

N° d'ordre : H 681

IEMN - UMR CNRS 8520
IRCICA - FR CNRS 3024

Institut TELECOM
TELECOM Lille 1

Mémoire en vue de l'Habilitation à Diriger des Recherches

**VERS UNE MODÉLISATION DU CANAL RADIO ET
DES INTERFÉRENCES POUR L'INTELLIGENCE
AMBIANTE.**

Laurent Clavier

27 Novembre 2009

JURY

Pr. Luis M. Correia	Université Technique de Lisbonne, Portugal	Rapporteur
Pr. Samir Saoudi	TELECOM Bretagne, Institut TELECOM	Rapporteur
Pr. Bernard Uguen	Université de Rennes 1	Rapporteur
Pr. Jean-Marie Gorce	INSA Lyon	Membre
Pr. Mérrouane Debbah	SUPELEC Gif-Sur-Yvette	Membre
Pr. Philippe Vanheeghe	École Centrale de Lille	Membre
Pr. Paul Alain Rolland	Université Lille 1 Sciences et Technologies	Directeur

Je ne suis rien.
Je ne serai jamais rien.
Je ne peux vouloir être rien.
À part ça, je porte en moi tous les rêves du monde.

Bureau de Tabac

FERNANDO PESSOA

QUELQUES REMERCIEMENTS...

Si je devais remercier ici l'ensemble des personnes qui m'ont permis d'arriver à cette habilitation, la liste serait longue. Je n'essaie donc même pas et je m'excuse auprès de qui pourrait se sentir oublié.

Les premières personnes qui me viennent à l'esprit sont ma femme et mes enfants. Je ne sais que dire qui ne paraîtrait pour le lecteur λ ennuyeux ou tellement classique. Je leur réserve donc toute ma gratitude pour des instants privés.

À TELECOM Lille 1 j'ai une pensée particulière pour Pierre Baylet et Yves Druelle qui m'ont fait passer un premier entretien alors qu'ils étaient en déplacement à Brest. C'est quand même un grand luxe. Je tiens également à remercier certains collègues avec qui j'ai pu partager un peu plus que du travail (Manu, Christophe (x2), Tovo, Marie Noëlle et quelques autres...).

Il est essentiel pour moi de remercier les personnes de l'IEMN et de l'IR-CICA avec lesquelles j'ai pu développer une activité de recherche pertinente, dans un environnement de qualité. Je remercie en particulier Alain Cappy et son prédécesseur Georges Salmer. Je remercie également l'ensemble du groupe CSAM, et notamment Paul Alain et Nathalie pour la confiance qu'ils m'ont accordée. Je remercie Rédha pour ses tentatives de transmissions millimétriques grâce auxquelles nous avons pu "stéréo-visionner" Madagascar. Grand moment pour la science... enfin, je crois. Merci aux Christophe (x2) et à Michel, collègues de bureau. Merci aux thésards que j'ai encadré ou que j'encadre (Rodrigue, Hamza, Chen, Hassen, Abdelbasset, Gu Wei, et sûrement Kouakou), mais également aux autres. Au risque de vexer, je ne fais pas de listes, pas de références à des barbes hirsutes, des brutes romaines ou au rugbyman qui a changé de catégorie...

Il resterait de nombreuses rencontres à remercier. À l'USTL, en France, lors des COST ou de conférences... Beaucoup de gens qui m'ont permis d'avancer et me le permettront sans doute encore. J'espère que j'ai pu ou que je pourrais les remercier autrement que par quelques lignes sur une feuille de papier. Mention spéciale à Nourddine sans qui ce document serait certainement très différent.

Pour conclure, je remercie mes rapporteurs et les membres du jury pour lesquels j'ai beaucoup de respect et de considération.

Table des matières

1	Introduction.	1
2	Résumé de mes activités.	5
2.1	Résumé rapide des activités.	6
2.2	L'enseignement.	8
2.3	La recherche.	12
2.3.1	Le travail de thèse.	12
2.3.2	À TELECOM Lille 1 et à l'IEMN.	14
2.4	Le travail administratif.	20
2.4.1	Enseignement	20
2.4.2	Recherche	22
	Publications.	29
3	Description de mes travaux de recherche.	35
3.1	Canal.	35
3.1.1	Puissances reçues en environnement <i>ad hoc</i>	47
3.1.2	Modélisation de la réponse impulsionnelle.	52
3.1.3	Conclusions intermédiaires.	67
3.2	Accès multiples.	68
3.2.1	Choix d'une méthode d'accès multiples.	69
3.2.2	DS-CDMA asynchrone	71
3.2.3	Transmission d'impulsions transposées à 60 GHz.	82
3.2.4	Conclusions intermédiaires.	89
4	Prospectives.	91
4.1	Évolution des travaux : le contexte.	91
4.2	Modélisation des interférences.	96
4.2.1	Position du travail.	96
4.2.2	Système.	97
4.2.3	Validité du modèle	101

4.2.4	Récepteur de Cauchy	102
4.3	Modélisation du canal UWB	105
4.3.1	Modélisation statistique du canal.	106
4.3.2	Génération de la réponse impulsionnelle.	108
4.3.3	Application au canal UWB à 60 Ghz.	109
5	Conclusion.	113
	Annexes.	116
A	Profils puissance-retard.	117
B	DS-CDMA.	121
B.1	Différents échantillons en sortie du récepteur rake.	121
B.2	Le rapport signal à bruit	123
C	Distributions α-stables.	125
C.1	Généralités	125
C.2	Estimation	127
C.3	Génération	128
D	Fonction caractéristique du MAI.	131
E	Processus α-stables.	135
E.1	Vecteurs aléatoires α -stables symétriques.	135
E.2	Processus aléatoires symétriques α -stables.	137
	Bibliographie.	139

Chapitre 1

Introduction.

Je suis arrivé à TELECOM Lille 1 en Janvier 1998¹. Je venais de soutenir ma thèse en Décembre 1997 à TELECOM Bretagne. Elle portait sur l'analyse de signaux cardiologiques (les électrocardiogrammes) afin de détecter les patients à risque d'une maladie spécifique : la fibrillation auriculaire. Mon arrivée à Lille a marqué un important tournant dans mes activités puisque je me suis alors orienté vers les communications numériques. Ces nouvelles thématiques de recherche ont été développées à TELECOM Lille 1 et, à partir de 2001, à l'IEMN² au sein du groupe CSAM³.

Mes premières années dans le Nord ont donc été l'occasion de découvrir et de développer de nouvelles compétences. Dans un premier temps, essentiellement au niveau des enseignements puisque, très rapidement, j'ai eu des responsabilités de cours. Ce fut également peu après mon arrivée que les méthodes d'enseignement à distance ont évolué. Initialement enregistrés sur des cassettes vidéo, les enseignements ont été adaptés à des supports informatiques et mis à disposition des étudiants par Internet. Ce travail a nécessité une importante réflexion pédagogique et de mise en forme. Soute-

1. À ses débuts, l'école s'appelait ENIC (École Nouvelle d'Ingénieurs en Communication) et existait depuis moins de 10 ans. Elle occupe une place particulière à Lille puisqu'elle est le résultat d'une collaboration entre l'Université de Lille 1 et l'Institut TELECOM. Elle forme des étudiants en formation initiale, sélectionnés au niveau BAC et qui, 5 ans plus tard si leur scolarité se déroule bien, sortent avec un diplôme d'ingénieur. Elle formait également à l'époque autant d'étudiants en formation professionnelle, ayant un minimum de 4 années d'expérience en entreprise. La particularité de l'enseignement en formation initiale est l'importance donnée aux stages. En effet, sur 5 ans, les étudiants passent près de 2 années en stage. Les candidats en formation professionnelle restent 18 mois à l'école et obtiennent le même diplôme que les formations initiales. Depuis, cependant, leur nombre s'est nettement réduit. Ils ont été remplacés par des formations par apprentissage - le candidat passant 3 ans entre une entreprise et l'école - et des formations professionnelles plus courtes. La diversité des publics à former a demandé le développement de différents modes de formation (présentielle ou distante) et TELECOM Lille 1 a développé différents dispositifs de formation très innovants.

2. IEMN : Institut d'Électronique, de Microélectronique et de Nanotechnologie.

3. CSAM : Circuits, Systèmes et Applications des Microondes.

nus par un service de développement de l'école (COROLIA Formation) les enseignants ont ainsi transféré leurs cours sur le WEB en veillant à la convivialité et à l'attractivité des supports sans faire de concession sur la qualité du contenu. Pour cela, nous avons créé des séquences animées et éventuellement sonores, de courtes vidéos et des planches en support du photocopié de cours afin de proposer un processus de formation complet. Pour satisfaire le haut niveau d'exigence d'une formation d'ingénieurs, ces supports distants s'accompagnent de regroupements téléphoniques distants ainsi que de regroupements réguliers à l'école. Cet investissement en enseignement est une expérience riche. La rencontre de divers professionnels en formation ou lors de visites de stages, nombreux dans le cursus d'un étudiant de TELECOM Lille 1, est également un facteur d'enrichissement important. Elle permet de mieux comprendre les contraintes et les objectifs des entreprises ainsi que de mieux cibler les attentes d'une formation d'ingénieur. Enfin, le suivi d'étudiants par apprentissage qui restent 3 ans dans la même entreprise permet également ce contact précieux avec le monde industriel.

Dans le même temps, mes activités de recherche ont également été riches. Si, mon arrivée à TELECOM Lille 1 a marqué un changement radical de thématique puisque du biomédical je suis passé aux communications numériques, elle a aussi été l'opportunité de développer des compétences nouvelles au sein de mon équipe d'accueil à l'IEMN et de TELECOM Lille 1. J'ai rapidement été impliqué dans les projets CPER⁴ LOMC⁵ et RPMM⁶. L'objet de ces projets était à des niveaux plus amonts ou plus appliqués (vers des démonstrateurs) de travailler à la conception de réseaux *ad hoc* haut débit associant plusieurs supports de transmission dont, en particulier, les ondes radio à 60 GHz. L'IEMN apportait une forte compétence en conception et architecture des circuits. Ces projets nécessitaient le lien avec le LIFL⁷, l'autre partenaire local, qui était en charge de l'intergiciel de communication et expert dans les protocoles de routage. Mon rôle a été de travailler sur les aspects traitement numérique du signal et communication numérique en lien avec ces deux équipes. J'ai ainsi développé deux axes de recherche principaux : le canal radio à 60 GHz et les solutions pour le partager entre les différents utilisateurs. Plus précisément, depuis cette époque, mes travaux portent sur deux aspects essentiels :

4. CPER : Contrat Plan Etat Région.

5. LOMC : Liaisons entre Objets Mobiles Communicants.

6. RPMM : Réseaux de Proximité Multimedia et Multisupports.

7. LIFL : Laboratoire d'Informatique Fondamentale de Lille.

- *l'étude du canal radio* : la bande des 60 GHz était alors peu connue et il était nécessaire de caractériser le canal et de le modéliser. Pour optimiser émetteurs et récepteurs, nous avons choisi une approche statistique. Si, tant que la bande passante considérée n'est pas trop large, les approches classiques (basées sur les fonctions de corrélations du canal et les statistiques d'ordre 2) peuvent convenir, dès que les bandes des signaux dépassent 500 MHz, il faut chercher de nouvelles approches ;
- *l'étude du partage des ressources* : l'un des soucis de l'équipe était la simplicité des émetteurs récepteurs ; les difficultés matérielles à 60 GHz (en particulier le bruit de phase) nous ont poussé dans un premier temps à considérer des transmissions de type mono-porteuse (BPSK⁸ ou QPSK⁹) où l'accès multiple était assuré par un DS-CDMA¹⁰. Cette solution, assez robuste dans un cas général, souffre cependant d'une sensibilité importante à l'effet proche lointain. Quand nous avons étudié les réseaux *ad hoc* puis les réseaux de capteurs, une technique d'accès multiples par évitement a semblé bien plus appropriée. Qui plus est, cette approche s'associe naturellement avec la transmission d'impulsions de très courtes durées (inférieures à la nanoseconde) qui permet des circuits simples et à faible consommation. Nos travaux ont alors porté sur les méthodes à bande ultra large par transmission d'impulsions transposées dans la bande millimétrique.

Le projet RPMM s'est poursuivi de 2004 à 2007 (sous le nom CPMM¹¹) et j'ai été chargé de son animation scientifique. Il était la partie plus amont en support d'un projet plus appliqué dans le même cadre : COMDOM¹². Les efforts du groupe CSAM se concentraient à ce moment là sur la transmission d'impulsions en bande millimétrique. Mes travaux se sont donc naturellement centrés sur ces aspects. Les problèmes de modélisation rencontrés sont essentiellement liés d'une part au canal de propagation et d'autre part aux interférences.

Depuis 2006, le groupe CSAM est fortement impliqué dans la fédération de recherche CNRS IRCICA¹³. Les thématiques étudiées évoluent vers deux problématiques : les transmissions très haut débit (10 Gbits/s) sur des liens

8. BPSK : Binary Phase Shift Keying.

9. QPSK : Quadrature Phase Shift Keying.

10. DS-CDMA : Direct Sequence Code Division Multiple Access.

11. CPMM : Communications de Proximité Multimedia et Multisupports.

12. COMDOM : COMmunications DOMestiques.

13. IRCICA : Institut de Recherche sur les Composants logiciels et matériels pour l'Information et la Communication Avancée.

radio très courts et les réseaux de capteurs. Elles s'appuient sur l'axe Campus Intelligence Ambiante du CPER¹⁴ 2007-2013 de l'Université de Lille 1. Les contraintes de très haut débit d'un côté et d'ultra faible consommation de l'autre nécessitent la mise en œuvre de plusieurs solutions de communication, la bande millimétrique permettant à la fois d'offrir de larges bandes disponibles pour le très haut débit et des solutions très faible consommation et miniature pour les réseaux de capteurs.

Tout au long de ces années, j'ai eu l'opportunité d'encadrer de nombreux stages de Master. J'ai encadré deux thèses qui ont été soutenues et trois (dont une en cotutelle avec l'Université de Reims) actuellement en cours. J'ai participé à des projets nationaux et Européens (enseignement et recherche) qui m'ont permis de lier de nombreux contacts. Je suis également allé au Japon effectuer une mission financée par l'ambassade de France à Tokyo sur l'état de la recherche sur les réseaux de capteurs dans ce pays. J'ai été actif au sein des groupes de recherche nationaux ISIS¹⁵ et Ondes. L'essentiel de mes travaux a été publié dans 4 revues internationales, 1 revue nationale, 32 conférences internationales et 8 conférences nationales et 12 workshops ou participation à des projets.

Mon mémoire d'Habilitation à Diriger des Recherches se compose de trois parties. Le chapitre 2 reprend le déroulement de mes travaux depuis ma thèse. Y sont abordés les aspects enseignement, recherche et administratif. Les chapitres 3.1 et 3.2 détaillent mes principaux travaux de recherche depuis mon arrivée à Lille. J'ai essayé de garder une approche cohérente de l'ensemble de mes travaux ainsi qu'une approche suffisamment pédagogique pour fournir un document complet et auto-cohérent. Enfin, le chapitre 4 est un positionnement de mes travaux à l'instant où j'écris ce mémoire et les perspectives qui devraient orienter mes activités dans les cinq à dix ans à venir.

Plusieurs idées ont été et restent des conditions majeures de mon activité de recherche : renforcer la compétence traitement numérique du signal au sein du groupe CSAM, m'appuyer sur l'expertise en conception de circuit du groupe, collaborer sur le thème des communications numériques au sein de l'Université de Lille 1 et de l'Institut TELECOM. Je dois ainsi trouver un juste équilibre entre les applications pertinentes pour les matériels développés au sein du groupe et les aspects plus fondamentaux, nécessaires pour développer une compétence stable en communications numériques.

14. CPER : depuis 2007, le P ne signifie plus Plan mais Projet : Contrat Projet Etat Region.

15. ISIS : Information, Signal, Images et viSion, <http://gdr-isis.org/>.

Chapitre 2

Résumé de mes activités.

Ce chapitre présente l'ensemble de mes activités depuis ma thèse. J'y décris dans un premier temps mes activités d'enseignement puis mes activités de recherche. Enfin je résume l'essentiel de mes tâches administratives. La cohérence de l'ensemble de ces activités se fait autour des communications sans fils et, plus précisément, des méthodes de traitement numérique du signal et de communications numériques liés aux réseaux sans fils. L'enseignement et l'encadrement des projets de fin d'étude des élèves de TELECOM Lille 1 m'a permis de développer une expertise sur la couche physique des réseaux cellulaires et des réseaux locaux. Mes activités de recherche m'ont permis d'étudier des solutions technologiques novatrices. En particulier le cadre des réseaux ad hoc et des réseaux de capteurs est devenu central dans mes travaux depuis 7 à 8 ans. La liste de mes publications se trouve en fin de ce chapitre. Elles sont référencées dans le texte. Les lettres indiquent le type de revue : T pour Thèse, L pour Livre, R pour Rapport, AI pour Article en revue Internationale, AN pour Article en revue Nationale, CI pour Conférence Internationale, CN pour Conférence Nationale, WS : pour des projets spécifiques.

2.1 Résumé rapide des activités.

Laurent CLAVIER
7 Avenue Picavet
59130 LAMBERSART
39 ans. Marié. Deux enfants.

INGENIEUR, DOCTEUR
Traitement du Signal
et Communications Numériques

EXPÉRIENCE PROFESSIONNELLE.

1998 - 2009 : Enseignant chercheur à Télécom Lille 1, Villeneuve d'Ascq, et à l'IEMN (Institut d'Electronique, de Microélectronique et de Nanotechnologies; CNRS, UMR 8520). En délégation CNRS de Septembre 2005 à Août 2006.

Recherche :

Domaines : couche physique des réseaux de communication sans fils (cellulaires, locaux, *ad hoc*, capteurs), caractérisation et modélisation statistique du canal (Ultra Large Bande, bande millimétrique), méthodes d'accès multiples, gestion des débits variables, UWB, codage canal. Travail en lien étroit avec la partie architecture matérielle et conception de circuits à l'IEMN et avec la partie réseau (couche MAC, routage) au LIFL (Lab. d'Informatique Fondamentale de Lille).

Projets, animation :

- Participation à deux projets CPER TACT (2001-2004), (RPMM : préparation des générations futures de réseaux de proximité multimédia et multi supports, LOMC : liaison de proximité haut débit entre objets mobiles communicants), coordination d'un projet CPER TAC (CPMM Communication de Proximité Multimédia Multisupports - 2004-2007).
- Participation au développement d'une plate-forme de démonstration de réseau *ad hoc* utilisant la transmission d'impulsions ULB transposée à 60 GHz (CPER TAC COM'DOM, 2004-2007)
- Coordination de trois projets sur crédits incitatifs du GET (1 an - 2001, 2002 et 2007).
- Participation aux projets européens COST 273 (Towards Broadband Multimedia Networks) et COST 2100 (Pervasive Mobile & Ambient Wireless Communications). Organisation d'un meeting du COST 2100 (100 participants) à TELECOM Lille 1.
- Participation aux GDR ondes (groupe ULB) et ISIS. Organisation d'une journée sur la coopération dans les réseaux de capteurs dans le cadre du GDR ISIS le 12 juin 2008 à TELECOM Paris.
- Voyage d'une semaine au Japon financée par l'ambassade de France à Tokyo pour faire un état de l'art de la recherche sur les réseaux de capteurs.
- Invitation du Professeur Ichikawa (Université d'Electro-Communications de Tokyo) pour une conférence à l'IRCICA.
- Participation au projet ANR ARFU WASABI (Wireless system And SystemC-AMS Basic Infrastructure) dont l'objet est la simulation sous SystemC-AMS d'un réseau de capteurs.

Encadrements : cinq thèses (deux soutenues), stages Master, stagiaires hongrois, indiens, jordaniens, allemands.

Enseignement : communications numériques, codage canal, méthodes d'accès multiples, CDMA, canal de propagation, signaux déterministes et aléatoires, analyse temps-fréquence, ondelettes, chaînes de Markov cachées, méthodes de classification, Matlab de la 1ère à la 5ème année d'école d'ingénieur. Responsabilité de programmes de cours.

1994-1997 : Doctorat "Traitement du signal appliqué aux électrocardiogrammes" à TELECOM Bretagne, Brest; directeur : J.M. Boucher. Thèse soutenue le 18/12/97 (Allocation de recherche MESR). Etude de signaux enregistrés à l'hôpital de Brest.

1992-1993 : Projet d'entreprise en collaboration avec Philips "Comparaison du comportement de MOSFETS avec leur modèle sur le simulateur ACCUSIM de MENTOR GRAPHICS". Université de Manchester, Angleterre.

1992 : Stage "Utilisation du microprocesseur DSP 56001 en traitement du signal" IFREMER (Institut Français pour la Recherche et l'Exploitation de la MER), Brest.

TITRES ET DIPLÔMES

1999 : Appellation Maître de conférence du GET

1997 : Doctorat de l'Université de Rennes I en traitement du signal (mention très honorable)

1994 : DEA STIR (Signal, Télécommunications, Image Radar), option Télécommunication-Université de Rennes I (mention Assez Bien)

1993 : Ingénieur de l'ENSEEIH (Ecole Nationale Supérieure d'Electrotechnique, d'Electronique, d'Informatique et d'Hydraulique de Toulouse), option électronique. Dernière année effectuée à l'Université de Manchester en Angleterre.

DOMAINES DE COMPÉTENCES.

- Communications numériques : théorie de l'information, codage canal, méthodes d'accès multiples (CDMA), ULB, canal de propagation.
- Couche physique : réseaux cellulaires, WLAN, réseaux ad hoc, réseaux de capteurs.
- Traitement du signal : temps fréquence, ondelettes, chaînes de Markov, codage de la parole.
- Matlab.
- Anglais courant (lu, écrit, parlé).

ENCADREMENT DE THÈSE.

- Abdelbasset El Massouri, "Simulation du canal radio et des modules RF de transmission-réception en système C-AMS", Thèse de Doctorat depuis Juillet 2008, Université de Lille 1. Co-directeur : Andréas Kaiser, taux d'encadrement 70%.
- Hassen Benmaad, "Codes LDPC en environnement non gaussien", Thèse de Doctorat depuis Janvier 2008, Université Champagne-Ardenne. Co-directeur : Guillaume Gelle, taux d'encadrement 50%.
- Jiejia Chen, "Transmissions multi-stades : impact des caractéristiques matériels et de l'interférence multi-utilisateurs", Thèse de Doctorat depuis Septembre 2007, Université de Lille 1. Co-directeur : Nathalie Rolland, taux d'encadrement 70%.
- Hamza ElGhannudi, "Interférences d'accès multiples et performances d'un système impulsionnel à bande ultra large transposé à 60 GHz en réseau ad hoc", Thèse de Doctorat, soutenue le 13 Décembre 2007, Université de Lille 1. Co-directeur : Paul-Alain Rolland, taux d'encadrement 70%.
- Rodrigue Okouyi, "Faisabilité d'un système basé sur le DS-SS pour les futurs réseaux locaux sans fil à 60 GHz", Thèse de Doctorat, soutenue le 1er Février 2006, Université de Lille 1. Co-directeur : Yves Delignon, taux d'encadrement 80%.

DIVERS.

Outre mes publications j'ai été "reviewer" pour plusieurs conférences et revues (IEEE Trans. on Communications, IEEE Trans. on Wireless Communications, IEEE Trans. on Vehicular Technology, European Trans. on Communication, Grets, PIMRC, VTC, Globecom, Chinacom, ICC...)

2.2 L'enseignement.

Mes premières expériences d'enseignement ont eu lieu pendant ma thèse à TELECOM Bretagne et à l'Université de Bretagne Occidentale à Brest. Depuis mon arrivée à TELECOM Lille 1 en janvier 1998, j'enseigne dans le département systèmes de communication. Ce département regroupe les enseignants d'électronique et de traitement du signal. Il est en charge des enseignements de base dans ces deux domaines mais également d'enseignements plus avancés sur les réseaux cellulaires, le traitement du signal et des images, la télévision numérique, l'optique et les micro-ondes.

Le domaine principal de mon activité d'enseignement est le traitement du signal, mais j'ai aussi eu l'occasion d'enseigner en électronique. Les enseignements sont axés sur les bases du traitement du signal dans les trois premières années de l'école. Ils sont mis dans un contexte plus particulier dans les options de quatrième et cinquième année : les communications avec les mobiles ou la télévision numérique. J'interviens dès la première année de l'école dans des travaux pratiques de traitement du signal : études de signaux dans les domaines temporels - oscilloscope - et fréquentiels - analyseur de spectre. Une partie importante de mon enseignement s'effectue ensuite en troisième année, principalement sur les signaux aléatoires dont j'assure les cours et les travaux dirigés. Je participe également à des travaux pratiques sous Matlab. En option, j'enseigne certaines méthodes de traitement du signal (transformées temps-fréquence, ondelettes, chaînes de Markov, méthodes de classification) ; j'enseigne également des points plus spécifiques dans le domaine des communications avec les mobiles (le codage canal, les accès multiples et le canal de propagation).

Je suis intervenu et j'interviens également dans des masters : le master recherche TAC¹ à Lille et un master professionnel à Reims pour des cours sur les méthodes d'accès multiples.

D'un point de vue quantitatif, j'ai rédigé 5 polycopiés de cours : sur les signaux aléatoires, des compléments en traitement du signal (temps-fréquence, ondelettes, chaînes de Markov cachées), sur le canal de propagation, les méthodes d'accès multiples et le codage canal. J'ai également rédigé un document d'introduction à Matlab pour des travaux pratiques. Avant 2005, le volume effectué chaque année correspondait - selon le décompte universitaire

1. TAC : Technologies Avancées pour les Communications.

- approximativement à 300 heures équivalent TD² (voir figure 2.1), soit plus des trois quarts de mon temps consacrés à l'enseignement. En 2005-2006, j'ai

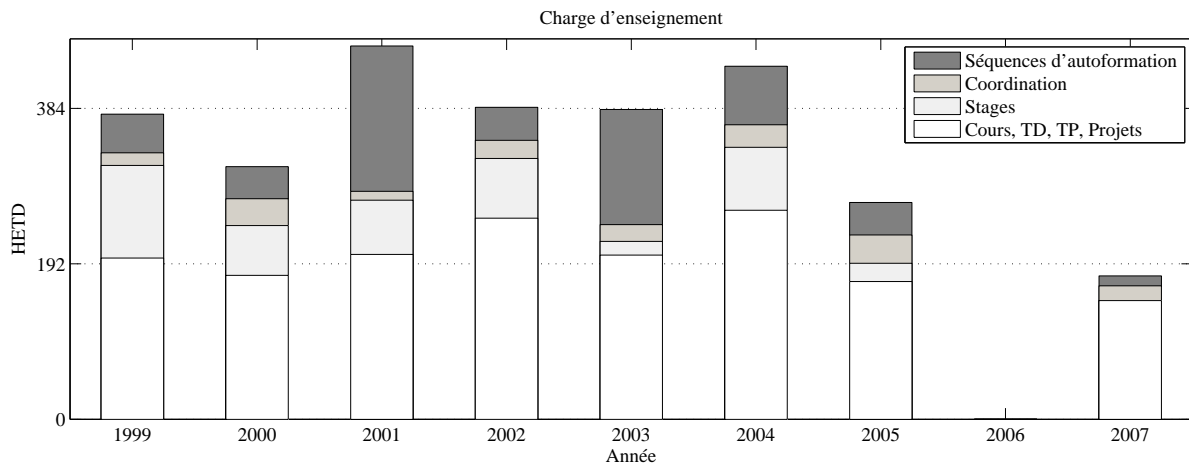


FIGURE 2.1 – Volume d'enseignements par année Universitaire depuis mon arrivée à TELECOM Lille 1.

effectué une année de délégation au CNRS et depuis 2006, TELECOM Lille 1 n'est plus une Nouvelle Formation d'Ingénieur³. Dès lors, les objectifs de recherche sont plus clairement affichés et il en découle une volonté de réduire la charge d'enseignement des enseignants chercheurs.

Une composante importante de l'enseignement à TELECOM Lille 1 est la présence de différents modes d'enseignement et en particulier, en plus du cursus en présentiel, l'autoformation à distance : Tuttnet®. Les étudiants en formation professionnelle peuvent grâce à ce cursus suivre la formation d'ingénieur de l'école tout en restant à la disponibilité de leur entreprise. En trois années, ils suivent l'équivalent des trois dernières années du cursus de la filière classique. Cette modalité d'enseignement a nécessité de repenser l'approche pédagogique de nos enseignements. Les cours ont été remplacés par des séquences d'autoformation basées sur l'Internet. Ces séquences associent des planches ("*slides*") à des séquences vidéos courtes (moins de 5 minutes en général) et des séquences animées, éventuellement accompagnées d'un commentaire sonore. En complément des supports d'autoformation, nous

2. TD : Travaux Dirigés; un service temps plein d'enseignement correspond en effet à 384 heures équivalent TD.

3. TELECOM Lille 1, alors appelée ENIC, était à l'origine une NFI (Nouvelles formation d'Ingénieurs) ce qui imposait des contraintes sur les enseignements et la pédagogie avec une forte volonté d'être proche des entreprises. En 2006, l'école est devenue TELECOM Lille 1, une école d'ingénieur "classique". Elle est régulièrement évaluée par la CTI (Commission des Titres d'Ingénieur). Cette commission est attentive à la qualité de la recherche des enseignants de l'école.

fournissons aux étudiants un polycopié de cours et un livret d'accompagnement contenant des exercices. Lors du déroulement de l'apprentissage, des regroupements téléphoniques ont lieu régulièrement. Pendant 2 ou 4 heures, aidés d'une table graphique nous sommes en conférence téléphonique avec l'ensemble des apprenants. Cette table permet de transmettre des images, d'écrire du texte ou de faire des dessins qui sont transmis au fur et à mesure aux étudiants. Les étudiants disposent également d'un forum pour échanger entre eux et avec l'enseignant tout au long du déroulement du cours. Enfin, en début et en fin de chaque module, quelques heures en face à face sont programmés.

Initiée vers 1999, la mise en place de ce système d'enseignement a donc été à l'origine d'une charge de travail importante. J'ai développé quatre cours sous cette formule : signaux aléatoires, accès multiples, codage canal et canal de propagation. Ceci signifie une structuration fine de ces cours. Ces cours d'autoformation ont nécessité que je cible les notions essentielles à transmettre aux étudiants en formation professionnelle et que je trouve les moyens de leur expliquer des concepts délicats sans excessive complexité du fait de leurs parcours atypiques. Il est essentiel de mettre en place des parcours d'apprentissage progressifs, proches d'applications concrètes, tout en gardant une exigence scientifique indispensable à une formation d'ingénieur. Cette formation a nécessité que j'approfondisse le contenu des matières enseignées. Ces dernières, proches de mes activités de recherche, m'ont permis parallèlement d'élargir le spectre de mes connaissances.

Il faut également noter que depuis 1998, le nombre d'étudiants en formation professionnelle a nettement baissé, qu'ils soient présents sur TELECOM Lille 1 pendant toute la formation ou sur le format Tuttnet®. Nous avons donc développé des formations plus courtes, mieux adaptées à l'évolution des entreprises et à leur difficulté de mettre en place des plans de formation sur 18 ou 36 mois. J'ai en particulier participé à l'élaboration du contenu d'un BADGE⁴ sur les réseaux cellulaires avec l'aide de Corolia Formation, département de TELECOM Lille 1 en charge des formations à distance, et en lien étroit avec France TELECOM, demandeur initial de ce BADGE. Nous avons ainsi développé un contenu de 250 heures pour permettre à divers profils techniques de France TELECOM d'évoluer vers les réseaux cellulaires et leur planification. La deuxième session de cette formation (une quinzaine

4. BADGE : Brevet d'Aptitude Délivré par les Grandes Écoles, http://www.cge.asso.fr/cadre_badge.html.

d'étudiant à chaque session) s'est déroulée en 2009.

Dans une école d'ingénieurs il est important de conserver en permanence un regard sur les perspectives professionnelles qui s'offrent aux étudiants. Si les enseignements ne doivent pas y être directement liés, ils doivent néanmoins prendre en compte les évolutions du marché de l'emploi. Dans le domaine du traitement du signal, les évolutions ont été importantes ces dernières années. Les développements du GSM et, à moindre échelle, de l'UMTS ont nécessité la formation de nombreux ingénieurs de réseaux cellulaires. Les ingénieurs radio, pour la planification, le déploiement, la surveillance du bon fonctionnement, l'optimisation, la densification des réseaux ont offerts de nombreux débouchés dans la fin des années 90, le début des années 2000. Mais les demandes dans ces secteurs stagnent. Les demandes pour les réseaux locaux sont très différentes et les métiers spécialisés en traitement du signal sont en nombre limité. Par contre, les métiers de développement liés aux systèmes embarqués ont connu un grand essor. Depuis 2000, j'ai contribué à l'introduction de cours sur les DSP et les FPGA dans la formation, tout d'abord en option de 5^{ème} année puis dans des enseignements technologiques de 3^{ème} année.

En 2008-2009, j'ai participé à un groupe de travail de l'institut TELECOM sur les métiers en lien avec le TSI⁵ dont le résultat devrait être présenté au directoire de l'institut en cette fin 2009. L'un des résultats marquant de l'étude est que si le TSI en tant que tel n'offre pas nécessairement beaucoup de débouchés, il est souvent une compétence nécessaire pour beaucoup de métiers. Il est alors important de bien positionner les objectifs de nos enseignements dans ces matières afin de dispenser les connaissances essentielles. Cette réflexion sur les objectifs et les contenus est également indispensable pour ramener les étudiants vers ces matières. Le traitement du signal est souvent mal perçu car difficile, théorique et offrant peu d'ouverture professionnelle. Il est alors difficile de mettre en place des cours, en particulier s'ils sont optionnels, qui attirent suffisamment d'étudiants. Ceci a un double impact : réduire la qualité de nos formations, au moins en terme de "couverture" du domaine des TELECOM, et perdre certaines compétences au sein même de l'école. L'équilibre d'une formation comme celle de TELECOM Lille 1 peut en être menacé et représente à mon avis à terme un appauvrissement pour l'école et la culture des étudiants. Si nous ne souhaitons pas modifier le profil des ingénieurs et voulons continuer de former des généralistes en télécommunication, il me semble important de veiller à ce que l'équilibre des

5. TSI : Traitement du Signal et des Images

formations soit conservé mais également que soit mis en exergue les attraits nécessaires pour que les étudiants retrouvent un intérêt pour le TSI. Une réflexion similaire pourrait être menée dans le domaine de l'électronique.

2.3 La recherche.

2.3.1 Le travail de thèse.

A la suite du DEA STIR⁶ de l'université de Rennes I (option Télécommunications) j'ai effectué une thèse intitulée "Analyse du signal électrocardiographique pour le dépistage de la fibrillation auriculaire" [T1]. Elle a été soutenue le 18 décembre 1997 et obtenue avec la mention très honorable. Elle a été préparée sous la direction de Jean-Marc Boucher au sein du département Signal et Communications de TELECOM Bretagne. Ces travaux bénéficiaient d'un financement sous la forme d'une allocation de recherche ministérielle.

L'objet de l'étude réalisée en collaboration avec le CHRU⁷ de la Cavale Blanche de Brest, le département Signal et Communications et le département Image et Traitement de l'Information de TELECOM Bretagne dans le cadre du LATIM⁸, était la détection des patients à risque de fibrillation auriculaire à partir des électrocardiogrammes [AI5, AN1, T1].

La fibrillation auriculaire est une maladie cardiaque très fréquente. Pour permettre une prévention de la maladie, nous avons étudié une classification automatique des patients qui en encourent le risque à partir uniquement de l'analyse des électrocardiogrammes (voir figure 2.2). Le premier travail a consisté à mettre en place une base de données contenant des patients à risque de fibrillation auriculaire ainsi qu'un groupe de référence. La constitution même de cette base posait plusieurs problèmes : l'organisation tout d'abord puisque les infirmières devaient faire nos enregistrements avec l'accord des patients en modifiant sensiblement leurs procédures habituelles ; la définition des groupes eux mêmes puisque nous recherchions des gens à risque et non des gens malades. Une fois résolues ces difficultés, nous avons défini un jeu de paramètres permettant d'identifier les patients à risque [CI30, CI32, CN08]. Le problème majeur est que les éventuelles anomalies à rechercher se situent sur la plus faible des ondes, l'onde P (voir figure 2.2). Pour cela nous avons

6. DEA STIR : Diplôme d'Études Approfondies, Signal Télécommunication Image Radar

7. CHRU : Centre Hospitalier Régional Universitaire

8. LATIM : Laboratoire d'Analyse et de Traitement de l'Information Médicale

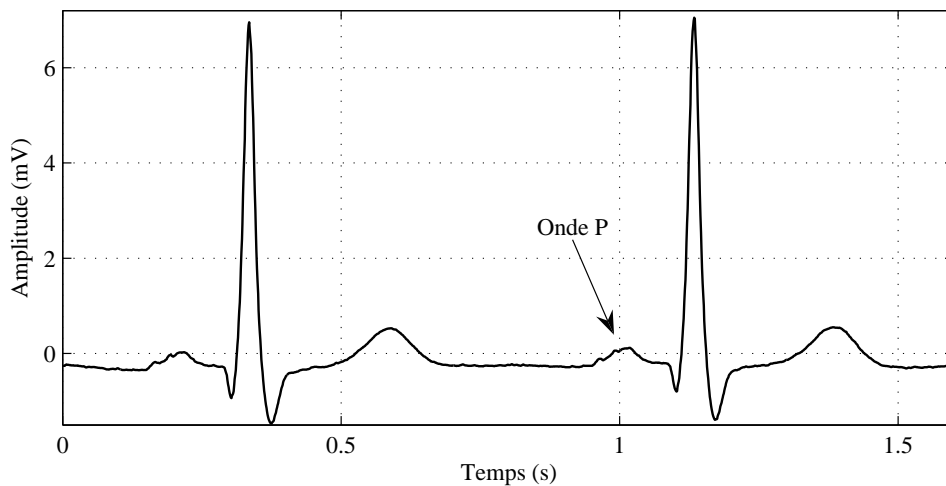


FIGURE 2.2 – Un extrait d'électrocardiogramme. L'onde P est la partie du signal qui peut présenter des anomalies chez les patients à risque de fibrillation auriculaire.

mené une étude de l'électrocardiogramme dans le domaine temporel et une analyse dans le domaine temps-échelle par les ondelettes. Les résultats de la classification que nous avons obtenus par une analyse discriminante sont bons. Nous avons également étudié une approche par les réseaux de neurones de Kohonen sans utiliser nos paramètres mais en ne plaçant à l'entrée du réseau que les ondes P. Les résultats, moins bons, mettent cependant en évidence la modification des ondes P des patients à risque de fibrillation.

Puis, nous avons automatisé la segmentation du signal et le calcul des paramètres. Nous avons défini un modèle de Markov caché adapté à l'électrocardiogramme [CI31]. Il ne fait appel à aucune intervention extérieure et est à la fois simple et robuste. De plus, il est évolutif : il peut être adapté aux multiples configurations rencontrées. Nous avons également étudié une autre méthode basée sur la transformée en ondelettes parfois plus efficace que le modèle de Markov mais plus difficile à généraliser [CI29].

Un dépistage automatique du risque de fibrillation auriculaire peut alors être envisagé par une étude systématique des électrocardiogrammes sur des durées de plusieurs minutes afin d'aider le médecin dans son diagnostic.

Cette thèse m'a permis un contact fructueux avec le monde de la recherche et le travail en équipe. Le thème était nouveau à TELECOM Bretagne. Si des travaux en traitement d'image étaient en cours avec l'hôpital de Brest, cette thèse constituait une première collaboration dans le traitement des électrocardiogrammes, pour TELECOM Bretagne mais également pour le service de cardiologie de l'hôpital. Et je peux certifier que les méthodes de travail

d'une école d'ingénieur et d'un hôpital ne sont pas les mêmes. Même si l'hôpital est Universitaire, il a avant tout la mission de soigner des patients. Des études de recherche, plutôt amont, n'entrent pas dans les préoccupations des infirmières. Il faut alors faire preuve de patience et de pédagogie pour expliquer le comment et le pourquoi des mesures que nous voulons effectuer, pour leur apporter un supplément de travail qui, au final, ne leur rapporte rien. De même les médecins sont avant tout occupés par le bien-être de leurs patients et il faut savoir faire preuve de patience pour les rencontrer et discuter avec eux des travaux envisagés. Enfin, outre un large éventail d'outils de traitement du signal utilisés pendant la thèse, il m'a fallu m'imprégner du fonctionnement du cœur et de ce qu'est la fibrillation auriculaire. Un domaine auquel j'étais étranger en début de thèse mais qui permet une ouverture vers d'autres connaissances et un important enrichissement personnel. Les travaux entamés dans cette thèse se sont ensuite poursuivis et ont récemment abouti à un prototype automatisé d'analyse des électrocardiogrammes.

2.3.2 À TELECOM Lille 1 et à l'IEMN.

A mon arrivée à TELECOM Lille 1, en 1998, ma thématique de recherche a changé. Elle s'est orientée vers les communications sans fils. Le vrai tournant a eu lieu au début des années 2000 avec notre collaboration puis notre intégration à l'IEMN⁹. L'équipe d'accueil, CSAM¹⁰, en collaboration avec l'équipe POPS¹¹ du LIFL¹² entamait des travaux sur les liaisons sans fils entre objets communiquant dans le cadre des projets CPER¹³ LOMC¹⁴ et RPMM¹⁵. L'un des aspects fondamentaux était l'étude des liaisons sans fil millimétriques (60 GHz) dans un environnement confiné de type domestique ou industriel assurant une couverture sans fil et à très haut débit. L'autre était la configuration des réseaux qui pouvait en particulier être *ad hoc*. Cela signifie que les réseaux s'auto-organisent et qu'aucun point d'accès ou serveur ne centralise les données nécessaires au routage des informations et à l'accès à la ressource. Ma contribution dans ce cadre était de développer les recherches sur la ressource et l'accès à cette ressource, chaînon manquant

9. IEMN : Institut d'Électronique, de Microélectronique et de Nanotechnologie, UMR CNRS 8520, <http://www.iemn.univ-lille1.fr/>.

10. CSAM : Circuits et Systèmes pour des Applications Microondes.

11. POPS : Petits Objets Portables et Sécurisés

12. LIFL : Laboratoire d'Informatique Fondamentale de Lille, UMR CNRS 8022, <http://www.lifl.fr/>.

13. CPER : Contrat Plan Etat Région.

14. LOMC : Liaisons entre Objets Mobiles Communicants.

15. RPMM : Réseaux de Proximité Multimedia et Multisupports.

dans l'ensemble des expertises présentes (voir figure 2.3).

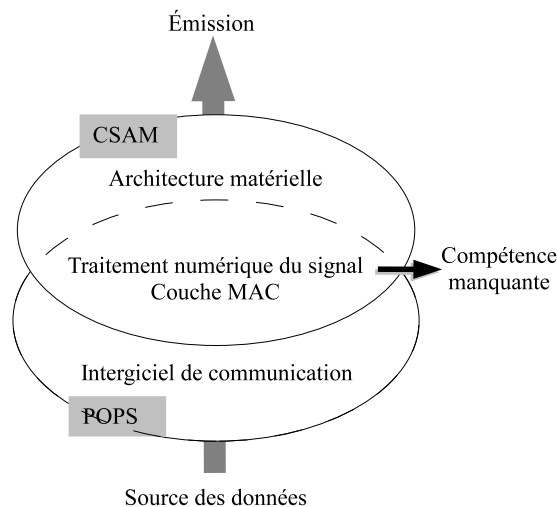


FIGURE 2.3 – Position de mon activité de recherche en complément des compétences des groupes CSAM et POPS dans les projets CPER LOMC et RPM.

