



**HAL**  
open science

# Mise en place d'une couche physique pour les futurs systèmes de radiocommunications hauts débits UWB (Ultra Wide Band)

Louis-Marie Aubert

► **To cite this version:**

Louis-Marie Aubert. Mise en place d'une couche physique pour les futurs systèmes de radiocommunications hauts débits UWB (Ultra Wide Band). Traitement du signal et de l'image [eess.SP]. INSA de Rennes, 2005. Français. NNT: . tel-00011745

**HAL Id: tel-00011745**

**<https://theses.hal.science/tel-00011745>**

Submitted on 3 Mar 2006

**HAL** is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.



## Thèse

présentée devant

l'INSTITUT NATIONAL DES SCIENCES APPLIQUÉES DE RENNES

pour obtenir le titre de

**Docteur**

spécialité : *Electronique*

# Mise en place d'une couche physique pour les futurs systèmes de radiocommunications hauts débits UWB

par

Louis-Marie AUBERT

Soutenue le 8 novembre 2005 devant la commission d'Examen

*Composition du jury*

*Rapporteurs*

Gilles BUREL

Professeur des Universités à l'UBO

Hikmet SARI

Professeur des Universités à SUPELEC

*Examineurs*

Ghaïs EL ZEIN

Professeur des Universités à l'INSA

Stéphane PAQUELET

Ingénieur-Chercheur chez Mitsubishi ITE

Bernard UGUEN

Maître de Conférences à l'INSA

Martine VILLEGAS

Enseignant-Chercheur à l'ESIEE

*Membre invité*

Isabelle SIAUD

Ingénieur-Chercheur chez France Telecom R&D



# Remerciements

Ce travail de recherche s'est déroulé dans le cadre d'une collaboration entre Mitsubishi Electric ITE (Information Technology Europe), Laboratoire de Recherche en Télécommunication et l'IETR (Institut d'Electronique et de Télécommunications de Rennes), groupe Communications Propagation Radar.

Je tiens à remercier ces deux organismes pour m'avoir offert l'opportunité d'effectuer ma thèse dans un contexte très favorable.

Plus particulièrement, je suis redevable de M. Stéphane Paquelet, ingénieur-chercheur chez Mitsubishi Electric ITE, qui est à l'origine de la solution étudiée dans cette thèse. Je le remercie pour son investissement important dans l'encadrement de mon travail. Sa rigueur et sa maîtrise scientifiques m'ont permis d'apprendre énormément.

Du côté universitaire, je tiens à exprimer ma profonde reconnaissance à M. Bernard Uguen, maître de conférence à l'IETR-INSA, qui a également encadré cette étude. Son optimisme inconditionnel et son inépuisable dynamisme ont constitué un soutien très précieux à toutes les étapes de la thèse. Je remercie également mon directeur de thèse, M. Ghâis El Zein, professeur des universités à l'IETR-INSA, pour l'intérêt qu'il a porté aux résultats de l'étude et à la rédaction de ce mémoire.

Je remercie M. Gilles Burel, professeur des universités à l'UBO, qui m'a fait l'honneur de présider le jury de lors de la soutenance et M. Hikmet Sari, professeur des universités à SUPELEC, pour avoir accepté d'être les rapporteurs de mes travaux et pour l'attention qu'ils ont accordée à la lecture de ce mémoire.

Je remercie aussi Mme Martine Villegas, enseignant-chercheur à l'ESIEE et Mme Isabelle Siaud, ingénieur-chercheur chez France Telecom R&D, pour avoir examiné les résultats de mes recherches et pour leur participation à ma soutenance de thèse.



# Table des matières

Table des matières	v
Introduction générale	1
<b>1 Historique et situation actuelle de l’UWB pour les systèmes de communication</b>	<b>5</b>
1.1 Introduction	6
1.2 Historique et généralités sur l’UWB	6
1.3 Les solutions UWB pour les applications bas débits	10
1.3.1 La modulation PPM sur Time Hopping code	10
1.3.2 Les solutions non-cohérentes	12
1.3.2.1 Le récepteur quadratique	12
1.3.2.2 La modulation <i>Transmitted Reference</i> et la modulation différentielle	13
1.4 Les solutions UWB pour les applications hauts débits	15
1.4.1 La modulation DS-CDMA	16
1.4.2 Les approches multi-bandes	18
1.4.2.1 Les solutions multi-bandes impulsionnelles	18
1.4.2.2 La solution multi-bandes OFDM	19
1.5 Conclusion	21
<b>2 Etat de la réglementation concernant les communications UWB</b>	<b>23</b>
2.1 Introduction	24
2.2 Etat de la réglementation UWB dans le monde	25
2.2.1 La réglementation aux Etats-Unis	25
2.2.2 La réglementation en Asie	27
2.2.3 La réglementation en Europe	27
2.3 Détails sur les contraintes de puissance imposées par la FCC	30
2.3.1 Le modèle de l’impulsion émise	30
2.3.2 La densité spectrale du signal modulé	31
2.3.3 L’énergie émise limite autorisée	33
2.4 Conclusion	35

<b>3</b>	<b>Spécificités du canal indoor UWB</b>	<b>37</b>
3.1	Introduction	38
3.2	Généralités sur le canal UWB	39
3.2.1	Les principes physiques de la propagation	39
3.2.2	Le modèle d'entrée-sortie du canal	45
3.3	Modélisation du canal UWB	46
3.3.1	La modélisation déterministe	46
3.3.2	La modélisation statistique	48
3.4	Exemples de modèles statistiques de canal	50
3.4.1	La perte en puissance moyenne ou modèle du <i>path loss</i>	50
3.4.1.1	Principe du modèle	50
3.4.1.2	Paramètres du modèle	51
3.4.2	Le modèle IEEE 802.15.3a pour les applications hauts débits	54
3.4.2.1	Principe du modèle	55
3.4.2.2	Valeurs des quatre ensembles de paramètres du modèle	58
3.4.3	Le modèle IEEE 802.15.4a pour les applications bas débits	60
3.5	Particularités des antennes UWB	61
3.6	Synthèse et conclusion	68
<b>4</b>	<b>Modulation hauts débits non-cohérente multi-bandes</b>	<b>73</b>
4.1	Introduction	74
4.2	Principes de la solution proposée par Mitsubishi ITE	75
4.2.1	L'approche asynchrone et le récepteur quadratique	75
4.2.2	La parallélisation du module élémentaire vers un système multi-bandes	76
4.3	Analyse du système	79
4.3.1	Le problème de décision à seuil	79
4.3.2	La statistique de la variable de décision $x$	80
4.3.3	Le seuil de décision optimal $\rho_{\text{opt}}$	81
4.3.4	L'estimation de l'énergie du bruit et du signal utile	83
4.3.4.1	Estimation initiale	83
4.3.4.2	Estimation récursive	86
4.3.5	Calcul de la probabilité d'erreur	87
4.3.5.1	Calcul de la probabilité $P(0 1)$	87
4.3.5.2	Calcul de la probabilité $P(1 0)$	88
4.3.5.3	Résultat et comparaison avec une modulation cohérente	88
4.4	Performances moyennes sur canal multi-trajets	91
4.4.1	Expression de l'énergie récupérable pour une réalisation de canal	92
4.4.2	Statistique de l'énergie récupérable	94
4.4.3	Probabilité d'erreur moyenne sur canal multi-trajets	101
4.4.4	Bilan de liaison du système sur canal multi-trajets	103
4.4.5	Commentaires des résultats obtenus	106
4.5	Conséquences sur l'implémentation	111
4.5.1	Représentation schématique de l'émetteur et du récepteur	111

4.5.2	Quelques éléments d'implémentation matérielle . . . . .	112
4.6	Conclusion . . . . .	115
<b>5</b>	<b>Comparaison du système</b>	<b>117</b>
5.1	Introduction . . . . .	118
5.2	Performances théoriques de la solution MB-OFDM . . . . .	118
5.2.1	Principe de la modulation OFDM . . . . .	118
5.2.2	Performances de la modulation OFDM sur canal gaussien . . . . .	120
5.2.3	Performances moyennes de la modulation OFDM sur canal multi- trajets . . . . .	120
5.3	Comparaison des résultats théoriques des solutions MB-OOK et MB- OFDM . . . . .	124
5.3.1	Comparaison des performances exprimées en fonction de l'éner- gie disponible en réception . . . . .	124
5.3.2	Energie par bit maximale autorisée pour la solution MB-OFDM	128
5.3.3	Comparaison des performances normalisées par rapport à l'éner- gie émise par bit . . . . .	131
5.4	Importance du codage de canal . . . . .	131
5.5	Sensibilité des systèmes aux imperfections . . . . .	134
5.6	Conclusion . . . . .	135
	<b>Conclusion générale</b>	<b>137</b>
	<b>Annexes</b>	<b>141</b>
	A - Densité de probabilité de la statistique de décision du récepteur quadratique	143
	B - Calcul de l'énergie récupérable pour une réalisation de canal . . . . .	147
	C - Identification de la loi de probabilité de l'énergie reçue . . . . .	149
	<b>Table des figures</b>	<b>153</b>
	<b>Liste des tableaux</b>	<b>157</b>
	<b>Bibliographie</b>	<b>159</b>
	<b>Publications produites au cours de la thèse</b>	<b>165</b>
	<b>Résumé</b>	<b>166</b>



# Introduction générale

## Contexte historique

Au début du 20<sup>ième</sup> siècle, la mise au point du télégraphe sans fil (TSF) par Guglielmo Marconi marque le début des premières liaisons radioélectriques à grande échelle. Les messages sont codés en Morse et émis grâce au dispositif de Heinrich Hertz composé d'une bobine et d'un éclateur générant des signaux électromagnétiques de type impulsionnel. Ces signaux très large bande occupent inefficacement le spectre électromagnétique et sont à l'origine d'interférences très importantes. De plus, ce système ne permet pas la gestion simultanée de plusieurs utilisateurs.

Face au nombre croissant des expérimentations, les interférences deviennent un problème majeur. L'usage du spectre électromagnétique est alors réglementé contraignant les systèmes de radiocommunication à reposer sur la modulation d'amplitude (AM) d'une porteuse sinusoïdale. La bande occupée par ces systèmes est réduite à sa valeur minimale ; l'accès multi-utilisateurs étant assuré par l'usage de fréquences porteuses différentes.

En 1921, Edwin Armstrong invente la modulation de fréquence (FM). Il montre que l'occupation d'une bande supérieure à la bande minimale requise par la modulation AM permet d'améliorer considérablement la fidélité de la transmission. Cependant, ceci conduit rapidement à une saturation du spectre disponible.

En 1948, Claude Shannon démontre que la capacité du canal est largement supérieure aux débits accessibles par les systèmes de l'époque. Il établit notamment que plus la puissance du signal est étalée sur une large bande, de telle sorte que sa densité spectrale de puissance est proche de celle du bruit, plus la capacité globale est importante. Le principe de l'étalement de spectre est dans un premier temps mis à profit pour les télécommunications militaires. Il est mis en œuvre pour des applications commerciales à grande échelle à partir de 1995 lors de la mise sur le marché de la deuxième génération de téléphonie cellulaire.

Parallèlement, les expérimentations sur les systèmes radioélectriques de type impulsionnel débutent vers 1960 dans le domaine du radar. Mis à part le télégraphe de G. Marconi, ces systèmes constituent les premières techniques à base de signaux Ultra Large Bande (ULB) ou Ultra Wide Band (UWB). La puissance des signaux UWB est étalée sur plusieurs gigahertz conduisant à une densité spectrale de puissance très faible. En vertu des principes énoncés par C. Shannon, la capacité globale des sys-

tèmes UWB est très importante et peut être mise à profit pour des applications de communications.

Dans un premier temps, les applications envisagées concernent les transmissions bas débits ; la capacité globale étant partagée par un très grand nombre d'utilisateurs.

Suite à la parution en 2002 de la réglementation des émissions UWB aux Etats-Unis, les applications s'orientent vers les communications très hauts débits à courte portée en milieu *indoor*. La capacité du canal UWB est utilisée pour atteindre de très hauts débits plutôt qu'un accès multi-utilisateurs étendu.

La technique UWB se distingue des systèmes traditionnels par différents atouts majeurs. D'une part, la largeur de bande occupée instantanément par le signal UWB conduit à une résolution temporelle très fine permettant d'envisager des applications de localisation et de communication bas ou hauts débits au sein d'un même appareil. D'autre part, la très courte durée des impulsions émises assure une transmission robuste dans un canal multi-trajets dense. Enfin, la faible densité spectrale du signal permet au système UWB de coexister avec les applications existantes. La technique UWB se caractérise également par la possibilité d'une implémentation simple à faible consommation et faible coût.

Pour les applications bas débits, les réseaux de capteurs construits autour de la technique UWB peuvent potentiellement tirer partie de la faible consommation, du faible coût et de la possibilité de localisation du système.

Concernant les applications de communications hauts débits, l'UWB est proposé pour remplacer les câbles de transmissions tels que l'USB (Universal Serial Bus). La technique assure alors la connexion entre les périphériques informatiques comme les imprimantes, scanners, webcam, écrans... et plus généralement les appareils multi-médias tels que les appareils photos et caméscopes numériques, les lecteurs audio et vidéo portables, les projecteurs vidéo... L'accroissement de l'autonomie des batteries et de la capacité des mémoires de stockage augmente considérablement le nombre d'applications possibles.

La généralisation à grande échelle de ces applications de communication à faible coût permet d'envisager le développement d'un réseau mobile dont la couverture peut être très étendue. L'architecture du réseau mobile est donc décentralisée et directement reliée au réseau Internet par les infrastructures fixes pouvant être câblées (ADSL, câble TV, fibre optique, courant porteur, ...) ou sans fil (satellite, réseaux WiMax, ...).

Les utilisateurs deviennent les acteurs de la construction du réseau mobile. Ils évitent l'accès aux réseaux cellulaires qui sont basés sur des infrastructures lourdes et coûteuses et dont les débits sont limités.

De plus, la possibilité d'utiliser la bande UWB sans licence permet de produire et d'accéder au contenu librement et à moindre coût. Cela permet le développement d'un grand nombre d'applications impersonnelles telles que la transmission d'informations de machines à machines.

Le marché potentiel des applications couvertes par la technique UWB est donc énorme et intéresse au plus haut point les fabricants de matériels qui sont les premiers bénéficiaires de ce développement.

## Contexte de la thèse

Parmi les industriels de l'électronique, le groupe Mitsubishi Electric est l'un des leaders du marché. Le laboratoire de recherche européen du groupe, Mitsubishi ITE, se consacre à la conception d'outils de télécommunication.

A partir de 2002, le centre lance ses recherches sur l'UWB. Stéphane Paquelet en est le principal acteur. Ses recherches s'orientent vers les systèmes basés sur l'émission de signaux de type impulsionnel. En effet, parmi les technologies satisfaisant à la définition de l'UWB, l'efficacité de la radio impulsionnelle ou *impulse radio* est démontrée. En particulier, la transmission d'impulsions sur un canal multi-trajets réduit la probabilité d'évanouissements importants en réception. Après une étude des schémas classiquement proposés en UWB pour les communications bas débits, S. Paquelet adopte une approche en rupture avec l'état de l'art.

Les solutions traditionnelles reposent sur des systèmes synchrones dans lesquels l'émetteur et le récepteur sont parfaitement synchronisés. En réception, la démodulation cohérente est basée sur la corrélation du signal reçu avec un signal généré localement. Cette approche nécessite une connaissance très précise du canal de propagation. Etant données les caractéristiques des signaux et du canal UWB, la synchronisation et l'estimation du canal se révèlent être les verrous majeurs pour la mise en œuvre d'un système synchrone.

L'approche de Mitsubishi ITE est de relaxer les contraintes sur la connaissance requise du canal. En particulier, pour simplifier l'architecture du récepteur, il est nécessaire d'éviter l'identification précise de l'instant d'arrivée des trajets. Cette approche asynchrone mène à un récepteur non-cohérent basé sur un traitement quadratique. La démodulation par détection de l'énergie du signal reçu permet d'être insensible à la phase du signal UWB. Dans la classe des modulations adaptées à ce type de récepteur, la modulation tout ou rien OOK (On-Off Keying) associée à une démodulation par seuillage est celle qui tire le meilleur profit de l'énergie disponible. Pour éviter les interférences inter-symboles, la période de répétition des impulsions est choisie supérieure à la durée d'étalement du canal. Pour compenser l'étalement du canal et augmenter la capacité de la transmission, le système est multiplexé sur plusieurs sous-bandes adjacentes.

Dans ce contexte, le travail de la thèse vise à dimensionner le système proposé par Mitsubishi ITE puis à en évaluer les performances en identifiant des éléments de comparaison pertinents.

## Plan du rapport de thèse

Le document est organisé en cinq chapitres. Les chapitres 1, 2 et 3 introduisent les éléments nécessaires à l'étude et à la comparaison des performances du système menées aux chapitres 4 et 5.

Le premier chapitre introduit le contexte historique dans lequel l'UWB s'est développé pour aboutir à une définition établie par la réglementation. L'autorisation du développement des applications UWB est à l'origine de la création de deux groupes de standardisation IEEE<sup>(1)</sup> pour les communications bas et hauts débits. La seconde partie de ce chapitre dresse un état de l'art des solutions les plus courantes pour ces deux types d'applications.

Le deuxième chapitre précise les aspects réglementaires de l'UWB au niveau des Etats-Unis, de l'Asie et de l'Europe. Il apporte également les éléments de dimensionnement des puissances autorisées, nécessaires pour l'établissement du bilan de liaison.

Le troisième chapitre est consacré à l'étude du canal de propagation. Les spécificités de la transmission des signaux UWB en milieu *indoor* sont particulièrement mises en avant. L'étude des modèles permet d'extraire les caractéristiques propres aux canaux UWB. La richesse du canal et les effets difficilement maîtrisables des antennes sur le signal UWB justifient l'approche asynchrone de la solution étudiée au chapitre suivant.

Le quatrième chapitre précise les principes de la solution proposée par Mitsubishi ITE. L'analyse du système conduit à l'identification du seuil de décision optimal pour la démodulation. Elle permet également de déterminer la procédure d'estimation nécessaire à la fixation dynamique de ce seuil. Les performances du système pour une énergie reçue fixée sont ensuite dimensionnées. Puis la statistique de l'énergie reçue est déterminée sur la base du modèle de canal IEEE 802.15.3a introduit au chapitre précédent. Elle permet de déduire les performances moyennes, caractéristiques d'un type d'environnement donné. Ces éléments sont mis à profit pour construire le bilan de liaison du système et obtenir les couples débit - portée accessibles par quelques configurations types. Enfin, les premiers éléments d'implémentation du schéma synoptique du système sont exposés à la fin du chapitre.

Le dernier chapitre compare la solution proposée par Mitsubishi ITE avec la solution OFDM<sup>(2)</sup> soutenue par le consortium MBOA (Multi-Band OFDM Alliance). Les performances moyennes de cette solution OFDM sont calculées sur le même modèle qu'au chapitre précédent.

Les perspectives envisagées pour cette solution innovante sont nombreuses et font l'objet de la conclusion générale.

---

<sup>(1)</sup>Institute of Electrical and Electronics Engineers

<sup>(2)</sup>Orthogonal Frequency Division Multiplexing

# Chapitre 1

## Historique et situation actuelle de l'UWB pour les systèmes de communication

### Sommaire

---

<b>1.1</b>	<b>Introduction</b>	<b>6</b>
<b>1.2</b>	<b>Historique et généralités sur l'UWB</b>	<b>6</b>
<b>1.3</b>	<b>Les solutions UWB pour les applications bas débits</b>	<b>10</b>
1.3.1	La modulation PPM sur Time Hopping code	10
1.3.2	Les solutions non-cohérentes	12
<b>1.4</b>	<b>Les solutions UWB pour les applications hauts débits</b>	<b>15</b>
1.4.1	La modulation DS-CDMA	16
1.4.2	Les approches multi-bandes	18
<b>1.5</b>	<b>Conclusion</b>	<b>21</b>

---

## 1.1 Introduction

Les activités de recherche autour de la technique UWB remontent au milieu du 20<sup>ième</sup> siècle. Face aux difficultés d'implémentation, cette technique est réservée dans un premier temps aux applications militaires. Suite aux progrès de la technologie, l'UWB connaît, à partir des années 1980, un regain d'intérêt auprès des industriels.

En février 2002, la décision de la réglementation américaine d'autoriser l'UWB pour des applications de communications marque un tournant dans l'histoire de l'UWB. La contrepartie est une limitation stricte en terme de puissance. En effet, la puissance totale autorisée dans les 7.5 GHz de bande allouée est inférieure à 0.5 mW. Ces contraintes réduisent les applications UWB à un usage en milieu principalement *indoor* pour des communications bas débits ou très hauts débits courte portée.

La possibilité de disposer au sein d'un même appareil de capacités de communication et de localisation permet d'envisager un grand nombre d'applications bas débits qui font l'objet d'une procédure de standardisation auprès du groupe IEEE 802.15.4a. Concernant les communications hauts débits, les propositions actuelles pour le standard IEEE 802.15.3a reposent sur des solutions dérivées des techniques traditionnelles bande étroite.

## 1.2 Historique et généralités sur l'UWB

Depuis l'origine des radiocommunications, la transmission d'informations (qu'elles soient analogiques ou numériques) est basée la plupart du temps sur la modulation d'une sinusoïde qui constitue la porteuse du signal. Les signaux émis dans ce cas sont donc, localement dans le temps, de formes sinusoïdales.

Mais dès 1952, Pierce et Hopper [1] publient des travaux mettant en œuvre une transmission de signaux téléphoniques analogiques au moyen d'impulsions aléatoirement espacées dans le temps. Mais c'est seulement au début des années 1960 que des systèmes radiofréquences reposant sur l'émission de signaux autres que des signaux sinusoïdaux commencent à être réellement exploités. Ceci concerne dans un premier temps essentiellement des applications radar.

Dans le domaine du radar, pour la détection de mines enfouies dans le sol, le *ground penetrating radar* (GPR) est l'un des premiers exemples basés sur l'émission et la détection d'impulsions en bande de base.

A cette époque, les activités de recherche sur ces systèmes sont essentiellement effectuées pour l'armée américaine.

Mais à partir de la fin des années 1960, Henning F. Harmuth rédige plusieurs livres et papiers [2] rendant public un grand nombre d'informations concernant la conception d'antennes et de récepteurs exploitant les signaux non-sinusoïdaux. Parallèlement, en 1973, Gerald F. Ross dépose le premier brevet sur un système de communications utilisant des impulsions en bande de base d'une durée inférieure à la nanoseconde [3].

Jusqu'à la fin des années 1980, un grand nombre de publications se succèdent dans lesquelles la technologie UWB est alternativement décrite par les termes *non-*

*sinusoidal, carrier-free, baseband, video-pulse transmission, large relative bandwidth signals, time domain techniques...* En 1989, le terme *Ultra Wide Band* (UWB) est introduit par le département américain de la défense (DoD).

De 1990 à 2000, l'UWB désigne donc ce que l'on appelle aujourd'hui l'*impulse radio*, i.e. les techniques basées sur l'émission d'impulsions :

- de courte durée ne contenant pas ou peu d'oscillations radiofréquences (*i.e.* de fréquence centrale nulle ou très faible par rapport à la bande occupée) ;
- avec un très faible rapport cyclique<sup>(1)</sup> (permettant d'obtenir un signal de très faible densité spectrale de puissance).

De ces deux caractéristiques principales découlent les atouts de l'*impulse radio* :

- absence de bande de fréquence dédiée, disponibilité d'un nouveau canal de transmission sans avoir à partager à nouveau les ressources spectrales existantes ;
- discrétion du signal (difficilement détectable) ;
- coexistence avec les systèmes existants (limitation des interférences) ;
- réduction des évanouissements causés par les trajets multiples grâce à la large bande occupée ;
- architectures simples sans retour en bande de base permettant d'envisager des coûts de fabrication et des consommations faibles ;
- possibilité de concevoir une architecture commune pour des applications de communications, de localisations et de radar.

Face à ce potentiel, les industriels civils s'intéressent de plus en plus à cette technologie et incitent le gouvernement américain à prendre des mesures pour réglementer les émissions UWB. En effet, jusqu'en 2002, aucun texte de réglementation ne traite le cas de l'UWB. La partie 15 des lois de la FCC<sup>(2)</sup> ne réglemente que les émissions involontaires des systèmes commerciaux fonctionnant en l'absence de licence [4, 5]. La densité spectrale de puissance du signal émis par de tels appareils ne doit pas dépasser  $-41.3$  dBm/MHz, ce qui correspond à une mesure de  $500\mu\text{V}/\text{m}$  dans une bande de 1 MHz à 3 mètres de l'antenne d'émission.

En février 2002, la FCC statue sur l'UWB en publiant son rapport intitulé *First Report and Order* [6]. La technologie UWB désigne désormais tout système occupant une bande de fréquence<sup>(3)</sup>  $B$  supérieure à 500 MHz dont le *Fractional Bandwidth*  $B/f_c$  est supérieur à 20%,  $f_c$  étant la fréquence centrale du système. En revanche, la FCC ne pose aucune restriction quant à la forme d'onde du signal utilisée pour atteindre cette bande minimale. C'est pourquoi on verra apparaître en 2003 des propositions au standard IEEE 802.15.3a qui exploitent des solutions basées sur du CDMA<sup>(4)</sup> large bande et de l'OFDM<sup>(5)</sup>.

---

<sup>(1)</sup>Le rapport cyclique est défini ici par le rapport entre la durée d'une impulsion et sa période de répétition.

<sup>(2)</sup>Federal Communications Commission : organisme chargé de la réglementation du spectre radiofréquence aux Etats-Unis

<sup>(3)</sup>La bande de fréquence pour les systèmes UWB est définie à  $-10$  dB par rapport au maximum de la densité spectrale

<sup>(4)</sup>Code Division Multiple Access

<sup>(5)</sup>Orthogonal Frequency Division Multiplexing

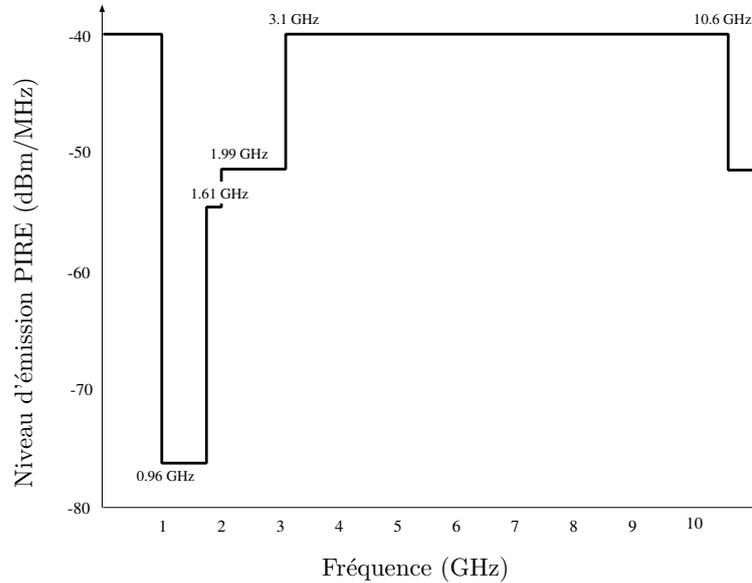


FIG. 1.1 – Masque d'émission imposé par la FCC pour les émissions *indoor* UWB.

Mais pour les industriels, l'élément le plus important et le plus attendu du rapport de la FCC de février 2002 est l'autorisation pour les appareils UWB d'émettre sans licence. Cette autorisation est toutefois sujette au respect d'un masque limitant les bandes et la puissance isotrope rayonnée équivalente (PIRE) à l'émission (Fig. 1.1). Ces contraintes sont imposées afin de limiter les interférences de cette nouvelle technologie sur les systèmes existants. En effet, l'impact de l'UWB sur les systèmes bande étroite est encore mal maîtrisé. Pour ces raisons, l'utilisation de ces appareils est également limitée à un usage principalement *indoor*. L'usage de l'UWB pour des applications *outdoor* très spécifiques peut être envisagé mais ne sera pas étudié ici.

Compte-tenu de ces contraintes, deux catégories d'applications principales se dégagent pour la technologie UWB. La première est celle regroupant les systèmes bas débits dont les caractéristiques générales sont les suivantes :

- communications avec des débits inférieurs à 2 Mbit/s;
- portées allant jusqu'à 300 mètres;
- capacité de positionnement et de localisation;
- grande autonomie des batteries (très faible consommation, en veille notamment).

Les applications sont par exemple les réseaux de capteurs pour les secteurs comme l'industrie ou le médical, les étiquettes RFID<sup>(6)</sup> pour la gestion des stocks dans un entrepôt, des appareils de secours ou d'assistance exploitant l'information de localisation ou plus classiquement des systèmes de distribution audio et vidéo basse résolution.

Les systèmes UWB satisfaisant à ces contraintes sont à l'étude pour la standardisation par le groupe IEEE 802.15.4a. La majorité des solutions actuellement proposées

<sup>(6)</sup>Radio Frequency Identification

Applications	Portée moyenne (m)	Taille des fichiers (Mbit) ou débits moyens (Mbit/s)	Débits instantanés requis (Mbits/s)
Moniteur sans fil (avec compression)	1	8	480
Vidéo-projecteur de conférence	3	1	200
Sauvegarde sur disque dur externe	2	16000	480
Scanner	2	5.7	480
Imprimante	2	9.5	480
Agenda électronique et console de jeux portable	1	800	480
Téléchargement MP3	1	800	480
Appareil photo numérique	1	256	480
Caméscopes numérique	1	96000	480
Télévision (MPEG2 haute définition)	2	24	480
Haut-parleurs home-cinéma	5	1.5	200

TAB. 1.1 – Type d'applications très hauts débits avec leurs portées et débits associés.

sont impulsionnelles, *i.e.* basées sur l'émission d'impulsions couvrant une bande supérieure à 500 MHz. Elles seront décrites plus précisément dans le paragraphe 1.3.

La deuxième catégorie d'applications regroupe les systèmes de communications très hauts débits ayant pour caractéristiques principales :

- débits supérieurs à 100 Mbit/s, typiquement 480 Mbit/s et pouvant atteindre 1 Gbit/s ;
- très courtes portées, comprises entre 1 et 10 mètres.

Ces systèmes sont développés pour des applications multimédias : transfert de données informatiques, téléchargement du contenu de caméscopes ou d'appareils photos numériques, transmission de vidéos hautes définitions vers un vidéo-projecteur... (Tab. 1.1). Prévus pour être lancés dans un premier temps dans le domaine de l'informatique, ces systèmes devraient ensuite s'intégrer rapidement aux appareils de salon.

Ces systèmes très hauts débits UWB doivent à terme faire l'objet d'une standardisation par le groupe IEEE 802.15.3a. Actuellement, deux solutions principales s'affrontent encore : la solution DS-CDMA<sup>(7)</sup> soutenue par Motorola et celle basée

<sup>(7)</sup>Direct Sequence CDMA

sur l'OFDM soutenue par le consortium MBOA<sup>(8)</sup>. Quelques détails sur ces approches seront donnés au paragraphe 1.4.

## 1.3 Les solutions UWB pour les applications bas débits

Au début des années 1990, lorsque les industriels s'intéressent à l'UWB, les applications envisagées sont essentiellement bas débits. Robert A. Scholtz et son équipe publient un grand nombre d'articles sur un principe de communication reposant sur la PPM<sup>(9)</sup> où l'étalement et l'accès multiple sont assurés par un TH-code<sup>(10)</sup>. Mais certains verrous technologiques, qui concernent notamment la synchronisation, freinent la mise en application de ce système basé sur un récepteur cohérent.

C'est pourquoi lors de l'appel à proposition pour le standard IEEE 802.15.4a en 2004, les intérêts se portent sur des solutions à base de traitements non-cohérents.

### 1.3.1 La modulation PPM sur Time Hopping code

Historiquement, la solution PPM sur TH-code est la première couche physique envisagée pour les communications UWB [7, 8, 9]. Le principe de cette modulation repose sur l'émission d'impulsions de très courte durée ; le codage de l'information à transmettre se faisant par la position de l'impulsion par rapport à une position nominale : il s'agit donc d'une modulation PPM. Dans le cas d'une impulsion par symbole, le signal UWB modulé en PPM s'écrit :

$$s(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} p(t - kT_s - d_k\delta)$$

où  $p(t)$  est la forme d'onde de l'impulsion. Le temps  $\delta$  indique la durée entre deux états de la modulation PPM. Le symbole est codé par l'entier  $d_k$  compris entre 0 et le nombre  $M$  d'états de la modulation PPM. Pour simplifier,  $M$  est égal à une puissance de 2. La durée du symbole  $T_s$  est naturellement supérieure à  $M\delta + T_{GI}$  où  $T_{GI}$  est un intervalle de garde dimensionné pour supprimer, ou limiter, les interférences inter-symboles (ISI). Le débit binaire de la transmission est donc  $D = \log_2(M)/T_s$ .

Dans ce schéma de modulation, un symbole est codé par une seule impulsion. Deux obstacles majeurs freinent alors sa mise en application. D'une part, la puissance crête du signal étant limitée par les capacités du matériel mais surtout par la réglementation, la portée d'un tel système est restreinte à quelques mètres. D'autre part, l'accès simultané par plusieurs utilisateurs n'est pas possible. Ce schéma de base est rendu plus robuste par l'utilisation d'un TH-code. Dans cette version améliorée, un symbole

---

<sup>(8)</sup>Le groupement *Multi-Band OFDM Alliance* est mené par Intel et Texas Instruments et soutenu par la plupart des leaders mondiaux de l'électronique

<sup>(9)</sup>Pulse Position Modulation

<sup>(10)</sup>Time Hopping code

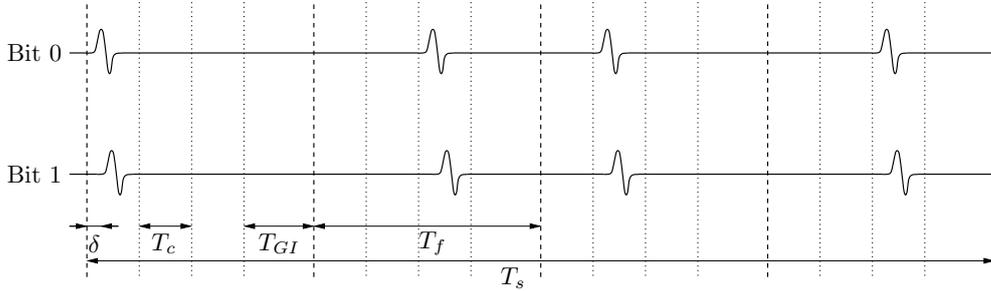


FIG. 1.2 – Train d'impulsions UWB pour un symbole modulé en PPM sur TH-code (exemple simplifié avec  $M = 2$  et  $N_s = 3$ ).

est codé par l'émission de plusieurs impulsions dont les positions sont déterminées par le TH-code. L'énergie par symbole est plus importante et les portées du système sont augmentées. L'accès multiple est assuré par l'usage d'un TH-code propre à chaque utilisateur. Le signal émis par un utilisateur  $j$  est donc :

$$s^{(j)}(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{l=0}^{N_s} p(t - kT_s - lT_f - c_l^{(j)}T_c - d_k^{(j)}\delta)$$

où  $N_s$  est le nombre d'impulsions émises par symbole. Le temps symbole est subdivisé en  $N_s$  frames de durée  $T_f$ , elles-mêmes subdivisées en slots de durée  $T_c$ . Une impulsion par frame est émise à une position dépendant à la fois de l'élément  $c_l^{(j)}$  du TH-code et du symbole à coder (Fig. 1.2).

Au niveau de la réception, une corrélation entre le signal reçu et un *template*  $v(t)$  est effectuée. Ce *template* possède une forme d'onde déterminée afin de maximiser la valeur absolue de cette inter-corrélation. Dans le cas d'une transmission binaire, la décision sur le bit reçu se fait sur le signe du résultat de cette corrélation (seuil de décision à 0). En présence d'un bruit blanc gaussien, la théorie de la décision permet de montrer que la forme optimale du *template* est  $v(t) = s_0(t) - s_1(t)$ , où  $s_0(t)$  et  $s_1(t)$  représentent un symbole de durée  $T_s$  codant un bit 0 et un bit 1, respectivement. Il peut être montré que cette optimalité est conservée lorsque le bruit constitué des interférences multi-utilisateurs s'ajoute au bruit thermique gaussien [10].

La règle de décision s'appliquant au symbole compris entre  $t = 0$  et  $T_s$  est :

$$\int_0^{T_s} s(t) v(t) dt \begin{matrix} H_1 \\ \geq 0 \\ H_0 \end{matrix}$$

Cette modulation tire ses avantages du caractère cohérent des traitements effectués en réception. En effet, l'intégration cohérente de toutes les impulsions codant un symbole permet d'obtenir un gain de traitement augmentant linéairement avec le

nombre d'impulsions par symbole. En conséquence, moyennant des concessions sur les débits, le système fonctionne à des rapports signal sur bruit arbitrairement faibles ; des communications peuvent ainsi avoir lieu à des distances arbitrairement grandes.

