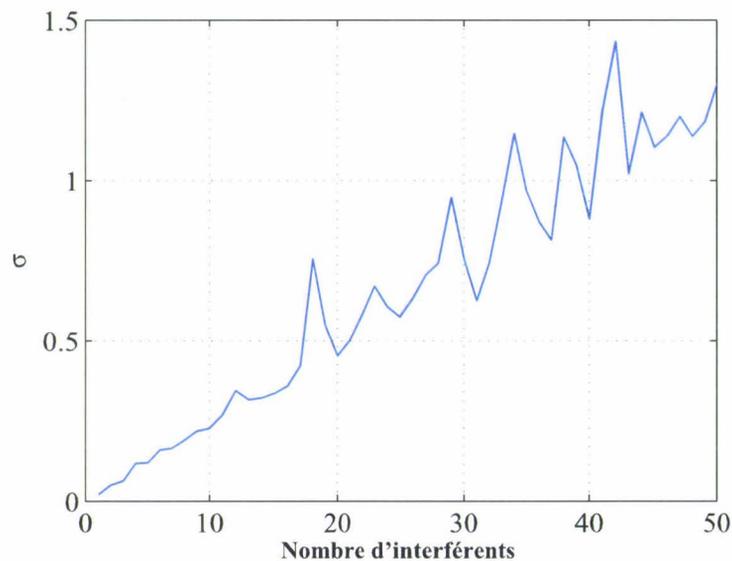


FIG. 3.3 – Les valeurs de la variance (σ) pour un nombre d'interférences variant entre 1 et 50.

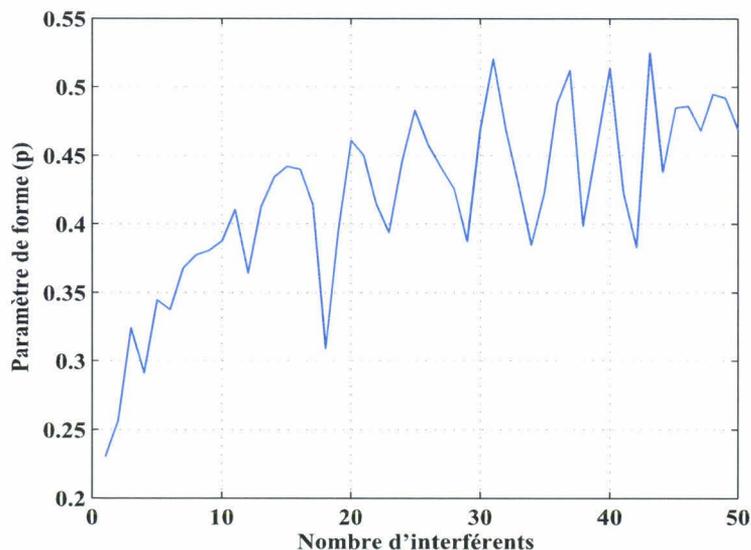


FIG. 3.4 – Les valeurs de paramètre de la forme (p) pour un nombre d'interférents variant entre 1 et 50.

Les figures 3.3 et 3.4 présentent un exemple des valeurs de σ et p pour un nombre d'interférents dans la salle variant entre 1 et 50 pour les paramètres de réseau fixés précédemment dans la section 2.8.1. Nous remarquons une grande variabilité due au comportement asymptotique des estimateurs utilisés, ce sont des estimateurs non consistant, c'est-à-dire leur variance ne converge pas vers zéro.

Sachant p , μ et σ^2 , la pdf (3.7) est connue et le TEB pour un nombre donné d'impulsions interférentes $P_{eb|N_c}$ peut être calculé.

3.4 La distribution α -Stable

3.4.1 Généralités

Les distributions et les variables α -stable sont une généralisation directe des gaussiennes et partagent avec elles de nombreuses propriétés [18]. En particulier :

- la stabilité de la convolution, ce qui veut dire que la convolution de deux distributions stables est aussi stable. En d'autres termes la somme de deux variables aléatoires indépendantes et stables est aussi stable ;

- le théorème de la limite centrale, ce qui signifie que chaque variable aléatoire stable peut être exprimée comme la limite de la distribution d'une somme normalisée de variables aléatoires indépendantes et identiquement distribuées.

Un autre aspect qui rend ces distributions intéressantes pour la modélisation du bruit est le fait qu'elles sont paramétriques. En effet elles sont définies par quatre paramètres. Mais deux seulement seront à déterminer dans le cas qui nous intéresse. Depuis leur découverte par Paul Levy en 1925, de nombreuses connaissances ont été accumulées au sujet des propriétés théoriques de ces distributions. D'autre part elles se sont révélées utiles pour plusieurs champs d'application concernant la modélisation des signaux, surtout les phénomènes où nous avons une forte variabilité incompatible avec les modèles gaussiens.

Excepté les distributions gaussiennes, Cauchy et Lévy qui sont des cas spéciaux de la classe stable, il n'y a pas d'expression exacte de la fonction de densité de probabilité d'une distribution α -stable. Cependant la fonction caractéristique est connue et donnée par :

$$\Phi(\theta) = \begin{cases} \exp\{-\sigma^\alpha |\theta|^\alpha (1 - i\beta \text{sign}(\theta) \tan \frac{\pi\alpha}{2}) + i\mu\theta\} & \text{si } \alpha \neq 1 \\ \exp\{-\sigma |\theta| (1 + i\beta \frac{2}{\pi} \text{sign}(\theta) \ln |\theta|) + i\mu\theta\} & \text{si } \alpha = 1 \end{cases} \quad (3.16)$$

Où :

$$\text{sign}(\theta) = \begin{cases} 1 & \text{si } \theta > 0 \\ 0 & \text{si } \theta = 0 \\ -1 & \text{si } \theta < 0 \end{cases} \quad (3.17)$$

α , σ , β et μ sont les quatre paramètres qui caractérisent la distribution stable :

- α est appelé le paramètre caractéristique ($0 < \alpha \leq 2$) : il mesure l'épaisseur de la queue de la distribution. Donc plus sa valeur est grande moins il est probable d'observer des valeurs éloignées de l'emplacement central ;
- σ est le paramètre de dispersion ($\sigma > 0$) : c'est l'écart type dans le cas d'une distribution gaussienne ;
- β est l'indice de symétrie ($-1 \leq \beta \leq 1$) qui caractérise la dissymétrie de la fonction de densité de probabilité autour de son emplacement central. Quand $\beta = 1$ nous disons que la distribution est totalement biaisée vers la droite ; et elle est symétrique quand $\beta = 0$. Ce sera le cas dans notre étude ;
- μ est le paramètre de localisation ($-\infty < \mu < \infty$) : dans un échantillon observé la plupart des observations se concentrent autour de cette valeur. Il correspond à la moyenne pour $1 < \alpha \leq 2$ et à la médiane pour $0 < \alpha \leq 1$. Pour nous, μ sera nul.

La figure 3.5 représente la fonction de densité de probabilité obtenue pour différentes valeurs des paramètres α et β et illustre leur effet sur le comportement et la forme d'une distribution α -stable.

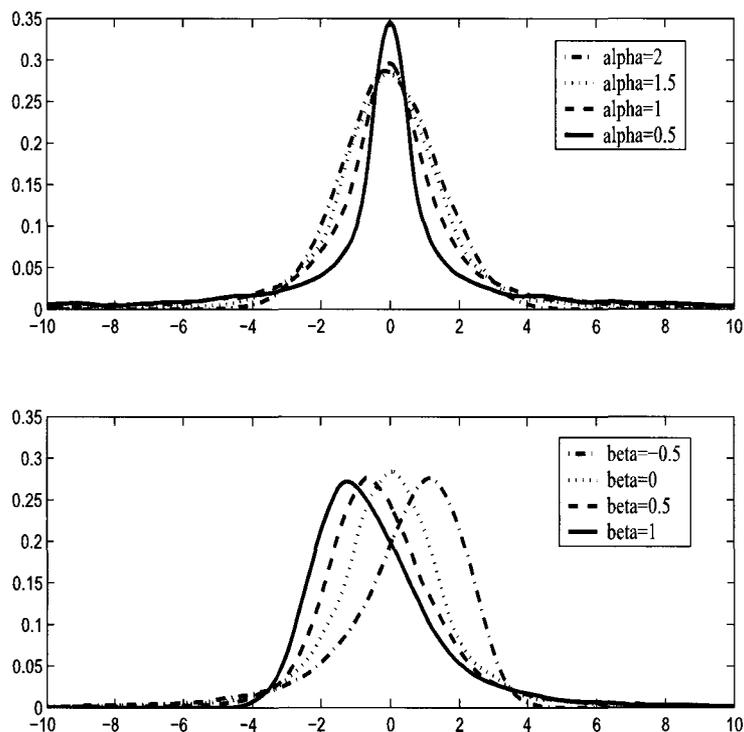


FIG. 3.5 – La fonction de densité de probabilité d'une distribution stable avec $\mu = 0$, $\sigma = 1$ et différentes valeurs de α et β .

3.4.2 Estimation des paramètres

Dû au manque d'expression algébrique exacte des densités de la plupart des variables α -stable, il est difficile de fournir un simple estimateur de leurs paramètres. Cependant dans les situations pratiques, il est très important de les estimer à partir d'un échantillon observé, en particulier les paramètres α et σ .

Plusieurs méthodes ont été proposées dans la littérature. Les plus connues sont les techniques du maximum de vraisemblance, les méthodes quantiles et la méthode basée sur la fonction caractéristique.

- **La méthode du maximum de vraisemblance** : DuMouchel [19] a été le premier à obtenir des évaluations des paramètres α et σ (supposant $\mu = 0$) en utilisant la technique du maximum de vraisemblance (ML : Maximum Likelihood). En ajoutant quelques hypothèses sur l'estimation d' α et la fonction de vraisemblance approchée par des multinomials. DuMouchel [19] a obtenu des estimations plus logiques et asymptotiquement normales. Une autre évaluation directe du ML a été présentée par Brorsen et Yang [20]. Il convient de noter que les techniques de ML sont asymptotiquement efficaces mais difficiles à calculer.
- **La méthode quantile** : Fama et Roll [21] ont fourni des évaluations des paramètres α et σ ($\beta = 0, \mu = 0$) de lois stables symétriques pour $1 < \alpha \leq 2$. Premièrement, ils ont donné une approximation du paramètre σ en employant les propriétés des quantiles d'une variable α -stable symétrique. Deuxièmement, le paramètre α est estimé en employant les propriétés de queue de la distribution. La méthode de Fama et de Roll est simple mais souffre d'une petite polarisation asymptotique dans le α et le σ et de restrictions théoriques concernant μ et β . Afin de surmonter ce problème, McCulloch [22] l'a généralisée et améliorée. Il a fourni des estimateurs consistants des quatre paramètres, quand $0.6 \leq \alpha \leq 2$ tout en maintenant la simplicité de calcul de la méthode Fama et Roll.
- **La méthode de type régression** : Koutrouvelis [23] a présenté une méthode de régression pour estimer les quatre paramètres d'une distribution stable. Elle est basée sur les observations suivantes concernant la fonction caractéristique $\phi(t)$ donnée dans (3.16). Premièrement, à partir de (3.16), nous pouvons obtenir :

$$\log(\log |\phi(t)|^2) = \log(2\sigma^\alpha) + \alpha \log(|t|)$$

Cette dernière équation ne dépend que de α et σ . Nous pouvons ainsi estimer ces paramètres en régressant $y_k = \log(\log |\phi(t_k)|^2)$ sur $w_k = \log(|t_k|)$ dans le modèle :

$$y_k = m + \alpha w_k, \text{ pour } k = 1, 2, \dots, K$$

Où $t_k = \frac{\pi k}{25}$, $m = \log(2\sigma^\alpha)$ et K est un nombre entier choisi entre 9 et 134. D'autre part à partir de (3.16) on obtient également l'équation suivante :

$$\arctan\left(\frac{\text{Im}(\phi(t))}{\text{Re}(\phi(t))}\right) = \mu.t + \beta\sigma^\alpha \text{sign}(\theta) \tan\left(\frac{\pi\alpha}{2}\right)|t|^\alpha.$$

Nous pouvons alors estimer β et μ en régressant $z_l = \arctan\left(\frac{\text{Im}(\phi(u_l))}{\text{Re}(\phi(u_l))}\right)$ sur u_l et

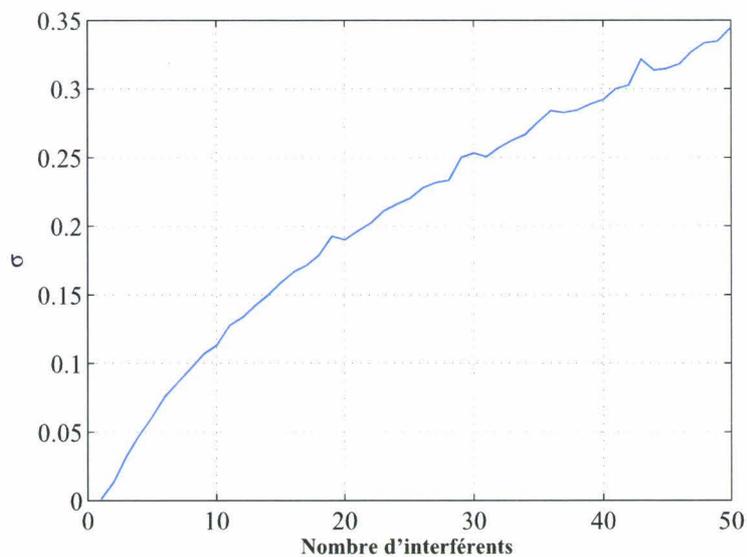


FIG. 3.6 – Les valeurs de la variance (σ) pour un nombre d'interférents variant entre 1 et 50.

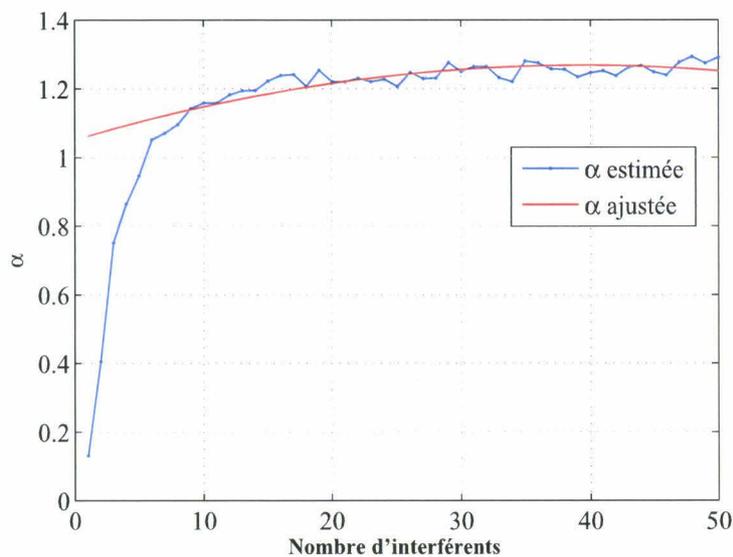


FIG. 3.7 – Les valeurs d' α estimée et α ajustée pour un nombre d'interférents variant entre 1 et 50.