Le groupe CSAM disposait d'une forte expertise sur l'architecture matérielle des émetteurs, récepteurs. Le groupe POPS travaillait depuis plusieurs années sur le routage dans les réseaux *ad hoc*. J'ai participé, au sein du groupe CSAM, au développement de nouvelles thématiques sur la modélisation de canal et les communications numériques permettant de renforcer les liens entre les deux groupes. Cette situation m'a permis de m'appuyer sur l'expérience de CSAM pour participer au développement de thématiques novatrices comme la transmission d'impulsions transposées en bande millimétrique. Le choix de la bande millimétrique reposait en particulier sur la possibilité de réaliser des circuits miniatures, en particulier les antennes. Nos travaux envisageaient donc l'utilisation d'antennes à agilité de faisceau. Ces antennes apportent un gain significatif et, qui plus est, réduisent considérablement les effets des multi-trajets et des interférences d'accès multiples dans des réseaux non centralisés. J'ai ainsi pu apporter une compétence en traitement du signal importante pour un groupe dont les objectifs "systèmes" requièrent un large spectre de connaissance.

L'objectif général, qui finalement a peu changé au cours des années, est d'étudier les performances des systèmes et de proposer des solutions pour améliorer la qualité des liens et réduire les coûts et la consommation des émetteurs-récepteurs. Ces travaux s'appuient dans le groupe sur des réalisations concrètes puisque nous développons un démonstrateur de réseau *ad hoc*

en bande millimétrique. Ce démonstrateur va de la conception des circuits à la mise en place des algorithmes de routage.

Dans une première étape, alors que tout était à définir, nous avons testé et comparé différentes approches, en particulier basées sur l'OFDM¹⁶ ou sur des méthodes mono-porteuses. Les compromis performances, complexité des circuits, sensibilité aux interférences étaient à prendre en compte [WS11]. L'idée du groupe a alors été de s'orienter vers des méthodes basées sur la transmission d'impulsions sub-nanosecondes transposées en bande millimétrique. Cette approche permet en effet la mise en œuvre de circuits simples et peu consommateurs.

Au fur et à mesure que grandissait notre expertise sur ce type de communications, nous avons identifié différents points durs sur lesquels nous avons porté nos efforts. Le canal en lui-même est difficile à modéliser. L'étude des performances nécessite des outils de simulation rapides et précis. En effet l'état actuel de l'étude des réseaux *ad hoc* ou de capteurs, surtout en ultra large bande, ne permet pas une détermination analytique des performances (taux d'erreurs binaires, taux d'erreurs paquets ou probabilité de coupure).

Travaux sur le canal de propagation. À partir de mesures (voir figure 2.4) nous avons caractérisé puis développé plusieurs modèles du canal à 60 GHz. Les trajets multiples entre l'émetteur et le récepteur impliquent des dispersions temporelles et de la sélectivité en fréquence. Or il est important de caractériser le canal et d'en définir un modèle afin de pouvoir simuler une chaîne de transmission. Pour le caractériser [AI4, CN06, CI03] nous déterminons l'étalement des retards et la bande de cohérence. La difficulté est que chaque étude se place dans un contexte particulier et que les résultats peuvent varier de façon importante. Il faut donc établir la façon dont les paramètres varient en fonction de l'environnement et obtenir des résultats suffisamment généraux pour envisager la mise en place d'un système. Nous avons pu montrer la faisabilité d'une transmission à cette fréquence et la possibilité d'atteindre des débits très importants.

Nous proposons ensuite un modèle statistique du canal. Après une étude approfondie des propriétés statistiques des paramètres du canal [CI26], nous avons proposé dans le cadre d'un canal large bande un modèle à ligne à retard [CI22, CI27, CN07, WS10]. Cependant, les travaux ont évolué vers de la radio impulsionnelle transposée à 60 GHz et des transmissions sur une bande

16. OFDM : Orthogonal Frequency Division Multiplexing



FIGURE 2.4 – Sondeur de canal pour les mesures à 60 GHz. Il est basé sur un analyseur de réseau vectoriel.

ultra large. Les hypothèses de stationnarité nécessaires pour développer le modèle de ligne à retard ne sont alors plus vérifiées [WS04] et il n'est plus adapté. Nous avons alors recherché de nouvelles approches.

La première est une approche pragmatique, inspirée des modèles géométriques [CI13, CN03]. Nous identifions une part déterministe dans la propagation, liée à l'environnement, puis nous ajoutons une part aléatoire qui représente les changements dans cet environnement. Ce modèle est relativement simple à mettre en œuvre mais est fortement lié aux données qui ont servi à le paramétrer. De plus il ne permet pas d'étude analytique du système. Il nous a cependant permis une étude du canal multisauts lorsque nous utilisons des relais non régénératifs [CI09, CI12].

Nous développons donc également une seconde approche basée sur les lois α -stables. Dans un premier temps ces lois nous ont permis de modéliser les temps d'arrivée des trajets [CI19]. Mais l'intérêt principal de cette approche est qu'elle permet de prendre en compte le fait que le canal n'est pas stationnaire au sens large sur une pièce entière et ne vérifie pas non plus la propriété de diffuseurs non corrélés. Nous l'avons donc étendu pour une approche plus globale en considérant que la fonction de transfert est un processus α -stable [CI08, WS04].

Travaux sur le partage des ressources. Une fois la propagation modélisée, mes objectifs sont de proposer et de tester différentes solutions pour la chaîne de transmission et de l'optimiser [CI20, CI21, CI24, CI25, CI28, CI18, CN05, WS11, WS12]. Je me suis plus spécifiquement intéressé à deux approches, chacune ayant été développée dans le cadre d'une thèse. La première est une chaîne de transmission basée sur le DS-CDMA¹⁷, thèse de Rodrigue Okouyi soutenue en 2006¹⁸. La seconde est une chaîne basée sur le TH-CDMA¹⁹ et la radio impulsionnelle à bande ultra large transposée à 60 GHz développée dans la thèse d'Hamza ElGhannudi²⁰.

Après avoir développé des simulateurs des systèmes nous avons fait l'étude de leurs performances. Celles du CDMA ont été faites dans un cadre centralisé [CI16, CI17, CI22, CI23, CN04, WS10]. Elles ont pu être obtenues analytiquement. La connaissance du canal, la bonne adéquation de l'hypothèse gaussienne pour le bruit multi-utilisateurs permettent l'obtention précises des performances du système. Nous avons pu alors étendre les performances à un cadre *ad hoc* avec des antennes directives [AI2, WS09]. La difficulté majeure était l'obtention des distributions de puissance reçue, en particulier pour les utilisateurs interférents. Nous avons travaillé avec des estimations non paramétriques.

Le cas de l'IR-UWB²¹ ajoute encore un degré de complexité car l'hypothèse gaussienne pour l'interférence d'accès multiples surestime très nettement les performances du système [CI10, CI11]. Nous avons donc travaillé à la modélisation de ce bruit multi-utilisateurs [CI06, CI07, CN02, WS02, WS07, WS08]. En fonction des choix matériels (directivité des antennes) ou réseau (définition du voisinage), les distributions obtenues sont de nature gaussienne ou α -stable.

Ces résultats nous permettent d'envisager une approche nouvelle pour l'étude des réseaux *ad hoc*, particulièrement s'ils sont basés sur des méthodes de transmission impulsionnelle. Nous voulons en effet généraliser l'utilisation des distributions α -stables et proposer ainsi un nouveau modèle qui remplacera le modèle gaussien et les statistiques du second ordre qui ne sont plus

17. DS-CDMA : Direct Sequence Code Division Multiple Access

18. R. Okouyi, "Faisabilité d'un système basé sur le DS-CDMA pour les futurs réseaux locaux sans fil à 60 GHz", Thèse de Doctorat, 1er Février 2006, Université de Lille 1

19. TH-CDMA : Time Hopping Code Division Multiple Access

20. H. ElGhannudi, "Interférences d'accès multiples et performances d'un système impulsionnel à bande ultra large transposé à 60 GHz en réseau *ad hoc*", Thèse de Doctorat, 13 Décembre 2007, Université de Lille 1.

21. IR-UWB : Impulse Radio Ultra Wide Band.

précises pour ce genre d'études.

Les travaux sur le canal de propagation se poursuivent actuellement. J'encadre actuellement la thèse d'Abdelbasset Massouri qui consiste à mettre en œuvre un modèle de canal et de modules RF dans un simulateur de réseaux de capteurs sous systemC-AMS. L'un des objets de ce travail est d'être capable de mener une simulation fine qui nous permettra d'évaluer la consommation des parties analogiques et numériques des capteurs. Cette contrainte énergétique est majeure dans les systèmes que nous étudions actuellement. En effet, les bandes passantes à 60 GHz sont larges et le débit n'est sans doute pas la première contrainte de viabilité des systèmes. Par contre l'énergie est critique pour la durée de vie des capteurs et l'environnement. Cette thématique est devenue centrale dans les travaux du groupe.

Elle trouve un écho dans les travaux de Jiejia Chen, un autre thésard que je co-encadre. Son travail porte sur les transmissions multi-sauts et coopératives. Dans un premier temps nous avons évalué l'impact du canal et des caractéristiques matérielles des émetteurs, récepteurs et des relais dans le cas de relais AF²². Nous avons déterminé les puissances de transmission et gains optimaux pour minimiser l'énergie consommée tout en garantissant une qualité de service donnée [CI01, CI04, CN01, WS03, WS05]. Les travaux s'orientent maintenant vers des solutions aveugles de coopération. Le relais décide par lui même s'il retransmet ou non ce qu'il a reçu et le récepteur décode en fonction de ce qu'il a reçu. Nous travaillons toujours dans le cadre de la transmission d'impulsions mais les relais sont maintenant DF²³.

Au travers de toutes ces études, il est apparu de plus en plus clairement que l'approche système que nous avons nécessitait de développer de nouvelles pistes pour une étude analytique rigoureuse. Pour rester en phase avec le reste du groupe, nous avons donc cherché de nouvelles approches. Ceci me permet également de contribuer à l'effort de recherche de l'université de Lille 1 sur l'intelligence ambiante et l'Internet des objets. Que ce soit au niveau du canal ou au niveau des interférences, les modèles basés sur des statistiques du second ordre ne sont plus valides. Nous avons testé des approches non paramétriques mais elles sont parfois difficiles à manipuler et, dans tous les cas, gourmandes en temps de calcul. En quête d'un cadre mathématiques rigoureux, capable de représenter précisément des contextes où les évènements

22. AF : Amplify and Forward. Le relai reçoit un signal, l'amplifie et le retransmet tel quel.

23. DF : Decode and Forward. Les relais décodent l'information et la codent à nouveau avant de la retransmettre.

rare sont essentiels, nous proposons l'utilisation des processus α -stables. Extension des processus gaussiens, ils vérifient la propriété importante qu'est la stabilité : si l'on somme deux processus α -stables, nous obtenons un processus α -stable. Cette propriété revient à celle du théorème de la limite centrale généralisé qui stipule qu'une somme de variables aléatoires indépendantes et identiquement distribuées converge vers une variable α -stable. Quand la variance des variables est finie nous tombons sur le cas particulier des variables gaussiennes. L'utilisation de variables à variance infinie permet de modéliser des phénomènes présentant d'importantes variabilités.

Mes travaux sur le canal et sur les interférences se sont donc orientés vers ces distributions. Nous avons étudié les performances des turbo-codes dans ce type d'interférence [CI05, CI18] mais il est plus intéressant d'optimiser les récepteurs. Nous avons ainsi proposé un récepteur dit de Cauchy [WS06, WS08] mieux adaptés aux bruits impulsifs. Un autre travail concerne les métriques utilisées dans les décodeurs. Une thèse est en cours co-encadrée avec Guillaume Gelle et Alban Goupil de l'Université de Reims : l'étude d'Hassen Benmaad consiste à évaluer les performances des codes LDPC²⁴ dans un canal à bruit additif symétrique α -stable. Nous essayons en particulier de modifier l'expression du logarithme du rapport de vraisemblance afin d'améliorer les performances. Les premiers résultats sont prometteurs [WS01]. Une étude similaire sur des codes convolutifs et l'algorithme de Viterbi a également donné des résultats très intéressants lors d'un stage de master en 2009.

2.4 Le travail administratif.

2.4.1 Enseignement

L'essentiel de mes responsabilités au niveau de l'enseignement porte sur la coordination de modules d'enseignement et d'option. Je suis coordinateur d'un module de 30 heures sur les signaux aléatoires. Cette responsabilité implique de s'assurer des objectifs du module, de la cohésion avec les modules qui précèdent (en particulier sur les signaux déterministes) et qui suivent (en particulier sur les communications numériques). Elle sous-entend également l'évaluation des étudiants, la gestion de l'emploi du temps et des intervenants (trois à quatre intervenants pour assurer les travaux dirigés en groupe de 20

24. LDPC : Low Density Parity Check

à 30 étudiants).

En option de cinquième année je coordonne avec Pierre-Marie Allioux une option sur le traitement du signal, des images et la télévision numérique (ISTN²⁵). Cette option d'environ 300 heures prépare les ingénieurs de l'école à des métiers autour de la transmission de la parole et de la vidéo. Elle nécessite de faire venir des intervenants extérieurs, académiques mais également des professionnels. L'option est organisée autour de trois axes majeurs : le traitement du signal, le traitement des images et la transmission. Chaque axe est illustré par de nombreux travaux pratiques et aborde des aspects fondamentaux mais également des aspects plus proches du milieu professionnel, en particulier les normes de codage. Ces options durent de fin Août à Novembre et nous devons organiser les emplois du temps, identifier et faire venir les intervenants et organiser l'évaluation des étudiants.

Après les options, débute la période des projets de fin d'étude. Les étudiants de l'école partent pour une durée de plus de six mois en entreprise pour leur stage final. Avant ce dernier stage, ils ont déjà effectué six autres stages de différentes durées dont au minimum un à l'étranger. Nous sommes chargés parfois de valider le contenu des stages (pour les stages de dernière année) et de suivre les étudiants tout au long de leurs séjours en entreprise ou, plus rarement, dans un environnement académique. J'ai ainsi eu l'occasion de suivre un nombre important d'étudiants, en France, en Angleterre, en Espagne, en Suède, en Hongrie et même au Japon... Le suivi implique la correction du rapport, l'évaluation de la soutenance et, parfois, une visite sur le lieu du stage. Lors de suivis de stages à Budapest, en Hongrie, j'ai lié des liens avec l'institut Kandó Kálmán à Budapest. Ceci a abouti à la mise en place d'un accord cadre avec cet institut. Les rapports avec la Hongrie se poursuivent régulièrement depuis. Nous recevons des étudiants hongrois et des étudiants de TELECOM Lille 1 vont passer un séjour en Hongrie.

Depuis quelques années, la formation par apprentissage a également vu le jour à TELECOM Lille 1. Nous avons maintenant près de 60 étudiants par année qui, au sein d'une entreprise, suivent la formation de l'école, en grande partie au format Tuttnet®. Cela implique un suivi de ces étudiants tout au long des trois années que dure cette formation. Je suis en charge actuellement du suivi de deux de ces étudiants à Thomson (Rennes) et Orange Lab (Lannion). Il est important de veiller à ce que les objectifs pédagogiques des

25. ISTN : Image Signal et Télévision Numérique

périodes passées dans l'entreprise soient clairs et bien appliqués. En particulier les étudiants doivent voir progresser les tâches qui leur sont confiées afin de s'approcher du métier d'ingénieur en fin de formation.

J'ai également encadré de nombreux stages de Master ou ingénieurs. Si certains de ces stages, en particulier les master, sont importants pour mes travaux de recherche, d'autres sont plutôt une forme d'enseignement par projets. J'ai accueilli en particulier de nombreux stagiaires étrangers (Hongrois, Jordaniens, Indiens, Irlandais). Leurs connaissances de départ étaient très variables et nécessitaient la mise en œuvre de projets personnalisés.

2.4.2 Recherche

Le travail administratif lié à ma recherche s'inscrit essentiellement dans la mise en place et le suivi de projets. Le groupe CSAM a une expertise reconnue et participe à de nombreux projets, nationaux et européens. J'ai naturellement été impliqué dans plusieurs de ces projets.

Mais ma première implication réellement significative s'est fait au sein de projets CPER financés par la région et l'Europe. Débuté en 2001, j'ai participé essentiellement à deux projets : RPMM qui visait à réunir tous les moyens de transmission possibles (air, réseau câblé, réseau électrique) dans un cadre indoor ; et le projet LOMC sur les réseaux *ad hoc*. Ces premiers travaux concernaient en particulier l'étude de transmissions dans la bande des 60 GHz. Ils étaient également le début de la collaboration entre l'IEMN et le LIFL.

Ces projets ont été poursuivis dans la période 2004-2007. Le projet LOMC est devenu COM'DOM²⁶ et le projet RPMM est devenu CPMM²⁷. J'étais, avec François-Xavier Coudoux du département OAE²⁸ de l'IEMN installé à l'Université de Valenciennes, chargé de l'animation scientifique de ce projet. Il impliquait plusieurs équipes de l'institut et présentait un objectif de recherche fondamentale en support du projet COM'DOM dont l'objectif était de mettre en place un démonstrateur. En 2007 nous avons rédigé le rapport final du projet.

Pour soutenir l'action menée dans ces projets et l'activité autour des transmissions à 60 GHz, j'ai également rédigé, soumis et animé trois projets sur

26. COM'DOM : Communications Domestiques

27. CPMM : Communication de Proximité Multimédia et Multisupports

28. OAE : Opto Acoustique et Électronique

crédits incitatifs de l'institut TELECOM, en 2001, 2002 et 2007. Ces projets sont d'une durée de 1 an pour un budget d'environ 50 keuros. Ma participation, outre coordonner la rédaction et la soumission des projets, était de les animer. Chaque projet comportait trois réunions, la rédaction d'un court rapport intermédiaire, d'un rapport final et de la présentation des résultats devant un panel de représentants de l'institut TELECOM et de l'association Louis le Prince Ringuier. En 2001 et 2002, le budget de ces projets prévoyait le recrutement de post-docs. J'ai ainsi pu travailler avec Mustapha Rachdi [CI26] sur la modélisation statistique du canal et Wadih Sawaya [CI17, CI22, CN04, WS04, WS10] sur les performances du DS-SS-CDMA. Ces projets ont également été l'occasion de collaborations avec TELECOM Sud Paris, TELECOM Bretagne [CI05, CI18], l'ENESAD²⁹ [CI19], le département SIC³⁰ de l'institut de recherche XLIM³¹ de l'Université Limoges [CI03].

Je participe également dans le cadre de mes activités de recherche aux groupes de recherche nationaux ISIS³² (au Thème D sur les télécommunications) et ondes (qui avait pendant deux ans mis en place un groupe sur l'UWB³³). J'ai en particulier organisé (avec le Pr. Jean-Marie Gorce de l'INSA Lyon³⁴) une journée sur la coopération dans les réseaux de capteurs dans le cadre du GDR ISIS le 12 juin 2008. J'ai également participé au programme initiative de l'Institut TELECOM sur les réseaux autonomes et spontanés qui s'est achevé fin 2008 [WS02, WS03, WS08].

Plus récemment, j'ai contribué au montage du projet ANR ARFU³⁵ WASABI³⁶. Son objet est une simulation, aussi complète que possible, sous SystemC-AMS d'un réseau de capteurs. L'application envisagée est la communication entre voitures. L'objectif essentiel est de montrer la faisabilité de la simulation de l'ensemble du réseau (plusieurs capteurs, les capteurs eux-mêmes et la communication entre les objets en mouvement) afin de faire des études précises sur la complexité numérique mise en jeu et la consommation des différents objets. Je participe essentiellement à la modélisation du canal

29. ENESAD : Établissement National d'Enseignement Supérieur Agronomique de Dijon, <http://www.enesad.fr/>

30. SIC : Signal Image et Communications, <http://www.sic.sp2mi.univ-poitiers.fr/>.

31. XLIM : UMR CNRS 6172, <http://www.xlim.fr/fr/>

32. ISIS : Information, Signal, Images et viSion, <http://gdr-isis.org/>.

33. UWB : Ultra Wide Band.

34. INSA : Institut National des Sciences Appliquées de Lyon, <http://www.insa-lyon.fr/>.

35. ARFU : ARchitectures du FUTurs

36. WASABI : Wireless system And SystemC-AMS Basic Infrastructure.

de propagation et des étages analogiques des émetteurs récepteurs. La prise en compte des non linéarités est un point important. Le point où la recherche est plus pertinente est la modélisation de la consommation des systèmes. Le projet a été accepté et a débuté en 2008. Un doctorant (Abdelbasset Massouri) a été recruté dans ce cadre. En dehors de l'IEMN, les autres participants sont le LIP6³⁷ de l'Université de Paris VI, Magillem³⁸, une entreprise dont le siège est localisé à Paris et qui développe des outils méthodologiques pour le développement de *system on chips* et STMicroelectronics à Grenoble.

Au niveau européen, j'ai participé aux actions européennes COST 273 (*Towards Mobile Broadband Multimedia Networks*) [WS10,WS11,WS12] et, l'action qui en a pris la suite, COST 2100³⁹ (*Pervasive Mobile and Ambient Wireless Communications*) [WS01,WS04,WS05,WS06,WS07]. J'ai participé à la rédaction d'une partie du rapport du COST 273 sur les récepteurs multi-utilisateurs qui a été publié par Elsevier en 2006 sous la direction de Luis Correia [L1]. Dans le cadre du COST 2100, j'ai organisé (avec le Pr. Martine Liénard de l'Université de Lille 1 et de l'IEMN) à TELECOM Lille 1 une rencontre du "management committee". Ces rencontres - trois ont lieu par an - regroupent une centaine de chercheurs, essentiellement d'Europe, sur trois jours. Elles alternent des séances plénières et des séances en sous-groupes parallèles.

J'ai également eu l'opportunité d'effectuer une visite d'une semaine au Japon financée par l'ambassade de France à Tokyo pour faire un état de l'art de la recherche sur les réseaux de capteurs avec Marise Baffleur et Jean-Marie Dilhac du LAAS⁴⁰. Nous avons visité de nombreux laboratoires de recherche, les détails de notre visite étant détaillés dans le rapport de mission [R1]. *"L'objectif était de donner un aperçu de l'état de la recherche au Japon dans le vaste domaine des réseaux de capteurs sans fil [...] Le choix du Japon pour la mission d'études, résulte de la prise en compte des performances de ses équipes de recherche, de la perméabilité de la société japonaise aux innovations technologiques, et de deux domaines a priori favorables aux applications des WSN⁴¹ : celui de la protection des populations vis-à-vis des secousses sismiques, et celui de l'aide aux personnes âgées. [...]"*

37. LIP6 : Laboratoire d'Informatique de Paris 6, UMR CNRS 7606, <http://www.lip6.fr/>.

38. <http://www.magillem.com/index.html>

39. COST Action 2100 : <http://www.cost2100.org/>

40. LAAS : Laboratoire d'Analyse et d'Architecture des Systèmes, <http://www.laas.fr/laas/>.

41. WSN : Wireless Sensor Networks.

Suite à ce voyage j'ai invité le Professeur Haruhisa Ichikawa de l'Université d'Electro-Communications de Tokyo pour une conférence à l'IRCICA⁴². La conférence portait sur l'Internet des objets : "ADUN : Appliance Defined Ubiquitous Network; Network Infrastructure for Real World Sensing". Avant d'intégrer l'Université d'Electro-Communications de Tokyo, le Professeur Ichikawa a travaillé près de 30 ans à NTT⁴³ dont il a dirigé les activités de recherche et développement.

Les travaux de recherche implique également l'encadrement de nombreux étudiants. Outre les étudiants de master que je suis régulièrement (au minimum un par an), j'encadre et j'ai encadré plusieurs thèses. Dans le cadre des travaux sur le CDMA, j'ai encadré la thèse de doctorat de Rodrigue Okouyi qui a été soutenue le 1^{er} Février 2006. Le titre en était : "Faisabilité d'un système basé sur le DS-CDMA pour les futurs réseaux locaux sans fil à 60 GHz". Dans le cadre des travaux sur l'UWB, j'ai encadré la thèse de doctorat de Hamza ElGhannudi qui a été soutenue le 13 Décembre 2007. Le titre en était : "Interférences d'accès multiples et performances d'un système impulsionnel à bande ultra large transposé à 60 GHz en réseau *ad hoc*".

Je co-encadre actuellement trois autres thèses. La première est celle de Jiejia Chen et a commencé en Septembre 2007. Elle porte sur les transmissions multi-sauts afin d'optimiser la consommation tout en tenant compte des caractéristiques matérielles des émetteurs récepteurs. Elle est financée par une bourse du ministère. La seconde est celle d'Hassen Benmaad et a commencé en Janvier 2008. Elle est co-encadrée avec le Pr. Guillaume Gelle de l'Université de Reims Champagne Ardennes. Elle concerne les codes LDPC dans un environnement impulsif. Elle est financée à moitié par TELECOM Lille 1 et à moitié par la région Reims Champagne Ardennes. La troisième est celle d'Abdelbasset Massouri et a commencé en Juillet 2008. Elle porte sur la modélisation de la couche physique et du canal de propagation sous SystemC-AMS. Elle est financée par le projet ANR WASABI.

Il est finalement délicat dans un travail administratif d'évaluer l'ensemble des efforts qui n'ont pas directement abouti. Le montage de projets est en particulier très chronophage mais n'est pas toujours couronné de succès. J'ai ainsi participé aux montages de plusieurs projets ANR. Citons en particulier

42. IRCICA : Institut de Recherche sur les Composants logiciels et matériels pour l'Information et la Communication Avancée.

43. NTT : Nippon Telegraph and Telephone.

des travaux avec le CEA LETI⁴⁴ à Grenoble et le LAAS à Toulouse sur les réseaux de capteurs. J'ai également travaillé avec Youri Davydov de l'institut Paul Painlevé⁴⁵, l'IMT⁴⁶ et le LEGOS⁴⁷ sur l'application des processus α -stables aux communications numériques et à la climatologie. L'objet était de regrouper une forte expertise sur ces processus afin de mettre en œuvre des outils adaptés pour leur application.

Si ces projets n'ont pas abouti, ils sont cependant une étape précieuse dans la construction d'un cadre de recherche. Ils sont en particulier des éléments fondateurs dans d'autres initiatives. J'ai ainsi créé et animé depuis deux ans, sur Lille, un groupe de travail autour des bruits impulsifs et des processus α -stables ainsi que des méthodes statistiques de traitement du signal. L'objectif est de renforcer l'effort de recherche sur les récepteurs dans les réseaux de capteurs. Un autre but est de rassembler une expertise autour des problèmes de localisation dans des environnements non gaussien. Enfin, ce groupe permet de rassembler les compétences lilloises en traitement du signal et communications numériques. Ce regroupement permettrait en tous les cas de nettement renforcer les efforts de recherche du groupe CSAM au sein de l'IRCICA sur l'Internet des objets. Il permettrait également une contribution significative à l'axe Campus Intelligence Ambiante du CPER de l'Université de Lille 1.

Ce groupe réunit ainsi des membres de différentes équipes de Lille : LAGIS⁴⁸, IEMN (CSAM et TELICE), INRETS⁴⁹. Cet effort va de paire avec des collaborations avec l'Institut Paul Painlevé, initiées avec Nourddine Azzaoui [CI08] qui a effectué une année d'ATER dans ce laboratoire. J'ai ainsi pu co-encadrer avec Laurence Marsalle un projet de première année de Master de mathématiques sur la vérification de l'hypothèse α -stable.

Ce groupe a abouti au montage d'un projet Interreg IV A, programme des deux mers, avec Simon Godsill de l'Université de Cambridge. Le contexte du projet est l'internet des objets et porte sur la détection et l'estimation

44. CEA LETI : Commissariat à l'Energie Atomique, Laboratoire d'Electronique et de Technologie de l'Information, <http://www-leti.cea.fr/>.

45. Paul Painlevé, UMR CNRS 8524, laboratoire CNRS de mathématiques à Lille, <http://math.univ-lille1.fr/>.

46. IMT : Institut de Mathématiques de Toulouse, UMR CNRS 5219, <http://www.math.univ-toulouse.fr/>.

47. LEGOS : Laboratoire d'Etudes en Géophysiques et Océanographie spatiales, UMR CNRS 5566, <http://www.legos.obs-mip.fr/>.

48. LAGIS : Laboratoire d'Automatique, de Génie Industriel et de signal, UMR CNRS 8146, <http://lagis.ec-lille.fr/>.

49. INRETS : Institut National de Recherche sur les Transports et leur Sécurité, <http://www.inrets.fr/>.

dans des environnements α -stables. Ce projet n'a pas pu aboutir pour des problèmes administratifs et financiers entre la communauté Européenne et les Universités anglaises. J'ai cependant soumis une demande de financement de post-doc sur cette thématique dans le programme Rupture de l'institut TELECOM et je suis chercheur invité dans un projet soumis par Simon Godsill à l'EPSRC⁵⁰.

Je suis également en contact avec le professeur Yong Fang de l'Université de Shangai avec qui nous avons rédigé un accord de collaboration académique. Le sujet porte sur la modélisation et l'estimation du canal ("Time-Varying Channel Estimation in High Speed Mobile WIMAX System"). Cette relation a été initiée par Jiejia Chen, actuellement en thèse avec moi. Si cette demande abouti, nous pourrions entamer des échanges plus poussés. L'intérêt pour nous est de travailler sur les techniques OFDM utilisées dans le WIMAX. En effet, les transmissions haut débit (plusieurs Gbits/s) envisagées à 60 GHz utiliseront probablement cette technique. Le second aspect qui nous intéresse est d'inclure la mobilité dans les modèles de canaux. Si les applications intra-bâtiment étudiées jusqu'à présent ne nécessitent pas un canal qui évolue pendant la durée de transmission d'une trame, l'application inter-véhicule du projet WASABI demande d'inclure cette évolution temporelle rapide. De plus les faibles débits envisagés dans les réseaux de capteurs rendront sans doute l'évolution temporelle du canal significative. Cette expertise serait donc un atout supplémentaire pour le groupe.

50. EPSRC : Engineering and Physical Sciences Research Council, the UK Government's leading funding agency for research and training in engineering and the physical sciences, <http://www.epsrc.ac.uk/default.htm>.

Bibliographie

- [T1] L. Clavier. *Analyse du signal électrocardiographique en vue du dépistage de la fibrillation auriculaire*. PhD thesis, University of Rennes I, December 1997.
Le jury était composé comme suit :
Monsieur Jean-Jacques Blanc, professeur à la Faculté de Médecine de Brest (président).
Monsieur Hervé Rix, professeur à l'Université de Nice - Sophia Antipolis (rapporteur).
Monsieur Paul Rubel, professeur à l'INSA de Lyon (rapporteur).
Monsieur Jean-Marc Boucher, Habilité à diriger des recherches à TELECOM Bretagne (examinateur).
Monsieur Guy Carrault, maître de conférences à l'Université de Rennes I (examinateur).
Monsieur Lotfi Senhadj, maître de conférences à l'Université de Rennes I (examinateur).
- [L1] L. Clavier. *Mobile Broadband Multimedia Networks : Techniques, Models and Tools for 4th Generation Communication*, section Multiuser systems and multiuser detection. sous la direction de Luis M. Correia, Elsevier, 2006.
- [R1] M. Baffleur, L. Clavier and J.M. Dilhac Un aperçu des réseaux de capteurs sans fil au Japon : de la gestion de l'énergie à l'architecture des réseaux *Publication disponible auprès de l'Agence pour la Diffusion de l'Information Technologique (ADIT), 2, rue Brûlée, 67000 Strasbourg (<http://www.adit.fr>)*, Juillet 2008
- [AI1] C. Iethien, C. Loyez, J.P. Vilcot, L. Clavier, M. Bocquet, P.A. Rolland. Indoor coverage improvement of MB OFDM UWB signals with radio over POF system *accepted for publication in Optics Communications*, 2009.
- [AI2] A. Boé, L. Clavier, R. Okouyi, N. Rolland, and P.A. Rolland. Sectorized antennas for CDMA based ad hoc networks at 60 GHz. *Proceedings of the European Microwave Association*, 3 :228–235, September 2006.
- [AI3] N. Deparis, A. Bendjabballah, A. Boe, M. Fryziel, C. Loyez, L. Clavier, N. Rolland, and P.A. Rolland. Transposition of a baseband UWB signal at 60 GHz for high data rate indoor WLAN. *IEEE Microwave Wireless Compon. Lett.*, 15(10) :609–611, October 2005.
- [AI4] M. Fryziel, C. Loyez, L. Clavier, and N. Rolland. Path loss model of the 60 GHz radio channel. *Microwave and optical technology letters*, 34(3) :158–162, August 2002.
- [AI5] L. Clavier, J.M. Boucher, R. Lepage, J.J. Blanc, and J.C. Cornily. Automatic P-wave analysis of patients prone to atrial fibrillation. *Medical and Biological Engineering and Computing*, 40 :63–71, January 2002.

- [AN1] L. Clavier, J.M. Boucher, J.J. Blanc, and K. Provost. Classification automatique des patients à risque de fibrillation auriculaire. *ITBM Innovation et Technologie en Biologie et Médecine*, 20(1) :33–41, January 1999.
- [CI01] Jiejia Chen, A. Massouri, L. Clavier, C. Loyez, C. Lethien, N. Rolland and P.A. Rolland Relay Characteristic Impact on Energy Consumption for Heterogeneous Networks in a LOS Channel In *European Microwave Week*, Rome, September 2009.
- [CI02] C. Loyez, C. Lethien, M. Bocquet, N. Deparis, L. Clavier, J.P. Vilcot, N. Rolland and P.A. Rolland An Overview of Impulse and Self-Heterodyne 60-GHz Systems for Hybrid Networks Based on Polymer MultiMode Fibres In *European Microwave Week*, Rome, September 2009.
- [CI03] A. Massouri, Jiejia Chen, L. Clavier, P. Combeau, Y. Pousset Automated identification of clusters and UWB channel parameters dependency on Tx-Rx distance. In *European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)*, Berlin, Allemagne, Mars 2009.
- [CI04] Jiejia Chen, L. Clavier, N. Rolland, C. Loyez Impact of material parameters on the energy consumption for amplify and forward relays. In *Asia-Pacific Microwave Conference (APMC)*, 16-20 Dec. 2008, pp. 1-4
- [CI05] A. Goalic, P. Adde, H. Elghannudi, L. Clavier Block and Convolutional Turbo Codes over non Gaussian Multiple Access Interference (MAI) ad hoc Networks. In *4th International Symposium on Image/Video Communications over fixed and mobile networks*, Bilbao, Spain, 9-11 July 2008.
- [CI06] H. ElGhannudi, L. Clavier and P.A. Rolland Modeling Multiple Access Interference in *Ad Hoc* Networks Based on IR-UWB Signals Up-Converted to 60 GHz. In *EuMW*, Munchen, Germany, 8-12 Octobre 2007.
- [CI07] A. Boé, H. ElGhannudi, L. Clavier, N. Rolland, D. Simplot and P.A. Rolland Impact of switched beam antenna on sensor organized *ad hoc* network at 60 GHz. invited paper, In *EuMW*, Munchen, Germany, 8-12 Octobre 2007.
- [CI08] N. Azzaoui and L. Clavier. An impulse response model for the 60 ghz channel based on spectral techniques of α -stable processes. In *International Conference on Communication*, Glasgow, Scotland, June 2007.
- [CI09] A. Bendjaballah, L. Clavier, N. Rolland, and P. A. Rolland. Multihop channel model in UWB ad hoc networks at 60 GHz. In *The first European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2006)*, Nice, France, 6 - 10 November 2006.
- [CI10] H. El Ghannudi, L. Clavier, A. Bendjaballah, A. Boé, and P.A. Rolland. Performance of IR-UWB at 60 GHz for ad hoc networks with directive antennas. In *International Conference on Ultra Wideband (ICUWB06)*, pages 149 – 154, Waltham, MA, USA, September 2006.
- [CI11] H. El Ghannudi, L. Clavier, A. Bendjaballah, and P.A. Rolland. Bit and packet error rates for ad hoc networks based on up-converted IR-UWB signals at 60 GHz. In *IEEE 17th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, PIMRC 2006*, pages 1–5, Helsinki, Finland, September 2006.

- [CI12] A. Bendjaballah, H. El Ghannudi, L. Clavier, N. Rolland, and P.A. Rolland. Multi-hop wireless communications with non regenerative relays. In *9th European Conference on Wireless Technology*, pages 189–192, Manchester, England, September 2006.
- [CI13] A. Bendjaballah, H. El 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*, February 2006.
- [CI14] N. Deparis, A. Boé, C. Loyez, L. Clavier, N. Rolland, and P.A. Rolland. 60 GHz amplifier mmics and module for 60 GHz WPAN system. In *4th ESA Workshop on Millimetre Wave Technology and Applications*, pages 81–86, Espoo, Finland, February 2006.
- [CI15] A. Boé, M. Fryziel, N. Deparis, C. Loyez, L. Clavier, N. Rolland, and P. A. Rolland. Smart antenna based on low-temperature MEMS switches and quasi-Yagi antennas for WPAN. In *4th ESA Workshop Millimetre Wave Techn. Application*, February 2006.
- [CI16] R. Okouyi and L. Clavier. Analytical BER of an asynchronous DS-CDMA system in the 60 GHz channel. In *16th IEEE Int. Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, PIMRC 2005*, Berlin, Germany, September 2005.
- [CI17] R. Okouyi, L. Clavier, W. Sawaya, and Y. Delignon. Autoregressive multiple access interference model and fast asynchronous DS-CDMA simulator. In *2nd Int. Symposium on Image/Video Communications over Fixed and Mobile Networks*, Brest, France, July 2004.
- [CI18] A. Goalic, W. Sawaya, R. Okouyi, and L. Clavier. Performance of block turbo codes for a multiusers DS-CDMA link on the 60 GHz channel. In *Proceedings of the 2nd International Symposium on Image/Video Communications over fixed and mobile networks*, pages 133–136, Brest, France, 7-9 july 2004.
- [CI19] N. Azzaoui, L. Clavier, and R. Sabre. Path delay model based on α -stable distribution for the 60GHz indoor channel. In *IEEE Global Telecommunications Conf., GLOBECOM 2003*, volume 3, pages 1638–1643, December 2003.
- [CI20] D. Boulinguez, Y. Lacour, C. Garnier, Y. Delignon, and L. Clavier. Performance analysis of adaptive modulation for fading channels. In *Proceedings of the 3rd International Symposium on Image and Signal Processing and Analysis, ISPA 2003*, volume 2, pages 921 – 925, September 2003.
- [CI21] D. Boulinguez, C. Garnier, Y. Delignon, and L. Clavier. Time frequency and kalman filter based baud rate estimator. In *Proceedings of the 3rd International Symposium on Image and Signal Processing and Analysis, ISPA 2003*, volume 2, pages 866–870, 18-20 September 2003.
- [CI22] 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*, volume 2, pages 1232–1236, Beijing, China, September 2003.
- [CI23] L. Clavier, M. Fryziel, C. Garnier, Y. Delignon, and D. Boulinguez. Performance of DS-CDMA on the 60 GHz channel. In *13th IEEE Int. Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, PIMRC 2002*, volume 5, pages 2332–2336, September 2002.

- [CI24] D. Boulinguez, C. Garnier, Y. Delignon, and L. Clavier. Unsupervised characterization of digital modulations. In *6th International Conference on Signal Processing*, volume 2, pages 1316–1319, Chine, 26-30 August 2002.
- [CI25] C. Garnier, L. Clavier, Y. Delignon, M. Loosvelt, and D. Boulinguez. Multiple access for 60 GHz mobile *ad hoc* networks. In *IEEE 55th Vehicular Technology Conference, VTC Spring 2002*, volume 3, pages 1517–1521, 6-9 May 2002.
- [CI26] L. Clavier, M. Rachdi, M. Fryziel, Y. Delignon, V. Le Thuc, C. Garnier, and P.A. Rolland. Wide band 60GHz indoor channel : characterization and statistical modelling. In *54th IEEE Vehicular Technology Conf., VTC Fall 2001*, volume 4, pages 2098–2102, October 2001.
- [CI27] Y. Delignon, L. Clavier, V. Le Thuc, and C. Garnier. Compound statistical model for 60ghz indoor channel. In *54th IEEE Vehicular Technology Conf., VTC Fall 2001*, Atlantic City ; NJ USA, 7-11 October 2001.
- [CI28] C. Garnier, M. Loosvelt, V. Le Thuc, Y. Delignon, and L. Clavier. Performance analysis of an OFDM-SDMA based system in a time-varying multi-path channel. In *54th IEEE Vehicular Technology Conf., VTC Fall 2001*, volume 3, pages 1686–1690, Atlantic City, NJ, USA, 7-11 Oct. 2001 2001.
- [CI29] L. Clavier, J.M. Boucher, and E. Polard. Hidden markov models compared to the wavelet transform for P-wave segmentation in ECG signals. In *EUSIPCO 98, IX European Signal Processing Conference*, Rhodes, Grèce, 8-11 septembre 1998.
- [CI30] L. Clavier, B. Maheu, K. Provost, J. Mansourati, J.M. Boucher, and J.J. Blanc. Adjunction of shape and time and frequency domain analysis to P-wave duration markedly improves detection of patients prone to atrial fibrillation. In *Conference of the North American Society of Pacing and Electrophysiology*, May 1997.
- [CI31] L. Clavier and J.M. Boucher. Segmentation of electrocardiograms using a hidden markov model. In *Proceedings of the 18th annual int. conference of the IEEE Engineering in medicine and Biology Society*, volume 4, pages 1409–1410, Amsterdam, 31 Oct.-3 Nov. 1996.
- [CI32] L. Clavier, J.M. Boucher, and J.J. Blanc. P-wave parameters for atrial fibrillation risk detection. In *Proceedings of the 18th annual int. conference of the IEEE Engineering in medicine and Biology Society*, volume 4, pages 1367–1368, Amsterdam, 31 Oct.-3 Nov. 1996.
- [CN01] Jiejia Chen, L. Clavier, A. Massouri, C.Loyez, N. Rolland Impact d'un Canal de Rice dépendant de la Distance et des Caractéristiques du relais sur un Lien Multi Sauts. In *16^{èmes} Journées Nationales Microondes*, Grenoble, 27-29 Mai 2009
- [CN02] 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* In *GRETSI*, 2007.
- [CN03] A. Bendjaballah, M. Fryziel, N. Deparis, C. Loyez, L. Clavier, N. Rolland, P. A. Rolland Modèle du Canal Radio à 60 GHz intra-bâtiment In *14^{èmes} Journées Nationales Microondes*, Nantes , 11-13 Mai 2005.
- [CN04] R. Okouyi, L. Clavier, C. Garnier, W. Sawaya, and Y. Delignon. Performances d'un système CDMA asynchrone ; cas du canal à 60 GHz. In *Actes du colloque 4^{èmes} JFMMA*, pages 183–186, Rabat, Maroc, 23 to 25 of March 2005.