Pour simplifier, le raisonnement a volontairement été appliqué sur la forme d'onde de l'impulsion émise. Mais en pratique, les traitements s'effectuent sur le signal reçu. Ce signal issu de l'antenne de réception diffère de manière importante du signal émis. Le *template* utilisé pour la corrélation doit alors être construit sur la base de la forme d'onde du signal reçu. La construction de ce template optimal représente une difficulté majeure pour la mise en œuvre de ce système. L'étude du canal de propagation effectuée au chapitre 3 permettra de mieux juger de l'impact du canal sur ce type de modulation. L'autre principale difficulté rencontrée est liée au caractère impulsionnel de la modulation. Certes, la brièveté des impulsions permet de réduire les collisions entre impulsions, notamment les collisions destructrices, mais cet aspect impulsionnel représente également une difficulté supplémentaire pour l'établissement de la synchronisation.

### 1.3.2 Les solutions non-cohérentes

Face aux difficultés rencontrées lors de la réalisation des systèmes synchrones, les propositions pour réaliser un système bas débits s'orientent actuellement vers l'utilisation d'un récepteur fonctionnant à base de traitements non-cohérents. Les récepteurs non-cohérents, ou asynchrones, n'ont pas besoin de connaissance *a priori* de la forme d'onde du signal reçu. En effet, aucun *template* n'est généré localement au niveau du récepteur. Deux types de récepteur non-cohérents sont présentés dans ce paragraphe. D'un côté, le récepteur quadratique utilise la détection d'énergie pour démoduler le signal reçu. De l'autre, la modulation *Transmitted Reference* et la modulation différentielle permettent une démodulation non-cohérente par corrélation.

#### 1.3.2.1 Le récepteur quadratique

Le récepteur quadratique effectue une détection d'énergie du signal reçu. Ceci consiste à élever au carré le signal puis à l'intégrer sur une durée  $T$  prédéfinie. La modulation du signal ne porte donc pas sur la phase ou la polarité de celui-ci. La modulation PPM et la modulation tout ou rien, ou On-Off Keying (OOK) sont deux modulations compatibles avec une réception basée sur la détection d'énergie. La figure 1.3 représente le schéma fonctionnel du récepteur pour ces deux modulations.

Contrairement à la démodulation cohérente, la démodulation par détection quadratique offre un gain de traitement qui n'augmente que très lentement par rapport au nombre d'impulsions par symbole. Pour une modulation PPM à deux états, la figure 1.4 représente l'évolution de l'énergie équivalente disponible pour la décision entre les deux hypothèses en fonction du nombre d'impulsions dans les cas d'une démodulation cohérente et non-cohérente. Les courbes sont obtenues pour un rapport signal sur bruit  $\frac{E}{N} = 10$  dB lorsqu'une seule impulsion est utilisée. Pour le récepteur non-cohérent, le signal reçu de bande  $B = 5$  GHz est intégré sur une durée  $T = 2$  ns.

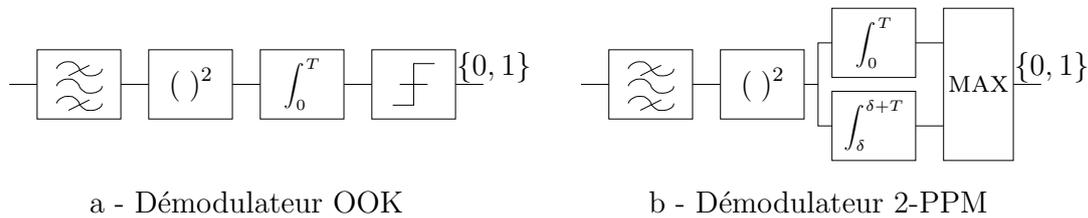


FIG. 1.3 – Schémas fonctionnels de deux types de démodulateurs quadratiques.

Dans le cas de la démodulation cohérente par corrélateurs, l'énergie du signal utile disponible croît proportionnellement au nombre d'impulsions intégrées, alors que dans le cas non-cohérent, l'augmentation est non-linéaire et moins rapide.

Le récepteur non-cohérent est donc privilégié pour des modulations à faible nombre d'impulsions par symbole, ce qui en fait un récepteur plus adapté aux transmissions courtes portées.

Le principe du récepteur quadratique pour des applications hauts débits fait l'objet d'une étude détaillée au chapitre 4.

### 1.3.2.2 La modulation *Transmitted Reference* et la modulation différentielle

Une difficulté majeure rencontrée lors de la mise en application du principe de démodulation cohérente est la génération, au niveau du récepteur, du *template* optimal adapté au signal reçu.

L'idée de la modulation *Transmitted Reference* (illustrée sur la figure 1.5) est d'émettre pour chaque symbole, en plus de l'impulsion codant l'information, une impulsion servant de référence, i.e. utilisée comme le *template* à la réception. Ces deux impulsions sont filtrées de la même façon par le canal. En retardant l'impulsion de référence, le récepteur réalise exactement l'autocorrélation du signal reçu. Toutefois, cette optimalité n'est vérifiée que dans un cas sans bruit. En réalité, les deux impulsions émises pour chaque symbole sont bruitées. Les performances du système seront donc dégradées par rapport aux performances optimales obtenues avec un récepteur cohérent. Le second inconvénient principal de cette modulation est la nécessité d'émettre deux impulsions par symbole, ce qui réduit les débits accessibles et augmente la consommation de l'émetteur.

Ce système est amélioré en utilisant une modulation différentielle dans laquelle l'information binaire est codée par la transition entre deux impulsions consécutives (Fig. 1.6). Chaque impulsion est donc utilisée à la fois pour coder l'information et pour servir de référence pour la corrélation.

L'obstacle majeur à la mise en application de cette modulation est la construction de lignes à retard permettant la corrélation synchrone entre deux impulsions consécutives. Par exemple, un retard de 10 ns est obtenu avec ligne à retard de 3 mètres (pour

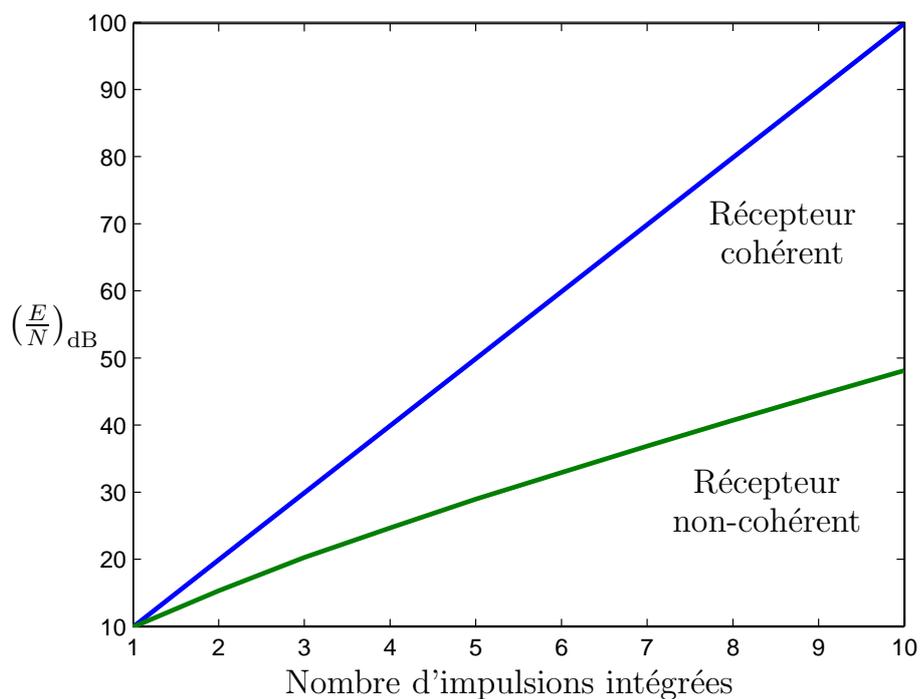


FIG. 1.4 – Comparaison du gain de traitement en fonction d'un nombre d'impulsions intégrées dans les cas d'une réception cohérente et non-cohérente.

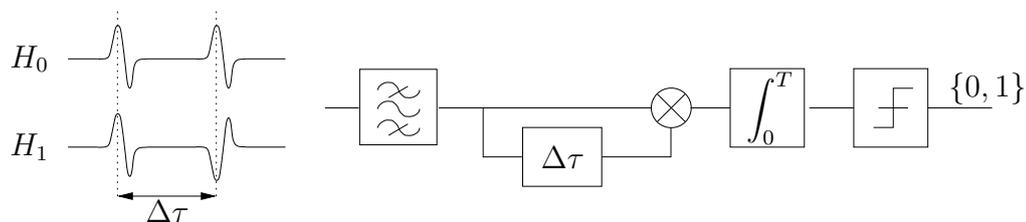


FIG. 1.5 – Schéma du démodulateur fonctionnant sur le principe de la modulation *Transmitted Reference*.

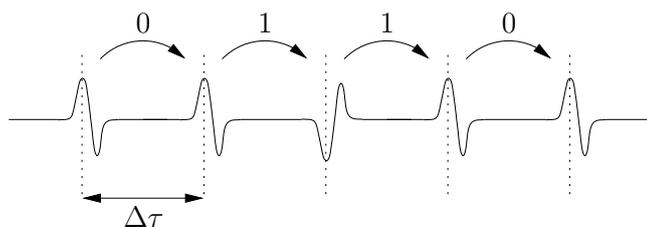


FIG. 1.6 – Principe de la modulation différentielle.

une vitesse de propagation égale à celle de la lumière). D'autres méthodes doivent donc être étudiées pour retarder les impulsions.

## 1.4 Les solutions UWB pour les applications hauts débits

A la fin des années 1990, les applications multimédias se développent au point de nécessiter la mise au point de systèmes permettant une réduction du nombre de câbles reliant les dispositifs et d'accroître leur mobilité. En 1999, le groupe de travail IEEE 802.15.3 propose donc de mettre en place un standard de communication radio hauts débits. Ce standard prévoit l'utilisation sans licence de la bande ISM<sup>(11)</sup> à 2.4 GHz pour la mise au point d'une couche physique fournissant les débits de 11, 22, 33, 44 et 55 Mbit/s à une distance comprise entre 10 et 70 mètres. Parmi les applications visées, on peut citer la transmission de données entre appareils multimédias tels que le transfert de fichiers volumineux sur un appareil portatif ou l'affichage du contenu d'une caméra vidéo sur un écran...

Ces applications requièrent un important débit de transmission mais imposent aussi généralement des contraintes de qualité de services<sup>(12)</sup> et parfois de sécurité. Les appareils concernés sont le plus souvent de petite taille et fonctionnent sur batteries. Le système de transmission radio doit donc être à la fois peu encombrant et peu gourmand en énergie. Destinés à un très large public, ces appareils doivent également être simplement et rapidement configurables et fonctionner dans une topologie de réseau *ad hoc*, le tout à faible coût.

La couche physique de ce futur standard n'est pas encore définie qu'apparaissent de nouveaux besoins. La télévision haute définition (HDTV) est destinée à prendre de plus en plus d'importance dans un avenir proche. Mais la transmission simultanée de plusieurs flux HDTV requiert des débits excédents 110 Mbit/s; ce que le standard IEEE 802.15.3 n'est pas en mesure d'offrir. C'est pourquoi le groupe de travail IEEE 802.15.3a est créé afin d'étudier une couche physique alternative basée sur la technologie UWB et permettant d'accéder à des débits atteignant 480 Mbit/s pour des portées inférieures à 10 mètres. Mis à part ces débits plus élevés, ce nouveau standard reprend les contraintes formulées par le groupe IEEE 802.15.3.

Les premières propositions au standard IEEE 802.15.3a apparaissent en mars 2003. Elles sont toutes basées sur des traitements cohérents en réception. A l'issue d'un long processus de sélection, deux solutions coexistent sans qu'aucune d'elles ne puisse être adoptée pour le standard<sup>(13)</sup>. D'un côté, la solution impulsionnelle DS-CDMA propose d'atteindre de hauts débits en augmentant la fréquence d'émission des impulsions. De l'autre côté, l'approche multi-bandes évite les interférences inter-symboles en adoptant

---

<sup>(11)</sup>Industrial, Scientific and Medical

<sup>(12)</sup>Flux continu en temps réel sans délais sensibles dans la transmission

<sup>(13)</sup>L'échéance pour l'adoption d'un standard est fixée à la fin de l'année 2006, date de dissolution du groupe IEEE 802.15.3a

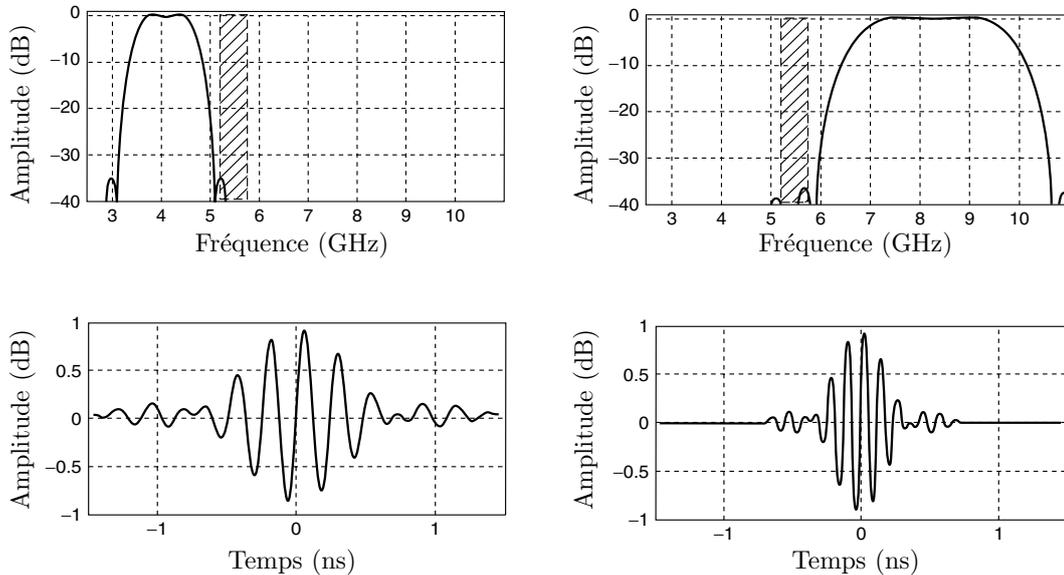


FIG. 1.7 – Spectres et formes d’onde des impulsions sur les bandes inférieure et supérieure.

une période de répétition, sur chaque sous-bande, supérieure à la durée d’étalement du canal. La solution multi-bandes impulsionnelle exploite la division en sous-bandes par l’utilisation d’un saut de fréquence. Cette solution séquentielle est rapidement délaissée au profit de la solution OFDM qui privilégie l’émission simultanée de signaux sur des fréquences parallèles aux dépens de l’exploitation de la bande disponible.

### 1.4.1 La modulation DS-CDMA

L’approche DS-CDMA consiste à utiliser simultanément toute la bande disponible, l’accès multiple étant assuré par l’utilisation de codes d’étalement propres à chaque utilisateur.

La solution DS-CDMA proposée pour l’UWB, désignée DS-UWB, a été introduite par la startup XtremeSpectrum [11] puis soutenue par Motorola. En pratique, cette solution occupe deux bandes de fréquence distinctes : une bande inférieure de 1.75 GHz comprise entre 3.1 et 4.85 GHz et une bande supérieure de 3.5 GHz entre 6.2 et 9.7 GHz. Pour occuper ces larges bandes de fréquence efficacement, les signaux émis sont de type impulsionnel et non sinusoïdaux comme dans les systèmes DS-CDMA classiques. La figure 1.7 représente le contenu spectral ainsi que la forme temporelle des signaux émis sur les bandes inférieure et supérieure.

Débits (Mbit/s)	Rendement du code correcteur d'erreur	Longueur du code d'étalement	Rythme symbole (Msymb/s)
28	$\frac{1}{2}$	24	55
55	$\frac{1}{2}$	12	110
110	$\frac{1}{2}$	6	220
220	$\frac{1}{2}$	3	440
500	$\frac{3}{4}$	2	660
660	1	2	660
1000	$\frac{3}{4}$	1	1320
1320	1	1	1320

TAB. 1.2 – Débits supportés par la solution DS-UWB.

Ces deux bandes utilisées indépendamment ou simultanément offrent une flexibilité supplémentaire sur le fonctionnement du système. De plus, la bande UNII<sup>(14)</sup>, très occupée, est ainsi évitée.

L'étalement est effectué par l'utilisation d'un code ternaire. Les impulsions sont émises à un rythme régulier voisin de 1.32 GHz et pondérées à chaque *chip* par un élément du code égal à  $-1$ ,  $0$  ou  $1$ .

Dans la version initiale de la proposition de mars 2003 [11], les codes ternaires sont tous de longueur égale à 24. Parmi les  $3^{24}$  codes disponibles, des familles de  $M$  codes quasi-orthogonaux sont créées et utilisées conjointement avec une modulation BPSK<sup>(15)</sup> pour produire une modulation dite  $M$ -BOK<sup>(16)</sup> à  $M$  états. Différentes valeurs de  $M$  entre 2 et 16, associées à des codes convolutifs ou des codes de Reed Solomon, permettent de disposer de débits de transmission compris entre 28.5 et 400 Mbit/s sur la bande inférieure.

Au cours du processus de sélection au standard IEEE, la solution a évolué vers plus de simplicité [12]. Le récepteur associé à la modulation  $M$ -BOK étant pressenti trop complexe à mettre en œuvre, la modulation adoptée est la BPSK. Les codes ternaires utilisés sont de longueur comprise entre 1 et 24. Associés à un codage convolutif de rendement  $\frac{1}{2}$  ou  $\frac{3}{4}$ , les débits accessibles sont compris entre 28 et 1320 Mbit/s (Tab. 1.2).

<sup>(14)</sup>La bande UNII (Unlicensed National Information Infrastructure) située entre 5 et 6 GHz est occupée notamment par les réseaux WLAN 802.11a

<sup>(15)</sup>Binary Phase Shift Keying

<sup>(16)</sup>M-ary Binary Orthogonal Keying

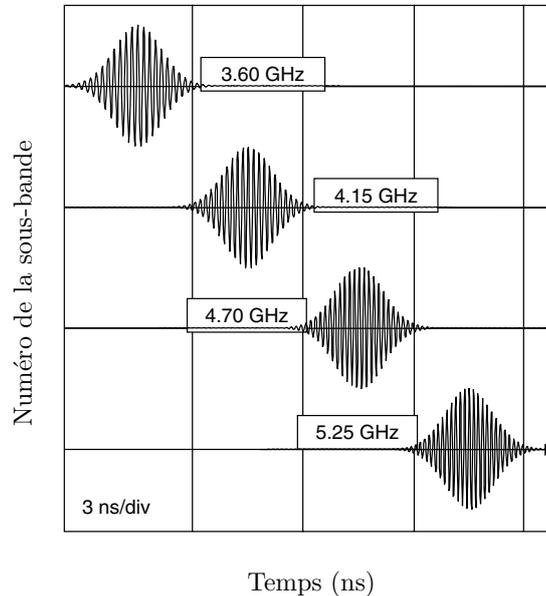


FIG. 1.8 – Impulsions émises sur les quatre sous-bandes les plus basses d’une solution multi-bandes impulsionnelle.

Ce système impulsionnel tire profit de la largeur de la bande disponible et présente de bonnes performances théoriques. Mais le rapprochement des impulsions UWB conduit à des interférences inter-*chips* et inter-symboles qui nécessitent la mise en place d’un récepteur *rake* et des traitements d’égalisation complexes.

## 1.4.2 Les approches multi-bandes

### 1.4.2.1 Les solutions multi-bandes impulsionnelles

Pour éviter les interférences inter-symboles, l’approche multi-bandes impulsionnelle adopte une période de répétition des impulsions, sur chaque sous-bande, supérieure à l’étalement du canal. Pour atteindre des débits importants, la solution repose sur une utilisation séquentielle des sous-bandes par l’intermédiaire d’un saut de fréquence (Fig. 1.8). Cette division en sous-bandes de largeur proche de 500 MHz (Fig. 1.9) permet également une meilleure maîtrise de l’occupation spectrale du signal émis pour satisfaire aux contraintes de la réglementation et éviter les fréquences occupées par la bande UNII.

Le récepteur est cohérent et la démodulation est effectuée après un retour en bande de base en voie I et Q suivi de l’échantillonnage de chacune des voies à la fréquence de Nyquist (environ 500 MHz) sur 3 ou 4 bits.

Les solutions multi-bandes impulsionnelles proposées par les sociétés Time Domain, Intel, Wisair, Samsung, Discrete Time Communications et Focus Enhancements [13, 14, 15, 16, 17, 18] codent l’information binaire dans la phase (et dans certains cas

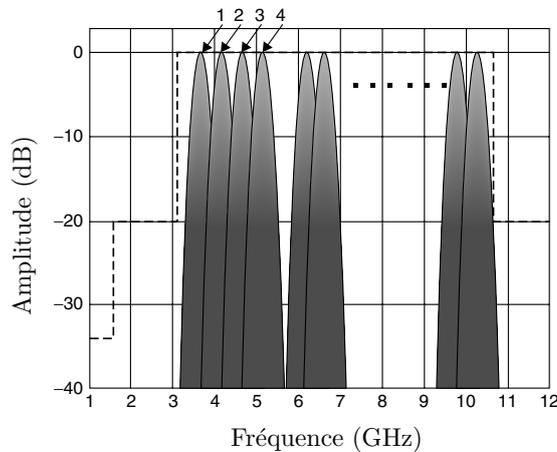


FIG. 1.9 – Occupation du spectre d’une solution multi-bandes impulsionnelle.

la position) des impulsions émises. La démodulation est effectuée de manière séquentielle sur les différentes sous-bandes.

La modulation *Spectral Keying* proposée par les sociétés General Atomics et Philips [19, 20] exploite l’utilisation des sous-bandes pour coder l’information. A chaque symbole de la modulation est associé un code temps-fréquence différent. Ce code détermine la séquence d’utilisation des sous-bandes en fonction du temps. La démodulation par le maximum de vraisemblance nécessite un récepteur dont l’architecture est une mise en parallèle d’un grand nombre (égal au nombre de sous-bandes) de modules de retour et d’échantillonnage en bande de base.

#### 1.4.2.2 La solution multi-bandes OFDM

Au cours du processus de sélection pour le standard IEEE 802.15.3a, les partenaires soutenant les solutions multi-bandes impulsionnelles ont rapidement rejoint la proposition de Texas Instrument qui repose sur une modulation OFDM classique étendue à une bande de 528 MHz [21]. Cette solution a ensuite été soutenue par l’alliance MBOA regroupant la majorité des acteurs mondiaux de l’électronique [22].

L’architecture de ce système synchrone repose essentiellement sur des composants numériques, à l’émission comme à la réception. Le signal est échantillonné en bande de base sur les voies I et Q à la fréquence de 528 MHz sur 4 ou 5 bits. Le symbole OFDM, composé de 128 porteuses modulées en QPSK (Quadrature Phase-Shift Keying), est construit à partir d’une transformée de Fourier rapide inverse. La durée du symbole ainsi généré est  $T_n = 242.42$  ns. Un préfixe cyclique d’une durée égale à 60.61 ns est ajouté en début de symbole afin d’absorber les trajets multiples introduits par le canal et de conserver l’orthogonalité entre les porteuses à la réception. La durée totale du symbole émis est donc  $T_s = 303.03$  ns. Le symbole OFDM occupe une bande de 528 MHz, mais le système utilise au minimum un ensemble de 3 sous-bandes de 528 MHz sur lequel est effectué un saut de fréquence. Sur chaque sous-bande, un

Débits (Mbit/s)	Rendements du code correcteur d'erreur	Facteur d'étalement
55	$\frac{11}{32}$	4
80	$\frac{1}{2}$	4
110	$\frac{11}{32}$	2
160	$\frac{1}{2}$	2
200	$\frac{5}{8}$	2
320	$\frac{1}{2}$	1
480	$\frac{3}{4}$	1

TAB. 1.3 – Débits supportés par la solution multi-bandes OFDM.

symbole OFDM est émis en moyenne une fois sur trois. Pour une même puissance moyenne, chaque symbole bénéficie d'une puissance trois fois supérieure par rapport au cas sans saut de fréquence.

Un intervalle de garde de 9.5 ns entre chaque symbole OFDM est nécessaire à l'oscillateur local pour le saut de fréquence. Finalement, la période de répétition des symboles OFDM est égale à  $T_s + 9.5 \text{ ns} = 312.53 \text{ ns}$ . Sur les 128 porteuses disponibles, 100 porteuses sont utilisées pour la transmission de l'information. Le débit brut du système est donc égal à 640 Mbit/s. A partir de ce débit brut, l'usage d'un étalement et d'un codage de canal permet de disposer de l'ensemble des débits présentés au tableau 1.3.

Finalement, les deux approches multi-bandes impulsionnelle et OFDM proposent une division du spectre en sous-bandes pour pouvoir émettre avec une période de répétition supérieure à l'étalement du canal tout en conservant des débits de transmission importants.

Dans le cas des solutions multi-bandes impulsionnelles, les signaux émis sont des impulsions qui occupent environ 500 MHz sur chaque sous-bande. Cette largeur de bande permet de limiter les évanouissements ou *fading* causés par les trajets multiples. En revanche, le traitement séquentiel en réception ne permet pas de tirer profit de l'énergie disponible.

A l'inverse, la solution OFDM est entièrement parallèle et toute l'énergie disponible est récupérée. Toutefois, la parallélisation concerne les 128 porteuses modulées en QPSK, espacées de  $\Delta f = 1/T_n = 4.125 \text{ MHz}$  et qui sont chacune un système bande étroite occupant une bande égale à  $1/T_s = 3.3 \text{ MHz}$ . Comme tous les systèmes bande étroite classiques, sur un canal multi-trajets, la solution OFDM proposée subit un *fading* de Rayleigh limitant les performances du système.

## 1.5 Conclusion

La tendance actuelle des propositions au standard IEEE 802.15.4a concernant les communications bas débits est de privilégier les approches non-cohérentes simples. Mais les portées envisagées et l'accès multi-utilisateurs étendu de ces applications requièrent l'émission de plusieurs impulsions par symbole. Au niveau du récepteur, la recombinaison de ces impulsions en démodulation non-cohérente est sous-optimale par rapport à une démodulation cohérente (Fig. 1.4).

A l'inverse, les solutions proposées pour le standard hauts débits IEEE 802.15.3a sont toutes basées sur des systèmes synchrones et une démodulation cohérente du signal reçu. La mise en œuvre de ces systèmes dans le contexte de la technique UWB pose un grand nombre de difficultés qui sont détaillées dans les chapitres suivants.

Par ailleurs, la division en sous-bandes des solutions multi-bandes impulsionnelles et OFDM permet naturellement de compenser l'étalement du canal. Mais la première de ces deux solutions est basée sur un traitement séquentiel des sous-bandes et ne bénéficie donc pas de l'énergie disponible en réception. A l'inverse, l'émission et la réception des porteuses OFDM sont entièrement parallèles mais n'exploitent pas la largeur de bande offerte par la technique UWB.

Une originalité de la solution proposée par Mitsubishi ITE est de tirer profit de la simplicité de l'approche non-cohérente pour des applications hauts débits à courte portée basée sur l'émission d'une seule impulsion par symbole. De plus, l'architecture de cette solution multi-bandes impulsionnelle est parallèle et bénéficie à la fois de l'aspect large bande et de l'énergie disponible en réception.



# Chapitre 2

## Etat de la réglementation concernant les communications UWB

### Sommaire

---

<b>2.1</b>	<b>Introduction</b>	<b>24</b>
<b>2.2</b>	<b>Etat de la réglementation UWB dans le monde</b>	<b>25</b>
2.2.1	La réglementation aux Etats-Unis	25
2.2.2	La réglementation en Asie	27
2.2.3	La réglementation en Europe	27
<b>2.3</b>	<b>Détails sur les contraintes de puissance imposées par la FCC</b>	<b>30</b>
2.3.1	Le modèle de l'impulsion émise	30
2.3.2	La densité spectrale du signal modulé	31
2.3.3	L'énergie émise limite autorisée	33
<b>2.4</b>	<b>Conclusion</b>	<b>35</b>

---

## 2.1 Introduction

A l'introduction de chaque nouveau système de radiocommunication, les organismes de réglementation interviennent pour contrôler l'usage de la précieuse ressource spectrale ; le but étant d'assurer la coexistence de tous les utilisateurs du spectre électromagnétique. Ce dernier est saturé et les nouvelles technologies sont contraintes d'utiliser des bandes de fréquence les plus étroites possible et centrées sur des fréquences de plus en plus hautes. Dans ce contexte, une des solutions envisagées pour les applications multimédias nécessitant de très hauts débits de transmission en milieu *indoor* est de libérer une bande de fréquence centrée sur 60 GHz. Ces très hautes fréquences posent de grandes difficultés de réalisation matérielle à bas coût. De ce point de vue, l'UWB, fonctionnant sur des fréquences inférieures à 10 GHz, permet d'envisager des solutions technologiques alternatives intéressantes.

Tous les appareils électriques émettent des rayonnements parasites qui sont souvent de type impulsif. Ces émissions non-intentionnelles sont réglementées afin de limiter leur impact sur le niveau de bruit radioélectrique ambiant et sur les performances des systèmes de radiocommunication.

A partir de 1980, certains industriels commencent à envisager l'émission volontaire de signaux pour des applications de radiocommunication sans licence, sous les mêmes contraintes de réglementation que pour les émissions non-intentionnelles. Mais ces systèmes ultra large bande atypiques doivent coexister avec les systèmes traditionnels dont certains fonctionnent sous licence. Par exemple, les systèmes cellulaires GSM et UMTS fonctionnent sur des bandes autour de 900 MHz, 1.8 GHz et 2 GHz. Des systèmes de réseaux sans fil WLAN (Wireless Local Area Network) fonctionnent sans licence sur les bandes ISM<sup>(1)</sup> et UNII<sup>(2)</sup> situées sur des bandes à 2.4 GHz et 5 GHz, respectivement. Le spectre est également exploité par des applications aéronautiques civiles et militaires. Par exemple, le système GPS fonctionne avec de très faibles niveaux en réception dans la bande entre 1.2 et 1.6 GHz.

Les Etats-Unis sont les premiers à avoir traité le problème inédit de la réglementation de l'UWB. Mise en place en février 2002, elle est un compromis entre le respect des applications existantes et l'autorisation du déploiement d'une nouvelle technologie dont le marché potentiel est énorme. Dans le reste du monde, les organismes de réglementation sont plus conservateurs. En Europe notamment, il est envisagé d'imposer des contraintes sur les émissions UWB significativement plus strictes que la réglementation américaine.

---

<sup>(1)</sup>La bande ISM (Industrial, Scientific, and Medical) était initialement réservée pour des usages non-commerciaux mais est aujourd'hui exploitée par les réseaux Ethernet sans fil IEEE 802.11b/g.

<sup>(2)</sup>La bande UNII (Unlicensed National Information Infrastructure) est la bande occupée par les réseaux Ethernet sans fil IEEE 802.11a.

## 2.2 Etat de la réglementation UWB dans le monde

### 2.2.1 La réglementation aux Etats-Unis

Aux Etats-Unis, la FCC (Federal Communications Commission) est l'organisme de réglementation du spectre pour les usages commerciaux, privés, amateurs, étatiques et pour la sécurité publique locale. Il fonctionne en accord avec la NTIA (National Telecommunications and Information Administration) qui supervise l'usage du spectre pour le gouvernement fédéral. La partie 15 des textes de la FCC [4, 5] limite la puissance isotrope rayonnée équivalente (PIRE) des émissions non-intentionnelles à  $-41.3$  dBm/MHz, ce qui correspond à une mesure de champ électromagnétique de  $500$   $\mu$ V/m dans toute bande de 1 MHz, à 3 mètres de l'antenne d'émission.

En février 2002, la FCC publie le rapport *First Report and Order* [6] qui réglemente les émissions UWB. A partir de cette date, l'émission de signaux UWB pour les communications est autorisée sans licence pour des applications *indoor* et pour des liaisons mobiles point à point en *outdoor*.

Les appareils *indoor* doivent être conçus pour ne fonctionner qu'en milieu *indoor*. Pour respecter cette contrainte, les terminaux sont par exemple tributaires d'un relais fixe branché sur secteur. Les systèmes UWB ne doivent pas être dirigés intentionnellement vers l'extérieur. Ceci interdit notamment l'usage de l'UWB pour la détection des personnes s'approchant d'un bâtiment.

Les systèmes UWB *outdoor* autorisés sont les appareils portables ne reposant pas sur une infrastructure fixe.

La puissance de ces signaux est limitée par les masques d'émission représentés aux figures 2.1 et 2.2. Etant donnés ces masques, l'émission des signaux UWB est limitée en pratique à la bande allant de 3.1 à 10.6 GHz. Les bandes utilisées par les téléphones cellulaires GSM ou UMTS et par les systèmes GPS sont ainsi théoriquement à l'abri des interférences UWB.

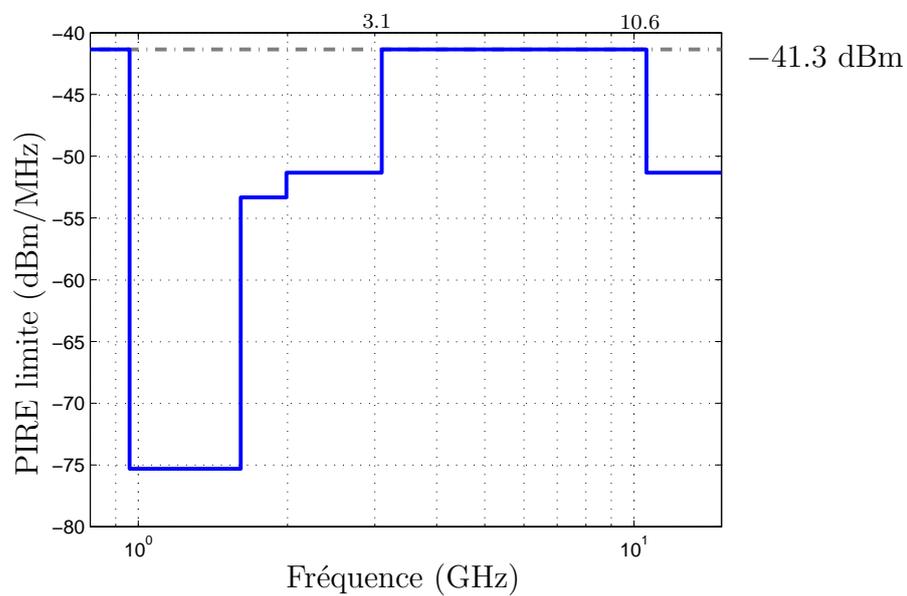
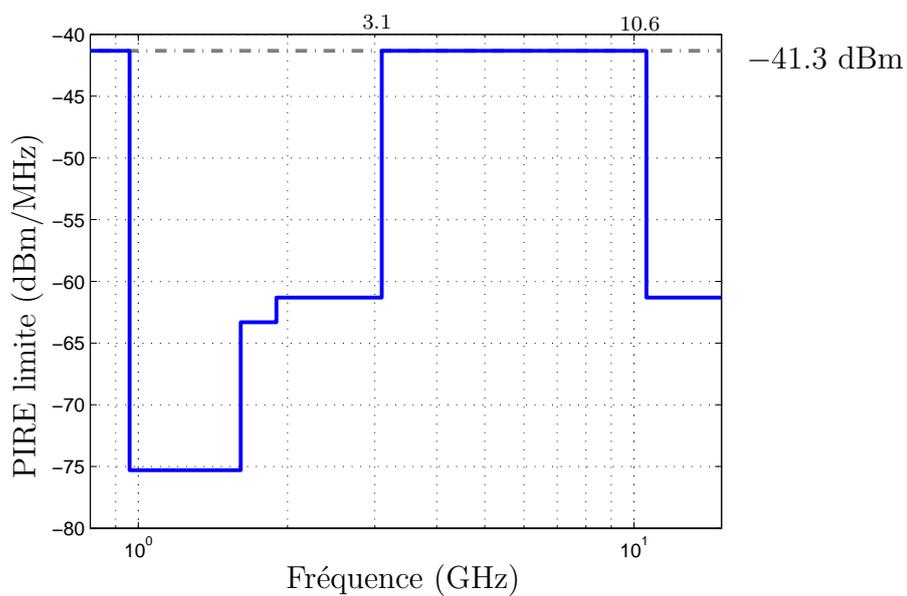
Entre 3.1 et 10.6 GHz, la puissance moyenne des signaux UWB est soumise aux limites de la partie 15 de la FCC. Dans toute bande de 1 MHz comprise entre 3.1 et 10.6 GHz, la puissance moyennée sur une durée inférieure à 1 ms ne doit pas excéder  $-41.3$  dBm ou 75 nW.