$\text{sign}(u_l)|u_l|^\alpha$ dans le modèle :

$$z_l = \mu \cdot u_l + \beta \sigma^\alpha \cdot \text{sign}(u_l) \tan\left(\frac{\pi\alpha}{2}\right) |u_l|^\alpha, \text{ et } l = 1, \dots, L$$

Où $u_l = \frac{\pi l}{50}$ et L est un nombre entier situé entre 9 et 70. Plus de détails concernant ces techniques sont présentés dans [23].

Plusieurs travaux se sont intéressés à la performance des trois techniques d'estimation décrites précédemment. Il a été démontré que la méthode de régression est légèrement meilleure que les deux autres méthodes (Fama-Roll's et McCulloch's) quand α est proche de 2 [24]. Ceci s'explique par la petite taille des queues quand la distribution s'approche d'une gaussienne ; les méthodes quantiles et spécialement celle de McCulloch, sont légèrement meilleures quand $0.6 \leq \alpha \leq 1.0$. Cependant elles ne peuvent pas être utilisées pour estimer des valeurs inférieures à 0.6.

Dans ce travail nous employons la méthode proposée par Koutrouvelis [23] et basée sur la fonction caractéristique. Elle est simple à mettre en œuvre et elle est la plus précise quand aucun paramètre n'est a priori connu.

Les figures 3.6 et 3.7 montrent des exemples des valeurs estimées de σ et α pour différent nombre d'interférents.

Cependant, quand α est inférieure à 1, l'estimation est inexacte. Ceci se produit quand un très petit nombre d'impulsions interfèrent (moins de 6). Nous avons alors constaté un écart conséquent entre la distribution estimée et la distribution simulée. Nous avons alors procédé à un ajustement polynomial basé sur les valeurs d' α supérieures à 1 (voir la figure 3.7).

Cette solution intuitive n'est pas théoriquement satisfaisante mais d'autres méthodes d'estimation sont alors nécessaires ce qui n'est pas le sujet de cette thèse. Elle devrait nous permettre cependant des interprétations justes sur la nature du bruit.

3.5 Résultats et Discussions

Dans cette partie nous étudions le comportement du MAI en fonction des conditions réseau et matériel, c'est-à-dire la définition du voisinage et le type d'antennes à l'émission et à la réception. Les performances des trois méthodes d'estimation proposées seront également présentées.

D'après l'étude de récepteur indiqué dans chapitre 2.7, nous pouvons écrire un échantillon de MAI comme suit :

$$Z_{MAI} = \int_0^T \left(\sum_{i=1}^{\kappa} \gamma_i f(t - \tau_i) \right) m(t) dt \quad (3.18)$$

κ est le nombre d'interférents dans la pièce, γ_i est l'atténuation du canal, $f(t)$ est la forme d'onde transmise. τ_i est le décalage entre le signal de référence au récepteur et l'impulsion non désirée reçue. $m(t)$ est le signal de référence. Nous pouvons écrire (3.18) sous une forme simplifiée :

$$Z_{MAI} = \sum_{i=1}^{\kappa} \gamma_i \psi_i \quad \text{avec} \quad \psi_i = \int_0^T f(t - \tau_i) m(t) dt \quad (3.19)$$

Dans (3.19), d'une part, les variables aléatoires positives γ_i sont indépendantes et identiquement distribuées et caractérisent la loi de la variable aléatoire Z_{MAI} . D'autre part les ψ_i sont également indépendants et identiquement distribués à valeurs dans l'intervalle $[-1,1]$. Ils possèdent également des densités de probabilité paires.

Supposons maintenant que nous sommes placé dans un trafic dense où le nombre κ d'impulsions interférentes est suffisamment grand. Dans ce cas, si les γ_i ont une variance finies et comme les ψ_i sont bornées alors le produit $\gamma_i \cdot \psi_i$ a une variance finie. Par conséquent, le théorème centrale limite montre que la somme normalisée $Z_{MAI}^{(\kappa)} = \frac{1}{\sqrt{\kappa}} \sum_{i=1}^{\kappa} \gamma_i \psi_i$ converge en loi vers une distribution normale d'écart type σ vérifiant $\sigma^2 = \text{var}(\gamma_i \psi_i)$. Cela veut dire que Z_{MAI}^{κ} est asymptotiquement gaussienne et peut être approchée par une loi gaussienne pour κ assez grand. Cette approximation suggère que, dans le cas de trafic dense, la variables aléatoire $Z_{MAI} = \sum_{i=1}^{\kappa} \gamma_i \psi_i$ peut être modélisée par une distribution gaussienne d'écart type égal à $\sqrt{\kappa \text{var}(\gamma \psi)}$.

La condition sur la variance finie peut apparaitre naturel dans ce contexte parce qu'elle représente l'atténuation du canal. Mais en réalité il s'agit d'une atténuation relative au lien actif utile (γ_0). Si ce dernier est éloigné et un lien interférent est proche, dans ce cas les réalisations de l'atténuation relative γ peuvent prendre de grande valeurs. Ces événements rares qui sont importante dans notre contexte donnent une nature impulsive au γ_i . Cela peut être traduit par le fait qu'elles ont des moments de second ordre infini et par conséquent une variance infinie.

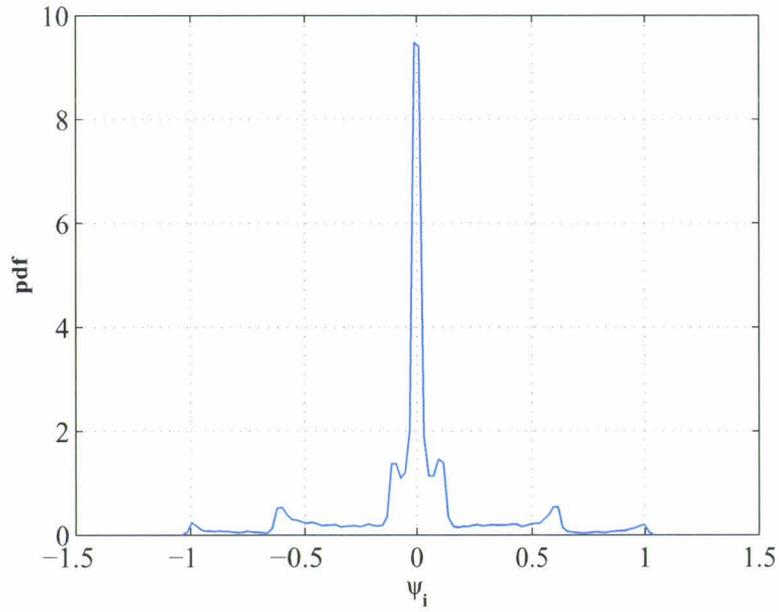


FIG. 3.8 – La fonction de densité de probabilité des valeurs de ψ_i .

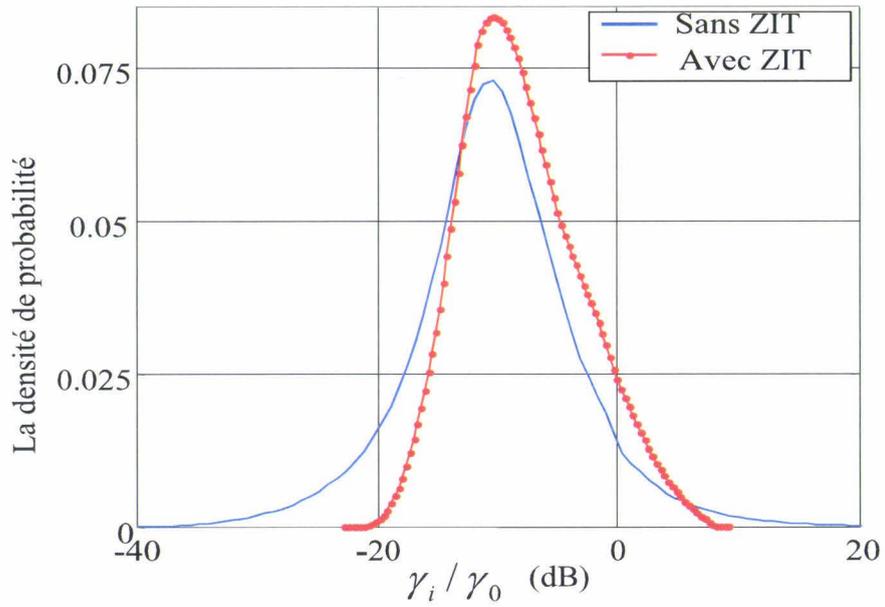


FIG. 3.9 – La densité de probabilité de γ_i .

La condition de variance infini des γ rend impossible l'utilisation du model gaussien tel qu'il est présenté ci-dessus. Par contre nous pouvons montrer, en utilisant les processus de Poisson composés que la distribution de la variable aléatoire Z_{MAI} est dans le domaine d'attraction d'une distribution stable. Ce qui implique qu'elle peut être modélisée par une loi α -stable.

Dans la figure 3.9 nous constatons la différence entre la décroissance de la distribution pour $\gamma_i > 0$ dans les cas avec et sans ZIT. Sans ZIT la décroissance est plus lente. Le cas avec ZIT montre l'importance du contexte de la communication : dans ce cas la queue de la distribution est nettement moins importante et nous devrions nous approcher d'un comportement gaussien.

Dans un premier temps nous simulons un réseau *ad hoc* avec des antennes omnidirectionnelles et sans zone interdite d'émission (SZIT), c'est à dire $R_z = 0$ (voir figure 3.10). La distribution non paramétrique s'apparente avec les courbes de simulation pour un fort SNR. La distribution α -stable donne de très bonnes performances, alors qu'en utilisant la GGD nous surestimons les courbes de simulation. Dans ce premier scénario, les interférents forts sont fréquents et ils déterminent le comportement du MAI. Ces interférents rendent les queues des distributions plus importantes. Ceci explique la raison pour laquelle l'approche α -stable donne de meilleurs résultats.

Dans un deuxième scénario (figure 3.11), nous utilisons des antennes directives dans un réseau sans ZIT. Le MAI est réduit mais les interférents forts restent la partie dominante et l'estimation α -stable donne toujours des résultats meilleurs que la GGD.

Dans un troisième scénario, nous utilisons des antennes omnidirectionnelles avec une zone interdite d'émission (AZIT). La mise en place de cette zone réduit considérablement les contributions d'interférents forts. Une gaussienne (obtenue pour $\alpha = 2$) ne permet pas une bonne modélisation du MAI. Cependant, l'approche GGD est tout à fait adaptée dans cette situation et donne une meilleure estimation des performances que l'approche α -stable (figure 3.12).

Dans le dernier scénario, en utilisant des antennes directives et en introduisant le ZIT nous tirons profit des antennes directives. Le MAI est réduit et les performances du système sont améliorées. La distribution GGD demeure meilleure que dans le cas sans ZIT (figure 3.13).

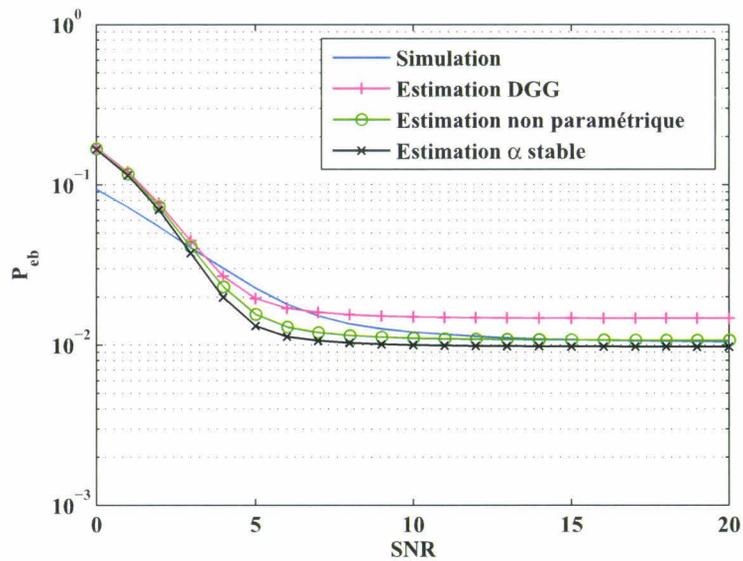


FIG. 3.10 – Le probabilité d'erreur binaire dans le cas d'un réseau *ad hoc* avec des antennes omnidirectionnelles et sans ZIT.

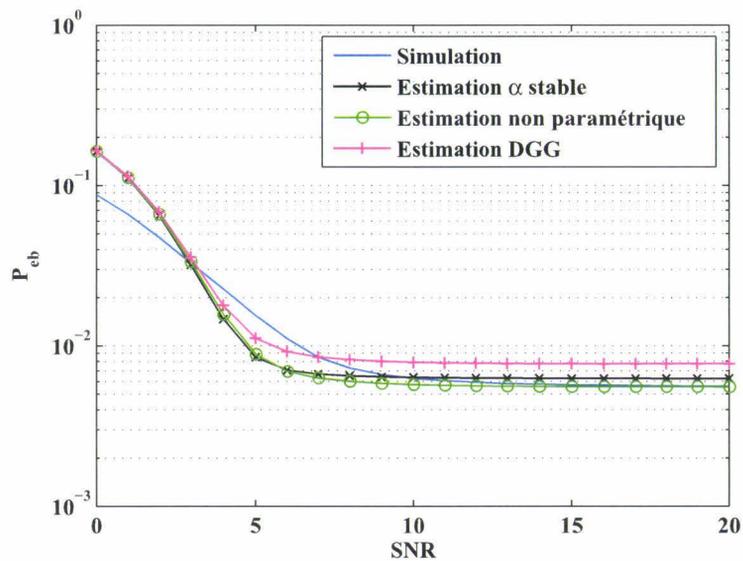


FIG. 3.11 – Le probabilité d'erreur binaire dans le cas d'un réseau *ad hoc* avec des antennes directives et sans ZIT.

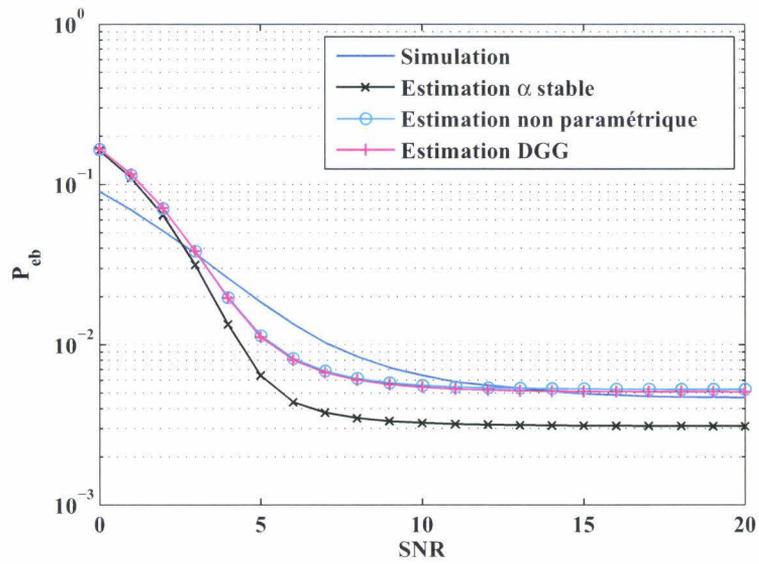


FIG. 3.12 – Le probabilité d’erreur binaire dans le cas d’un réseau *ad hoc* avec des antennes omnidirectionnelles et ZIT.