- [CN05] H. El Ghazi, C. Garnier, L. Clavier, W. Sawaya, and Y. Delignon. Performance d'une liaison descendante basée sur le MC-CDMA dans le canal à 60 GHz. comparaison avec l'OFDM-TDMA et le DS-CDMA. In *Actes du colloque 4^{èmes} JFMMA*, Rabat, Maroc, 23 to 25 of March 2005.
- [CN06] L. Clavier, M. Fryziel, Y. Delignon, C. Loyez, N. Rolland, O. Lafond, and P.A. Rolland. Caractérisation du canal radio 60 GHz pour des liaisons haut débit intra-bâtiment. In *12^{èmes} journées nationales des Microondes*, May 2001.
- [CN07] V. Le Thuc, L. Clavier, Y. Delignon, and M. Gazalet. Trajets auto-régressifs pour modèle de canal radio-mobile non-stationnaire. In *GRETSI*, 2001.
- [CN08] L. Clavier and J.M. Boucher. Etude de l'onde P des électrocardiogrammes dans le but de détecter les patients à risque de fibrillation auriculaire. In *8^{ème} forum des jeunes chercheurs, Innovation et Technologie en Biologie et Médecine*, pages 118–119, Toulouse, France, 6-7 juin 1996.
- [WS01] H. Ben Maad, A. Goupil, L. Clavier and G. Gelle Performance of Low Density Parity Check codes in non-Gaussian channel In *COST 2100*, Valence Espagne, 18-20 May 2009
- [WS02] L. Clavier, H. El Ghannudi, N. Azzaoui and P.A. Rolland α -stable interference modeling and Cauchy receiver for an IR-UWB ad hoc network In *Autonomous Network Symposium from Institut TELECOM*, Paris, France, December 2008.
- [WS03] Jiejia Chen, L. Clavier, C. Loyez and N. Rolland Energy and material considerations for multihops wireless communication In *Autonomous Network Symposium from Institut TELECOM*, Paris, France, December 2008.
- [WS04] L. Clavier, N. Azzaoui and W. Sawaya UWB and 60 GHz channel model as an α -stable random process In *COST 2100 TD(08)634*, Lille, France, 6-8 October 2008.
- [WS05] Jiejia Chen, L. Clavier, C. Loyez, N. Rolland Energy Considerations for Non-Regenerative Relays In *COST 2100 TD(08)625*, Lille, France, 6-8 October 2008.
- [WS06] H. El Ghannudi, L. Clavier, P. A. Rolland Alpha-stable interference modeling and Cauchy receiver for an IR-UWB ad hoc In *COST 2100 TD(08)423*, Wroclaw, Poland, 6-8 February 2008.
- [WS07] H. EL Ghannudi, L. Clavier, P.A. Rolland Modeling Multiple Access Interference in Ad hoc Networks Based on IR-UWB Signals Up Converted to 60 GHz In *COST 2100 TD(07)224*, Lisbon, Portugal, 26-28 February 2007.
- [WS08] H. El Ghannudi and L. Clavier Modeling MAI with α -Stable Distributions in IR-UWB ad hoc Network In *Autonomous Network Symposium from Institut TELECOM*, Paris, France, 2007.
- [WS09] L. Clavier, H. ElGhannudi and R. Okouyi Multiple Acces interference in DS-CDMA and UWB ad hoc networks at 60 GHz. In *Workshop IRAMUS*, Val Thorens, France, 24-26 Janvier 2007.
- [WS10] R. Okouyi, L. Clavier, C. Garnier and W. Sawaya Simulation of DS-CDMA on the LOS multipath 60 GHz channel and performance with RAKE receiver. In *COST 273 TD(04)189*, 2004.
- [WS11] L. Clavier, C. Garnier Sensitivity of various multiple access techniques to phase noise. In *COST 273 TD(03)111*, Paris, France, May 2003.

- [WS12] L. Clavier, C. Garnier Multiple access techniques for the indoor 60 GHz channel
In *COST 273* TD(02)042, Espoo, Finland, 29-30 May 2002.

Chapitre 3

Description de mes travaux de recherche.

3.1 Canal.

Ces travaux ont été développés dans le cadre des projets CPER¹ RPMM² et CPMM³. Ils ont également été soutenus par des projets sur crédits incitatifs de l'Institut TELECOM 2001, 2002 et 2007. Deux postdocs (Mustapha Rachdi et Wadih Sawaya) ont contribué à cette activité. Ils doivent beaucoup aux très importantes campagnes de mesures réalisées par Michel Fryziel dans le cadre de son mémoire CNAM⁴. Même si ces aspects ne sont pas présentés ici, ils ont aboutis à notre participation au projet ANR WASABI⁵ et aux travaux d'une thèse débuté en Juillet 2008 (Abdelbasset Massouri). Ils s'orientent également vers l'étude du canal multi-sauts et des relais "amplify and forward" (thèse de Chen Jiejia) qui ne seront pas présentés ici.

La bande millimétrique est une solution attractive pour des transmissions à relativement courte portée et à très haut débit ou pour des réseaux denses avec des débits par objet moins élevés. Un préalable essentiel à la mise en œuvre de transmission dans ce canal est la connaissance du canal.

Ce chapitre se découpe en 3 parties. Dans un premier temps nous faisons un état de l'art des travaux sur la caractérisation et la modélisation du canal à 60 GHz. Nous nous plaçons ensuite dans un environnement ad hoc et étudions les puissances reçues. Cette étude considère un signal bande étroite. Elle permet d'étudier l'influence des antennes directives. Elle montre aussi

1. CPER : Contrat Plan/Projet Etat Région

2. RPMM : Réseaux de Proximité Multimedia et Multisupports

3. CPMM : Communications de Proximité Multimedia et Multisupports

4. CNAM : Conservatoire National des Arts et Métiers, <http://www.cnam.fr/>.

5. WASABI : Wireless system And SystemC-AMS Basic Infrastructure.

la difficulté d'un modèle mathématique pour les distributions des puissances reçues. Nous proposons dans un premier une modélisation non paramétrique. Nous étudions enfin la modélisation bande large et ultra large du canal. Après la présentation de la campagne de mesure réalisée par Michel Fryziel, nous étudions les propriétés statistiques du canal (stationnarité en temps et en fréquence). Nous proposons alors un modèle de ligne à retards quand la bande n'est pas trop large et une modélisation originale pour une bande plus large.

Caractérisation et modélisation du canal radio : état de l'art

Les canaux radio peuvent être considérés comme des filtres linéaires variant aléatoirement dans le temps. Pour les modéliser, nous supposons le plus souvent que le comportement du canal est stationnaire au sens large en temps et en fréquence sur des intervalles bien plus grand que, respectivement, la durée et la bande passante du signal d'entrée. Nous procédons à l'étude du canal en deux temps. Tout d'abord en étudiant les puissances reçues en fonction de la position du récepteur par rapport à l'émetteur. Dans un second temps nous essayons de caractériser plus finement l'impact des multi-trajets en étudiant la réponse impulsionnelle du canal.

Puissance reçue

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 émettrice G_e et réceptrice 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 :

$$P_r = P_e G_e G_r \frac{\lambda^2}{(4\pi)^2 d^2}, \quad (3.1)$$

où λ est la longueur d'onde du signal émis. À 60 GHz, λ est de 5 mm. La puissance reçue en espace libre, exprimée en décibels, devient alors :

$$\begin{aligned} P_r(\text{dBm}) &= P_e(\text{dBm}) + G_e(\text{dB}) + G_r(\text{dB}) + 20 \log \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right) \\ &= P_e(\text{dBm}) + G_e(\text{dB}) + G_r(\text{dB}) - 68 - 20 \log(d) \end{aligned} \quad (3.2)$$

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 du à la molécule d'oxygène.

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 possible de l'atténuation à la distance considérée) s'exprime à l'aide du coefficient d'atténuation γ (équation (3.3)). Dans le cas de l'espace libre ce coefficient est égal à 2.

$$\bar{A}_{dB}(d) = \bar{A}_{0dB}(d_0) + 10\gamma \log\left(\frac{d}{d_0}\right) \quad (3.3)$$

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

L'atténuation de référence varie de façon importante en fonction des études. Les valeurs proposées 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 γ est proche de deux, 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].

Évanouissement à grande échelle. Le modèle de l'équation (3.3) 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 s'écarter de façon très significative de la puissance moyenne donnée par (3.3). Nous pouvons alors écrire :

$$A_{dB}(d) = \bar{A}_{dB}(d) + X_{dB} = \bar{A}_{0dB}(d_0) + 10\gamma \log \left(\frac{d}{d_0} \right) + \chi_{dB} \quad (3.4)$$

La variable aléatoire χ_{dB} représente les évanouissements à grande échelle. Ils correspondent aux variations de la puissance reçue quand l'environnement change. Il ne tient cependant pas compte des changements dus à la somme des trajets multiples qui influencent fortement le niveau de puissance reçu et seront étudiés séparément.

Les variations à grande échelle sont le plus souvent modélisées par une variable aléatoire lognormale [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).

Les trajets multiples. Afin de choisir une technique de transmission adaptée, il reste à évaluer l'impact des trajets réfléchis. Les paramètres significatifs sont l'étalement des retards, la bande de cohérence ou le facteur de Rice. Les deux premiers paramètres sont liés et donnent une idée de l'importance de l'étalement temporelle de la réponse impulsionnelle. De façon équivalente, cela donne une idée de la bande de fréquence sur laquelle le canal reste quasiment inchangé. Le facteur de Rice est le rapport entre la puissance portée par le trajet direct et celle portée par les trajets réfléchis. Une grande valeur est significative d'un trajet direct prépondérant alors que de faibles valeurs signifient l'importance des trajets réfléchis. Pour tous ces paramètres, un large spectre de valeurs est proposé dans la littérature. Elles 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 35ns). 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

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. Dans [14] une réduction d'un facteur 2 est observée si les antennes sont situées à la même hauteur plutôt que d'avoir un point d'accès prêt 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], de l'ouverture [5].

Ces résultats tendent à montrer la faisabilité d'une transmission courte distance dans cette bande autour de 60 GHz. 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 directive apportent un gain conséquent et doivent être choisies de préférence. Nos mesures [3] sont cohérentes avec les autres résultats dans des petites pièces.

Évolution 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.

Effet Doppler. Considérons un mobile (figure 3.1) se déplaçant à la vitesse v et relativement éloigné de l'émetteur. Le mobile se déplace sur une distance d entre X et Y . L'angle entre la direction du déplacement et la direction d'arrivée des ondes est θ . Nous considérons que θ est constant car l'émetteur est très éloigné du récepteur. Nous pouvons alors déterminer la variation de la phase $\Delta\phi$ due à la différence de longueur Δl des deux trajets quand le mobile est en X puis en Y :

$$\Delta\phi = \frac{2\pi\Delta l}{\lambda}. \quad (3.5)$$

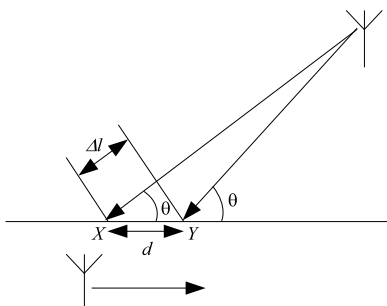


FIGURE 3.1 – Illustration de l'effet Doppler.

Si la distance est parcourue pendant un temps Δt , alors :

$$\Delta l = v \Delta t \cos(\theta). \quad (3.6)$$

Sans décalage Doppler, la porteuse est $\cos(2\pi f_0 t)$ en X et $\cos(2\pi f_0(t + \Delta t))$ en Y . Du fait de la vitesse de déplacement du récepteur, l'onde incidente sur le récepteur va subir un glissement de fréquence supplémentaire donné par :

$$f_d = \frac{1}{2\pi} \frac{\Delta \phi}{\Delta t} = \frac{v \cos(\theta)}{\lambda}. \quad (3.7)$$

Étalement Doppler et temps de cohérence. Le temps de cohérence et l'étalement Doppler sont deux paramètres permettant de décrire la dispersion en temps du canal dans une petite zone : ils décrivent les fluctuations temporelles du canal à petite échelle. 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 B_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 3.2), 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 alors déterminer la fréquence Doppler maximale et donc la bande d'étalement Doppler, par :

$$B_d = \frac{v}{\lambda} = \frac{v f_c}{c}. \quad (3.8)$$

Si nous revenons au domaine temporel, l'étalement Doppler aura un équivalent. L'impact de la bande sur laquelle fluctue la fréquence porteuse se

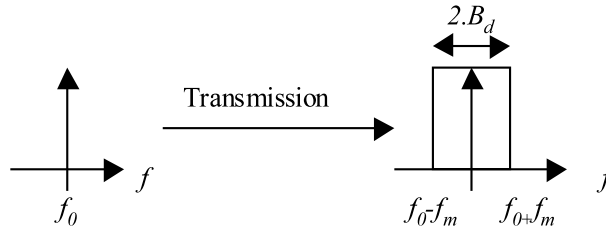


FIGURE 3.2 – Illustration de l'étalement Doppler.

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 :

$$T_{c1} \propto \frac{1}{B_d}. \quad (3.9)$$

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 corrélés. Si l'inverse de la bande passante du signal est plus grande 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 il peut être approché par :

$$T_{c2} \approx \frac{9}{16\pi B_d}. \quad (3.10)$$

Dans la pratique, (3.9) est souvent trop important et le temps de cohérence calculé ainsi n'assure pas de faibles distorsions alors que (3.10) 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 (3.9) et (3.10), c'est à dire :

$$T_{c3} \approx \sqrt{\frac{9}{16\pi B_d^2}} = \frac{0,423}{B_d}. \quad (3.11)$$

La définition du temps de cohérence implique que deux signaux arrivant avec un écart temporel supérieur à T_c sont affectés différemment par le canal. 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 :

$$B_d = \frac{v}{\lambda} = \frac{1,39}{0,005} = 278Hz. \quad (3.12)$$

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

$$T_{c1} \approx \frac{1}{B_d} = 3,6ms, \quad (3.13)$$

$$T_{c2} \approx \frac{9}{16\pi B_d} = 0,64ms, \quad (3.14)$$

$$T_{c3} \approx \frac{0,423}{B_d} = 1,5ms. \quad (3.15)$$

Pour un débit de 2 Mbits/s, en prenant la valeur obtenue en (3.15) pour le temps de cohérence, c'est à dire 1,5 ms, nous pourrions transmettre 3000 bits. Si le débit est de 8 Mbits/s, nous pourrions transmettre 12000 bits sans que le canal change.

Nous pourrions donc négliger l'évolution temporelle du canal tant que le débit $1/T_c$ sera nettement supérieur à la bande Doppler du canal B_d . Ceci est un critère important dans la définition des systèmes de transmission, de même que le rapport entre la bande de cohérence et la bande du signal utile. Si cette seconde est supérieure à la bande de cohérence, le canal sera à bande large et sélectif en fréquence. Dans nos études, nous considérerons un canal sélectif en fréquence (il nous faut donc modéliser les trajets multiples) mais qui n'évolue pas dans le temps car nous sommes dans des environnements à mobilité réduite avec des hauts débits. Cette dernière remarque évolue dans le cadre des réseaux de capteurs maintenant à l'étude au sein de l'IRCICA⁶. Les débits sont en effet nettement moindre et l'évolution du canal sur la durée d'une trame est envisageable.

Modélisation

Quand nos travaux ont débuté, peu de modèles avaient été proposés dans la littérature pour le canal à 60 GHz. Le plus grand nombre d'entre eux étaient basés sur une modélisation déterministe, généralement le lancer de

6. IRCICA : Institut de Recherche sur les Composants logiciels et matériels pour l'Information et la Communication Avancée.

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 est de stocker des réponses impulsionnelles mesurées [18]. Pour éviter une quantité prohibitive d'information à stocker, nous avons préféré étudier les modèles statistiques.

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 $y_l(t)$ suivant un trajet l est une réplique de $x(t)$ envoyé à l'instant t ayant subi une atténuation $\beta_l(t)$, retardée de $\tau_l(t)$. Le déphasage dû à l'environnement de propagation sera noté $\theta_l(t)$. $y_l(t)$ s'écrit :

$$y_l(t) = \beta_l(t)x(t - \tau_l(t))e^{j\theta_l(t)}. \quad (3.16)$$

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

$$y(t) = \sum_{l=0}^{L-1} y_l(t) = \sum_{l=0}^{L-1} \beta_l(t)x(t - \tau_l(t))e^{j\theta_l(t)}. \quad (3.17)$$

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 (3.17) peut être vue comme le produit de convolution entre le signal $x(t)$ et la réponse impulsionnelle du canal $h(t)$.

$$y(t) = x(t) * h(t) \quad (3.18)$$

Avec :

$$h(t) = \sum_{l=0}^{L-1} \beta_l(t)\delta(t - \tau_l(t))e^{j\theta_l(t)} \quad (3.19)$$

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_l , 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_l , 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'intuition première du processus de Poisson n'est pas adaptée.

- β_i , l'amplitude de chaque trajet. Sa valeur dépend du retard.

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], et ce quelle que soit la fréquence considérée. 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 3.3) bien que cette appellation n'ait pas été introduite par Turin. L'idée est que

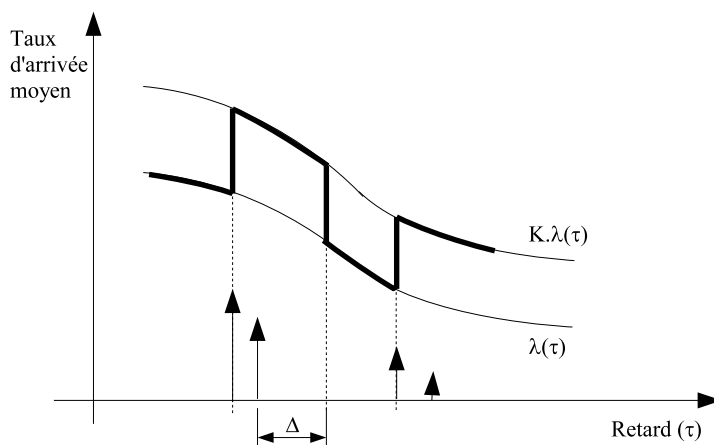
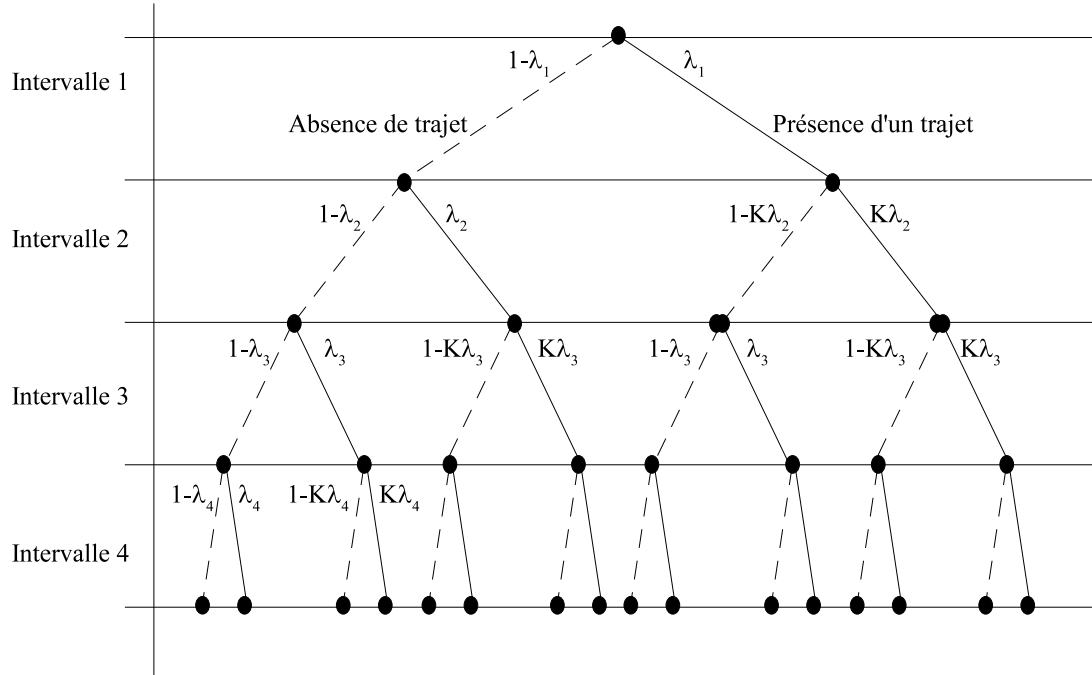


FIGURE 3.3 – Le modèle $\Delta - K$ à temps continu. A l'arrivée d'un nouveau trajet, la probabilité de voir de nouveaux trajets arriver augmente. Elle diminue de nouveau quand un laps de temps suffisant (Δ) s'est écoulé.

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 à nouveau réduit. K et Δ sont des paramètres à estimer et sont dépendants du retard. Si $K = 1$, le modèle est un processus de Poisson standard. Si K est supérieur à 1, le processus introduit implicitement la notion de *clusters*, c'est à dire que la probabilité de recevoir un trajet quand un trajet arrive est augmentée.

Suzuki [38] a développé ce modèle et introduit le modèle $\Delta - K$ à temps discret (figure 3.4). Le temps est découpé en intervalles, un trajet pouvant être présent dans chaque intervalle. Le modèle débute dans le premier intervalle (le trajet direct n'est pas pris en compte) et λ_1 est la probabilité qu'un trajet soit présent dans cet intervalle. Si un trajet est effectivement présent, la probabilité qu'un trajet soit également présent dans le second intervalle devient $K\lambda_2$. En l'absence de trajet, ce sera λ_2 , et ainsi de suite. Les paramètres λ_n sont obtenus connaissant le taux d'occupation des intervalles. Ce

FIGURE 3.4 – Modèle $\Delta - K$ à temps discret.

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. impulsives (générées précédemment).

Cette notion de dépendance d'arrivée des trajets a été proposée sous une autre forme par Saleh et Valenzuela [40]. Ils ont étudié le canal de propagation intra-bâtiment à 7.5 GHz. Ils l'ont modélisé par un mélange de deux distributions de Poisson en utilisant 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*.

Ce modèle a souvent été utilisé pour le canal en milieu confiné et en particulier pour le canal à 60 GHz. Dans [41], 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 vectoriel sont effectuées dans des conditions de trajet direct ou quasi direct. Le modèle de Saleh et Valenzuela avec un seul *cluster* est adapté aux données. Dans [25], des mesures dans un bureau à 60 GHz avec une bande passante de 1 GHz, une polarisation circulaire et utilisant un

analyseur de réseaux vectoriel sont présentées et adaptées à ce modèle. Le groupe de standardisation IEEE 802.15.3 [42] a également proposé un modèle basé sur celui de Saleh et Valenzuela pour le canal UWB⁷ entre 3 et 10 GHz.

D'autres modèles ont également été proposés pour les temps d'arrivée. Dans [43], 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'explication physique à l'utilisation de ces lois et l'adéquation avec les mesures est probablement due à leur flexibilité [44]. Dans [45], 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). 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], nous avons proposé un modèle basé sur les processus α -stable qui 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 niveau du récepteur ce qui rend délicat leur distinction.

Outre le problème des retards, il faut ensuite modéliser l'amplitude des trajets. Ceci est également un problème délicat. La solution la plus simple est alors d'utiliser le modèle de ligne à retards proposés par Bello [46] avec des retards espacés régulièrement. L'avantage majeur de cette approche est qu'il est inutile de modéliser les retards. Qui plus est, les coefficients du filtre ainsi obtenu sont généralement la somme de plusieurs trajets et convergent assez rapidement vers des variables aléatoires gaussiennes complexes. Cependant, le canal doit vérifier deux propriétés fondamentales : être stationnaire au sens large et à diffuseurs non corrélés. Stationnaire au sens large signifie que les propriétés statistiques ne changent pas dans la zone de validité du modèle. À diffuseurs non corrélés signifie que les propriétés statistiques ne changent pas sur la bande de fréquence considérée. Après l'étude des puissances reçues dans un environnement *ad hoc* (section 3.1.1), nous étudierons ces propriétés statistiques et la modélisation du canal (section 3.1.2).

7. UWB : Ultra Wide Band

Enfin il y a quelques collègues qui m'ont à un moment donné fait avancé. Un merci spécial à Guillaume et Jean-Marie. À David et Jean du LIFL. Un grand merci à Nourddine sans qui ma recherche serait probablement tout autre. Une pensée pour Mustapha qui ne l'entendra peut-être pas.

3.1.1 Puissances reçues en environnement *ad hoc*.

Dans cette partie nous étudions les densités de probabilité des puissances reçues dans un environnement *ad hoc*. Dans cette situation chaque émetteur destine son message à un récepteur particulier ou éventuellement aux objets de son voisinage dans le cas de la diffusion. Ainsi nous devons déterminer deux ddp⁸ : l'une pour le signal utile, l'autre pour les interférences. Nous tenons compte de la répartition spatiale des utilisateurs, de la distribution des liens actifs mais également des antennes utilisées.

Scénario

Nous considérons une pièce de longueur V et de largeur W où N objets sont répartis uniformément. Nous définissons ainsi une photo instantanée du réseau *ad hoc* (figure 3.5). Le voisinage d'un objet O comprend tous les

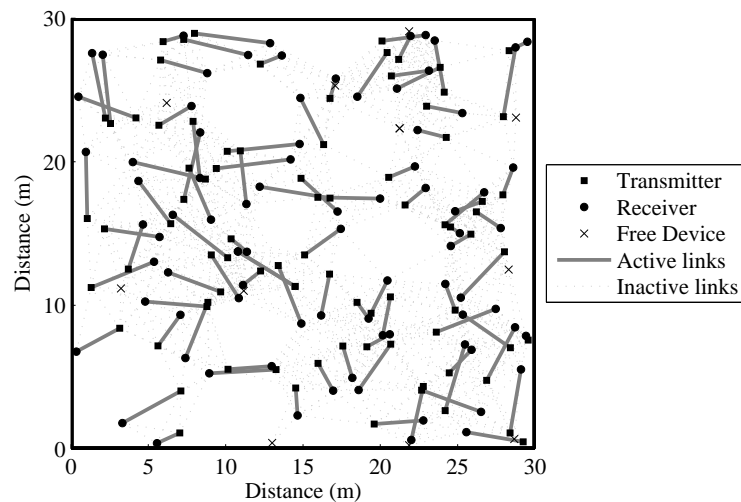


FIGURE 3.5 – Exemple des liens actifs à un instant donné dans une pièce de 30m sur 30m. 175 objets sont présents dans la pièce. Le nombre moyen de voisins est de 13.

objets dans un cercle de centre O et de rayon R . Un ensemble de liens actifs est défini aléatoirement : un récepteur est choisi et l'émetteur correspondant

8. ddp : densité de probabilité

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. Dans la suite nous prenons $V = W = 30m$ et $N = 150, 175$ ou 200 . Le voisinage est défini avec $R = 5m$. Les zones de communication comprennent alors entre 10 et 15 objets en moyenne ce qui permet d'assurer la connectivité du réseau.

Si N objets sont présents dans la pièce, au plus $N/2$ liens pourront être simultanément actifs. Nous considérons le cas où un maximum de liens sont actifs simultanément. Quand un lien est disponible (un récepteur trouve un émetteur non actif dans son voisinage), une transmission a lieu. La figure 3.6 représente alors le nombre de liens actifs simultanés dans notre scénario quand 175 objets sont présents dans la pièce. Dans le cas où $N = 175$, 79 à 85 liens peuvent être actifs simultanément.

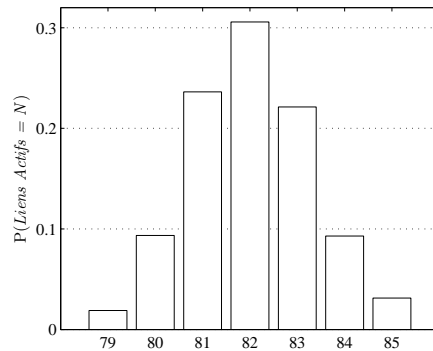


FIGURE 3.6 – Probabilité du nombre de lien actifs simultanés quand 175 objets sont présents dans la pièce.

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

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

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

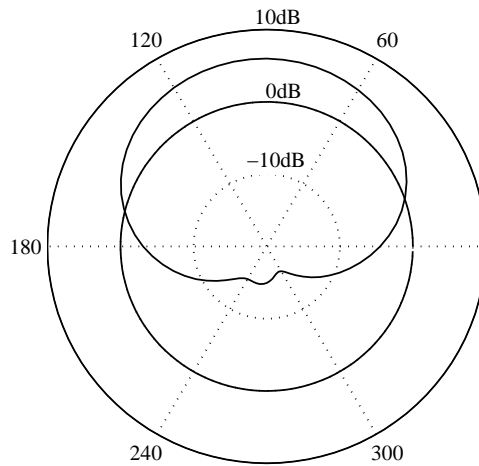


FIGURE 3.7 – Diagramme de directivité des antennes.

façon optimale.

Tous les émetteurs émettent avec une même puissance P_t . L'atténuation A_k est déduite de l'équation (3.2). Elle dépend de la distance émetteur-récepteur, des gains d'antennes (G_e pour l'émetteur et G_r pour le récepteur) et du coefficient d'atténuation γ . Les autres termes étant constants, en particulier λ , ils n'ont pas d'impact sur notre étude. Nous nous intéressons en effet au rapport des puissances reçues et ces constantes se simplifieront. La puissance reçue P_r est donc proportionnelle à $A_k P_e$ où A_k s'écrit :

$$A_k = \frac{G_t G_r}{d_k^\gamma} \quad (3.20)$$

γ est pris égal à 2. Ce choix est conforme aux études menées dans le canal à 60 GHz [2, 3, 7].

L'effet des trajets multiples est étudié séparément (section 3.1.2). 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, sur des liens courts et, tout spécialement, quand les antennes directives sont utilisées.

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 3.1.1). Elles sont présentées sur les figures 3.8 et 3.9.

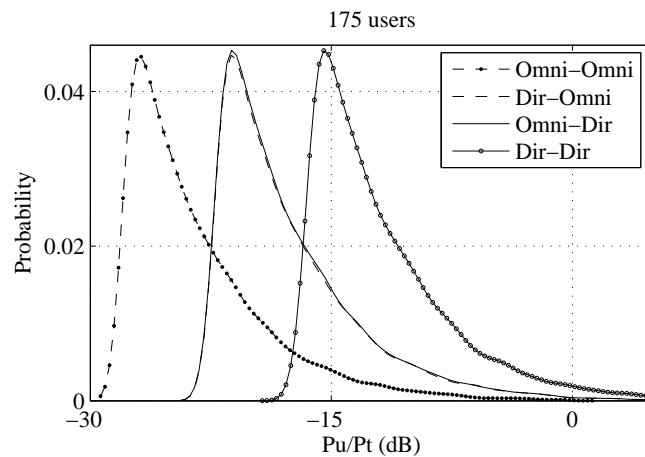


FIGURE 3.8 – Ddp de la puissance du signal utile dans une pièce de 175 objets.

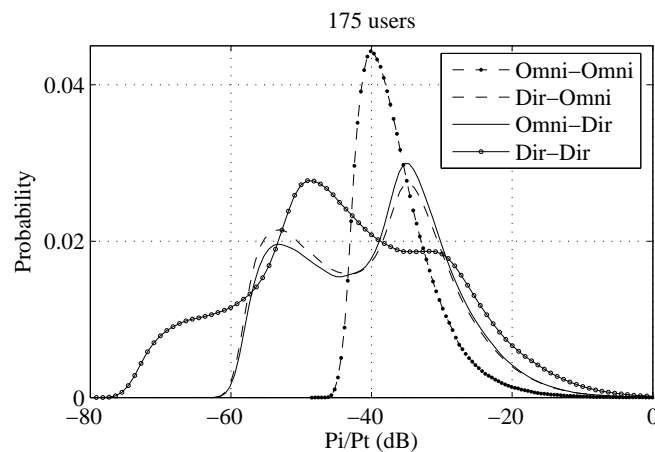


FIGURE 3.9 – Ddp de la puissance interférente dans une pièce de 175 objets.

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. 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. Nous notons également qu'aucune différence significative n'apparaît quand le nombre d'utilisateurs varie.

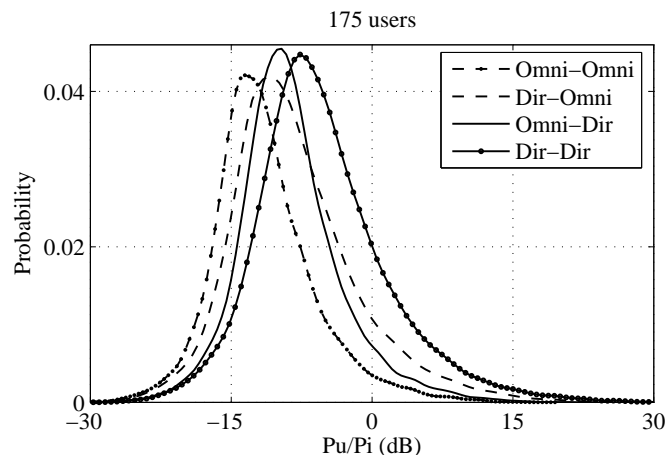
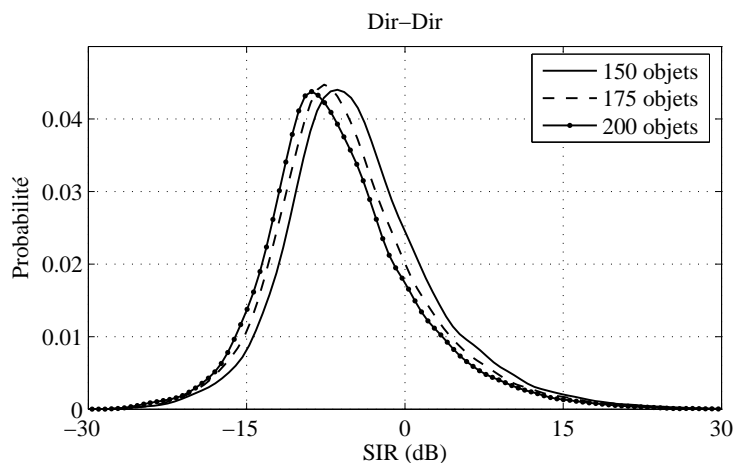
L'étude que nous avons menée, et dont tous les résultats ne sont pas présentés ici, souligne l'importance du choix de la longueur des liens et de la définition du voisinage. Transmettre des informations à des objets proches permet de réduire la puissance nécessaire pour assurer une qualité donnée. Cependant, 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. Le rayon de 5m considéré permet une bonne connectivité du réseau. Cependant, quand des transmissions sont effectuées sur des distances proches de ces 5m 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.

Afin d'utiliser les distributions de puissance dans nos simulations, nous utilisons des estimations non paramétriques basées sur la méthode du noyau [47]. En effet nous ne voyons pas quelle distribution paramétrique conviendrait à nos mesures. Ceci est particulièrement flagrant pour la puissance interférente.

Distribution du rapport signal à interférence

Le rapport signal sur interférence d'accès multiple (SIR⁹) 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. La figure 3.10 montre la ddp du SIR quand 175 objets sont dans la pièce. Une augmentation du SIR est apporté par les antennes directives qui permettent 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 3.11). 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.

9. SIR : Signal to Interference Ratio

FIGURE 3.10 – Ddp du SIR avec 175 objets dans une pièce carrée de $900m^2$.FIGURE 3.11 – Ddp du SIR avec 175 objets dans une pièce carrée de $900m^2$ et des antennes directives.

Le choix de cette puissance, et par conséquent de la taille du voisinage, doit donc être corrélée à la densité d'objets dans l'environnement.

3.1.2 Modélisation de la réponse impulsionnelle.

Pour modéliser de canal, nous nous basons sur une base de données que nous présentons dans la section 3.1.2. Nous étudions ensuite en détail les propriétés statistiques du second ordre du canal (section 3.1.2). Nous proposons alors deux modèles, le premier quand le canal vérifie, en temps et en fréquence, la stationnarité au sens large (section 3.1.2). Le second (section 3.1.2) permet de simuler le canal quand ces propriétés ne sont plus vérifiées.

Les données

Avant de pouvoir modéliser le canal, il est important de disposer d'une base de données représentative de ce canal. Le sondeur de canal 60 GHz¹⁰ développé à l'IEMN¹¹ est un sondeur fréquentiel large bande reposant sur une analyse vectorielle de la fonction de transfert par transposition de fréquence (figure 3.12) [48, 49]. Pour cela deux têtes d'émission et de réception

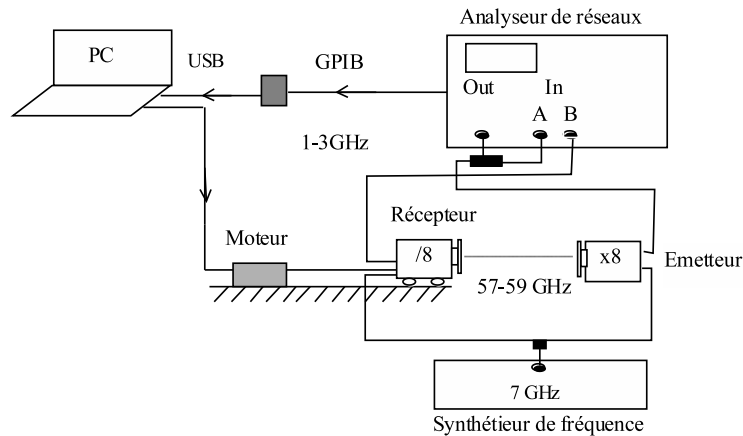


FIGURE 3.12 – Principe du sondeur de canal : un signal à 7 GHz est généré et multiplié par 8. A ce signal, l'analyseur de réseau ajoute un autre signal dont la fréquence va de 1 à 3 GHz. La fonction de transfert est mesurée sur une bande allant de 57 à 59 GHz.

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 particulièrement bien adapté à l'analyse des caractéristiques d'un 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

10. Le sondeur de canal a été réalisé par Michel Fryziel dans le cadre de son mémoire CNAM. Il a effectué une campagne de plus de 30000 mesures sans laquelle une étude précise du canal n'aurait pas été possible.

11. IEMN : Institut d'Electronique, de Microélectronique et de Nanotechnologie.

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 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 3.13). Le point d'accès est situé en hauteur

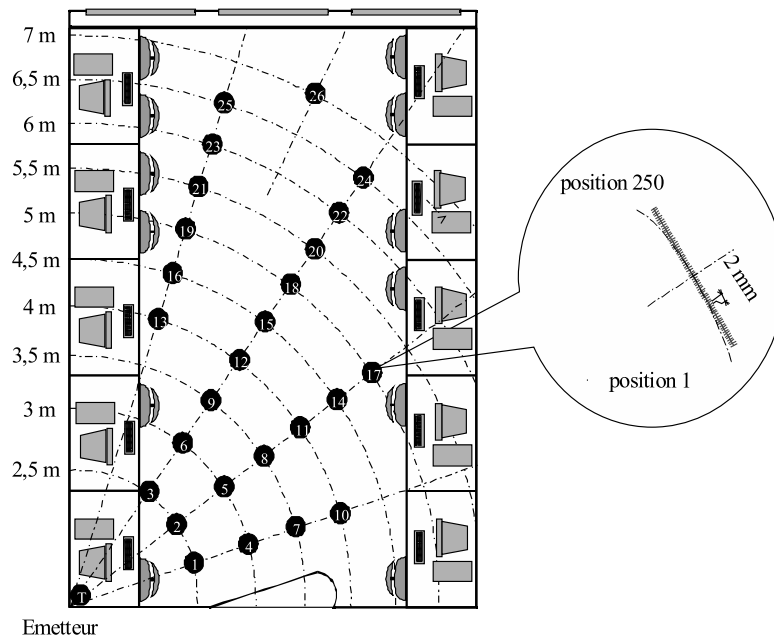


FIGURE 3.13 – Environnement des mesures : une salle informatique où 26 emplacements ont été choisis. 250 mesures séparées de 2 mm sont effectuées sur chaque emplacement.

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 pour délimiter des zones où les propriétés statistiques du canal restent inchangées.

Les antennes utilisées sont des antennes patch [50]. L'ouverture de l'antenne émettrice est de 100° . 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 orientée horizontalement vers l'émetteur (figure 3.14). 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 en particulier). Nous aurons donc dans ces cas là une influence importante des trajets réfléchis. Au contraire dans le milieu de la pièce le trajet direct est prépondérant.

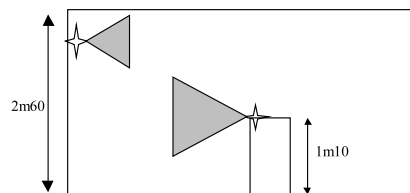


FIGURE 3.14 – Environnement des mesures : le point d'accès est en hauteur dans un coin de la pièce. Son faisceau est horizontal et orienté vers le coin opposé. Le mobile se déplace dans la pièce. Son faisceau est horizontal et orienté vers le point d'accès.

Propriétés du second ordre du canal.

Avant d'envisager le modèle le mieux adapté au canal, il est important d'en connaître les propriétés statistiques du second ordre, à savoir :

- la taille des zones où la stationnarité du second ordre est vérifiée,
- si la condition de diffuseurs non corrélés est vérifiée.

Dans la majorité des travaux présentés [3, 7, 9], l'hypothèse WSSUS¹² est adoptée mais sans réellement vérifier sa validité. Dans [51], l'hypothèse est justifiée *a posteriori* par le bon comportement du modèle de ligne à retard. Dans un premier temps nous allons évaluer la validité des hypothèses de stationnarité (WSS) et de diffuseurs non corrélés (US). Nous travaillerons ensuite sur deux modèles, le premier pour des bandes inférieures à 500 MHz où l'hypothèse quasi US peut être acceptée et le second pour des bandes plus larges où cette hypothèse n'est plus valide.

Diffuseurs non corrélés Notre motivation première vient de l'augmentation des débits et donc de la bande passante si bien que les trajets résolus deviennent plus nombreux. En conséquence, une corrélation entre les différents trajets détectés peut apparaître du fait de la grande résolution temporelle et de la configuration confinée de notre environnement. Qui plus est, la fréquence centrale portant l'information peut être choisie parmi un ensemble plus grand, sur une bande plus large. Nous nous demandons si les fonctions de corrélations temps-fréquence présentent les mêmes caractéristiques, quelle que soit la fréquence choisie (dans [7], des résultats de mesures dans la bande 41 à 43 GHz présentent un comportement statistique identique sur toute la bande). Cela signifie que le canal doit présenter la propriété de sta-

12. WSS : Wide Sense Stationary : propriété de stationnarité au sens large, zone où les propriétés statistiques du canal restent inchangées. US : Uncorrelated scatterers : propriété des diffuseurs non corrélés qui indique que les propriétés statistiques ne changent pas avec la fréquence dans la bande considérée.

tionnarité au 2^{nd} ordre dans le domaine des fréquences. Cette propriété est équivalente à celle de diffuseurs non corrélés.

Afin d'analyser le comportement du canal, quatre fonctions d'autocorrélation sont calculées [46]. Dans notre travail nous remplaçons la variable temporelle t par la distance δ . Nous travaillons alors sur les statistiques d'ordre 2 calculées dans les domaines *retard - espace* et *fréquence - espace*. Nous obtenons alors la fonction d'autocorrélation à quatre variables de la fonction de transfert du canal mesurée à la position δ , $T_\delta(f)$:

$$R_T(f_1, f_2; \delta_1, \delta_2) = \mathbb{E} [T_{\delta_1}(f_1)T_{\delta_2}^*(f_2)] \quad (3.21)$$

La corrélation entre les multi-trajets dans une même réponse impulsionnelle peut être étudiée par les caractéristiques statistiques de la fonction de transfert $T_\delta(f)$. Ceci reflète la dualité qui existe entre les domaines retard et fréquence. La propriété de blancheur dans l'un des domaines peut s'interpréter comme la stationnarité dans l'autre. De plus, Bello montre [46] que dans les cas de canaux pratiques, la propriété WSSUS peut être étudiée en s'intéressant à la fonction $R_T(f, f + \Delta f; \delta, \delta + \Delta d)$ pour $\Delta f = 0$ et $\Delta d = 0$ si bien que nous sommes ramenés à étudier :

$$R_T(f, \delta) = \mathbb{E} [T_\delta(f)T_\delta^*(f)] = \mathbb{E} [\|T_\delta(f)\|^2] \quad (3.22)$$

De cette façon, Bello suggère que nous "*obtenons une idée du degré de variation de $R_T(f, f + \Delta f; \delta, d + \Delta d)$ en fonction de f et δ* ". En conséquence, nous concentrons notre étude sur $\|T_\delta(f)\|$ ¹³

La figure 3.15 représente les séquences d'amplitude reçue pour différentes fréquences quand nous sondons le canal sur l'ensemble des positions. D'un point de vue macroscopique, l'allure semble similaire quelle que soit la fréquence. Cela incite à penser que le processus est stationnaire dans le domaine fréquentiel et donc à diffuseurs non corrélés. Quelque peu sceptiques quant à cette approche qualitative et expérimentale, nous voulons aller un peu plus loin et estimer le degré de variation de $\mathbb{E}[\|T_\delta(f)\|^2]$ en fonction de la fréquence f sur la bande des 2 GHz. Nous estimons la puissance moyenne de l'onde continue reçue à la fréquence f_n quand le récepteur se déplace sur N

13. Remarque sur le calcul de l'espérance : l'espérance de $\|T_\delta(f)\|$ doit être calculée dans des zones spécifiques, suffisamment large pour obtenir la moyenne des effets petite échelle (la variation de la phase des trajets doit être plusieurs fois 2π) mais suffisamment petites pour subir les mêmes effets grande échelle. Quand nous calculons l'espérance de $\|T_\delta(f)\|$ sur plusieurs sites, nous devons supprimer les variations grande échelle. Ceci mène à supprimer l'atténuation due à la distance mais également l'influence des différences de gain des antennes.