La puissance pic est également limitée. Elle est mesurée autour de la fréquence pour laquelle le rayonnement est maximum. Sa limite dépend de la bande de résolution  $RBW$  de la mesure. Exprimée en dBm, elle est calculée suivant la relation :

$$P_{\text{pic}}^{\text{lim}}(RBW) = 20 \log_{10} \left( \frac{RBW}{50} \right) \quad (2.1)$$

où  $RBW$  est exprimé en MHz. Pour  $RBW = 50$  MHz, la puissance pic ne doit pas dépasser 0 dBm, soit 1 mW.

Enfin, dans le cadre des applications de communication, l'émission de signaux UWB doit être dédiée uniquement à la transmission d'informations vers un récepteur

FIG. 2.1 – Masque FCC pour l'émission des signaux UWB en *indoor*.FIG. 2.2 – Masque FCC pour l'émission des signaux UWB en *outdoor*.

associé. Une réponse du récepteur est nécessaire pour assurer que celui-ci est en portée de l'émetteur.

Les autres applications de l'UWB sont constituées des systèmes d'imagerie. Le premier d'entre eux est le GPR (Ground Penetrating Radar) qui permet d'obtenir des images d'objets enfouis dans le sol ; le système GPR étant obligatoirement dirigé vers le sol. Le second système concerne le sondage de l'intérieur d'une paroi permettant d'y localiser des objets. Enfin, le système d'imagerie à travers les parois permet de visualiser les objets dans une autre pièce. Les équipes de sécurité publique et de sauvetage peuvent bénéficier de ces systèmes, les deux premiers étant aussi exploitables par des compagnies minières et des entreprises de construction. La réglementation FCC prévoit également des applications d'imagerie médicale utilisant la bande entre 3.1 et 10.6 GHz.

### 2.2.2 La réglementation en Asie

A Singapour, en février 2002, le groupe IDA (Infocomm Development Authority) a autorisé l'émission de signaux UWB pour une période expérimentale de 2 ans. Ces émissions sont soumises au respect d'un masque plus favorable que celui de la FCC (Fig. 2.3) mais sont limitées à la zone géographique UFZ (UWB Friendly Zone) située au cœur du pôle de recherche et développement à Singapour. Cette action a pour but d'étudier la coexistence des systèmes UWB avec les applications existantes et d'utiliser ces expérimentations pour la réglementation ultérieure autorisant le déploiement de l'UWB à des fins commerciales. La période expérimentale permet également de promouvoir la recherche dans le domaine et de se positionner sur un marché asiatique très important.

Au Japon, en août 2005, le ministère de l'intérieur et de la communication (MIC) en charge de la réglementation des télécommunications a autorisé l'émission de signaux UWB sans licence. Dans un premier temps, cette autorisation concerne les bandes 3.4 – 4.8 GHz et 7.25 – 10.25 GHz avec les mêmes contraintes en puissance que la FCC ( $-41.3$  dBm/MHz). Toutefois, pour assurer la coexistence de l'UWB avec les systèmes existants et les services de communication futurs tels que WiMax et la 4G, l'usage de la bande inférieure entre 3.4 et 4.8 GHz nécessite la mise en place de techniques de détection et d'évitement des signaux présents sur cette bande.

### 2.2.3 La réglementation en Europe

En Europe, l'ERO (European Radiocommunications Office) a pour but de faciliter les échanges entre l'ETSI (European Telecommunications Standards Institute) et la CEPT (Conférence Européenne des administrations des Postes et Télécommunications). L'ETSI est chargé de la normalisation et de la compatibilité électromagnétique des systèmes de radiocommunication. La CEPT prend les décisions finales concernant la réglementation du spectre.

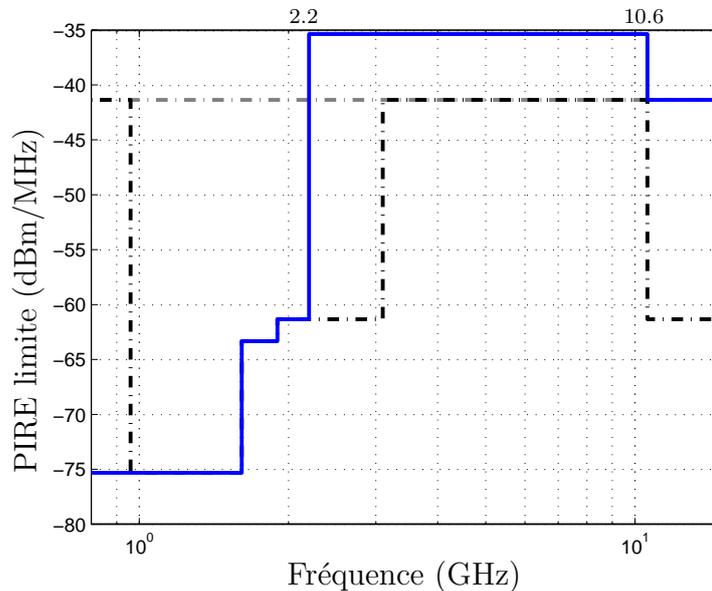


FIG. 2.3 – Masque d'émission des signaux UWB dans l'UZF à Singapour, superposé au masque de la FCC *outdoor*.

Dans un premier temps, l'ETSI propose d'adapter le masque en escaliers de la FCC en un masque dont les transitions sont progressives (Fig. 2.4). Ce type de masque permet de mieux protéger les systèmes fonctionnant sur des fréquences inférieures à 3.1 GHz ou supérieures à 10.6 GHz, sans réduire les performances du système UWB entre 3.1 et 10.6 GHz. Dans cette bande, la limite en puissance pour les systèmes *indoor* est la même que celle de la FCC. En revanche, pour les systèmes *outdoor*, l'ETSI préconise une limite plus stricte avec une marge de 20 dB supplémentaire par rapport à la limite FCC, soit  $-61.3$  dBm/MHz.

En février 2005, le groupe ECC (Electronic Communications Committee) de la CEPT publie les résultats d'études de l'impact d'un large déploiement des systèmes UWB sur les systèmes de radiocommunication existants en dessous de 10.6 GHz [23]. La conclusion générale du document est que le masque FCC ne garantit pas une protection suffisante pour la majorité des systèmes étudiés. Dans le cas du scénario de déploiement envisagé pour les systèmes UWB, le masque de la figure 2.5 est nécessaire pour protéger tous les systèmes étudiés dans le rapport de l'ECC. La majorité des services de radiocommunication requièrent une marge de protection de 20 à 30 dB supérieure au masque de la FCC, aussi bien en milieu *indoor* qu'en milieu *outdoor*. Seuls quelques services offerts par les satellites d'exploration terrestre (EESS) ne sont pas affectés sous les contraintes actuelles de la FCC. En revanche, les services de radioastronomie nécessitent jusqu'à 80 dB de marge supplémentaire. Le rapport fait également remarquer que la limite moyenne nécessaire pour protéger les systèmes existants n'est pas constante suivant les fréquences. Elle est plus stricte de 20 dB à 200 MHz qu'à 10 GHz.

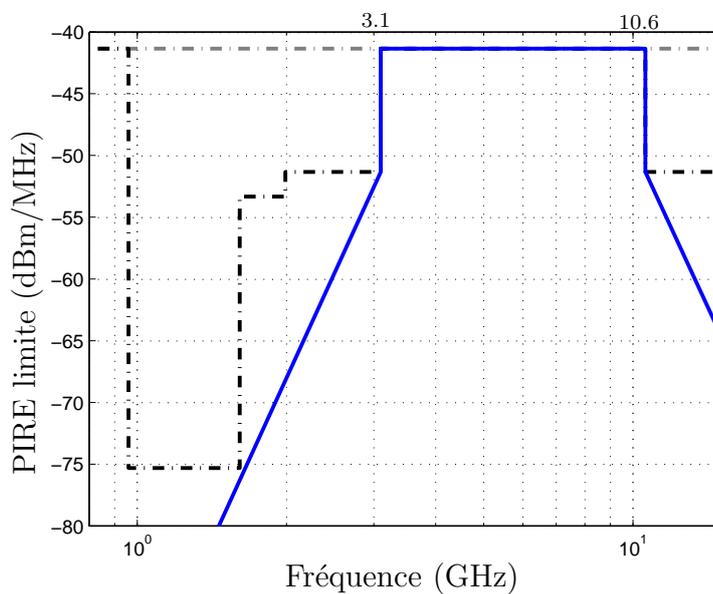


FIG. 2.4 – Masque proposé par l'ETSI pour l'émission des signaux UWB *indoor*, superposé au masque FCC *indoor*.

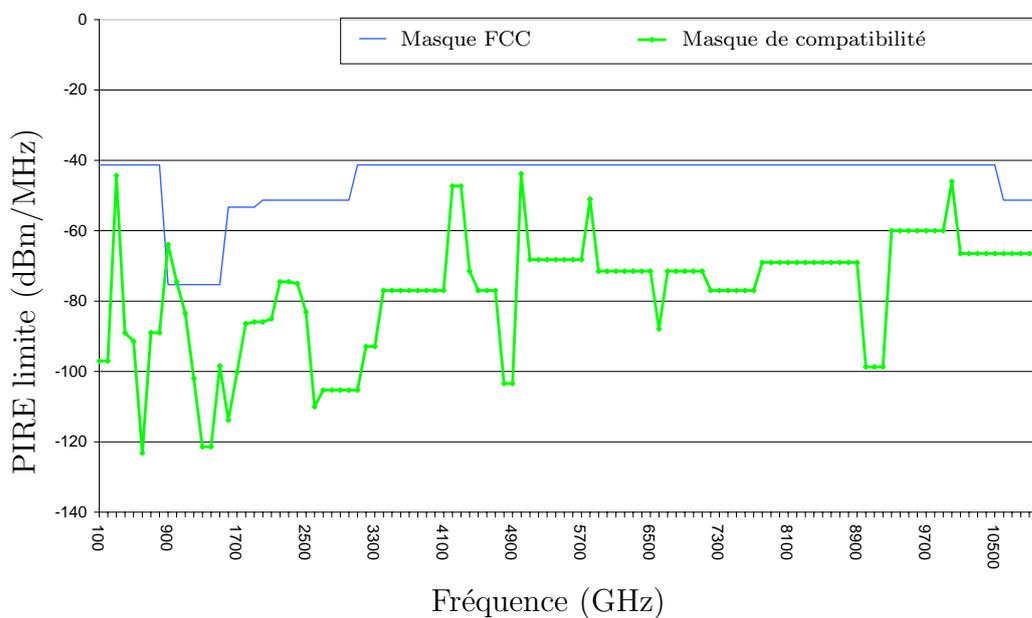


FIG. 2.5 – Masque issu de l'étude des interférences des systèmes UWB sur les systèmes existants [23].

Suite à cette étude, le groupe ECC TG3 propose en mars 2005 une réglementation en deux étapes [24]. La première étape consiste à étudier l'impact de l'UWB sur la base d'une limite à  $-55$  dBm/MHz et d'une utilisation exclusivement *indoor*. En prenant en compte un facteur d'activité faible (de l'ordre de 1%) pour les systèmes UWB, cette limite est estimée suffisante pour protéger les services fixes *outdoor*. La seconde étape consiste à réévaluer l'impact de l'UWB en tenant compte des techniques de réduction des interférences. Parmi ces techniques, la détection et l'évitement des signaux présents permet aux systèmes UWB de ne pas altérer les performances des systèmes locaux. Enfin, étant donnés les problèmes de compatibilité entre les systèmes UWB et les réseaux WLAN occupant la bande 5.15 – 5.85 GHz, l'organisme de réglementation est en voie d'adopter une limite très stricte de  $-70$  dBm/MHz dans cette bande.

## 2.3 Détails sur les contraintes de puissance imposées par la FCC

Pour le bilan de liaison du système de transmission, il est nécessaire de dimensionner l'énergie moyenne émise par bit d'information. L'étude est basée sur la réglementation FCC.

### 2.3.1 Le modèle de l'impulsion émise

Pour un système impulsionnel, le modèle de l'impulsion émise est la gaussienne transposée en fréquence par un mélange avec une porteuse sinusoïdale (figure 2.6). L'impulsion gaussienne constitue un modèle mathématique facilement manipulable et est compatible avec les possibilités de filtrage réel. L'expression de l'impulsion émise d'énergie  $E_{TX}$  est :

$$p(t) = \sqrt{\frac{2E_{TX}}{\tau\sqrt{\pi}}} \cos(2\pi f_c t) e^{-\frac{t^2}{2\tau^2}} \quad (2.2)$$

où  $\tau$  est le paramètre fixant la largeur de l'impulsion et  $f_c$  est la fréquence centrale de l'impulsion. La largeur approximative  $T_w$  de l'impulsion est définie comme  $T_w = 4\tau$ . L'énergie de l'impulsion intégrée entre  $-\frac{T_w}{2}$  et  $\frac{T_w}{2}$  représente alors plus de 99.5% de l'énergie totale de l'impulsion.

Ce signal est à énergie finie. L'étude de son occupation spectrale nécessite le calcul de sa densité spectrale d'énergie définie par :

$$dse_p(f) = |P(f)|^2$$

où  $P(f)$  est la transformée de Fourier de l'impulsion  $p(t)$ . Son expression analytique est :

$$P(f) = \sqrt{E_{TX} \tau \sqrt{\pi}} \left( e^{-\frac{1}{2}[2\pi\tau(f-f_c)]^2} + e^{-\frac{1}{2}[2\pi\tau(f+f_c)]^2} \right)$$

Le double produit de la mise au carré de  $P(f)$  est négligeable et on obtient :

$$dse_p(f) = E_{TX} \tau \sqrt{\pi} \left( e^{-[2\pi\tau(f-f_c)]^2} + e^{-[2\pi\tau(f+f_c)]^2} \right) \quad (2.3)$$

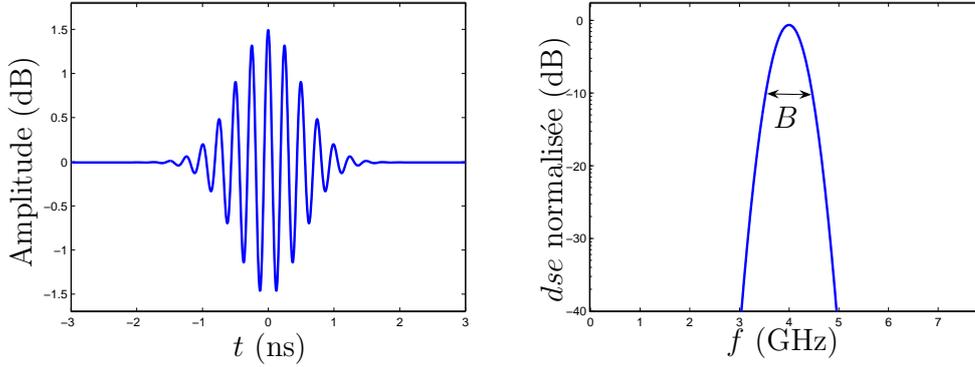


FIG. 2.6 – Représentation temporelle et fréquentielle de l'impulsion gaussienne transposée en fréquence.

Le maximum de la densité spectrale d'énergie est atteint aux fréquences  $\pm f_c$  et vaut  $E_{TX} \tau \sqrt{\pi}$ .

Soit  $B_{\rho_{dB}}$  la largeur de bande de l'impulsion définie à  $\rho$  dB au dessous du maximum de la densité spectrale. Elle vérifie :

$$dse_p \left( f_c - \frac{B_{\rho_{dB}}}{2} \right) = \frac{dse_p(f_c)}{10^{\rho_{dB}/10}}$$

soit,

$$e^{-[\pi\tau B_{\rho_{dB}}]^2} + e^{-[\pi\tau(B_{\rho_{dB}} + 4f_c)]^2} = 10^{-\frac{\rho_{dB}}{10}}$$

Le deuxième terme du membre de gauche étant négligeable devant le premier, la solution de cette équation est :

$$B_{\rho_{dB}} = \frac{1}{\pi\tau} \sqrt{\rho_{dB} \frac{\ln(10)}{10}}$$

La réglementation FCC définit les bandes de fréquence à  $-10$  dB par rapport au maximum. On note simplement  $B = B_{10_{dB}}$  et on a :

$$B = \frac{\sqrt{\ln 10}}{\pi\tau} \approx \frac{0.483}{\tau}$$

En fonction de la durée approximative de l'impulsion :

$$B \approx \frac{2}{T_w}$$

### 2.3.2 La densité spectrale du signal modulé

Le signal modulé étudié est une séquence d'impulsions, régulièrement espacées d'une période  $T_r$  et pondérées par un coefficient d'amplitude contenant l'information binaire

à transmettre :

$$s(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} c_k p(t - kT_r)$$

où les  $c_k$  sont les coefficients d'amplitude dont la moyenne et la variance sont notées respectivement  $\mu_c$  et  $\sigma_c^2$ . L'impulsion  $p(t)$  d'énergie  $E_{\text{TX}}$  est définie à l'équation (2.2). La puissance moyenne du signal émis est donc :

$$P_{\text{moy}} = \frac{\sigma_c^2 E_{\text{TX}}}{T_r}$$

Sous les conditions d'indépendance et d'équiprobabilité des symboles, la densité spectrale de puissance du signal modulé est donnée par la formule de Bennett [25] :

$$dsp_s(f) = \frac{\sigma_c^2}{T_r} |P(f)|^2 + \frac{\mu_c^2}{T_r^2} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \left| P\left(\frac{m}{T_r}\right) \right|^2 \delta\left(f - \frac{m}{T_r}\right) \quad (2.4)$$

Le premier terme est la densité spectrale d'énergie de l'impulsion de base pondérée par le coefficient  $\frac{\sigma_c^2}{T_r}$ . Le second terme est une somme de masse de Dirac représentant les raies spectrales du signal de la séquence d'impulsions régulièrement espacées. Pour occuper de manière la plus efficace possible le masque de puissance à l'émission, il est nécessaire d'annuler le second terme de l'équation (2.4) en adoptant une modulation dont la moyenne  $\mu_c$  est nulle.

Cette condition est directement satisfaite pour une modulation BPSK. Pour une modulation OOK, le codage d'un des deux bits doit se traduire par l'émission d'une impulsion dont la polarité est inversée de manière pseudo-aléatoire et équiprobable. En pratique, grâce à l'entropie générée par l'information binaire, une inversion systématique de la polarité de l'impulsion peut assurer l'annulation du second terme de l'équation (2.4). Il est intéressant de noter qu'associée à une démodulation quadratique, cette alternance de polarité n'a aucune incidence sur le récepteur.

La figure 2.7 représente les densités spectrales de puissance d'une séquence d'impulsion modulée en OOK dans les cas avec et sans alternance de polarité. Elles sont construites numériquement à partir du moyennage d'un grand nombre de densités spectrales d'énergie calculées à partir d'une séquence à durée limitée. Dans le cas où les impulsions sont émises avec une alternance de polarité, la densité spectrale de puissance est continue et se superpose parfaitement à  $\frac{\sigma_c^2}{T_r} |P(f)|^2$ . Dans le cas d'une séquence unipolaire de même puissance totale, les raies spectrales espacées de  $\frac{1}{T_r}$  provoque une remontée importante du maximum de la densité spectrale de puissance.

Quelle que soit la modulation, l'énergie moyenne par impulsion notée  $\mathcal{E}_{\text{TX}}$  est égale au produit de la variance  $\sigma_c^2$  par l'énergie par impulsion émise  $E_{\text{TX}}$  :

$$\mathcal{E}_{\text{TX}} = \sigma_c^2 E_{\text{TX}}$$

En reprenant l'expression de la densité spectrale d'énergie de l'impulsion (2.3), la densité spectrale de puissance s'exprime comme :

$$dsp_s(f) = \frac{\sqrt{\pi} \tau}{T_r} \mathcal{E}_{\text{TX}} \left( e^{-[2\pi\tau(f-f_c)]^2} + e^{-[2\pi\tau(f+f_c)]^2} \right) \quad (2.5)$$

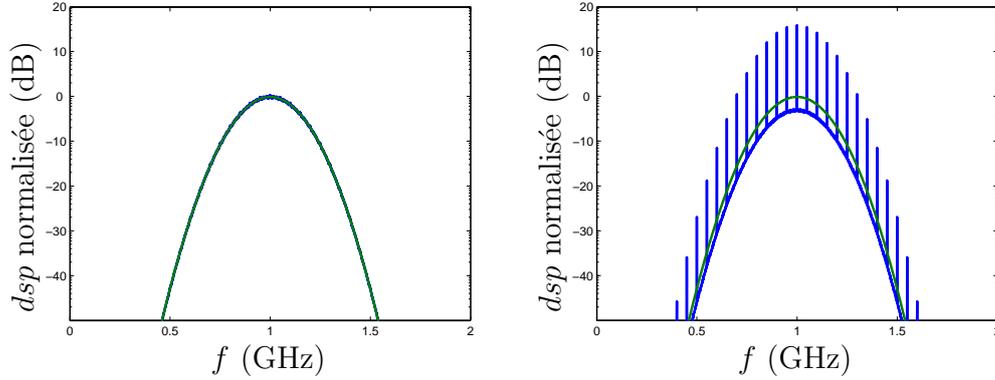


FIG. 2.7 – Densité spectrale de puissance d’une séquence modulée en OOK avec alternance de polarité (à gauche) et sans alternance (à droite).

### 2.3.3 L’énergie émise limite autorisée

#### Puissance moyenne limite

L’énergie moyenne par impulsion est limitée selon la réglementation FCC par la puissance moyenne du signal filtré sur la bande de largeur  $B_{\text{moy}}$  centrée sur la fréquence pour laquelle la densité spectrale de puissance est maximale. Cette puissance moyenne est obtenue par l’intégration de la densité spectrale de puissance bilatérale autour de  $\pm f_c$  (Fig. 2.8), soit :

$$P_{\text{moy}}(B_{\text{moy}}) = 2 \int_{f_c - \frac{B_{\text{moy}}}{2}}^{f_c + \frac{B_{\text{moy}}}{2}} dsp_s(f) df$$

La densité spectrale de puissance peut être considérée constante sur la bande  $B_{\text{moy}}$ . En prenant l’expression (2.5) pour  $f = f_c$ , on a :

$$P_{\text{moy}}(B_{\text{moy}}) = \frac{2\sqrt{\pi} \tau}{T_r} B_{\text{moy}} \mathcal{E}_{\text{TX}}$$

L’énergie moyenne maximale par impulsion émise, obtenue pour  $P_{\text{moy}}(B_{\text{moy}}) = P_{\text{moy}}^{\text{lim}}(B_{\text{moy}})$ , est donc :

$$\mathcal{E}_{\text{TX}, \text{max}} = \frac{T_r}{2\sqrt{\pi} \tau} \frac{P_{\text{moy}}^{\text{lim}}(B_{\text{moy}})}{B_{\text{moy}}} \quad (2.6)$$

Exprimée en fonction de la bande à  $-10$  dB, cette limite s’écrit :

$$\mathcal{E}_{\text{TX}, \text{max}} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{\pi}{\ln 10}} BT_r \frac{P_{\text{moy}}^{\text{lim}}(B_{\text{moy}})}{B_{\text{moy}}} \quad (2.7)$$

où en pratique, la FCC définit  $B_{\text{moy}} = 1$  MHz et  $P_{\text{moy}}^{\text{lim}}(1 \text{ MHz}) = 75$  nW, soit  $-41.3$  dBm. L’application numérique donne :

$$\mathcal{E}_{\text{TX}, \text{max}} \approx 4.38 \times 10^{-14} \times BT_r \quad [\text{Joule}] \quad (2.8)$$

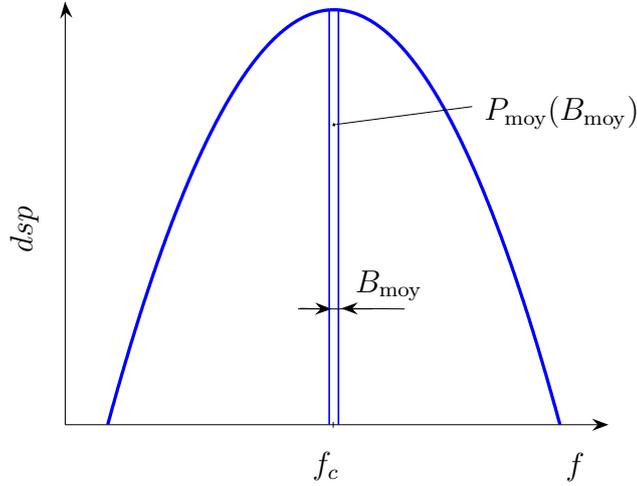


FIG. 2.8 – Représentation schématique de la puissance moyenne limitée par la FCC sur la bande  $B_{\text{moy}}$ .

### Puissance pic limite

La puissance pic définie par la FCC correspond à la puissance de l'impulsion émise filtrée dans la bande de résolution  $RBW$  centrée sur la fréquence correspondant au maximum de la densité spectrale d'énergie. La durée de l'impulsion filtrée  $\tilde{p}(t)$  est environ égale à  $\frac{1}{RBW}$  [26]. Donc :

$$P_{\text{pic}}(RBW) \approx RBW \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{p}^2(t) dt$$

Grâce à la relation de Parseval [27] :

$$P_{\text{pic}}(RBW) \approx 2RBW \int_{f_c - \frac{RBW}{2}}^{f_c + \frac{RBW}{2}} |P(f)|^2 df$$

La densité spectrale d'énergie égale à  $|P(f)|^2$  peut être considérée constante sur la bande  $RBW \leq 50$  MHz centrée sur le maximum. La puissance pic est donc proportionnelle au carré de la bande de résolution :

$$P_{\text{pic}}(RBW) \approx 2\sqrt{\pi} \tau RBW^2 E_{\text{TX}}$$

L'énergie par impulsion est donc limitée par :

$$E_{\text{TX, max}} = \frac{1}{2\sqrt{\pi} \tau RBW^2} P_{\text{pic}}^{\text{lim}}(RBW) \quad (2.9)$$

Les relations (2.6) et (2.9) permettent de déduire la période de répétition maximale atteinte lorsque la puissance moyenne et la puissance pic sont l'une comme l'autre à

leur valeur limite autorisée :

$$T_{r, \max} \approx \frac{\mathcal{E}_{\text{TX}}}{E_{\text{TX}}} \frac{B_{\text{moy}}}{RBW^2} \frac{P_{\text{pic}}^{\text{lim}}(RBW)}{P_{\text{moy}}^{\text{lim}}(B_{\text{moy}})}$$

Dans le cas d'une modulation OOK,  $E_{\text{TX}} = 2\mathcal{E}_{\text{TX}}$ . La période de répétition maximale est alors voisine de  $2.7 \mu\text{s}$ , ce qui est largement supérieur à une période de répétition compatible avec un système de transmissions hauts débits. Pour les systèmes hauts débits, l'énergie d'une impulsion est limitée essentiellement par la puissance moyenne limite (2.7).

## 2.4 Conclusion

L'UWB présente un marché potentiel énorme mais le déploiement de cette nouvelle technologie est soumis à la réglementation dans chacun des pays concernés.

Dès 2002, les Etats-Unis autorisent l'émission de signaux UWB entre 3.1 et 10.6 GHz. Les études de coexistence entre les systèmes bande étroite et l'UWB montrent pourtant que les systèmes WLAN IEEE 802.11a occupant des bandes entre 5 et 6 GHz souffrent des interférences créées par l'UWB. Inversement, la technique UWB ne peut fonctionner sur des bandes occupées par des systèmes bande étroite dont les puissances d'émission sont jusqu'à deux cent fois supérieures à la puissance d'émission totale autorisée pour les systèmes UWB. C'est pourquoi les solutions UWB actuelles évitent la bande entre 5 et 6 GHz.

Dans le reste du monde, les attitudes sont plus réservées. En Asie, les réglementations adoptées sont provisoires. En Europe, les études des interférences basées sur la puissance agrégée d'un grand nombre d'utilisateurs simultanés conduit les organismes de réglementation vers des mesures temporaires plus strictes. Il est probable notamment que des procédures de détection et d'évitement des interférents actuels et futurs soient nécessaires. Dans ce contexte, l'architecture multi-bandes permettrait une occupation flexible du spectre et offrirait la capacité d'éviter les interférents bande étroite.



# Chapitre 3

## Spécificités du canal indoor UWB

### Sommaire

---

<b>3.1</b>	<b>Introduction</b>	<b>38</b>
<b>3.2</b>	<b>Généralités sur le canal UWB</b>	<b>39</b>
3.2.1	Les principes physiques de la propagation	39
3.2.2	Le modèle d'entrée-sortie du canal	45
<b>3.3</b>	<b>Modélisation du canal UWB</b>	<b>46</b>
3.3.1	La modélisation déterministe	46
3.3.2	La modélisation statistique	48
<b>3.4</b>	<b>Exemples de modèles statistiques de canal</b>	<b>50</b>
3.4.1	La perte en puissance moyenne ou modèle du <i>path loss</i>	50
3.4.2	Le modèle IEEE 802.15.3a pour les applications hauts débits	54
3.4.3	Le modèle IEEE 802.15.4a pour les applications bas débits	60
<b>3.5</b>	<b>Particularités des antennes UWB</b>	<b>61</b>
<b>3.6</b>	<b>Synthèse et conclusion</b>	<b>68</b>

---

### 3.1 Introduction

Le canal est le milieu dans lequel le signal se propage de l'émetteur au récepteur. Une bonne compréhension des phénomènes de propagation permettant d'établir des modèles de canaux adaptés aux contraintes de l'UWB sont nécessaires avant la mise en place d'un système de communication UWB.

Dans un cas idéal en espace libre, le signal est affecté uniquement d'une atténuation et d'un retard, fonctions de la distance entre l'émetteur et le récepteur. En réalité, le milieu de propagation est très complexe. Il est composé d'une multitude d'obstacles perturbant la propagation du signal. La propagation dans le canal peut être représentée par un ensemble de rayons. Dans cette représentation multi-trajets du canal, le signal reçu est modélisé par la somme d'un grand nombre de répliques du signal émis, atténuées et retardées.

Pour les systèmes bande étroite, plusieurs théories et techniques de mesures existent pour caractériser le canal multi-trajets. Mais le canal UWB est plus riche que le canal bande étroite et les théories mises en place jusqu'à présent ne s'appliquent pas directement au cas de l'UWB. En effet, la richesse du canal est liée à la capacité du récepteur à distinguer les trajets du canal. Cette capacité est améliorée avec un temps de résolution court et celui-ci est inversement proportionnel à la bande du système.

Dans un système bande étroite, le temps de résolution est large et supérieur à la durée d'étalement du canal. Tous les trajets du canal arrivent dans un intervalle de temps inférieur à la résolution du récepteur. Le récepteur perçoit un signal de forme sinusoïdale, version atténuée et déphasée du signal émis. Le canal est entièrement caractérisé par l'atténuation et le déphasage (ou retard) de ce signal résultant. Il est décrit dans le domaine fréquentiel par un unique coefficient complexe.

Dans un système large bande traditionnel ( $B < 100$  MHz), la résolution du récepteur est plus fine que l'étalement du canal. Le récepteur distingue plusieurs versions atténuées et déphasées du signal émis. L'échelle des temps sur laquelle s'étale le signal reçu est subdivisée en tronçons de durée égale à la résolution du récepteur, appelés *bins*. Sur les bandes considérées, les obstacles du canal ont des propriétés électromagnétiques constantes. Le signal résultant sur chaque *bin* ne subit pas de distorsion. Le canal est entièrement caractérisé par l'amplitude et le déphasage du signal résultant sur chaque *bin*. Toutefois, la représentation fréquentielle du canal n'est pas constante sur la bande du signal. Les variations du canal en fonction de la fréquence sont dues aux recombinaisons constructrices ou destructrices des signaux résultants sur les différents *bins*. Le canal est sélectif en fréquence.

En UWB, la résolution du récepteur est de l'ordre de l'espacement entre les trajets du canal. Le nombre de trajets contenus dans un *bin* est très faible voire nul. En revanche, le nombre de trajets résolus par le récepteur UWB est très grand. La subdivision en *bin* n'est plus forcément adaptée à la modélisation du canal UWB. Celui-ci est décrit de préférence par un modèle en temps continu. De plus, en UWB, la dépendance en fréquence de chaque trajet du canal ne peut plus être ignorée. Le



FIG. 3.1 – Schéma bloc de la transmission.

canal UWB est caractérisé par l'atténuation, le retard et la distorsion que chaque trajet affecte au signal émis.

Le grand nombre de trajets et la dépendance fréquentielle de chaque trajet sont les spécificités principales du canal UWB. Celui-ci doit faire l'objet d'une caractérisation dans les domaines temporel et fréquentiel. La connaissance de ces caractéristiques permet d'orienter la conception du système de communication UWB vers une solution tirant le meilleur profit des contraintes imposées par le canal.

La caractérisation et la modélisation du canal sont effectuées sous l'hypothèse de la stationnarité des conditions de propagation du signal. Cette hypothèse est tout à fait raisonnable sur la durée d'émission d'un paquet (environ 10 ms). En effet, pour les applications visées, les vitesses de déplacement sont inférieures à 2 m/s (7.2 km/h). La distance parcourue à cette vitesse pendant la durée d'un paquet est égale à 2 cm, ce qui correspond à un décalage des instants d'arrivée des trajets inférieur à 70 ps. Ce temps est largement inférieur à l'écart moyen entre deux trajets consécutifs (de l'ordre de la nanoseconde) et n'a donc pas d'influence significative sur la réponse du canal.

## 3.2 Généralités sur le canal UWB

### 3.2.1 Les principes physiques de la propagation

Le canal du schéma bloc de la figure 3.1 représente le milieu de propagation du signal incluant les antennes d'émission et de réception. Pour caractériser le canal, la première étape consiste à évaluer pour une impulsion émise  $x(t)$  donnée, l'énergie et la forme d'onde du signal reçu  $y(t)$ .

Considérons dans un premier temps la propagation du signal dans un canal sans obstacles, en espace libre. Le front d'onde du signal se propage en espace libre sous la forme d'une sphère de rayon  $d$ . Au delà de la zone de champ proche, l'énergie totale de la sphère est constante quel que soit  $d$  et uniformément répartie sur la surface égale à  $4\pi d^2$ . La densité d'énergie, ou l'énergie récupérable en un point de la sphère, décroît proportionnellement à  $\frac{1}{4\pi d^2}$ .

La surface effective de l'antenne de réception de gain  $G_r$  est  $A_e = G_r \frac{c^2}{4\pi f^2}$ , où  $c$  est la vitesse de propagation et  $f$  la fréquence du signal. Dans le cas UWB, on montre qu'il est juste de considérer pour  $f$  la fréquence centrale  $f_c$  du signal, *i.e.* la moyenne géométrique entre la fréquence maximale et la fréquence minimale du signal. Donc, la formule de Friis [28] permet de calculer la perte en puissance ou *path loss* en espace

libre qui est le rapport entre l'énergie émise et l'énergie reçue :

$$PL = \frac{1}{G_t G_r} \left( \frac{4\pi d f_c}{c} \right)^2 \quad (3.1)$$

où  $G_t$  est le gain de l'antenne d'émission.

Dans un environnement typique d'un canal *indoor*, les conditions de propagation en espace libre ne sont pas vérifiées. Le signal reçu  $y(t)$  est le résultat des nombreuses interactions entre le signal émis et les obstacles du canal. Le signal propagé est un champ électromagnétique dont il est théoriquement possible de prévoir l'évolution grâce aux équations de Maxwell. La résolution de ces équations peut être effectuée numériquement en particulier grâce à la méthode des différences finies (FDTD<sup>(1)</sup>). La figure 3.2 illustre le résultat de la simulation de la propagation d'un signal UWB dans un canal très simple représenté en deux dimensions [29].

Cette méthode très précise est en pratique trop complexe. Elle est adaptée à la simulation de la propagation dans des milieux présentant peu d'irrégularités. La résolution directe des équations de Maxwell n'est donc pas envisageable pour le canal *indoor*.

Il est préférable d'avoir recours à une méthode de modélisation plus simple qui offre une précision moindre mais suffisante pour la caractérisation du canal. Dans ce but, la propagation du signal électromagnétique à hautes fréquences (entre 3 et 10 GHz) est assimilée à la propagation d'un signal optique. L'optique géométrique suppose que l'énergie du signal se propage à travers une infinité de rayons aux directions orthogonales au front d'onde. Ce modèle en rayons permet de représenter le signal reçu comme la somme des signaux issus des trajets (ou rayons) principaux liant l'émetteur et le récepteur.