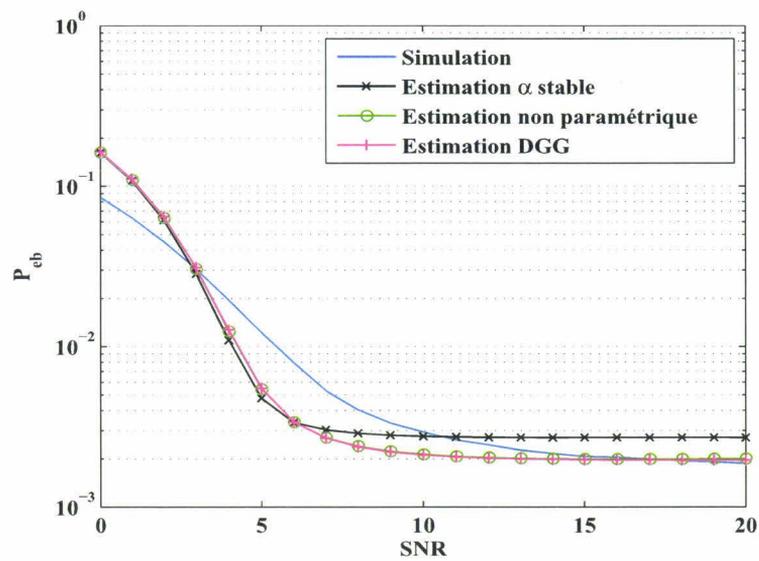


FIG. 3.13 – Le probabilité d’erreur binaire dans le cas d’un réseau *ad hoc* avec des antennes directives et ZIT.

3.6 Conclusion

Nous avons étudié dans cette partie la nature du bruit d'accès multiples et proposé différentes solutions pour le calcul du taux d'erreurs binaires.

Une estimation non paramétrique donne des résultats satisfaisants quelque soit le contexte de la transmission (antennes, zone interdite). Cependant, cette approche n'est pas complètement satisfaisante car elle ne nous apprend pas grand-chose sur la nature même du bruit multi-utilisateurs et sera très difficilement adaptable à des changements de contexte.

Nous avons alors étudié la validité de deux approches paramétriques : la gaussienne généralisée et la distribution α -stable. L'étude de l'expression de la variable Z_{MAI} nous fait hésiter entre ces deux approches bien que le théorème de la limite centrale et la variance finie des puissances interférentes laissent penser que Z_{MAI} est de nature gaussienne.

Nous montrons qu'en fonction des contraintes matérielles et réseaux, l'approche α -stable peut parfois être plus adaptée qu'une gaussienne généralisée. Ceci est le résultat principalement de la configuration *ad hoc* du réseau et de la présence d'interférents à la fois rares et forts. Nous allons confirmer dans le chapitre 4 que la modélisation par les processus α -stable dans le cas des réseaux *ad hoc* est tout à fait adaptée.

A noter enfin le mauvais comportement de notre modèle pour le calcul du TEB quand le SNR est faible. Ceci sera corrigé par la nouvelle approche proposée dans le chapitre 4.

Bibliographie

- [1] M. Z. Win and R. A. Scholtz, "Ultra-Wide Bandwidth Time-Hopping Spread-Spectrum Impulse Radio for wireless multiple-access communications," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 48, pp. 679–691, Apr. 2000.
- [2] G. Durisi and G. Romano, "On the Validity of Gaussian Approximation to Characterize the Multiuser Capacity of UWB TH PPM," *IEEE Conf. on Ultra Wideband Systems and Technologies*, pp. 20–23, May 2002.
- [3] C. Martret, A.L.Deleuze, and P. Ciblat, "Optimal Time-Hopping Codes for Multi-User Interference Mitigation in Ultra-Wide Bandwidth Impulse Radio," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 5, no. 6, pp. 1516–1525, Jun. 2006.
- [4] G. Durisi and S. Benedetto, "Performance Evaluation of Time Hopping UWB Systems in the Presence of Multiuser Interference," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 7, pp. 224–226, May 2003.
- [5] B. Hu and N. C. Beaulieu, "Accurate Evaluation of Multiple-Access Performance in TH-PPM and TH-BPSK UWB Systems," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 52, pp. 1758–1766, Oct. 2004.
- [6] G. Giancola and M.-G. D. Benedetto, "A Novel Approach for Estimating Multi-User Interference in Impulse Radio UWB Networks : The Pulse Collision Model," *EURASIP Signal Processing Journal, Special Issue on Signal Processing in UWB communications*, vol. 86, pp. 2185–2197, 2006.
- [7] A. Forouzan, M. Nasiri-Kenari, and J. Salehi, "Performance Analysis of Time Hopping Spread-Spectrum Multiple Access System : Uncoded and Coded Schemes," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 1, no. 4, pp. 671–681, Oct. 2002.
- [8] G. Giancola and M.-G. D. Benedetto, "A Collision-Based Model for Multi User Interference in Impulse Radio UWB Networks," in *IEEE International Symposium on Circuits and Systems, ISCAS 2005*, vol. 1, May 2005, pp. 49–52.
- [9] W. Conover, *Practical Nonparametric Statistics*, 3rd ed., ser. Wiley Series in Probability and Mathematical Statistics. John Wiley and Sons, Dec. 1998.
- [10] Y. Dhibi and T.Kaiser, "On the Impusiveness of Multiuser Interferences in TH-PPM-UWB Systems," *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 54, no. 7, pp. 2853–2857, Jul. 2006.

- [11] P. C. Pinto, C.-C. Chong, A. Giorgetti, M. Chiani, and M. Z. Win, "Narrowband Communication in a Poisson Field of Ultrawideband Interferers," in *The IEEE 2006 International Conference on Ultra-Wideband (ICUWB)*, Sept. 2006, pp. 387–392.
- [12] K. Sharifi and Leon-Garcia, "Estimation of Shape Parameter for Generalized Gaussian Distribution in Subband Decomposition of Video," *IEEE Trans. On Circuits and System for Video Technology*, vol. 5, no. 1, pp. 52–56, Feb. 1995.
- [13] A. Choi, S. Cichocki and S. Amari, "Local Stability Analysis of Flexible Independent Component Analysis Algorithm," in *IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal processing, ICASSP2000*, 2000, pp. 3426–3429.
- [14] J. Wu, H.-C. y Principe, "Minimum Entropy Algorithm for Source Separation," in *Proceedings of the 1998 Midwest symposium on Systems and Circuits*, 1998.
- [15] A. B. Varanasi, M.K., "Parametric Generalized Gaussian Density Estimation," *J. Acoust. Soc. Am.*, vol. 86, no. 4, pp. 1404–1405, Oct. 1989.
- [16] M. Abramowitz and I. Stegun, *Handbook of Mathematical Function*. New York : Dover, 1970.
- [17] J. B. P.H Westerink, D.E Boekee and J. Woods, "Subband Coding of Images Using Vector Quantization," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-36, pp. 713–719, 1988.
- [18] G.Samorodnitsky and M. Taqqu, *Stable Non-Gaussian Random Processes : Models with Infinite Variance*. Chapman and Hall, 1994.
- [19] W. DuMouchel, "On the Asymptotic Normality of the Maximum-Likelihood Estimate when Sampling from a Stable Distribution," *The Annals of Statistics*, vol. 1, no. 5, pp. 948–957, 1973.
- [20] B. Brorsen and S. Yang, "Maximum Likelihood Estimates of Symmetric Stable Distribution Parameters," *Communications in statistics. Simulation and computation*, vol. 19, no. 4, pp. 1459–1464, 1990.
- [21] E. Fama and R. Roll, "Parameter Estimates for Symmetric Stable Distributions," *Journal of the American Statistical Association*, vol. 66, no. 334, pp. 331–338, 1971.
- [22] J. H. McCulloch, "Simple Consistent Estimators of Stable Distribution Parameters," *Communications on Statistical Simulations*, vol. 15, no. 4, pp. 1109–1136, 1986.
- [23] I. Koutrouvelis, "Regression-Type Estimation of the Parameters of Stable Laws," *Journal of the American Statistical Association*, vol. 75, no. 372, pp. 918–928, 1980.

- [24] R. Weron, "Performance of the Estimators of Stable Law Parameters," Reserach Report HSC/95/1, 1991, hugo Steinhaus Center for Stochastic Methods. [Online]. Available : [http ://citeseer.ist.psu.edu/233827.html](http://citeseer.ist.psu.edu/233827.html)



MODÉLISATION DU BRUIT MULTI-UTILISATEURS PAR LES DISTRIBUTIONS α -STABLE

Sommaire

4.1	Introduction	102
4.2	Travaux préliminaires	103
4.2.1	L'étude de la corrélation de l'impulsion ψ_i	103
4.2.2	Étude de la distribution de γ_i	104
4.2.2.1	La distribution des utilisateurs	105
4.2.2.2	La distribution de la puissance interférente	105
4.3	La distribution de l'interférence due aux accès multiples	108
4.4	Résultats et Discussions	112
4.5	Les performances d'un récepteur non Gaussien	115
4.5.1	Le récepteur Cauchy	116
4.5.2	Comparaison de performances	117
4.6	Conclusion	119
	Bibliographie	120

4.1 Introduction

Dans le chapitre précédent, nous avons constaté que la distribution de l'interférence due aux accès multiples peut être modélisée par une distribution α -stable. Dans ce chapitre, nous allons développer une solution analytique pour estimer la densité de probabilité du MAI. Pour faciliter le calcul nous considérons un environnement circulaire. Les utilisateurs sont répartis uniformément dans l'environnement et nous pouvons déterminer la distribution de la distance d entre émetteurs et récepteurs.

Nous pourrions alors comparer les performances analytiques avec les performances de simulation pour confirmer le bon choix de l'utilisation de la distribution α -stable pour estimer le MAI dans notre système.

Considérons un espace bidimensionnel circulaire où N objets sont placés aléatoirement suivant une distribution uniforme. N'importe quel objet dans la salle peut être un interfé-

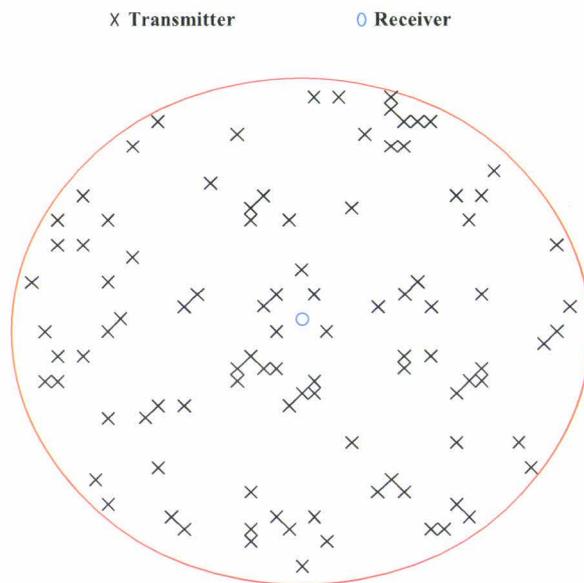


FIG. 4.1 – Les objets sont uniformément distribués dans un cercle. L'objet étudié est placé au centre.

rent. κ représente le nombre d'interférents dans la zone étudiée, un cercle de rayon R . Ce nombre dépend de la densité d'objets, de la distance maximale de réception d'un signal et

de l'activité du réseau, c'est-à-dire le nombre d'objets actifs simultanément. Nous allons considérer dans la suite que κ suit une loi de Poisson.

Pour calculer la probabilité d'erreurs binaires nous allons reprendre l'équation (3.2) et la réécrire sous la forme suivante :

$$P_{eb} = \int_{-\infty}^{+\infty} \mathbb{P}(Z_{MAI} < -x | a_j = 0, Z_n) f_x(x) dx \quad (4.1)$$

Où :

a_j est le bit émis, Z_{MAI} est l'interférence due aux accès multiples, $x = \sqrt{E_u}(1 - C_{P_0}(\epsilon)) + Z_n = 1 + Z_n$ est une variable aléatoire gaussienne de moyenne de 1 et de variance $\sigma_{Z_n}^2$. Notons que $f_x(x)$ est la fonction de densité de probabilité de x .

4.2 Travaux préliminaires

Nous étudions le MAI :

$$Z_{MAI} = \sum_{i=1}^{\kappa} \gamma_i \psi_i$$

γ_i est le coefficient d'atténuation du canal et ψ_i est la corrélation d'interférents avec le signal de référence au récepteur.

Nous voulons démontrer que Z_{MAI} est une variable aléatoire α -stable. Pour cela, nous suivons la démarche proposée par Sousa [1] dans le cadre du DS et FH CDMA (Direct Sequence and Frequency Hopping Code Division Multiple Access) et des réseaux *ad hoc*. Nous introduisons les différences résultant du TH-CDMA et calculons la fonction caractéristique de Z_{MAI} . En montrant qu'elle peut se mettre sous la forme $\phi_{Z_{MAI}}(\omega) = -\sigma|\omega|^\alpha$, nous montrons que Z_{MAI} suit une loi α -stable avec $\mu = \beta = 0$.

Avant de déterminer $\phi_{Z_{MAI}}(\omega)$ nous commençons par des travaux préliminaires sur les deux termes principaux caractérisant Z_{MAI} : la corrélation de l'impulsion ψ_i et la distribution de γ_i . Ensuite à partir de ces deux études nous allons déterminer la fonction caractéristique de Z_{MAI} dans la section 4.3.

4.2.1 L'étude de la corrélation de l'impulsion ψ_i

La fonction $\psi_i = \int_0^T f(t - \tau_i) m(t) dt$ est la fonction de corrélation de l'impulsion émise $f(t)$ avec le signal de référence au récepteur $m(t)$ à un instant donné τ_i . $f(t)$ est

définie dans l'intervalle $[0, T]$. ϵ est le retard entre l'impulsion qui représente le bit 1 et l'impulsion qui représente le bit 0. Le signal de référence est :

$$m(t) = f(t) - f(t - \epsilon) \quad (4.2)$$

Nous avons :

$$\begin{aligned} \psi_i &= \int_{-\infty}^{+\infty} m(t)f(t - \tau_i)dt \\ &= \int_{-\infty}^{+\infty} (f(t) - f(t - \epsilon)) f(t - \tau_i)dt \\ &= \int_{-\infty}^{+\infty} f(t)f(t - \tau_i)dt - \int_{-\infty}^{+\infty} f(t - \epsilon)f(t - \tau_i)dt \\ &= C_f(\tau_i) - C_f(\tau_i - \epsilon) \end{aligned} \quad (4.3)$$

où $C_f(\tau)$ est la fonction d'autocorrélation de l'impulsion $f(t)$.