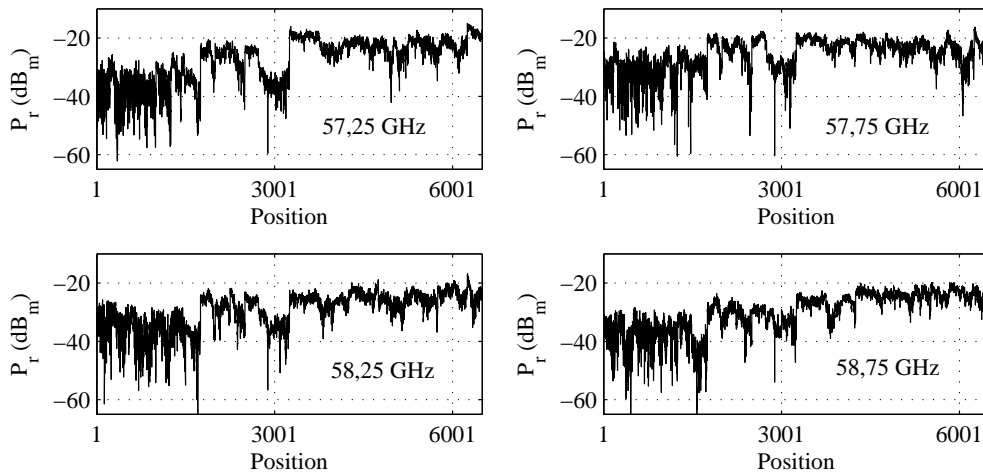


FIGURE 3.15 – Puissance moyenne mesurée du signal reçu quand le récepteur se déplace sur l'ensemble des positions de mesures à des fréquences différentes.

positions :

$$S(f_n) \triangleq \frac{1}{N} \sum_{\delta=1}^N \|T_{\delta}(f_n)\|^2 \quad (3.23)$$

Nous évaluons sur la figure 3.16 le degré de variation de $S(f_n)$ en fonction de la fréquence. Nous constatons que les variations de la puissance moyenne

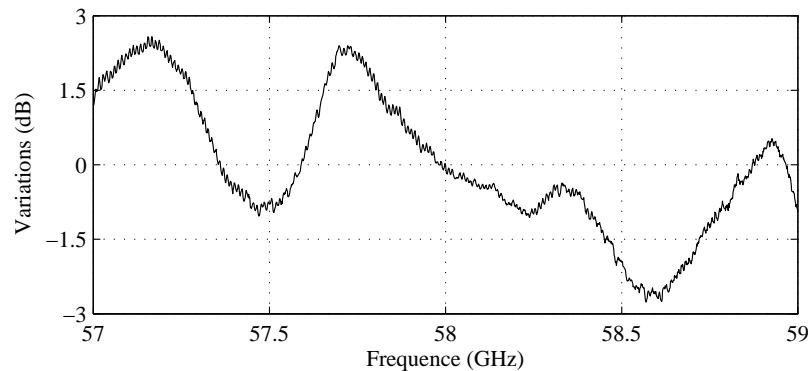


FIGURE 3.16 – Variation de la puissance moyenne sur la bande disponible.

reçue quand la fréquence varie restent supérieures à 3dB et que la sélectivité semble avoir un comportement déterministe. Cependant l'analyse du moment d'ordre 1 moyenné sur l'ensemble des sites de la pièce ne dépend pas de la fréquence. Nous avons $\mathbb{E}[T_{\delta}(f)] \approx 0$ pour tout f .

Il y a plusieurs raisons qui peuvent expliquer la corrélation des diffuseurs et une conclusion définitive est difficile à donner. Nous pouvons en particulier

suggérer trois raisons :

- L'une, une difficulté majeure dans la modélisation du canal à bande ultra large [52], est la haute résolution temporelle qui permet de différencier des diffuseurs corrélés. Deux trajets arrivant avec des retards très proches peuvent pourtant être distingués du fait de cette haute résolution temporelle. Leurs phases ne peuvent alors plus être considérées comme indépendantes car la différence de longueur des trajets est inférieure à la longueur d'onde. Cette limitation est cependant un peu moins forte à 60 GHz qu'entre 3 et 10 GHz car la longueur d'onde est nettement plus faible (5mm).
- Une seconde raison est la façon dont nous avons effectué nos mesures. Hashemi a souligné dans [44] que pour de faibles séparations spatiales des mesures, l'équi-répartition des phases n'est pas vérifiée. Sur un site donné, les changements de position du récepteur n'entraînent pas une variation de la phase de certains trajets supérieure à la longueur d'onde et nous observons une évolution corrélée de ces phases. Cependant, pour des moyennes sur des zones plus grandes, cet effet devrait disparaître car nous augmentons le degré d'aléas des phases recueillies sur l'ensemble des 6500 positions.
- Une troisième explication peut être la présence d'un déterminisme provenant de la géométrie de la pièce. La hauteur, la longueur et la largeur de la pièce ne changent pas et produisent des retards répétés entre le trajet direct et certaines réflexions. Il est effectivement peu surprenant dans un environnement confiné de rencontrer un quasi déterminisme dans les retards relatifs ce qui entraîne la non stationnarité en fréquence du processus. Ce résultat pourrait s'avérer utile pour définir un système local de communication sans fil. Comme le canal génère des sélectivités fréquentielles invariantes dans une région donnée, cette information peut être prise en compte pour choisir la fréquence porteuse d'une transmission à bande relativement étroite ou pour du chargement adaptatif dans un système OFDM¹⁴.

Nous concluons que le canal présente de la corrélation entre ses composantes multitrajets. Cependant, si nous restreignons la bande passante cette observation est moins nette. Pour des bandes en deçà de 500 MHz, considérer des diffuseurs non corrélés n'implique pas une grosse erreur. Nous le ferons dans un premier modèle (pour des bandes de 250 MHz).

14. OFDM : Orthogonal Frequency Division Multiplexing.

Stationnarité au sens large. Dans le cas des ondes millimétriques, un même bureau présente plusieurs comportements et caractéristiques. Dans les coins et à proximité de l'émetteur, les réponses impulsionnelles présentent un profil dense de multitrajets où les contributions dominantes proviennent de réflexions spéculaires [7]. Des résultats de mesures dans [9] montre une forte dépendance des paramètres statistiques significatifs suivant l'environnement de propagation. Par exemple, en observant l'allure des réponses impulsionnelles dans notre ensemble de mesures, nous sommes tentés d'anticiper les résultats finaux et de définir trois régions dans la pièce (figure 3.17) :

- une région proche de l'émetteur et d'obstacles (NER : Near from Emitter Region)
- une zone dégagée (OA : Open Area)
- une zone éloignée de l'émetteur mais proche d'obstacles (FER : Far from Emitter Region)

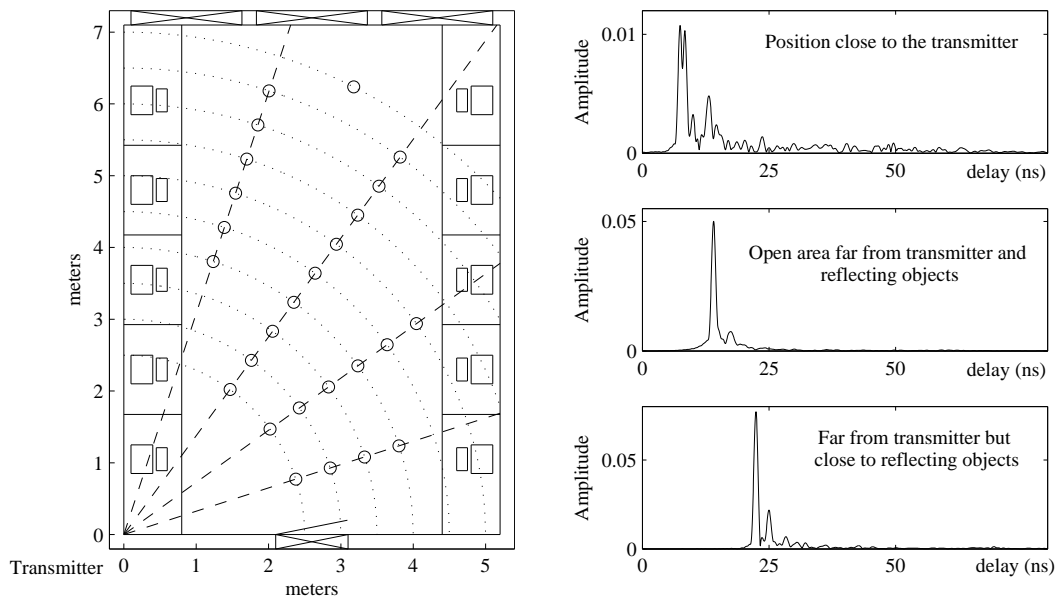


FIGURE 3.17 – Exemples de mesures dans différentes zones de la pièce.

Rappelons-nous que 250 mesures (séparées de 2mm) ont été effectuées sur chacun des 26 sites de la pièce. Comme nous nous intéressons aux zones de stationnarité, i.e. les zones où les statistiques d'ordre 2 restent inchangées, nous extrayons les variations grande échelle (distance, problèmes de dépointement des antennes). Nous étudions site par site ou regroupons plusieurs sites situés à une même distance de l'émetteur. Pour la zone proche de l'émetteur (NER), l'extraction des variations grande échelle est plus utile que pour

les zones dégagées (OA) et lointaines (FER) où les différences de gain d'antennes et l'atténuation entre les positions extrêmes de mesures ne sont pas significatives. Nous étudions les variations statistiques spatiales :

$$\rho = \mathbb{E} \left[|T_\delta(f_n)|^2 \right] = \frac{1}{\Delta_0} \int_{\delta - \frac{\Delta_0}{2}}^{\delta + \frac{\Delta_0}{2}} |T_u(f_n)|^2 du, \quad (3.24)$$

où ρ est la valeur constante attendue ; la distance Δ_0 doit être suffisamment grande pour efficacement moyenner les évanouissements à petite échelle et suffisamment courte pour refléter les mêmes évanouissements à grande échelle. Une approche expérimentale permet de satisfaire ces conditions en choisissant Δ_0 entre 8 et 12λ (soit 20 à 30 mesures dans notre cas ; une valeur similaire est utilisée dans [51]).

Considérons une zone de stationnarité : c'est une région de longueur Δ (contenant N mesures) où l'atténuation moyenne reste constante. Soient $\hat{\rho}_\delta$, les valeurs observées de la variable aléatoire $\hat{P} = \rho + E$, où E introduit une VA¹⁵ d'erreur. L'estimateur exprimé dans l'équation (3.25) est un estimateur non biaisé du 2nd ordre.

$$\hat{\rho}_\delta = \frac{1}{\Delta + 1} \sum_{i=\delta}^{\delta+\Delta} \|T_i(f_n)\|^2. \quad (3.25)$$

En faisant varier la position initiale δ pour calculer $\hat{\rho}_\delta$ dans (3.25), nous pourrions rechercher le nombre de positions N pour lesquelles nous pouvons dire que $\hat{\rho}_\delta = \rho$. La procédure d'estimation génère dans cette zone une collection d'échantillons que l'on peut exprimer comme suit :

$$\hat{\rho}_\delta = \rho + \epsilon_\delta, \quad (3.26)$$

où ρ est la valeur (constante) attendue et ϵ_δ représente le terme d'erreur. Le problème peut alors s'écrire comme suit : nous estimons la profil de la puissance reçue pour un signal monotonique après traversée du canal quand le récepteur se déplace linéairement dans des zones différentes en variant les positions initiales. Nous évaluons alors la probabilité que la valeur d'un échantillon de puissance soit proche de ρ . Tant que la variance de l'erreur $\mathbb{E} \left[\|E\|^2 \right]$ est suffisamment petite en comparaison de ρ , chaque valeur estimée $\hat{\rho}_\delta$ est une estimation satisfaisante de la puissance moyenne reçue ρ . En

15. VA : Variable Aléatoire.

d'autres termes, $\hat{\rho}_\delta$ vérifie $\hat{\rho}_\delta \approx \rho$ en probabilité, et ce résultat démontre l'hypothèse de stationnarité en probabilité.

La dernière étape est d'estimer la valeur constante attendue ρ . Nous utilisons $\rho \approx \bar{\rho} = \mathbb{E}_\delta[\hat{\rho}_\delta]$. $\bar{\rho}$ est l'estimée moyenne des échantillons $\hat{\rho}_\delta$ dans une zone de stationnarité de logueur N . En conséquence, la variance estimée de \hat{P} est également une estimée de la variance de l'erreur $\sigma^2 = \mathbb{E}[|E|^2]$. Suivant ce résultat, l'hypothèse WSS peut être considérée vraie tant que l'échantillon d'erreur est inférieur à une valeur positive arbitraire ϵ . Sans connaissance *a priori* de la distribution de la VA d'erreur E , une borne sur cette probabilité est obtenue en utilisant l'inégalité de Tchebycheff :

$$P\left(\left|\hat{P} - \bar{\rho}\right| \geq \epsilon\right) < \frac{\sigma^2}{\epsilon^2} \quad (3.27)$$

Si nous prenons $\alpha = \sigma^2/\epsilon^2$, (3.27) devient (3.28) :

$$P\left(\bar{\rho} - \frac{\sigma}{\sqrt{\alpha}} < \hat{P} < \bar{\rho} + \frac{\sigma}{\sqrt{\alpha}}\right) \geq 1 - \alpha = \gamma \quad (3.28)$$

Cette relation montre que, presque sûrement, un échantillon observé $\hat{\rho}_\delta$ appartient à l'intervalle $\bar{\rho} \pm \sigma/\sqrt{\alpha}$ pour la possible région de stationnarité. Pour $\gamma = 0.98$, $\alpha = 0.02$ dans (3.28), l'intervalle d'estimation est $\bar{\rho} \pm 7.07\sigma$. L'inégalité (3.28) assure qu'avec une probabilité supérieure à 98% la mesure $\hat{\rho}(\delta)$ sera incluse dans l'intervalle $]\bar{\rho} - 7.07\sigma, \bar{\rho} + 7.07\sigma[$.

L'intervalle de confiance à γ peut s'écrire comme une fonction du rapport $\sigma/\bar{\rho}$: $\left[\bar{\rho}\left(1 - \frac{\sigma}{\bar{\rho}\sqrt{\alpha}}\right), \bar{\rho}\left(1 + \frac{\sigma}{\bar{\rho}\sqrt{\alpha}}\right)\right]$. Alors, pour définir la taille de la zone de stationnarité, nous fixons deux paramètres :

1. la précision souhaitée : $\gamma = 0.98$,
2. un intervalle de confiance raisonnable : $(0.9\bar{\rho}; 1.1\bar{\rho})$.

L'erreur relative est alors déterminée : $\sigma^2/\bar{\rho}^2 = 2.10^{-4}$ dans notre cas. Par des simulations, nous recherchons le nombre de mesures N qui la satisfait. La figure 3.18 présente des exemples de valeurs de l'erreur relative en fonction de la taille de la zone de stationnarité considérée. Comme nous pouvions le prévoir, la proximité de réflecteurs augmente l'erreur relative et, par conséquent, réduit la taille des zones de stationnarité [53]. De plus, quand la distance émetteur-récepteur est réduite, les zones de stationnarité sont également réduites. Ceci vient du fait que dans nos mesures le trajet direct est moins prépondérant dans les emplacements proches, principalement du fait des pertes dues aux erreurs d'alignement des antennes. L'importance

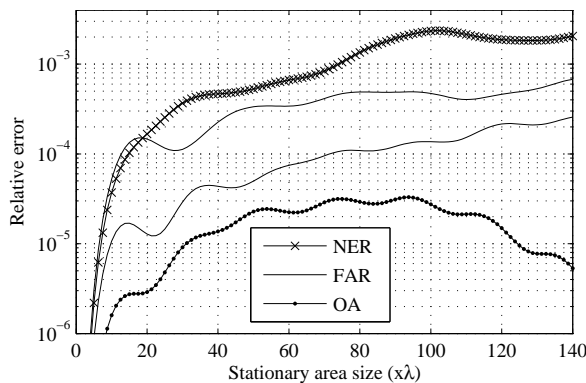


FIGURE 3.18 – Erreur relative en fonction de la taille des zones de stationnarité pour différents emplacements. L’erreur diffère en fonction de l’environnement du récepteur. NER : Near from Emitter Region, région proche de l’émetteur et d’obstacles, OA : Open Area, zone dégagée et FER : Far from Emitter Region, zone éloignée de l’émetteur mais proche d’obstacles.

de certains trajets réfléchis est alors nettement rehaussée ce qui entraîne la réduction de la zone de stationnarité.

Le tableau 3.1 montre la taille des zones de stationnarité en fonction de la position des emplacements dans la pièce. Bien sûr, nous ne rendons ici qu’une idée approximative des tailles. Elles sont assez restrictives car la borne choisie n’est pas très précise. En utilisant des connaissances sur la distribution de l’erreur, nous pourrions obtenir une borne plus précise ce qui augmenterait légèrement la taille des zones de stationnarité.

TABLE 3.1 – Taille des zones de stationnarité.

	NER	OA	FAR
Zones de stationnarité	$\approx 10\lambda$	$> 100\lambda$	$\approx 60\lambda$

A proximité des obstacles, les zones de stationnarité sont réduites à moins de 100λ ce qui veut dire $50cm$ à 60 GHz . Cela souligne la nécessaire précaution pour estimer les profils puissance-retard. De plus, ces résultats doivent être pris en compte dans la définition des campagnes de mesure et dans l’analyse des résultats. Si l’hypothèse de stationnarité est nécessaire lors du traitement des données, les zones de mesures doivent être définies avec attention.

Modèle de la ligne à retards

Le signal reçu est échantillonné à la fréquence d’échantillonnage f_e . Il est possible de ramener le canal à un canal équivalent comportant un coefficient

("tap") pour chaque instant d'échantillonnage. Le signal reçu $y(t)$ est le résultat de la convolution entre le signal émis $x(t)$ et la réponse impulsionnelle du canal $h(t)$ (équation (3.18)). Si maintenant nous échantillonnons le signal reçu nous obtenons :

$$y_e(t) = (x(t) * h(t)) \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \delta(t - nT_e), \quad (3.29)$$

où T_e est la période d'échantillonnage. Considérons maintenant l'échantillon à l'instant mT_e :

$$\begin{aligned} y_e(mT_e) &= (x(t) * h(t)) \delta(t - mT_e) \\ &= (x(t) * h(t)) (mT_e) \\ &= \int_{-\infty}^{+\infty} x(u)h(mT_e - u)du. \end{aligned} \quad (3.30)$$

D'après le théorème de l'échantillonnage, nous pouvons écrire $x(t)$ en fonction des valeurs de ses échantillons $x_e(kT_e)$ et l'utiliser dans (3.30) :

$$\begin{aligned} r_e(mT_e) &= \int_{-\infty}^{+\infty} \left(\sum_{k=-\infty}^{+\infty} x_e(kT_e) \text{sinc}(f_e(u - kT_e)) \right) h(mT_e - u)du \\ &= \sum_{k=-\infty}^{+\infty} x_e(kT_e) \int_{-\infty}^{+\infty} h(v) \text{sinc}(f_e((m - k)T_e - v)) dv \end{aligned} \quad (3.31)$$

Nous pouvons alors écrire que le signal reçu et échantillonné est le produit de convolution entre le signal d'entrée échantillonné et la réponse impulsionnelle du canal discret équivalent h_{TDL} :

$$r_e(mT) = x(mT) * h_{TDL}(mT) \quad (3.32)$$

Les coefficients du filtre équivalent du canal étant :

$$h_{TDL}(mT) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(v) \text{sinc}(f_e(mT_e - v)) dv \quad (3.33)$$

Les coefficients obtenus dans (3.33) sont des valeurs déterministes, représentant une seule réponse impulsionnelle. Pour que ces modèles puissent représenter un environnement donné, les coefficients obtenus seront des variables aléatoires. Les distributions de ces variables sont à estimer à partir de mesures représentatives du canal dans un environnement donné.

L'équation (3.33) montre que chaque coefficient est la somme de plusieurs contributions. Ceci nous amène à considérer des distributions complexes gaussiennes pour les valeurs des coefficients et donc des lois de Rice ou de Rayleigh pour les amplitudes en fonction de la présence ou non d'un trajet dominant. Plus précisément nous considérerons que le premier coefficient, incluant le trajet direct, aura une amplitude distribuée selon une loi de Rice alors que les autres suivront une loi de Rayleigh. Les variances des trajets sont obtenues par le profil puissance - retard.

Sur les zones où est vérifiée la propriété de stationnarité au sens large du canal, nous pouvons estimer le profil puissance - retard à partir des mesures :

$$P_h(\tau) = E_\delta \left[|h(\tau, \delta)|^2 \right] = \frac{1}{N} \sum_{\delta=1}^N h(\tau; \delta) h^*(\tau; \delta), \quad (3.34)$$

où N est le nombre de mesures situées dans une zone où la stationnarité est vérifiée et δ l'indice indiquant la position des mesures. Nous avons considéré dans ce travail une bande passante de 250 MHz [54]. Au delà, la propriété de diffuseurs non corrélés n'est plus vérifiée et le modèle de la ligne à retards devrait être modifié pour inclure les corrélations. Cette bande correspond à une fréquence d'échantillonnage de 4 ns et est tout à fait compatible avec nos mesures. De plus elle présente un bon compromis entre une bande suffisante pour atteindre des débits importants mais pas trop grande pour ne pas nécessiter un échantillonnage trop rapide et précis.

La réponse impulsionnelle est obtenue par transformée de Fourier discrète inverse de la fonction de transfert filtrée sur cette bande. Cette réponse est normalisée par rapport au module du trajet direct. Le coefficient de ce premier trajet (h_0) peut alors être mis sous la forme $1 + h'_0$. Le filtre équivalent au canal est alors représenté sur la figure 3.19. Les modules des différents trajets présentent des fonctions de répartition suivant une loi de Rayleigh, sauf le premier h_0 qui suit une loi de Rice. Le facteur de Rice sera d'autant plus élevé que nous nous éloignons de l'émetteur vers le centre de la salle, loin des coins et des objets réfléchissants. Les variances des variables aléatoires permettant de générer les différents coefficients du filtre sont données par le profil puissance - retard. Trois exemples sont présentés figure 3.20. Nous avons considéré les 26 emplacements pour modéliser l'ensemble de la pièce. Les valeurs des différents profils sont présentées dans l'annexe A. Une étude détaillée semble montrer que 3 ou 4 profils seraient suffisants mais cette ap-

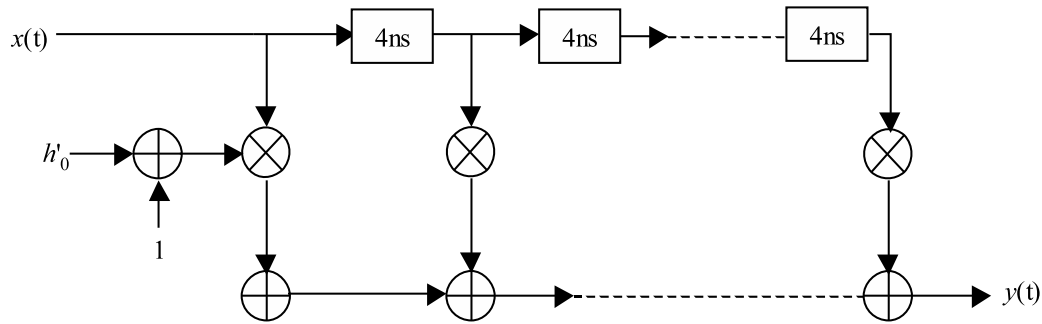


FIGURE 3.19 – Filtre équivalent au canal à 60 GHz avec un trajet direct.

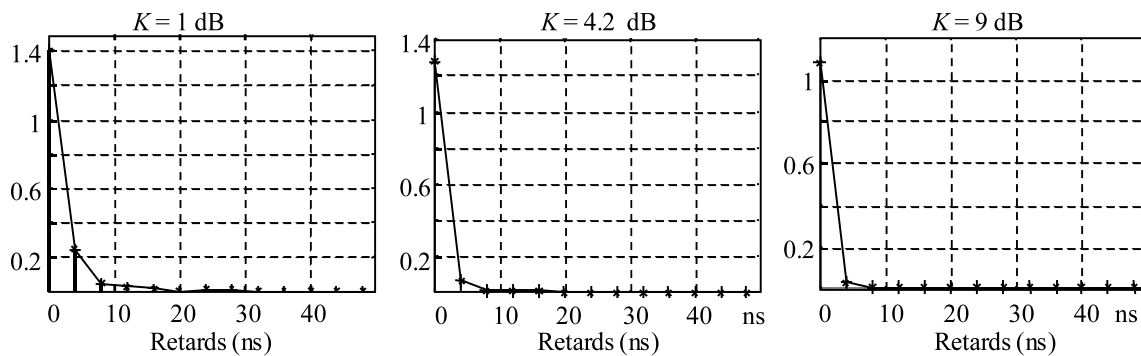


FIGURE 3.20 – Profil puissance - retard calculé en différents emplacements de la pièce.

proche n'a pas été validée car l'utilisation des 26 profils n'engendre pas de calculs prohibitifs.

Cas du canal Ultra Large Bande

Le modèle de la ligne à retard tel que proposé dans la section 3.1.2 n'est pas valide 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 [52].
- Le nombre de coefficients à prendre en compte est prohibitif.
- Les distributions des amplitudes des coefficients ne suivent plus les lois classiques [52].

Pour définir un nouveau modèle, nous réduisons dans un premier temps les réponses mesurées à une séquence de mots [37] qui correspondent aux

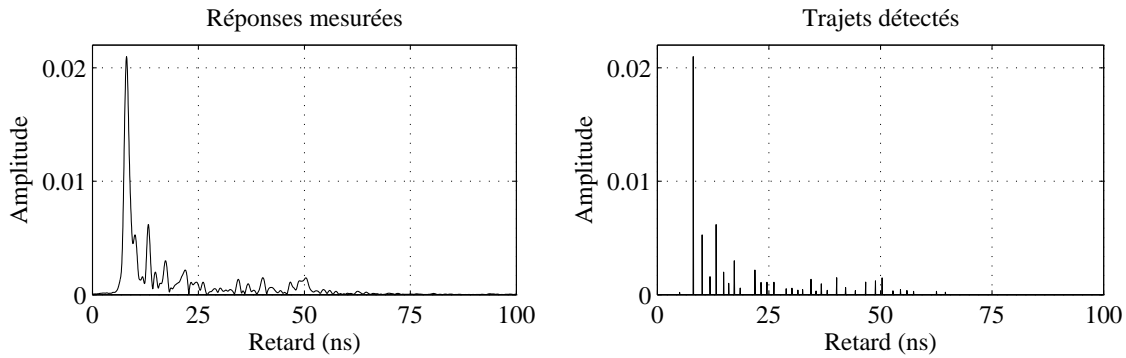


FIGURE 3.21 – Réduction de la réponse impulsionnelle mesurée.

maxima locaux (figure 3.21). 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 et 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. Nous avons pu le vérifier au travers de simulations d’exemples de chaînes de transmission.

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 [55]. 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 constituent la contribution déterministe du canal et sont définis par leur amplitude et leur temps d’arrivée. Pour introduire de 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. Cette modélisation en deux étapes permet de ne plus travailler dans des zones de stationnarité. Les trajets réfléchis ne sont pas nécessairement présents dans toutes les réponses impulsionnelles. 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 conserver l'étalement des retards constant. Si L représente le nombre total de trajets, $\alpha_L = \beta_L e^{j\theta_L}$ et τ_L l'amplitude et le retard du trajet équivalent, nous écrivons :

$$\begin{aligned} \overline{\tau^2} &= \frac{\sum_{i=1}^{L_k} \tau_i^2 \alpha_i^2}{\sum_{i=1}^{L_k} \alpha_i^2} = \frac{\sum_{i=1}^{L-1} \tau_i^2 \alpha_i^2 + \sum_{i=L}^{L_k} \tau_i^2 \alpha_i^2}{\sum_{i=1}^{L-1} \alpha_i^2 + \sum_{i=L}^{L_k} \alpha_i^2} \\ &= \frac{\sum_{i=1}^{L-1} \tau_i^2 \alpha_i^2 + \tau_L^2 \alpha_L^2}{\sum_{i=1}^{L-1} \alpha_i^2 + \alpha_L^2} \end{aligned} \quad (3.35)$$

La résolution de (3.35) permet d'obtenir α_L et τ_L et ainsi d'avoir un modèle simple d'utilisation qui représente avec précision notre environnement de mesure. L'inconvénient de ce modèle est sa dépendance à nos mesures et son manque de traçabilité analytique. Nous proposons alors une autre approche dans le chapitre 4.

3.1.3 Conclusions intermédiaires.

D'autres travaux sur la modélisation du canal ne sont pas présentés ici. Dans le cadre du projet sur crédits incitatifs de l'Institut TELECOM en 2001, nous avons développé une étude statistique approfondie des paramètres du canal (amplitudes, retards et phases). Nous avons proposé un modèle basé sur l'estimation non paramétrique des densités de probabilité ainsi qu'un modèle de ligne à retard dont les amplitudes suivaient des lois Gamma. D'autres travaux plus récents portent sur la modélisation du canal objet à objet, basé sur le modèle de Saleh et Valenzuela, et dépendant de la distance entre les objets. Ce travail est une collaboration avec l'Université de Poitiers.

Dans le cadre du projet WASABI, nous travaillons à la simulation du canal de propagation et du module RF de la transmission dans un réseau de capteurs sous SystemC-AMS. Le doctorant Abdelbasset Massouri est en charge de ce travail.

Enfin, nous travaillons également à la modélisation du canal multi-sauts. Quand un relais non régénératif est positionné entre une source et une destination, le canal résultant est la convolution de deux canaux. L'étude de ses propriétés statistiques permet de mieux évaluer la pertinence du relai.

3.2 Accès multiples.

Ces travaux font partie des projets CPER¹⁶ développés par l'IEMN¹⁷ et le LIFL¹⁸ : LOMC¹⁹, RPMM²⁰, COM'DOM²¹ et CPMM²². Ils ont également contribué aux projets incitatifs de l'Institut TELECOM 2001, 2002 et 2007. Ils ont fait l'objet des thèses de Rodrigue Okouyi sur le CDMA²³ et Hamza ElGhannudi sur le TH-PPM-UWB²⁴ et ont contribué aux actions Européennes COST 273 et 2100. Ils sont également un point de départ des travaux de Chen Jieija qui a commencé sa thèse en Septembre 2007 et ceux d'Hassen Benmaad qui ont débuté en Janvier 2008. Ces travaux ont également participé au programme réseaux autonomes et spontanées de l'Institut TELECOM.

Les systèmes développés dans le groupe à 60 GHz reposent sur des architectures matérielles simples et à faible consommation. Notre objectif est d'étudier la faisabilité d'un système respectant ces contraintes mais également robuste et permettant un maximum de flexibilité. Nous avons opté pour une approche basée sur le CDMA. Nous avons donc tout naturellement étudié des systèmes mono-porteuse type BPSK²⁵ ou QPSK²⁶ où l'accès multiples est assuré par du CDMA. L'idée des transmissions par impulsions sub-nanosecondes transposées est également venue rapidement.

Après une réflexion rapide sur le choix des méthodes d'accès multiples, le chapitre se découpe en deux parties. La première aborde les transmissions mono-porteuse alors que la seconde porte sur la transmission d'impulsions.

16. CPER : Contrat Plan/Projet Etat Région

17. IEMN : Institut d'Électronique, de Microélectronique et de Nanotechnologie.

18. IEMN : Institut d'Électronique, de Microélectronique et de Nanotechnologie.

19. Liaison entre Objets Mobiles Communiquant

20. RPMM : Réseaux de Proximité Multimedia et Multisupports

21. COM'DOM : COMMunications DOMestiques

22. RPMM : Communications de Proximité Multimedia et Multisupports

23. CDMA : Code Division Multiple Access

24. TH-PPM-UWB : Time Hopping Pulse Position Modulation Ultra Wide Band

25. QPSK : Binary Phase Shift Keying

26. QPSK : Quadrature Phase Shift Keying

3.2.1 Choix d'une méthode d'accès multiples.

Plusieurs techniques d'accès multiples ont été développées pour les systèmes de radiocommunication. Elles sont décrites en détails dans de nombreux ouvrages, par exemple [56]. Citons :

- L'Accès Multiple à Répartition en Fréquence (AMRF ou FDMA²⁷) : la ressource est divisée en plusieurs sous bandes qui sont attribuées à chaque utilisateur lors de la transmission.
- L'Accès Multiple à Répartition en Temps (AMRT ou TDMA²⁸) : la ressource du canal est divisée en plusieurs intervalles de temps qui sont attribués aux différents utilisateurs.
- L'Accès Multiple à Répartition par Code (AMRC ou CDMA) : tous les utilisateurs disposent simultanément de la ressource du canal de transmission. La distinction se fait par un code.

Nous nous sommes essentiellement intéressés au CDMA. Cette méthode nous est apparue en effet comme la plus simple à mettre en œuvre. Elle fonctionne dans un cadre asynchrone et il est envisageable de l'associer à un protocole d'accès de type ALOHA²⁹. Dans ce cas, un objet voulant transmettre des informations décide sans se soucier des communications en cours d'émettre son signal. Le CDMA offrant un accès au canal définit par le *software* (un code) et non le *hardware* (une fréquence ou un intervalle de temps), il offre une combinaison très attractive avec l'ALOHA. Enfin, la gestion de l'accès par des codes offre de nombreuses possibilités d'amélioration des systèmes. Ainsi les récepteurs multi-utilisateurs offrent une amélioration significative des performances si la ressource en calcul le permet.

Le CDMA (figure 3.22) peut se faire par saut de fréquence, c'est le FH-CDMA³⁰, par saut temporel, c'est le TH-CDMA³¹ ou par la multiplication du signal source par le code, c'est le DS-CDMA³². Il peut également être associé à l'OFDM³³ [57] pour donner le MC-CDMA³⁴ [58] ou le MC-DS-CDMA³⁵ [59].

27. FDMA : Frequency Division Multiple Access

28. TDMA : Time Division Multiple Access

29. ALOHA signifie bienvenu en Hawaïen

30. FH-CDMA : Frequency Hopping Code Division Multiple Access

31. TH-CDMA : Time Hopping Code Division Multiple Access

32. DS-CDMA : Direct Sequence Code Division Multiple Access

33. OFDM : Orthogonal Frequency Division Multiplexing

34. MC-CDMA : Multi Carrier Code Division Multiple Access

35. MC-DS-CDMA : Multi Carrier Direct Sequence Code Division Multiple Access

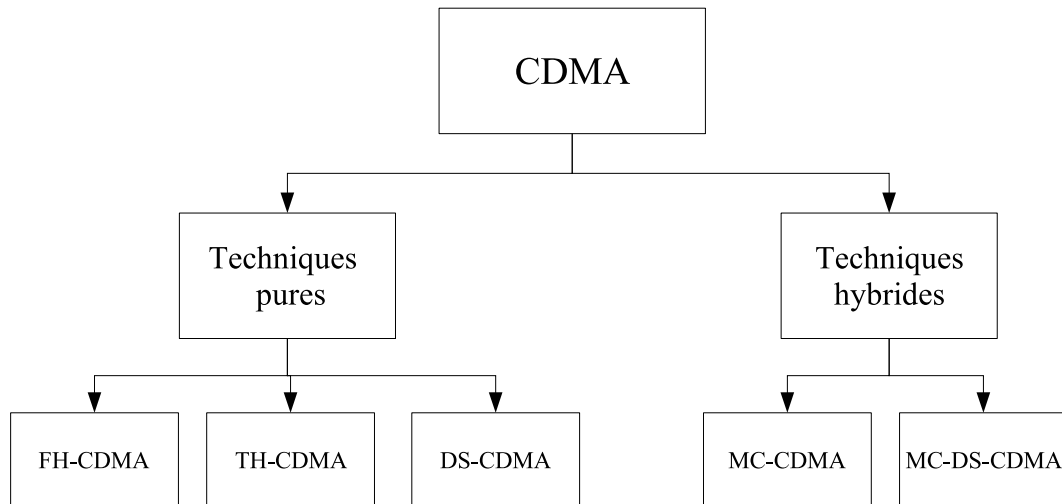


FIGURE 3.22 – Les principales techniques d'accès multiples basées sur le CDMA.

Pour des raisons de simplicité, nous nous sommes initialement orientés vers des méthodes mono-porteuses et du DS-CDMA. Bien qu'offrant des performances tout à fait intéressantes, cette approche souffrait quand nous passions aux réseaux *ad hoc* de l'effet proche lointain. Les interférents proches, donc reçus avec une forte puissance, empêchent la communication. Il est alors nécessaire de reporter de la complexité sur le protocole d'accès en proposant par exemple un CSMA³⁶ au lieu de l'ALOHA. Avant d'émettre, un objet s'assure que le canal n'est pas occupé. Mais apparaît alors le problème des terminaux cachés : dans un réseau sans fil, il n'est pas garanti qu'un objet souhaitant émettre entende les objets en cours de communication. Il provoquera alors une collision et la perte des paquets. De plus, le CDMA permet à plusieurs objets d'émettre simultanément sur la même bande de fréquence. Exactement ce qu'essaie d'éviter le CSMA. Il nous a semblé alors approprié d'utiliser des méthodes d'évitement, c'est à dire le saut de fréquence (FH) ou le saut temporel (TH). Ces méthodes sont en effet nettement moins sensibles à l'effet proche lointain. Qui plus est, le saut temporel convient tout à fait à la transmission d'impulsions. Il permet de plus de lisser le spectre du signal transmis.

Finalement, la suite du chapitre proposera l'étude des deux systèmes proposés :

- dans un premier temps le DS-CDMA, dans un réseau centralisé, où un contrôle de puissance peut être envisagé. Nous proposons une écriture

36. CSMA : Carrier Sense Multiple Access

générale, incluant le filtre adapté et le récepteur rake, puis proposons l'étude analytique des performances ;

- dans un second temps le TH-CDMA associé à la transmission d'impulsions à bande ultra large transposées à 60 GHz. Cette étude se fait dans un contexte *ad hoc* où la disparité des puissances reçues est importante. Nous menons une étude minutieuse de l'interférence d'accès multiples et proposons une étude analytique des performances.

3.2.2 Transmission mono-porteuse et DS-CDMA asynchrone.

Description de la chaîne de transmission.

La figure 3.23 présente une chaîne de transmission DS-CDMA asynchrone dans le sens montant. Elle est composée d'un ensemble de K utilisateurs qui

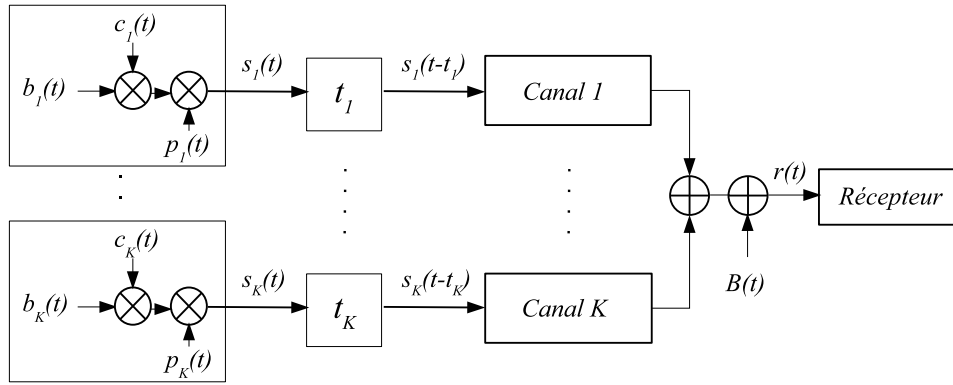


FIGURE 3.23 – Le système DS-CDMA asynchrone.

émettent leurs signaux en modulation BPSK vers un récepteur commun.

Pour un utilisateur k de la chaîne de transmission, nous notons :

- $b_k(t)$ le signal source d'information (signal à "faible" débit ou signal non étalé) :

$$b_k(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} b_{k,n} \text{rect}\left(\frac{t - nT}{T}\right), \quad (3.36)$$

où $b_{k,n}$ est le bit n du signal $b_k(t)$ ($\forall n \in \mathbb{Z}, b_{k,n} \in \{-1, 1\}$), T la durée d'un bit et $\text{Rect}(\frac{t}{T})$ la fonction rectangle définie sur $[-T/2; T/2]$.

- $c_k(t)$ la séquence pseudo-aléatoire ou le code d'étalement (signal à haut débit) :

$$c_k(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \sum_{m=0}^{N-1} c_{k,m} g_{T_c}(t - mT_c - nT), \quad (3.37)$$

où $c_{k,m}$ est le chip³⁷ m du code $c_k(t)$ ($\forall m \in [0, N-1]$, $c_{k,m} \in \{-1, 1\}$), N le nombre de chips du code pendant la durée T d'un bit de la source et T_c la durée d'un chip. La fonction $g_{T_c}(t)$ représente la forme d'onde des symboles transmis.

– $p_k(t)$ la porteuse. Elle s'écrit :

$$p_k(t) = \sqrt{2P_k} \cos(2\pi f_0 t + \varphi_k), \quad (3.38)$$

où P_k , f_0 et φ_k sont respectivement la puissance moyenne d'émission, la fréquence porteuse et la phase de la porteuse du signal de l'utilisateur k . φ_k est une variable aléatoire uniformément distribuée sur $[0, 2\pi]$. Au cours de notre étude, nous utilisons la représentation équivalente en bande de base. En modulation BPSK, la porteuse s'écrit :

$$p_k = \sqrt{2P_k} e^{j\varphi_k}. \quad (3.39)$$

Nous pouvons alors écrire le signal $s_k(t)$ émis par l'utilisateur k :

$$\begin{aligned} s_k(t) &= \sqrt{2P_k} e^{j\varphi_k} b_k(t) c_k(t) \\ &= \sqrt{2P_k} e^{j\varphi_k} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} b_{k,n} \sum_{m=0}^{N-1} c_{k,m} g_{T_c}(t - nT - mT_c). \end{aligned} \quad (3.40)$$

Pour modéliser le caractère asynchrone de la transmission, à chaque utilisateur k est attribué un retard temporel t_k qui est une variable aléatoire uniformément répartie sur $[0, T]$. Le signal décalé $s_k(t - t_k)$ se propage dans le canal k dont le filtre équivalent a pour réponse impulsionnelle $h_k(t)$:

$$h_k(t) = \sum_{l=0}^{L_k-1} \beta_{kl} e^{j\theta_{kl}} \delta(t - lT_c), \quad (3.41)$$

où L_k est le nombre de coefficient du filtre équivalent au canal, $\beta_{kl} e^{j\theta_{kl}}$ est une variable aléatoire complexe et lT_c est le retard temporel du coefficient l . Le bruit thermique est modélisé par un bruit additif blanc gaussien $B(t)$ dont la densité spectrale de puissance est $2N_0$.

À la réception, le système DS-CDMA doit faire face à deux principales sources de perturbations : le bruit multi-trajets et le bruit multi-utilisateurs. La réduction de ces bruits dans la transmission peut être assurée par les codes (pourvu qu'ils aient de bonnes propriétés d'autocorrélation et d'inter-corrélation) mais également par le récepteur :

37. Nous notons *chip* un *bit* du code pour éviter l'ambiguïté dans la suite du texte. Un *chip* fera donc toujours référence au code.