Considérons le modèle à deux rayons présenté sur la figure 3.3. Le signal reçu est composé du rayon direct et du rayon réfléchi au sol. Lorsque la distance  $d$  entre l'émetteur et le récepteur est de l'ordre de la hauteur  $h$  des antennes, les deux impulsions sont reçues à deux instants distincts. Mais lorsque l'écart entre l'émetteur et le récepteur augmente, la distance géométrique des deux rayons devient proche et on observe un recouvrement entre les deux impulsions (Fig. 3.4). A partir d'une distance critique, il y a apparition d'un *fading*, *i.e.* une recombinaison destructrice entre les deux impulsions. L'énergie résultante est inférieure à la somme des énergies des deux impulsions prises séparément.

Dans un environnement réaliste, le nombre de rayons reçus est beaucoup plus important. Les interactions à prendre en compte sont non seulement les réflexions mais aussi les transmissions et les diffractions (Fig. 3.5). Ces interactions sont à l'origine du nombre important de trajets. De plus, contrairement au cas en bande étroite, les atténuations apportées par les matériaux traversés, les coefficients de diffraction et tous les autres effets de la propagation ne peuvent pas être considérés constants

---

<sup>(1)</sup>Finite-Difference Time-Domain

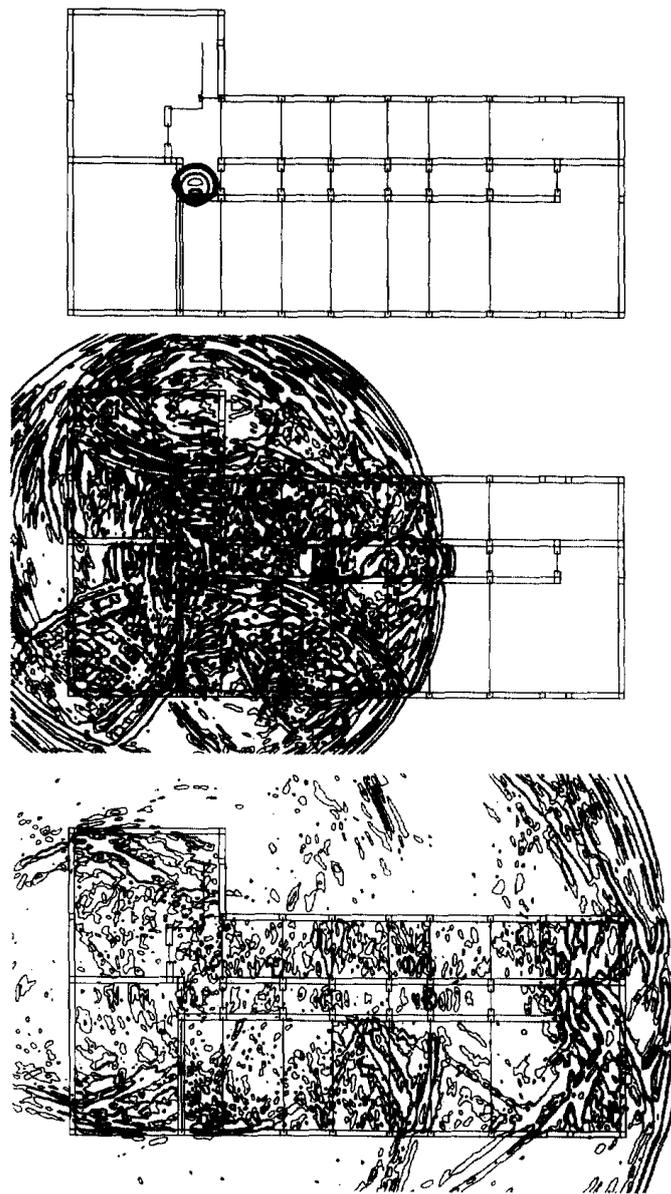


FIG. 3.2 – Simulation FDTD de la propagation d'une impulsion [29].

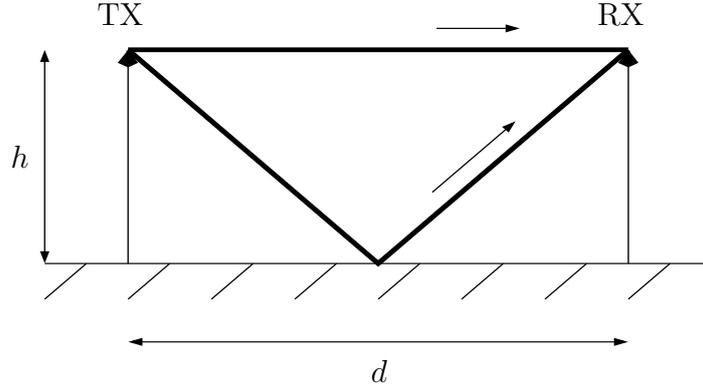


FIG. 3.3 – Modèle à deux rayons : un rayon direct et un rayon réfléchi au sol.

sur la bande du signal UWB. La dépendance fréquentielle de ces interactions est responsable des distorsions observées sur chaque trajet reçu. Ces distorsions peuvent être modélisées par un filtre linéaire de réponse impulsionnelle spécifique pour chaque trajet.

Finalement, dans le modèle en rayons, chaque trajet est caractérisé par l'atténuation, le retard et la distorsion appliqués au signal émis. Pour une impulsion  $x(t)$  émise, la représentation mathématique adoptée pour le signal reçu est donc :

$$y(t) = \sum_k \alpha_k g_k(t - \tau_k) * x(t - \tau_k) \quad (3.2)$$

où le réel  $\alpha_k$  introduit l'atténuation appliquée au  $k^{\text{ième}}$  trajet dont le retard  $\tau_k$  est directement issu de la longueur géométrique du rayon. La fonction  $g_k(t)$  est la réponse impulsionnelle du filtre du  $k^{\text{ième}}$  trajet, normalisée telle que  $\int g_k(t) dt = 1$ .

L'étude de l'influence des matériaux sur la propagation des signaux UWB [31, 32] montre que les réponses impulsionnelles des filtres de déformation sont bien approchées par une somme de Dirac :

$$g_k(t) = \sum_{l=1}^N \tilde{\alpha}_{(k,l)} \delta(t - \tilde{\tau}_{(k,l)}) \quad (3.3)$$

Le signal déformé sur un seul trajet peut être modélisé par la somme de signaux émis, atténués et décalés de retards très voisins. La figure 3.6 montre la distorsion subie par un signal transmis à travers une planche de bois aggloméré. Le signal reconstruit par la convolution entre le signal émis et la réponse impulsionnelle du filtre correspond précisément au signal mesuré. Finalement, la dépendance fréquentielle des interactions est due principalement aux multiples rebonds dans le matériau. La figure 3.7 illustre ce phénomène dans le cas simple d'une réflexion sur une paroi constituée d'un matériau homogène. Dans les matériaux hétérogènes, le nombre de rebonds est plus important mais la réponse impulsionnelle du filtre de déformation est encore bien approchée par une équation du type (3.3).

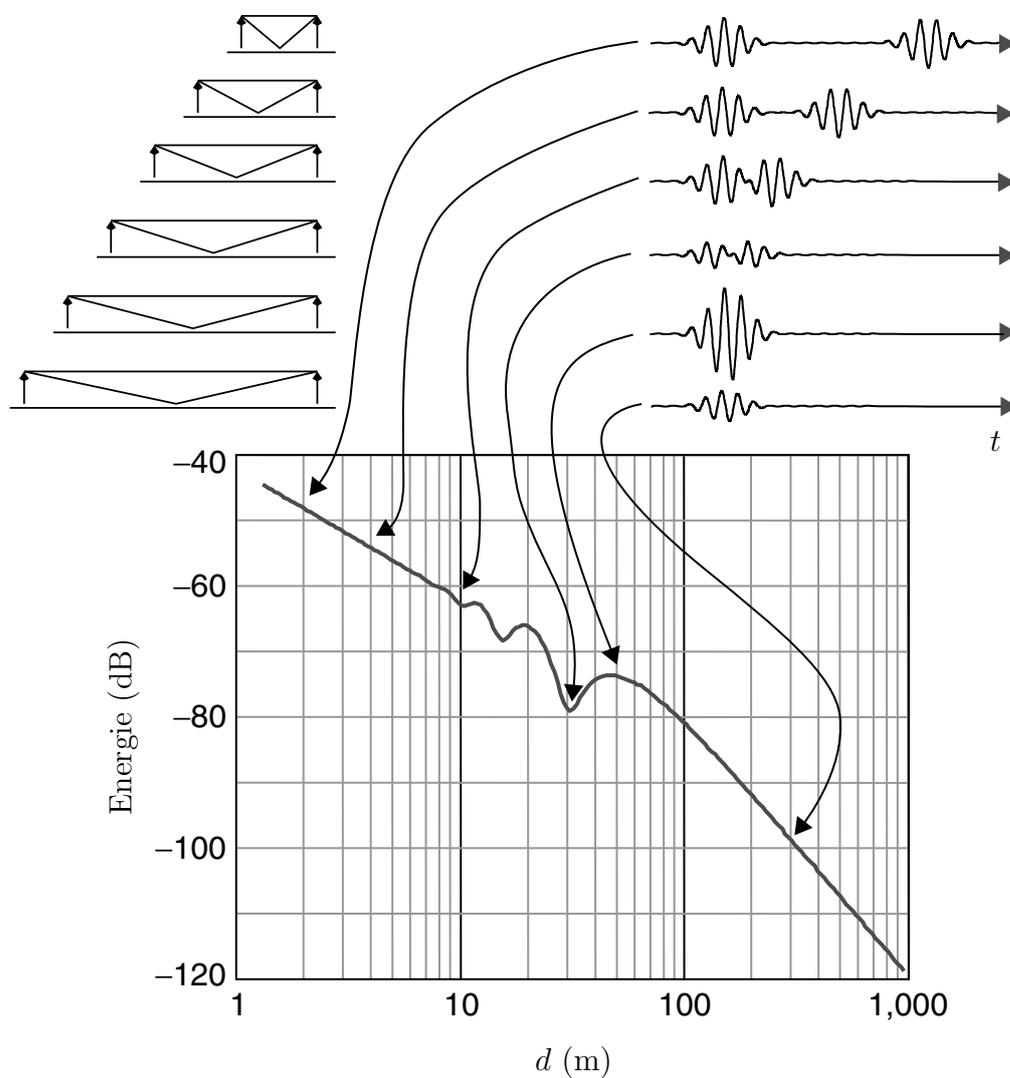


FIG. 3.4 – Modèle à deux rayons : évolution de la forme d'onde du signal et de l'énergie récupérée en fonction de la distance émetteur-récepteur  $d$  [30].

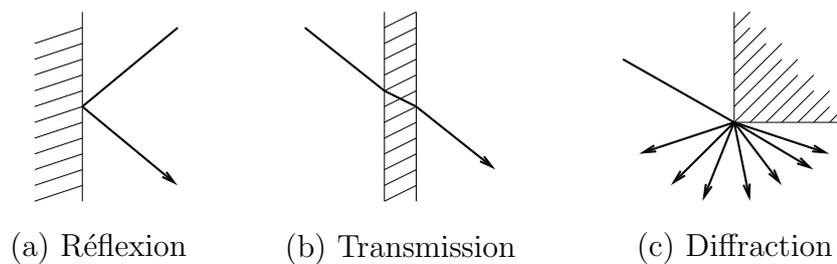


FIG. 3.5 – Trois types d'interactions conduisant au modèle multi-trajets.

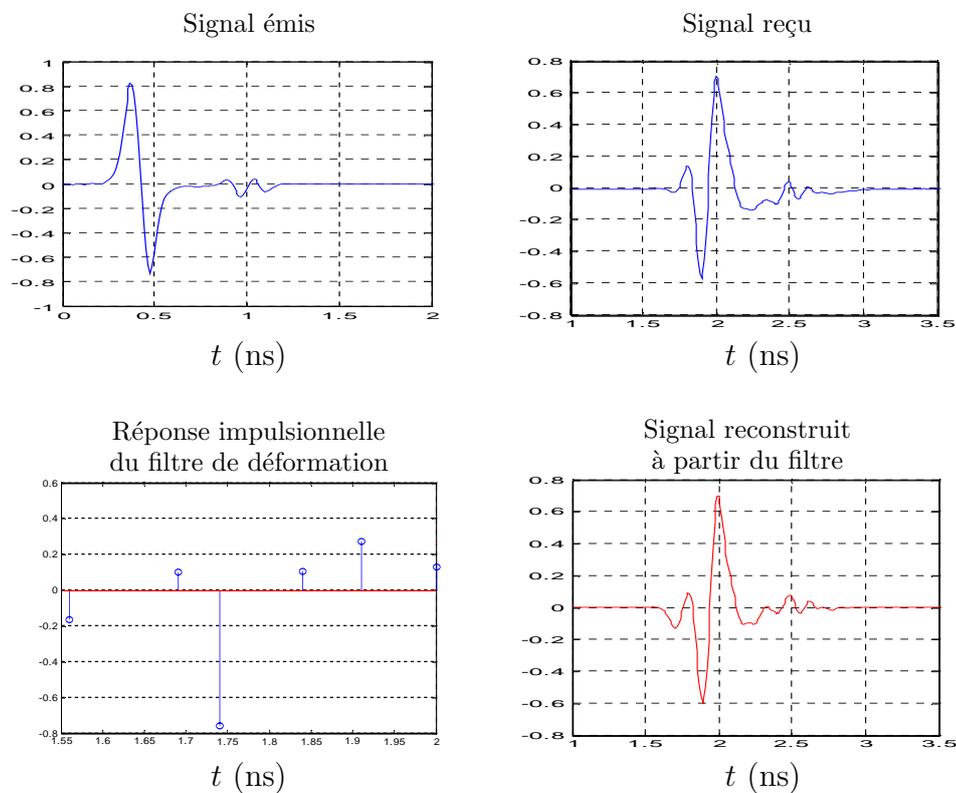


FIG. 3.6 – Distorsion d'un signal transmis à travers une planche de bois aggloméré et approximation de la réponse impulsionnelle du filtre de déformation par une somme de Dirac [32].

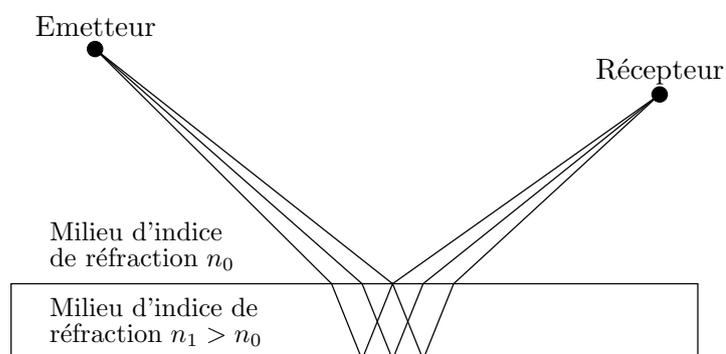


FIG. 3.7 – Interactions multiples observées lors de la réflexion sur une paroi homogène.

### 3.2.2 Le modèle d'entrée-sortie du canal

Dans le modèle à rayons présenté au paragraphe précédent, les effets du canal sont modélisés par un système linéaire. Dans le cas stationnaire étudié ici, le canal peut être représenté par sa réponse impulsionnelle invariante en temps. Le signal reçu est le résultat du produit de convolution entre l'impulsion émise  $x(t)$  et la réponse impulsionnelle du canal  $h(t)$  :

$$y(t) = x(t) * h(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau)x(t - \tau)d\tau$$

A partir de l'équation (3.2), on déduit la forme de la réponse impulsionnelle du canal en temps continu, ou en bande infinie :

$$h(t) = \sum_k \alpha_k g_k(t - \tau_k) \quad (3.4)$$

Pour simplifier, les réponses impulsionnelles  $g_k(t)$  sont exprimées sous la forme de l'équation (3.3). La réponse impulsionnelle du canal s'exprime donc comme une somme d'un nombre important de masses de Dirac très rapprochées. On écrit simplement :

$$h(t) = \sum_k \alpha_k \delta(t - \tau_k) \quad (3.5)$$

La fonction de transfert du canal s'obtient par transformation de Fourier de la réponse impulsionnelle, soit :

$$H(f) = \sum_k \alpha_k e^{-j2\pi f \tau_k} \quad (3.6)$$

Le signal transmis à travers le canal est à bande limitée; son spectre (observé uniquement sur les fréquences positives) est contenu dans l'intervalle  $[f_c - \frac{B}{2}, f_c + \frac{B}{2}]$  où  $f_c$  est la fréquence centrale du signal et  $B$  sa bande.

En communication numérique, les traitements effectués sur le signal, au niveau de l'émetteur et du récepteur, sont fréquemment effectués en bande de base, *i.e.* sur le signal ramené sur la bande  $[-\frac{B}{2}, \frac{B}{2}]$ .

Soient  $x_e(t)$  et  $y_e(t)$  les représentations équivalentes en bande de base des signaux respectivement émis et reçus. Ces signaux vérifient :

$$y_e(t) = x_e(t) * h_e(t)$$

où  $h_e(t)$  est la réponse impulsionnelle (complexe) équivalente en bande de base du canal. Dans le domaine fréquentiel :

$$Y_e(f) = X_e(f)H_e(f) \quad (3.7)$$

où  $H_e(f)$  est la transformée de Fourier de  $h_e(t)$  vérifiant :

$$H_e(f) = H(f + f_c)$$

Finalement, à partir du modèle de canal en bande réelle présenté aux équations (3.5) et (3.6), on obtient les équivalents en bande de base :

$$H_e(f) = \sum_k \alpha_k e^{j2\pi(f+f_c)\tau_k} \quad (3.8)$$

$$h_e(t) = \sum_k \alpha_k \delta(t - \tau_k) e^{j2\pi f_c t} \quad (3.9)$$

On dispose donc pour le modèle en rayons des expressions de la réponse impulsionnelle (sur porteuse ou en équivalent bande de base) nécessaires pour étudier les performances des systèmes UWB. Le but est maintenant d'identifier ces réponses impulsionnelles, *i.e.* de connaître les couples  $\{\alpha_k, \tau_k\}$  correspondant à chacun des trajets du canal.

## 3.3 Modélisation du canal UWB

### 3.3.1 La modélisation déterministe

Le modèle en rayons multi-trajets, issu de l'optique géométrique, peut être simulé par la technique du tracé de rayons<sup>(2)</sup> ou *ray tracing*.

Cette technique permet d'accéder directement à la réponse impulsionnelle multi-trajets du canal, sans discrétisation de l'échelle temporelle, sous la forme de l'équation (3.4) ou (3.5). Les amplitudes  $\alpha_k$  sont calculées à partir du *path loss* en espace libre, des atténuations et changements de signe apportés par les interactions subies pour chaque rayon  $k$ . La détermination des retards  $\tau_k$  est effectuée à partir de la distance géométrique du rayon et de la vitesse de propagation dans les milieux traversés. Les filtres de déformation sont définis soit dans le domaine fréquentiel, soit dans le domaine temporel sous forme d'une somme de Dirac (3.3).

Cependant, la simulation d'un canal nécessite de disposer d'une parfaite modélisation de la géométrie du milieu, en tenant compte des moindres obstacles et réflecteurs et de connaître les caractéristiques électromagnétiques des matériaux rencontrés. Pour la bande UWB considérée, le signal électromagnétique contient des composantes spectrales allant jusqu'à environ  $f = 10$  GHz. A cette fréquence, correspond une longueur d'onde  $\lambda = c/f$  ( $c = 3.10^8$  m.s<sup>-1</sup>) de 3 cm. Idéalement, la modélisation du milieu doit donc être effectuée avec une précision de l'ordre du centimètre. Mais en pratique, un compromis est à trouver entre la précision des résultats et le temps de simulation. La simulation par *ray tracing* ne permet pas d'accéder à toute la richesse du canal UWB. Cependant, la possibilité de déployer l'outil sur un vaste type d'environnements sans limites matérielles rend pertinent l'usage de la simulation pour caractériser le canal. De plus, la possibilité d'identifier chaque trajet contribuant au signal reçu permet

---

<sup>(2)</sup>Afin de prendre en compte la diffraction des rayons sur les arêtes des obstacles, le *ray tracing* est associé à la GTD (Geometrical Theory of Diffraction) et son extension, l'UTD (Uniform GTD)

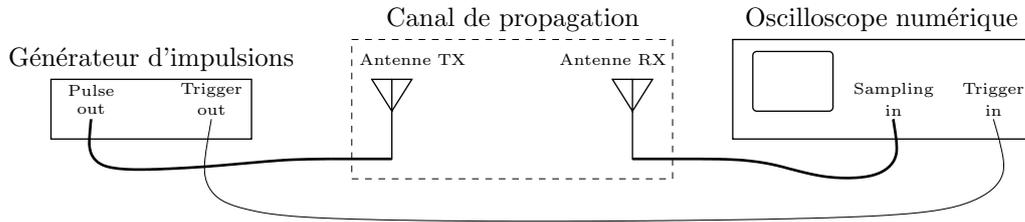


FIG. 3.8 – Représentation schématique du dispositif de sondage du canal dans le domaine temporel.

de comprendre les phénomènes entrant en jeu lors de la propagation d'une impulsion et ainsi d'améliorer la compréhension du canal. Ces informations seront d'autant plus bénéfiques lorsque la diversité spatiale appliquée aux systèmes UWB sera exploitée (extension vers des systèmes multi-antennes MIMO<sup>(3)</sup>, formation de faisceaux ou *beamforming*...).

Dans le but de modéliser le canal, les résultats obtenus par simulations ne sont pas suffisants. Un recours systématique à la mesure est nécessaire. Ces mesures peuvent être effectuées dans le domaine temporel ou fréquentiel.

Le dispositif de mesure dans le domaine temporel consiste à exciter une extrémité du canal UWB par des impulsions très brèves et échantillonner à l'autre extrémité la réponse du canal à ces impulsions (Fig. 3.8). Cependant, il est très délicat de générer et d'échantillonner des impulsions de type Dirac. La bande des impulsions émises est limitée et les mesures ne correspondent pas exactement à la réponse impulsionnelle du canal.

Dans le domaine fréquentiel, la mesure du canal est effectuée sur une multitude de points de fréquence couvrant la bande d'intérêt. L'avantage des méthodes fréquentielles est d'accéder à des bandes de fréquences plus larges que par des mesures dans le domaine temporel. Pour chaque point de fréquence, un analyseur de réseau vectoriel (VNA<sup>(4)</sup>) mesure le rapport complexe entre la réponse du canal et son excitation sinusoïdale (Fig. 3.9). La fonction de transfert du canal est obtenue par un balayage fréquentiel. La réponse impulsionnelle correspondante est calculée par la transformation de Fourier inverse de la fonction de transfert.

En réalité, que ce soit dans le domaine temporel ou fréquentiel, ces mesures ne donnent pas directement accès aux réponses impulsionnelles du canal. En effet, le signal observé en réception est le résultat de la convolution entre le signal émis et la réponse impulsionnelle du canal. De plus, ce signal est filtré par les antennes et les appareils de mesure eux-mêmes. Il est donc nécessaire de recourir à des techniques de déconvolution complexes, souvent imprécises. A cela s'ajoutent des paramètres difficilement maîtrisables tels que les imperfections du matériel et le bruit thermique qui viennent dégrader le signal mesuré et perturber l'identification des trajets. En

<sup>(3)</sup>Multiple Input Multiple Output

<sup>(4)</sup>Vector Network Analyser

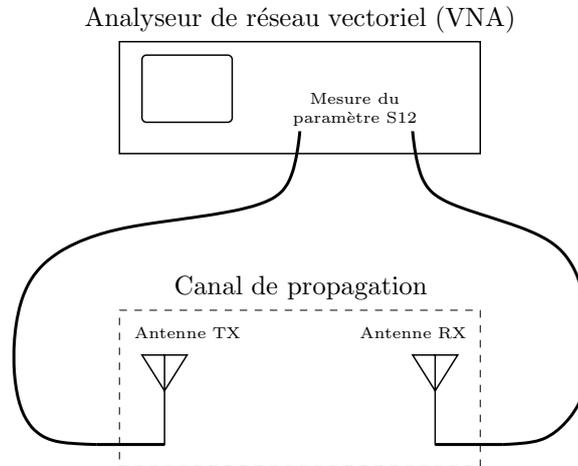


FIG. 3.9 – Représentation schématique du dispositif de sondage du canal dans le domaine fréquentiel.

outre, les mesures sont effectuées sur une bande limitée et une discrétisation de l'échelle des temps est inévitable. Certes, la résolution temporelle des appareils de mesure est très fine et le nombre de trajets identifiés est très grand. Cependant, certains d'entre eux sont le résultat de la combinaison de trajets très voisins et la réponse impulsionnelle obtenue ne correspond pas strictement à la réponse impulsionnelle idéale en temps continu.

Les deux approches, simulations et mesures, sont donc complémentaires dans l'éclairage qu'elles apportent sur le canal. Le *ray tracing* permet d'accéder à une *réalité simulée* dont le nombre de trajets est souvent sous-dimensionné par rapport à la réalité. Quant au sondage de canal, il permet d'accéder à une *réalité mesurée* à partir de laquelle les trajets sont souvent identifiés de manière imprécise.

### 3.3.2 La modélisation statistique

La modélisation déterministe permet d'obtenir une estimation de la réponse impulsionnelle pour un canal donné. Celle-ci permet de prédire la zone de couverture d'un système de communication. De plus la connaissance des conditions de propagation permet au système d'atteindre ses performances optimales pour cet environnement spécifique. Mais les systèmes de communication mis en place doivent satisfaire des performances dans un large ensemble d'environnements. Il est donc exclu de dimensionner un système pour qu'il s'adapte à une réponse impulsionnelle précise.

On a donc besoin d'un modèle de canal caractéristique de l'ensemble des configurations pour lesquelles le système étudié doit fonctionner.

Un exemple de ce type de modèle est celui du canal en espace libre (un seul trajet) avec un bruit thermique additif décrit par un modèle probabiliste gaussien. Sur la base de ce modèle, les performances de nombreux systèmes sont étudiées et comparées.

Sur le même principe, on souhaite mettre en place un modèle statistique de canal multi-trajets. On ne cherche donc plus à identifier les valeurs des ensembles  $\{\alpha_k\}$  et  $\{\tau_k\}$  mais à déterminer leur statistique pour un type d'environnement donné. Les environnements concernés par les applications UWB sont essentiellement *indoor*, dans des contextes résidentiel, de bureaux d'entreprise, industriel, *etc.* Chaque type d'environnement est caractérisé par une organisation de l'espace spécifique et des matériaux de construction dominants. Par exemple, un milieu industriel se distingue par de grands volumes aménagés d'objets métalliques de taille importante. Ces caractéristiques sont à l'origine d'une forte densité de trajets et d'une durée d'étalement longue. Les spécificités des environnements sont à l'origine des statistiques différentes sur la répartition des ensembles  $\{\alpha_k\}$  et  $\{\tau_k\}$ .

La mesure ou la simulation d'un grand nombre de canaux (caractéristiques du type d'environnement à modéliser) sont nécessaires pour identifier ces statistiques.

Généralement, les modèles statistiques de canaux distinguent deux catégories d'effets.

Les effets à grande échelle sont responsables des variations du canal sur des distances importantes. Ils sont caractérisés par les atténuations moyennes globales du canal en fonction de la distance qui sépare l'émetteur et le récepteur. Ces effets sont modélisés par le *path loss*.

Les effets à petite échelle font référence aux variations d'amplitude et de retard des trajets sur des distances courtes, de quelques dizaines de centimètres en UWB.

Dans un premier temps, l'étude des effets à petite échelle permet de construire le module carré des réponses impulsionnelles  $|h(t)|^2$  ou *power delay profile*. Celui-ci permet d'extraire les caractéristiques principales du canal multi-trajets :

- le retard moyen des trajets est donné par le *mean excess delay* et est égal au premier moment du *power delay profile* :

$$\tau_m = \frac{\sum_k \alpha_k^2 \tau_k}{\sum_k \alpha_k^2}$$

- la dispersion des retards est donnée par le *root mean square (RMS) delay spread* qui est la racine carré du moment centré d'ordre deux du *power delay profile* :

$$\tau_{\text{RMS}} = \sqrt{\frac{\sum_k \alpha_k^2 (\tau_k - \tau_m)^2}{\sum_k \alpha_k^2}}$$

- le nombre de trajets significatifs  $N_{x\text{dB}}$  est le nombre de trajets dont l'amplitude est supérieure à un seuil déterminé par rapport à la puissance du trajet dominant.

Ensuite, pour déterminer la statistique du canal, un modèle est adopté puis les paramètres de ce modèle sont dimensionnés.

Le modèle statistique regroupe l'ensemble des lois de variation des amplitudes et retards de la réponse impulsionnelle. Il est le plus souvent choisi parmi un ensemble

de modèles couramment rencontrés dans la modélisation statistique du canal. Plus le nombre de degrés de liberté du modèle est grand, meilleure est l'adéquation entre le modèle et les mesures. Mais la complexité du modèle croît également avec le nombre de degrés de liberté. Le but du modèle est de faire état des observations avec un minimum de paramètres sans ajouter de contraintes supplémentaires. Par exemple, il est montré par le principe du maximum d'entropie que si seule l'énergie moyenne est connue, alors la loi de variation des amplitudes respectant cette unique contrainte est la loi gaussienne [33]. Le principe du maximum d'entropie est délicat à mettre en œuvre lorsque l'information *a priori* est plus complexe. Les lois de variations sont en pratique choisies de manière empirique à l'aide de tests d'hypothèses. Souvent, une justification physique peut être apportée *a posteriori*.

Les paramètres du modèle sont les paramètres des lois de variation. Leur nombre détermine le nombre de degrés de liberté du modèle. Leur valeur est fixée de telle sorte que les réalisations de canaux à partir du modèle proposé présentent des caractéristiques  $\tau_m$ ,  $\tau_{\text{RMS}}$ ,  $N_{\text{xdB}}$  les plus proches possible de celles des réponses de canaux issues des mesures.

## 3.4 Exemples de modèles statistiques de canal

### 3.4.1 La perte en puissance moyenne ou modèle du *path loss*

#### 3.4.1.1 Principe du modèle

Le modèle du *path loss* est un modèle à grande échelle utilisé pour construire les bilans de liaison des systèmes de communication étudiés. Il caractérise la perte en puissance entre l'émetteur et le récepteur :

$$PL = \frac{P_t}{P_r}$$

où  $P_t$  et  $P_r$  sont les puissances respectivement émise et reçue.

Dans le cas d'un canal à un seul trajet se propageant en espace libre sur une distance  $d$ , le *path loss* est donné par l'équation (3.1) :

$$PL = \frac{1}{G_t G_r} \left( \frac{4\pi d f_c}{c} \right)^2$$

Le *path loss* du canal en espace libre est proportionnel au carré de la distance.

Dans le cas du modèle à deux rayons avec une réflexion au sol, le *path loss* est proportionnel à  $d^4$  au delà d'une distance critique  $d_c$  (Fig. 3.4). Ceci est dû au recouvrement entre les deux impulsions reçues, *i.e.* le *fading*. La distance critique  $d_c$  est d'autant plus grande que les impulsions sont étroites ou de manière équivalente que la bande utilisée est importante.

Dans des configurations réalistes de canaux multi-trajets, la perte en puissance est le résultat de nombreuses interactions entre le signal émis et les obstacles constituant

le canal. Un modèle de *path loss* général utilise un paramètre  $n$  appelé le *path loss exponent* tel que :

$$PL(d) = PL_0 d^n \quad (3.10)$$

où  $PL_0$  est la perte en puissance observée entre l'émetteur et le récepteur espacés d'une distance de référence  $d_0 = 1$  m. Dans le cas d'antennes d'émission et de réception de gain unité :

$$PL_0 = \left( \frac{4\pi f_c}{c} \right)^2 \quad (3.11)$$

En échelle logarithmique, l'équation 3.10 s'écrit :

$$PL_{\text{dB}}(d) = PL_{0 \text{ dB}} + 10n \log_{10} \left( \frac{d}{d_0} \right) \quad (3.12)$$

Cette expression donne la perte en puissance observée en moyenne sur un grand nombre de configurations. En réalité, le déplacement d'une antenne sur une distance supérieure à la longueur d'onde influe de manière significative sur la puissance reçue. Le récepteur peut en effet se situer dans une zone d'ombre par rapport à la position de l'émetteur. Ce phénomène, appelé *shadowing*, est pris en compte par l'ajout d'une quantité aléatoire dans l'équation (3.12) :

$$PL_{\text{dB}}(d) = PL_{0 \text{ dB}} + 10n \log_{10} \left( \frac{d}{d_0} \right) + \chi_{\sigma_{\text{dB}}} \quad (3.13)$$

où  $\chi_{\sigma_{\text{dB}}}$  est une variable aléatoire gaussienne centrée de variance  $\sigma_{\text{dB}}^2$ . Le *path loss* en linéaire est une variable aléatoire suivant une loi log-normale de moyenne et variance égales à :

$$\begin{aligned} \mathbb{E}[PL(d)] &= PL_0 d^n e^{\frac{(\sigma_{\text{dB}} \ln(10))^2}{200}} \\ \mathbb{V}[PL(d)] &= PL_0^2 d^{2n} e^{\frac{(\sigma_{\text{dB}} \ln(10))^2}{100}} \left( e^{\frac{(\sigma_{\text{dB}} \ln(10))^2}{100}} - 1 \right) \end{aligned}$$

### 3.4.1.2 Paramètres du modèle

Dans le cadre d'un bureau d'étude mené par des étudiants de l'INSA [34], des mesures de canaux dans le domaine fréquentiel ont été réalisées dans un environnement de type résidentiel entre 1 et 10 mètres dans deux types de configurations. Dans la configuration LOS<sup>(5)</sup>, les antennes d'émission et de réception sont en visibilité et le trajet direct est présent. A l'inverse, dans la configuration NLOS<sup>(6)</sup>, les antennes ne sont pas en visibilité, le trajet direct est obstrué. L'exploitation des données permet de construire les figures 3.10 et 3.11 pour les cas LOS et NLOS. Chaque point des figures représente l'atténuation de l'énergie intégrée sur toute la bande pour une position de mesure. Les paramètres du modèle de *path loss* sont extraits par l'interpolation de ces points. Dans le cas LOS, le *path loss exponent* obtenu est égal à 1.7 et l'écart type de la variable  $\chi_{\sigma_{\text{dB}}}$  est  $\sigma_{\text{dB}} = 0.9$  dB. Dans le cas NLOS,  $n = 2.6$  et  $\sigma_{\text{dB}} = 3.4$  dB.

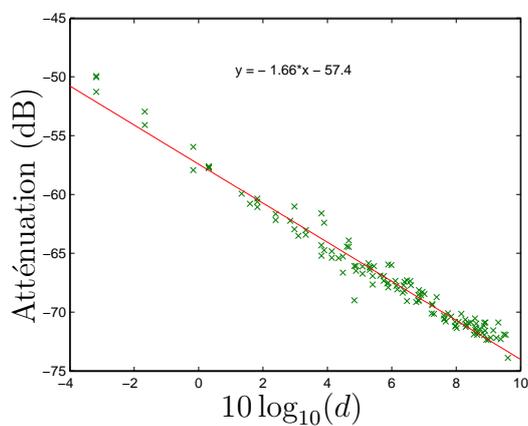


FIG. 3.10 – Atténuation de l'énergie totale du signal reçu dans un cas LOS en fonction de la distance.

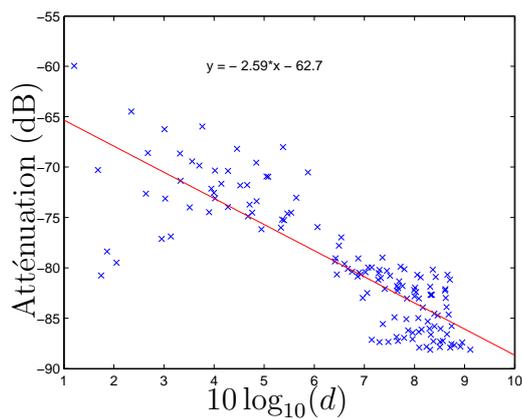


FIG. 3.11 – Atténuation de l'énergie totale du signal reçu dans un cas NLOS en fonction de la distance.

Source	Bande	$n$	$\sigma_{\text{dB}}$
AT&T [35]	2 – 8 GHz	2	3.2
Cassioli, Molisch, Win [36]	1 ~ 2 GHz	2	4.3
CEA-LETI [37]	2 – 6 GHz	1.6 – 1.7	4
France Telecom [38]	4 – 6 GHz	1.5	
Intel [39]	2 – 8 GHz	1.7	1.5
Oulu Univ. [40]	2 – 8 GHz	1 – 1.8	
Time Domain [41]	1.25 – 2.75 GHz	2.1	3.6
UCAN [42]	1 – 9 GHz	1.4	0.35
Virginia Tech [32]	1 – 9 GHz	1.3 – 1.4	2.5 – 3
Whyless [43]	1 – 11 GHz	1.58	

TAB. 3.1 – Valeurs des paramètres du *path loss* dans le cas LOS.