Nous pouvons étudier la fonction caractéristique de ψ_i . Dans un système asynchrone, τ_i est uniformément distribué dans l'intervalle $[-T; T + \epsilon]$, où T est la durée de l'impulsion.

$$\begin{aligned} \phi_{\psi_i}(\omega) &= \mathbb{E} [e^{-j\omega\psi_i}] \\ &= \mathbb{E} [e^{-j\omega(C_f(\tau_i) - C_f(\tau_i - \epsilon))}] \\ &= \int_{-\infty}^{+\infty} e^{-j\omega(C_f(x) - C_f(x - \epsilon))} f_{\tau_i}(x) dx \\ &= \frac{1}{2T + \epsilon} \int_{-T}^{T + \epsilon} e^{-j\omega C_f(x)} e^{j\omega C_f(x - \epsilon)} dx \end{aligned} \quad (4.4)$$

La valeur de l'intégrale dépendra de la forme de l'impulsion émise. Nous verrons aussi dans la section 4.3 que $\phi_{\psi_i}(\omega)$ permet de calculer le paramètre de dispersion de la loi α -stable associée au MAI. Un choix judicieux de l'impulsion peut donc prendre en compte ce résultat.

4.2.2 Étude de la distribution de γ_i

Deux différents modèles pour la puissance reçue sont utilisés. Le premier ignore les propriétés d'une transmission à champ proche et considère que la puissance reçue est donnée par :

$$P_r \propto P_e d^{-a} \quad (4.5)$$

a est le coefficient de l'atténuation qui prend généralement des valeurs entre deux et six. Nous pouvons à partir de cette équation considérer que l'atténuation (en amplitude) du signal peut s'écrire de la façon suivante :

$$\gamma_i = d_i^{-a/2} \quad (4.6)$$

Une seconde approche prend en compte l'effet champ proche. Une distance limite d_0 est considérée. Au-dessous de d_0 la puissance reçue est la même quelle que soit la valeur de d . Pour des valeurs plus grandes que d , l'équation (4.5) est préservée.

$$P_r \propto \begin{cases} P_e d^{-a} & d \geq d_0 \\ P_e d_0^{-a} & d \leq d_0 \end{cases} \quad (4.7)$$

4.2.2.1 La distribution des utilisateurs

Soit F_d la fonction de répartition de la distance entre le récepteur considéré est un interférent.

$$\begin{aligned} F_d(x) &= \mathbb{P}(d \leq x) \\ &= \frac{\pi x^2}{\pi R^2} \\ &= \frac{x^2}{R^2} \end{aligned} \quad (4.8)$$

L'équation (4.8) est valable pour $0 \leq x \leq R$. $F_d(x) = 0$ quand $x < 0$ et $F_d(x) = 1$ quand $x > R$. La densité de probabilité est alors la dérivée de $F_d(x)$:

$$f_d(x) = \frac{dF_d}{dx}(x) = \frac{2}{R^2}x \quad (4.9)$$

L'équation (4.9) est valable pour $0 \leq x \leq R$. $f_d(x) = 0$ quand $x < 0$ et $x > R$.

4.2.2.2 La distribution de la puissance interférente

Premier modèle Considérons le scénario décrit par l'équation (4.6). Nous déterminons la distribution de la distance d pour toutes les valeurs $0 \leq d \leq R$. Comme $\gamma_i = d^{-\frac{a}{2}}$, ceci veut dire que $R^{-\frac{a}{2}} \leq \gamma_i < +\infty$.

La fonction de répartition de la puissance interférente est alors :

$$\begin{aligned}
 F_{\gamma_i}(x) &= \mathbb{P}(\gamma_i \leq x) \\
 &= \mathbb{P}(d_i^{-\frac{a}{2}} \leq x) \\
 &= \mathbb{P}(d_i \geq x^{-\frac{2}{a}}) \\
 &= 1 - F_d(x^{-\frac{2}{a}}) \\
 &= 1 - \frac{x^{-\frac{4}{a}}}{R^2}
 \end{aligned} \tag{4.10}$$

Pour $x < R^{-\frac{a}{2}}$, $F_{\gamma_i}(x) = 0$.

La fonction de la densité de probabilité est :

$$f_{\gamma_i}(x) = \frac{4x^{-\frac{4}{a}-1}}{aR^2} \tag{4.11}$$

Pour $x < R^{-\frac{a}{2}}$, $f_{\gamma_i}(x) = 0$.

La figure 4.2 représente un exemple de la fonction de répartition et de la densité de probabilité de l'amplitude de signal reçu. Les grandes valeurs de γ_i existent. Ce sont ces valeurs qui donnent au MAI sa nature α -stable. Les petites valeurs de γ_i n'existent pas car nous avons limité la distance maximale entre l'émetteur et le récepteur.

Maintenant, dans le but d'étudier la variance de γ_i , nous allons calculer sa moyenne :

$$\begin{aligned}
 \mathbb{E}[\gamma_i] &= \int_{R^{-\frac{a}{2}}}^{+\infty} x f_{\gamma_i}(x) dx \\
 &= \int_{R^{-\frac{a}{2}}}^{+\infty} x \frac{4x^{-\frac{4}{a}-1}}{aR^2} dx \\
 &= \int_{R^{-\frac{a}{2}}}^{+\infty} \frac{4x^{-\frac{4}{a}}}{aR^2} dx \\
 &= \frac{4}{aR^2} \left[\frac{x^{1-\frac{4}{a}}}{1-\frac{4}{a}} \right]_{R^{-\frac{a}{2}}}^{+\infty}
 \end{aligned} \tag{4.12}$$

Si $a > 4$, $E[\gamma_i]$ tendra vers l'infini. Si $a = 4$, la moyenne est non définie. Cependant si $a < 4$, $m = E[\gamma_i] = \frac{4R^{-\frac{a}{2}}}{4-a}$.

Dans les transmissions sans fil, la plupart des situations sont représentées par $a \geq 4$. Quelques cas, spécialement dans un environnement indoor, peuvent survenir quand a est un peu plus petit que 2.

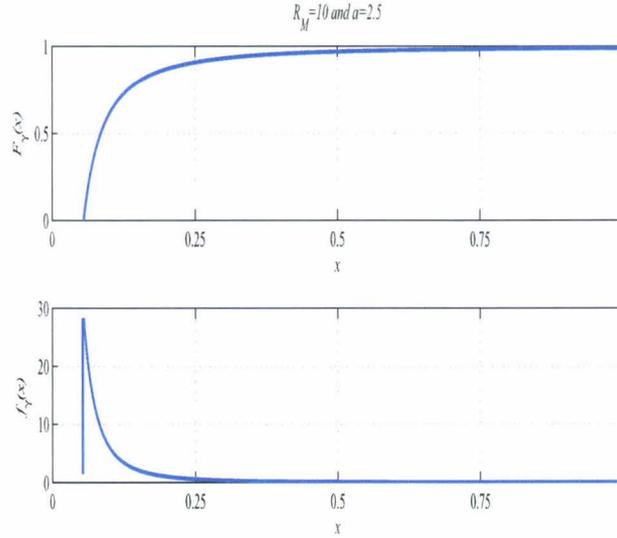


FIG. 4.2 – La fonction de répartition et la densité de probabilité de l'amplitude du signal reçu pour un rayon maximal de $10m$ et un coefficient d'atténuation 2.5.

Nous allons maintenant calculer la variance de γ_i quand la moyenne est définie, c'est-à-dire pour les valeurs de a se trouvant entre 0 et 4, si nous voulons considérer un cas pratique.

$$\begin{aligned}
 \mathbb{E}[(\gamma_i - \mathbb{E}[\gamma_i])^2] &= \int_{R^{-\frac{a}{2}}}^{+\infty} x^2 f_{\gamma_i}(x) dx - m^2 \\
 &= \int_{R^{-\frac{a}{2}}}^{+\infty} x^2 \frac{4x^{-\frac{4}{a}-1}}{aR^2} dx - m^2 \\
 &= \int_{R^{-\frac{a}{2}}}^{+\infty} \frac{4x^{-\frac{4}{a}+1}}{aR^2} dx - m^2 \\
 &= \frac{4}{aR^2} \left[\frac{x^{2-\frac{4}{a}}}{2-\frac{4}{a}} \right]_{R^{-\frac{a}{2}}}^{+\infty} - m^2
 \end{aligned} \tag{4.13}$$

Quand $a > 2$, la variance de γ_i est l'infinie. Nous pouvons conclure alors que l'interférence due aux accès multiples, définie dans 3.18, tombe dans le domaine d'attraction d'une distribution α -stable. Dans quelques cas spécifiques, a peut être inférieure ou égale à 2 et les discussions suivantes seront alors différentes.

Second modèle Nous considérons le scénario décrit par l'équation (4.7). Nous déterminons la distribution de la distance d pour toutes les valeurs $0 \leq d \leq R$ comme dans le paragraphe précédent. Comme $\gamma_i = d^{-\frac{\alpha}{2}}$, ceci veut dire que $R^{-\frac{\alpha}{2}} \leq \gamma_i < +\infty$.

Considérons à présent deux cas : si $d < d_0$ ou $d \geq d_0$.

Comme précédemment, si $x < R^{-\frac{\alpha}{2}}$, la fonction de répartition $F_{\gamma_i}(x) = 0$. Si $x \geq d_0^{-\frac{\alpha}{2}}$, $F_{\gamma_i}(x) = 1$. En effet, la puissance maximale reçue est $d_0^{-\frac{\alpha}{2}}$. Pour $R^{-\frac{\alpha}{2}} \leq x < d_0^{-\frac{\alpha}{2}}$, nous obtenons le même calcul que pour le premier modèle :

$$\begin{aligned} F_{\gamma_i}(x) &= \mathbb{P}(\gamma_i \leq x) \\ &= \mathbb{P}(d_i^{-\frac{\alpha}{2}} \leq x) \\ &= 1 - \frac{x^{-\frac{4}{\alpha}}}{R^2} \end{aligned} \tag{4.14}$$

Nous pouvons ensuite déterminer la densité de probabilité.

Si $x < R^{-\frac{\alpha}{2}}$ ou $x > d_0^{-\frac{\alpha}{2}}$, $f_{\gamma_i}(x) = 0$.

Si $x = d_0^{-\frac{\alpha}{2}}$, $f_{\gamma_i}(d_0^{-\frac{\alpha}{2}}) = d_0^2/R^2$. C'est la probabilité que l'interfèrent soit situé dans un cercle de rayon d_0 .

Pour $R^{-\frac{\alpha}{2}} \leq x < d_0^{-\frac{\alpha}{2}}$, nous dérivons la fonction de répartition :

$$f_{\gamma_i}(x) = \frac{4x^{-\frac{4}{\alpha}-1}}{\alpha R^2} \tag{4.15}$$

Dans ce cas les valeurs de γ_i sont bornées. Le bruit n'est alors plus tout à fait α -stable. L'approximation du premier modèle donne cependant des résultats tout à fait satisfaisants comme nous le verrons dans la section 4.4.

4.3 La distribution de l'interférence due aux accès multiples

Nous voulons maintenant démontrer que le MAI suit une loi α -stable dans les conditions proposées précédemment en utilisant le premier modèle pour l'atténuation.

Pour cela, nous déterminons la fonction log-caractéristique de Z_{MAI} .

La fonction caractéristique de Z_{MAI} est :

$$\phi_{Z_{MAI}}(\omega) = \mathbb{E} [e^{j\omega Z_{MAI}}] \tag{4.16}$$

Nous utilisons l'approche proposée par Sousa [1]. Nous définissons un cercle C de rayon R . κ_R représente le nombre d'impulsions interférentes présentes dans C . Nous allons déduire la fonction caractéristique de Z_{MAI} , mais d'abord nous restreignons la somme dans (3.19) aux utilisateurs inclus dans C et ensuite nous faisons tendre R vers l'infini.

Nous faisons l'hypothèse que N_a (nombre de liens interférents dans le cercle C) suit une loi de Poisson de paramètre $\lambda\pi R^2$. Dans ce cas :

$$\mathbb{P}(N_a = k) = \frac{e^{-\lambda\pi R^2} (\lambda\pi R^2)^k}{k!} \quad (4.17)$$

λ est le nombre d'interférents par unité de surface et est lié à la densité de réseau.

Nous notons ensuite que q , la probabilité que l'impulsion d'un interférent tombe dans l'intervalle d'intégration du récepteur.

Dans notre système nous pouvons écrire q sous la forme suivante :

$$q = \frac{2T_m + \epsilon}{T_s} \quad (4.18)$$

Sachant que nous avons N_a liens interférents actifs dans le cercle C , le nombre d'impulsions interférentes suit une loi Binomial $B(N_a, q)$.

Nous pouvons alors montrer que le nombre d'impulsions interférentes suit une loi de Poisson de paramètre $(q\lambda\pi R^2)$ (voir annexe D).

$$\mathbb{P}(\kappa_R = i) = \frac{e^{-q\lambda\pi R^2} (q\lambda\pi R^2)^i}{i!} \quad (4.19)$$

Nous pouvons alors écrire (4.16) de la façon suivante :

$$\begin{aligned} \phi_{Z_{MAI}}(\omega) &= \mathbb{E} \left[e^{j\omega(\sum_{i=1}^{\kappa} \gamma_i \psi_i)} \right] \\ &= \mathbb{E} \left[\mathbb{E} \left[\prod_{i=1}^{\kappa} e^{j\omega(\gamma_i \psi_i)} \mid \kappa \right] \right] \end{aligned} \quad (4.20)$$

Où κ est le nombre d'interférents dans un cercle de rayon $+\infty$ (pour modéliser notre système, nous faisons tendre R vers $+\infty$). Ceci est acceptable car l'influence des objets lointains sera très faible. Comme (ψ_i, γ_i) sont indépendants, identiquement distribués et indépendantes de κ , nous pouvons écrire :

$$\begin{aligned} \mathbb{E} \left[\prod_{i=1}^{\kappa} e^{j\omega(\gamma_i \psi_i)} \mid \kappa \right] &= \prod_{i=1}^{\kappa} \mathbb{E} [e^{j\omega(\gamma_i \psi_i)}] \\ &= (\mathbb{E} [e^{j\omega(\gamma \psi)}])^{\kappa} \end{aligned} \quad (4.21)$$

Donc :

$$\begin{aligned}\phi_{Z_{MAI}}(\omega) &= \mathbb{E} \left[\left(\mathbb{E} \left(e^{j\omega(\gamma\psi)} \right) \right)^\kappa \right] \\ &= \sum_{l=0}^{+\infty} \mathbb{P}(\kappa = l) \cdot \left(\mathbb{E} \left[e^{j\omega(\gamma\psi)} \right] \right)^l\end{aligned}\quad (4.22)$$

$$\mathbb{P}(\kappa = l) = \lim_{R \rightarrow +\infty} \mathbb{P}(\kappa_R = l) \quad (4.23)$$