- Les récepteurs mono-utilisateurs ne prennent en compte qu'un seul utilisateur parmi tous. Ces récepteurs sont sensibles au bruit multi-utilisateurs mais grâce aux propriétés des codes et en appliquant éventuellement une technique de diversité et le principe du récepteur rake, ils s'avèrent assez peu sensibles au bruit multi-trajets.
- Les récepteurs multi-utilisateurs traitent les signaux de plusieurs utilisateurs simultanément. Ils sont décrits dans [60]. Le traitement effectué permet notamment de réduire le bruit multi-utilisateurs. L'inconvénient majeur est la complexité nécessaire à leur mise en œuvre et nous ne les avons pas considérés dans la suite bien qu'ils puissent s'avérer très efficaces.

Nous avons donc opté pour un filtre adapté ainsi que pour un récepteur rake (figure 3.24) avec 3 types de diversité [61] :

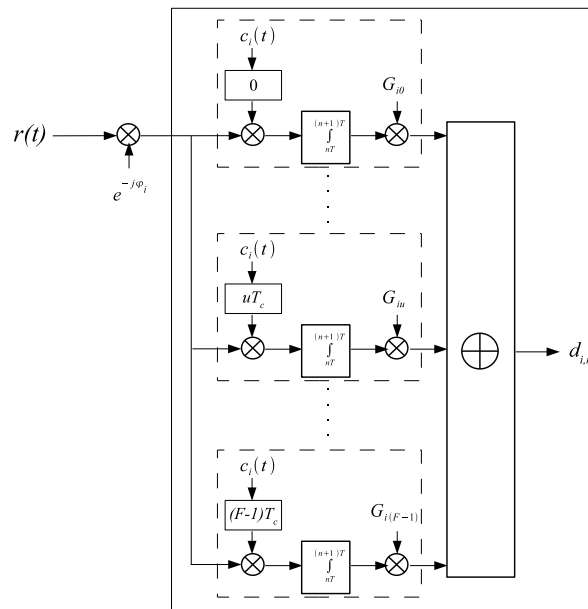


FIGURE 3.24 – Le récepteur rake.

- La SD³⁸ : le récepteur sélectionne le signal provenant du trajet dont l'amplitude est la plus importante.
- L'EGC³⁹ : le récepteur combine les signaux provenant des trajets les plus importants du canal en opérant une correction de phase.
- Le MRC⁴⁰ : c'est une technique similaire à l'EGC, mais de plus, une action est effectuée sur l'amplitude des trajets combinés.

38. SD : Selection Diversity

39. EGC : Equal Gain Combining

40. MRC : Maximum Ration Combining

Nous présentons de manière générale les calculs en considérant le récepteur rake. Nous pourrions le modifier selon la technique de diversité désirée. La démodulation est cohérente. Nous notons i l'utilisateur dont le signal est traité. Nous supposons que le récepteur est parfaitement synchronisé sur cet utilisateur (soit $t_i = 0$) et qu'il produit à sa sortie des échantillons $d_{i,n}$ ($n \in \mathbb{Z}$) du signal décodé $d_i(t)$.

L'échantillon $d_{i,n}$ s'écrit :

$$d_{i,n} = \sum_{u=0}^{F-1} G_{iu} \int_{nT}^{(n+1)T} e^{-j\varphi_i r(t)} c_i(t - nT - uT_c) dt, \quad (3.42)$$

où F est le nombre de branches du récepteur et G_{iu} le coefficient attribué à la branche u lorsqu'il décode le signal de l'utilisateur i . F et G_{iu} caractérisent la technique de diversité. L'expression de G_{iu} pour les trois techniques de diversité [62] est :

- Pour le cas de la SD, $F = 1$ et $G_{ij} = e^{-j\theta_{ij}}$ où θ_{ij} est la phase du trajet j du canal i dont l'amplitude β_{ij} est la plus importante.
- Pour le cas de L'EGC, $F > 1$ et $G_{iu} = e^{-j\theta_{iu}}$ (correction de la phase).
- Pour le cas du MRC, $F > 1$ et $G_{iu} = \beta_{iu} e^{-j\theta_{iu}}$ (action sur l'amplitude et correction de la phase pour l'optimisation du rapport signal à bruit).

Performances du système DS-CDMA asynchrone

Les performances du système DS-CDMA présenté sont évaluées à l'aide de sa probabilité d'erreur moyenne P_e qui elle même dépend du rapport signal à bruit plus interférence $SINR$ ⁴¹. Le $SINR$ représente le rapport entre la puissance du signal utile et la puissance du bruit réel total, toutes les deux calculées à la sortie du récepteur. En effet, nous montrons que l'échantillon $d_{i,n}$ de l'équation (3.42) peut se mettre sous la forme suivante :

$$d_{i,n} = I_{i,n} + MPI_{i,n} + MAI_{i,n} + AWGN_{i,n}, \quad (3.43)$$

où $I_{i,n}$, $MPI_{i,n}$, $MAI_{i,n}$ et $AWGN_{i,n}$ sont respectivement les échantillons d'un signal utile, d'un bruit multi-trajets, d'un bruit multi-utilisateurs et d'un bruit additif gaussien. Leurs expressions sont données dans l'annexe B.

Nous pouvons de l'équation (3.43) déduire par identification l'expression de l'échantillon n du bruit total ρ_i à la sortie du récepteur :

$$\rho_{i,n} = MPI_{i,n} + MAI_{i,n} + AWGN_{i,n}. \quad (3.44)$$

41. $SINR$: Signal to Interference plus Noise Ratio

Le bruit total ρ_i est un bruit complexe. Pour calculer le $SINR_i$ de l'utilisateur i , nous devons utiliser la puissance du bruit réel total $Re[\rho_i]$ qui est la partie réelle de ρ_i . Nous supposons que les bruits MPI_i , MAI_i et $AWGN_i$ sont des processus aléatoires indépendants. La puissance $\sigma_{Re[\rho_i]}^2$ du bruit réel total s'écrit :

$$\sigma_{Re[\rho_i]}^2 = \frac{1}{2}\sigma_{\rho_i}^2 = \frac{1}{2}(\sigma_{MPI_i}^2 + \sigma_{MAI_i}^2 + \sigma_{AWGN_i}^2). \quad (3.45)$$

Ainsi, nous pouvons écrire l'expression du $SINR_i$ connaissant le canal de l'utilisateur i :

$$SINR_i = \frac{|I_i|^2}{\sigma_{Re[\rho_i]}^2}. \quad (3.46)$$

Les expressions du rapport signal à bruit dans le cas général et pour les différentes techniques de diversité proposées sont reportées dans l'annexe B.

Cependant, l'amplitude $|I_i|$ du signal utile et le bruit total ρ_i dépendent des canaux de propagation rencontrés par les signaux des utilisateurs. Nous introduisons une variable X , représentative du canal, qui dépendra de la technique de diversité utilisée. En observant dans l'annexe B l'équation (B.7), nous constatons que cette variable aléatoire peut s'écrire :

$$X = \left| \sum_{u=0}^{F-1} G_{iu} \beta_{iu} e^{j\theta_{iu}} \right|, \quad (3.47)$$

Nous pouvons finalement écrire l'expression générale de la probabilité d'erreurs \mathbb{P}_e :

$$\mathbb{P}_e(SINR_i) = \int_0^{+\infty} \mathbb{P}_{e/X=u}(SINR_i) g_X(u) du, \quad (3.48)$$

où $\mathbb{P}_{e/X=u}(SINR_i)$ est la probabilité conditionnelle du système connaissant la variable X . La fonction $g_X(u)$ est la densité de probabilité de X . La fonction $\mathbb{P}_{e/X=u}(SINR_i)$ se calcule facilement en utilisant des approximations gaussiennes du bruit total ρ_i .

Il reste à déterminer plus précisément les distributions de X en fonction de la technique de diversité choisie :

- Pour la technique SD, la variable X est la valeur maximale des amplitudes β_{il} ($l = 0, \dots, L-1$), elle s'écrit alors :

$$X = X_{SD} = \beta_{ij} = \max_{l=0, \dots, L-1} \{\beta_{il}\}. \quad (3.49)$$

Les amplitudes β_{il} sont des variables aléatoires indépendantes qui n'ont pas forcément la même densité de probabilité. La fonction $g_{\beta_{ij}}(u)$ qui représente la densité de probabilité de β_{ij} est donc la densité de probabilité du maximum de L variables aléatoires réelles positives et indépendantes et s'écrit :

$$g_X(u) = \sum_{l=0}^{L-1} f_{\beta_{il}}(u) \prod_{\substack{l'=0 \\ l' \neq l}}^{L-1} F_{\beta_{il'}}(u), \quad (3.50)$$

Les fonctions $f_{\beta_{il}}$ et $F_{\beta_{il}}$ sont respectivement la densité de probabilité et la fonction de répartition de la variable β_{il} .

- La technique EGC correspond à une correction des phases des trajets sélectionnés par le récepteur rake ($G_{iu} = e^{-j\theta_{iu}}$). La variable X s'écrit :

$$X = X_{EGC} = \sum_{u=0}^{F-1} \beta_{iu}. \quad (3.51)$$

- La technique MRC correspond à une correction des phases et des amplitudes des trajets sélectionnés par le récepteur rake ($G_{iu} = \beta_{iu}e^{-j\theta_{iu}}$). On a :

$$X = X_{MRC} = \sum_{u=0}^{F-1} \beta_{iu}^2. \quad (3.52)$$

Dans le cas de l'EGC et du MRC, l'expression exacte de la fonction $g_X(u)$ n'est pas toujours évidente à déterminer. Selon le type de canal considéré, les amplitudes des trajets β_{il} ($l = 0, \dots, L - 1$) peuvent suivre différentes lois de probabilité. Les hypothèses habituellement faites sur ces lois de probabilité sont celles de Rayleigh, de Rice et de Nakagami. Nous verrons que la loi gamma est alors une bonne approximation de la fonction $g_X(u)$ dans le cas du canal à 60 GHz.

L'étude est encore modifiée si nous mettons en place un contrôle de puissance afin de compenser l'effet proche-lointain. Ce contrôle consiste à harmoniser les puissances de tous les utilisateurs de sorte que le récepteur les "voit" avec le même niveau de puissance. Dans ce cas, quelle que soit la technique de diversité utilisée, la puissance d'émission intervient. Les distributions à considérer sont le produit de l'amplitude du signal émis et des amplitudes des trajets. Nous utiliserons alors une méthode d'estimation non paramétrique pour évaluer la fonction $g_X(u)$ résultante.

Résultats.

Nous disposons de toutes les données nécessaires pour évaluer de manière semi-analytique les performances du système DS-CDMA dans le canal intra-bâtiments à 60 GHz lorsque la forme d'ondes rectangulaire est considérée pour la représentation des symboles transmis. Ces performances sont établies en terme de capacité d'accès (nombre d'utilisateurs) et de qualité de service (probabilité d'erreur ou TEB⁴²). Nous présentons le nombre d'utilisateurs K pouvant transmettre simultanément leurs signaux en fonction du rapport signal à bruit à l'entrée du récepteur et cela, pour différentes valeurs du TEB. Le rapport signal à bruit correspond au rapport entre l'énergie binaire et la densité spectrale du bruit gaussien dans le canal (E_b/N_0). Puisque le récepteur utilisé est mono-utilisateur, nous ne cherchons qu'à améliorer la robustesse face aux trajets multiples du canal dont l'influence est traduite par le bruit multi-trajets. Nous pouvons réduire l'impact de ce bruit avec les techniques de diversité ou en choisissant de bons codes ayant de bonnes propriétés d'autocorrélation et adaptés aux transmissions asynchrones. Les codes de Gold nous paraissent les plus appropriés dans ces conditions car ils disposent de bonnes propriétés d'autocorrélation, ils sont nombreux et leur génération est simple.

Le système est centralisé et nous avons considéré la transmission dans le sens montant. Nous pouvons évaluer le débit global en un point d'accès (ou une station de base) du réseau représenté par le récepteur. Nous aurons ainsi un ordre de grandeur des débits espérés dans le système. Le débit global D_{global} en un point d'accès du système est donné par l'équation suivante :

$$D_{global} = K D_{utilisateur} N_{bandes}.$$

Ici, $D_{utilisateur}$ est le débit binaire de chaque utilisateur et N_{bandes} est le nombre de bandes dans le canal. Si B_{canal} est la bande passante totale du canal, on a $N_{bandes} = B_{canal} T_c$. Pour le modèle du canal à 60 GHz que nous utilisons, une bande du canal est large de 250 MHz (soit la durée d'un chip T_c égale à 4ns), il en résulte ainsi 12 bandes sur les 3 GHz disponibles ($B_{canal} = 3\text{GHz}$). Le débit global D_{global} inclut le débit réservé au codage canal. Le débit global d'information sera alors réduit en fonction du rendement du code utilisé.

42. TEB : Taux d'erreurs Binaires.

Nous utilisons des codes de Gold de longueur 31. Le débit utilisateur $D_{utilisateur}$ est alors de 8 Mbits/s ($D_{utilisateur} = 1/NT_c$). La puissance d'émission des signaux P_k dans le cas sans contrôle de puissance et le temps bit T sont normalisés ($P = 1$ et $T = 1$). Les valeurs de TEB présentées sont des valeurs brutes au niveau de la couche physique du système, nous n'avons pas considéré de codage canal qui pourrait efficacement les améliorer, c'est pour cette raison que nous nous intéressons à des TEB autour de 10^{-2} .

Cas de la SD La figure 3.25 montre les performances du système dans le cas où le récepteur est un filtre adapté auquel est appliqué la diversité de sélection. Si nous considérons un service dont le TEB brut requis (et sans

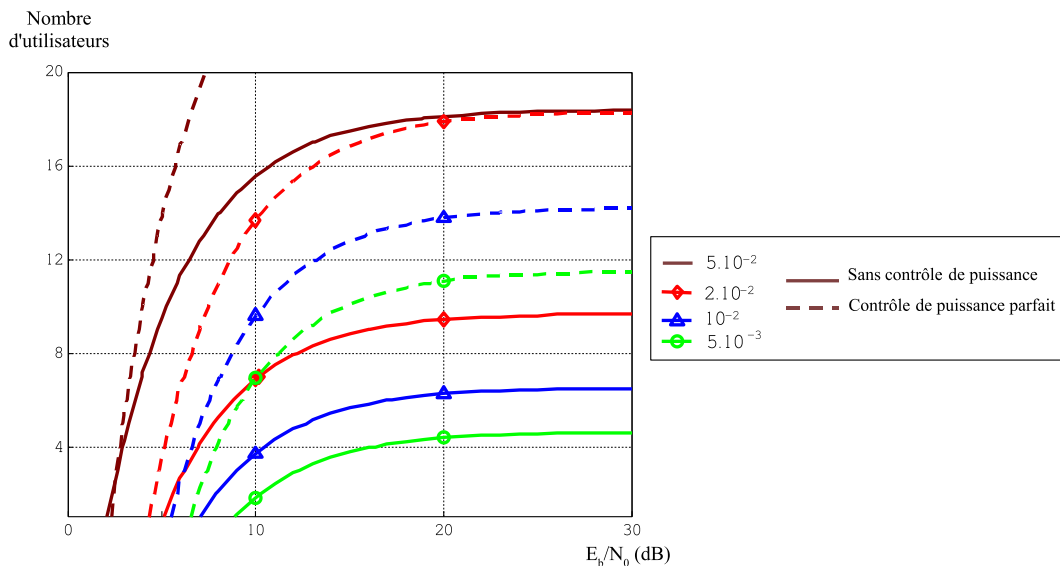


FIGURE 3.25 – Performances de la technique SD dans le canal à 60 GHz. Les courbes sont des lignes de niveau correspondant à différents taux d'erreurs binaires ($5 \cdot 10^{-2}$, $2 \cdot 10^{-2}$, 10^{-2} et $5 \cdot 10^{-3}$) avec ou sans contrôle de puissance.

codage canal) est de 10^{-2} , à faible bruit c'est-à-dire pour un rapport signal à bruit supérieur à 20 dB, nous voyons sans contrôle de puissance que le système est capable de supporter 6 utilisateurs au maximum. Lorsque nous appliquons un contrôle de puissance, la capacité augmente considérablement jusqu'à la valeur de 14 utilisateurs. Pour une valeur du TEB de $2 \cdot 10^{-2}$, nous avons une capacité de 9 utilisateurs, capacité qui passe à 18 utilisateurs avec l'application d'un contrôle de puissance parfait.

Supposant une valeur de TEB de 10^{-2} atteinte et en présence du contrôle de puissance, nous obtenons un débit global de 1.344 GBits/s en un point

d'accès du réseau ce qui correspond a un très haut débit.

Cas de l'EGC D'après les résultats de la figure 3.26 qui montrent les performances du système avec un récepteur rake auquel est appliqué la technique de diversité EGC, nous observons que les performances sont moins bonnes que celles obtenues avec le filtre adapté et la technique SD. En effet, alors que

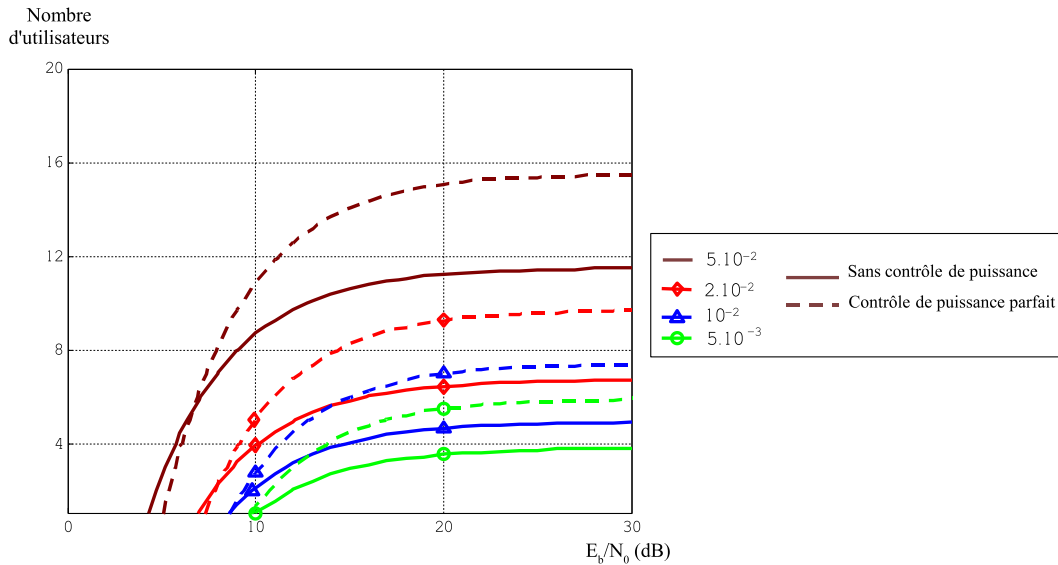


FIGURE 3.26 – Performances de la technique EGC dans le canal à 60 GHz. Les courbes sont des lignes de niveau correspondant à différents taux d'erreurs binaires ($5 \cdot 10^{-2}$, $2 \cdot 10^{-2}$, 10^{-2} et $5 \cdot 10^{-3}$) avec ou sans contrôle de puissance.

pour un TEB de 10^{-2} et en présence du contrôle de puissance le système supporte 14 utilisateurs avec la SD, il n'en supporte pratiquement que la moitié avec l'EGC pour un débit global en point d'accès plus faible et égal à 0.672 Gbits/s. De même, toujours en présence de contrôle de puissance, pour un TEB de $2 \cdot 10^{-2}$, il y a 8 utilisateurs de plus dans le cas de la SD que dans le cas de l'EGC.

Cet avantage de la SD sur l'EGC peut s'expliquer de manière intuitive par le fait que nous utilisons un modèle de canal dans lequel il y a présence d'un trajet direct LOS. Les trajets supplémentaires n'apportent pas une "quantité" significative de signal utile alors qu'ils contribuent nettement au bruit. Pour mieux appréhender ce phénomène, nous pouvons comparer les rapports signal à bruit obtenus par les deux techniques de diversité et donnés par les équations (B.8) et (B.9). En négligeant le bruit multi-trajets faible par

rapport au bruit multi-utilisateurs, on a :

$$\frac{SNR_{EGC}}{SNR_{SD}} = \frac{\sum_{u=0}^{F-1} \beta_{iu}}{\beta_{ij}} \frac{1}{\sqrt{F}},$$

où F est le nombre de branches du récepteur rake ($F > 1$) et β_{ij} est l'amplitude du trajet principal j du canal de l'utilisateur i qui est décodé. Or, comme généralement le trajet principal j est le premier trajet et que son amplitude β_{ij} est largement supérieure à celle des autres trajets réfléchis pris en compte dans le rake, le rapport $\frac{\sum_{u=0}^{F-1} \beta_{iu}}{\beta_{ij}}$ sera proche de 1 et :

$$\frac{\sum_{u=0}^{F-1} \beta_{iu}}{\beta_{ij}} \frac{1}{\sqrt{F}} \approx \frac{1}{\sqrt{F}} < 1.$$

Le rapport signal à bruit est donc plus important dans le cas de la SD que dans le cas de l'EGC. Les performances du système sont une fonction croissante de ce rapport, ce qui explique qu'elles soient meilleures pour la SD.

Cas du MRC Les résultats sur la figure 3.27 confirment que la technique MRC appliquée au récepteur rake offre les meilleures performances. Avec le

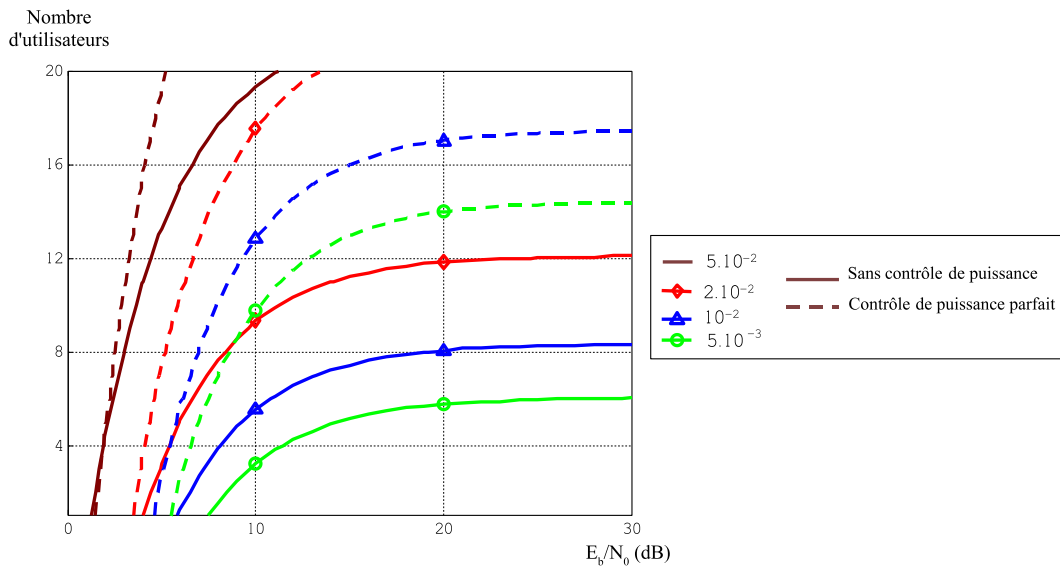


FIGURE 3.27 – Performances de la technique MRC dans le canal à 60 GHz. Les courbes sont des lignes de niveau correspondant à différents taux d'erreurs binaires (5.10^{-2} , 2.10^{-2} , 10^{-2} et 5.10^{-3}) avec ou sans contrôle de puissance.

MRC, pour un TEB de 10^{-2} et sans contrôle de puissance le système supporte 8 utilisateurs, soient 2 et 4 utilisateurs de plus que, respectivement, la SD

et l'EGC. Si le contrôle de puissance est considéré, la capacité augmente et passe à 17 utilisateurs contre 14 pour la SD et 10 pour l'EGC. Le débit global en un point d'accès dans ce cas est de 1.632 Gbits/s et il est plus important que dans les cas de la SD et de l'EGC.

Nous avons finalement comparé les performances du système avec la technique MRC en présence du contrôle de puissance parfait aux performances optimales qui correspondent à celles obtenues dans un canal gaussien. Nous voyons sur la figure 3.28 que les performances optimales sont quasiment atteintes avec le récepteur rake. Le système permet de descendre jusqu'à de

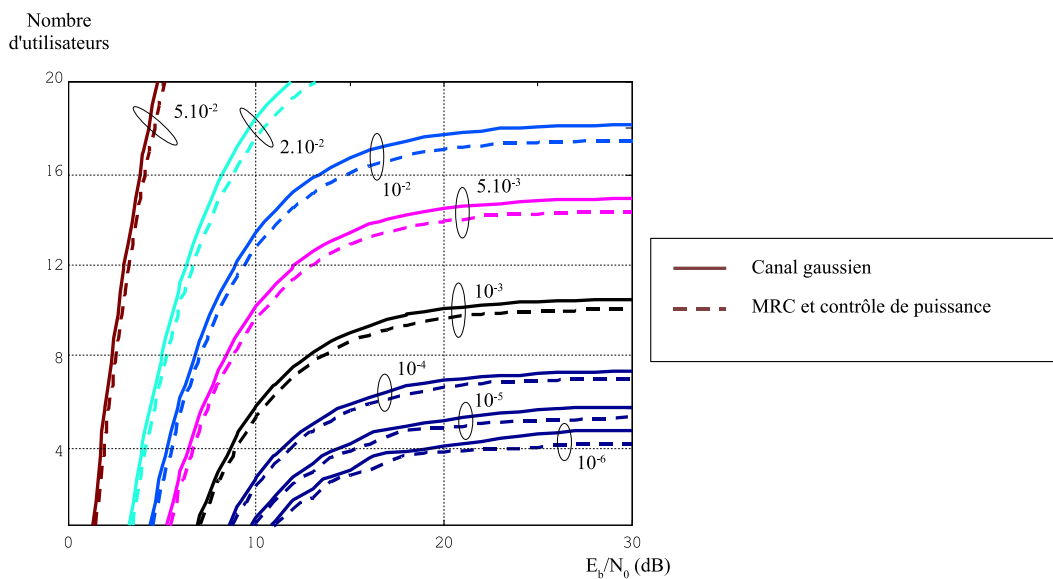


FIGURE 3.28 – Performances de la technique MRC avec un contrôle parfait de puissance et du système gaussien. Les courbes sont des lignes de niveau correspondant à différents taux d'erreurs binaires allant de $5 \cdot 10^{-2}$ à 10^{-6} .

très faibles valeurs de TEB. Avec un débit binaire utilisateur de 8 Mbits/s, il offre par exemple une capacité de 4 utilisateurs pour un TEB de 10^{-6} et de 7 utilisateurs pour un TEB de 10^{-5} .

Les résultats obtenus dans ce paragraphe 3.2.2 montrent que la hiérarchie en terme de performance des techniques de diversité n'est pas toujours respectée. En effet, si dans la littérature nous avons rencontré plusieurs résultats montrant que les performances avec la technique EGC sont meilleures que celles avec la SD, nous avons vu le contraire dans le système que nous étudions : la technique SD produit de meilleures performances que la technique EGC dans le cas d'un canal à trajet direct. Cela peut inciter à opter

pour l'utilisation d'un simple filtre adapté pour des performances qui se rapprochent de celles du récepteur rake et la technique MRC car nous avons souligné la complexité de sa mise en œuvre sur le plan pratique. La technique MRC nécessite notamment une connaissance du canal, c'est à dire une estimation de ce canal. Le choix de la simplicité peut alors faire préférer un filtre adapté malgré une légère baisse des performances.

Nous pouvons aussi souligner l'importance du contrôle de puissance dans le système. Son application a un impact considérable lorsque les TEB sont élevés et permet d'obtenir de grandes capacités d'accès avec de très hauts débits globaux par point d'accès dépassant le Gbits/s. Le contexte indoor et l'évolution relativement lente du canal laissent penser qu'un contrôle de puissance efficace peut être appliqué.

Ces études montrent la faisabilité du système avec de grandes capacités d'accès. Cependant, elles ont été établies pour des formes d'ondes rectangulaires et en considérant une synchronisation parfaite du récepteur sur l'utilisateur qu'il décode. Par la suite, en nous plaçant dans les conditions de la technique MRC avec un contrôle de puissance parfait, nous avons étudié l'influence de la forme d'ondes et d'un défaut de synchronisation du récepteur sur les performances du système.

3.2.3 Transmission d'impulsions transposées à 60 GHz.

Si le DS-CDMA étudié dans la section précédente offre une solution tout à fait intéressante alliant souplesse d'utilisation et robustesse, il n'est cependant sans doute pas la solution idéale dans le contexte *ad hoc*. Nous avons donc dans le groupe, également pour la simplicité des architectures matérielles, développé des approches basés sur la transmission d'impulsions sub-nanosecondes transposées dans la bande des 60 GHz [63].

Description du système UWB asynchrone

Nous considérons un système asynchrone TH-PPM-UWB⁴³ [64, 65]. Le signal émis $S^{(k)}(t)$ pour l'utilisateur k est représenté sur la figure 3.29 où sont également présentés les paramètres que nous utiliserons lors de l'évaluation des performances. Il est donné par :

43. TH-PPM-UWB : Time Hopping Pulse Position Modulation Ultra Wide Band

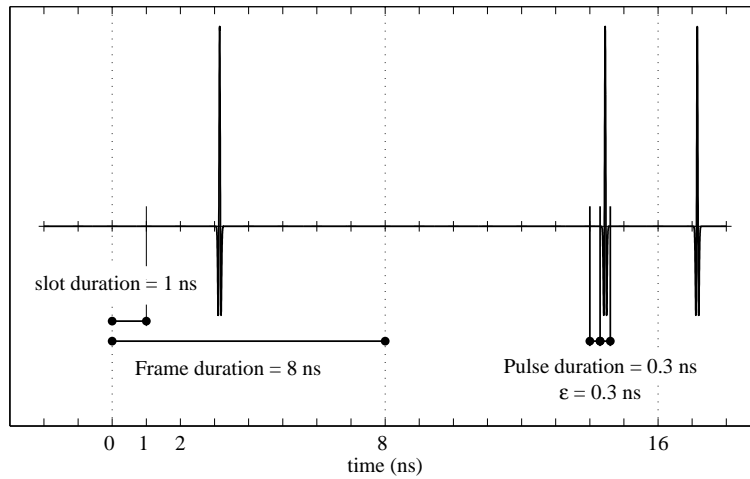


FIGURE 3.29 – Signal transmis.

$$S^{(k)}(t) = \sum_{j=-\infty}^{+\infty} \sqrt{E^{(k)}} g_0 \left(t - jT_s - c_j^{(k)} T_c - a_j^{(k)} \epsilon - \delta^{(k)} \right) \quad (3.53)$$

$g_0(t)$ est l'impulsion normalisée ($\int_{-\infty}^{+\infty} g_0^2(t) dt = 1$). T_m est la durée de l'impulsion. $E^{(k)}$ est l'énergie de chaque impulsion transmise par l'utilisateur k et $\delta^{(k)}$ est le retard entre l'utilisateur k et celui que nous voulons décoder. En moyenne, la durée séparant deux impulsions est T_s (durée de la fenêtre). Les retards $\delta^{(k)}$ sont supposés être une variable aléatoire uniformément répartie entre 0 et T_s . L'impulsion j est caractérisée par deux décalages temporels :

- Le premier, $c_j^{(k)} T_c$, est dû au code de saut temporel (TH).
- Le second, $a_j^{(k)} \epsilon$ est dû à la modulation de position (PPM).

$c_j^{(k)}$ est le j^{eme} coefficient du code pseudo-aléatoire définissant la séquence TH de l'utilisateur k , $0 \leq c_j^{(k)} < N$, $\forall j$ où $N = T_s/T_c - 1$ est le nombre d'intervalles de temps dans une fenêtre et T_c la durée d'un intervalle. Un code différent pour chaque utilisateur permet d'éviter des collisions catastrophiques entraînant une perte complète d'information ; ϵ est l'écart temporel introduit par la PPM et $a_j^{(k)}$ est une donnée binaire (0 ou 1) portée par l'impulsion j . Les deux décalages doivent satisfaire la condition $c_j^{(k)} T_c + \epsilon < T_s$, $\forall c_j^{(k)}$.

Pour modéliser le caractère asynchrone de la transmission, à chaque utilisateur k est attribué un retard temporel $t^{(k)}$ qui est une variable aléatoire uniformément répartie sur $[0, T_s]$. Le signal décalé $S^{(k)}(t - t^{(k)})$ se propage

dans le canal k dont le filtre équivalent a pour réponse impulsionnelle $h^{(k)}(t)$:

$$h^{(k)}(t) = \sum_{l=0}^{L^{(k)}-1} \beta_l^{(k)} e^{j\theta_l^{(k)}} \delta(t - \tau_l^{(k)}), \quad (3.54)$$

où $L^{(k)}$ est le nombre de trajets du filtre équivalent au canal, $\beta_l^{(k)} e^{j\theta_l^{(k)}}$ est une variable aléatoire complexe et $\tau_l^{(k)}$ est le retard temporel du trajet l . Le signal reçu est la somme de tous les signaux en provenance des N_u émetteurs et peut s'écrire :

$$r(t) = \sum_{k=1}^{N_u} \sum_{l=0}^{L^{(k)}-1} \beta_l^{(k)} e^{j\theta_l^{(k)}} S^{(k)}(t - \tau_l^{(k)} - t^{(k)}) + n(t), \quad (3.55)$$

où $n(t)$ est le bruit additif blanc gaussien, avec une densité spectrale de puissance égale à $N_0/2$ à l'entrée du récepteur.

Nous adoptons un récepteur simple utilisateur à corrélation. Le signal reçu est corrélé avec un signal de référence $m(t)$ puis une comparaison à un seuil nul est effectué. La référence est composée de deux impulsions successives (figure 3.30), la seconde étant inversée.

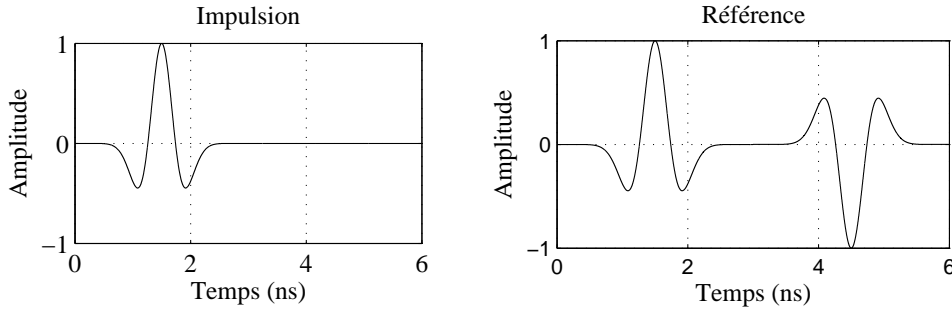


FIGURE 3.30 – Impulsion et impulsion de référence au récepteur.

En notant N_S le nombre de répétition du bit transmis (la figure 3.30 représente le cas $N_S = 1$), $m(t)$ est donnée par :

$$m(t) = \sum_{j=0}^{N_S-1} \left(g_0(t - jT_S - c_j^{(u)}T_c) - (g_0(t - jT_S - c_j^{(u)}T_c - \epsilon)) \right), \quad (3.56)$$

La sortie du corrélateur est alors :

$$\begin{aligned} Z &= \int_0^{N_S T_S} r(t) m(t) dt \\ &= \int_0^{N_S T_S} \sum_{k=1}^{N_u} \left(\sum_{l=0}^{L^{(k)}-1} \beta_l^{(k)} e^{j\theta_l^{(k)}} S^{(k)}(t - \tau_l^{(k)} - t^{(k)}) + n(t) \right) m(t) dt. \end{aligned} \quad (3.57)$$

Après la corrélation, le signal peut s'écrire comme la somme de quatre termes [66] :

$$Z = Z_u + Z_{mpi} + Z_{mui} + Z_n. \quad (3.58)$$

Z_u , Z_{mpi} , Z_{mui} et Z_n sont, respectivement, les contributions du signal utile, de l'interférence multitrajets, de l'interférence multiutilisateurs et du bruit additif. Pour obtenir Z_u pour l'utilisateur u , nous échantillons sur le trajet principal $l = i$ et nous supposons une synchronisation parfaite :

- le retard $\tau_i^{(u)}$ du trajet i de l'utilisateur u et le délai $t^{(u)}$ sont égaux à zéro ;
- la phase $\theta_i^{(u)}$ du trajet i de l'utilisateur u est corrigée (le signal reçu est multiplié par $\exp(-j\theta_i^{(u)})$).

Nous pouvons alors calculer Z_{mpi} et Z_{mui} . Soit $C_{g_0}(\tau)$ la fonction de corrélation de l'impulsion. Nous introduisons la notation suivante qui précise la position des impulsions :

$$\tau_{k,l,1}^{(u)} = (c_j^{(k)} - c_j^{(u)})T_c + a_j^{(k)}\epsilon + \tau_l^{(k)} + t^{(k)}. \quad (3.59)$$

$$\tau_{k,l,2}^{(u)} = (c_j^{(k)} - c_j^{(u)})T_c + (a_j^{(k)} - 1)\epsilon + \tau_l^{(k)} + t^{(k)}. \quad (3.60)$$

Nous notons également $\theta_l'^{(k)} = \theta_l^{(k)} - \theta_i^{(u)}$, les phases après correction. Nous avons :

$$\begin{aligned} Z_u &= \beta_i^{(u)} \sqrt{E^{(u)}} \left\{ C_{g_0}(\tau_{u,i,2}^{(u)}) - C_{g_0}(\tau_{u,i,1}^{(u)}) \right\} \\ &= (-1)^{a_j^{(u)}} (1 - C_{g_0}(\epsilon)) \beta_{ui} \sqrt{E^{(u)}}. \end{aligned} \quad (3.61)$$

$$Z_{mpi} = \sum_{\substack{l=1 \\ l \neq i}}^{L_k} \beta_{ul} \theta_l'^{(u)} \sqrt{E^{(u)}} \left\{ C_{g_0}(\tau_{u,l,2}^{(u)}) - C_{g_0}(\tau_{u,l,1}^{(u)}) \right\}. \quad (3.62)$$

$$Z_{mui} = \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq u}}^{N_u} \sum_{l=1}^{L_k} \beta_{kl} \theta_l'^{(k)} \sqrt{E^{(k)}} \left\{ C_{g_0}(\tau_{k,l,2}^{(u)}) - C_{g_0}(\tau_{k,l,1}^{(u)}) \right\}. \quad (3.63)$$

Performances du système UWB asynchrone

La décision est prise en comparant la partie réelle de Z ($\Re(Z)$) avec un seuil nul suivant la règle suivante : si $\Re(Z) > 0$ (respectivement $\Re(Z) < 0$) la décision est 0 (respectivement 1). *Dans la suite du texte, pour alléger les notations, nous n'indiquons plus le terme $\Re(\cdot)$ bien que toute la suite se*

fasse avec les parties réelles de Z , Z_{mui} et Z_n . Pour des bits indépendants et équiprobables, le taux d'erreur moyen \mathbb{P}_e est :

$$\begin{aligned}\mathbb{P}_e &= \frac{1}{2}\mathbb{P}(Z < 0 | a_j = 0) + \frac{1}{2}\mathbb{P}(Z > 0 | a_j = 1) \\ &= \mathbb{P}(Z < 0 | a_j = 0)\end{aligned}\quad (3.64)$$

$\mathbb{P}(X)$ est la probabilité de l'évènement X .

Pour obtenir une forme analytique du taux d'erreurs binaires \mathbb{P}_e , nous négligeons l'effet des trajets multiples. Ceci signifie que $Z_{mpi} = 0$. En fait les trajets multiples ne portent que peu d'énergie dans le scénario que nous envisageons (voir section 3.1.1) et cette approximation ne devrait pas entraîner une erreur significative. Des simulations nous permettront d'évaluer l'impact de cette approximation. Pour une valeur donnée du bruit additif Z_n et pour un nombre de lien actifs N_c , l'équation (3.64) devient :

$$\begin{aligned}\mathbb{P}_{e|Z_n, N_c} &= \mathbb{P}(Z_{mui} < -(Z_u + Z_n) | a_j = 0, Z_n, N_c) \\ &= \mathbb{P}(Z_{mui} < -x | a_j = 0, Z_n, N_c),\end{aligned}\quad (3.65)$$

où $x = \sqrt{E_u}(1 - C_{P_0}(\epsilon)) + Z_n = 1 + Z_n$ (le bit transmis est 0 donc $Z_u = 1$; nous choisissons $\sqrt{E_u} = 1$; $C_{P_0}(\epsilon) = 0$). x est gaussien de moyenne 1 et de variance $\sigma_{Z_n}^2$. Posons $f_x(x)$ sa densité de probabilité. Alors :

$$\mathbb{P}_{e|N_c} = \int_{-\infty}^{+\infty} \mathbb{P}(Z_{mui} < -x | a_j = 0, Z_n, N_c) f_x(x) dx. \quad (3.66)$$

Puisque les utilisateurs émettent leurs données de façon indépendante, la densité de probabilité de l'interférence d'accès multiple $f_{Z_{mui}}(z)$ est la convolution des densités de probabilité des interférences générées par chaque utilisateur [67]. Cependant, cette dernière densité n'est pas une distribution triviale (figure 3.31). Nous préférons alors utiliser une estimation non paramétrique pour la distribution $f_{Z_{mui}}(z)$. Nous l'estimons en considérant que N_c impulsions interférentes tombent dans l'intervalle d'intégration du récepteur, i.e. elles débutent dans l'intervalle $[-T_m, T_m + \epsilon]$ si le signal de référence du récepteur commence à l'instant 0. Les instants de début des impulsions interférentes sont des variables aléatoires uniformément distribuées sur cet intervalle. Les puissances de chaque interférent suivent les lois obtenues dans la section 3.1.1 du chapitre sur le canal. La figure 3.32 montre un exemple de $f_{Z_{mui}}$ quand dix impulsions interfèrent. Elle montre également que les antennes directives permettent de réduire Z_{mui} et un gain en performance peut donc être attendu.

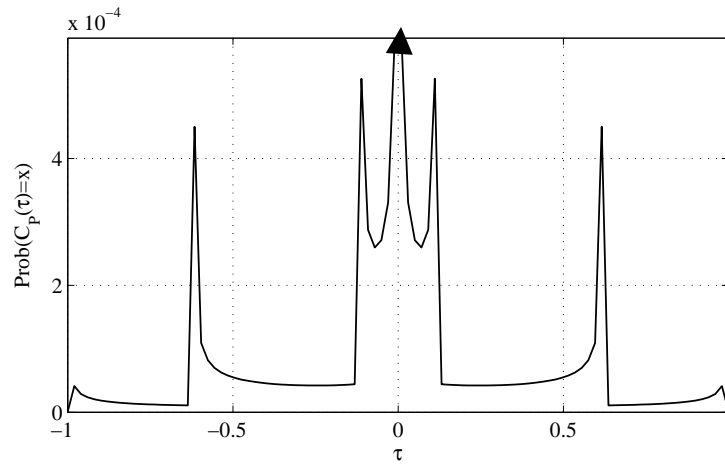


FIGURE 3.31 – Densité de probabilité de l'interférence générée par une impulsion tombant dans l'intervalle d'intégration du filtre de réception.

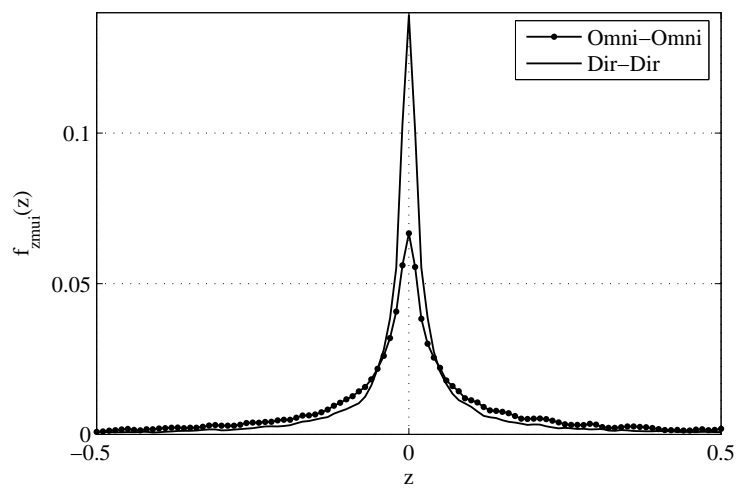


FIGURE 3.32 – Ddp de Z_{mui} pour 10 utilisateurs interférant.