Source	Bande	$n$	$\sigma_{\text{dB}}$
AT&T [35]	2 – 8 GHz	3.1	3.8
CEA-LETI [37]	2 – 6 GHz	3.7 – 5.1	4
France Telecom [38]	4 – 6 GHz	2.5	
Intel [39]	2 – 8 GHz	4.1	3.6
Oulu Univ. [40]	2 – 8 GHz	3.2 – 3.9	
UCAN [42]	1 – 9 GHz	3.2 – 4.1	1.2 – 1.9
Virginia Tech [32]	1 – 9 GHz	2.3 – 2.4	2.6 – 5.6
Whyless [43]	1 – 11 GHz	1.96	

TAB. 3.2 – Valeurs des paramètres du *path loss* dans le cas NLOS.

Bien qu'inférieurs à la moyenne, ces résultats sont cohérents avec ceux obtenus par les diverses campagnes de mesures résumées dans les tableaux 3.1 et 3.2. La faiblesse des écarts types s'explique par le fait que les mesures n'ont été menées que dans un seul bâtiment.

Les paramètres issus de ces mesures prennent en compte deux phénomènes principaux. Le premier est le résultat de l'ensemble des atténuations subies par chaque trajet pris indépendamment. Le second est le *fading* qui est observé sur tout système à bande limitée. En UWB, en raison de la brièveté des impulsions, le fading mesuré est moins important. C'est pourquoi les paramètres  $n$  des tableaux 3.1 et 3.2 ont des valeurs inférieures à celles rencontrées habituellement dans les systèmes bande étroite. Pour un modèle de canal à bande illimité (3.5), le phénomène de *fading* n'est pas pris en compte et les valeurs de  $n$  sont inférieures à celles des tableaux 3.1 et 3.2.

D'une manière générale, le *path loss exponent* est inférieur à 2 dans le cas LOS. Le premier trajet de la réponse impulsionnelle est le trajet direct en visibilité et subit une

---

<sup>(5)</sup>Line Of Sight

<sup>(6)</sup>Non Line Of Sight

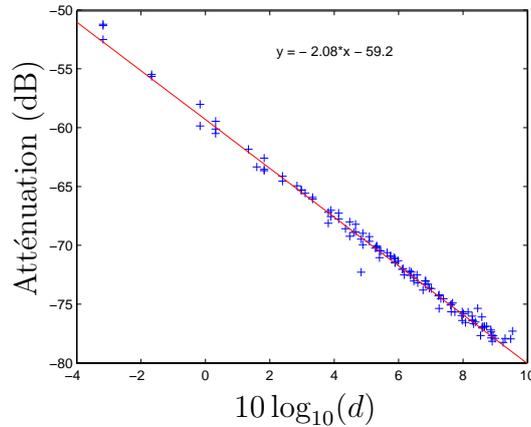


FIG. 3.12 – Décroissance de l'énergie du premier trajet d'un canal en condition LOS proportionnelle à  $d^2$ .

atténuation proportionnelle à  $d^2$ . Ceci est confirmé expérimentalement par extraction du premier trajet des réponses impulsionnelles issues des mesures effectuées en bureau d'étude (Fig. 3.12). La puissance des trajets réfléchis constituant le reste de la réponse impulsionnelle vient s'ajouter à la puissance du premier trajet. Le canal se comporte comme un guide d'onde. En revanche, si le trajet direct est absent, seuls les rayons réfléchis, fortement atténués, sont reçus. La puissance totale reçue est inférieure à la puissance du seul trajet direct :  $n > 2$ .

Le modèle du *path loss* donne un ordre de grandeur de la puissance totale reçue. Le plus souvent, les paramètres de ce modèle sont issus de mesures à bande limitée et tiennent compte du *fading* sans connaître la répartition des multi-trajets reçus. Sur la base de nombreuses contributions, les groupes IEEE hauts et bas débits ont statué sur des modèles de canaux multi-trajets à bande illimitée. Ces modèles donnent accès à la répartition des retards et amplitudes des multi-trajets et permettent de découpler les problèmes liés au *fading*. Le *fading* n'intervient que sur le signal reçu reconstruit par la convolution entre la réponse impulsionnelle à bande illimitée et l'impulsion émise.

### 3.4.2 Le modèle IEEE 802.15.3a pour les applications hauts débits

Le groupe de travail IEEE 802.15.3a a mis en place un modèle de canal afin d'étudier et comparer les différents systèmes candidats au standard hauts débits et courte portée *indoor* [44].

### 3.4.2.1 Principe du modèle

Ce modèle en rayons est dérivé du modèle de canal de Saleh et Valenzuela [45], qui prend en compte les phénomènes de *clusters* mis en évidence par les mesures de canaux.

La réponse impulsionnelle du canal multi-trajets exprimée à l'équation (3.5) est modifiée pour s'adapter au modèle en *clusters* :

$$h(t) = \sum_l \sum_k \alpha_{k,l} \delta(t - T_l - \tau_{k,l})$$

où :

- $l$  est l'indice des *clusters* ;
- $k$  est l'indice des trajets à l'intérieur des *clusters* ;
- $T_l$  est le retard du  $l^{\text{ième}}$  *cluster*, *i.e.* l'instant d'arrivée du premier trajet dans le *cluster* d'indice  $l$  ;
- $\tau_{k,l}$  est le retard du  $k^{\text{ième}}$  trajet du  $l^{\text{ième}}$  *cluster*, relativement à l'instant d'arrivée  $T_l$  du premier trajet du *cluster* (donc  $\tau_{0,l} = 0, \forall l$ ) ;
- $\alpha_{k,l}$  est l'amplitude du trajet  $k$  au sein du *cluster*  $l$ .

#### Instants d'arrivée des *clusters* et des trajets

Les instants d'arrivée d'un *cluster*,  $T_l$ , sont modélisés par un processus de Poisson de fréquence d'apparition  $\Lambda$ . Le temps entre deux *clusters* suit donc une loi exponentielle de paramètre  $\Lambda$  :

$$p(T_l | T_{l-1}) = \Lambda e^{-\Lambda(T_l - T_{l-1})} \quad (3.14)$$

Le temps moyen entre deux *clusters* est donc égal à  $1/\Lambda$ .

De même, les instants d'arrivée des trajets,  $\tau_{k,l}$ , au sein d'un *cluster* sont modélisés par une loi de Poisson de fréquence d'apparition  $\lambda$ . Les trajets sont donc espacés d'un temps régi par une loi exponentielle de paramètre  $\lambda$  :

$$p(\tau_{k,l} | \tau_{k-1,l}) = \lambda e^{-\lambda(\tau_{k,l} - \tau_{k-1,l})} \quad (3.15)$$

#### Amplitude des trajets

L'amplitude des trajets est observée par l'intermédiaire de la variable aléatoire positive  $\alpha_{k,l} = p_{k,l} \beta_{k,l}$ , où  $\beta_{k,l}$  est le module de l'amplitude du  $k^{\text{ième}}$  trajet du  $l^{\text{ième}}$  *cluster* et  $p_{k,l}$  est égal à  $+1$  ou  $-1$  de manière équiprobable. Ce dernier paramètre fixe donc la polarité du trajet indicé par  $k$  et  $l$ . La puissance des trajets est donnée par  $\beta_{k,l}^2$ .

#### Décroissance moyenne de la puissance des trajets

La puissance moyenne des *clusters* (resp. des trajets *intra-cluster*) suit une décroissance exponentielle de constante de temps  $\Gamma$  (resp.  $\gamma$ ). La puissance moyenne du trajet d'indices  $(k, l)$  s'exprime donc :

$$\overline{\beta_{k,l}^2} = \overline{\beta^2(T_l, \tau_{k,l})} = \beta_{0,0}^2 e^{-T_l/\Gamma} e^{-\tau_{k,l}/\gamma} \quad (3.16)$$

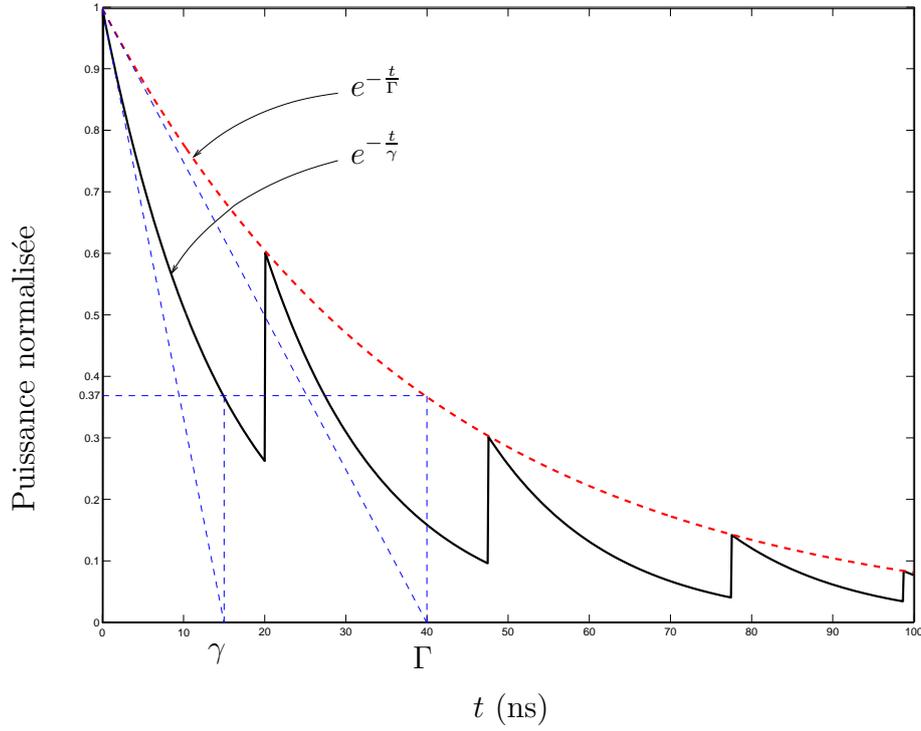


FIG. 3.13 – Représentation schématique du *power delay profile*.

où  $\beta_{0,0}^2$  est la puissance du premier trajet du premier *cluster*.

Pour faciliter l'interprétation de  $\Gamma$ , on peut remarquer qu'un *cluster* (ou plus précisément le premier trajet d'un *cluster*) arrivant au bout d'un temps égal à  $\Gamma$  possède une puissance égale à 37% de  $\beta_{0,0}$ .

Le temps de décroissance de la puissance des *clusters* est plus grand que le temps de décroissance de la puissance des trajets au sein d'un *cluster* :  $\Gamma > \gamma$ .

La figure 3.13 représente de manière schématique le *power delay profile* et les décroissances exponentielles associées.

### Densité de probabilité de la puissance des trajets

Comme il a été vu précédemment, la valeur moyenne de la puissance des trajets  $\overline{\beta_{k,l}^2}$  décroît de manière déterministe suivant les instants d'arrivée des trajets. En revanche, la distribution de la puissance normalisée des trajets,  $\beta_{k,l}^2/\overline{\beta_{k,l}^2}$ , est considérée indépendante des retards.

Le modèle de Saleh-Valenzuela original [45] s'applique aux systèmes bande étroite. Il propose une répartition des puissances suivant une loi exponentielle :

$$p(\beta_{k,l}^2) = 1/\overline{\beta_{k,l}^2} e^{-\beta_{k,l}^2/\overline{\beta_{k,l}^2}}$$

On obtient donc une répartition du module des trajets suivant une loi de Rayleigh :

$$p(\beta_{k,l}) = 2\beta_{k,l}/\overline{\beta_{k,l}^2} e^{-\beta_{k,l}^2/\overline{\beta_{k,l}^2}}$$

En effet, dans un système bande étroite, la résolution temporelle du récepteur est très large (inversement proportionnelle à la largeur de la bande). L'échelle des temps est partitionnée en *bins* correspondant au temps de résolution du récepteur. Pour un système bande étroite, à l'instant  $t_k$  correspondant au début du  $k^{\text{ième}}$  *bin*, chaque trajet d'indice  $n$  contenu dans ce *bin* est caractérisé par son amplitude  $\alpha_{k,n}$  et sa phase  $\phi_{k,n}$ . Pour le *bin* considéré, la puissance du trajet résultant, *i.e.* observable par le récepteur bande étroite, est le module carré de la somme des trajets contenus dans ce *bin* :

$$\begin{aligned}\beta_k^2 &= \left| \sum_{n=1}^{N_k} \alpha_{k,n} e^{j\phi_{k,n}} \right|^2 \\ &= \left( \sum_{n=1}^{N_k} \alpha_{k,n} \cos(\phi_{k,n}) \right)^2 + \left( \sum_{n=1}^{N_k} \alpha_{k,n} \sin(\phi_{k,n}) \right)^2\end{aligned}$$

où les sommes sont effectuées sur le nombre  $N_k$  de trajets arrivant dans l'intervalle de temps du *bin*  $k$  considéré.

Dans un système bande étroite, la durée d'un *bin* est longue et par conséquent, le nombre de trajets  $N_k$  est grand. Finalement, en vertu de la loi des grands nombres, les variables aléatoires  $\sum_{n=1}^{N_k} \alpha_{k,n} \cos(\phi_{k,n})$  et  $\sum_{n=1}^{N_k} \alpha_{k,n} \sin(\phi_{k,n})$  suivent une loi gaussienne centrée de même variance. La somme de leur carré,  $\beta_k^2$ , est donc une variable aléatoire suivant une loi exponentielle et sa racine carrée,  $\beta_k$ , suit une loi de Rayleigh.

Pour les systèmes UWB, la résolution temporelle est très fine et les durées d'un *bin* sont très courtes. Par conséquent, le nombre de trajets contenus dans chaque *bin* est faible et la loi des grands nombres n'est plus vérifiée. C'est pourquoi, pour le modèle IEEE 802.15.3a, la loi de Rayleigh est remplacée par une loi log-normale offrant une meilleure adéquation entre le modèle et les observations expérimentales.

On a donc finalement :

$$20 \log_{10}(\beta_{k,l}) \propto \mathcal{N}(\mu_{k,l}, \sigma_1^2 + \sigma_2^2) \quad (3.17)$$

ou encore

$$\beta_{k,l} = 10^{\frac{\mu_{k,l} + n_1 + n_2}{20}}$$

où  $n_1 \propto \mathcal{N}(0, \sigma_1^2)$  et  $n_2 \propto \mathcal{N}(0, \sigma_2^2)$  sont indépendants et déterminent les variations d'amplitude s'appliquant respectivement à chaque *cluster* et à chaque trajet. Les paramètres  $\sigma_1^2$  et  $\sigma_2^2$  sont donc les variances en décibels observées respectivement sur les *clusters* et sur les trajets.

Dans l'équation (3.17), la moyenne  $\mu_{k,l}$  de la loi normale est obtenue à partir de l'expression de la moyenne  $\overline{\beta_{k,l}^2}$  donnée à l'équation (3.16), à l'aide des formules de conversion de loi log-normale vers la loi normale :

$$\mu_{k,l} = \frac{1}{\ln(10)} \left( 10 \ln(\beta_{0,k}^2) - 10 \frac{T_l}{\Gamma} - 10 \frac{\tau_{k,l}}{\gamma} \right) - \frac{(\sigma_1^2 + \sigma_2^2) \ln(10)}{20}$$

### 3.4.2.2 Valeurs des quatre ensembles de paramètres du modèle

Le modèle IEEE 802.15.3a est caractérisé par les valeurs de 7 paramètres :

- $\Lambda$  et  $\lambda$ , les paramètres des processus de Poisson pour l'arrivée des *clusters* et des trajets ;
- $\Gamma$  et  $\gamma$ , les paramètres de la décroissance exponentielle de la moyenne des puissances des *clusters* et des trajets ;
- $\sigma_1$  et  $\sigma_2$ , les paramètres du *fading* log-normal pour les *clusters* et les trajets ;
- $\sigma_X$ , le paramètre du *shadowing* log-normal s'appliquant à l'ensemble de la réponse impulsionnelle.

Quatre ensemble de valeurs pour ces paramètres sont disponibles et reflètent chacun une configuration donnée :

- CM1 : visibilité directe (LOS) entre 0 et 4 mètres ;
- CM2 : absence du trajet direct (NLOS) entre 0 et 4 mètres ;
- CM3 : absence du trajet direct (NLOS) entre 4 et 10 mètres ;
- CM4 : *RMS delay spread* égal à 25 ns, illustrant une configuration NLOS sévère avec un nombre et une densité des trajets très importants.

Les quatre ensembles de paramètres du modèle sont donnés au tableau 3.3.

	CM1	CM2	CM3	CM4
$\Lambda$ (1/ns)	0.0233	0.4	0.0667	0.0667
$\lambda$ (1/ns)	2.5	0.5	2.1	2.1
$\Gamma$ (ns)	7.1	5.5	14	24
$\gamma$ (ns)	4.3	6.7	7.9	12
$\sigma_1$ (dB)	3.3941	3.3941	3.3941	3.3941
$\sigma_2$ (dB)	3.3941	3.3941	3.3941	3.3941

TAB. 3.3 – Valeurs des quatre ensembles de paramètres du modèle IEEE 802.15.3a [44].

La réalisation de canaux à partir de ce modèle permet de satisfaire aux caractéristiques de canal présentées au tableau 3.4. Les valeurs en gras sont les valeurs caractéristiques cibles issues de la mesure ; elles ont été utilisées pour dimensionner les paramètres du tableau 3.3. A l'inverse, les nombres en italique n'ont pas servi à paramétrer le modèle. Ils représentent les caractéristiques observées par la réalisation d'un grand nombre de canaux à partir du modèle et des paramètres du tableau 3.3.

La figure 3.14 représente une réalisation de canal pour chaque version du modèle IEEE 802.15.3a.

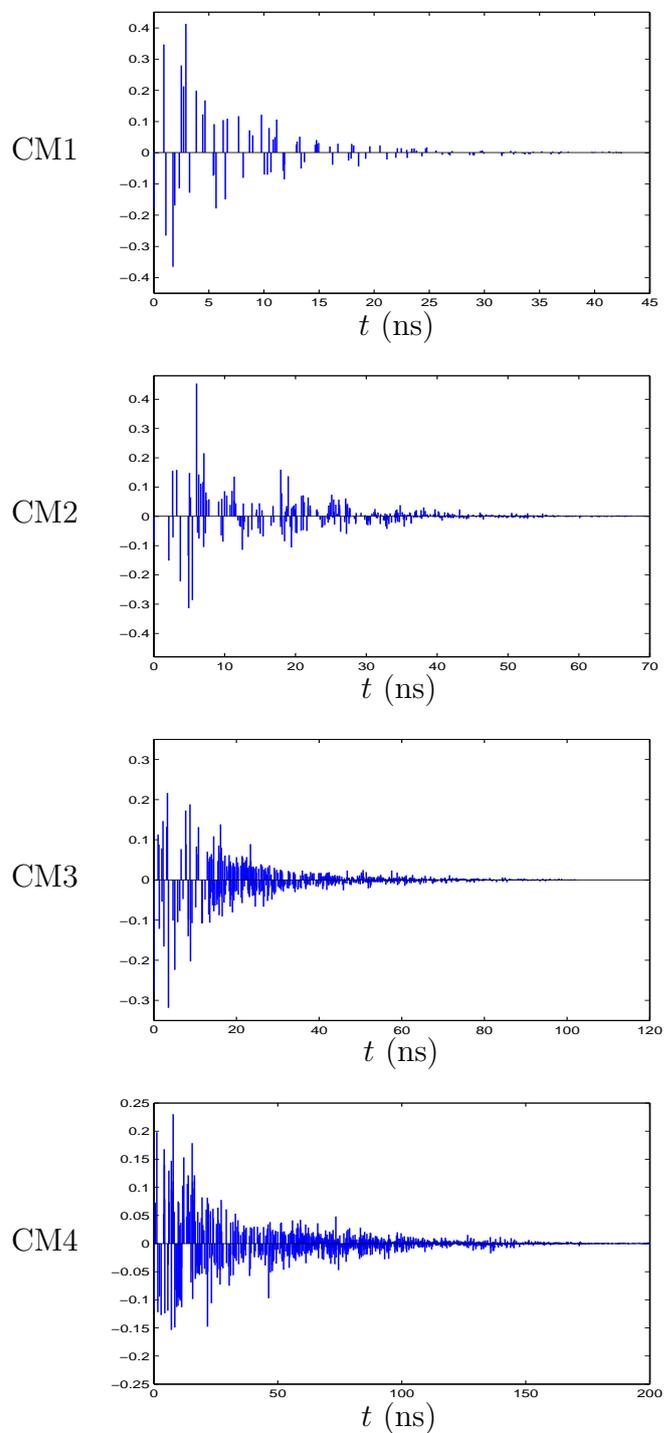


FIG. 3.14 – Réalisations de canaux obtenues à partir du modèle IEEE 802.15.3a.

	CM1	CM2	CM3	CM4
$\tau_m$ , <i>mean excess delay</i> (ns)	<b>5.05</b>	<b>10.38</b>	<b>14.18</b>	<i>27</i>
$\tau_{\text{RMS}}$ , <i>RMS delay spread</i> (ns)	<b>5.28</b>	<b>8.03</b>	<b>14.28</b>	<b>25</b>
$\text{NP}_{10 \text{ dB}}^{(a)}$	<i>13</i>	<i>18</i>	<b>35</b>	<i>41</i>
$\text{NP}_{85\%}^{(b)}$	<b>24</b>	<b>36.1</b>	<b>61.54</b>	<i>123</i>

(a) nombre de trajets au dessus du seuil de -10 dB par rapport au trajet dominant

(b) nombre de trajets contenant 85% de l'énergie de la réponse impulsionnelle

TAB. 3.4 – Caractéristiques du modèle IEEE 802.15.3a pour les quatre configurations différentes.

### 3.4.3 Le modèle IEEE 802.15.4a pour les applications bas débits

Pour les transmissions UWB bas débits, le groupe IEEE 802.15.4a définit un modèle de canal sur la bande allant de 2 à 10 GHz [46]. Il décrit la statistique des atténuations et des retards des trajets du canal. A grande échelle, le modèle fournit les paramètres du *path loss* et du *shadowing*. A petite échelle, le modèle décrit le profil moyen de la réponse impulsionnelle et la statistique des multi-trajets. Seule la propagation du canal entre les deux antennes d'émission et de réception est modélisée. Les effets des antennes ne sont pas pris en compte.

Le modèle est générique et s'applique à plusieurs types d'environnements :

- *indoor* résidentiel ;
- bureaux d'entreprise ;
- industriel *indoor*, usine, entrepôt ;
- *outdoor* quartiers résidentiels et exploitations agricoles. . .

Un jeu différent de paramètres du modèle distingue chaque environnement.

A grande échelle, la perte en puissance moyenne en fonction de la distance est définie par l'équation (3.12). Pour un environnement de type bureau, le *path loss exponent* est  $n = 1.63$  dans le cas LOS et  $n = 3.07$  dans le cas NLOS. Le modèle du *path loss* présenté au paragraphe 3.4.1 est enrichi d'une dépendance en fonction de la fréquence. Les deux dépendances en fonction de la distance et de la fréquence sont indépendantes. La perte en puissance globale s'écrit :

$$PL(f, d) = PL(d)PL(f)$$

où  $PL(f)$  est proportionnel à  $f^\kappa$  avec  $\kappa$  compris entre 0.8 et 1.4 [43].

A petite échelle, le modèle IEEE 802.15.4a reprend le modèle de Saleh-Valenzuela modifié proposé par le groupe IEEE 802.15.3a avec quelques adaptations. Dans le modèle hauts débits, les instants d'arrivée des *clusters* et des trajets à l'intérieur des

*clusters* suivent chacun un processus de Poisson (équations (3.14) et (3.15)). Pour être compatible avec le grand nombre de types d'environnement couverts par le modèle IEEE 802.15.4a, l'arrivée des trajets à l'intérieur des *clusters* suit un double processus de Poisson. L'écart entre deux trajets suit une loi exponentielle de paramètre  $\lambda_1$  ou  $\lambda_2$  suivant une probabilité  $\beta$  ou  $1 - \beta$ , respectivement.

Comme pour le modèle de canal hauts débits, la puissance moyenne du premier trajet des *clusters* et celle des trajets à l'intérieur des *clusters* suivent chacune une décroissance exponentielle (équation (3.16) et figure 3.13). Autour de cette moyenne, la puissance du premier trajet des *clusters* suit une loi log-normale :

$$10 \log_{10}(\beta_{0,l}) \propto \mathcal{N} \left( 10 \log_{10} \left( e^{-\frac{T_l}{T}} \right), \sigma_{\text{cluster}}^2 \right)$$

Quant aux trajets à l'intérieur des *clusters*, leur distribution est mieux approchée par une loi de Nakagami :

$$p_x(x) = \frac{2}{\Gamma(m)} \left( \frac{m}{\Omega} \right)^m x^{2m-1} e^{-\frac{m}{\Omega}x}$$

où  $\Omega$  est la puissance moyenne du trajet calculée à partir de la décroissance exponentielle (3.16). Le facteur  $m$  de la loi de Nakagami suit une loi log-normale. Le logarithme de  $m$  suit une loi normale de moyenne  $m_0$  et de variance  $\hat{m}_0$ .

Le modèle de canal IEEE 802.15.4a est un modèle complet. Il caractérise la statistique du canal à la fois à grande échelle en incluant une dépendance fréquentielle et à petite échelle en adoptant une distribution des amplitudes des trajets suivant une loi de Nakagami. Son grand nombre de paramètres lui permet de couvrir un vaste ensemble de types d'environnement mais est également responsable de sa complexité.

Le modèle est adapté aux transmissions bas débits sur des distances allant jusqu'à 20 mètres. Il n'est pas conçu pour l'étude des performances des modulations hauts débits. Il est toutefois intéressant d'exploiter le modèle pour extraire les caractéristiques principales du canal dans les environnements résidentiel et bureau dans les cas LOS et NLOS (Tab. 3.5).

## 3.5 Particularités des antennes UWB

Dans la modélisation du canal exposée précédemment, les antennes d'émission et de réception sont considérées idéales. Elles possèdent un gain constant et rayonnent de manière omnidirectionnelle sur toute la bande. Leurs effets sont modélisés par un simple coefficient d'atténuation. Dans le modèle en espace libre de l'équation (3.1), les antennes d'émission et de réception sont caractérisées par leur gain  $G_t$  et  $G_r$  et la surface effective  $A_e = G_r \frac{c^2}{4\pi f_c^2}$ . Cette représentation est utile pour comparer les performances de plusieurs systèmes de communication lorsqu'aucun *a priori* sur les antennes n'est considéré. Toutefois, ce modèle est issu de l'analyse des systèmes bande étroite et n'est pas représentatif du comportement d'une antenne UWB. Dans les systèmes

	Résidentiel		Bureau	
	LOS	NLOS	LOS	NLOS
$\tau_m$ , <i>mean excess delay</i> (ns)	16.3	20.6	9.7	17.9
$\tau_{\text{RMS}}$ , <i>RMS delay spread</i> (ns)	17	19	11	13
$\text{NP}_{10 \text{ dB}}^{(a)}$	16.6	36.9	14.5	29.6
$\text{NP}_{85\%}^{(b)}$	56.1	112.8	22.1	44.7

(a) nombre de trajets au dessus du seuil de -10 dB par rapport au trajet dominant

(b) nombre de trajets contenant 85% de l'énergie de la réponse impulsionnelle

TAB. 3.5 – Caractéristiques principales du modèle IEEE 802.14.3a pour quatre configurations différentes.

bande étroite, les antennes résonnantes sont couramment utilisées. Ces antennes sont accordées à une fréquence de résonance et rayonnent le maximum d'énergie à cette fréquence.

Dans un système UWB, les grandeurs telles que la puissance et le gain dépendent de la fréquence. Les antennes ne sont donc pas caractérisées uniquement par leurs performances en puissance rayonnée mais également par la forme d'onde du signal transmis. Les antennes agissent comme des filtres s'appliquant au signal généré ou reçu. Un modèle parfois adopté est le filtre passe-haut qui effectue une opération de dérivation du signal à l'émission comme à la réception [47]. Mais en réalité, les effets sont très dépendants des antennes et les phénomènes transitoires sont complexes et ne peuvent pas être modélisés par une simple opération de dérivation. En plus d'une caractérisation dans le domaine fréquentiel, une étude dans le domaine temporel est nécessaire pour comprendre ces comportements transitoires.

### Quelques exemples d'antennes UWB

A partir de la théorie des antennes pour les systèmes bande étroite, il est possible d'imaginer des antennes UWB.

Par exemple, une solution est d'utiliser une antenne résonnante, telle que le dipôle, en fixant la fréquence de résonance en dehors de la bande UWB. Sur la bande d'intérêt, le module de la fonction de transfert est constant, la phase est linéaire. Cette antenne introduit peu de distorsions mais est très peu efficace.

Une autre solution est de multiplier le nombre de fréquences de résonance comme sur une antenne log-périodique (Fig. 3.15). Chaque dipôle constituant l'antenne est accordé sur une fréquence. Les éléments les plus grands rayonnent les fréquences basses et inversement. L'antenne spirale (Fig. 3.15) repose sur le même principe mais est généralement moins encombrante. L'inconvénient de ces antennes est que le centre de phase n'est pas localisé au même endroit pour toutes les composantes fréquentielles.

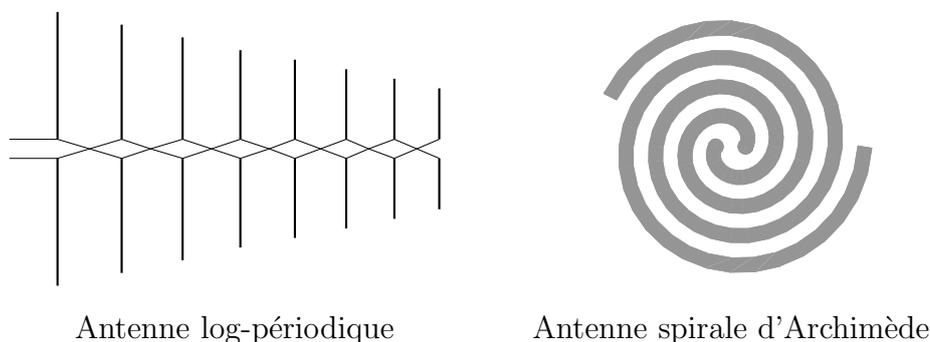


FIG. 3.15 – Antennes log-périodique et spirale d'Archimède.

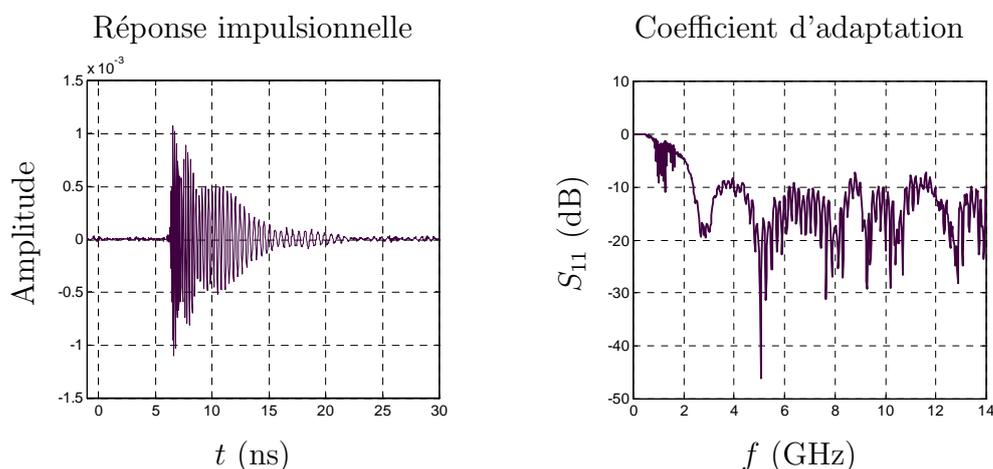


FIG. 3.16 – Réponse impulsionnelle et coefficient d'adaptation de l'antenne spirale d'Archimède [48].

Le temps de groupe n'est pas constant et l'antenne est très dispersive dans le domaine temporel. Le signal rayonné est étendu sur le temps (Fig. 3.16).

L'antenne biconique [49] (Fig. 3.17) est une extension de l'antenne dipôle. Dans le but d'augmenter la largeur de la bande couverte par le dipôle, les conducteurs s'élargissent aux extrémités pour former une structure biconique. Grâce à sa géométrie, elle est adaptée sur une large bande et introduit peu de distorsions (Fig. 3.18). Sa structure en trois dimensions lui permet d'être omnidirectionnelle mais limite son usage à des applications très spécifiques. L'antenne *bow-tie* est la version planaire de l'antenne biconique. Beaucoup d'antennes sont issues de cette géométrie planaire : on peut citer l'antenne diamant [50] et l'antenne demi-disques (Fig. 3.17). Pour cette dernière, le remplacement des éléments rayonnant triangulaire par des demi-cercles

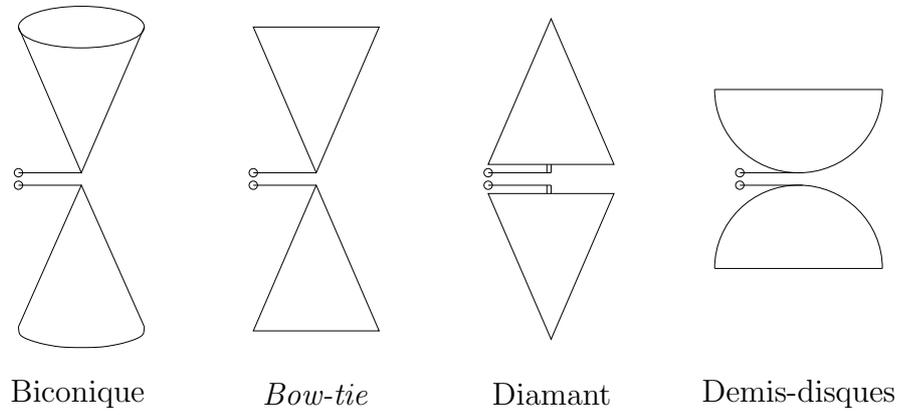


FIG. 3.17 – Antennes large bande dérivées du dipôle.

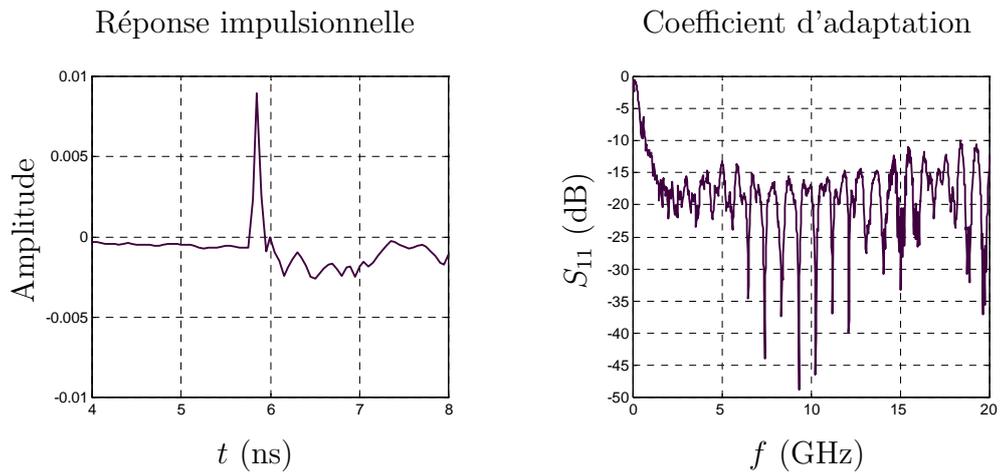


FIG. 3.18 – Réponse impulsionnelle et coefficient d'adaptation de l'antenne biconique [48].

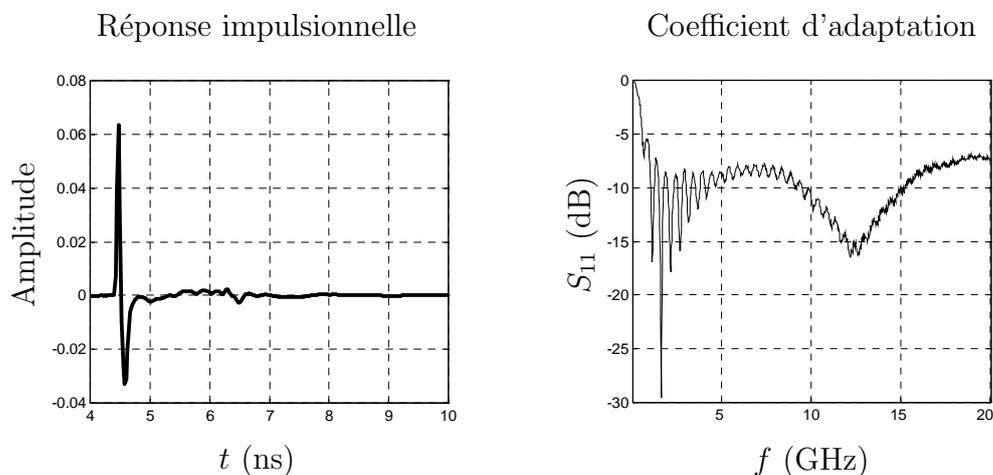


FIG. 3.19 – Réponse impulsionnelle et coefficient d'adaptation de l'antenne cornet [48].

permet d'améliorer l'adaptation d'impédance. L'étude détaillée d'un grand nombre d'antennes planaires large bande peut être trouvée dans la thèse de S.-Y. SUH [51].