Nous pouvons alors écrire :

$$\phi_{Z_{MAI}}(\omega) = \sum_{l=0}^{+\infty} \lim_{R \rightarrow +\infty} \left(\frac{e^{-\lambda\pi R^2 q} \cdot (\lambda\pi R^2 q)^l}{l!} \right) \cdot \left(\mathbb{E} \left[e^{j\omega\gamma\psi} \right] \right)^l \quad (4.24)$$

La série $\left(\frac{e^{-\lambda\pi R^2 q} \cdot (\lambda\pi R^2 q)^l}{l!} \right)$ est absolument convergente. Donc on peut sortir la limite à l'extérieure de la somme.

$$\begin{aligned}\phi_{Z_{MAI}}(\omega) &= \lim_{R \rightarrow +\infty} \sum_{l=0}^{+\infty} \left(\frac{e^{-\lambda\pi R^2 q} \cdot (\lambda\pi R^2 q)^l}{l!} \right) \cdot \left(\mathbb{E} \left[e^{j\omega\gamma\psi} \right] \right)^l \\ &= \lim_{R \rightarrow +\infty} e^{-\lambda\pi R^2 q} \sum_{l=0}^{+\infty} \frac{(\lambda\pi R^2 q \mathbb{E} \left[e^{j\omega\gamma\psi} \right])^l}{l!} \\ &= \lim_{R \rightarrow +\infty} e^{-\lambda\pi R^2 q} e^{\lambda\pi R^2 q \mathbb{E} \left[e^{j\omega\gamma\psi} \right]}\end{aligned}\quad (4.25)$$

Nous prenons le logarithme :

$$\begin{aligned}\varphi_{Z_{MAI}}(\omega) &= \ln(\phi_{Z_{MAI}}) \\ &= \lim_{R \rightarrow +\infty} \lambda\pi R^2 q \left(\mathbb{E} \left[e^{j\omega\gamma\psi} \right] - 1 \right)\end{aligned}\quad (4.26)$$

L'espérance est prise en fonction de deux variables aléatoires γ et ψ . En premier, nous allons calculer l'espérance en fonction de γ pour un ψ donné.

$$\begin{aligned}\mathbb{E} \left[e^{j\omega\gamma\psi} \right] &= \int_{R^{-\frac{a}{2}}}^{+\infty} \mathbb{E} \left[e^{j\omega\gamma\psi} \mid \gamma = x \right] f_\gamma(x) dx \\ &= \int_{R^{-\frac{a}{2}}}^{+\infty} \phi_\psi(\omega x) \frac{4x^{-\frac{4}{a}-1}}{aR^2} dx\end{aligned}\quad (4.27)$$

En intégrant (4.27) par partie, nous obtenons :

$$\mathbb{E} \left[e^{j\omega\gamma\psi} \right] = \left[-\frac{1}{R^2} x^{-\frac{4}{a}} \phi_\psi(\omega x) \right]_{R^{-\frac{a}{2}}}^{+\infty} + \frac{1}{R^2} \int_{R^{-\frac{a}{2}}}^{+\infty} \omega \frac{d\phi_\psi}{dx}(\omega x) x^{-\frac{4}{a}} dx \quad (4.28)$$

En utilisant un changement de variable (en distinguant les cas $\omega > 0$ et $\omega < 0$) et le fait que la fonction caractéristique de ψ est paire (car symétrique), nous avons alors :

$$\mathbb{E} [e^{j\omega\gamma\psi}] = \phi_\psi (\omega R^{-\frac{a}{2}}) + \frac{1}{R^2} \int_{|\omega|R^{-\frac{a}{2}}}^{+\infty} \frac{d\phi_\psi}{du} (u) \left(\frac{u}{|\omega|} \right)^{-\frac{4}{a}} du \quad (4.29)$$

En utilisant (4.29) dans (4.26) nous avons :

$$\begin{aligned} \varphi_{Z_{MAI}}(\omega) &= \lim_{R \rightarrow +\infty} \lambda\pi R^2 q \left(\phi_\psi (\omega R^{-\frac{a}{2}}) + \frac{1}{R^2} \int_{|\omega|R^{-\frac{a}{2}}}^{+\infty} \frac{d\phi_\psi}{du} (u) \left(\frac{u}{|\omega|} \right)^{-\frac{4}{a}} du - 1 \right) \\ &= \lim_{R \rightarrow +\infty} \lambda\pi R^2 q (\phi_\psi (\omega R^{-\frac{a}{2}}) - 1) \\ &\quad + \lim_{R \rightarrow +\infty} \left(\lambda q \pi |\omega|^{\frac{4}{a}} \int_{|\omega|R^{-\frac{a}{2}}}^{+\infty} \frac{d\phi_\psi}{du} (u) u^{-\frac{4}{a}} du \right) \\ &= \lim_{R \rightarrow +\infty} \lambda\pi R^2 q (\phi_\psi (\omega R^{-\frac{a}{2}}) - 1) + \lambda q \pi |\omega|^{\frac{4}{a}} \int_0^{+\infty} \frac{d\phi_\psi}{du} (u) u^{-\frac{4}{a}} du \quad (4.30) \end{aligned}$$

Nous montrons dans l'annexe C.1 que $\lim_{R \rightarrow +\infty} \lambda\pi R^2 q (\phi_\psi (\omega R^{-\frac{a}{2}}) - 1) = 0$ et dans l'annexe C.2 l'existence du second terme. Comme le premier terme est nul, seul le second reste. Finalement nous pouvons écrire :

$$\begin{aligned} \varphi_{Z_{MAI}}(\omega) &= \lambda q \pi |\omega|^{\frac{4}{a}} \int_0^{+\infty} \frac{d\phi_{\psi_0}}{du} (u) u^{-\frac{4}{a}} du \\ &= \lambda q \pi |\omega|^{\frac{4}{a}} F \quad (4.31) \end{aligned}$$

où :

$$F = \int_0^{+\infty} \frac{d\phi_{\psi_0}}{du} (u) u^{-\frac{4}{a}} du \quad (4.32)$$

Dans (4.31), l'intégrale ne dépend pas de ω et nous pouvons la réécrire sous la forme suivante :

$$\varphi_{Z_{MAI}}(\omega) = -\sigma |\omega|^\alpha \quad (4.33)$$

L'équation (4.33) est la fonction log-caractéristique d'une distribution stable symétrique et sphérique, avec deux paramètres :

$$\alpha = \frac{4}{a} \quad \text{et} \quad \sigma = -\lambda q \pi F \quad (4.34)$$

4.4 Résultats et Discussions

Dans la section précédente, nous avons montré que la fonction log-caractéristique de Z_{MAI} peut s'écrire sous la forme :

$$\varphi_{Z_{MAI}}(\omega) = -\sigma |\omega|^\alpha$$

Où α et σ sont les deux paramètres caractérisant une distribution α -stable.

$$\alpha = \frac{4}{a} \quad \text{et} \quad \sigma = -\lambda q \pi F$$

Maintenant, nous allons calculer les valeurs de ces deux paramètres pour estimer la densité de probabilité de Z_{MAI} et trouver la probabilité d'erreurs dans notre système.

Nous prenons en compte les conditions décrites dans la section 4.2.2. Nous considérons que l'émetteur et le récepteur utiles sont positionnés à une distance $d_u = 1m$.

Pour être dans un cas plus réaliste, nous nous plaçons dans le cas du modèle présenté par (4.7), où l'effet champ proche est pris en compte.

Nous choisissons $a = 2.4$. Pour les simulations, Le rayon de la zone considérée est $R = 10m$ une distance limite d_0 est considérée. Au-dessous de d_0 le champ proche est considéré et la puissance reçue est la même quelque soit d . Pour une distance $d > d_0$, la puissance reçue sera en fonction de d . Sousa [1] a montré que l'effet de cette modification est négligeable tant que d_0 est assez petit. Dans notre système de simulation, nous avons choisi $d_0 = 20cm$ (40 fois la longueur d'onde), ce qu'il nous laisse une bonne marge par rapport à la valeur habituellement considérée (10 fois la longueur d'onde).

Un résumé des paramètres utilisés dans la simulation est présenté dans le tableau (4.1).

Paramètre	Valeur
La durée de trame et d'impulsion (T_s, T_m)	8ns 0,3ns
Intervalle d'intégration	$[-T_m, 2T_m]$
R, d_0, d_u	10, 0.2, 1
Le nombre d'interférents par unité de surface λ	$100\pi^{-1}, 140\pi^{-1}$

TAB. 4.1 – Paramètres de simulation

En utilisant les paramètres décrits dans le tableau (4.1), nous pouvons calculer α :

$$\alpha = \frac{4}{a} = 1.667 \quad (4.35)$$

Pour déterminer σ , nous devons calculer F .

F est donné par (4.32) et se calcule à partir de ϕ_ψ , la fonction caractéristique de la variable aléatoire résultant de la corrélation de l'impulsion et de la référence au récepteur comme nous l'avons vu dans la section 4.2.1 ce calcul est complexe. Nous le faisons dans le cas d'une impulsion rectangulaire. Le calcul complet est présenté dans l'annexe E.

Nous obtenons :

$$\phi_\psi(\omega) = \frac{\sin(\omega)}{\omega} \quad (4.36)$$

Ainsi :

$$\frac{d\phi_\psi}{d\omega}(\omega) = \frac{\omega \cos(\omega) - \sin\omega}{\omega^2} \quad (4.37)$$

Enfin, nous calculons F :

$$F = \int_0^{+\infty} \left(\frac{\cos(u)}{u} - \frac{\sin(u)}{u^2} \right) . u^{\frac{-4}{a}} . du \quad (4.38)$$

Etant donné la complexité de calcul de cet intégral, nous avons utilisé une solution numérique pour l'obtenir. Nous trouvons que F est égale à $-1,345$.

Sachant T_m , T_s et ϵ , en utilisant (4.18) nous trouvons que q est égal à $0,1125$.

En utilisant les valeurs de q , F et λ dans (4.34), nous pouvons déterminer le paramètre σ .

Nous trouvons que $\sigma = 0,0378$ pour $\lambda = 100\pi^{-1}$ et $\sigma = 0,053$ pour $\lambda = 140\pi^{-1}$.

Enfin, $\mathbb{P}(Z_{MAI} < -x | a_j = 0, Z_n)$ dans (4.1) peut être calculé et la probabilité d'erreurs est obtenue.

La figure 4.3 présente une comparaison entre les résultats analytiques de TEB obtenus par l'équation (4.1) en utilisant l'estimation α -stable et les résultats de simulation pour les deux valeurs de λ .

Les courbes de performance analytique sont proches des courbes de simulation. Les interférents forte puissance sont un facteur limitant important dans notre cas. Ceci explique pourquoi les distributions α -stables sont une bonne solution pour modéliser le MAI.

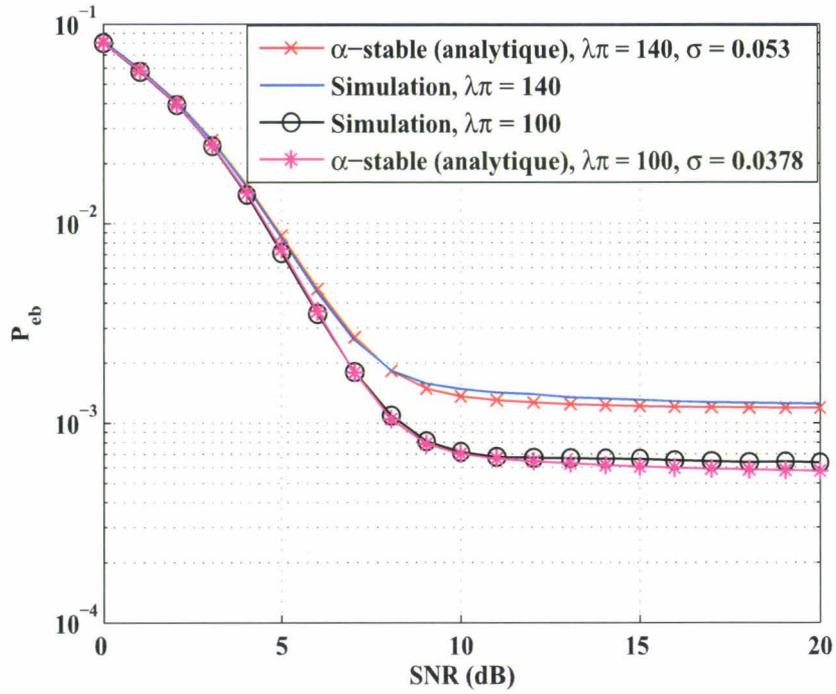


FIG. 4.3 – Comparaison entre les résultats analytiques de la probabilité d'erreur binaire et les résultats de simulation pour les deux scénarios ($\sigma = 0,0378 \lambda = 100\pi^{-1}$ et $\sigma = 0,053 \lambda = 140\pi^{-1}$).

4.5 Les performances d'un récepteur non Gaussien

Bon nombre de récepteurs se basent sur l'hypothèse d'un bruit additif gaussien. C'est le cas du récepteur que nous avons initialement envisagé. Mais comme nous l'avons vu précédemment, le modèle gaussien n'est pas adapté à l'environnement de notre étude. Nous retrouvons ces mêmes contraintes dans divers travaux. Fiorina [2] a proposé un simple récepteur adapté au MAI dans les systèmes IR-UWB. Il modélise le MAI par la distribution gaussienne généralisée pour dériver le maximum de vraisemblance du filtre adapté. Beaulieu [3] a présenté un nouveau récepteur en se basant sur la modélisation du MAI par un mélange de la distribution gaussienne et laplacienne. Il obtient des performances bien meilleures que dans le cas d'un récepteur basé sur l'hypothèse gaussienne.

En se basant sur la nature impulsive du MAI, Erseghe [4] a proposé la modélisation du MAI par une gaussienne mélangée (GM : Gaussian Mixtures) pour dériver le récepteur optimal. Les performances sont améliorées par rapport à un récepteur gaussien et le coût d'implémentation reste faible vis-à-vis au gain de performances.

Dans notre application, comme au départ nous ne connaissons pas la nature du bruit multi-utilisateurs, nous sommes partie sur l'idée d'utiliser un récepteur gaussien (voir chapitre 2.7).

Ensuite dans le chapitre 3, nous avons montré que le bruit dû aux accès multiples est de nature impulsive et nous avons proposé la distribution α -stable pour le modéliser.

Cependant, une difficulté pour mettre en œuvre des récepteurs adaptés au bruit α -stable et que nous n'avons pas l'expression exacte de sa densité de probabilité.

Dans le chapitre 4.3, nous avons estimé les paramètres caractérisant la distribution α -stable. Les paramètres β et μ sont nuls. Le paramètre α dépend de l'atténuation du canal et le paramètre σ dépend de la densité des interférents, de la forme de l'impulsion et des paramètres du systèmes.

Dans cette partie nous examinons les performances des récepteurs cohérents dans le cas d'un bruit α -stable symétrique ($S\alpha S$).

Nikias dans [5] étudie les performances des récepteurs dans le cadre de bruit α -stable.