Considérons N transmissions simultanées. Le nombre d'impulsions interférentes arrivant pendant l'intervalle d'intégration N_c suit une loi binomiale [68]. Soit $\mathbb{P}_E(N_c = i | N)$ la probabilité d'avoir i impulsions interférentes dans l'intervalle d'intégration au niveau du récepteur :

$$\mathbb{P}_E(N_c = i | N) = \mathbb{C}_i^N p^i (1 - p)^{(N-i)}. \quad (3.67)$$

$\mathbb{C}_i^n = n! / (i!(n - i)!)$ et p est la probabilité qu'un interférent cause une collision. Du fait de la distribution uniforme des retards, p est égal au rapport entre la durée d'une impulsion et la durée pendant laquelle l'arrivée de l'impulsion génère de l'interférence :

$$p = \frac{2T_m + \epsilon}{T_s}. \quad (3.68)$$

Nous supposons l'indépendance entre les collisions. Sachant le nombre de liens actifs, le taux d'erreurs binaires devient :

$$\mathbb{P}_{e|N \text{ liens actifs}} = \sum_{i=0}^N \mathbb{P}_{e|N_c} \mathbb{P}_E(N_c = i | N). \quad (3.69)$$

Finalement, nous prenons en compte la densité des utilisateurs. Si N_{max} est le nombre d'objets dans la pièce, la probabilité $\mathbb{P}_E(N = j)$ d'avoir N émetteurs actifs dépend de l'algorithme de routage. Nous l'estimons par simulation (voir section 3.1.1). Alors, pour une densité donnée, nous avons :

$$\mathbb{P}_e = \sum_{j=0}^{N_{max}/2} \mathbb{P}_{e|j \text{ liens actifs}} \mathbb{P}_E(N = j). \quad (3.70)$$

Finalement :

$$\mathbb{P}_e = \sum_{j=0}^{N_{max}/2} \left(\sum_{i=0}^j \int_{-\infty}^{+\infty} \mathbb{P}(Z_{mui} < -x | a_j = 0, Z_n, N_c) f_x(x) dx \cdot \mathbb{C}_i^j p^i (1 - p)^{(j-i)} \right) \mathbb{P}_E(N = j).$$

Résultats

La figure 3.33 représente le TEB du réseau *ad hoc* quand 21 à 30 objets sont présents dans la pièce. L'utilisation d'antennes directionnelles permet de réduire le TEB. C'est un moyen efficace d'accroître les performances du système mais cela augmente la complexité du routage. Les courbes théoriques obtenues en utilisant (3.70) surestiment légèrement les performances mais donnent cependant des résultats satisfaisants.

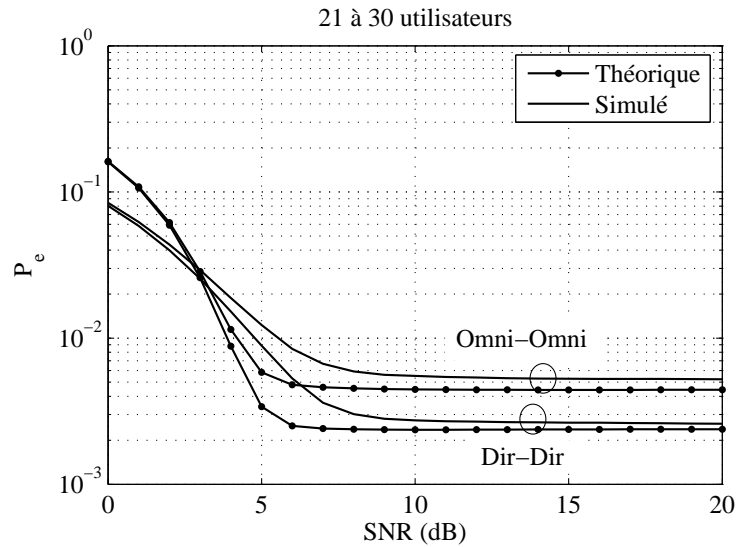


FIGURE 3.33 – Comparaison du taux d'erreurs binaires avec des antennes omnidirectionnelles ou directives. Comparaison entre les courbes théoriques et la simulation.

Sur la figure 3.34 l'influence de l'interférence due aux trajets multiples est présentée. Cette influence est faible et devrait même être réduite si les mesures du canal étaient réalisées dans un véritable environnement *ad hoc*.

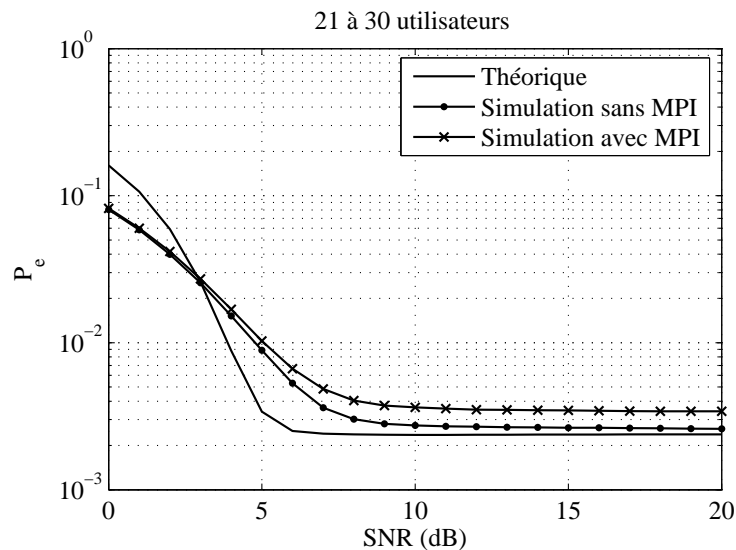


FIGURE 3.34 – Influence des trajets multiples sur les performances du système.

3.2.4 Conclusions intermédiaires.

L'un des atouts majeurs des approches proposées dans cette partie est la simplicité des circuits. Le CDMA de part sa souplesse d'utilisation (les accès sont gérés en "soft") offre de nombreux avantages. Une approche par

séquence directe, associée à une modulation monoporteuse, est prometteuse mais souffre d'une forte sensibilité à l'effet proche lointain. Si l'architecture du réseau est centralisée, cette solution est envisageable. Par contre, dans un cadre *ad hoc*, l'approche par saut temporel semble mieux adaptée. Elle s'associe tout naturellement à la transmission d'impulsions et offre une certaine résistance à l'effet proche lointain. Une méthode simple et distribuée d'attribution de la ressource peut alors être envisagée comme l'ALOHA. Le fonctionnement avec des codes aléatoires et de façon asynchrone entre les utilisateurs permet même de n'utiliser qu'un seul code ou, éventuellement, de choisir de façon distribuée ces codes, sans nécessairement connaître l'ensemble des codes en cours d'usage. En effet, des collisions catastrophiques nécessiteraient que deux transmissions débutent exactement au même moment. Dans un système sans coordination aucune, cet événement est très peu probable.

Les études menées, et particulièrement sur l'UWB, nous laissent cependant légèrement insatisfaits. L'estimation non paramétrique des distributions d'interférence rend complexe une généralisation de nos travaux. Nous travaillons donc à un modèle plus général des interférences.

Chapitre 4

Prospectives.

Depuis quelques années, en particulier la création de l'IRCICA¹ et le développement de la thématique sur les réseaux de capteurs, il m'a semblé que les modèles proposés pour l'étude des systèmes de communications n'étaient plus adaptés. De même, l'axe Campus Intelligence Ambiante du CPER² de l'université de Lille 1 offre un cadre de recherche sur l'Internet des objets et il m'a semblé qu'une nouvelle approche était nécessaire pour bien appréhender les évolutions des systèmes. L'idée initiale est venue dans la difficulté de trouver des modèles de canaux ultra large bande satisfaisants dans le cas de la bande millimétrique. Des travaux avec Nourddine Azzaoui, docteur en mathématiques, alors préparant son doctorat à l'Université de Bourgogne nous ont amené à considérer les processus α -stables comme une solution tout à fait pertinente. De même, ces processus s'avèrent être une solution adaptée à la modélisation des bruits impulsifs et la thèse d'Hamza Elghannudi a contribué à cette modélisation. Cette partie porte sur mes travaux plus récents et sur les solutions qu'ils pourraient apporter dans le monde à venir des télécommunications. Après une description générale du contexte (les réseaux de capteurs et l'internet des objets), elle se divise en deux parties. La première discute la modélisation des interférences et la seconde propose une nouvelle approche pour la modélisation du canal.

4.1 Évolution des travaux : le contexte.

La notion d'internet des objets fait référence à la connexion transparente d'appareils, de capteurs, d'objets, de locaux, de machines, de véhicules, etc.

1. IRCICA : Institut de Recherche sur les Composants logiciels et matériels pour l'Information et la Communication Avancée.

2. CPER : Contrat Projet État Région.

par l'intermédiaire de réseaux fixes et sans fils³. L'internet des objets devrait dans 10 à 20 ans apporter d'importantes modifications dans le monde des télécommunications. Il devrait également proposer de nombreux débouchés en terme de marché et d'économie. Encore pour quelques années dans une phase de recherche, il verra à terme la mise en relation de toutes sortes d'objets et, sans doute, la superposition de différents réseaux. Comme le représente la figure 4.1, il touche à de nombreuses problématiques de recherche. Les pre-

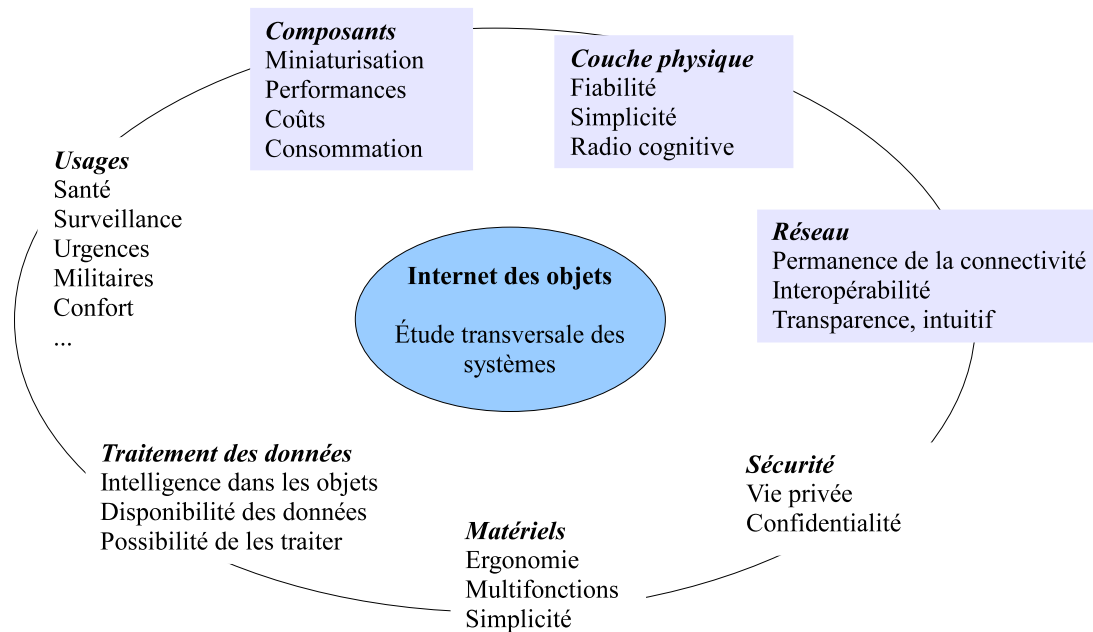


FIGURE 4.1 – Illustration des différentes thématiques mises en jeu dans le développement de l'Internet des objets. Les thèmes en lien direct avec mes travaux sont légèrement grisés.

mières composantes de cet internet se retrouvent dans la RFID⁴ et les réseaux de capteurs. Ils participent à l'accroissement des objets qui communiquent et de la quantité d'information en transit dans les ondes radio.

Si le premier réseau de capteurs date de 1969 (capteurs sismiques mis en place par l'armée américaine lors de la guerre du Vietnam pour surveiller la piste Ho Chi Minh - opération Igloo White), de nombreux travaux sur le sujet ont depuis eu lieu. Dans la fin des années 1990, les travaux pionniers ont été financés par l'agence de la Défense américaine (DARPA⁵) à travers des projets à l'université de Stanford, à Bekerley (SMART DUST, Pico-

3. Communication de la commission au parlement Européen - COM(2008)594.

4. RFID : Radio Frequency IDentification.

5. DARPA : Defense Advanced Research Projects Agency.

Radio group⁶), à l'UCLA⁷ et d'autres encore. Ces projets se sont focalisés essentiellement sur des problématiques inter-couches avec en particulier des contraintes de taille des capteurs et d'énergie. D'autres projets plus récents montrent l'importance de ce sujet. Le centre pour les systèmes de capteurs embarqués (CENS⁸, UCLA) a déployé des réseaux pour l'étude des sols dans différents environnements⁹. D'autres expériences ont également eu lieu pour la surveillance du climat dans une forêt de Californie ou l'observation d'un volcan en Equateur, le suivi des animaux migrateurs (le projet ZebraNet à Princeton¹⁰). Plus en lien avec l'internet des objets, les projets NEST à Berkeley¹¹ est une plateforme expérimentale ouverte et CitySense¹² à l'université Harvard propose un réseau à l'échelle d'une ville pour surveiller le climat ou la qualité de l'air.

Un objectif essentiel de la technologie des capteurs est de disséminer les appareils de mesure dans l'environnement, si possible en les dissimulant, et de les connecter afin de mettre en place des systèmes intelligents, aptes à s'adapter et à travailler sans intervention humaine. En conséquence, les contraintes de ces réseaux sont généralement très différentes des systèmes habituels de télécommunication et une limite qui deviendra de plus en plus importante est l'interférence, générée par le réseau ou par d'autres réseaux.

En Asie, la recherche dans le domaine est également très active. Le projet IP-USN¹³ en Corée encourage le développement d'applications liées à la santé, les catastrophes naturelles, l'armée. Au Japon, le ministère de l'éducation et de la recherche finance de nombreux projets sur les réseaux de capteurs. Citons à titre d'exemple le projet OSOITE¹⁴ dont l'objectif est de fournir à l'utilisateur un objet personnel contenant l'information de confort et de sécurité dans une vie urbaine habituelle. Des exemples d'application sont la sécurité des enfants de retour de l'école ou le choix d'une route pour un piéton (âgé) selon des critères de confort comme la température.

6. http://bwrc.eecs.berkeley.edu/Research/Pico_Radio.

7. UCLA : université de Californie à Los Angeles.

8. CENS : Centre for Embedded Networked Sensing.

9. N. Ramanathan, T. Schoellhammer, D. Estrin, M. Hansen, T. Harmon, E. Kohler, M. Srivastava, "The Final Frontier : Embedding Networked Sensors in the Soil", in *CENS Technical Report #68* , November 2006.

10. <http://www.princeton.edu/mrm/zebranet.html>.

11. <http://webs.cs.berkeley.edu/nest-index.html>.

12. <http://www.citysense.net>.

13. IP-USN : Internet Protocol Ubiquitous Sensor Network.

14. OSOITE : Overlay network Search Oriented for Information about Town Events.

La France et l'Europe ne sont pas non plus en reste. Différents projets et plateformes expérimentales sont développés. Le COST 2100¹⁵ regroupe de nombreux chercheurs Européens sur la thématique "Pervasive Mobile and Ambient Wireless Communications". Les projets WASP, UbiSec&Sens ou les projets ANR RNRT SVP¹⁶, RISC¹⁷, ARESA¹⁸ évaluent de nombreux aspects des réseaux de capteurs, des architectures et protocoles jusqu'aux couches physiques. Citons finalement deux projets de plateforme : RECAP, plateforme nationale du CNRS, et SenseLab, plateforme à grande échelle sans oublier l'activité de l'institut TELECOM dans le domaine par son programme sur les réseaux autonomes. L'Université de Lille 1 est également active dans le domaine, de part les travaux de l'IRCICA sur les réseaux de capteurs et le CPER sur l'intelligence ambiante qui a débuté en 2007 pour une durée de 7 ans.

Ces nombreux travaux sur les réseaux de capteurs constituent une première brique vers l'internet des objets et l'intelligence ambiante. Ils restent cependant généralement liés à des contextes spécifiques. La figure 4.2 représente la grande variété des systèmes de télécommunications qui formeront l'internet des objets. La multiplicité des contraintes, des tailles des réseaux,

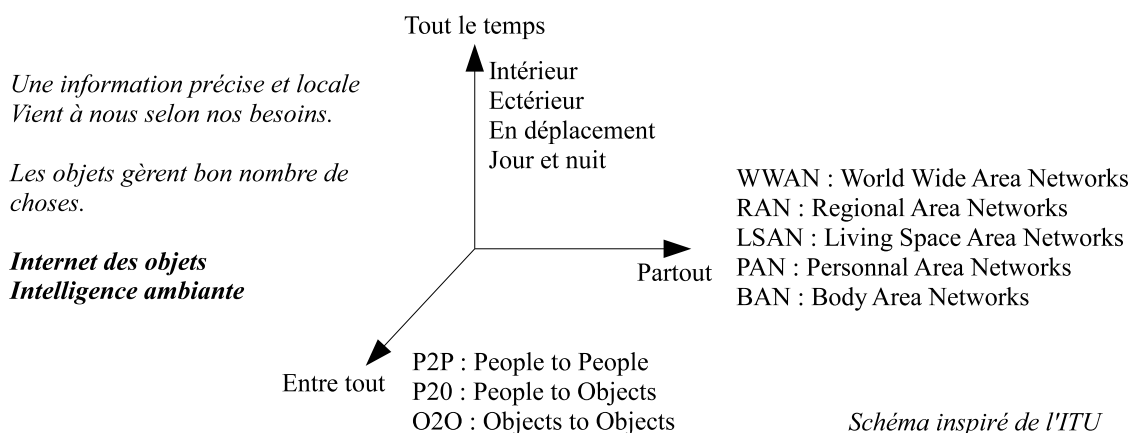


FIGURE 4.2 – Illustration de la multiplication des environnements, des dimensions des réseaux (du BAN au WWAN) et des types de connexions (O2O à P2P).

des distances de transmission, de la densité d'objets et de leurs ressources (calcul, énergie) nécessitera une gestion globale des systèmes. Nous prenons ici un angle un peu plus futuriste et imaginons la multiplication des objets

15. <http://www.cost2100.org/>.

16. SVP : SuperVise and Prevent.

17. RISC : Réseaux hétérogènes intelligents pour situations de crise.

18. ARESA : Systèmes enfouis et réseaux de capteurs.

communicants. La figure 4.3 tente de représenter ce que pourrait être un tel contexte. L'ensemble des objets, appartenant à un même réseau ou à des

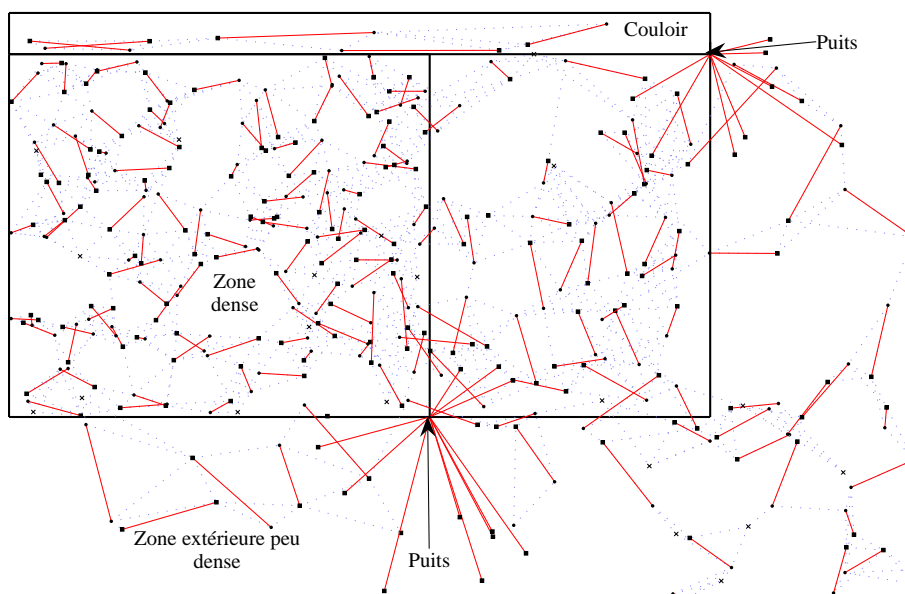


FIGURE 4.3 – Exemple de réseau de capteurs illustrant les environnements intérieurs et extérieurs, la variabilité de la densité des utilisateurs, la présence de "puits"... En trait plein (rouge) les liens actifs et en pointillés (bleus) les liens possibles.

réseaux différents mais avec des bandes de transmission communes, vont générer une quantité énorme d'interférence. La gestion de ces interférences, que ce soit au niveau des récepteurs ou de la couche MAC, deviendra alors un aspect primordial pour la fiabilité des réseaux. Leur bonne gestion est indéniablement liée à la qualité du modèle qui peut en être fait. Ce modèle, pour être précis, doit tenir compte de la couche physique (est-ce du DS-CDMA¹⁹ ou du Time Hopping par exemple?) mais également du canal, de la répartition spatiale des utilisateurs et de la couche MAC qui va influencer sur la distribution des liens actifs (voir section 3.1.1).

L'évolution de mon travail s'oriente donc vers une meilleure modélisation des phénomènes de propagation et d'interférence dans les réseaux de capteurs. Il reste en phase avec les efforts du groupe CSAM²⁰. En effet, l'utilisation de bandes ultra-larges, les problématiques de localisation et de communication par la radio impulsionnelle transposée en bande millimétrique, l'énergie, la miniaturisation et la *packaging* sont des thématiques fortes dans l'équipe. Mes efforts en traitement du signal essaient de compléter le panel de ré-

19. DS-CDMA : Direct Sequence Code Division Multiple Access.

20. CSAM : Circuits, Systèmes et Applications des Microondes.

ponses que nous pouvons apporter à ces problématiques. Une orientation importante est de travailler sur les processus α -stables (voir annexe C pour quelques éléments sur ces processus). Leur principale caractéristique est de vérifier la stabilité par convolution : la somme de deux variables α -stables est une variable α -stable. Les processus gaussiens en sont un cas particuliers. Une autre propriété qui les rend très attractifs est le théorème de la limite centrale généralisé : une somme infinie de variables aléatoires indépendantes et identiquement distribuées tombe dans le domaine d'attraction d'une variable aléatoire α -stable, gaussienne si les variables ont une variance finie. C'est certainement l'un des phénomènes qui a rendu la gaussienne si précieuse dans les domaines applicatifs. Il me semble que dans les contextes qui nous intéressent ici, une modélisation par des variables aléatoires de variance infinie peut souvent être plus adaptée. Elle permet en particulier une bonne représentation des événements rares ce que ne permet pas la gaussienne, au contraire d'autres variables α -stables.

Pour apporter une contribution significative au contexte envisagé, il est nécessaire d'améliorer les modèles dont nous disposons actuellement. Sans négliger l'expertise acquise, et donc participer à la réflexion du groupe sur ses orientations, le choix d'améliorer les modèles me semble être une solution pour mieux comprendre les systèmes et leurs évolutions et permettre la mise en œuvre de communications et de localisation robustes.

4.2 Modélisation des interférences en réseaux *ad hoc* basés sur l'IR-UWB.

4.2.1 Position du travail.

Dans un réseau *ad hoc* dense, le MAI²¹ est la composante principale du bruit. Souvent considéré dans d'autres contextes comme la somme de nombreuses variables aléatoires indépendantes et identiquement distribuées, l'approximation gaussienne est utilisée pour le modéliser, et ceci avec succès. Cependant, la configuration *ad hoc* modifie les caractéristiques du MAI. L'amplitude des impulsions reçues varie de façon importante et l'impact du MAI est fortement conditionné par la présence ou non d'interférents forts. Sousa [69] a montré qu'une variable aléatoire α -stable est alors un bon modèle du MAI. Ce même résultat a été démontré dans le cas d'un shadowing

21. MAI : Multiple Access Interference - Interférence d'accès multiples

lognormal et d'évanouissements rapides de Rayleigh [70]. Pinto [71] quant à lui calcule l'expression exacte du taux d'erreurs pour une communication à bande étroite sujette à des interférents UWB²² et du bruit additif gaussien. Un cadre où les interférents UWB sont spatialement organisés suivant un champ de Poisson infini et communiquent de façon asynchrone est proposé. Ce cadre résulte en un MAI α -stable symétrique à la sortie du récepteur bande étroite.

Dans le cadre de l'UWB impulsionnel, l'approximation gaussienne sous-estime de façon significative le TEB²³ de systèmes pratiques en saut temporel (TH²⁴) et modulation par position (PPM²⁵) [72]. La validité de l'approximation est meilleure quand le nombre d'interférents augmente [65] mais ne permet pas une prédiction précise du TEB pour de faibles valeurs du débit et du facteur de répétition [67]. Nous montrons dans la suite que la configuration *ad hoc* donne au MAI l'allure de la distribution. En particulier, les interférents proches allourdissent la queue de la distribution et la représentation par des processus α -stables symétriques est alors précise. La distribution est caractérisée par deux paramètres que nous déterminons analytiquement.

4.2.2 Système.

Dans un réseau *ad hoc* le MAI dépend des puissances reçues et aucun schéma de contrôle de puissance ne permet d'assurer l'égalité des puissances reçues des interférents. Nous considérons un espace à deux dimensions. Le récepteur est au centre de la zone étudiée, un cercle C de rayon R (figure 4.4). Soit N_a le nombre moyen d'interférents actifs dans C . N_a dépend de R , la distance maximale de propagation des signaux, de la densité des objets et du trafic. Le système asynchrone TH-PPM-UWB présenté dans le chapitre 3.2 est considéré. Nous adoptons le récepteur mono utilisateur à corrélation où le signal reçu est corrélé avec un signal de référence $m(t)$ après une synchronisation parfaite sur le trajet principal. Nous rappelons ici l'équation (3.57) qui donne la sortie du récepteur Z :

$$Z = \int_0^{N_S T_S} \sum_{k=1}^{N_u} \left(\sum_{l=0}^{L^{(k)}-1} \beta_l^{(k)} e^{j\theta_l^{(k)}} S^{(k)}(t - \tau_l^{(k)} - t^{(k)}) + n(t) \right) m(t) dt.$$

22. UWB : Ultra Wide Band

23. TEB : taux d'erreurs binaires

24. TH : Time Hopping

25. PPM : Pulse Position Modulation

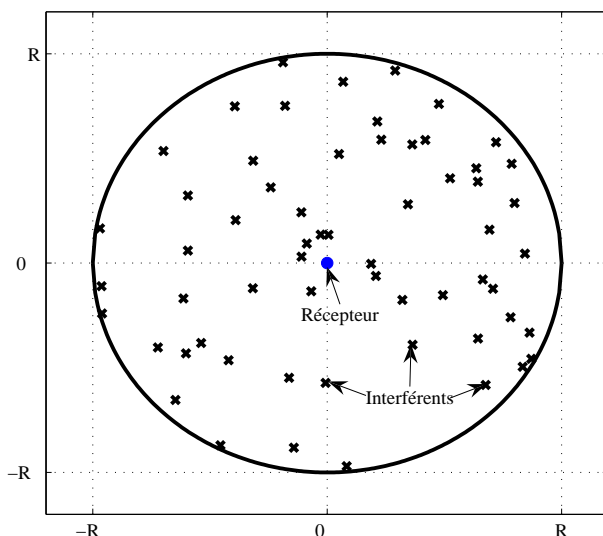


FIGURE 4.4 – Illustration de l’environnement considéré. Le récepteur est au centre d’un cercle de rayon R .

Rappelons également que $L^{(k)}$ est le nombre de trajets du filtre équivalent au canal de l’utilisateur k , $\beta_l^{(k)} e^{j\theta_l^{(k)}}$ est l’amplitude complexe et $\tau_l^{(k)}$ le retard du trajet l . Le retard temporel $t^{(k)}$ modélise le caractère asynchrone de la transmission, $n(t)$ est le bruit gaussien, N_S le nombre de répétition des bits et T_S la durée d’une fenêtre. La variable de décision est la partie réelle de Z . Nous notons : $\Re(Z) = Z_u + Z_{MPI} + Z_{MAI} + Z_n$ où Z_u , Z_{MPI} , Z_{MAI} et Z_n sont, respectivement, les contributions du signal utile, des interférences dues aux multi-trajets et aux multi-utilisateurs et du bruit gaussien à la variable de décision.

Pour développer le cadre théorique, nous négligeons l’effet des trajets réfléchis pour déterminer la probabilité d’erreur ($Z_{MPI} = 0$). Ceci se justifie par les études préalables du canal qui montrent qu’à 60 GHz dans une situation en vue directe cet effet est peu important [73] (voir figure 4.5). Nous travaillons cependant à étendre le modèle à un contexte avec trajets multiples. L’hypothèse que nous faisons ne changera pas mais les paramètres pourront être modifiés. Nous avons alors $L^{(k)} = 1$ quel que soit k . Dans la suite $\beta_1^{(k)}$, $\theta_1^{(k)}$ et $\tau_1^{(k)}$ seront notés $\beta^{(k)}$, $\theta^{(k)}$ et $\tau^{(k)}$.

Finalement, nous notons $X = Z_u + Z_n$. X est une variable aléatoire gaussienne de moyenne Z_u et de variance σ_n^2 . Soit $f_X(x)$ sa densité de probabilité.

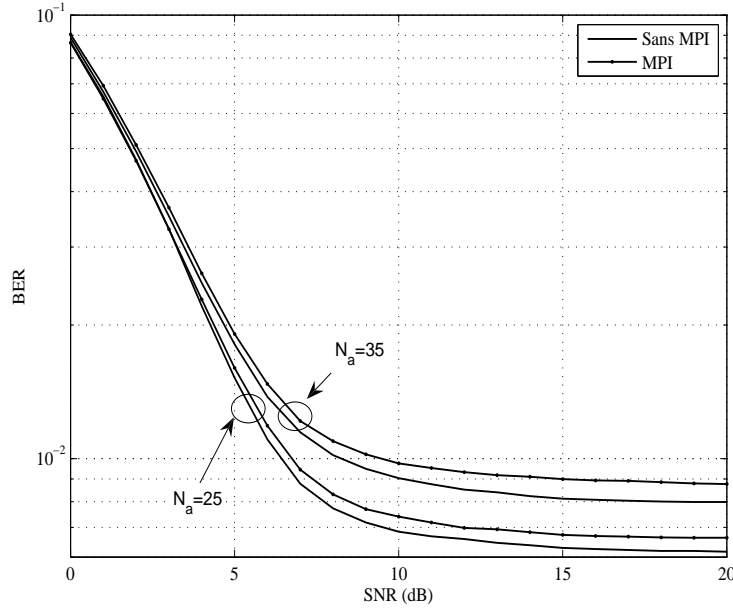


FIGURE 4.5 – Influence des multitrajets dans notre scénario en vue direct à 60 GHz pour deux densité d'utilisateurs différentes.

Le TEB \mathbb{P}_e est :

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

Au récepteur, en partant de l'équation (3.57) et de canaux à un seul trajet, le MAI peut s'écrire :

$$Z_{MAI} = \sum_{i=1}^{\kappa} \beta'_i \psi_i \quad \text{with} \quad \psi_i = \int_0^{N_S T_S} w(t - \tau_i) m(t) dt, \quad (4.2)$$

où β'_i est l'atténuation de l'utilisateur interférent i après la correction de phase sur l'utilisateur désiré, τ_i le retard entre le signal de référence et le signal reçu (uniformément distribué sur $[-N_S T_S, N_S T_S]$ du fait de la transmission asynchrone et de l'indépendance entre les liens interférents et utile). La variable κ est le nombre d'impulsions interférentes qui tombent dans des périodes où le signal de référence au récepteur est non nul. Dans (4.2), les $(\psi_i)_{i=1, \dots, \kappa}$ sont des variables aléatoires indépendantes, identiquement distribuées et bornées. Leurs densités de probabilité sont paires. Les $(\beta'_i)_{i=1, \dots, \kappa}$ sont des variables aléatoires positives, indépendantes, identiquement distribuées. Leurs propriétés déterminent la nature de Z_{MAI} . Supposons que nous soyons placés dans un trafic dense : κ est très grand. Comme les $(\beta'_i)_{i=1, \dots, \kappa}$

ont une variance finie, il en est de même pour les produit $(\beta'_i \psi_i)_{i=1, \dots, \kappa}$. Il s'ensuit d'après le théorème de la limite centrale que la somme normalisée $Z_{MAI}^{(\kappa)} = \frac{1}{\sqrt{\kappa}} \sum_{i=1}^{\kappa} \beta'_i \psi_i$ converge en loi vers une distribution normale de variance $\text{var}(\beta'_i \psi_i)$. Cela signifie que $Z_{MAI}^{(\kappa)}$ est asymptotiquement gaussienne et, en conséquence, qu'elle peut être approchée par une distribution normale quand κ est suffisamment grand.

Cependant, dans un cadre général, le nombre d'interférents n'est pas toujours très grand et il est plus précis de le modéliser par une variable aléatoire. Comme habituellement dans des situations similaires [69, 71], nous représentons κ par une distribution de Poisson. La clef de notre raisonnement est de ne plus considérer β'_i comme une variable de variance finie. Si ceci est un peu contraire à notre intuition première, la puissance de l'interférence est en faite à mettre en relation avec la puissance du lien utile β_0 , où l'indice 0 fait référence au lien utile. Dans le cas où ce lien est bien plus long que le lien interférent, la valeur relative observée de β'_i peut être très importante. ces évènements, bien que peu fréquents, ont un impact important sur la communication et donne une nature impulsive au bruit. Une modélisation par des moments d'ordre 2 infinis permet alors une nouvelle approche pour la modélisation et une nouvelle représentation du phénomène.

Cela revient en fait à négliger le champ proche mais cela a peu d'impact sur la validité du modèle et les courbes théoriques que nous obtenons (voir section 4.2.3). Nous écrivons alors $\beta'_i = d_i^{-a/2}$, a étant le coefficient d'atténuation du canal, prenant généralement ses valeurs entre 2 et 6 et d_i la distance de l'interférent i . Si nous considérons les interférents uniformément répartis dans un cercle C de rayon R , la densité de probabilité de l'atténuation est $f_{\beta'_i}(x) = (4/aR^2) x^{-\frac{4}{a}-1}$ pour $R^{-\frac{a}{2}} \leq x < +\infty$, et sa variance est infinie pour $a > 2$.

Cette variance infinie rend obsolète le modèle gaussien. En utilisant la théorie des processus de Poisson composés, nous pouvons montrer que la variable aléatoire Z_{MAI} est dans le domaine d'attraction d'une distribution α -stable. Par conséquent elle peut être modélisée par une loi α -stable. Pour le démontrer, nous étudions la fonction caractéristique du MAI $\phi_{Z_{MAI}}(\omega) = \mathbb{E} [e^{j\omega Z_{MAI}}]$. Nous montrons dans l'annexe D qu'elle peut s'écrire :

$$\phi_{Z_{MAI}}(\omega) = e^{-\sigma|\omega|^\alpha}. \quad (4.3)$$

La distribution du MAI est alors une distribution α -stable avec $\alpha = \frac{4}{a}$ et $\sigma = -\lambda q \pi F$ où q est la probabilité qu'une impulsion interfère avec le signal de référence au niveau du récepteur. Du fait de la non synchronisation des utilisateurs et de leur indépendance, q est le rapport entre la durée du signal de référence $m(t)$ et la durée de la fenêtre (temps moyen entre deux impulsions successives).

4.2.3 Validité du modèle

L'atténuation du canal est basée sur l'hypothèse introduite précédemment : $\beta'_i \propto d^{-a/2}$ et nous prenons $N_S = 1$. Sousa a montré que le champ proche n'a qu'un effet très limité sur la validité du modèle [69] et nous l'avons effectivement vérifié. Comme exemple, nous choisissons $a = 2.4$ si bien que α est égal à $\frac{4}{a} = 1.67$. Pour les simulations, le rayon de la zone considéré est $R = 5\text{m}$. Les paramètres utilisés sont résumés dans le tableau 4.2.3.

TABLE 4.1 – Paramètres utilisés dans nos simulations

Paramètres	Valeurs
Durée de la trame et de l'impulsion (T_s, T_m)	10ns, 0.4ns
a, q	2.4, 0.12
N_a	25
R, d_u	5, 0.5

Pour obtenir σ , nous devons calculer F dans (D.9). La valeur de F peut être obtenue analytiquement pour une impulsion rectangulaire. La fonction caractéristique de $\psi = \int_{-\infty}^{+\infty} w(t - \tau)m(t)dt$ est dans ce cas $\phi_\psi(\omega) = \frac{\sin(\omega)}{\omega}$ et F est égal à :

$$F = \frac{2^{-1-\frac{4}{a}}\sqrt{\pi}\Gamma\left(\frac{-2}{a}\right)}{\Gamma\left(\frac{1}{2} + \frac{2}{a}\right)} - \frac{2^{-2-\frac{4}{a}}\sqrt{\pi}\Gamma\left(\frac{-2}{a}\right)}{\Gamma\left(\frac{3}{2} + \frac{2}{a}\right)} \quad (4.4)$$

Nous obtenons $F = -1.305$ avec nos valeurs numériques et, par conséquent, $\sigma = 0.1237$. Pour les impulsions gaussiennes, nous estimons $\sigma = 0.064$ et donc $F = -0.533$.

Finalement, dans (3.66), $\mathbb{P}(Z < -x | a_j = 0, Z_n)$ peut être calculée en résolvant numériquement les intégrales et la probabilité d'erreur peut être obtenue. La figure 4.6 représente une comparaison entre le TEB obtenu de façon semi-analytique de l'équation (3.66) et la simulation du système avec

une impulsion rectangulaire et une impulsion gaussienne. Les courbes semi-analytiques sont très proches des simulations. L'impact des interférents forts,

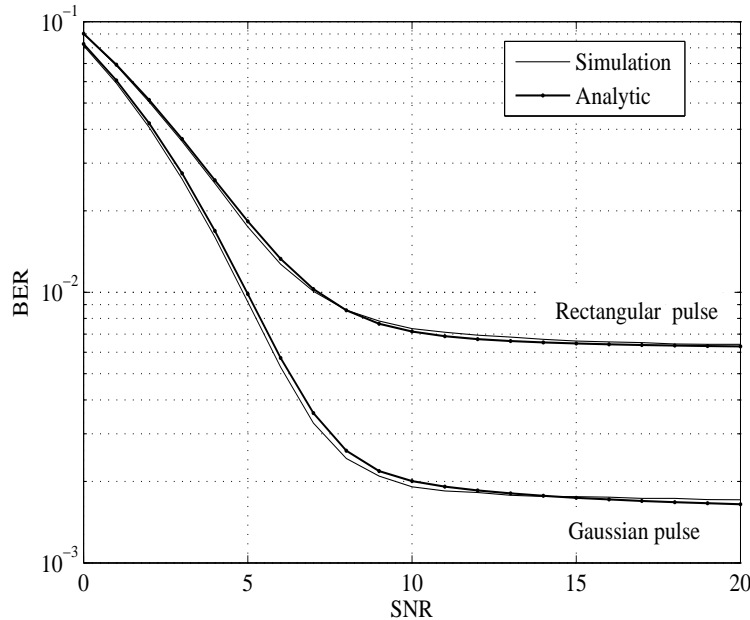


FIGURE 4.6 – Comparaison entre la probabilité d'erreurs analytique et simulée pour $N_a = 25$ et des impulsions rectangulaires et gaussiennes.

qui génèrent les queues lourdes des distributions, est bien représenté par la distribution α -stable quand d'autres distributions avec des moments d'ordre 2 finis n'arrivent pas à cette représentation précise. Par exemple, la distribution gaussienne généralisée, si elle est bien adaptée à la radio impulsionnelle [74], ne s'adapte pas à la configuration *ad hoc*.

4.2.4 Récepteur de Cauchy

Les récepteurs considèrent généralement que le signal reçu est additionné d'un bruit gaussien. Ils ne sont alors pas optimaux pour l'interférence α -stable de notre étude. Pour des système radio impulsionnels, Fiorina [74] modélise le MAI par une distribution gaussienne généralisée et utilise un maximum de vraisemblance. Beaulieu [75] considère quant à lui un mélange de gaussienne et de laplacienne et son récepteur s'avère bien plus performant que le récepteur gaussien. En tenant compte de la nature impulsive du MAI, Erseghe [76] propose un mélange de gaussiennes pour modéliser le bruit et détermine alors le récepteur optimal. A faible coût d'implémentation, les performances sont nettement améliorées.

Cette dernière approche est également utilisée pour la détection quand le bruit additif est α -stable [77]. Plusieurs travaux sur la détection dans un bruit α -stable peuvent du reste être trouvés dans la littérature. Tsihrintzis et Nikias [78] ont étudié les performances de récepteurs optimaux et sous-optimaux (et en particulier le récepteur de Cauchy). Les récepteurs linéaires optimaux sont étudiés dans [79] alors qu'une approche non paramétrique basée sur le rang est proposée dans [80]. Des approches sous-optimales sont également présentées dans [81].

Si $s_i(k)$ ($i = 0, 1$ pour une modulation binaire) est le symbole transmis, $x(k) = d_u^{-\frac{a}{2}} s_i(k) + n_\alpha$ est reçu. n_α est une réalisation de N_S échantillons indépendants et identiquement distribués d'une variable aléatoire α -stable. d_u est la longueur du lien utile. La statistique optimale, au sens du maximum de vraisemblance, Λ est :

$$\Lambda = \sum_{k=1}^{N_S} \log \left\{ \frac{f_\alpha \left[x(k) - d_u^{-\frac{a}{2}} s_1(k) \right]}{f_\alpha \left[x(k) - d_u^{-\frac{a}{2}} s_0(k) \right]} \right\}, \quad (4.5)$$

où f_α est la densité de probabilité de n_α . Le signe de Λ donne le signal estimé.

Le principal problème est que f_α n'a pas de forme explicite connue pour la majorité des valeurs de α . Λ ne peut pas alors être calculée. Cependant, f_α est connu pour $\alpha = 2$ (le cas gaussien) et pour $\alpha = 1$ où n_α est une variable aléatoire de Cauchy :

$$f_\alpha = \sigma / (\pi [x^2 + \sigma^2]). \quad (4.6)$$

Pour vérifier la nature non gaussienne de notre interférence et donner une idée de l'amélioration qui peut être apportée par un récepteur non gaussien, nous avons comparé ce dernier au récepteur de Cauchy. Par récepteur de Cauchy, nous entendons le récepteur qui utilise Λ calculée à partir de (4.5) sous l'hypothèse que $\alpha = 1$. Il est présenté dans [78] comme ayant des performances proches des récepteurs optimaux pour une grande plage de valeurs du coefficient α . Le récepteur gaussien utilise Λ en faisant l'hypothèse $\alpha = 2$.