Parmi les antennes non-résonnantes, l'antenne cornet offre de bonnes performances (Fig. 3.19). Elle est bien adaptée sur une large bande et apporte peu de distorsions au signal transmis. L'inconvénient est sa directivité et son encombrement important.

L'antenne Vivaldi [52] (Fig. 3.20 et 3.21) a un fonctionnement et des performances proches de l'antenne cornet. Son principal atout par rapport à cette dernière est sa géométrie plane qui facilite son intégration.

Les réponses temporelles et fréquentielles présentées sont issues des travaux de S. LICUL [48]. Les réponses impulsionnelles sont obtenues par des mesures du rayonnement entre deux antennes identiques placées en vis-à-vis dans la direction de leur directivité maximale.

Pour des applications mobiles, dans des conditions réelles d'utilisation, la position relative des deux antennes d'émission et de réception n'est pas aussi idéale. Si les antennes restent parallèles l'une par rapport à l'autre, les distorsions observées sur le signal reçu sont peu importantes quelque soit la direction des antennes (Fig. 3.22). Ceci est obtenu grâce à l'usage d'antennes dont le diagramme de directivité est quasiment constant sur le plan horizontal. En revanche, si les antennes sont en polarisation croisée, la distorsion du signal reçu est très importante et varie de manière significative suivant l'angle relatif entre les deux antennes (Fig. 3.23).

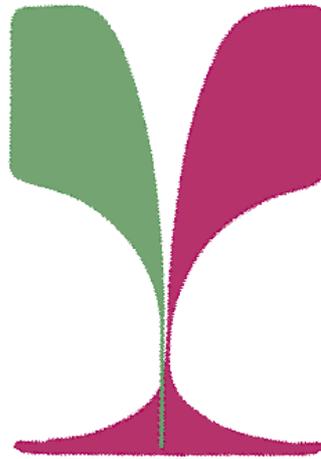


FIG. 3.20 – Antenne Vivaldi.

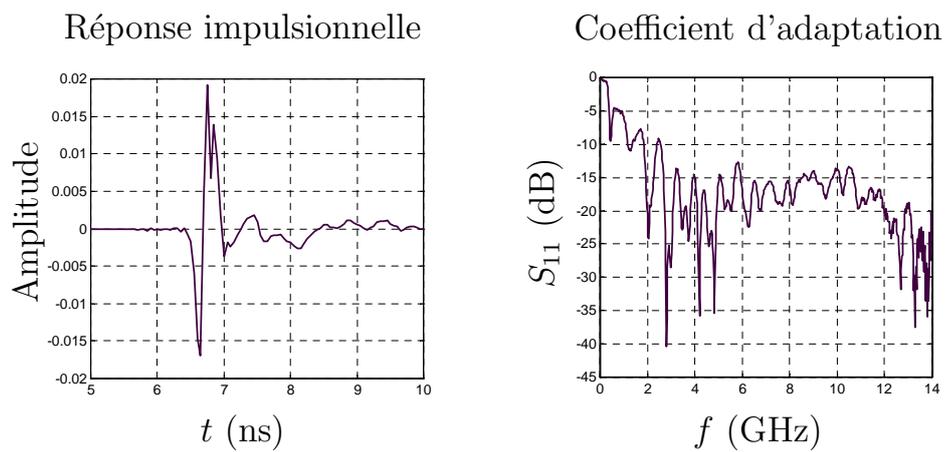


FIG. 3.21 – Réponse impulsionnelle et coefficient d'adaptation de l'antenne Vivaldi [48].

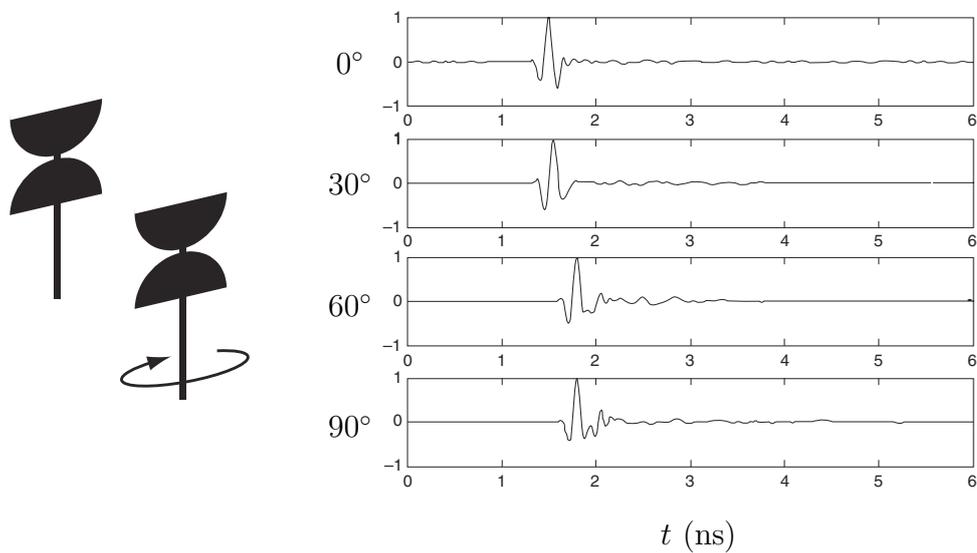


FIG. 3.22 – Influence de la rotation de l'antenne en polarisation directe [53].

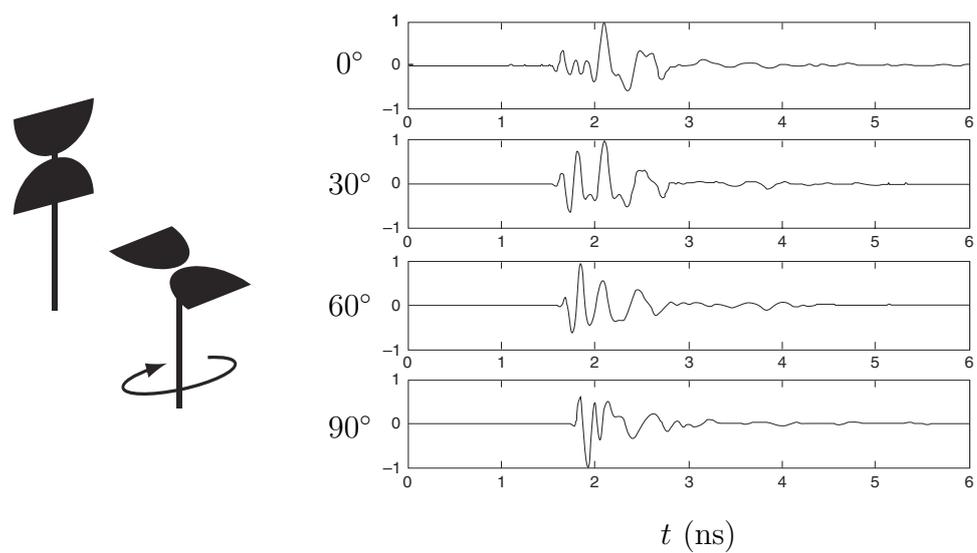


FIG. 3.23 – Influence de la rotation de l'antenne en polarisation croisée [53].

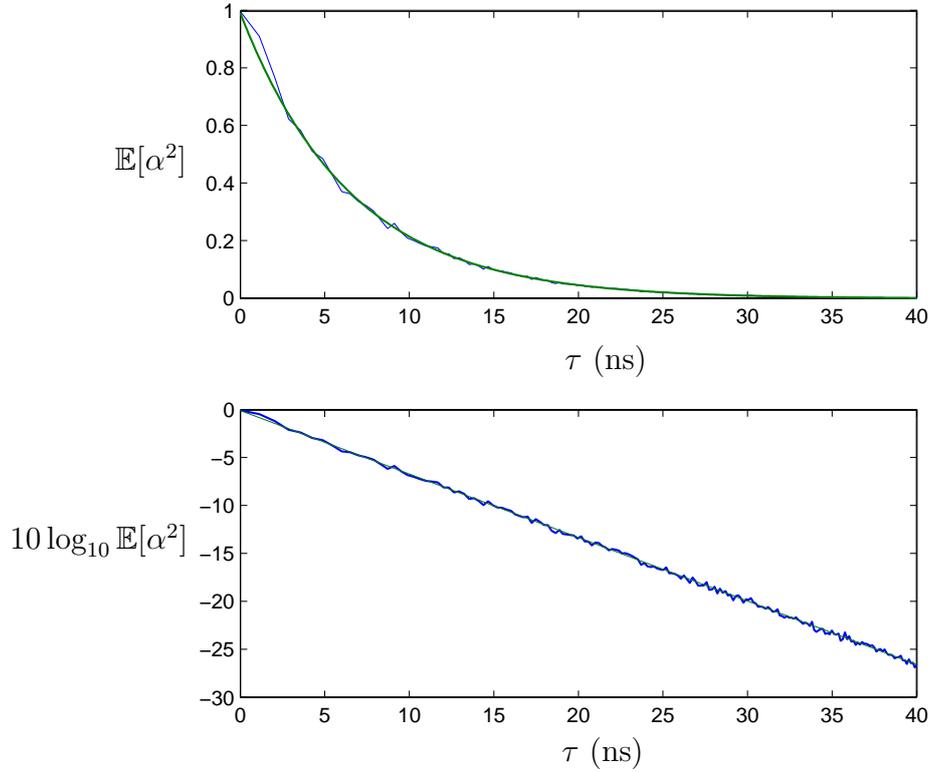


FIG. 3.24 – Profil moyen de la puissance des trajets en fonction des retards.

### 3.6 Synthèse et conclusion

Les modèles de canaux et les mesures d’antennes fournissent des informations importantes sur les effets de la propagation du signal entre la génération du signal à émettre et sa réception pour la démodulation. Il est essentiel de tenir compte de ces informations lors de la mise en place du système de communication.

Pour chaque réalisation, le modèle du canal multi-trajets en clusters prévoit une décroissance des amplitudes sous la forme d’une double exponentielle (3.16). En effectuant un grand nombre de réalisations à partir du modèle, il est possible de construire le *power delay profile* moyen. La figure 3.24 représente ce profil en échelle linéaire et logarithmique pour le modèle IEEE 802.15.3a-CM2. On constate que la puissance moyenne des trajets suit une décroissance exponentielle simple, elle s’exprime en fonction du retard  $\tau$  par la relation :

$$\mathbb{E}[\alpha^2(\tau)] = \alpha_0^2 e^{-\frac{\tau}{\Gamma_{\text{eq}}}} \quad (3.18)$$

où  $\alpha_0^2$  est la puissance moyenne du premier trajet et  $\Gamma_{\text{eq}}$  est le paramètre de la décroissance exponentielle. Les valeurs de  $\Gamma_{\text{eq}}$  extraites pour les quatre ensembles de paramètres CM1, CM2, CM3 et CM4 du modèle IEEE 802.15.3a sont données au tableau 3.6.

	CM1	CM2	CM3	CM4
$\Gamma_{\text{eq}}$ (ns)	4.8	6.3	10.3	16.7

TAB. 3.6 – Paramètres de la décroissance exponentielle de la puissance moyenne des trajets pour les quatre configurations du modèle de canal IEEE 802.15.3a.

	CM1	CM2	CM3	CM4
$T_d$ (ns)	11	16.5	23.5	38.5

TAB. 3.7 – Durée d'étalement à  $-10$  dB par rapport au trajet dominant pour les quatre ensembles de paramètres du modèle IEEE 802.15.3a.

	Résidentiel		Bureau	
	LOS	NLOS	LOS	NLOS
$T_d$ (ns)	50	70	16	45

TAB. 3.8 – Durée d'étalement à  $-10$  dB par rapport au trajet dominant pour quatre ensembles de paramètres du modèle IEEE 802.15.4a.

La représentation de la figure 3.24 permet également d'obtenir la durée d'étalement moyenne des canaux. La durée d'étalement  $T_d$  est définie à  $-10$  dB :  $T_d$  est la moyenne du retard du trajet dont la puissance est inférieure de  $-10$  dB par rapport à la puissance du trajet le plus fort. Les valeurs de ce paramètre pour les quatre configurations du modèle IEEE 802.15.3a sont données au tableau 3.7.

Pour les transmissions bas débits, le modèle 802.15.4a est paramétré par des valeurs fournissant des durées d'étalement plus importantes (Tab. 3.8).

L'intégration de l'énergie du signal reçu sur ces durées d'étalement à  $-10$  dB permet de récupérer la grande majorité de l'énergie utile disponible. Soit  $\eta$  le rapport entre l'énergie intégrée sur une durée  $T$  et l'énergie totale. Dans le cas du modèle de canal IEEE 802.15.3a, sa moyenne peut être calculée en utilisant l'équation (3.18), soit :

$$\mathbb{E}[\eta](T) = \frac{\int_0^T \alpha^2(\tau) d\tau}{\int_0^\infty \alpha^2(\tau) d\tau} = 1 - e^{-\frac{T}{\Gamma_{\text{eq}}}} \quad (3.19)$$

La figure 3.25 représente l'espérance de  $\eta$ , en fonction de  $T$ , pour les quatre versions du modèle IEEE 802.15.3a. Pour  $T = T_d$ , l'énergie intégrée représente en moyenne 90% de l'énergie totale.

Pour capturer cette énergie par un récepteur de type *rake*, un très grand nombre de trajets doivent être identifiés. Aux tableaux 3.4 et 3.5, la caractéristique  $\text{NP}_{85\%}$

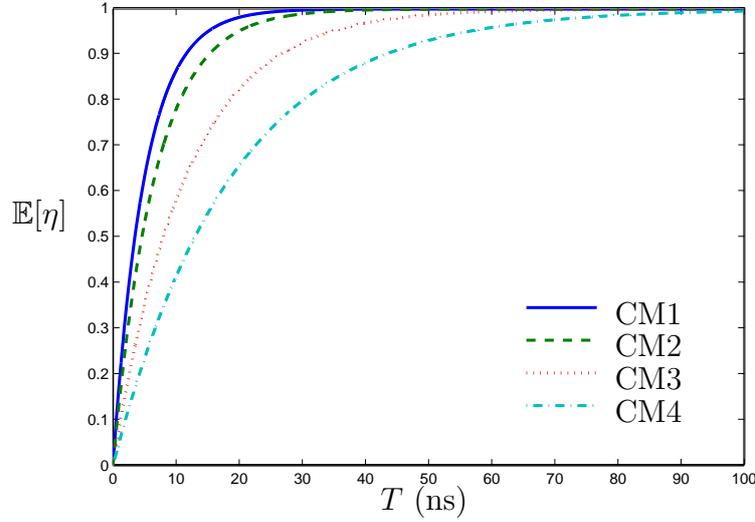


FIG. 3.25 – Moyenne du coefficient  $\eta$  en fonction du temps d'intégration pour le modèle IEEE 802.15.3a.

représente le nombre moyen de trajets, parmi les plus forts, qui rassemblent 85% de l'énergie totale. Suivant les configurations LOS ou NLOS, ce nombre varie de 22 à 123.

L'impossibilité de réaliser un récepteur *rake* avec un nombre de doigts aussi conséquent nous conduit à privilégier les solutions à base de traitements non-cohérents. Ce choix est également justifié au regard des distorsions qui affectent le signal reçu.

Ces distorsions ont plusieurs origines. Sur la bande UWB, les propriétés électromagnétiques des matériaux ne sont pas constantes. Le signal subit une atténuation et un déphasage qui ne sont pas identiques pour toutes ses composantes fréquentielles. De plus, la densité des trajets est très importante. L'écart moyen entre deux trajets est compris entre 500 ps et 1 ns. Même avec des impulsions brèves, la probabilité de collision entre impulsions reçues est très élevée. La recombinaison des impulsions crée un signal dont la forme d'onde est imprévisible.

Une autre source de distorsion du signal reçu est la propagation à travers les antennes d'émission et de réception. En UWB, il est très difficile de concevoir des antennes dont le gain est constant et dont la phase est linéaire sur l'ensemble de la bande. Ces critères assurant l'absence de distorsion ne peuvent être obtenus qu'au détriment de l'efficacité ou de la compacité de l'antenne.

Dans tous les cas, les antennes ne sont pas parfaitement omnidirectionnelles. Or, les trajets sont émis et reçus dans presque toutes les directions de l'espace. Les impulsions issues de chaque trajet subissent des distorsions différentes et parfois importantes.

Un récepteur synchrone fonctionne en effectuant des opérations de corrélations entre le signal reçu et un *template* généré localement. La démodulation doit donc être précédée d'une phase d'apprentissage de la forme d'onde du signal reçu. Etant donnée la largeur de la bande, cet apprentissage n'est pas simple à implémenter.

De plus, les applications visées sont mobiles. Cet aspect n'a pas été étudié mais n'en est pas moins important. La mobilité implique des changements permanents dans la répartition des trajets. A cause de la forte densité des trajets, les recombinaisons entre les impulsions reçues sont à l'origine de distorsions aléatoires et variables dans le temps. Le déplacement des antennes est également responsable d'une forte variabilité dans les distorsions.

Un récepteur cohérent est donc obligé de mettre continuellement à jour sa connaissance du canal : les retards et amplitudes des trajets principaux et la forme d'onde des impulsions reçues. En UWB, ces opérations sont très complexes et leur implémentation conduirait à une consommation très élevée. Il est donc nécessaire de relaxer la connaissance requise sur le canal. C'est pourquoi l'approche non-cohérente est privilégiée dans le système proposé.



# Chapitre 4

## Modulation hauts débits non-cohérente multi-bandes

### Sommaire

---

<b>4.1</b>	<b>Introduction</b>	<b>74</b>
<b>4.2</b>	<b>Principes de la solution proposée par Mitsubishi ITE</b>	<b>75</b>
4.2.1	L'approche asynchrone et le récepteur quadratique	75
4.2.2	La parallélisation du module élémentaire vers un système multi-bandes	76
<b>4.3</b>	<b>Analyse du système</b>	<b>79</b>
4.3.1	Le problème de décision à seuil	79
4.3.2	La statistique de la variable de décision $x$	80
4.3.3	Le seuil de décision optimal $\rho_{\text{opt}}$	81
4.3.4	L'estimation de l'énergie du bruit et du signal utile	83
4.3.5	Calcul de la probabilité d'erreur	87
<b>4.4</b>	<b>Performances moyennes sur canal multi-trajets</b>	<b>91</b>
4.4.1	Expression de l'énergie récupérable pour une réalisation de canal	92
4.4.2	Statistique de l'énergie récupérable	94
4.4.3	Probabilité d'erreur moyenne sur canal multi-trajets	101
4.4.4	Bilan de liaison du système sur canal multi-trajets	103
4.4.5	Commentaires des résultats obtenus	106
<b>4.5</b>	<b>Conséquences sur l'implémentation</b>	<b>111</b>
4.5.1	Représentation schématique de l'émetteur et du récepteur	111
4.5.2	Quelques éléments d'implémentation matérielle	112
<b>4.6</b>	<b>Conclusion</b>	<b>115</b>

---

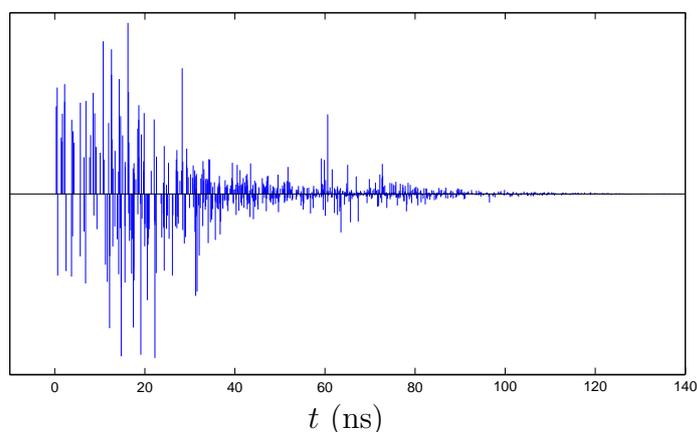
## 4.1 Introduction

Dans le cadre de la procédure de standardisation pour les communications hauts débits UWB, plusieurs solutions ont été proposées. Les deux solutions principales DS-CDMA et MB-OFDM ont été présentées au chapitre 1. Elles sont toutes les deux basées sur une approche synchrone avec une démodulation cohérente. Sur canal gaussien, ces systèmes présentent de bonnes performances théoriques. Cependant, l'étude du canal UWB menée au chapitre 3 montre la difficulté de mise on œuvre de ces systèmes sur des canaux multi-trajets réalistes. L'approche synchrone nécessite que le récepteur maîtrise les nombreux degrés de liberté du canal. L'estimation de ce dernier est alors très complexe et représente une grande part de l'énergie consommée. De plus, les performances des systèmes synchrones sont très sensibles aux erreurs d'estimation.

Pour alléger les contraintes sur le matériel et éviter des procédures d'estimation complexes, l'approche asynchrone est privilégiée et motivée par l'étude préliminaire sur la synchronisation menée par S. PAQUELET [54]. La solution proposée par Mitsubishi ITE [55, 56] est un système impulsionnel à modulation OOK avec une démodulation non-cohérente basée sur une méthode originale de détection d'énergie du signal reçu. Le système élémentaire est multiplié sur différentes sous-bandes adjacentes. Cette architecture de modulation et démodulation multi-bandes non-cohérente, nouvelle en radiocommunications, est potentiellement capable de réaliser des transmissions à débits très élevés.

L'analyse de ce système, menée du point de vue de la théorie de la décision, conduit à un test d'hypothèses par seuillage. La détermination de la statistique de la variable de décision, sous les deux hypothèses, permet d'obtenir une formulation explicite du seuil optimal. Cette formulation originale ne possède que deux degrés de liberté ce qui rend facile l'ajustement automatique du seuil en fonction des conditions de propagation du signal. Ce seuillage dynamique nécessite de connaître le rapport entre l'énergie du signal utile et la densité spectrale du bruit. La connaissance de ce rapport est entretenue par des procédures d'estimation récursives du canal, très simples à implémenter.

Les performances du système sont caractérisées par la probabilité d'erreur binaire. L'expression de cette dernière, en fonction de l'énergie du signal utile récupérée, permet une première comparaison rapide du système avec les méthodes cohérentes classiques. Mais pour une étude plus approfondie, il est utile de connaître la probabilité d'erreur moyennée sur les différentes réalisations de canaux. Les effets du *fading* sont ainsi pris en compte dans les calculs des performances. Ceci nécessite au préalable d'identifier l'expression de l'énergie du signal utile récupérable en fonction du canal et d'en extraire la statistique. Finalement, la comparaison de différentes configurations, en terme de couples débit-portée, est rendue possible grâce à des bilans de liaison construits à partir du modèle du *path loss* proposé au chapitre 3.




---

 FIG. 4.1 – Réponse impulsionnelle typique du canal UWB.
 

---

## 4.2 Principes de la solution proposée par Mitsubishi ITE

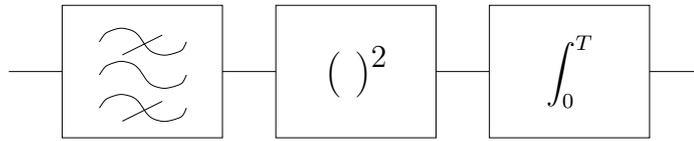
### 4.2.1 L'approche asynchrone et le récepteur quadratique

Parmi les techniques de transmission de signaux UWB, l'*impulse radio* est reconnue pour son efficacité. Deux stratégies de réception sont possibles. D'un côté, le récepteur *rake* est un récepteur cohérent fonctionnant de manière optimale lorsqu'il dispose d'une estimation parfaite du canal. De l'autre côté, le récepteur non-cohérent, basé sur la détection d'énergie, est sous-optimal mais nécessite peu d'informations sur le canal.

Une réalisation d'une réponse impulsionnelle de canal UWB est présentée sur la figure 4.1. D'une manière générale, les durées d'étalement  $T_d$  sont comprises entre 20 et 100 ns pour des distances comprises entre 1 et 10 mètres. De plus, le canal UWB est caractérisé par un nombre important de trajets significatifs : jusqu'à 60 trajets sont nécessaires pour capturer 85% de l'énergie totale du canal. Parallèlement, les antennes de transmission et les matériaux de propagation introduisent des distorsions sur le signal reçu. Ces distorsions et les effets de recouvrement entre impulsions rendent imprévisible la forme d'onde d'une impulsion reçue.

A cause de ces caractéristiques du canal UWB, l'établissement de la synchronisation et l'estimation du canal multi-trajets sont particulièrement délicats à obtenir. Le récepteur *rake* semble donc difficile à mettre en œuvre, particulièrement dans des situations impliquant de la mobilité.

Pour conserver une architecture simple et satisfaire la contrainte de faible coût, les architectures basées sur des traitements non-cohérents sont privilégiées. L'étude de S. PAQUELET sur la synchronisation [54] montre que la détection asynchrone d'une séquence conduit à des traitements quadratiques. Plus précisément, appliqués sur des symboles véhiculés sur une seule impulsion, ces résultats préconisent de ne considérer




---

 FIG. 4.2 – Récepteur non-cohérent fonctionnant par détection d'énergie.
 

---

que des quantités relatives à l'énergie du signal. Cette énergie est intégrée sur des intervalles de temps compatibles avec le rythme d'échantillonnage des signaux. Dans cette étude, on considère un échantillonnage au rythme de la fréquence de répétition des impulsions. L'énergie du signal reçu est donc intégrée en une seule fois sur la durée d'étalement du canal. Le problème de la synchronisation est ainsi relaxé : seule une estimation de l'instant d'arrivée du premier trajet et de la durée d'étalement du canal est nécessaire. De plus, la précision requise sur cette synchronisation est de l'ordre de la durée de l'impulsion émise.

La démodulation repose donc sur la quantité scalaire obtenue en sortie du module de la figure 4.2. La durée d'intégration  $T$  du signal reçu élevé au carré est fixée en fonction de la durée d'étalement du canal.

Pour éviter les interférences inter-symboles, la période de répétition  $T_r$  des impulsions est choisie supérieure à la durée de l'impulsion reçue après son passage dans le canal. Cette dernière est le résultat du produit de convolution entre l'impulsion émise et la réponse impulsionnelle du canal (Fig. 4.3). La durée de l'impulsion émise (de l'ordre de la nanoseconde) étant négligeable devant la durée d'étalement du canal  $T_d$ , on obtient la contrainte  $T_r \geq T_d$ . Dans le cas des modèles de canaux IEEE 802.15.3a CM1 et CM2, la référence [57] montre que les interférences inter-symboles sont négligeables à partir d'une période de répétition  $T_r$  supérieure à 30 ns. Pour atteindre des débits jusqu'à trois fois supérieurs, la référence [57] propose une méthode simple d'annulation des interférences inter-symboles adaptée à la démodulation quadratique.

Pour atteindre des débits maximaux, l'émetteur code un symbole à chaque période d'étalement.

Puisque le récepteur est non-cohérent et basé sur l'énergie du signal, l'information n'est pas codée par la polarité de l'impulsion mais par son amplitude. Par rapport à la démodulation quadratique adoptée, la modulation d'amplitude la plus adaptée est la modulation tout-ou-rien OOK (*On-Off Keying*) (Fig. 4.4).

#### 4.2.2 La parallélisation du module élémentaire vers un système multi-bandes

Le système repose pour l'instant sur une constellation mono-dimensionnelle à laquelle on applique une modulation d'amplitude élémentaire. Le débit accessible par ce schéma de modulation est limité à  $1/T_r$  et est largement inférieur à la capacité totale

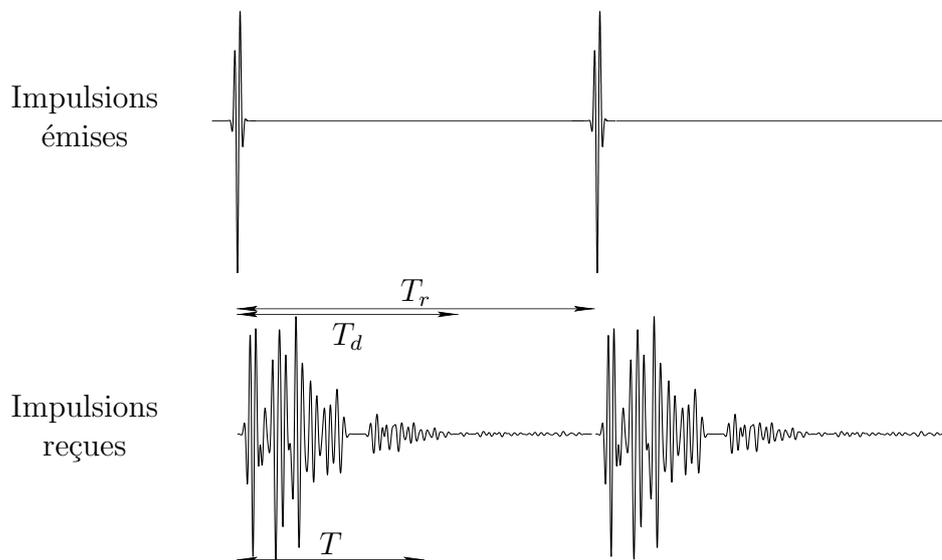


FIG. 4.3 – Période de répétition des impulsions  $T_r$ , durée d'étalement du canal  $T_d$  et durée d'intégration du signal  $T$ .

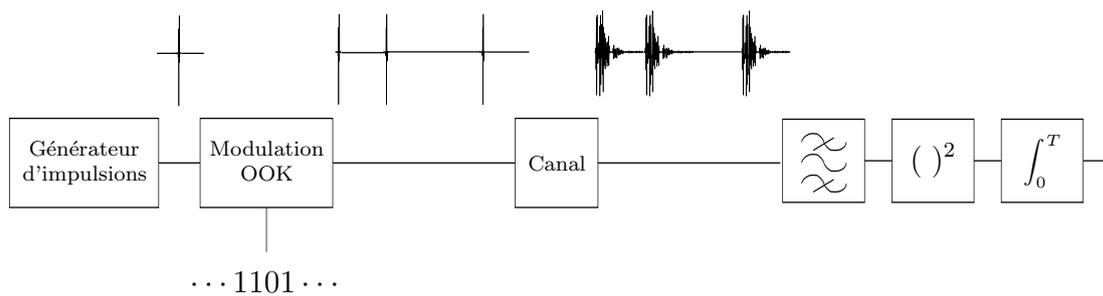


FIG. 4.4 – Système de transmission OOK non-cohérent.

du canal. Dans le cas d'une connaissance parfaite du canal, celle-ci s'exprime comme :

$$C_{\text{tot}} = B_{\text{tot}} \log_2 \left( 1 + \frac{\text{Puissance du signal}}{\text{Puissance du bruit}} \right) = B_{\text{tot}} \log_2 \left( 1 + \frac{E_{\text{tot}}/T_r}{NB_{\text{tot}}} \right)$$

où  $N$  est la densité spectrale de puissance unilatérale du bruit,  $B_{\text{tot}}$  est la bande totale disponible (7.5 GHz) et  $E_{\text{tot}}$  est l'énergie du signal reçu, récupérée sur l'intégralité de la bande  $B_{\text{tot}}$ .

Pour obtenir une meilleure adéquation entre le débit et la capacité du canal, deux degrés de liberté sont envisageables :

- augmenter le débit en multipliant le nombre d'états de la modulation ;
- augmenter la dimension de la constellation des signaux émis en s'assurant qu'une procédure simple permette de les séparer en réception après le passage dans le canal.

La première solution suggère l'usage d'une modulation d'amplitude à un grand nombre d'états. Comme il a été dit précédemment, cette modulation est sous-optimale pour un récepteur quadratique. De plus, pour augmenter les débits de manière linéaire, le nombre d'états de la modulation doit croître exponentiellement.

Dans la deuxième solution, il s'agit de construire une constellation de signaux dont les caractéristiques :

- restent stables par le passage dans le canal. Ce dernier étant supposé inconnu, à des paramètres macroscopiques près tel que l'étalement, cette stabilité doit être vérifiée par l'application d'un canal arbitraire et plus généralement d'un grand choix de filtres linéaires invariant en temps ;
- identifient sans ambiguïté ces signaux les uns vis-à-vis des autres ;
- puissent être simplement générées et recouvrées par le transmetteur (idéalement par une opération linéaire analogique).

Ces conditions plébiscitent une séparation de ces signaux selon leurs caractéristiques spectrales. La bande totale  $B_{\text{tot}}$  est fractionnée en plusieurs sous-bandes adjacentes de largeur  $B$ . Le canal, au sens de la théorie de l'information, est ainsi divisé en plusieurs canaux de capacité inférieure.

La capacité de chaque canal, correspondant chacun à une sous-bande, est dans un cas d'une réception cohérente :

$$C = B \log_2 \left( 1 + \frac{E/T_r}{NB} \right)$$

où  $E$  est l'énergie disponible sur le signal de bande  $B$ . Dans le cas d'une réception non-cohérente, la capacité est inférieure car le canal n'est pas estimé. Pour optimiser les débits accessibles, la bande  $B$  est dimensionnée pour que la capacité  $C$  d'une sous-bande soit égale, ou légèrement supérieure, au débit de chaque sous-bande  $1/T_r$ . Dans un cas idéal où l'on dispose de  $n$  sous-bandes telles que  $B_{\text{tot}} = nB$  et  $E_{\text{tot}} = nE$ , la capacité globale du système en sous-bandes reste identique à la capacité du système mono-bande :  $nC = C_{\text{tot}}$ . La division en sous-bandes permet donc une multiplication des débits, sans perte de capacité globale. Elle est compatible avec les traitements

non-cohérents en réception. De plus, l'orthogonalité entre les signaux de chaque sous-bande est conservée après le passage dans le canal. Le débit brut global du système proposé est finalement égal à  $\frac{n}{T_r}$ . En pratique, le nombre de sous-bandes est limité par les possibilités d'implémentation matérielle.

## 4.3 Analyse du système

Pour l'analyse théorique du système, les études sont menées sur une seule sous-bande de largeur  $B$ .

### 4.3.1 Le problème de décision à seuil

Le récepteur dispose d'un filtre d'entrée de bande  $B$ . Un bruit thermique de densité spectrale de puissance bilatérale  $N/2$  est présent à l'entrée du récepteur, et on note  $n(t)$  ce bruit filtré dans la bande  $B$  du récepteur. Pour la modulation OOK considérée, un bit 1 est codé par l'émission d'une impulsion de bande  $B$ . On note  $s(t)$  cette impulsion reçue à la sortie du filtre d'entrée du récepteur.

À la sortie du récepteur quadratique, on dispose d'une observation scalaire  $x$  qui correspond à l'une ou l'autre des deux hypothèses suivantes :

$$\begin{cases} H_0 : x = \int_0^T [n(t)]^2 dt & \text{(bit 0)} \\ H_1 : x = \int_0^T [s(t) + n(t)]^2 dt & \text{(bit 1)} \end{cases}$$

L'hypothèse  $H_0$  correspond au bit 0 de la modulation OOK et  $x$  est le résultat de l'intégration du bruit seul. L'hypothèse  $H_1$ , codant le bit 1, correspond à la présence du signal utile  $s(t)$  et du bruit  $n(t)$ .

La bande  $B$  du filtre d'entrée du récepteur est un paramètre du système. La durée d'intégration  $T$  du signal reçu est déterminée lors de la phase de synchronisation. L'énergie  $E$  du signal utile récupérable sur ce temps d'intégration est connue du récepteur grâce à une procédure d'estimation. En tenant compte de la connaissance de ces trois paramètres, le problème consiste à identifier le meilleur critère de décision entre les deux hypothèses qui minimise la probabilité d'erreur.

Les bits 0 et 1 sont supposés équiprobables. Le critère MAP (maximum *a posteriori*) conduit au test du maximum de vraisemblance [58] :

$$\frac{p_{x1}(x)}{p_{x0}(x)} \underset{H_0}{\overset{H_1}{\geq}} 1$$

où  $p_{xi}(x)$  est la densité de probabilité de l'observation sous l'hypothèse  $H_i$ ,  $i \in \{0, 1\}$ .

La règle de décision consiste à comparer l'observation  $x$  à un seuil prédéterminé  $\rho_{\text{opt}}$  :

$$x \underset{H_0}{\overset{H_1}{\geq}} \rho_{\text{opt}} \quad (4.1)$$

Le seuil optimal  $\rho_{\text{opt}}$  est la solution de l'équation  $p_{x0}(x) = p_{x1}(x)$ .