Pour une source binaire où les bits sont répétés N_S fois, la détection consiste à choisir parmi les deux hypothèses H_0 et H_1 :

$$\begin{cases} H_0: & x(k) = d_u^{-\frac{\alpha}{2}} s_0(k) + n_\alpha \\ H_1: & x(k) = d_u^{-\frac{\alpha}{2}} s_1(k) + n_\alpha \end{cases} \quad k = 1, 2, \dots, N_S$$

où $s_i(\cdot)$, $i = 0, 1$, est l'un des deux signaux émis et n_α est la réalisation d'une séquence de N_S variables aléatoires α -stable indépendantes et identiquement distribuées. Nous supposons que $s_1(k) = -s_0(k)$.

Pour décider entre les deux hypothèses H_0 et H_1 , le récepteur optimal (dans le sens de maximum de vraisemblance) va calculer le test statistique suivant :

$$\begin{aligned} \Lambda &= \log \left\{ \frac{\prod_{k=1}^{N_S} f_\alpha [x(k) - s_0(k)]}{\prod_{k=1}^{N_S} f_\alpha [x(k) - s_1(k)]} \right\} \\ &= \sum_{k=1}^{N_S} \log \left\{ \frac{f_\alpha [x(k) - s_0(k)]}{f_\alpha [x(k) - s_1(k)]} \right\} \end{aligned} \quad (4.39)$$

et va le comparer avec un seuil η . Quand $\Lambda \geq \eta$, le récepteur décidera que $s_0(\cdot)$ a été émis ; autrement c'est $s_1(\cdot)$ qui a été émis. Le seuil est pris égal à zéro dans le cas de symboles équiprobables.

f_α est la fonction de densité de probabilité de $S\alpha S$.

Nous proposons d'implémenter un récepteur appelons le récepteur Cauchy dans notre système. Nous allons comparer ses performances avec celles du récepteur gaussien déjà présenté dans le chapitre 2.

4.5.1 Le récepteur Cauchy

Par récepteur Cauchy nous entendons le récepteur qui emploie le test statistique Λ_C obtenu à partir de (4.39) en supposant que $\alpha = 1$ (bruit de Cauchy).

Dans ce cas la distribution f_α est connue et s'écrit comme suivant :

$$f_\alpha = \frac{1}{\pi} \left[\frac{\sigma}{(x - \mu)^2 + \sigma^2} \right] \quad (4.40)$$

où μ est le paramètre de localisation et σ est le paramètre de dispersion. Dans notre cas $\mu = 0$.

Ayant cette définition et la distribution Cauchy, nous obtenons pour le test statistique l'expression suivante :

$$\Lambda_C = \sum_{k=1}^{N_S} \log \left\{ \frac{f_1 [x(k) - s_0(k)]}{f_1 [x(k) - s_1(k)]} \right\} = \sum_{k=1}^{N_S} \log \left\{ \frac{\sigma^2 + [x(k) - s_0(k)]^2}{\sigma^2 + [x(k) - s_1(k)]^2} \right\} \quad (4.41)$$

Dans le cas d'un récepteur gaussien, le test statistique s'écrit sous la forme suivante :

$$\Lambda_G = \frac{1}{2\sigma^2} \sum_{k=1}^{N_s} \{(x(k) - s_1(k))^2 - (x(k) - s_0(k))^2\} \quad (4.42)$$

Nous allons comparer dans la suite les performances de deux récepteurs.

4.5.2 Comparaison de performances

En nous basant sur l'algorithme de simulation décrit dans le chapitre 2.8.1. Nous allons comparer le récepteur linéaire (gaussien) et le récepteur de Cauchy. Si les bits ne sont pas répétés, les récepteurs donnent la même décision. La différence entre les deux ne se fera que si nous répétons les bits transmis ($N_s \geq 2$). La figure 4.4 montre l'amélioration des

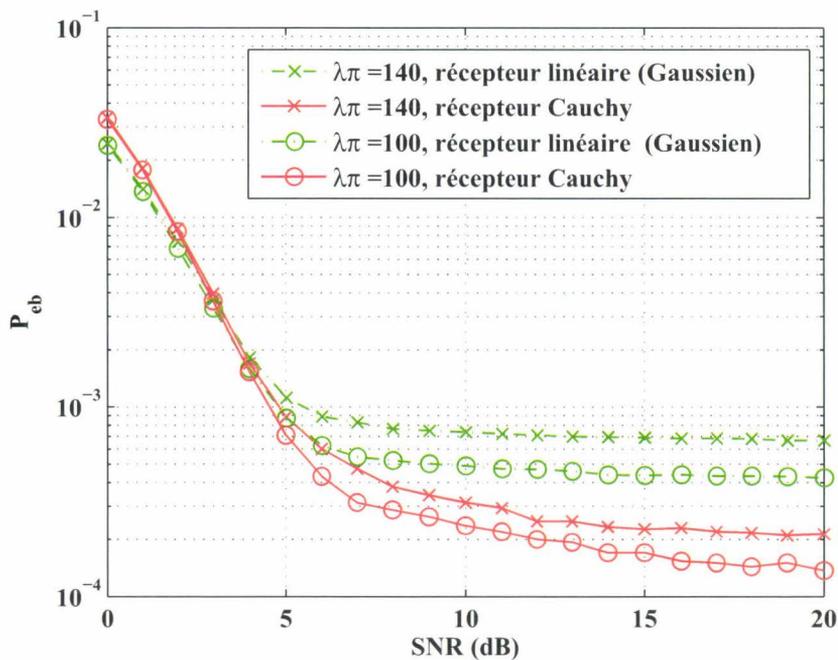


FIG. 4.4 – Comparaison entre les performances du système pour deux types de récepteur : le récepteur linéaire (gaussien) et le récepteur Cauchy.

performances en utilisant un récepteur de Cauchy pour les deux cas 25 et 35 liens actifs dans la pièce, avec N_s (nombre de répétition d'impulsion) égal à 2.

Donc pour un bruit α -stable avec α entre 1 et 2, il vaut mieux utiliser le récepteur Cauchy plutôt que le récepteur gaussien [5]

Nous constatons aussi dans la figure 4.5 que l'augmentation de N_s améliore nettement les performances du système pour les deux types de récepteur. cette amélioration est nettement plus importante dans le cas du récepteur de Cauchy.

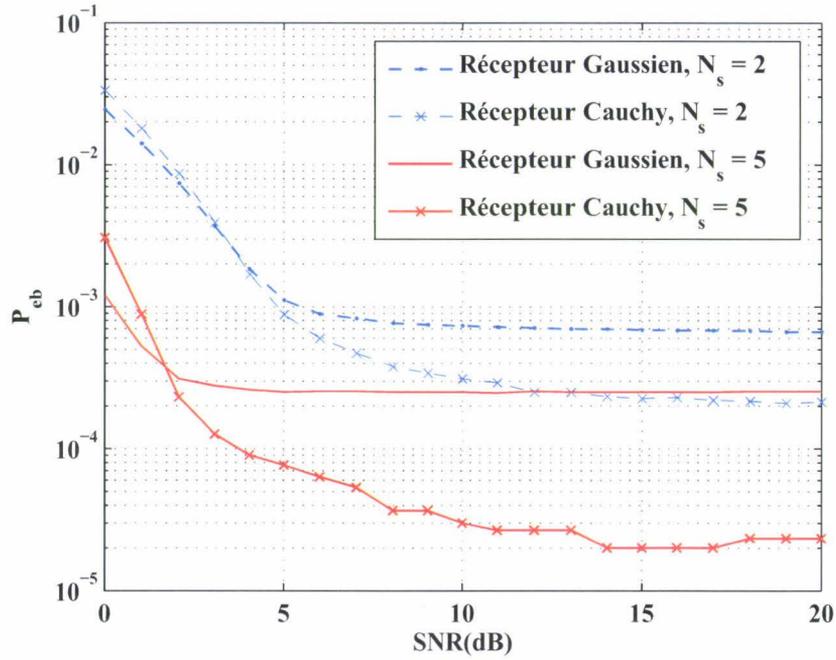


FIG. 4.5 – Les performances du système en utilisant les deux récepteurs et en variant le nombre de répétition d'impulsion (N_s).

4.6 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté une étude théorique sur l'interférence due aux accès multiples. Les résultats obtenus pour la probabilité d'erreur binaire confirment le bon choix de l'utilisation de processus α -stable pour modéliser le MAI dans un environnement *ad hoc*. Le récepteur gaussien n'est alors pas optimal.

S'il est difficile d'envisager la mise en œuvre du récepteur optimal car nous n'avons pas d'expression analytique pour la densité de probabilité du MAI, un récepteur de Cauchy s'avère nettement plus performant que le gaussien.

Bibliographie

- [1] E. S. Sousa, "Performance of a Spread Spectrum Packet Radio Network Link in a Poisson Field of Interferers," *IEEE Transaction on Information Theory*, vol. 38, no. 6, pp. 1743–1754, Nov 1992.
- [2] J. Fiorina, "A Simple IR-UWB Receiver Adapted to Multi-User Interferences," in *IEEE Global Telecommunications conference, GLOBECOM 2006*, Nov. 2006.
- [3] N.C.Beaulieu and S. Niranjayan, "New UWB Receiver Designs Based on a Gaussian-Laplacian Noise-Plus-MAI Model," in *International conference on communication, ICC 2007*, Jun. 2007.
- [4] T. Erseghe, "A Low-Complexity Impulse Radio Receiver Based Upon Gaussian Mixtures," in *International conference on communication, ICC 2007*, Jun. 2007.
- [5] C. L. Nikias and M. Shao, *Signal Processing with Alpha-Stable Distributions and Applications*. JOHN WILEY and SONS, INC, 1995.

Conclusion générale et perspectives

Conclusion générale

L'objectif de cette thèse est d'étudier la faisabilité d'un système peu complexe basé sur la transmission d'impulsions à bande ultra large pour la conception des futurs réseaux intra-bâtiments sans fil *ad hoc* à très haut débit dans la bande millimétrique des 60 GHz.

Dans le premier chapitre nous avons étudié le canal de propagation. Ce canal comporte deux particularités importantes : il est à bande ultra large (3 GHz voire plus) et en bande millimétrique (autour de 60 GHz). Qui plus est nous devons l'étudier dans un contexte *ad hoc*. Après une étude bibliographique importante sur la caractérisation et la modélisation du canal, nous avons proposé notre propre solution.

Après avoir vérifié que le temps de cohérence du canal est supérieur à la durée des trames envisagées dans nos applications, nous avons procédé en deux étapes : la première concerne l'étude des évanouissements à grande échelle (étude de la puissance reçue). Dans le contexte *ad hoc*, nous devons estimer deux distributions : la puissance utile, les émetteurs - récepteurs considérés dans ce cas devant se trouver dans un voisinage défini par les couches réseaux du système, et la puissance interférente, les interférents pouvant eux se trouver n'importe où dans l'environnement. La seconde étape concerne l'étude des évanouissements à petite échelle (effet des trajets réfléchis). Cette étude du canal s'est basée sur des mesures réalisées à l'IEMN. Le modèle proposé permet de représenter fidèlement l'environnement multi-trajets de nos mesures.

S'il est fortement corrélé à nos mesures, ce modèle nous suffit amplement pour le type de réseau que nous envisageons. En effet un trajet direct fort devrait être présent (sinon le lien ne sera pas choisi par l'algorithme de routage) et l'effet des trajets réfléchis est alors légèrement surévalué par nos mesures.

Dans le second chapitre, nous avons présenté la couche physique du système envisagé :

un système impulsionnel à bande ultra large transposé en bande millimétrique. Nous présentons la technique à bande ultra large, les approches d'étalement, les formes d'impulsions et les techniques de modulation. Ensuite, nous détaillons notre système et nous en étudions les performances. Nous calculons la probabilité d'erreurs binaires à la sortie du récepteur en utilisant un filtre adapté et un seuil de décision égal à 0. Ce récepteur est optimal quand le bruit additif est gaussien.

Par simulation nous avons évalué les performances du système en terme de taux d'erreurs binaires et de taux d'erreurs paquets. Nous avons étudié l'impact de différents paramètres sur ces performances. En particulier l'utilisation d'antennes directives, qui permet une réduction des interférences d'accès multiples, apporte un gain conséquent dans les performances. Nous avons également proposé la mise en œuvre d'une zone de transmission interdite autour des récepteurs actifs. Cette zone réduit fortement les interférents proches de forte puissance et apporte ainsi un net gain dans les performances. Enfin, nous avons étudié l'impact de la densité d'utilisateurs.

Un des facteurs principaux limitant les performances du système est l'interférence due aux accès multiples. Dans le chapitre 3 nous avons étudié la nature de cette interférence. Nous avons proposé trois approches pour modéliser le MAI. La première est une estimation non paramétrique par la méthode de noyau. La deuxième est la distribution gaussienne généralisée, similaire à la distribution gaussienne mais avec un paramètre supplémentaire permettant de modifier l'allure de la distribution. La troisième est la distribution α -stable qui est appropriée pour les distributions avec des queues importantes et est adaptée à la modélisation des utilisateurs interférents forts (proches du récepteur) qui sont des événements rares mais très perturbants.

En nous basant sur l'étude théorique du système et sa simulation, nous avons montré que la nature du bruit pouvait changé en fonction des contraintes matérielles (type d'antennes) et réseau (définition du voisinage). Par exemple l'introduction de la zone interdite de transmission autour du récepteur supprime les interférents forts et proches. En conséquence ces événements " rares et très perturbants " disparaissent et les queues des distributions de l'interférence sont fortement réduites. La gaussienne généralisée est alors mieux adapté et les performances obtenues avec ces distributions sont plus proches des simulations que celles obtenues à partir des distributions α -stable. Par contre dans un cas sans zone interdite de transmission, l'interférence prépondérante vient des interférents forts. La distribution α -stable est alors un bon modèle pour ce genre de système.

Dans le dernier chapitre nous avons procédé à une justification théorique pour confirmer le bon choix de l'utilisation de la distribution α -stable pour modéliser l'interférence d'accès multiples dans notre système. Nous déterminons pour cela la fonction caractéristique de l'interférence et montrons que, sous certaines conditions sur l'environnement et les caractéristiques d'atténuation du signal, nous pouvons l'écrire sous la forme $\sigma|\omega|^\alpha$ qui caractérise une distribution α -stable. Cette approche théorique donne de très bons résultats, même si le modèle d'atténuation peu réaliste utilisé pour arriver au résultat est remplacé par un modèle plus réaliste prenant en compte l'effet champ proche. Il est à noter que seuls deux paramètres (sur les quatre) de la distribution α -stable sont à déterminer et que nous les obtenons de façon analytique dans la démonstration. Le paramètre α , caractérisant l'importance des queues, dépend du coefficient d'atténuation du canal uniquement alors que le paramètre σ , caractérisant la dispersion de la distribution, dépend de la densité du réseau et des paramètres de la couche physique (forme de l'onde, fréquence de répétition des impulsions transmises).