Sur la figure 4.7 pour $N_S = 2$ et 5, nous voyons la nette amélioration apportée par le récepteur de Cauchy. Les paramètres sont ceux du tableau 4.2.3 et le paramètre théorique α est $4/a = 1.67$. Aucun des récepteurs utilisés n'est donc optimal mais le récepteur de Cauchy donne de nettement meilleurs résultats que le récepteur gaussien. Ceci montre bien que l'hypothèse gaussienne n'est plus valable : elle ne permet pas une bonne prise en

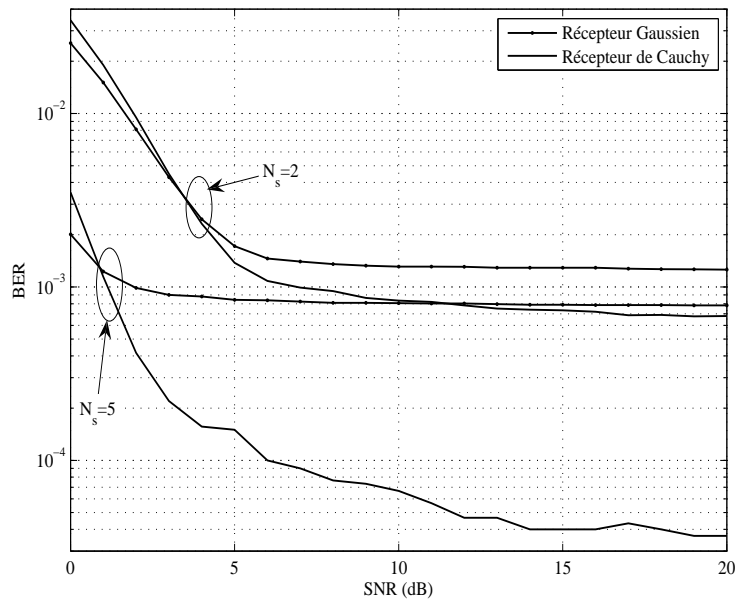


FIGURE 4.7 – Comparaison entre les performances des récepteurs gaussien et de Cauchy pour deux nombres de répétition des bits N_s . Le rapport signal sur bruit est donné par impulsion et non par bit d'information.

compte des interférents forts qui sont en fait les plus gênant. Les distributions α -stables permettent au contraire de le faire et d'en limiter les effets en adaptant le récepteur.

Le récepteur de Cauchy n'est qu'une première étape dans l'optimisation des récepteurs en environnement impulsif. Nous étudions également le comportement des codes correcteurs d'erreurs dans ce type de bruit. La modification de l'expression du logarithme du maximum de vraisemblance permet une nette amélioration des performances des décodeurs. Le choix des métriques dans un algorithme de Viterbi peut aussi être une source nette d'amélioration. Quelques travaux existent sur le sujet [82, 83]. Il est également assez intuitif dans un bruit α -stable d'utiliser une norme L^p [84], proposée avec $p = 1$ par Chitre [83]. L'adoption de ces approches de détection au niveau du récepteur sera une source de robustesse et d'amélioration des performances.

4.3 Modélisation du canal UWB à 60 GHz basé sur les distributions α -stable.

Au sein du groupe, nous nous intéressons à des solutions de communication UWB et en bande EHF²⁶ (60 GHz plus spécifiquement) [85–89]. Ces deux considérations modifient l’approche que nous pouvons employer pour modéliser le canal. En effet les approches classiques basées sur le travail de Bello [46] supposent la stationnarité au sense large (WSS²⁷) et la non corrélation des diffuseurs (US²⁸). Comme discuté dans la section 3.1.2, les zones où l’hypothèse WSS est vérifiée sont réduites (elles dépendent de la longueur d’onde [53] qui n’est que de quelques millimètres) et la non corrélation des diffuseurs n’est plus vérifiée quand la résolution temporelle est grande [52].

De nouvelles approches de modélisation sont alors nécessaires. Dans le cadre du standard IEEE 802.15.3a un modèle basé sur les travaux de Saleh et Valenzuela [40] est proposé. Ce modèle introduit deux processus de Poisson pour représenter le temps d’arrivée des trajets et l’amplitude, qui suit une loi de Rayleigh dans le modèle original pour une bande relativement étroite, suit une distribution log-normale avec un facteur additionnel pour représenter les évanouissements à grande échelle. S’il peut présenter de bonnes similitudes avec les mesures, il est mal adapté à l’étude analytique des systèmes de communication et du traitement du signal [90].

Nous proposons une solution basée sur les distributions α -stable. La fonction de transfert $H(f, \dots)$, considérée comme un processus α -stable, peut être représentée de façon unique par une mesure spectrale μ . À partir de cette mesure, un jeu de variables aléatoires, définissant la réponse impulsionnelle, peut être généré. Différents facteurs nous ont amené à utiliser cette approche. Tout d’abord la grande variabilité des variables aléatoires qui n’est pas compatible avec des distributions gaussiennes mais, au contraire, est très bien représentée par des distributions α -stables. Ensuite la possibilité de travailler directement sur les mesures sans un pré-traitement nécessitant une transformée de Fourier inverse. Enfin, les propriétés mêmes des distributions α -stables et le fait que le cas gaussien n’en soit qu’un cas particulier, sont des avantages de cette approche.

26. EHF : Extremely High Frequency

27. WSS : Wide Sense Stationnary

28. US : Uncorrelated Scatterers

4.3.1 Modélisation statistique du canal.

Du fait des solutions de transmission envisagées dans le groupe (impulsions transposées à 60 GHz), les travaux qui nous ont le plus intéressés dans la bibliographie concernent l'UWB. Une sélection des articles les plus pertinents est présentée dans la section 3.1. Une différence importante entre la bande à 60 GHz et la bande de 3.1 à 10.5 GHz est l'atténuation plus forte. Une conséquence est l'importance du trajet direct et le confinement des ondes.

La clef de notre approche se situe dans la nature même de la fonction de transfert H , transformée de Fourier du signal reçu quand un Dirac est transmis :

$$H(\omega) = \int e^{it\omega} h(t) dt, \quad (4.7)$$

où $h(t)$ est la réponse impulsionnelle inconnue à un instant t . Le processus $(h(t, \cdot), t \in \mathbb{R})$, et en conséquence la fonction de transfert, sont des processus stochastiques que nous pouvons représenter sous forme intégrale :

$$H(w, \cdot) = \int_{\mathbb{R}} e^{iw\lambda} d\xi(\lambda), \quad (4.8)$$

où $d\xi(t) = h(t, \cdot) dt$ est une mesure aléatoire de Lebesgue-Stieltjes construite à partir des variations du processus $h(t, \cdot)$. Les propriétés statistiques du processus stochastique $d\xi(t)$ sont liées à celle de $H(w, \cdot)$ par une transformée de Fourier inverse. En conséquence, la connaissance des propriétés statistiques de $d\xi$ assure la connaissance de la réponse impulsionnelle.

Afin de se faire une idée des distributions des variables aléatoires $H(w, \cdot)$, nous présentons sur la figure 4.8 ses réalisations sur l'ensemble des positions dans la pièce. Nous remarquons que $H(w, \cdot)$ présente de grandes variations. Ceci est confirmé par un test de variance infinie [91]. La figure 4.9 montre que les variances des parties réelle et imaginaire des atténuations observées à une fréquence donnée peuvent être considérées comme infinies.

Il est bien connu que les processus α -stable sont de bons modèles pour les phénomènes de variance infinie [92]. Dans notre cas, ces processus devraient nous permettre de prendre en compte la variabilité sur l'ensemble d'une pièce. L'idée est alors de considérer que le processus stochastique $H(w, \cdot)$ est donné par (4.8) où $d\xi$ est une mesure aléatoire α -stable. Comme il est montré dans [93] ou [94], nous pouvons alors sous certaines conditions caractériser la fonction de transfert $H(w, \cdot)$ par une mesure spectrale μ , unique, définie sur \mathbb{R} . Plus de détails sont données dans l'annexe E. Nous y montrons également

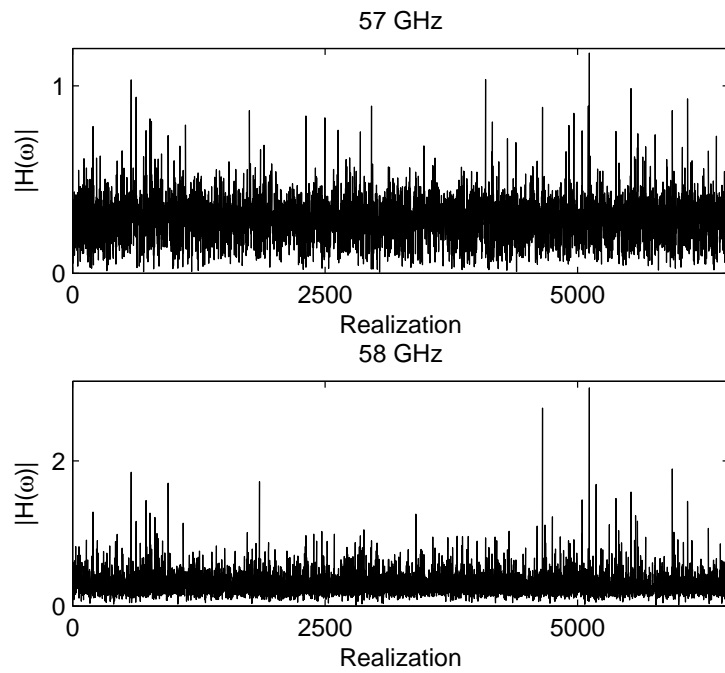


FIGURE 4.8 – Atténuation du canal à des fréquences différentes pour l'ensemble des emplacements de mesures.

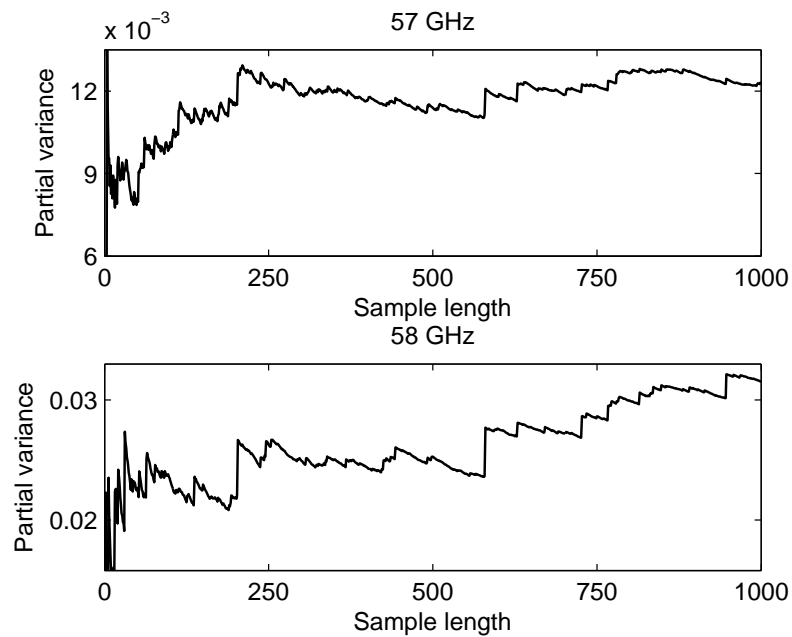


FIGURE 4.9 – Test de la variance infinie sur les observations à diverses fréquences.

que cette mesure μ peut être déterminée de façon unique par la transformée de Fourier inverse de la covariation. Comme dans le cas du modèle de la ligne à retard, mais contrairement aux modèles proposés pour le canal UWB, nous sommes ramenés à l'estimation d'une fonction déterministe pour caractériser la réponse impulsionnelle.

4.3.2 Génération de la réponse impulsionnelle.

Un résultat important qui rend la mesure spectrale μ intéressante en pratique est de l'exprimer sous forme de variables aléatoires. Comme μ est une mesure finie, l'application $\hat{\mu} : A \mapsto \frac{\mu(A)}{\mu(\mathbb{R})}$ est une probabilité. En utilisant le théorème de représentation de Riesz, il existe une variable aléatoire unique v de distribution $\hat{\mu}$. Pour tout ensemble de borel A , nous avons $\mu(A) = \mu(\mathbb{R})\mathbb{P}(v \in A)$. Supposons que la mesure spectrale μ ait une mesure dérivée de Radon-Nikodym (densité) f suivant la mesure de Lebesgue sur \mathbb{R} et soit g la densité de la variable aléatoire v , alors $f(x) = \mu(\mathbb{R})g(x)$. Un estimateur efficace de la densité f nous permettra alors de générer v .

Considérons l'équation (4.8) où $d\xi$ est une mesure aléatoire symétrique α -stable vérifiant la condition (E.7) donnée dans l'annexe E.2²⁹. Il est montré dans [93] que la fonction de transfert $H(\omega, \cdot)$ peut être décomposée en séries de Lepage [95] :

$$H(\omega, \cdot) \stackrel{d}{=} (\mu(\mathbb{R}) \cdot C_\alpha)^{\frac{1}{\alpha}} \sum_{i=1}^{\infty} \gamma_i \Gamma_i^{-\frac{1}{\alpha}} e^{j\omega v_i} (S_i^1 + jS_i^2) \quad (4.9)$$

- L'égalité " $\stackrel{d}{=}$ " signifie égalité en distribution,
- les (γ_i) sont des tirages indépendants de variables aléatoires de Rademacher γ , i.e. $P(\gamma = -1) = P(\gamma = 1) = 1/2$,
- les (Γ_i) sont les temps d'arrivée d'un processus de Poisson, ils suivent une loi Gamma de taux i ,
- les $(v_i)_i$ sont des tirages indépendants de la variable aléatoire v ,
- les couples (S_i^1, S_i^2) sont des tirages indépendants d'une variable aléatoire continue, uniformément distribuée sur le cercle unité.

En utilisant les propriétés de convergence en distribution, l'égalité (4.9) peut être intégrée par rapport à la variable ω , si bien que pour tout réel t , nous

²⁹. Cette condition est la plus faible que nous connaissons permettant la construction de la mesure μ . Il reste nécessaire d'en évaluer la signification physique.

avons :

$$\int_{-\infty}^{\infty} H(\omega, \cdot) e^{-j\omega t} d\omega \stackrel{d}{=} \sum_{i=1}^{\infty} \gamma_i \Gamma_i^{-\frac{1}{\alpha}} e^{j\theta_i} (S_i^1 + jS_i^2) \int_{-\infty}^{\infty} e^{-j\omega(t-v^i)} d\omega \quad (4.10)$$

Le calcul de l'intégrale de droite dans (4.10) et l'utilisation de la transformée de Fourier inverse (4.8) permettent d'écrire la réponse impulsionnelle $h(t, \cdot)$:

$$h(t, \cdot) \stackrel{d}{=} \sum_{i=1}^{\infty} \gamma_i \Gamma_i^{-\frac{1}{\alpha}} e^{j\theta_i} (S_i^1 + jS_i^2) \delta(t - v^i) \quad (4.11)$$

Nous pouvons noter que la réponse impulsionnelle donnée dans (4.11) possède une structure similaire à celle de la réponse impulsionnelle théorique d'un canal linéaire donnée dans (3.19). Comme les temps d'arrivée du processus de Poisson (Γ_i) suivent une loi gamma de paramètre i , quand i tend vers l'infini ($\Gamma_i^{-1/\alpha}$) tend vers 0. Ceci revient à rendre l'amplitude des trajets de plus en plus faible et nous pourrions donc tronquer la somme dans 4.11 :

$$h(t, \cdot) \stackrel{d}{=} \sum_{i=1}^N \gamma_i \Gamma_i^{-\frac{1}{\alpha}} \cdot (S_i^1 + jS_i^2) \delta_{(t-v^i)} + R_N(\alpha) \quad (4.12)$$

Enfin, pour rendre notre modèle compatible avec nos mesures, nous devons limiter la résolution temporelle. Le canal est observé avec un pas temporel de 0.5ns. Dans notre modèle théorique nous sommions les trajets tombant dans un intervalle de 0.5ns. Soit $t_1 = 0, \dots, t_n = 800ns$:

$$h(t) = \sum a_k(t) \quad (4.13)$$

où :

$$a_k(t) = \sum \gamma_i \Gamma_i^{-\frac{1}{\alpha}} (S_i^1 + jS_i^2) 1_{v_i \in [t_{k-1}, t_k]} \quad (4.14)$$

4.3.3 Application au canal UWB à 60 Ghz.

L'objectif de cette section est de mettre en œuvre le nouveau modèle présenté précédemment afin de générer les réponses impulsionnelles du canal. Dans ce but nous allons procéder suivant les points suivants :

- A partir des fonctions de transfert observées, nous estimons la densité f de la mesure spectrale μ . Pour cela plusieurs méthodes existent. Citons par exemple pour des processus à temps continu les travaux de Masry et Camabanis [96]. Mais comme nous ne disposons que d'observations discrètes de la fonction de transfert, nous nous basons sur les

méthodes d'estimation introduites par Sabre dans [97] puis Demesh et Chekhmenok dans [98]. Pour ceci nous supposons que les processus sont à accroissements indépendants, ce qui est une condition plus forte que (E.7). Nous avons entamé des travaux ne reposant pas sur cette dernière condition mais la difficulté soulevé par la génération des réponses impulsionnelles à partir d'une bimesure n'est pas encore résolue.

- A partir de la densité estimée f nous générons des tirages de la variable aléatoire v en utilisant la technique proposée dans [99].
- Finalement, nous déterminons l'entier N qui permet de tronquer la somme (4.11) tout en gardant une précision suffisante (voir [100]).

La résolution de ces trois étapes permet la génération directe de la réponse impulsionnelle du canal.

Afin de montrer la fiabilité de notre modèle, nous avons comparé les résultats simulés aux mesures dans la bande 57 à 59 GHz. La figure 4.10 représente trois exemples choisis de réponses impulsionnelles simulées avec notre modèle. Elles sont à comparer avec les mesures représentées figure 3.17 dans différents

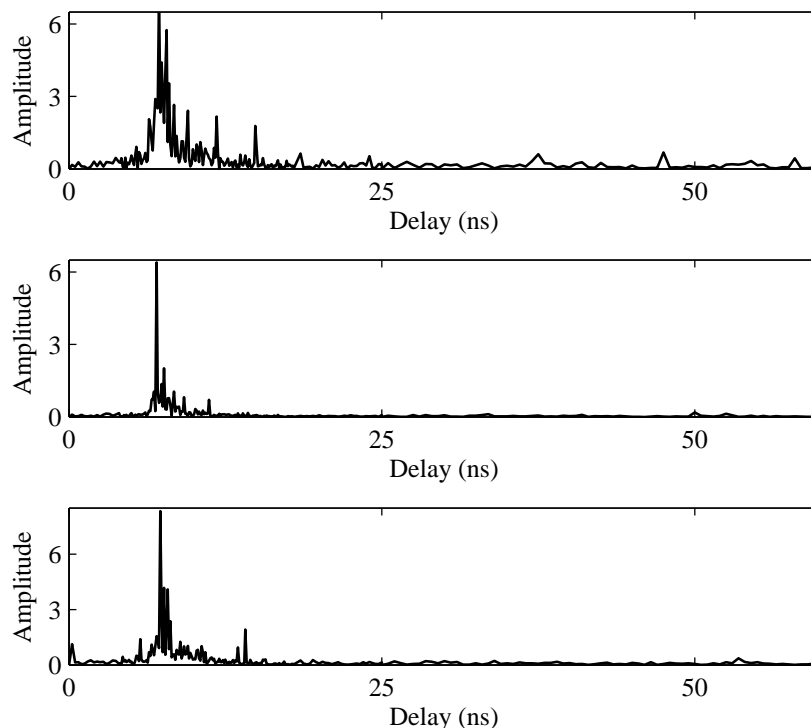


FIGURE 4.10 – Exemple de réponses impulsionnelles simulées.

endroits de l'environnement de mesure. Si ceci n'a pas de valeur de valida-

tion du modèle, il donne visuellement l'intuition que le modèle s'adapte bien au contexte. Pour mieux rendre compte de la validité de notre modèle nous avons travaillé sur l'étalement des retards. Il se calcule comme suit [53] :

$$RMS = \frac{\sqrt{\sum t^2 |h(t)|^2 - (\sum |t.h|)^2}}{\sum |h(t)|^2} \quad (4.15)$$

Nous représentons sur la figure 4.11 la densité de probabilité de l'étalement des retards pour les mesures et pour notre modèle. Deux cas sont considérés :

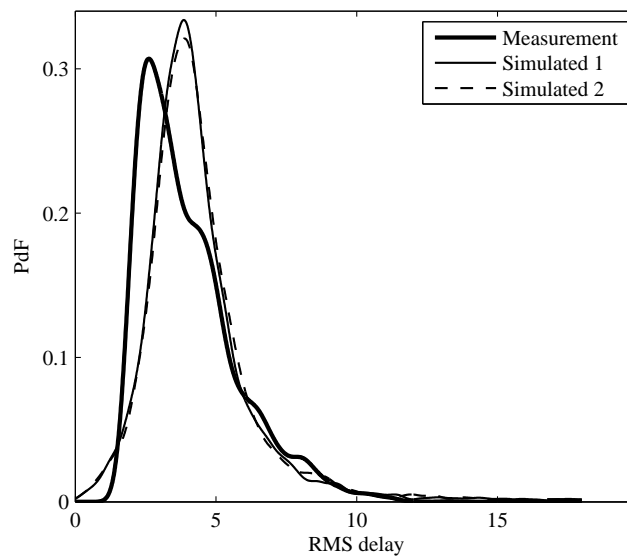


FIGURE 4.11 – Densité de probabilité de l'étalement des retards pour les mesures et les réponses impulsionnelles simulées.

quand la mesure spectrale est estimée sur la base de 6500 mesures (cas 1) et quand elle est estimée à partir de 250 mesures choisies aléatoirement (cas 2). Bien qu'une différence dans la forme des densités soit présente, nous pouvons cependant conclure que notre modèle représente bien la variabilité de la réponse impulsionnelle réelle sur l'ensemble de la pièce. Nous pouvons en particulier noter que les cas à fort étalement des retards, présentant une forte contribution en trajets réfléchis, se retrouvent de façon très semblables dans les queues des distributions. Nous constatons également que l'utilisation de 250 mesures est suffisante pour capturer le comportement du canal sur l'ensemble de la pièce.

Chapitre 5

Conclusion.

Ce mémoire retranscrit l'essentiel de mes activités d'enseignement et de recherche. Quelques événements représentent des moments clefs. Tout d'abord mon arrivée à Lille et à TELECOM Lille 1 en 1998. Après trois années de recherche en biomédical, cette venue dans le Nord marquait un tournant radical dans mes activités de recherche et la prise de responsabilité d'enseignements. Ensuite mon intégration au groupe CSAM¹ de l'IEMN² en 2001. J'ai ainsi pu participer au travail d'une équipe tout en développant des compétences spécifiques. Le travail en équipe représente pour moi une condition indispensable au bon déroulement de mes recherches. La confrontation d'idées qui naît de la diversité de compétences regroupées dans l'équipe permet non seulement de résoudre des problématiques complexes mais également d'innover. Enfin, la création de l'IRCICA³ en 2002 et l'implication du groupe CSAM dans cet institut. Le développement de nouvelles thématiques à l'USTL⁴ dans ce cadre (réseaux de capteurs, Internet des objets) a créé une dynamique importante dans laquelle j'ai pu positionner mes thématiques de recherche et les faire évoluer. Pour être en phase avec les recherches du groupe (miniaturisation, ultra faible consommation) tout en apportant de la nouveauté, il m'est apparu nécessaire d'améliorer les modèles et de proposer des approches innovantes pour les récepteurs. C'est probablement à ce niveau, en tenant compte des nouvelles contraintes de communication spécifiques aux réseaux de capteurs, à la bande millimétrique et à l'ultra large bande, que je peux innover et contribuer aux efforts communs du groupe.

Ayant rappelé ces dates importantes, je peux revenir sur ce que je pense

-
1. CSAM : Circuits, Systèmes et Applications des Microondes
 2. IEMN : Institut d'Électronique, de Microélectronique et de Nanotechnologie
 3. IRCICA : Institut de Recherche sur les Composants logiciels et matériels pour l'Information et la Communication Avancée
 4. USTL Université des Sciences et Technologies de Lille 1

être mes contributions essentielles. Du point de vue de l'enseignement j'ai développé des cours nouveaux à TELECOM Lille 1. Si le codage canal et le canal de propagation sont des thèmes très répandus dans la littérature, je pense que le cours sur les accès multiples a été plus innovant. Il associe des aspects protocole (accès aléatoires) et couche physique (répartition en temps, fréquence ou code) qui ne sont pas souvent associés. J'ai également aidé au développement des cours sur les systèmes embarqués. L'enseignement du traitement du signal et des communications numériques nécessite selon moi de conserver en permanence deux idées en tête. La première est la rigueur inhérente aux importantes bases mathématiques nécessaires tout en trouvant des approches attrayantes pour éveiller la curiosité des étudiants. La seconde est d'identifier clairement les objectifs de cet enseignement : former l'esprit, donner des compétences, former à un métier.

D'un point de vue recherche j'ai contribué au développement d'une nouvelle thématique de recherche, aussi bien à TELECOM Lille 1 qu'à l'IEMN. Le groupe CSAM avait une forte compétence en architecture matérielle. De nouveaux projets débutaient en 2000 en collaboration avec le LIFL⁵. Il manquait à l'intersection de ces deux équipes une compétence sur la partie numérique du traitement des données et sur le partage de la ressource entre les utilisateurs. J'ai trouvé dans ce contexte l'appui d'une équipe renommée, des idées novatrices à développer et des projets ouvrant des perspectives à moyen et long terme. S'ajoutait à cela une volonté d'intégrer les systèmes et de développer des démonstrateurs. Qui plus est, les thématiques proposées étaient en parfait accord avec les domaines d'expertise de l'Institut TELECOM. J'ai ainsi pu obtenir des résultats importants sur la caractérisation et la modélisation du canal et sur le partage des ressources pour des transmissions à 60 GHz. Le développement au sein du groupe de la transmission d'impulsions transposées à 60 GHz a également soulevé de nombreuses difficultés. La modélisation du canal en est une. La gestion des interférences d'accès multiples en est une autre. En faisant évoluer nos travaux vers les réseaux de capteurs et l'internet des objets, le problème des interférences devient crucial. J'ai contribué aux recherches sur ces deux aspects et l'apport des distributions α -stables est une idée innovante et prometteuse.

Ces travaux, d'enseignement et de recherche, s'accompagnent de la mise en place de projets et de tâches administratives plus ou moins chronophages. L'encadrement d'étudiants lors de stage en entreprise, la gestion d'emploi du

5. LIFL : Laboratoire d'Informatique Fondamental de Lille

temps, la coordination des interventions de vacataires sont autant d'activités que j'ai eu l'occasion d'effectuer. De plus, j'ai toujours essayé de concrétiser mes idées par des collaborations ainsi que le montage et la réalisation de projets. C'est l'occasion de positionner mes travaux dans un contexte régional, national voire européen. C'est aussi l'opportunité de rencontrer et de discuter avec d'autres chercheurs, académiques ou industriels, de confronter des visions et d'enrichir la sienne. J'ai ainsi noué des contacts dans le Nord de la France mais aussi avec d'autres laboratoires en France, en Europe, au Japon, en Chine.

La recherche est également l'occasion d'encadrer des stagiaires et des doctorants. L'encadrement d'une thèse est toujours une expérience riche dans le cadre d'échanges de savoirs réciproques. La qualité peut varier, du fait du sujet ou du doctorant. Mais, à mon sens, une thèse ne peut être de qualité que lorsqu'elle s'inscrit dans une perspective de recherche pertinente. La difficulté est donc de définir un sujet qui permettra d'innover ou d'inventer et qui sera toujours d'actualité trois années plus tard. Heureusement, la bonne dynamique d'un groupe permet d'éviter de se tromper sur les directions à prendre.

L'expérience accumulée depuis ma thèse me permet maintenant de me sentir capable de diriger une activité de recherche. Cette expérience n'est pas une longue ligne droite, sans encombre. Il faut souvent négocier, concéder, accepter ou imposer. Mais j'ai su développer durant ces années une thématique, une compétence et conserver un objectif. J'ai pu m'appuyer sur une équipe et, je l'espère, lui apporter. Je pense maintenant avoir au sein même de ce groupe une expertise utile. Cette expertise accroît la compétence du groupe et me donne en même temps une certaine autonomie dans mon activité. La figure 5.1 représente le positionnement de ma recherche au sein du groupe CSAM et au niveau local à Lille. Le groupe CSAM en lui-même aborde de nombreuses problématiques. L'énergie est par exemple un axe fortement soutenu dans le groupe et même au niveau de l'IEMN. Dans ce domaine le traitement du signal et la gestion des communications ont aussi leur importance. Les travaux sur les transmissions multi-sauts récemment entamés dans la thèse de Jiejia Chen sont une contribution à cet axe. Il ressort que le travail sur la mise en œuvre du traitement numérique du signal, de la mise en forme des signaux et des algorithmes de réception sont à développer. Cette compétence est un nœud essentiel pour l'interaction entre les différentes thématiques du groupe et les partenaires du LIFL sur l'intergiciel, le réseau et le routage.

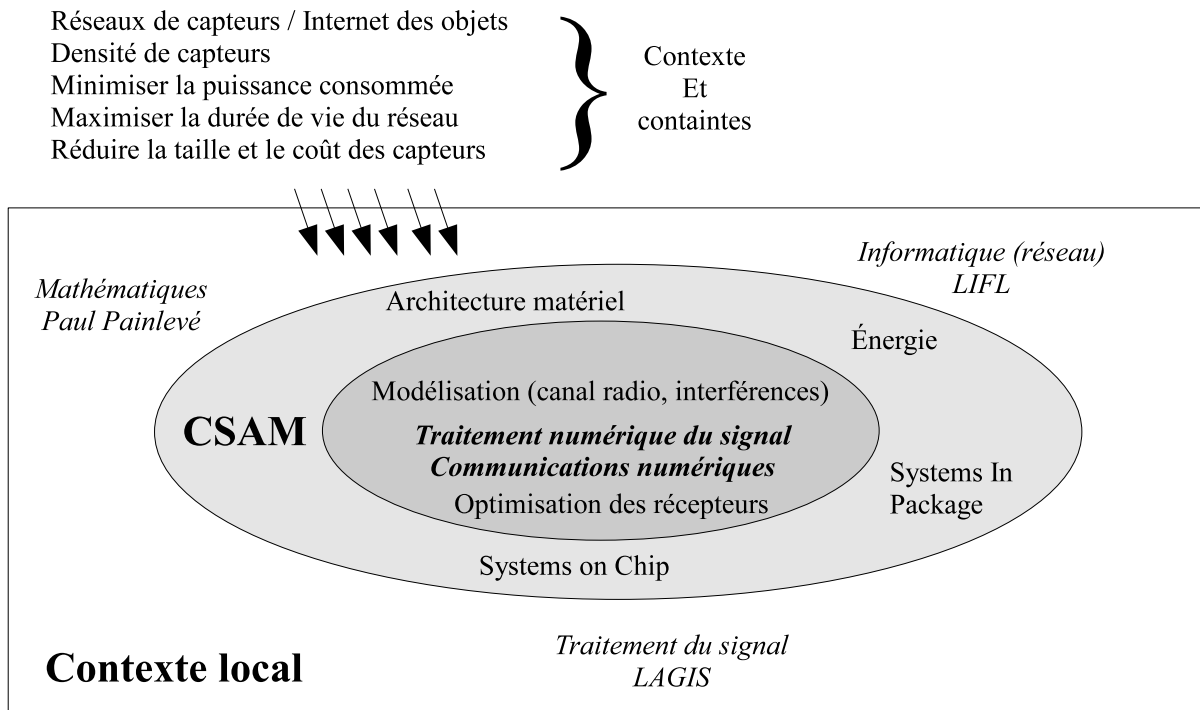


FIGURE 5.1 – Position de ma recherche pour les années à venir. Elle est clairement positionnée au sein du groupe CSAM et dans le paysage de la recherche de l’Université de Lille 1. Elle s’intègre également tout à fait dans les axes prioritaires de recherche définis par l’institut TELECOM. Les collaborations entamées devraient se renforcer dans les années à venir et déboucher sur d’autres projets aussi bien au niveau national qu’eupéen.

Enfin, l’intelligence ambiante devrait fédérer les efforts de plusieurs équipes supplémentaires comme le laboratoire de mathématiques Paul Painlevé et le LAGIS pour le traitement du signal dans des bruits non gaussiens. La connaissance du canal et la gestion des interférences m’apparaissent être des aspects essentiels de recherche dans les années à venir. L’approche que nous avons proposée est originale et prometteuse. Le contexte actuel semble favorable à une évolution rapide de mes activités de recherche, de leurs retombées en terme de projets aussi bien nationaux qu’eupéens, ainsi que pour des résultats scientifiques.

Annexe A

Profils puissance-retard.

TABLE A.1 – Profils retard - puissance; positions 1 à 7. La première colonne donne les retards en ns, la première ligne la position considérée.

	1	2	3	4	5	6	7
4	0,541	0,682	0,725	0,486	0,528	0,528	0,488
8	0,216	0,37	0,287	0,971	0,388	0,543	0,349
12	0,0568	0,0903	0,0631	0,122	0,0637	0,0867	0,0522
16	0,0383	0,0366	0,037	0,0505	0,0262	0,0228	0,0168
20	0,0341	0,0359	0,0482	0,0464	0,022	0,0213	0,0133
24	$9,52 \cdot 10^{-3}$	0,0126	0,0158	0,0348	0,015	0,0122	$8,12 \cdot 10^{-3}$
28	$7,28 \cdot 10^{-3}$	0,0143	0,0131	0,023	0,0135	$7,37 \cdot 10^{-3}$	$6,63 \cdot 10^{-3}$
32	0,0103	0,0194	$9,71 \cdot 10^{-3}$	0,0339	0,0186	$7,40 \cdot 10^{-3}$	0,0141
36	$9,17 \cdot 10^{-3}$	$7,67 \cdot 10^{-3}$	$4,52 \cdot 10^{-3}$	0,0289	$7,59 \cdot 10^{-3}$	$4,16 \cdot 10^{-3}$	0,0153
40	$5,18 \cdot 10^{-3}$	$4,05 \cdot 10^{-3}$	$3,21 \cdot 10^{-3}$	0,0208	$3,99 \cdot 10^{-3}$	$2,80 \cdot 10^{-3}$	0,0128
44	$6,36 \cdot 10^{-3}$	$2,96 \cdot 10^{-3}$	$2,51 \cdot 10^{-3}$	0,0198	$3,18 \cdot 10^{-3}$	$2,29 \cdot 10^{-3}$	$8,01 \cdot 10^{-3}$
48	$3,77 \cdot 10^{-3}$	$5,69 \cdot 10^{-3}$	$7,94 \cdot 10^{-3}$	0,0118	$5,42 \cdot 10^{-3}$	$5,98 \cdot 10^{-3}$	$4,02 \cdot 10^{-3}$
52	$2,09 \cdot 10^{-3}$	$3,12 \cdot 10^{-3}$	$3,09 \cdot 10^{-3}$	$5,52 \cdot 10^{-3}$	$2,91 \cdot 10^{-3}$	$3,44 \cdot 10^{-3}$	$2,04 \cdot 10^{-3}$
56	$1,31 \cdot 10^{-3}$	$1,99 \cdot 10^{-3}$	$2,13 \cdot 10^{-3}$	$3,51 \cdot 10^{-3}$	$1,66 \cdot 10^{-3}$	$1,71 \cdot 10^{-3}$	$1,13 \cdot 10^{-3}$
60	$8,42 \cdot 10^{-4}$	$1,34 \cdot 10^{-3}$	$1,26 \cdot 10^{-3}$	$2,25 \cdot 10^{-3}$	$1,15 \cdot 10^{-3}$	$1,10 \cdot 10^{-3}$	$7,47 \cdot 10^{-4}$
64	$5,44 \cdot 10^{-4}$	$8,10 \cdot 10^{-4}$	$7,53 \cdot 10^{-4}$	$1,41 \cdot 10^{-3}$	$7,56 \cdot 10^{-4}$	$6,75 \cdot 10^{-4}$	$5,10 \cdot 10^{-4}$
68	$4,02 \cdot 10^{-4}$	$5,51 \cdot 10^{-4}$	$5,07 \cdot 10^{-4}$	$1,00 \cdot 10^{-3}$	$5,23 \cdot 10^{-4}$	$4,46 \cdot 10^{-4}$	$3,82 \cdot 10^{-4}$
72	$2,84 \cdot 10^{-4}$	$4,12 \cdot 10^{-4}$	$3,75 \cdot 10^{-4}$	$6,60 \cdot 10^{-4}$	$3,58 \cdot 10^{-4}$	$3,39 \cdot 10^{-4}$	$2,94 \cdot 10^{-4}$
76	$2,25 \cdot 10^{-4}$	$3,34 \cdot 10^{-4}$	$3,06 \cdot 10^{-4}$	$4,84 \cdot 10^{-4}$	$2,73 \cdot 10^{-4}$	$2,77 \cdot 10^{-4}$	$2,34 \cdot 10^{-4}$
80	$1,77 \cdot 10^{-4}$	$2,75 \cdot 10^{-4}$	$2,52 \cdot 10^{-4}$	$3,87 \cdot 10^{-4}$	$2,29 \cdot 10^{-4}$	$2,31 \cdot 10^{-4}$	$1,87 \cdot 10^{-4}$

TABLE A.2 – Profils retard - puissance ; positions 8 à 14. La première colonne donne les retards en ns, la première ligne la position considérée.

	8	9	10	11	12	13	14
4	0.364	0.36	0.382	0.412	0.309	0.466	0.306
8	0.0696	0.093	0.0591	0.0681	0.0636	0.101	0.0369
12	9.83e-003	0.0139	0.0113	0.0114	9.11e-003	0.0191	5.78e-003
16	3.61e-003	5.01e-003	5.56e-003	3.67e-003	4.47e-003	7.44e-003	2.37e-003
20	2.72e-003	4.16e-003	3.38e-003	2.27e-003	3.22e-003	5.48e-003	1.57e-003
24	1.88e-003	2.84e-003	2.30e-003	1.51e-003	2.79e-003	4.61e-003	1.03e-003
28	2.62e-003	1.91e-003	2.69e-003	1.74e-003	2.96e-003	4.40e-003	8.78e-004
32	2.45e-003	1.89e-003	0.0116	1.67e-003	2.02e-003	3.07e-003	1.29e-003
36	1.91e-003	1.13e-003	8.20e-003	1.77e-003	1.39e-003	1.69e-003	1.23e-003
40	7.06e-004	8.85e-004	2.78e-003	6.18e-004	9.38e-004	1.77e-003	4.86e-004
44	5.85e-004	5.87e-004	2.82e-003	4.72e-004	6.15e-004	1.48e-003	3.79e-004
48	9.11e-004	1.35e-003	9.81e-004	9.22e-004	1.03e-003	2.21e-003	5.91e-004
52	4.69e-004	1.19e-003	5.87e-004	3.73e-004	1.01e-003	4.70e-003	2.75e-004
56	2.71e-004	4.55e-004	3.64e-004	2.28e-004	4.12e-004	1.13e-003	1.59e-004
60	2.00e-004	2.77e-004	2.55e-004	1.81e-004	2.39e-004	5.75e-004	1.19e-004
64	1.46e-004	1.72e-004	1.80e-004	1.34e-004	1.56e-004	3.24e-004	8.92e-005
68	1.07e-004	1.27e-004	1.39e-004	1.04e-004	1.11e-004	2.31e-004	7.18e-005
72	8.04e-005	9.74e-005	1.02e-004	8.34e-005	8.72e-005	1.73e-004	5.77e-005
76	7.07e-005	8.39e-005	8.81e-005	7.73e-005	7.60e-005	1.41e-004	5.21e-005
80	5.73e-005	6.73e-005	6.84e-005	6.14e-005	5.99e-005	1.15e-004	4.12e-005

TABLE A.3 – Profils retard - puissance ; positions 15 à 21. La première colonne donne les retards en ns, la première ligne la position considérée.

	15	16	17	18	19	20	21
4	0.267	0.388	0.258	0.261	0.262	0.273	0.269
8	0.0318	0.068	0.0623	0.0407	0.0344	0.1	0.0781
12	5.31e-003	0.0132	6.77e-003	5.48e-003	8.70e-003	9.89e-003	0.0117
16	2.79e-003	5.69e-003	2.40e-003	2.55e-003	3.54e-003	4.41e-003	0.0114
20	1.53e-003	4.15e-003	1.57e-003	1.43e-003	3.33e-003	2.35e-003	6.12e-003
24	9.73e-004	2.46e-003	1.02e-003	9.45e-004	1.72e-003	1.65e-003	2.74e-003
28	1.25e-003	1.68e-003	1.08e-003	8.93e-004	1.26e-003	1.53e-003	1.87e-003
32	1.00e-003	1.76e-003	1.14e-003	7.96e-004	9.20e-004	1.38e-003	1.40e-003
36	8.13e-004	1.02e-003	1.62e-003	8.16e-004	8.57e-004	1.00e-003	9.85e-004
40	4.43e-004	1.06e-003	5.26e-004	5.44e-004	5.51e-004	9.46e-004	1.05e-003
44	3.25e-004	8.16e-004	3.89e-004	3.17e-004	5.72e-004	6.20e-004	7.64e-004
48	1.37e-003	1.07e-003	4.81e-004	1.45e-003	1.06e-003	3.01e-003	1.69e-003
52	9.53e-004	2.30e-003	2.37e-004	1.19e-003	3.81e-003	2.92e-003	5.66e-003
56	2.92e-004	7.35e-004	1.52e-004	3.57e-004	6.45e-004	6.27e-004	1.03e-003
60	1.57e-004	3.93e-004	1.11e-004	1.54e-004	3.10e-004	2.71e-004	4.65e-004
64	1.04e-004	2.31e-004	8.66e-005	1.18e-004	1.91e-004	2.22e-004	2.78e-004
68	7.38e-005	1.64e-004	6.67e-005	8.32e-005	1.18e-004	1.21e-004	1.76e-004
72	5.92e-005	1.18e-004	5.40e-005	5.61e-005	8.19e-005	8.87e-005	1.23e-004
76	5.00e-005	1.03e-004	5.29e-005	4.64e-005	6.48e-005	7.15e-005	9.63e-005
80	3.84e-005	7.98e-005	3.85e-005	3.62e-005	4.71e-005	5.68e-005	7.17e-005

TABLE A.4 – Profils retard - puissance ; positions 22 à 26. La première colonne donne les retards en ns, la première ligne la position considérée.

	22	23	24	25	26
4	0.261	0.286	0.281	0.39	0.295
8	0.101	0.122	0.107	0.163	0.102
12	9.51e-003	0.0152	0.011	0.0204	0.0134
16	4.07e-003	0.013	4.57e-003	0.0166	5.56e-003
20	3.02e-003	6.23e-003	2.48e-003	5.19e-003	2.98e-003
24	1.48e-003	2.85e-003	1.87e-003	2.84e-003	1.90e-003
28	1.23e-003	2.25e-003	1.58e-003	2.52e-003	1.28e-003
32	1.18e-003	1.72e-003	1.06e-003	1.75e-003	1.05e-003
36	8.51e-004	1.17e-003	8.63e-004	1.18e-003	7.33e-004
40	5.47e-004	1.24e-003	6.05e-004	1.08e-003	6.72e-004
44	6.84e-004	1.07e-003	7.12e-004	9.78e-004	5.54e-004
48	2.72e-003	1.96e-003	4.36e-003	1.79e-003	1.49e-003
52	2.35e-003	5.84e-003	2.64e-003	4.80e-003	3.67e-003
56	7.43e-004	1.10e-003	6.21e-004	1.06e-003	8.54e-004
60	2.66e-004	5.72e-004	2.86e-004	5.64e-004	3.38e-004
64	1.74e-004	3.28e-004	1.91e-004	3.23e-004	2.14e-004
68	1.12e-004	2.12e-004	1.29e-004	2.30e-004	1.39e-004
72	8.47e-005	1.46e-004	9.65e-005	1.64e-004	1.07e-004
76	6.97e-005	1.11e-004	8.08e-005	1.35e-004	8.74e-005
80	5.67e-005	8.97e-005	6.55e-005	1.09e-004	7.06e-005

Annexe B

Échantillons en sortie du récepteur dans le DS-CDMA et rapport signal à bruit.