### 4.3.2 La statistique de la variable de décision $x$

Le filtre d'entrée du récepteur, de bande  $B$ , est considéré parfait. Les signaux sont intégrés sur une durée  $T$ . Donc, à un instant  $t$  donné, la connaissance requise du signal est donc le signal filtré sur la bande  $B$  et limité à une durée d'observation  $T$ . Or, la dimension d'un espace de signaux à énergie finie de bande  $B$  et de durée  $T$  est d'environ  $2M = 2BT + 1$  [59]. La décomposition des signaux sur une base de dimension  $2M = 2BT + 1$  permet de trouver les densités de probabilité de  $x$  sous les deux hypothèses [60]. Pour les besoins du calcul,  $2M$  est considéré entier. On peut donc écrire :

$$n(t) = \sum_{i=1}^{2M} n_i \phi_i(t) \quad \text{et} \quad s(t) = \sum_{i=1}^{2M} s_i \phi_i(t)$$

Les fonctions  $\phi_i(t)$ ,  $i \in \{1, \dots, 2M\}$ , constituent une base orthonormale de décomposition des signaux de bande  $B$  de durée  $T$ . Les scalaires  $s_i$  sont les coefficients du signal utile sur cette base. L'énergie de ce signal vérifie :

$$E = \int_0^T s^2(t) dt = \sum_{i=1}^{2M} s_i^2$$

Les coefficients  $n_i$  du bruit constituent une variable aléatoire gaussienne centrée de variance  $N/2$ .

En sortie de l'intégrateur, sous l'hypothèse  $H_1$  :

$$\begin{aligned} x &= \int_0^T [s(t) + n(t)]^2 dt = \int_0^T \left[ \sum_{i=1}^{2M} (n_i + s_i) \phi_i(t) \right]^2 dt \\ &= \int_0^T \left[ \sum_{i=1}^{2M} (n_i + s_i) \phi_i(t) \right] \left[ \sum_{k=1}^{2M} (n_k + s_k) \phi_k(t) \right] dt \\ &= \sum_{i=1}^{2M} \sum_{k=1}^{2M} \left\{ (n_i + s_i)(n_k + s_k) \int_0^T \phi_i(t) \phi_k(t) dt \right\} \end{aligned}$$

Grâce à l'orthogonalité des fonctions de bases, la dernière intégrale est égale à  $\delta_{ik}$ . On a donc :

$$x = \sum_{i=1}^{2M} (n_i + s_i)^2$$

Les variables aléatoires  $n_i + s_i$  suivent une loi gaussienne de moyenne  $s_i$ . La somme de leur carré,  $x$ , est une variable aléatoire qui suit une loi du  $\chi^2$  (Chi 2) décentré à  $2M$  degrés de liberté, de paramètre de décentrage  $E$  [60]. L'annexe 5.6 développe les étapes intermédiaires permettant de démontrer ce résultat. Sous l'hypothèse  $H_1$ , la densité de probabilité de  $x$  est donc :

$$p_{x1}(x) = \frac{1}{N} \left( \frac{x}{E} \right)^{\frac{M-1}{2}} e^{-\frac{x+E}{N}} I_{M-1} \left( 2 \frac{\sqrt{xE}}{N} \right) \quad x \geq 0 \quad (4.2)$$

où  $I_n(x)$  est la fonction de Bessel modifiée de première espèce d'ordre  $n$ .

Dans le cas où seul le bruit est présent, *i.e.* sous l'hypothèse  $H_0$ ,  $x$  suit une loi du  $\chi^2$  centré à  $2M$  degrés de liberté :

$$p_{x0}(x) = \frac{1}{N} \left( \frac{x}{N} \right)^{M-1} \frac{e^{-\frac{x}{N}}}{\Gamma(M)} \quad x \geq 0 \quad (4.3)$$

où  $\Gamma(p)$  est la fonction gamma définie par :

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

En posant  $L = \frac{E}{N}$  et  $z = \frac{x}{N}$  on a :

– sous l'hypothèse  $H_1$  :

$$p_{z1}(z) = \left( \frac{z}{L} \right)^{\frac{M-1}{2}} e^{-z-L} I_{M-1} \left( 2\sqrt{zL} \right) \quad z \geq 0 \quad (4.4)$$

– sous l'hypothèse  $H_0$  :

$$p_{z0}(z) = \frac{z^{M-1} e^{-z}}{\Gamma(M)} \quad z \geq 0 \quad (4.5)$$

Ces résultats, obtenus pour des valeurs entières de  $2M$ , sont également valables pour tout  $M$  réel positif.

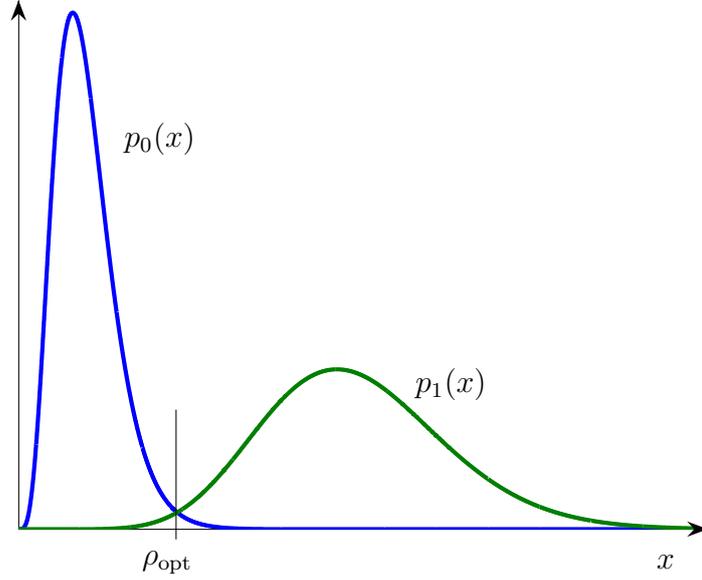
### 4.3.3 Le seuil de décision optimal $\rho_{\text{opt}}$

Le seuil optimal de l'équation 4.1 est obtenu par la résolution de  $p_{x0}(x) = p_{x1}(x)$  (Fig. 4.5). Soit  $\eta$  le seuil normalisé par rapport à  $N$ . Sa valeur optimale,  $\eta_{\text{opt}} = \frac{\rho_{\text{opt}}}{N}$ , vérifie :

$$(\eta_{\text{opt}} L)^{\frac{M-1}{2}} = \Gamma(M) e^{-L} I_{M-1} (2\sqrt{\eta_{\text{opt}} L}) \quad (4.6)$$

Si  $L \rightarrow \infty$ , alors  $\eta_{\text{opt}} \rightarrow \infty$ . Le développement asymptotique de la fonction de Bessel modifiée de premier ordre [61], démontré dans la référence [62], conduit pour  $L$  grand à :

$$I_{M-1} (2\sqrt{\eta_{\text{opt}} L}) \approx \frac{e^{2\sqrt{\eta_{\text{opt}} L}}}{\sqrt{4\pi \sqrt{\eta_{\text{opt}} L}}}$$

FIG. 4.5 – Densités de probabilité sous  $H_0$  et  $H_1$ .

En injectant ce résultat dans l'équation 4.6 et en prenant le logarithme, on obtient :

$$\left(\frac{M}{2} - \frac{1}{4}\right) \frac{\ln(\eta_{\text{opt}}L)}{\sqrt{\eta_{\text{opt}}L}} + \sqrt{\frac{L}{\eta_{\text{opt}}}} = \frac{\ln(\Gamma(M))}{\sqrt{4\pi\eta_{\text{opt}}L}} + 2$$

Finalement, pour  $L \rightarrow \infty$ ,  $\sqrt{\frac{L}{\eta_{\text{opt}}}} \rightarrow 2$ . On obtient donc, à  $M$  fixé et pour des valeurs grandes du rapport signal à bruit  $L$ , la relation  $\eta_{\text{opt}} \approx \frac{L}{4}$ .

En évaluant numériquement l'expression  $\eta_{\text{opt}} - L/4$ , on obtient de manière empirique une expression de  $\eta_{\text{opt}}$  approchée et originale :

$$\eta_{\text{opt}} \approx \frac{L}{4} + M + \sqrt{M-1} \phi(L) \quad (4.7)$$

où  $\phi$  est une fonction tabulée dont une approximation est le polynôme du troisième degré :

$$\tilde{\phi}(x) = 2.1 \times 10^{-6} x^3 - 0.00046 x^2 + 0.045 x + 0.032$$

Cette approximation de  $\phi(L)$  est valide pour  $L$  compris entre 0 et 20 dB (Fig. 4.6).

Grâce à cette expression du seuil (4.7), le récepteur dispose d'un moyen simple pour calculer le seuil optimal en fonction des deux seules variables  $M \approx BT$  et  $L = \frac{E}{N}$ . Le produit  $BT$  est connu et des procédures d'estimation permettent d'évaluer  $E$  et  $N$  en continu (paragraphe 4.3.4). Le seuil optimal est donc calculé rapidement et dynamiquement en fonction des conditions du canal.

L'architecture multi-bandes reposant sur une modulation OOK associée à une démodulation non-cohérente par seuillage dynamique est tout à fait nouvelle en UWB.

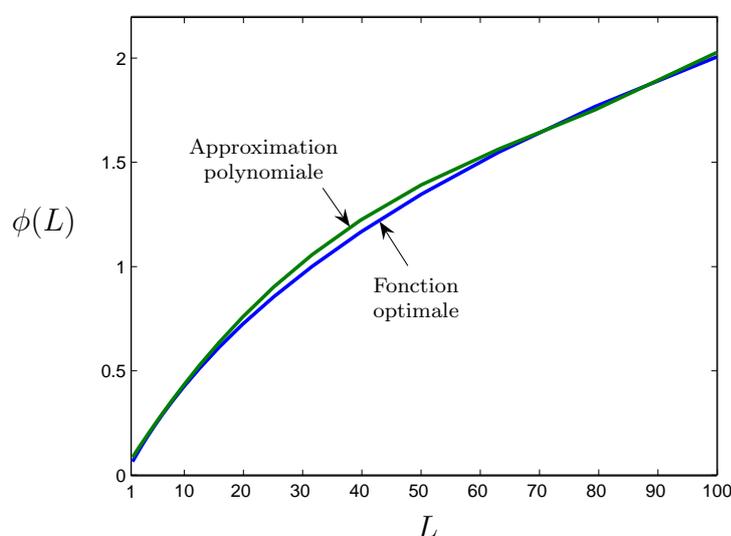


FIG. 4.6 – Fonction  $\phi$  utilisée pour calculer le seuil optimal.

Dans leurs travaux, S. VERDU [63] puis R. KNOPP [64] proposent une architecture de récepteur non-cohérent ne disposant que de la statistique *a priori* du canal. Dans la solution proposée par Mitsubishi ITE, la démodulation par seuillage tire profit de la connaissance de l'énergie  $E$  disponible. Un problème similaire est partiellement traité pour la photo-détection dans le domaine de la transmission sur fibre optique [60]. Cette connaissance déterministe du canal permet d'améliorer considérablement les performances du système non-cohérent. Dans [65], cette amélioration correspond à un gain de traitement quantifiée à 2 dB.

#### 4.3.4 L'estimation de l'énergie du bruit et du signal utile

L'estimation de la densité spectrale de puissance du bruit  $N$  et de l'énergie intégrée  $E$  du signal utile permet d'enrichir la connaissance *a priori* du canal. Ceci permet une amélioration importante des performances du récepteur non-cohérent.

Suite à l'établissement de la synchronisation, une première estimation de  $N$  et  $E$  est obtenue par l'émission d'un préambule constitué d'une suite de bits connue du récepteur. Ensuite, un algorithme récursif implémenté au niveau du récepteur permet d'affiner l'estimation de  $N$  et de suivre les variations de l'énergie  $E$  du signal. Le seuil de décision converge donc vers sa valeur optimale tout au long de la communication malgré les variations du canal.

##### 4.3.4.1 Estimation initiale

Au cours de la réception du préambule, un vecteur aléatoire  $X_0 = (x_{0,1}, \dots, x_{0,m_0})$  est extrait. Les composantes du vecteur correspondent à des réalisations de la variable

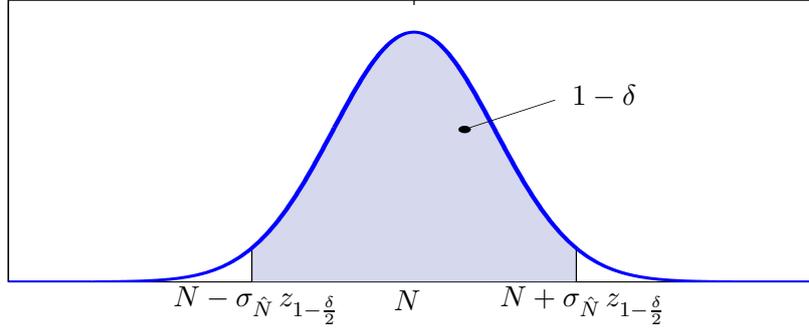


FIG. 4.7 – Approximation gaussienne de l'estimateur  $\hat{N}$ .

de décision  $x$  sous l'hypothèse  $H_0$  et sont des variables aléatoires indépendantes de densité  $p_{x0}(x_0)$  (4.3).

Un estimateur non-biaisé et efficace du paramètre  $N$  est obtenu par la méthode du maximum de vraisemblance [66] :

$$\hat{N} = \frac{\sum_{i=1}^{m_0} x_{0,i}}{m_0 M} \quad (4.8)$$

où  $m_0$  est le nombre d'échantillons sous l'hypothèse  $H_0$  utilisés pour estimer  $N$ .

Le risque quadratique moyen de cet estimateur est égal à sa variance :

$$\sigma_{\hat{N}}^2 = \frac{N^2}{m_0 M}$$

Pour  $m_0$  grand, le théorème de la limite centrale permet d'approcher la loi de l'estimateur non biaisé  $\hat{N}$  par la loi gaussienne de moyenne  $N$  et de variance  $\sigma_{\hat{N}}^2 = \frac{N^2}{m_0 M}$ . L'estimée  $\hat{N}$  est alors contenue dans l'intervalle  $\left[ N - \sigma_{\hat{N}} z_{1-\frac{\delta}{2}}, N + \sigma_{\hat{N}} z_{1-\frac{\delta}{2}} \right]$  avec une probabilité égale à  $1 - \delta$  (Fig. 4.7), où  $z_{1-\frac{\delta}{2}}$  est le quantile de la loi normale centrée réduite pour la probabilité  $\delta/2$  défini par :

$$\frac{\delta}{2} = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{z_{1-\delta/2}}^{\infty} e^{-z^2/2} dz$$

L'erreur relative  $\left| \frac{N - \hat{N}}{N} \right|$  est inférieure à  $z_{1-\frac{\delta}{2}} \frac{\sigma_{\hat{N}}}{N}$  avec une probabilité égale à  $1 - \delta$ . Pour  $M = 10$ , un nombre  $m_0 = 740$  d'échantillons permet d'obtenir une estimation de  $N$  dont l'erreur relative est inférieure à 3% avec une probabilité égale à 0.99.

Sous l'hypothèse  $H_1$ , le vecteur aléatoire  $X_1 = (x_{1,1}, \dots, x_{1,m_1})$  est extrait du préambule. Ses composantes sont des variables aléatoires de loi  $p_{x1}(x_1)$  (4.2).

Le principe du maximum de vraisemblance appliqué à la loi du  $\chi^2$  décentré ne permet pas d'obtenir analytiquement un estimateur. Pour estimer  $E$  par le maximum

de vraisemblance, le  $\chi^2$  décentré de moyenne  $MN + E$  et de variance  $MN^2 + 2EN$  est approché par une loi gaussienne de même moyenne et variance :

$$\tilde{p}_{x_1}(x_1) = \frac{1}{\sqrt{2\pi(MN^2 + 2EN)}} \exp\left(-\frac{(x_1 - MN - E)^2}{2MN^2 + 4EN}\right)$$

Cette approximation est localement satisfaisante à proximité du maximum de la densité de probabilité qui intervient de manière prépondérante dans l'estimation de l'énergie. Le maximum de vraisemblance est obtenu pour la valeur de  $E$  qui annule la dérivée de la log-vraisemblance. Ceci conduit à la résolution d'une équation du second degré dont une solution approchée est :

$$\hat{E} = \sqrt{\frac{1}{m_1} \sum_{i=1}^{m_1} \left(x_{1,i} - \frac{MN}{2}\right)^2} - N \left(\frac{M}{2} + 1\right) \quad (4.9)$$

Cet estimateur est à la fois biaisé et relativement complexe. Un estimateur basé sur le premier moment mène à un algorithme à la fois beaucoup plus simple et plus performant. Le premier moment (*i.e.* la moyenne des observations sous l'hypothèse  $H_1$ ) est donné par  $\mathbb{E}[x_1] = MN + E$  et peut être estimé simplement par  $\frac{1}{m_1} \sum_{i=1}^{m_1} x_{1,i}$ . L'énergie  $E$  peut être estimée par :

$$\hat{E} = \frac{\sum_{i=1}^{m_1} x_{1,i}}{m_1} - MN \quad (4.10)$$

Cet estimateur est non biaisé. Pour  $N$  connu, sa variance

$$\sigma_{\hat{E}|N}^2 = \frac{MN^2 + 2EN}{m_1}$$

est inférieure au risque quadratique moyen de l'estimateur proposé à l'équation (4.9).

En tenant compte de l'incertitude sur l'estimation de  $N$ , la variance de l'estimateur  $\hat{E}$  de l'équation (4.10) est :

$$\begin{aligned} \sigma_{\hat{E}}^2 &= \frac{MN^2 + 2EN}{m_1} + M^2 \sigma_N^2 \\ &= E^2 \left[ \frac{1}{m_1 E/N} \left( \frac{M}{E/N} + 2 \right) + \frac{M}{m_0 (E/N)^2} \right] \end{aligned}$$

De la même façon que pour l'estimation de  $N$ , la précision sur l'estimation de  $E$  est évaluée par la probabilité que l'erreur relative soit contenue dans un intervalle borné :

$$\left| \frac{E - \hat{E}}{E} \right| < z_{1-\frac{\delta}{2}} \frac{\sigma_{\hat{E}}}{E} \quad \text{avec une probabilité égale à } 1 - \delta.$$

Pour des valeurs de paramètres correspondant à un pire cas ( $M = 10$ ,  $E/N = 13$  dB et  $m_0 = 740$ ), un nombre  $m_1 = 1230$  d'échantillons permet d'obtenir une estimation de  $E$  dont l'erreur relative est inférieure à 3% avec une probabilité de 0.99.

Un préambule de longueur  $m_0 + m_1$  voisin de 2000 bits suffit pour estimer  $N$  et  $E$  de manière fiable. Avec une période de répétition  $T_r$  inférieure à 100 ns, le temps dédié à l'estimation du canal n'excède pas 0.2 ms.

Pour corriger l'estimation de  $N$  et  $E$  au cours de la communication, il est possible de retransmettre le préambule périodiquement. Les estimations obtenues à partir des équations (4.8) et (4.10) ne sont pas progressives. Avant de pouvoir fournir un résultat, les estimateurs ont besoin de mémoriser l'ensemble des échantillons nécessaires à l'estimation. Pour économiser la mémoire et calculer l'estimation initiale au fil des échantillons, on a recours à un algorithme récursif issu des méthodes de théorie de l'approximation stochastique. L'estimation récursive permet également d'affiner les estimations de  $N$  et  $E$  au cours de la transmission de l'information, sans interrompre celle-ci.

#### 4.3.4.2 Estimation récursive

Un algorithme d'estimation récursive exprime l'estimée au rang  $m + 1$  en fonction de l'estimée au rang  $m$  et de la nouvelle observation au rang  $m + 1$ .

L'algorithme du maximum de vraisemblance récursif [66] appliqué à l'estimation de  $N$  est obtenu à partir de :

$$\hat{N}_{m_0+1} = \hat{N}_{m_0} + \Delta N_{m_0}$$

avec

$$\Delta N_{m_0} = \frac{1}{(m_0 + 1)I(\hat{N}_{m_0})} \frac{\partial}{\partial \hat{N}_{m_0}} \ln p_{x0}(x_{m_0+1}, \hat{N}_{m_0})$$

L'information de Fisher  $I(\hat{N}_{m_0})$  est égale à  $\frac{M}{\hat{N}_{m_0}^2}$ . La dérivée, par rapport à l'estimée au rang  $m_0$ , du logarithme de la densité de probabilité de l'observation  $x_{m_0+1}$  est :

$$\frac{\partial}{\partial \hat{N}_{m_0}} \ln p_{x0}(x_{m_0+1}, \hat{N}_{m_0}) = \frac{x_{m_0+1}}{\hat{N}_{m_0}^2} - \frac{M}{\hat{N}_{m_0}}$$

On obtient :

$$\hat{N}_{m_0+1} = \frac{m_0}{m_0 + 1} \hat{N}_{m_0} + \frac{x_{m_0+1}}{(m_0 + 1)M} \quad (4.11)$$

Cet estimateur est très simple à implémenter et bénéficie asymptotiquement des mêmes propriétés que l'estimateur obtenu par la méthode du maximum de vraisemblance. Sa variance  $\sigma_{\hat{N}}^2 = \frac{N^2}{m_0 M}$  tend vers zéro lorsque  $m_0$  tend vers l'infini.

De la même façon, pour l'énergie  $E$  du signal utile, une version récursive de l'estimateur de l'équation (4.10) peut être obtenue :

$$\hat{E}_{m_1+1} = \frac{m_1}{m_1 + 1} \hat{E}_{m_1} + \frac{x_{m_1+1} - M\hat{N}}{m_1 + 1} \quad (4.12)$$

L'énergie du signal reçu change suivant les variations des conditions de propagation dans le canal. Dans l'estimateur récursif ci-dessus (4.12), lorsque le rang  $m_1$  est grand,

le second terme de la somme devient négligeable quelle que soit la valeur du nouvel échantillon de rang  $m_1 + 1$ . L'estimée  $\hat{E}_{m_1+1}$  reste constante quelles que soient les variations de la valeur réelle de  $E$ . Pour suivre ces variations, le gain  $\frac{1}{m_1+1}$  qui pondère le nouvel échantillon  $x_{m_1+1}$  est figé à une valeur fixe  $1/K$  quel que soit le rang  $m_1$  :

$$\hat{E}_{m_1+1} = \left(1 - \frac{1}{K}\right) \hat{E}_{m_1} + \frac{x_{m_1+1} - M\hat{N}}{K} \quad (4.13)$$

Pour une énergie  $E$  constante, la variance de l'estimateur converge vers la borne inférieure  $\frac{MN^2+2EN}{2K-1}$  lorsque  $m_1$  tend vers l'infini. Le choix de la valeur  $K$  est fonction de la rapidité d'évolution de la variable  $E$  en fonction du temps.

### 4.3.5 Calcul de la probabilité d'erreur

En raison de l'équiprobabilité entre les bits 0 et 1, la probabilité moyenne d'erreur est donnée par :

$$P_e = \frac{1}{2} [P(0|1) + P(1|0)]$$

où

- $P(0|1)$  est la probabilité de décider un bit 0 alors qu'un bit 1 a été émis ;
- $P(1|0)$  est la probabilité de décider un bit 1 alors qu'un bit 0 a été émis.

#### 4.3.5.1 Calcul de la probabilité $P(0|1)$

La fonction de Marcum  $Q$  généralisée [67]

$$Q_m(a, b) = \frac{1}{a^{m-1}} \int_b^\infty x^m e^{-\frac{x^2+a^2}{2}} I_{m-1}(ax) dx$$

permet d'exprimer la probabilité de décider d'un bit 0 alors qu'un bit 1 a été émis. En effet, en fonction du seuil de décision  $\eta$  et du rapport d'énergie signal sur bruit  $L$ , cette probabilité d'erreur est :

$$\begin{aligned} P(0|1) &= \int_0^\eta p_{z1}(z) dz \\ &= \int_0^\eta \left(\frac{z}{L}\right)^{\frac{M-1}{2}} e^{-z-L} I_{M-1}(2\sqrt{zL}) dz \\ &= 1 - \int_\eta^\infty \left(\frac{z}{L}\right)^{\frac{M-1}{2}} e^{-z-L} I_{M-1}(2\sqrt{zL}) dz \end{aligned}$$

Avec le changement de variable d'intégration  $w = \sqrt{2z}$ , on obtient

$$P(0|1) = 1 - \frac{1}{(\sqrt{2L})^{M-1}} \int_{\sqrt{2\eta}}^\infty w^M e^{-\frac{w^2+2L}{2}} I_{M-1}(w\sqrt{2L}) dw$$

soit :

$$P(0|1) = 1 - Q_M(\sqrt{2L}, \sqrt{2\eta}) \quad (4.14)$$

### 4.3.5.2 Calcul de la probabilité $P(1|0)$

La probabilité de décider d'un bit 1 alors qu'un bit 0 a été émis s'exprime par :

$$P(1|0) = \int_{\eta}^{\infty} p_{z0}(z) dz = \frac{1}{\Gamma(M)} \int_{\eta}^{\infty} z^{M-1} e^{-z} dz$$

Pour  $M$  entier, l'intégrale  $A_M = \int_{\eta}^{\infty} z^{M-1} e^{-z} dz$  vérifie

$$A_M = \eta^{M-1} e^{-\eta} + A_{M-1}$$

Par récurrence, on obtient :

$$\int_{\eta}^{\infty} z^{M-1} e^{-z} dz = \sum_{k=1}^M \frac{(M-1)!}{(M-k)!} \eta^{M-k} e^{-\eta}$$

Pour  $M$  entier, on a donc :

$$\begin{aligned} P(1|0) &= e^{-\eta} \sum_{k=1}^M \frac{\eta^{M-k}}{(M-k)!} \\ &= e^{-\eta} \sum_{k=0}^{M-1} \frac{\eta^k}{k!} \end{aligned}$$

Pour  $M$  réel positif, la probabilité d'erreur peut être approchée par :

$$P(1|0) = e^{-\eta} \sum_{k=1}^{\lfloor M \rfloor} \frac{\eta^{M-k}}{\Gamma(M-k+1)} \quad (4.15)$$

où  $\lfloor M \rfloor$  désigne la partie entière de  $M$ . Dans ce cas, l'erreur commise sur  $P(1|0)$  est inférieure à  $\frac{e^{-\eta}}{\eta}$ . En pratique,  $\eta_{\text{opt}}$  est supérieur à 20, ce qui crée une erreur sur  $P(1|0)$  inférieure à  $10^{-10}$ .

### 4.3.5.3 Résultat et comparaison avec une modulation cohérente

Les probabilités d'erreurs calculées aux équations 4.14 et 4.15 sont exprimées en fonction du paramètre  $L = E/N$  où  $E$  est l'énergie correspondant à l'énergie d'un bit 1. En OOK, l'énergie moyenne reçue est  $\mathcal{E} = E/2$ . Finalement, la probabilité d'erreur moyenne du système étudié s'exprime en fonction des paramètres  $\frac{\mathcal{E}}{N}$ ,  $M$  et  $\frac{\rho}{N}$  :

$$P_e = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} Q_M \left( \sqrt{4 \frac{\mathcal{E}}{N}} + \sqrt{2 \frac{\rho}{N}} \right) + \frac{e^{-\frac{\rho}{N}}}{2} \sum_{k=1}^{\lfloor M \rfloor} \frac{\left(\frac{\rho}{N}\right)^{M-k}}{\Gamma(M-k+1)} \quad (4.16)$$

où  $\rho$  est le seuil de décision dont la valeur optimale est fonction des paramètres  $\mathcal{E}$ ,  $N$  et  $M$  (4.7) :

$$\rho_{\text{opt}} \approx \frac{\mathcal{E}}{2} + NM + N\sqrt{M-1} \phi \left( 2 \frac{\mathcal{E}}{N} \right)$$

Dans les mêmes conditions, le récepteur OOK cohérent présente une probabilité d'erreur :

$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \frac{1}{2} \sqrt{\frac{E}{N}} \right) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \sqrt{\frac{\mathcal{E}}{2N}} \right)$$

où  $\operatorname{erfc}$  est la fonction erreur complémentaire définie par :

$$\operatorname{erfc}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^{\infty} e^{-t^2} dt$$

Pour la modulation BPSK cohérente, l'énergie moyenne  $\mathcal{E}$  est égale à l'énergie par bit  $E$  et la probabilité d'erreur est :

$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \sqrt{\frac{\mathcal{E}}{N}} \right)$$

Les courbes de performances pour ces différents récepteurs sont tracées sur la figure 4.8. Pour atteindre les mêmes performances que le récepteur cohérent BPSK, le récepteur non-cohérent proposé doit améliorer son bilan de liaison de 4 à 5 dB pour des valeurs typiques de  $M \approx BT$  comprises entre 5 et 25. Mais ces performances sont fonctions de l'énergie moyenne récupérée par les récepteurs. Alors que le système non-cohérent proposé est capable d'intégrer la quasi totalité de l'énergie disponible, le récepteur *rake* cohérent dispose d'un nombre limité de doigts lui permettant de récupérer qu'une faible partie de l'énergie. Pour être compétitif, le récepteur *rake* doit récupérer au moins 33 à 40% de l'énergie totale du canal (ce qui correspond aux 4 à 5 dB de différence cités précédemment). Etant données les caractéristiques du canal détaillées au chapitre 3, la réalisation de cet objectif à faible coût est improbable. Finalement, en plus d'une architecture simple, le système OOK non-cohérent proposé offre des performances comparables aux récepteurs cohérents.

Parallèlement à cette étude, le calcul de la probabilité d'erreur du système *Transmitted Reference* (paragraphe 1.3.2.2) a été mené de manière rigoureuse sans recours à l'approximation gaussienne. On constate empiriquement que la probabilité d'erreur de ce système exprimée en fonction de  $\mathcal{E}/N$  et  $M$  appartient à la même famille de courbes que la probabilité d'erreur du système à base de détection d'énergie avec un seuil de décision égal à sa valeur optimale. Il est intéressant de constater que ces systèmes non-cohérents ne font pas intervenir le même type de démodulation par seuillage mais sont néanmoins unifiés par des traitements quadratiques et des courbes de performances de même comportement. Cette remarque permet en prime d'exprimer la probabilité d'erreur du système à détection d'énergie proposé en fonction des seuls paramètres  $\frac{\mathcal{E}}{N}$  et  $M$ , sans faire intervenir explicitement le seuil :

$$P_e = \frac{1}{2^{M-1}} e^{-\frac{1}{2} \frac{\mathcal{E}}{N}} \sum_{k=0}^{\frac{M}{2}-1} \sum_{l=0}^{\frac{M}{2}-k-1} \binom{M-1}{k} \frac{\left(\frac{1}{2} \frac{\mathcal{E}}{N}\right)^l}{\Gamma(l+1)} \quad (4.17)$$

Cette expression nécessite que  $2M$  soit une paramètre entier.

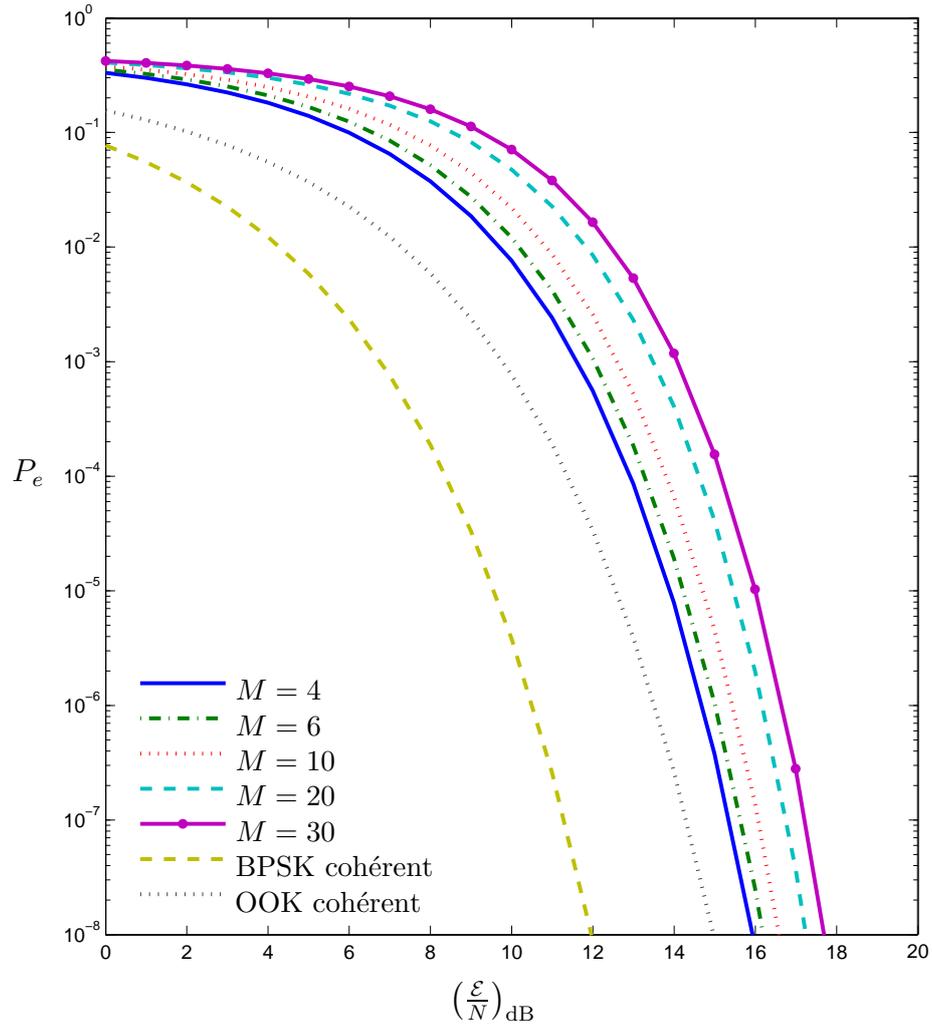


FIG. 4.8 – Probabilité d’erreur en fonction de  $\mathcal{E}/N$  pour différentes valeurs de  $M \approx BT$ .

## 4.4 Performances moyennes sur canal multi-trajets

Le paragraphe précédent a permis d'évaluer les performances en fonction du rapport d'énergies  $E/N$ .

Le bruit de densité spectrale de puissance bilatérale  $N/2$  est issu du bruit thermique amplifié par le facteur de bruit  $NF$  du récepteur :

$$N = N_0 NF$$

La densité spectrale de puissance du bruit  $N_0$  est calculée à partir de la formule :

$$N_0 = kT$$

où  $k = 1.38 \times 10^{-23}$  J/K est la constante de Boltzmann et  $T$  est la température en Kelvin. A température ambiante ( $T = 300$  K),  $N_0 = 4.1 \times 10^{-21}$  W/Hz, soit  $-174$  dBm/Hz.

Concernant le signal utile, à énergie émise  $E_p$  fixée, le *path loss*  $PL$  permet d'évaluer l'énergie moyenne reçue :

$$E_{\text{moy}} = E_p PL$$

Cette énergie moyenne reçue correspond au cas où une impulsion de bande infinie est émise. En effet, pour une impulsion de bande infinie et d'énergie  $E_p$ , le signal reçu est égal à la réponse impulsionnelle du canal (3.5) pondérée par le coefficient  $\sqrt{E_p PL}$  :

$$s(t) = \sqrt{E_p PL} \sum_k \alpha_k \delta(t - \tau_k)$$

Son énergie totale est égale à :

$$E = \int_{-\infty}^{\infty} s^2(t) dt = E_p PL \sum_k \alpha_k^2$$

La réponse impulsionnelle du canal est normalisée en énergie :  $\sum_k \alpha_k^2 = 1$ .

Pour une impulsion émise à bande limitée, des phénomènes d'interférences entre impulsions reçues sont observés. Le signal résultant reçu possède une énergie  $E$  qui peut être inférieure ou supérieure à l'énergie moyenne  $E_{\text{moy}}$ . Soit  $\eta$  tel que :

$$E = \eta E_{\text{moy}}$$

Le coefficient  $\eta$  est l'énergie  $E$  intégrée sur le temps  $T$ , normalisée par rapport à l'énergie moyenne  $E_{\text{moy}}$  :

$$\eta = \frac{E}{E_{\text{moy}}} = \int_0^T \tilde{s}^2(t) dt$$

où  $\tilde{s}(t)$  est le signal reçu, normalisé par rapport à l'énergie moyenne, égal au produit de convolution entre la réponse impulsionnelle du canal (3.5) et l'impulsion  $p(t)$  émise normalisée en énergie :

$$\begin{aligned}\tilde{s}(t) &= \frac{1}{\sqrt{E_{\text{moy}}}} s(t) \\ &= \sum_k \alpha_k p(t - \tau_k)\end{aligned}$$

Dans la suite, pour alléger les notations,  $\tilde{s}(t)$  est noté simplement  $s(t)$ .

Le coefficient  $\eta$  est fonction des couples amplitudes - retards des trajets du canal. Il dépend donc d'une réalisation du canal.