En nous basant sur ce constat que le bruit additif n'est pas gaussien, nous proposons alors d'utiliser un autre récepteur. La difficulté des distributions α -stable est que leur densité de probabilité n'est presque jamais connue. Il est donc difficile d'implémenter le récepteur optimal. Nous avons alors choisi un récepteur correspondant à $\alpha = 1$ (le récepteur de Cauchy), valeur pour laquelle la densité de probabilité est connue, et l'avons comparé au récepteur gaussien correspondant à $\alpha = 2$. Une nette amélioration des performances est obtenue avec ce récepteur ce qui confirme la nature non gaussienne de l'interférence d'accès multiples et donc que la distance euclidienne n'est pas la mesure optimale en réception.

La transmission d'impulsions ultra large bande transposées à 60 GHz est une solution intéressante pour les futurs réseaux locaux *ad hoc* sans fil. Le système proposé permet un bon compromis entre les performances, c'est-à-dire une grande capacité d'accès et des débits importants, et la complexité réduite des circuits qui permet une grande souplesse d'utilisation.

Perspectives

Le travail présenté dans cette thèse ouvre plusieurs axes de recherche qu'il serait intéressant de poursuivre.

L'un de ces axes est la généralisation du modèle de canal. Nous pouvons imaginer clairement que les résultats ne seront plus tout à fait les mêmes si nous considérons un environnement différent (personnes mobiles, tables et autres objets dans la salle de mesures). Cependant il est quasiment impensable d'envisager des campagnes de mesures exhaustives pour représenter l'ensemble des environnements *ad hoc* possibles. L'utilisation de simulateurs déterministes du canal pourraient permettre de paramétrer les modèles statistiques.

Le contexte pourrait également être étendu à des réseaux hybrides, alliant des communications *ad hoc* et des points d'accès fixes. En particulier des travaux ont lieu sur des liens fibre/radio [1] et ces solutions devraient permettre d'assurer des ponts entre les différentes pièces d'un bâtiment.

Il serait également intéressant d'adapter les techniques de communication numérique pour un bruit additif modélisé par les processus α -stable. Les impacts peuvent concerner la capacité même des systèmes, un problème délicat dans le cadre des réseaux *ad hoc*, l'optimisation des récepteurs ou les algorithmes de décodage des codes correcteurs d'erreurs. Pour la capacité, les nombreux travaux sur les processus α -stable pourraient permettre d'arriver à des solutions intéressantes. L'optimisation des récepteurs est délicate car l'expression de la densité de probabilité du bruit n'est généralement pas connue même si on en connaît des approximations. Des approches, par exemple, par filtrage particulière pourraient être des solutions pertinentes dans notre cas. Enfin les algorithmes de décodage des codes correcteurs se basent généralement sur des distances euclidiennes. Revoir ces algorithmes en modifiant la métrique pourrait également améliorer les performances du système.

Bibliographie

- [1] C.Loyez, C.Lethien, R.Kassi, J.P.Vilcot, D.Decoster, N.Rolland, and P.A.Rolland, "Subcarrier Radio Signal Transmission over Multimode Fibre for 60 GHz WLAN Using a Phase Noise Cancellation Technique," in *Electronics Letters*, vol. 41, Jan. 2005, pp. 91–92.

Table des figures

1.1	Le modèle $\Delta - K$ continu. A l'arrivée d'un nouveau trajet, la probabilité de voir de nouveaux trajets arriver augmente. Elle diminue de nouveau quand un laps de temps suffisant (Δ) s'est écoulé.	11
1.2	Modèle $\Delta - K$ à temps discret.	12
1.3	Illustration de l'étalement Doppler.	15
1.4	Exemple de liens actifs dans une pièce avec $W = L = 1m$, $N = 100$ objets.	21
1.5	La définition du voisinage : le récepteur est au centre, R_z est le diamètre de la zone interdite de transmission. $R1$ et $R2$ sont respectivement le rayon maximal et minimal de transmission.	21
1.6	Probabilité du nombre de liens actifs simultanés quand 100 objets sont présents dans la pièce.	22
1.7	Diagramme de directivité des antennes.	23
1.8	pdf de la puissance du signal utile dans une pièce de 100 objets.	24
1.9	pdf de la puissance interférente dans une pièce de 100 objets.	25
1.10	pdf de la puissance interférente dans une pièce avec un N_u variant.	25
1.11	pdf de la puissance du signal utile dans une pièce de 100 objets pour les deux scénarios de voisinage.	26
1.12	pdf de la puissance interférente dans une pièce de 100 objets pour les deux scénarios de voisinage.	27
1.13	pdf du rapport SIR dans une pièce de 100 objets.	28
1.14	pdf du rapport SIR dans une pièce avec un N_u variant.	28
1.15	pdf du SIR dans une pièce de 100 objets pour les deux scénarios de voisinage.	29

1.16	Principe du sondeur de canal : un signal à 7 GHz est généré et multiplié par 8. A ce signal, l'analyseur de réseau ajoute un autre signal dont la fréquence va de 1 à 3 GHz. La fonction de transfert est mesurée sur une bande allant de 57 à 59 GHz.	31
1.17	Environnement des mesures : une salle informatique où 26 emplacements ont été choisis. 250 mesures séparées de 2 mm sont effectuées sur chaque emplacement.	32
1.18	Environnement des mesures : le point d'accès est en hauteur dans un coin de la pièce. Son faisceau est horizontal et orienté vers le coin opposé. Le mobile se déplace dans la pièce. Son faisceau est horizontal et orienté vers le point d'accès.	33
1.19	Réduction de la réponse impulsionnelle mesurée.	35
1.20	Le rapport entre l'énergie transmise pour n premiers trajet et l'énergie totale transmise par le canal.	36
2.1	Diagramme temporel illustrant le saut temporel synchrone	51
2.2	diagramme temporel illustrant le saut temporel asynchrone	52
2.3	diagramme temporel illustrant l'UWB à saut temporel	52
2.4	Codes nécessaires au saut temporel	53
2.5	diagramme temporel illustrant l'UWB à séquence directe	54
2.6	plusieurs formes d'impulsions	55
2.7	Méthodes de modulation en UWB	57
2.8	Schéma d'une chaîne d'émission d'un signal TH-PPM-UWB.	58
2.9	L'impulsion et le signal de référence au récepteur.	60
2.10	La chaîne de communication.	60
2.11	L'intervalle d'intégration au récepteur.. . . .	62
2.12	Les paramètres de simulation.	66
2.13	Le TEB pour différents scénarios d'antennes en fonction de SNR.	67
2.14	Comparaison entre Le TEB dans les cas sans et avec ZIT pour différents scénarios d'antennes.	68
2.15	Le TEB en variant le nombre d'objets N_u dans la salle pour le cas d'un scénario dir-dir.	69
2.16	Le TEB pour différents scénarios d'antennes en fonction du nombre d'objets dans la salle pour le cas SNR=15 dB.	70

2.17 P pour différents scénarios de réseau en fonction du nombre de bits erronés par paquet.	72
2.18 Le P en variant le nombre d'objets dans la salle pour le cas d'un scénario dir - dir.	72
3.1 La fonction de densité de probabilité de Cp_z pour une impulsion interférente avec toujours la même puissance.	81
3.2 La fonction de densité de probabilité de Z_{MAI} pour 10 utilisateurs interférents.	81
3.3 Les valeurs de la variance (σ) pour un nombre d'interférents variant entre 1 et 50.	84
3.4 Les valeurs de paramètre de la forme (p) pour un nombre d'interférents variant entre 1 et 50.	85
3.5 La fonction de densité de probabilité d'une distribution stable avec $\mu = 0$, $\sigma = 1$ et différentes valeurs de α et β	87
3.6 Les valeurs de la variance (σ) pour un nombre d'interférents variant entre 1 et 50.	89
3.7 Les valeurs d' α estimée et α ajustée pour un nombre d'interférents variant entre 1 et 50.	89
3.8 La fonction de densité de probabilité des valeurs de ψ_i	92
3.9 La densité de probabilité de γ_i	92
3.10 Le probabilité d'erreur binaire dans le cas d'un réseau <i>ad hoc</i> avec des antennes omnidirectionnelles et sans ZIT.	94
3.11 Le probabilité d'erreur binaire dans le cas d'un réseau <i>ad hoc</i> avec des antennes directives et sans ZIT.	94
3.12 Le probabilité d'erreur binaire dans le cas d'un réseau <i>ad hoc</i> avec des antennes omnidirectionnelles et ZIT.	95
3.13 Le probabilité d'erreur binaire dans le cas d'un réseau <i>ad hoc</i> avec des antennes directives et ZIT.	95
4.1 Les objets sont uniformément distribués dans un cercle. L'objet étudié est placé au centre.	102
4.2 La fonction de répartition et la densité de probabilité de l'amplitude du signal reçu pour un rayon maximal de 10m et un coefficient d'atténuation 2.5.	107

4.3	Comparaison entre les résultats analytiques de la probabilité d'erreur binaire et les résultats de simulation pour les deux scénarios ($\sigma = 0,0378$ $\lambda = 100\pi^{-1}$ et $\sigma = 0,053$ $\lambda = 140\pi^{-1}$).	114
4.4	Comparaison entre les performances du système pour deux types de récepteur : le récepteur linéaire (gaussien) et le récepteur Cauchy.	117
4.5	Les performances du système en utilisant les deux récepteurs et en variant le nombre de répétition d'impulsion (N_s).	118

ANNEXE A

LA MÉTHODE DES NOYAUX

Soit pdf la densité de probabilité à estimer. Soit (X_1, \dots, X_n) un échantillon de la variable aléatoire. de loi de densité pdf , la mesure empirique

$$\prod_n = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \delta_{X_i} \quad (\text{A.1})$$

de l'échantillon, où δ_x désigne la mesure de Dirac au point x , "converge" vers la mesure μ . Mais cette mesure empirique n'admet pas de densité par rapport à la mesure de Lebesgue. C'est pourquoi, on "régularise par convolution" \prod_n avec une suite de noyaux $(K_h)_{h>0}$ qui vérifie :

$$\begin{cases} K_h(x) > 0 & \text{pour tout } h > 0 & x \in \mathfrak{R} \\ \int_{\mathfrak{R}} K_h(x) dx = 1 & \text{pour tout } h > 0 \\ K_h \rightarrow \delta_0 & \text{si } h \rightarrow 0 \end{cases} \quad (\text{A.2})$$

On peut ainsi considérer la suite de noyaux $K_h(x) = K(x/h)$ où K peut par exemple désigner le noyau gaussien

$$K(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp(-x^2/2) \quad (\text{A.3})$$

ou le noyau d'Epanechnikov

$$K(x) = \frac{3}{4} (1 - x^2) I_{]-1,1[}(x) \quad (\text{A.4})$$

On estime alors la densité pdf par la fonction

$$\hat{f}_n(x) = \frac{1}{nh_n} \sum_{i=1}^n K\left(\frac{x - X_i}{h_n}\right) \quad (\text{A.5})$$

La suite \hat{f}_n converge vers f . On admettra qu'un choix judicieux pour la suite $(h_n)_n$ est de prendre $(h_n)_n$ de l'ordre de $n^{-1/5}$.

ANNEXE B

GÉNÉRATION DES DISTRIBUTIONS
 α -STABLE

Chambers, Mallows et Stuck ont proposé un algorithme précis et peu coûteux pour simuler les variables aléatoires stables pour $\alpha(0 < \alpha \leq 2)$ et $\beta(-1 \leq \beta \leq 1)$. Il est basé sur une transformation non linéaire de deux variables aléatoires uniformes à une variable stable aléatoire. Nous avons besoin de générer un échantillon aléatoire X d'une distribution (α, β) stable standard. Sachant $0 < \alpha \leq 2$ et $-1 \leq \beta \leq 1$. Nous définissons :

$$\beta_A = \beta, \quad \gamma_A = \pi/2 \quad (\text{B.1})$$

Et si $\alpha \neq 1$:

$$k(\alpha) = 1 - |1 - \alpha| \quad (\text{B.2})$$

$$\beta_A = 2 * \arctan(\beta / \cot(\pi\alpha/2)) / (\pi k(\alpha)) \quad (\text{B.3})$$

$$\gamma_B = \cos(\pi\beta_A k(\alpha)/2) \quad (\text{B.4})$$

$$\Phi_0 = -0.5\pi\beta_A(k(\alpha)/\alpha) \quad (\text{B.5})$$

En outre :

$$\beta' = \begin{cases} -\tan(0.5\pi(1-\alpha)) \tan(\alpha\Phi_0) & \alpha \neq 1 \\ \beta_A & \alpha = 1 \end{cases} \quad (\text{B.6})$$

Ainsi, $Y = X/\gamma_B^{\frac{1}{\alpha}}$ a la fonction caractéristique suivante :

$$\phi_Y(t) = \begin{cases} \exp(-|t|^\alpha - jt(1-|t|^{\alpha-1})\beta' \tan(0.5\alpha\pi)) & \alpha \neq 1 \\ \exp(-|t|(1 + \frac{2}{\pi}j\beta' \log|t| \text{sign}(t))) & \alpha = 1 \end{cases} \quad (\text{B.7})$$

Nous pouvons à présent générer la variable aléatoire Y de la façon suivante : premièrement nous générons deux échantillons indépendants Φ and W , où Φ est uniformément distribué entre $(-\frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{2})$ et W est une distribution exponentielle avec une moyenne de 1. nous pouvons alors calculer les quantités suivantes :

$$\epsilon = 1 - \alpha \quad (\text{B.8})$$

$$\tau = -\epsilon \tan(\alpha\Phi_0) \quad (\text{B.9})$$

$$a = \tan(0.5\Phi) \quad (\text{B.10})$$

$$B = \frac{\tan(0.5\epsilon\Phi)}{0.5\epsilon\Phi} \quad (\text{B.11})$$

$$b = \tan(0.5\epsilon\Phi) \quad (\text{B.12})$$

$$z = \frac{\cos(\epsilon\Phi) - \tan(\alpha\Phi_0) \sin(\epsilon\Phi)}{W \cos(\Phi)} \quad (\text{B.13})$$

$$d = \frac{z^{\frac{\epsilon}{\alpha}} - 1}{\epsilon} \quad (\text{B.14})$$

Ainsi,

$$Y = \frac{2(a-b)(1+ab) - \Phi\tau B(b(1-a^2) - 2a)}{(1-a^2)(1+b^2)} (1 + \epsilon d) + \tau d \quad (\text{B.15})$$

ANNEXE C

FONCTION CARACTÉRISTIQUE PROCHE
DE ZÉRO

Considérons X une variable aléatoire de moyenne zéro et de variance finie :

$$E[X] = 0 \quad (\text{C.1})$$

$$E[X^2] = \sigma^2 \quad (\text{C.2})$$

$f(t)$ est la fonction caractéristique.

$$f(t) = E[e^{iXt}] \quad (\text{C.3})$$

Les dérivés premières et secondes de $f(t)$ existent et sont continues en 0. Au voisinage de 0 nous pouvons écrire :

$$f'(t) = f'(0) + tf''(0) + o(t) \quad (\text{C.4})$$

Les hypothèses sur les moments de X (C.1) et (C.2) signifient que :

$$f'(0) = 0 \quad (\text{C.5})$$

$$f''(0) = -\sigma^2 \quad (\text{C.6})$$

Nous écrivons, alors, d'après (C.4), (C.5) et (C.6) :

$$f'(t) = -\sigma^2 t + o(t) \quad (\text{C.7})$$

Nous pouvons aussi démontrer que dans le voisinage de 0 :

$$f(t) = 1 - \frac{\sigma^2}{2} t^2 + o(t^2) \quad (\text{C.8})$$

C.1 Premier terme dans (4.30)