B.1 Différents échantillons en sortie du récepteur rake.

L'échantillon $d_{i,n}$ en sortie du récepteur rake peut se mettre sous la forme de l'équation (3.43) reprise ci-dessous :

$$d_{i,n} = I_{i,n} + MPI_{i,n} + MAI_{i,n} + AWGN_{i,n},$$

où $I_{i,n}$, $MPI_{i,n}$, $MAI_{i,n}$ et $AWGN_{i,n}$ sont respectivement les échantillons d'un signal utile, d'un bruit multi-trajets, d'un bruit multi-utilisateurs et d'un bruit additif gaussien. Nous détaillons dans cette annexe leurs expressions.

L'échantillon $I_{i,n}$. $I_{i,n}$ est l'échantillon n du signal utile I_i à la sortie du récepteur (signal qui représente le signal émis $b_i(t)$). Son expression est donnée par :

$$I_{i,n} = \sqrt{2P_i}e^{-j\varphi_i} \left(\sum_{u=0}^{F-1} G_{iu}\beta_{iu}e^{j\gamma_{iu}} \right) Tb_{i,n}. \quad (\text{B.1})$$

$I_{i,n}$ dépend de plusieurs paramètres dont P_i la puissance moyenne d'émission du signal de l'utilisateur i , des paramètres β_{iu} et G_{iu} étant respectivement les amplitudes des coefficients du canal et les coefficients attribués aux branches du récepteur rake, de $b_{i,n}$ le bit n du signal émis $b_i(t)$ et enfin du temps bit T .

L'échantillon $MPI_{i,n}$. $MPI_{i,n}$ est l'échantillon n du bruit multi-trajets MPI_i à la sortie du récepteur. On a :

$$MPI_{i,n} = \sqrt{2P_i} e^{-j\varphi_i} \sum_{u=0}^{F-1} G_{iu} \sum_{\substack{l=0 \\ l \neq u}}^{L-1} \beta_{il} e^{j\theta_{il}} J_{ii,n}^{(u)}(\phi_{il}), \quad (\text{B.2})$$

où ϕ_{il} représente le décalage total entre le finger considéré et le trajet interférent et :

$$J_{ii,n}^{(u)}(\phi_{il}) = b_{i,n-1} \int_0^{\phi_{il}} c_i(t - \phi_{il}) c_i(t - uT_c) dt + b_{i,n} \int_{\phi_{il}}^T c_i(t - \phi_{il}) c_i(t - uT_c) dt, \quad (\text{B.3})$$

est l'autocorrélation partielle des codes calculée sur chaque branche u du récepteur rake.

L'échantillon $MAI_{i,n}$. $MAI_{i,n}$ est l'échantillon n du bruit multi-utilisateurs MAI_i . Le bruit multi-utilisateurs est une source de perturbation typique des systèmes CDMA. Il représente l'interférence entre le signal de l'utilisateur i et ceux des utilisateurs interférents k ($k = 1, \dots, K$ et $k \neq i$) qui ne sont pas pris en compte par le récepteur. L'échantillon $MAI_{i,n}$ est donnée par :

$$MAI_{i,n} = \sum_{u=0}^{F-1} G_{iu} \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq i}}^K \sqrt{2P_k} e^{j(\varphi_k - j\varphi_i)} \sum_{l=0}^{L-1} \beta_{kl} e^{j\theta_{kl}} J_{ki,n}^{(u)}(\phi_{kl}), \quad (\text{B.4})$$

où :

$$J_{ki,n}^{(u)}(\phi_{kl}) = b_{k,n-1} \int_0^{\phi_{kl}} c_k(t - \phi_{kl}) c_i(t - uT_c) dt + b_{k,n} \int_{\phi_{kl}}^T c_k(t - \phi_{kl}) c_i(t - uT_c) dt, \quad (\text{B.5})$$

est l'intercorrélacion partielle des codes calculée sur chaque branche u du récepteur rake.

L'échantillon $AWGN_{i,n}$. $AWGN_{i,n}$ est l'échantillon n du bruit additif gaussien à la sortie du récepteur. On a :

$$AWGN_{i,n} = \sum_{u=0}^{F-1} G_{iu} \int_{nT}^{(n+1)T} e^{-j\varphi_i} B(t) c_i(t - uT_c - nT) dt. \quad (\text{B.6})$$

B.2 Le rapport signal à bruit

L'échantillon n du bruit total ρ_i à la sortie du récepteur est donnée par l'équation (3.44) rappelée ci-dessous :

$$\rho_{i,n} = MPI_{i,n} + MAI_{i,n} + AWGN_{i,n}.$$

Nous supposons que les bruits MPI_i , MAI_i et $AWGN_i$ sont des processus aléatoires indépendants. La puissance $\sigma_{Re[\rho_i]}^2$ du bruit réel est donnée par (3.45) :

$$\sigma_{Re[\rho_i]}^2 = \frac{1}{2}\sigma_{\rho_i}^2 = \frac{1}{2}(\sigma_{MPI_i}^2 + \sigma_{MAI_i}^2 + \sigma_{AWGN_i}^2).$$

Finalement, (3.46) donne l'expression du $SINR_i$ connaissant le canal de l'utilisateur i :

$$SINR_i = \frac{|I_i|^2}{\sigma_{Re[\rho_i]}^2}.$$

Après avoir déterminé les puissances du signal utile et des différents bruits, nous pouvons déduire l'expression générale du rapport signal à bruit $SINR_i$ de l'utilisateur de référence i connaissant son canal :

$$SINR_i = \frac{2P \left| \sum_{u=0}^{F-1} G_{iu} \beta_{iu} e^{j\theta_{iu}} \right|^2 T^2}{P\sigma_{J_{ii}}^2 \sum_{u=0}^{F-1} |G_{iu}|^2 \sum_{\substack{l=0 \\ l \neq u}}^{L-1} E[\beta_{il}^2] + P\sigma_{J_{ki}}^2 (K-1)A \sum_{u=0}^{F-1} |G_{iu}|^2 + N_0 T \sum_{u=0}^{F-1} |G_{iu}|^2}. \quad (\text{B.7})$$

Nous allons écrire l'expression de ce rapport $SINR_i$ dans le cas des différentes techniques de diversité :

- Dans le cas de la SD, nous avons $F = 1$ et $G_{ij} = e^{-j\theta_{ij}}$, avec θ_{ij} la phase du trajet j dont l'amplitude est maximale. Alors le SNR_i s'écrit :

$$SINR_i = \frac{2P\beta_{ij}^2 T^2}{P\sigma_{J_{ii}}^2 \sum_{\substack{l=0 \\ l \neq j}}^{L-1} E[\beta_{il}^2] + P\sigma_{J_{ki}}^2 (K-1)A + N_0 T}. \quad (\text{B.8})$$

- Dans le cas de l'EGC, nous avons $F > 1$ et $G_{iu} = e^{-j\theta_{iu}}$. Le $SINR_i$ s'écrit :

$$SINR_i = \frac{2P \left(\sum_{u=0}^{F-1} \beta_{iu} \right)^2 T^2}{P\sigma_{J_{ii}}^2 \sum_{u=0}^{F-1} \sum_{\substack{l=0 \\ l \neq u}}^{L-1} E[\beta_{il}^2] + P\sigma_{J_{ki}}^2 (K-1)AF + N_0 TF}. \quad (\text{B.9})$$

- Dans le cas du MRC, nous avons $F > 1$ et $G_{iu} = \beta_{iu}e^{-j\theta_{iu}}$, alors $SINR_i$ s'écrit :

$$SINR_i = \frac{2P \left[\left(\sum_{u=0}^{F-1} \beta_{iu}^2 \right) \right]^2 T^2}{P\sigma_{J_{ii}}^2 \sum_{u=0}^{F-1} \beta_{iu}^2 \sum_{\substack{l=0 \\ l \neq u}}^{L-1} E[\beta_{il}^2] + P\sigma_{J_{ki}}^2 (K-1)A \sum_{u=0}^{F-1} \beta_{iu}^2 + N_0T \sum_{u=0}^{F-1} \beta_{iu}^2}. \quad (\text{B.10})$$

Annexe C

Distributions α -stables.

C.1 Généralités

Les variables et les distributions α -stables [92] généralisent les gaussiennes et partagent un bon nombre de leurs propriétés. Indiquons en particulier :

- La propriété de stabilité par convolution : la convolution de deux distributions stables est également stable. Autrement dit, la somme de deux variables aléatoires indépendantes stables est également stable.
- Le théorème de la limite centrale : toute variable aléatoire stable peut s'exprimer comme la limite (en distribution, d'une somme normalisée de variables indépendantes et identiquement distribuées.

Un autre fait important qui donne toute leur importance à ces distributions est le fait qu'elles sont paramétriques. Les quatre paramètres α , σ , β et μ les caractérisent complètement (voir figure C.1 pour l'illustration des paramètres α et β).

- α est appelé l'exposant caractéristique ($0 < \alpha \leq 2$) : il définit l'épaisseur de la queue de la distribution. Plus α se rapproche de 2, moins il est probable d'observer des valeurs éloignées de la valeur centrale.
- μ est le paramètre de localisation ($-\infty < \mu < \infty$) : dans un tirage d'observations, la plupart se concentrent autour de cette valeur. C'est la moyenne pour $1 < \alpha \leq 2$ et la médiane pour $0 < \alpha \leq 1$
- σ est le paramètre de dispersion ($\sigma > 0$) : cela correspond à la déviation standard error dans le cas gaussien.
- β est l'index de symétrie ($-1 \leq \beta \leq 1$) : il caractérise la dissymétrie de la densité de probabilité. Quand $\beta = 1$, la distribution est complètement "balancée" vers la droite ; la distribution est symétrique pour $\beta = 0$.

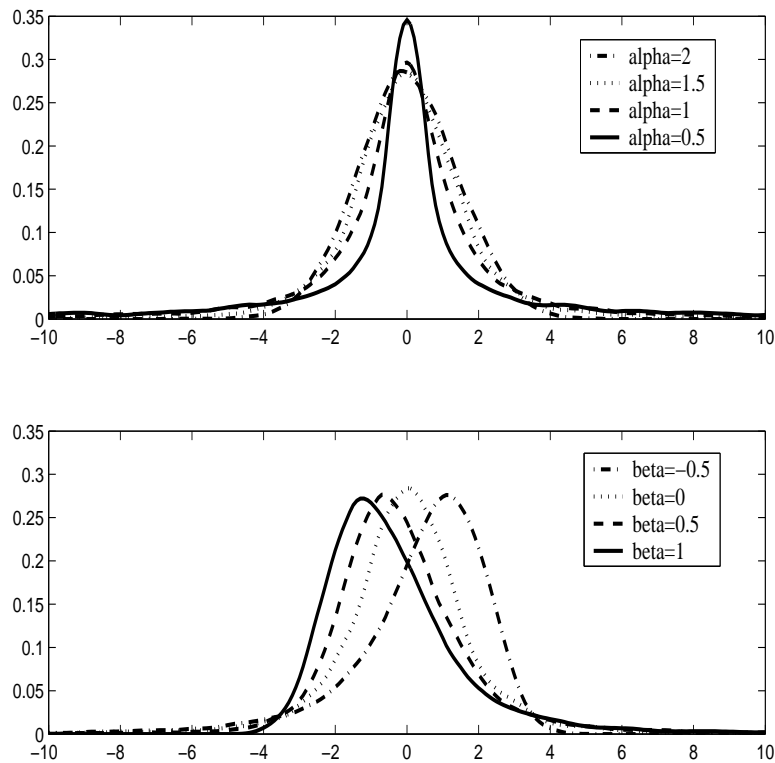


FIGURE C.1 – Densité de probabilité d’une variable stable avec $\mu = 0$, $\sigma = 1$ et différentes valeurs de α et β

Depuis leur découverte en 1925 par Paul Lévy, une somme conséquente de savoirs a été accumulée sur les propriétés théoriques de ces distributions. Qui plus est elles se sont avérées très utiles dans plusieurs domaines d’application et plus spécialement pour des phénomènes présentant des variations importantes, non compatibles avec les modèles gaussiens.

Cependant, à l’exception des distributions de Gauss, de Cauchy et de Levy, trois cas particuliers issus de la famille des distributions α -stables, il n’existe pas d’expression analytique de la densité de probabilité de ces distributions. Par contre, sa fonction caractéristique est donnée par :

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

où

$$\text{sign}(\theta) = \begin{cases} 1 & \text{if } \theta > 0 \\ 0 & \text{if } \theta = 0 \\ -1 & \text{if } \theta < 0 \end{cases}. \quad (\text{C.2})$$

C.2 Estimation

Comme nous n'avons généralement pas d'expression pour la densité de probabilité d'une variable α -stables; il est difficile de disposer d'un simple estimateur des paramètres. Dans des situations pratiques, il est pourtant essentiel d'estimer ces paramètres à partir d'observations et tout particulièrement l'index α et le paramètre d'échelle σ . Plusieurs méthodes ont été proposées dans la littérature. Les plus connus sont la technique du maximum de vraisemblance, la méthode des quantiles et les méthodes basées sur la fonction caractéristique :

- **Maximum de vraisemblance** : DuMouchel [101] fut le premier à obtenir une estimation par maximum de vraisemblance des paramètres α et σ (en supposant $\mu = 0$). Sous certaines conditions sur $\hat{\alpha}$ et sur la fonction de vraisemblance, DuMouchel a montré que l'estimée obtenue est consistante et asymptotiquement normale. Une autre estimation directe par maximum de vraisemblance fut introduite par Brorsen et Yang [102]. Si ces techniques sont asymptotiquement efficaces elles sont difficiles à implémenter.
- **Méthode des quantiles** : Fama et Roll [103] ont proposé une méthode d'estimations des paramètres d'une distribution α -stable symétrique ($\beta = 0, \mu = 0$) pour $1 < \alpha \leq 2$. Dans une première étape, ils donnent une approximation du paramètre σ basée sur les propriétés des quantiles des variables α -stable symétriques. Dans un second temps, le paramètre α est estimé grâce aux propriétés des queues des distributions. La méthode de Fama et Roll est simple mais souffre d'un léger biais asymptotique en $\hat{\alpha}$ et $\hat{\sigma}$ et de limitations théoriques sur α et β . Pour pallier ces inconvénients, McCulloch [104] a généralisé et amélioré la méthode. Il a proposé un estimateur consistant des quatre paramètres, pour $0.6 \leq \alpha \leq 2$, tout en conservant la simplicité de la méthode initiale de Fama et Roll.
- **Méthode par régression** : Koutrouvelis [105] a présenté une méthode d'estimation des quatre paramètres basée sur une régression. En étudiant la fonction caractéristique (C.1) on peut facilement montrer que :

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

Cet équation ne dépend que de α et σ . Ces paramètres peuvent alors être estimés par régression de $y_k = \log(\log |\phi(t_k)|^2)$ sur $w_k = \log(|t_k|)$

suisant le modèle :

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

où $t_k = \frac{\pi k}{25}$, $m = \log(2\sigma^\alpha)$ et K est un entier approprié choisi entre 9 et 134. Qui plus est, à nouveau en partant de (C.1) l'équation suivante peut-être obtenue :

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

Nous notons $z_l = \arctan\left(\frac{\text{Im}(\phi(u_l))}{\text{Re}(\phi(u_l))}\right)$.v Nous pouvons alors estimer β et μ par regression de z_l sur u_l et $\text{sign}(u_l)|u_l|^\alpha$ suivant 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 entier approprié choisi entre 9 et 70.

Plusieurs travaux se sont intéressés aux performances de ces différentes méthodes d'estimation. Une étude comparative peut par exemple être trouvée dans [106]. Il est montré que la méthode de type régression est légèrement supérieure que les méthodes des quantiles (aussi bien Fama et Roll que McCulloch) quand α est proche de 2 ce qui s'explique par les faibles queues quand la distribution s'approche de la gaussienne. Les méthodes des quantiles, et plus spécialement celle de McCulloch, sont par contre légèrement meilleures pour $0.6 \leq \alpha \leq 1.0$ mais ne peuvent être utilisées pour des α inférieurs.

Dans nos travaux nous avons préféré utilisé l'approche de Koutrouvelis [105] basée sur la fonction caractéristique. Elle est simple à mettre en œuvre et s'avère plus précise si aucun paramètre n'est *a priori* connu. Enfin, elle n'impose aucune restriction théorique sur les valeurs des paramètres. Il est cependant à noter que l'estimation s'avère délicate pour $\alpha < 1$.

C.3 Génération

Si les distributions n'ont pas d'expressions analytiques, un avantage des variables α -stable se trouve dans le fait qu'elles peuvent être précisément générées. Chambers, Mallows et Stuck [107] ont proposé un algorithme simple et précis pour cela, et ceci quelque soit α ($0 < \alpha \leq 2$) et β ($-1 \leq \beta \leq 1$).

Il se base sur une transformation non linéaire de deux variables aléatoires uniformes indépendantes en une variable aléatoire stable.

Nous souhaitons générer un échantillon aléatoire X d'une distribution stable standard avec $0 < \alpha \leq 2$ et $-1 \leq \beta \leq 1$. Nous définissons :

$$\beta_A = \beta, \quad \gamma_A = \pi/2 \quad (\text{C.3})$$

Et, si $\alpha \neq 1$:

$$k(\alpha) = 1 - |1 - \alpha| \quad (\text{C.4})$$

$$\beta_A = 2 * \arctan(\beta / \cot(\pi\alpha/2)) / (\pi k(\alpha)) \quad (\text{C.5})$$

$$\gamma_B = \cos(\pi\beta_A k(\alpha) / 2) \quad (\text{C.6})$$

$$\Phi_0 = -0.5\pi\beta_A (k(\alpha) / \alpha) \quad (\text{C.7})$$

Définissons également :

$$\beta' = \begin{cases} -\tan(0.5\pi(1-\alpha)) \tan(\alpha\Phi_0) & \alpha \neq 1 \\ \beta_A & \alpha = 1 \end{cases} \quad (\text{C.8})$$

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

$$\phi_Y(t) = \begin{cases} \exp\left(-|t|^\alpha - jt\left(1 - |t|^{\alpha-1}\right) \beta' \tan(0.5\alpha\pi)\right) & \alpha \neq 1 \\ \exp\left(-|t| \left(1 + \frac{2}{\pi} j \beta' \log|t| \operatorname{sign}(t)\right)\right) & \alpha = 1 \end{cases} \quad (\text{C.9})$$

Nous pouvons alors générer la variable aléatoire Y comme suit : nous générons dans un premier temps deux échantillons indépendants Φ et W , où Φ est uniforme sur $(-\frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{2})$ et W est distribué de façon exponentielle avec une moyenne égale à 1. Nous calculons alors les quantités suivantes :

$$\epsilon = 1 - \alpha \quad (\text{C.10})$$

$$\tau = -\epsilon \tan(\alpha\Phi_0) \quad (\text{C.11})$$

$$a = \tan(0.5\Phi) \quad (\text{C.12})$$

$$B = \frac{\tan(0.5\epsilon\Phi)}{0.5\epsilon\Phi} \quad (\text{C.13})$$

$$b = \tan(0.5\epsilon\Phi) \quad (\text{C.14})$$

$$z = \frac{\cos(\epsilon\Phi) - \tan(\alpha\Phi_0) \sin(\epsilon\Phi)}{W \cos(\Phi)} \quad (\text{C.15})$$

$$d = \frac{z^{\frac{\epsilon}{\alpha}} - 1}{\epsilon} \quad (\text{C.16})$$

Finalemment :

$$Y = \frac{2(a-b)(1+ab) - \Phi\tau B(b(1-a^2) - 2a)}{((1-a^2)(1+b^2))} (1 + \epsilon d) + \tau d \quad (\text{C.17})$$

Annexe D

Fonction caractéristique du MAI.

Sachant le nombre de liens actifs dans C , le nombre d'impulsions interférentes κ_R est une loi binomiale $B(N_a, q)$. q est la probabilité qu'une impulsion interfère avec le signal de référence au niveau du récepteur. Du fait de la non synchronisation des utilisateurs et de leur indépendance, q est le rapport entre la durée du signal de référence $m(t)$ et la durée de la fenêtre (temps moyen entre deux impulsions successives). Le nombre d'impulsions interférentes suit alors une loi de Poisson de paramètre $\lambda\pi R^2 q$.

$$\mathbb{P}(\kappa_R = i) = \frac{e^{-\lambda q \pi R^2} (\lambda q \pi R^2)^i}{i!} \quad (\text{D.1})$$

La fonction caractéristique du MAI $\phi_{Z_{MAI}}(\omega) = \mathbf{E} [e^{j\omega Z_{MAI}}]$ peut alors s'écrire :

$$\phi_{Z_{MAI}}(\omega) = \mathbf{E} \left[e^{j\omega (\sum_{i=1}^{\kappa} \beta'_i \psi_i)} \right], \quad (\text{D.2})$$

où κ est le nombre d'impulsions interférentes dans le cercle de rayon $+\infty$ (pour modéliser notre système, nous faisons tendre R vers l'infini). Nous avons $\mathbb{P}(\kappa = l) = \lim_{R \rightarrow +\infty} \mathbb{P}(\kappa_R = l)$. Puisque ψ_i et β'_i sont indépendantes et identiquement distribuées ainsi qu'indépendantes de κ , nous pouvons écrire :

$$\begin{aligned} \phi_{Z_{MAI}}(\omega) &= \sum_{l=0}^{+\infty} \mathbb{P}(\kappa = l) \left(\mathbf{E} [e^{j\omega(\beta\psi)}] \right)^l \\ &= \sum_{l=0}^{+\infty} \lim_{R \rightarrow +\infty} \left(\frac{e^{-\lambda\pi R^2 q} (\lambda\pi R^2 q)^l}{l!} \right) \cdot (\mathbf{E} [e^{j\omega\beta\psi}])^l \\ &= \lim_{R \rightarrow +\infty} e^{-\lambda\pi R^2 q} e^{\lambda\pi R^2 q} \mathbf{E} [e^{j\omega\beta\psi}] \end{aligned} \quad (\text{D.3})$$

Prenons $\omega > 0$ et déterminons la fonction log-caractéristique :

$$\varphi_{Z_{MAI}}(\omega) = \log(\phi_{Z_{MAI}}) = \lim_{R \rightarrow +\infty} \lambda q \pi R^2 (\mathbb{E}[e^{j\omega\beta\psi}] - 1) \quad (D.4)$$

L'espérance est calculée sur deux variables aléatoires, β et ψ et peut être calculée :

$$\mathbb{E}[e^{j\omega\beta\psi}] = \int_{R^{-\frac{a}{2}}}^{+\infty} \mathbb{E}[e^{j\omega\beta\psi} | \beta = x] f_\beta(x) dx = \int_{R^{-\frac{a}{2}}}^{+\infty} \phi_\psi(\omega x) \frac{4x^{-\frac{4}{a}-1}}{aR^2} dx \quad (D.5)$$

Nous intégrons (D.5) par parties et l'utilisons dans (D.4). Nous effectuons le changement de variable $u = \omega x$ et obtenons :

$$\varphi_{Z_{MAI}}(\omega) = \lim_{R \rightarrow +\infty} \lambda q \pi R^2 \left(\phi_\psi(\omega R^{-\frac{a}{2}}) + \frac{1}{R^2} \int_{\omega R^{-\frac{a}{2}}}^{+\infty} \frac{d\phi_\psi}{du}(u) \left(\frac{u}{\omega}\right)^{-\frac{4}{a}} du - 1 \right) \quad (D.6)$$

Comme ψ est une variable aléatoire centrée et de variance finie σ_ψ^2 , nous pouvons utiliser le développement de Taylor de $\phi_\psi(x)$ pour x au voisinage de 0 pour obtenir les approximations :

$$\phi_\psi(x) = 1 - \frac{\sigma_\psi^2}{2} x^2 + o(x^2) \quad \text{et} \quad \frac{d\phi_\psi}{dx}(x) = -\sigma_\psi^2 x + o(x)$$

En conséquence, $\lim_{R \rightarrow +\infty} \lambda q \pi R^2 (\phi_\psi(\omega R^{-\frac{a}{2}}) - 1) = 0$ et l'approximation de $\frac{d\phi_\psi}{dx}$ indique que seul le second terme reste dans (D.6). Nous pouvons poursuivre le développement (D.6) :

$$\varphi_{Z_{MAI}}(\omega) = \lambda q \pi \omega^{\frac{4}{a}} \int_0^{+\infty} \frac{d\phi_\psi}{du}(u) u^{-\frac{4}{a}} du \quad (D.7)$$

Comme ψ est une variable aléatoire symétrique et centrée, la fonction caractéristique ϕ_ψ est une fonction paire. Dans le cas $\omega < 0$, un calcul similaire mène à :

$$\varphi_{Z_{MAI}}(\omega) = \lambda q \pi (-\omega)^{\frac{4}{a}} \int_0^{+\infty} \frac{d\phi_\psi}{du}(u) u^{-\frac{4}{a}} du \quad (D.8)$$

Et finalement, la fonction log-caractéristique de la variable aléatoire Z_{MAI} est donnée par :

$$\varphi_{Z_{MAI}}(\omega) = \lambda q \pi |\omega|^{\frac{4}{a}} \int_0^{+\infty} \frac{d\phi_\psi}{du}(u) u^{-\frac{4}{a}} du = \lambda q \pi |\omega|^{\frac{4}{a}} F, \quad (D.9)$$

où F ne dépend pas de ω et est donné par :

$$F = \int_0^{+\infty} \frac{d\phi_\psi}{du}(u) u^{-\frac{4}{a}} du \quad (D.10)$$

La fonction caractéristique de la variable aléatoire Z_{MAI} s'écrit alors :

$$\phi_{Z_{MAI}}(\omega) = e^{-\sigma|\omega|^\alpha}. \quad (\text{D.11})$$

La distribution du MAI est alors une distribution α -stable avec $\alpha = \frac{4}{a}$ et $\sigma = -\lambda q \pi F$.

Annexe E

Quelques considérations sur les vecteurs et les processus α -stables.

E.1 Vecteurs aléatoires α -stables symétriques.

Nous présentons ici quelques résultats utiles à notre étude sur la modélisation du canal. Plus de détails peuvent être trouvés dans [91, 92, 94].

Un vecteur aléatoire centré $X^d = (X_1, X_2, \dots, X_d)$ est dit symétrique α -stable (SaS) si et seulement si sa fonction caractéristique s'écrit :

$$\phi(t_1, \dots, t_d) = \exp\left\{- \int_{S_d} \left| \sum_{i=1}^d t_i s_i \right|^\alpha d\Gamma(s_1, \dots, s_d)\right\}, \quad (\text{E.1})$$

Γ est une mesure symétrique unique définie sur la sphère unité S_d de \mathbb{R}^d (voir [92]).

La définition d'un vecteur SaS complexe est une généralisation naturelle en utilisant les parties réelles et imaginaires. Un vecteur aléatoire complexe $X^d = (X_1, \dots, X_d)$ avec $X_j = X_{j,1} + \iota X_{j,2}$, est SaS si le vecteur réel $(X_{1,1}, X_{1,2}, \dots, X_{d,1}, X_{d,2})$ est SaS.

Cambanis [94] a défini la covariation de deux composantes d'un vecteur SaS X^d par :

$$[X_j, X_k]_\alpha \triangleq \int_{S_4} (s_1 + \iota s_2)(s_3 + \iota s_4)^{\langle \alpha-1 \rangle} d\Gamma, \quad (\text{E.2})$$

où $z^{\langle \alpha \rangle} = |z|^{\alpha-1} \bar{z}$, et \bar{z} est le conjugué de z .

De manière générale, contrairement à la covariance pour les vecteurs et les processus du second ordre, la covariation n'est ni symétrique ni bilinéaire.

Elle joue cependant un rôle similaire à la covariance dans bon nombre de situations [92]. Elle a les propriétés suivantes :

- Linéarité par sa composante de gauche : $\forall (X_1, X_2, Y)$, vecteur SaS,

$$[X_1 + X_2, Y]_\alpha = [X_1, Y]_\alpha + [X_2, Y]_\alpha. \quad (\text{E.3})$$

- Pour tous réels ou complexes a et b :

$$[aX, bY]_\alpha = ab^{<\alpha-1>} [X, Y]_\alpha. \quad (\text{E.4})$$

- Si X et Y sont indépendants alors, $[X, Y]_\alpha = 0$.
- Si Y_1 et Y_2 sont indépendants, alors l'additivité est vérifiée pour la composante de droite :

$$[X, Y_1 + Y_2]_\alpha = [X, Y_1]_\alpha + [X, Y_2]_\alpha. \quad (\text{E.5})$$

- Pour tout $1 < \alpha \leq 2$, la fonction $X \mapsto \|X\|_\alpha = ([X, X]_\alpha)^{\frac{1}{\alpha}}$ définit une norme sur l'espace des vecteurs générés par les variables aléatoires SaS, appelée la norme en covariation.

Les démonstrations de ces propriétés se trouvent dans [94]. Il est à noter que la covariation n'est pas additive par rapport à la seconde composante. Pour contourner cette difficulté, la condition d'indépendance donnée dans (E.5) est généralement utilisée, mais c'est une condition forte. Dans [93], une condition plus faible que l'indépendance mais permettant l'additivité par rapport à la seconde composante est proposée. Elle est liée à la transformée de Fourier de la mesure finie unique Γ donnée dans (E.1). Soit ϕ la transformée de Fourier de Γ :

$$\forall \theta \in \mathbb{R}^d, \phi(\theta) = \int_{S_d} e^{i \sum \theta_i s_i} d\Gamma_{x^d}(s_1, \dots, s_d) \quad (\text{E.6})$$

ϕ est différentiable trois fois et :

Théorème E.1.1 *La covariation est additive par rapport à la seconde composante si et seulement si, pour tout $i, j, k \in \{1, \dots, d\}$, non tous égaux, la fonction caractéristique ϕ vérifie :*

$$\forall \theta_1, \dots, \theta_d \in \mathbb{R}, \quad \frac{\partial^3 \phi}{\partial \theta_i \partial \theta_j \partial \theta_k}(\theta_1, \dots, \theta_d) = 0 \quad (\text{E.7})$$

où,

$$\frac{\partial}{\partial \theta} = \left(\frac{\partial}{\partial \theta_1} - \imath \frac{\partial}{\partial \theta_2} \right) \quad (\text{E.8})$$

pour $\theta = \theta_1 + \imath \theta_2$

E.2 Processus aléatoires symétriques α -stables.

Un processus stochastique complexe $\xi = (\xi_t, -\infty < t < \infty)$ est SaS si et seulement si tout sous ensemble fini $(\xi_{t_1}, \dots, \xi_{t_n})$ de ξ est un vecteur symétrique α -stable.

Cela revient à dire que toutes les combinaisons linéaires de ξ sont aussi des variables aléatoires SaS. Nous nous intéressons aux processus harmonisables pouvant être représentés par une intégrale stochastique :

$$H(w, \cdot) = \int_{\mathbb{R}} e^{iw\lambda} d\xi(\lambda)$$

Sous la condition (E.7), une bimesure F peut être construite :

$$(A, B) \longmapsto [d\xi(A), d\xi(B)]_{\alpha}, \quad (\text{E.9})$$

où $d\xi(A)$ est une mesure de Lebesgue-Stieltjes construite à partir des incréments du processus stochastique ξ (voir [94]). Nous pouvons noter que pour A et B tels que $A \cap B = \emptyset$ nous avons $F(A, B) = 0$ ce qui signifie que la bimesure F peut être réduite à une mesure spectrale $\mu(A) = F(A, A)$ définie sur \mathbb{R} .

Ce résultat se généralise à une représentation intégrale de la covariation du processus $H(w, \cdot)$ comme suit :

$$\begin{aligned} C(w, w') &= [H(w, \cdot), H(w', \cdot)]_{\alpha} \\ &= \int_{\mathbb{R}} \int_{\mathbb{R}} e^{i(w\lambda - w'\lambda')} F(d\lambda, d\lambda') \end{aligned} \quad (\text{E.10})$$

$$= \int_{\mathbb{R}} e^{i(w-w')\lambda} \mu(d(\lambda)) \quad (\text{E.11})$$

La preuve de ce résultat est détaillée dans [93]. Il y est aussi montré que la bimesure F (la mesure μ) est unique et caractérise le processus stochastique $H(\omega, \cdot)$.

L'équation (E.11) montre également que la covariation est la transformée de Fourier inverse de la bimesure F . Cela implique également que F peut être déterminée de façon unique par la transformée de Fourier inverse de la covariation. En d'autres mots, le canal, caractérisé par sa fonction de transfert, peut également être identifiée par sa mesure spectrale μ .

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, Sept. 1994, pp. 501–504.
- [7] P. Smulders and L. Correia, "Characterisation of propagation in 60GHz 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 60GHz," 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 1.7GHz and 60GHz 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, Sept. 2002, pp. 97–101.

- [12] P. Nobles and F. Halsall, "Indoor propagation at 17GHz and 60GHz - 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 62.4GHz 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. Hélar, "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, Sept. 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] —, "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, Sept. 1995, p. 1035.
- [23] M. Al-Nuaimi and A. Siamarou, "Coherence bandwidth characterisation and estimation for rician multipath wireless channels using measurements at 62.4GHz," *IEE proc.-Microw. Antennas Propagation*, vol. 149, no. 3, pp. 181–187, June 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, Sept. 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, June 1993, pp. 853–856.
- [27] A. Siamarou and M. Al-Nuaimi, "Wideband propagation measurements for future millimetre 60GHz 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 62.4GHz," 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, Sept. 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, June 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. Roland, "Wide band 60GHz 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 60GHz 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," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 28, no. 3, pp. 213–225, Aug. 1979.
- [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] 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, Sept. 1999, pp. 2393–2397.
- [42] A. Molisch, J. Foerster, and M. Pendergrass, "Channel models for ultrawideband personal area networks," *IEEE Wireless Commun. Mag.*, vol. 10, no. 6, pp. 14–21, Dec. 2003.
- [43] 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.
- [44] H. Hashemi, "The indoor radio propagation channel," *Proc. IEEE*, vol. 81, no. 7, pp. 943–968, July 1993.
- [45] 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.
- [46] P. Bello, "Characterization of randomly time-variant linear channels," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 11, no. 4, pp. 360–393, Dec. 1963.
- [47] W. Conover, *Practical Nonparametric Statistics*, 3rd ed., ser. Wiley Series in Probability and Mathematical Statistics. John Wiley and Sons, Dec. 1998.
- [48] 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.
- [49] 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.
- [50] O. Lafond, "Conception et technologies d'antennes imprimées multicouches à 60 GHz," Ph.D. dissertation, Univ. of Rennes I, Rennes, France, Dec. 2000.
- [51] N. Moraitis and P. Constantinou, "Measurements and characterization of wideband indoor radio channel at 60 GHz," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 5, no. 4, pp. 880–889, Apr. 2006.
- [52] A. Molisch, "Ultrawideband propagation channels-theory, measurement, and modeling," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 54, no. 5, pp. 1528–1545, Sept. 2005.
- [53] G. Durgin, *Space-Time Wireless Channels*. Prentice Hall PTR, Oct. 2002.
- [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, Sept. 2003, pp. 1232–1236.
- [55] 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.
- [56] C. d'auteurs sous la direction de Geneviève Baudoin, *Radiocommunications numériques-1 : Principes, modélisation et simulation*. Dunod, 2002.
- [57] R. V. Nee and R. Prasad, *OFDM for Multimedia Communications*. Artech House Publishers, 2000.

- [58] K. Fazel and S. Kaiser, *Multi-Carrier and Spread Spectrum Systems*. John Wiley and Sons, 2003.
- [59] A. Chouly, A. Brajal, and S. Jourdan, "Orthogonal multicarrier techniques applied to direct sequence spread spectrum CDMA systems," vol. 3, Houston, Nov. 1993, pp. 1723–1728.
- [60] A. Duel-Hallen, J. Holtzman, and Z. Zvonar, "Multiuser detection for CDMA systems," *IEEE Personal Commun. Mag.*, vol. 2, no. 2, pp. 46–58, Apr. 1995.
- [61] J. Parson, *The Mobile Radio Propagation Channel*, 2nd ed. John Wiley and Sons LTD, 2000.
- [62] M. Sunay and P. McLane, "Diversity combining for DS CDMA systems with synchronization errors," in *IEEE International Conference on Communications on Converging Technologies for Tomorrow's Applications*, vol. 1, June 1996, pp. 83–89.
- [63] N. Deparis, A. Bendjabballah, A. Boe, M. Fryziel, C. Loyez, L. Clavier, N. Rolland, and P. Rolland, "Transposition of a baseband uwb signal at 60 GHz for high data rate indoor WLAN," *IEEE Microwave Wireless Compon. Lett.*, vol. 15, no. 10, pp. 609–611, Oct. 2005.
- [64] M. Win and R. Scholtz, "Impulse radio : how it works," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 2, no. 2, pp. 36–38, Feb. 1998.
- [65] ———, "Ultra-wide bandwidth time-hopping spread-spectrum impulse radio for wireless multiple-access communications," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 48, no. 4, pp. 679–689, Apr. 2000.
- [66] S. Niranjayan, A. Nallanathan, 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*, May 2004, pp. 341–345.
- [67] 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.
- [68] 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.
- [69] E. Sousa, "Performance of a spread spectrum packet radio network in a poisson field of interferers," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 38, no. 6, pp. 1743–1754, Nov. 1992.
- [70] J. Ilow and D. Hatzinakos, "Impulsive noise modeling with stable distributions fading environments," in *8th IEEE Signal Processing Workshop on Statistical Signal and Array Processing*, June 1996, pp. 140–143.
- [71] P. Pinto, C.-C. Chong, A. Giorgetti, M. Chiani, and M. Win, "Narrowband Communication in a Poisson Field of Ultrawideband Iinterferers," in *The IEEE 2006 International Conference on Ultra-Wideband (ICUWB)*, Sept. 2006, pp. 387–392.
- [72] 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.

- [73] A. Bendjaballah, H. E. Ghannudi, L. Clavier, N. Rolland, and P. A. Rolland, "Multi-hop wireless communications with non regenerative relays," in *9th European Conference on Wireless Technology*, Manchester, England, Sept. 2006, pp. 189–192.
- [74] J. Fiorina, "A simple IR-UWB receiver adapted to Multi-User Interferences," in *IEEE Global Telecommunications Conf., GLOBECOM 2006*, Nov. 2006, pp. 1–4.
- [75] N. Beaulieu and S. Niranjayan, "New UWB receiver designs based on a Gaussian-Laplacian noise-plus-MAI model," in *International conference on communication, ICC 2007*, June 2007, pp. 4128–4133.
- [76] T. Erseghe, "A Low-Complexity Impulse Radio Receiver Based Upon Gaussian Mixtures," in *IEEE Int. Conf. on Communications, ICC 2007*, June 2007, pp. 4311–4316.
- [77] E. Kuruoglu, W. Fitzgerald, and P. Rayner, "Near optimal detection of signals in impulsive noise modeled with a symmetric α -stable distribution," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 2, no. 10, pp. 282–284, Oct. 1998.
- [78] G. Tsihrintzis, C. Nikiyas, and M. Shao, "Performance of optimum and suboptimum receivers in the presence of impulsive noise modeled as an alpha-stable process," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 43, no. 2, pp. 904–914, Feb. 1995.
- [79] D. Johnson, "Optimal linear detectors for additive noise channels," *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 44, no. 12, pp. 3079–3084, Dec. 1996.
- [80] C. Brown and A. Zoubir, "A nonparametric approach to signal detection in impulsive interference," *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 48, no. 9, pp. 2665–2669, 2000.
- [81] S. Zozor, J. Brossier, and P. Amblard, "A parametric approach to suboptimal signal detection in α -stable noise," *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 54, no. 12, pp. 4497–4509, Dec. 2006.
- [82] T. C. Chuah, "Distance metric for soft-decision decoding in non-gaussian channels," *Electronics Letters*, vol. 39, no. 14, pp. 1062–1063, July 2003.
- [83] M. Chitre, J. Potter, and S. Ong, "Viterbi decoding of convolutional codes in symmetric α -stable noise," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 55, no. 12, pp. 2230–2233, Dec. 2007.
- [84] T. Oberg and M. Mettiji, "Robust detection in digital communications," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 43, no. 5, pp. 1872–1876, May 1995.
- [85] 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.
- [86] A. Siamarou, "Broadband wireless local-area networks at millimeter waves around 60 GHz," *IEEE Antennas Propagat. Mag.*, vol. 45, no. 1, pp. 177–181, Feb. 2003.
- [87] B. Bosco, R. Emrick, S. Franson, J. Holmes, and S. Rockwell, "Emerging commercial applications using the 60 GHz unlicensed band : Opportunities and challenges," Dec. 2006, pp. 1–4.
- [88] D. Cabric, M. Chen, D. Sobel, S. Wang, J. Yang, and R. Brodersen, "Novel radio architectures for uwb, 60 ghz, and cognitive wireless systems," *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, vol. 2006, pp. Article ID 17957, 18 pages, 2006.

- [89] C. Park and T. Rappaport, "Short-range wireless communications for next-generation networks : UWB, 60 GHz millimeter-wave wpan, and zigbee," *IEEE Wireless Commun. Mag.*, vol. 14, no. 4, pp. 70–78, Aug. 2007.
- [90] L. Yang and G. Giannakis, "Ultra-wideband communications : an idea whose time has come," *IEEE Signal Processing Mag.*, vol. 21, no. 6, pp. 26–54, Nov. 2004.
- [91] S. M. Nikias C. L., *Signal processing with α -stable distributions and applications*, W. inter science, Ed. J.Wiley, 1995.
- [92] G. Samorodnitsky and M. Taqqu, *Stable Non-Gaussian Random Processes : Stochastic Models with Infinite Variance*. Chapman and Hall, 1994.
- [93] N. Azzaoui and B. Shmitt, "Spectral analysis of some non-stationnary α -stable processes," *Preprint Submitted to Elsevier science*, 2005.
- [94] S. Cambanis, "Complex symmetric stable variables and processes," *Contributions to Statistics : Essays in Honour of Norman L. Johnson*, pp. 63–79, 1983, p.K. Sen, ed., North Holland, New York.
- [95] R. Lepage, "Multidimensional infinitely divisible variables and processes," *Lecture Notes in Math.*, vol. 860, no. 2, pp. 279–284, 1980.
- [96] E. Masry and S. Cambanis, "Spectral density estimation for stationary stable processes," *Stochastic Processes And Their Applications*, vol. 18, pp. 1–30, 1984.
- [97] R. Sabre, "Discrete estimation of spectral density for symmetric stable process," *Statistica*, vol. 60, pp. 494 – 519, 1995.
- [98] N. Demesh and S. Chekhmenok, "Estimation of the spectral density of a homogeneous random stable discrete time field," *Statistics and Operations Research Transactions*, vol. 29, pp. 101–118, 2005.
- [99] W. Hörman, J. Leydold, and G. Derflinger, *Automatic Nonuniform Random variate Generation*. Berlin : Springer-Verlag, 2005.
- [100] A. Janiki and A. Weron, *Simulation and Chaotic Behavior of Stable Processes*. M. Dekker, New York, 1993.
- [101] W. DuMouchel, "On the asymptotic normality of the maximum-likelihood estimate when sampling from a stable distribution," *Annals of Statistics*, vol. 3, pp. 948–957, 1973.
- [102] 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.
- [103] E. F. Fama and R. Roll, "Parameter estimates for symmetric stable distributions 66," *Journal of the American Statistical Association*, vol. 66, no. 334, pp. 331–338, 1971.
- [104] J. H. McCulloch, "Simple consistent estimators of stable distribution parameters," *Communications on Satatistical Simulations*, vol. 15, no. 4, pp. 1109–1136, 1986.
- [105] I. A. Koutrouvelis, "Regression-type estimation of the parameters of stable laws," *Journal of the American Statistical Association*, vol. 75, pp. 918–928, 1980.
- [106] 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)

- [107] J. M. Chambers, C. L. Mallows, and B. W. Stuck, "A method for simulating stable random variables," *Journal of the American Statistical Association*, vol. 71, pp. 340–344, 1976.