Dans cette annexe, nous voulons déterminer la limite de premier terme dans (4.30).

$$\lim_{R \rightarrow +\infty} \lambda \pi R^2 \left(\phi_\psi \left(\omega R^{-\frac{\alpha}{2}} \right) - 1 \right) \quad (\text{C.9})$$

Nous utilisons l'équation (C.8) pour approximer $\phi_\psi(\omega R^{-\frac{a}{2}})$ quand $R \rightarrow +\infty$:

$$\begin{aligned} \lambda\pi R^2 (\phi_\psi(\omega R^{-\frac{a}{2}}) - 1) &= \lambda\pi R^2 \left(1 - \frac{\sigma_{\phi_\psi}^2}{2} (\omega R^{-\frac{a}{2}})^2 + o(\omega^2 R^{-a}) - 1 \right) \\ &= \lambda\pi \left(\frac{\sigma_{\phi_\psi}^2}{2} \omega^2 R^{2-a} + \omega^2 o(R^{2-a}) \right) \end{aligned} \quad (\text{C.10})$$

Quand $a > 2$, R^{2-a} tend vers 0, ainsi :

$$\lim_{R \rightarrow +\infty} \lambda\pi R^2 (\phi_\psi(\omega R^{-\frac{a}{2}}) - 1) = 0 \quad (\text{C.11})$$

C.2 Deuxième limite d'existence

Dans cette partie nous voulons déterminer l'existence du second terme dans l'équation (4.30) :

$$\lim_{R \rightarrow +\infty} \left(\lambda\pi\omega^{\frac{4}{a}} \int_{\omega R^{-\frac{a}{2}}}^{+\infty} \frac{d\phi_\psi}{du}(u) u^{-\frac{4}{a}} du \right) \quad (\text{C.12})$$

Nous nous intéressons à l'existence de (C.12) dans deux cas :

- au voisinage de $+\infty$: ψ admet un moment d'ordre 1 donc $\frac{d\phi_\psi}{du}$ est bornée. Nous déduisons qu'au voisinage de $+\infty$ $\frac{d\phi_\psi}{du}(u)u^{-\frac{4}{a}}$ est équivalent à $u^{-\frac{4}{a}}$. Le dernier donne une intégrale de Cauchy qui converge quand $\frac{-4}{a} > -1$, ce qui est le cas de notre étude ($a < 4$) ;
- au voisinage de zéro : d'après (C.7) au voisinage de zéro la fonction $\frac{d\phi_\psi}{du}$ est équivalente à $\sigma_{\phi_\psi}^2 u + o(u)$.

$$\frac{d\phi_\psi}{du}(u) u^{-\frac{4}{a}} du = \left(\sigma_{\phi_\psi}^2 u + o(u) \right) u^{-\frac{4}{a}} du \quad (\text{C.13})$$

Donc $\frac{d\phi_\psi}{du}(u)u^{-\frac{4}{a}}$ est équivalent à $u^{1-\frac{4}{a}}$, le dernier donne une intégrale de Cauchy qui converge quand $1 - \frac{4}{a} > -1$, ce qui est aussi le cas de notre étude ($a > 2$).

ANNEXE D

**LA LOI DU NOMBRE D'INTERFÉRENTS
DANS L'ENVIRONNEMENT CIRCULAIRE**

Sachant N_a , κ suit une loi $B(N_a, q)$ où q est la probabilité qu'une impulsion interfère. Nous avons la probabilité conditionnelle suivante :

$$\mathbb{P}(\kappa = i | N_a = k) = \begin{cases} \frac{k!}{i!(k-i)!} q^i (1-q)^{k-i} & \text{si } 0 \leq i \leq k \\ 0 & \text{si } i > k \end{cases} \quad (\text{D.1})$$

Nous cherchons à trouver la probabilité $\mathbb{P}(\kappa = i)$ pour chaque $i \in N$.

Nous utilisons la formule de probabilité totale c'est-à-dire :

$$\mathbb{P}(\kappa = i) = \sum_{k=0}^{\infty} \mathbb{P}(\kappa = i, N_a = k) \quad (\text{D.2})$$

Par définition de probabilité conditionnelle nous avons :

$$\mathbb{P}(\kappa = i) = \sum_{k=0}^{\infty} \mathbb{P}(\kappa = i | N_a = k) \cdot \mathbb{P}(N_a = k) \quad (\text{D.3})$$

Nous utilisons (4.17) et (D.1) dans cette dernière somme et nous obtenons :

$$\begin{aligned} \mathbb{P}(\kappa = i) &= \sum_{k=i}^{\infty} \mathbb{P}(\kappa = i | N_a = k) \cdot \mathbb{P}(N_a = k) \\ &= e^{-\lambda\pi R^2} \sum_{k=i}^{\infty} \frac{k!}{i!(k-i)!} q^i (1-q)^{k-i} \cdot \frac{(\lambda\pi R^2)^k}{k!} \\ &= e^{-\lambda\pi R^2} \cdot \frac{(q\lambda\pi R^2)^i}{i!} \cdot \sum_{k=i}^{\infty} \frac{(\lambda\pi R^2 (1-q))^{k-i}}{(k-i)!} \end{aligned} \quad (\text{D.4})$$

Par un changement de variable, nous obtenons :

$$\sum_{k=i}^{\infty} \frac{(\lambda\pi R^2 (1-q))^{k-i}}{(k-i)!} = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(\lambda\pi R^2 (1-q))^k}{k!} = e^{-\lambda\pi R^2 (1-q)} \quad (\text{D.5})$$

Nous remplaçons cette quantité dans (D.4) et nous obtenons :

$$\mathbb{P}(\kappa = i) = \frac{e^{-q\lambda\pi R^2} (q\lambda\pi R^2)^i}{i!} \quad (\text{D.6})$$

κ suit alors une loi de poisson de paramètre $(q\lambda\pi R^2)$.

**CALCUL DE LA FONCTION
CARACTÉRISTIQUE DE ψ_i POUR UNE
IMPULSION RECTANGULAIRE**

Nous allons déduire ϕ_{ψ_0} dans (4.31). Nous commençons par calculer ψ_0 :

$$\psi_0 = \int_{-\infty}^{+\infty} m(t)f(t)dt \quad (\text{E.1})$$

Pour faciliter notre calcul, nous allons utiliser une impulsion rectangulaire, c'est-à-dire :

$$\begin{aligned} f(t) &= \text{rect}\left(\frac{t}{T}\right) \\ m(t) &= \text{rect}\left(\frac{t + \frac{T}{2}}{T}\right) - \text{rect}\left(\frac{t - \frac{T}{2}}{T}\right) \end{aligned} \quad (\text{E.2})$$

Où T est la durée de l'impulsion.

Nous pouvons ainsi écrire ψ_0 sous la forme suivante :

$$\psi_0 = (f * m)(\tau) = \text{trian}\left(\frac{\tau + \frac{T}{2}}{T}\right) - \text{trian}\left(\frac{\tau - \frac{T}{2}}{T}\right) \quad (\text{E.3})$$

$$\begin{aligned} \text{trian}\left(\frac{\tau}{T}\right) &= 1 - \frac{|\tau|}{T} \quad \text{pour } |\tau| < T \\ \text{trian}\left(\frac{\tau + \frac{T}{2}}{T}\right) &= 1 - \frac{|\tau + \frac{T}{2}|}{T} \quad \text{pour } -\frac{3T}{2} < \tau < \frac{T}{2} \end{aligned} \quad (\text{E.4})$$

$$\text{trian}\left(\frac{\tau - \frac{T}{2}}{T}\right) = 1 - \frac{|\tau - \frac{T}{2}|}{T} \quad \text{pour } \frac{-T}{2} < \tau < \frac{3T}{2} \quad (\text{E.5})$$

Nous pouvons écrire (E.3) et (E.5) comme suivant :

$$\text{trian}\left(\frac{\tau + \frac{T}{2}}{T}\right) = \begin{cases} \frac{3}{2} + \frac{\tau}{T} & \frac{-3T}{2} < \tau < \frac{-T}{2} \\ \frac{1}{2} - \frac{\tau}{T} & \frac{-T}{2} < \tau < \frac{T}{2} \end{cases} \quad (\text{E.6})$$

$$\text{trian}\left(\frac{\tau - \frac{T}{2}}{T}\right) = \begin{cases} \frac{\tau}{T} - \frac{1}{2} & \frac{-T}{2} < \tau < \frac{T}{2} \\ \frac{3}{2} - \frac{\tau}{T} & \frac{T}{2} < \tau < \frac{3T}{2} \end{cases} \quad (\text{E.7})$$

Ainsi, ψ_0 peut s'écrire :

$$\psi_0(\tau) = (f * m)(\tau) = \begin{cases} \frac{3}{2} - \frac{\tau}{T} & \frac{-3T}{2} < \tau < \frac{-T}{2} \\ 1 - \frac{2\tau}{T} & \frac{-T}{2} < \tau < \frac{T}{2} \\ \frac{-3}{2} + \frac{\tau}{T} & \frac{T}{2} < \tau < \frac{3T}{2} \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (\text{E.8})$$

τ est uniformément réparti sur $[-\frac{3T}{2}, \frac{3T}{2}]$.

Nous allons maintenant déterminer $\phi_{\psi_0}(\omega)$:

$$\begin{aligned}
 \phi_{\psi_0}(\omega) &= E[e^{j\omega\psi_0}] \\
 &= \int_{-\frac{3T}{2}}^{\frac{3T}{2}} e^{-j\omega\psi_0(\tau)} \cdot \frac{1}{3T} \cdot d\tau \\
 &= \frac{1}{3T} \left\{ \int_{-\frac{3T}{2}}^{-\frac{T}{2}} e^{-j\omega(\frac{3}{2} + \frac{\tau}{T})} \cdot d\tau + \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} e^{-j\omega(1 - \frac{2\tau}{T})} \cdot d\tau + \int_{\frac{T}{2}}^{\frac{3T}{2}} e^{+j\omega(\frac{3}{2} - \frac{\tau}{T})} \cdot d\tau \right\} \\
 &= \frac{1}{3T} \left\{ \int_{\frac{T}{2}}^{\frac{3T}{2}} \left(e^{-j\omega(\frac{3}{2} - \frac{\tau}{T})} + e^{+j\omega(\frac{3}{2} - \frac{\tau}{T})} \right) \cdot d\tau + \int_0^{\frac{T}{2}} \left(e^{-j\omega(1 - \frac{2\tau}{T})} + e^{+j\omega(1 - \frac{2\tau}{T})} \right) \cdot d\tau \right\} \\
 &= \frac{1}{3T} \left\{ \int_{-\frac{3T}{2}}^{-\frac{T}{2}} 2\cos\left(\omega\left(\frac{3}{2} - \frac{\tau}{T}\right)\right) \cdot d\tau + \int_0^{\frac{T}{2}} 2\cos\left(\omega\left(1 - \frac{2\tau}{T}\right)\right) \cdot d\tau \right\} \\
 &= \frac{-2}{3T} \left\{ \left[\frac{\sin\left(\omega\left(\frac{3}{2} - \frac{\tau}{T}\right)\right)}{\frac{\omega}{T}} \right]_{\frac{T}{2}}^{\frac{3T}{2}} + \left[\frac{\sin\left(\omega\left(1 - \frac{2\tau}{T}\right)\right)}{\frac{2\omega}{T}} \right]_0^{\frac{T}{2}} \right\} \\
 &= \frac{\sin(\omega)}{\omega}
 \end{aligned} \tag{E.9}$$

Résumé

L'objectif de ce travail est d'étudier les performances d'un système radio impulsionnel à bande ultra large transposé dans la bande millimétrique pour des réseaux *ad hoc*. Les contraintes imposées sont la simplicité des architectures, la souplesse d'utilisation et l'asynchronisme des utilisateurs.

Dans un premier temps, nous procédons à une modélisation statistique du canal à partir de mesures effectuées à l'IEMN dans la bande 57-59 GHz. L'étude du canal se décompose en deux parties. La première concerne l'étude de la puissance reçue en environnement *ad hoc*. La deuxième se focalise sur l'effet des trajets réfléchis. Nous proposons ensuite un algorithme de simulation du canal et du système UWB choisi afin de déterminer les performances du système en terme de taux d'erreurs binaires et de probabilité d'erreur par paquet.

Un des facteurs limitant les performances est l'interférence d'accès multiples (MAI). Nous effectuons une étude sur la nature de ces interférences. Trois techniques d'estimation sont proposées pour modéliser leur densité de probabilité. La première est une estimation non paramétrique par la méthode du noyau. La seconde est la distribution gaussienne généralisée et la dernière est la distribution α -stable. Les performances des trois approches ainsi que l'impact des conditions matérielles et réseaux sur le MAI sont présentées.

Ensuite, en utilisant une démonstration analytique, nous montrons que la modélisation du MAI par la distribution α -stable dans le cas des réseaux *ad hoc* est tout à fait adaptée. Enfin, nous concluons que le récepteur gaussien n'est pas optimal. S'il est difficile d'envisager la mise en œuvre d'un récepteur optimal car nous n'avons pas d'expression analytique exacte pour la densité de probabilité du MAI, un récepteur Cauchy s'avère nettement plus performant que le récepteur gaussien.

Mots clés

Canal à 60 GHz, TH-PPM-UWB, Réseaux *ad hoc*, Interférences d'accès multiples, Modélisation du bruit multi-utilisateurs, Estimation paramétrique, La distribution α -stable.

Abstract

The main aim of this work is to study the performance of Impulse Radio Ultra Wide Band up converted to the 60 GHz band for high rate *ad hoc* network. Constraints are architecture's simplicity, flexibility and asynchronism between users.

First, we develop a statistical model of the channel based on measurements made in IEMN in the 57 to 59 GHz band. We have proceeded in two steps : we first model the received power distributions, taking into account the *ad hoc* conditions, and then the multipath behaviour of the channel.

Then, we propose a simulation algorithm for the channel and the UWB system, in order to determine the system performance in terms of bit error rate and packet error rate.

However, performance is limited by multiple access interference (MAI). We study the nature of this interference and propose three different methods to estimate its distribution : a non-parametric estimation, the Generalized Gaussian and the α -stable distributions. We present the performance of these approaches and the effect of material and network constraints on the nature of the MAI. Then, by using an analytical demonstration, we show that modelling MAI with α -stable distribution in an *ad hoc* context is perfectly adapted.

Finally, we conclude that the gaussian receiver is not optimal. While it is difficult to envisage the implementation of an optimal receiver because we do not have an exact analytical expression for the probability density of the MAI, a Cauchy receiver is significantly more efficient than the gaussian one.

Key words

60 GHz channel, TH-PPM-UWB, *ad hoc* network, Multiple access interference, Modelling multi-users interference, Parametric estimation, α -stable distribution.