Pour étudier les performances moyennes, représentatives d'un type d'environnement, il est nécessaire de connaître la statistique de l'énergie reçue. Le coefficient  $\eta$  est donc une variable aléatoire dont la densité de probabilité dépend des caractéristiques du modèle de canal. Les résultats du paragraphe précédent et la connaissance de cette statistique permettent d'évaluer la probabilité d'erreur moyennée sur l'ensemble des réalisations possibles du modèle de canal.

#### 4.4.1 Expression de l'énergie récupérable pour une réalisation de canal

Le système est basé sur l'émission d'impulsions dont une représentation peut être la gaussienne sur porteuse. Normalisée en énergie, cette impulsion s'écrit :

$$p(t) = \sqrt{\frac{2}{\tau\sqrt{\pi}}} \cos(2\pi f_c t) e^{-\frac{t^2}{2\tau^2}}$$

Le temps  $\tau$  fixe la largeur de bande  $B$ , à  $-10$  dB, de l'impulsion :

$$B = \frac{\sqrt{\ln 10}}{\pi\tau} \quad (4.18)$$

L'équivalent en bande de base de l'impulsion émise est :

$$p_e(t) = \sqrt{\frac{2}{\tau\sqrt{\pi}}} e^{-\frac{t^2}{2\tau^2}}$$

Le signal reçu (sans bruit) est le résultat du produit de convolution entre l'impulsion émise et la réponse impulsionnelle du canal (3.9). Son équivalent en bande de base est :

$$\begin{aligned}s_e(t) &= p_e(t) * h_e(t) \\ &= \sqrt{\frac{2}{\tau\sqrt{\pi}}} \sum_{k=1}^N \alpha_k e^{-\frac{(t-\tau_k)^2}{2\tau^2}} e^{j2\pi f_c \tau_k}\end{aligned} \quad (4.19)$$

Le rapport  $\eta$  entre l'énergie intégrée sur un temps  $T$  et l'énergie totale moyenne disponible est :

$$\eta = \frac{E}{E_{\text{moy}}} = \int_0^T s^2(t) dt = \frac{1}{2} \int_0^T |s_e(t)|^2 dt \quad (4.20)$$

En utilisant les équations (4.19) et (4.20), les calculs développés dans l'annexe 5.6 permettent d'écrire :

$$\begin{aligned} \eta &= \sum_{k=1}^{N_T} \sum_{l=1}^{N_T} \alpha_k \alpha_l \cos(2\pi f_c(\tau_k - \tau_l)) e^{-\frac{(\tau_k - \tau_l)^2}{4\tau^2}} \\ &= \sum_{k=1}^{N_T} \alpha_k^2 + 2 \sum_{k=1}^{N_T} \sum_{\substack{l=1 \\ l > k}}^{N_T} \alpha_k \alpha_l \cos(2\pi f_c(\tau_k - \tau_l)) e^{-\frac{(\tau_k - \tau_l)^2}{4\tau^2}} \end{aligned} \quad (4.21)$$

où  $N_T$  est le nombre de trajets du canal contenus dans l'intervalle d'intégration  $[0, T[$ .

Le premier terme,  $\sum_{k=1}^{N_T} \alpha_k^2$ , correspond à la moyenne de  $\eta$ . Pour un étalement de canal égal à  $T_d$ , la réponse impulsionnelle est composée de  $N_{T_d}$  trajets et la moyenne de  $\eta$  est :

$$\mathbb{E}[\eta] = \sum_{k=1}^{N_{T_d}} \alpha_k^2 = 1$$

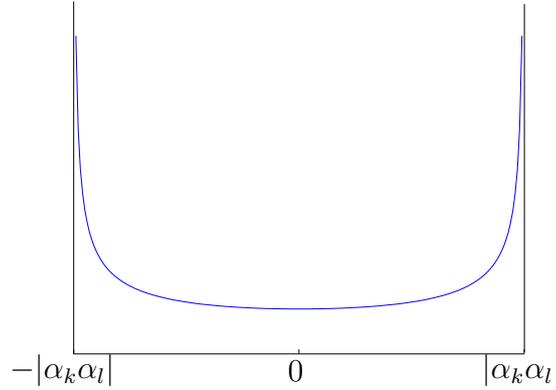
Le second terme de l'équation (4.21) représente une quantité aléatoire de moyenne nulle responsable du *fading*. En effet, chaque terme de la somme est le résultat de l'interaction entre deux impulsions distinctes. Etant donné l'ordre de grandeur de la fréquence centrale  $f_c$  et des retards  $\tau_k$ , l'angle du cosinus  $\theta_{k,l} = 2\pi f_c(\tau_k - \tau_l)$  peut être traité comme une variable aléatoire uniformément répartie sur  $[0, 2\pi[$ . Le terme  $\beta_{k,l} = \alpha_k \alpha_l \cos(\theta_{k,l})$  est donc une variable aléatoire répartie entre  $-|\alpha_k \alpha_l|$  et  $|\alpha_k \alpha_l|$  suivant une loi symétrique par rapport à zéro. Cette loi est représentée sur la figure 4.9 et a pour expression :

$$p_\beta(\beta_{k,l}) = \frac{1}{\pi \sqrt{1 - \beta_{k,l}^2}}$$

Lorsque la variable  $\beta_{k,l}$  est positive, l'interférence entre les deux impulsions centrées sur  $\tau_k$  et  $\tau_l$  est constructive. A l'inverse, lorsqu'elle est négative, l'interférence est destructive.

Mais quel que soit son signe, cette interférence est pondérée par le terme de l'exponentielle qui est d'autant plus faible que le rapport  $\frac{\tau_k - \tau_l}{\tau}$  est fort. Autrement dit, les interférences entre impulsions sont d'autant plus faibles que l'écart entre les trajets, *i.e.*  $(\tau_k - \tau_l)$ , est grand. De même, sachant que la largeur de bande  $B$  des impulsions est inversement proportionnelle à  $\tau$ , on vérifie que plus cette bande  $B$  est large, moins les interférences entre impulsions sont importantes.

Finalement, parmi les  $\frac{N_T(N_T-1)}{2}$  termes constituant la somme double de l'équation (4.21), seul un nombre limité d'entre eux sont significatifs et contribuent aux variations du paramètre  $\eta$ . Les variations de  $\eta$  sont responsables du *fading* observé en réception qui dépend donc des paramètres suivants :

FIG. 4.9 – Densité de probabilité de  $\beta_{k,l}$ .

- la bande  $B$  de l’impulsion émise ;
- l’écart moyen entre deux trajets consécutifs ;
- le nombre total de trajets ou la durée d’étalement du canal.

Le problème est très différent du cas traditionnel en bande étroite avec un *fading* de Rayleigh où la loi des grands nombres s’applique et l’approximation gaussienne est pleinement justifiée.

Pour une réalisation donnée du canal, connaissant les couples  $\{\alpha_k, \tau_k\}$ , la relation (4.21) permet de calculer l’énergie recouvrable en fonction du temps d’intégration  $T$ . Puisque le but est d’identifier les performances globales du système, on ne s’intéresse pas à une seule réalisation du canal mais à l’ensemble des canaux caractérisés par un modèle statistique. Les quantités  $\alpha_k$  et  $\tau_k$  sont donc des variables aléatoires. Par conséquent, le coefficient  $\eta$  est également une variable aléatoire dont la densité de probabilité dépend des paramètres du modèle de canal.

#### 4.4.2 Statistique de l’énergie récupérable

Grâce à la formule de Parseval [27] :

$$\begin{aligned}
 \eta &= \frac{1}{2} \int_0^T |s_e(t)|^2 dt \\
 &= \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} |s_e(t)|^2 \mathbb{I}_{0 \leq t < T}(t) dt \\
 &= \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} |S_e^{(T)}(f)|^2 df
 \end{aligned} \tag{4.22}$$

où  $S_e^{(T)}(f)$  est la transformée de Fourier du signal  $s_e(t)$  pour lequel l'observation est limitée à une durée  $T$  :

$$\begin{aligned} S_e^{(T)}(f) &= \text{TF} [s_e(t) \mathbb{I}_{0 \leq t < T}(t)] \\ &= \text{TF} \left[ \sqrt{\frac{2}{\tau \sqrt{\pi}}} \sum_{k=1}^{N_T} \alpha_k e^{-\frac{(t-\tau_k)^2}{2\tau^2}} e^{j2\pi f_c \tau_k} \right] \\ &= H_e^{(T)}(f) P_e(f) \end{aligned} \quad (4.23)$$

avec

$$H_e^{(T)}(f) = \sum_{k=1}^{N_T} \alpha_k e^{-j2\pi(f-f_c)\tau_k}$$

et

$$P_e(f) = 2\sqrt{\tau \sqrt{\pi}} e^{-2\pi^2 \tau^2 f^2} \quad (4.24)$$

Deux coefficients fréquentiels du canal  $H_e^{(T)}(f)$  et  $H_e^{(T)}(f + \Delta f)$  sont décorrélés si  $\Delta f$  est supérieur à la bande de cohérence  $B_c$  du canal observé sur la durée  $T$  d'intégration. Le comportement gaussien de  $H_e^{(T)}(f)$  permet de conclure à l'indépendance entre les variables aléatoires  $H_e^{(T)}(f)$  et  $H_e^{(T)}(f + B_c)$  quel que soit  $f$ . Le signal fréquentiel équivalent en bande de base  $S_e^{(T)}(f)$  s'étend sur une largeur  $B$  et peut donc être représenté par un ensemble de  $\frac{B}{B_c}$  échantillons indépendants :

$$S_e^{(T)}[n] = S_e^{(T)}\left(nB_c - \frac{B + B_c}{2}\right), \quad n \in \left\{1, \dots, \frac{B}{B_c}\right\}$$

Pour les besoins du calcul, le rapport  $\frac{B}{B_c}$  est considéré entier. L'énergie du signal est une intégrale de Riemann qui peut alors être approchée par une somme finie :

$$\begin{aligned} \eta &\approx \frac{B_c}{2} \sum_{n=1}^{B/B_c} |S_e^{(T)}[n]|^2 \\ &\approx \frac{B_c}{2} \sum_{n=1}^{B/B_c} |H_e^{(T)}[n]|^2 (P_e[n])^2 \end{aligned}$$

La bande de cohérence d'un canal est généralement considérée comme inversement proportionnelle au *RMS delay spread*,  $\tau_{\text{RMS}}$  [68]. Le paramètre  $\tau_{\text{RMS}}$  dépend de la distribution des amplitudes et retards des trajets. Il est indirectement lié à la durée d'étalement du canal et à l'écart moyen entre les trajets. Si le signal reçu est intégré sur une durée  $T$  inférieure à la durée d'étalement du canal, la réponse impulsionnelle du canal est tronquée à la durée  $T$ . Dans ce cas, la bande  $B_c$  considérée est liée à cette durée  $T$  plutôt qu'à la durée d'étalement du canal.

Afin d'identifier la famille des densités de probabilité de  $\eta$ , on considère dans un premier temps un cas simplifié dans lequel  $P_e(f)$  est constant sur la bande  $B$ .

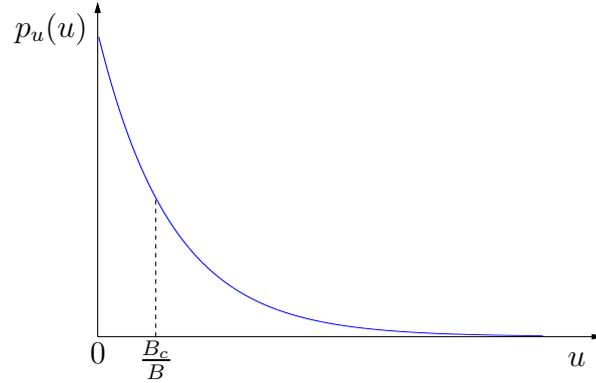


FIG. 4.10 – Loi de probabilité exponentielle de  $u = \frac{B_c}{B} \left| H_e^{(T_d)}[n] \right|^2$ .

L'impulsion en bande de base reste normalisée en énergie :

$$P_e[n] = \sqrt{\frac{2}{B}} \quad \forall n \in \{1, \dots, BT\}$$

et

$$\eta \approx \frac{B_c}{B} \sum_{n=1}^{B/B_c} \left| H_e^{(T)}[n] \right|^2 \quad (4.25)$$

La variable aléatoire  $\left| H_e^{(T)}[n] \right|$  est un coefficient de canal caractéristique d'un système bande étroite et suit une loi de Rayleigh. En se plaçant dans le cas où l'intégration est effectuée sur une durée égale à la durée d'étalement  $T_d$  du canal, la moyenne de  $\left| H_e^{(T)}[n] \right|$  est égale à 1 :

$$\mathbb{E} \left[ \left| H_e^{(T_d)}[n] \right|^2 \right] = \sum_k \alpha_k^2 = 1$$

Les coefficients  $\frac{B_c}{B} \left| H_e^{(T_d)}[n] \right|^2$ ,  $n \in \{1, \dots, \frac{B}{B_c}\}$  sont des variables aléatoires indépendantes suivant une loi exponentielle de moyenne  $\frac{B_c}{B}$  (Fig. 4.10). La somme de ces  $\frac{B}{B_c}$  variables aléatoires (4.25) suit une loi gamma de moyenne 1 et de paramètre  $q = \frac{B}{B_c}$  (Fig. 4.11) :

$$p_\eta(\eta) = \frac{q^q \eta^{q-1} e^{-q\eta}}{(q-1)!} \quad \text{avec } q = \frac{B}{B_c}$$

L'annexe 5.6 précise la démarche qui permet d'obtenir ces résultats.

Mais ce cas simplifié suppose un signal temporel de la forme d'un sinus cardinal et ne peut pas s'appliquer en pratique.

En reprenant l'expression de  $P_e(f)$  sous sa forme de gaussienne (4.24), on vérifie expérimentalement que  $\eta$  suit toujours une loi gamma. D'une manière générale,

$$p_\eta(\eta) = \frac{\eta^{q-1} e^{-\frac{\eta}{\theta}}}{(q-1)! \theta^q}$$

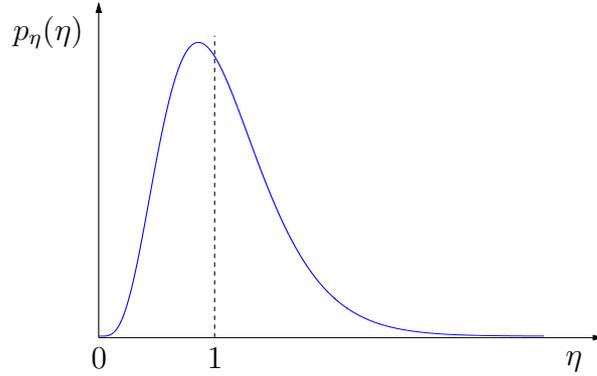


FIG. 4.11 – Loi de probabilité gamma.

où  $q$  et  $\theta$  sont les paramètres de la loi gamma tels que :

$$\begin{cases} q = \frac{[\mathbb{E}[\eta]]^2}{\mathbb{V}[\eta]} \\ \theta = \frac{\mathbb{V}[\eta]}{\mathbb{E}[\eta]} \end{cases} \iff \begin{cases} \mathbb{E}[\eta] = q\theta \\ \mathbb{V}[\eta] = q\theta^2 \end{cases}$$

En considérant toujours le cas où la durée d'intégration  $T$  est égale à l'étalement du canal  $T_d$ , l'espérance de  $\eta$  est égale à 1 et  $\theta = \frac{1}{q}$ . Les variables aléatoires  $|H_e^{(T_d)}[n]|^2$ ,  $n \in \{1, \dots, BT_d\}$  sont indépendantes et ont une moyenne et une variance égales à 1. La variance de  $\eta$  est donc approchée par :

$$\begin{aligned} \mathbb{V}[\eta] &\approx \mathbb{V} \left[ \frac{B_c}{2} \sum_{n=1}^{B/B_c} |H_e^{(T_d)}[n]|^2 (P_e[n])^2 \right] \\ &\approx \frac{B_c^2}{4} \sum_{n=1}^{B/B_c} \mathbb{V}[|H_e^{(T_d)}[n]|^2] (P_e[n])^4 \\ &\approx \frac{B_c^2}{4} \sum_{n=1}^{B/B_c} (P_e[n])^4 \end{aligned}$$

En approchant la dernière somme par une intégrale et en reprenant l'expression de  $P_e(f)$  (4.24), on a :

$$\frac{1}{T_d} \sum_{n=1}^{BT_d} (P_e[n])^4 \approx \int_{-\infty}^{\infty} [P_e(f)]^4 df = 4\sqrt{2\pi} \tau$$

soit :

$$\mathbb{V}[\eta] \approx \sqrt{2\pi} B_c \tau \quad (4.26)$$

La largeur de l'impulsion dépend du paramètre  $\tau$  qui est liée à la bande  $B$  à  $-10$  dB par la relation (4.18). En fonction de  $B$ , l'énergie normalisée  $\eta$  intégrée sur la durée

d'étalement du canal  $T_d$  suit une loi gamma de moyenne 1 et de variance  $\sqrt{\frac{2 \ln 10}{\pi} \frac{B_c}{B}}$ . Sa densité de probabilité s'exprime comme :

$$p_\eta(\eta) = \frac{q^q \eta^{q-1} e^{-q\eta}}{(q-1)!} \quad \text{avec } q = \sqrt{\frac{\pi}{2 \ln 10} \frac{B}{B_c}} \quad (4.27)$$

Dans le cas simplifié où  $P_e(f)$  est constant sur la bande, le paramètre  $q$  est égal au nombre de variables aléatoires exponentielles indépendantes sommées. Ce paramètre est assimilable au nombre de degrés de liberté de la loi gamma et constitue une quantité mesurant la diversité apportée par la résolution des multi-trajets. Pour une énergie récupérable moyenne donnée (moyenne de la loi gamma fixée), l'apport de diversité (*i.e.* l'augmentation du nombre de degrés de liberté de la loi) se traduit par deux effets :

- une diminution de la variance observée sur l'énergie réellement intégrée ;
- une symétrisation de la loi par rapport à sa moyenne.

En conséquence, la probabilité de *fading* profond est réduite et apparaît avec une probabilité qui ne devient que très peu supérieure à la probabilité d'un cas favorable obtenu par recombinaisons constructives. La figure 4.12 représente les probabilités que le coefficient  $\eta$  soit inférieur et supérieur à la moyenne elle-même égale à 1 en fonction du paramètre  $q$  de la loi gamma. On vérifie que lorsque  $q$  est grand, les deux probabilités tendent vers  $\frac{1}{2}$ .

Dans le cas étudié, à énergie récupérable moyenne fixée, un gain en diversité est obtenu par l'accroissement du rapport  $\frac{B}{B_c}$ . L'augmentation de la bande permet de réduire la largeur des impulsions et donc de limiter leur recouvrement. La diminution de la bande de cohérence est liée à une augmentation de la caractéristique  $\tau_{\text{RMS}}$  du canal. Le temps  $\tau_{\text{RMS}}$  mesure la dispersion des trajets dans la réponse impulsionnelle du canal. Il augmente donc avec l'écart moyen entre les trajets et la durée d'étalement du canal. La diminution de la bande de cohérence limite donc également les interactions entre les impulsions reçues.

Naturellement, la diminution du nombre et de l'importance des interactions entre impulsions se traduit par une réduction de la variance de l'énergie récupérable.

La bande de cohérence du canal, pour les quatre versions CM1, CM2, CM3 et CM4 du modèle IEEE 802.15.3a, est déterminée à partir de la simulation. Pour chacun des quatre modèles, 1000 réalisations de canaux sont construites. Ce grand nombre de réalisations permet d'obtenir l'histogramme de la distribution de l'énergie du signal intégré sur le temps d'étalement du canal. Le paramètre  $B_c$  est déterminé de sorte que le paramètre  $q$  de la loi gamma exprimée à l'équation (4.27) soit en accord avec la variance de  $\eta$  obtenue par simulation. Pour les quatre modèles de canaux, la figure 4.13 représente le paramètre  $B_c$  obtenu par cette méthode en fonction de la bande  $B$  de l'impulsion émise. Cette représentation permet de confirmer expérimentalement la dépendance de la variance de  $\eta$  en fonction du rapport  $\frac{B}{B_c}$ . En effet, pour un modèle donné, la bande de cohérence  $B_c$  est indépendante de la bande  $B$  des impulsions émises. Les valeurs de  $B_c$  obtenues sont regroupées au tableau 4.1.

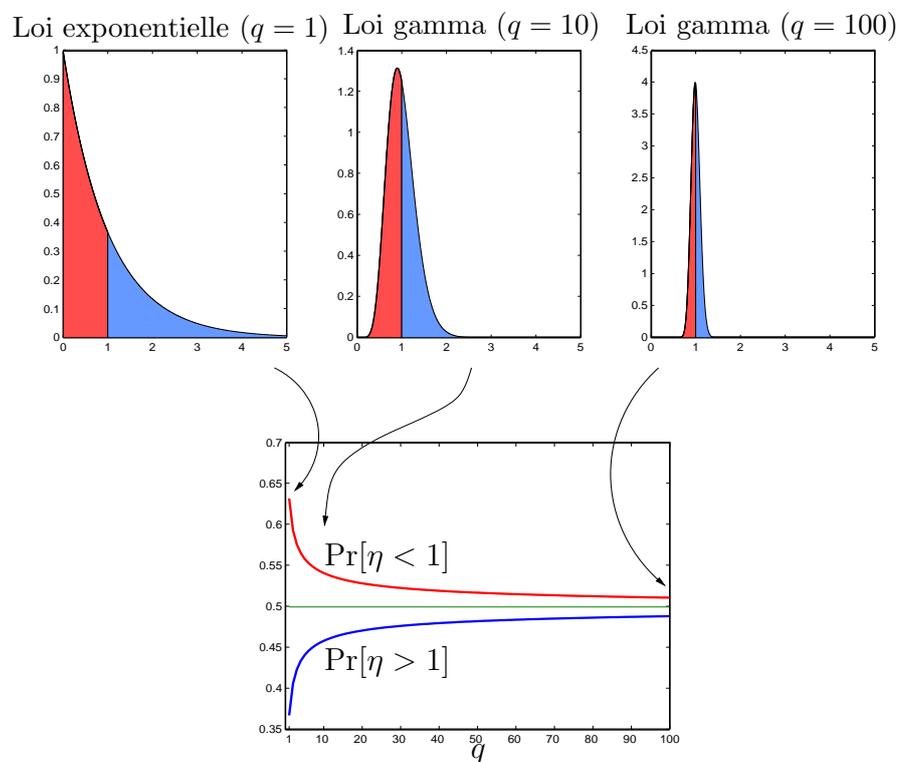
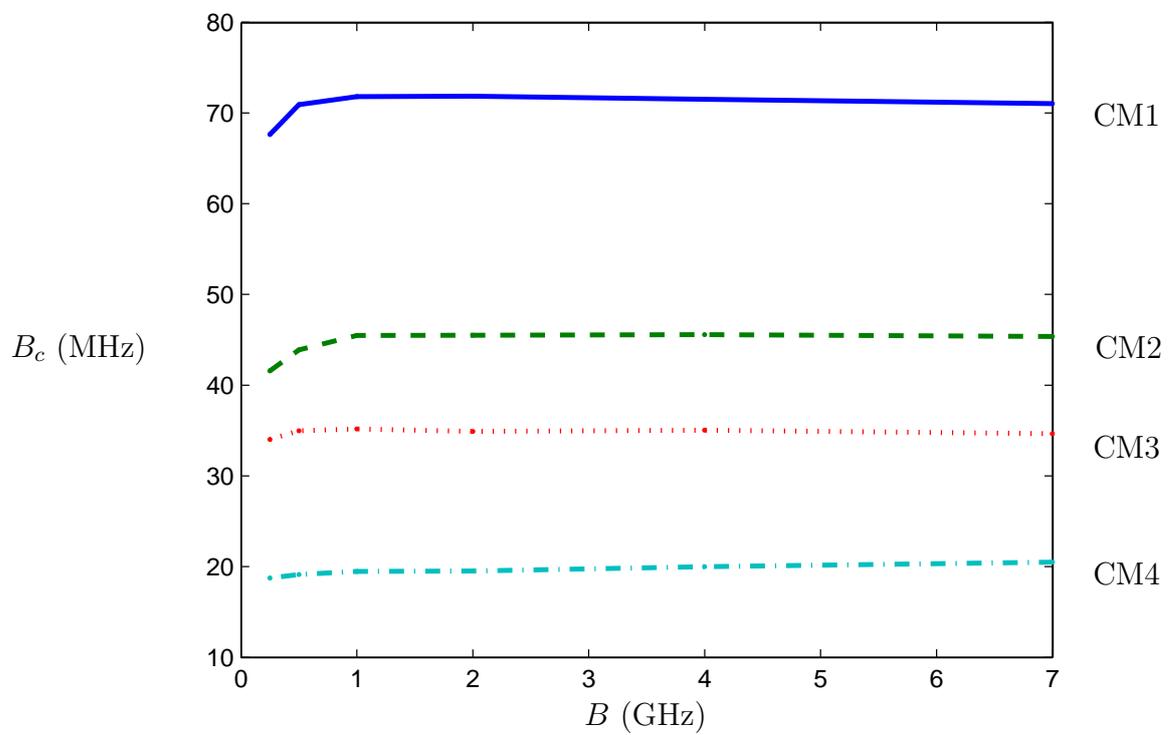


FIG. 4.12 – Probabilité que l'énergie  $E$  soit en dessous et en dessus de la moyenne en fonction du nombre de degrés de liberté de la loi gamma.

	CM1	CM2	CM3	CM4
$B_c$ (MHz)	71	46	34	20
$\frac{1}{B_c}$ (ns)	14	21.5	29.5	50

TAB. 4.1 – Bande de cohérence obtenue par simulation pour les quatre versions du modèle IEEE 802.15.3a.

FIG. 4.13 – Bande de cohérence  $B_c$  obtenue par simulation des canaux IEEE 802.15.3a.

La figure 4.14 présente les histogrammes de la répartition de  $\eta$  obtenus par simulations. Les courbes qui y sont superposées sont les densités de probabilité issues de l'équation (4.27) et des valeurs de  $B_c$  du tableau 4.1. L'adéquation observée entre les résultats théoriques et les simulations permet de valider, pour les événements les plus fréquents, les résultats obtenus à l'équation (4.27) et au tableau 4.1 lorsque le temps d'intégration  $T$  est égal à la durée d'étalement du canal.

### 4.4.3 Probabilité d'erreur moyenne sur canal multi-trajets

Les équations (4.16) et (4.17) fournissent des expressions pour calculer la probabilité d'erreur pour un rapport d'énergie moyenne, signal sur bruit,  $\mathcal{E}/N$  fixé. On note  $P_e\left(\frac{\mathcal{E}}{N}\right)$  cette fonction. Sur un canal multi-trajets et pour un système à bande limitée, l'énergie récupérable est pondérée par le coefficient  $\eta$  :

$$\frac{\mathcal{E}}{N} = \eta \frac{\mathcal{E}_{\text{moy}}}{N}$$

En fonction de l'énergie moyenne reçue, la probabilité d'erreur moyennée sur l'ensemble des réalisations possibles des canaux est :

$$\begin{aligned} \bar{P}_e\left(\frac{\mathcal{E}_{\text{moy}}}{N}\right) &= \mathbb{E}\left[P_e\left(\eta \frac{\mathcal{E}_{\text{moy}}}{N}\right)\right] \\ &= \int_0^\infty P_e\left(\eta \frac{\mathcal{E}_{\text{moy}}}{N}\right) p_\eta(\eta) d\eta \end{aligned}$$

Pour une durée d'intégration  $T$  égale à la durée d'étalement du canal, la densité de probabilité de  $\eta$  est donnée par l'équation (4.27). En partant de l'expression de  $P_e$  donnée par l'équation (4.17), on écrit

$$\bar{P}_e\left(\frac{\mathcal{E}_{\text{moy}}}{N}\right) = \frac{q^q}{2^{M-1}\Gamma(q)} \int_0^\infty e^{-\eta\left(q+\frac{1}{2}\frac{\mathcal{E}_{\text{moy}}}{N}\right)} \sum_{k=0}^{\frac{M}{2}-1} \sum_{l=0}^{\frac{M}{2}-k-1} \binom{M-1}{k} \frac{\eta^{l+q-1} \left(\frac{1}{2}\frac{\mathcal{E}_{\text{moy}}}{N}\right)^l}{\Gamma(l+1)} d\eta \quad (4.28)$$

où, pour les besoins du calcul,  $M = BT_d$  est un entier pair. Sachant que

$$\int_0^\infty \eta^a e^{-b\eta} d\eta = \frac{\Gamma(a+1)}{b^{a+1}},$$

avec  $a = l + q - 1$  et  $b = q + \frac{1}{2}\frac{\mathcal{E}_{\text{moy}}}{N}$ , l'équation (4.28) se récrit

$$\bar{P}_e\left(\frac{\mathcal{E}_{\text{moy}}}{N}\right) = \frac{q^q}{2^{M-1} \left(q + \frac{1}{2}\frac{\mathcal{E}_{\text{moy}}}{N}\right)^q} \sum_{k=0}^{\frac{M}{2}-1} \sum_{l=0}^{\frac{M}{2}-k-1} \binom{M-1}{k} \frac{\Gamma(l+q)}{\Gamma(l+1)\Gamma(q)} \left(\frac{1}{1 + \frac{2q}{\mathcal{E}_{\text{moy}}/N}}\right)^l \quad (4.29)$$

avec :

$$q = \sqrt{\frac{\pi}{2 \ln(10)}} \frac{B}{B_c}$$

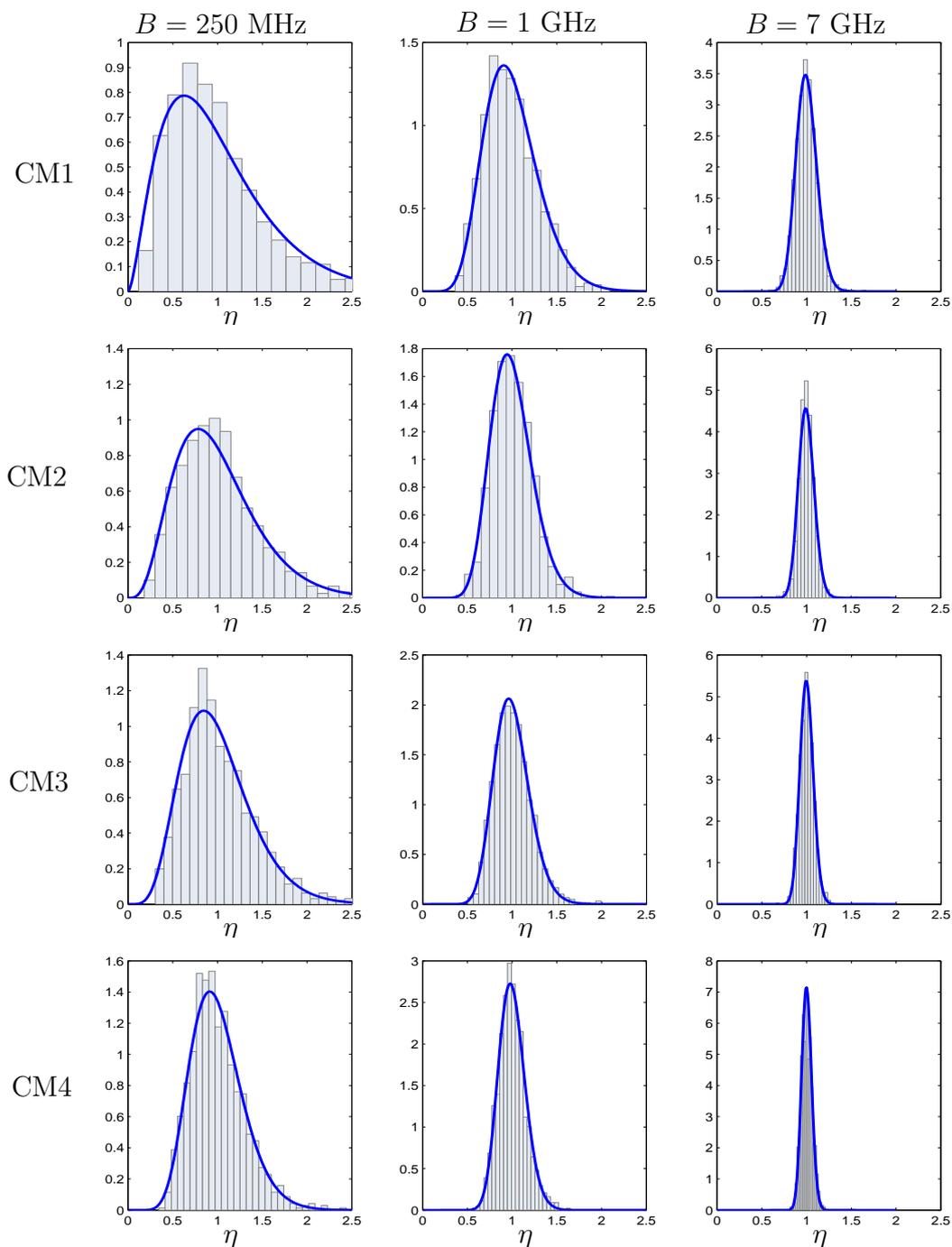


FIG. 4.14 – Répartition de  $\eta$  pour des bandes  $B$  égales à 250 MHz (à gauche), 1 GHz (au centre) et 7 GHz (à droite) pour les quatre modèles IEEE 802.15.3a. Les histogrammes sont obtenus à partir de la simulation de 1000 réalisations de canaux. Les courbes superposées sont obtenues à partir des résultats théoriques de l'équation 4.27.

En observant les valeurs de  $T_d$  et  $B_c$  (tableaux 3.7 et 4.1), pour les quatre versions du modèle IEEE 802.15.3a, on remarque que  $B_c \approx \frac{0.77}{T_d}$ . Le paramètre  $q$  peut ainsi être exprimé en fonction du produit  $M = BT_d$  :

$$q \approx 1.07 \times M$$

Cette remarque est utile pour paramétrer les courbes de performances en fonction de  $M$  uniquement. Ces courbes de performances sont tracées sur la figure 4.15.

L'énergie du bruit entrant dans le récepteur est égale au produit  $NBT_d$ . A énergie reçue connue, les performances sont meilleures lorsque  $BT_d$  est faible (Fig. 4.8). Mais le produit  $BT_d$  est également un paramètre lié au gain en diversité du système. Sur un canal multi-trajets, un produit  $BT_d$  élevé limite les effets du *fading*.

En dessous d'un rapport d'énergie  $\frac{\mathcal{E}_{\text{moy}}}{N}$  critique, un produit  $BT_d$  faible est favorable. Les performances sont dans ce cas limitées par le niveau du bruit. A l'inverse, au dessus de cette valeur critique, un produit  $BT_d$  élevé est favorable. A fort rapport signal sur bruit, les performances sont limitées majoritairement par le *fading*. Pour atteindre des probabilités d'erreurs faibles, il est alors nécessaire de gagner en diversité.

#### 4.4.4 Bilan de liaison du système sur canal multi-trajets

Les performances ci-dessus sont données en fonction du rapport d'énergie signal sur bruit en réception. L'énergie du signal reçu dépend à la fois de l'énergie de l'impulsion émise et de la perte en puissance liée à la propagation. Aux Etats-Unis, la réglementation FCC fixe les puissances limites à respecter. Appliquée à la modulation OOK, cette limite se traduit par une énergie moyenne émise limite par bit (2.7) :

$$\mathcal{E}_{\text{TX}} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{\pi}{\ln 10}} BT_r \frac{P_{\text{moy}}^{\text{lim}}(B_{\text{moy}})}{B_{\text{moy}}} \quad (4.30)$$

où  $B$  est la bande de l'impulsion émise et  $T_r$  est la période de répétition des impulsions. Le rapport  $\frac{P_{\text{moy}}^{\text{lim}}(B_{\text{moy}})}{B_{\text{moy}}}$  est la limite en puissance moyenne par bande de fréquence de largeur  $B_{\text{moy}}$ . Dans le cas de la réglementation FCC,  $B_{\text{moy}} = 1$  MHz et la puissance moyenne  $P_{\text{moy}}^{\text{lim}}(B_{\text{moy}})$  doit être inférieure ou égale à 75 nW dans toute bande de 1 MHz comprise dans la bande disponible de 3.1 à 10.6 GHz.

Selon les débits visés, le système pourra utiliser 12 sous-bandes de 500 MHz ou 24 sous-bandes de 250 MHz. Dans ces deux cas, pour respecter la réglementation FCC, la puissance totale moyenne émise doit être égale à 0.254 mW.

Dans ces conditions, à une distance  $d$  de l'émetteur, l'énergie moyenne reçue par sous-bande est :

$$\mathcal{E}_{\text{moy}} = \frac{\mathcal{E}_{\text{TX}}}{PL}$$

où le *path loss*  $PL$  est défini par (3.10) :

$$PL = PL_0 d^n$$

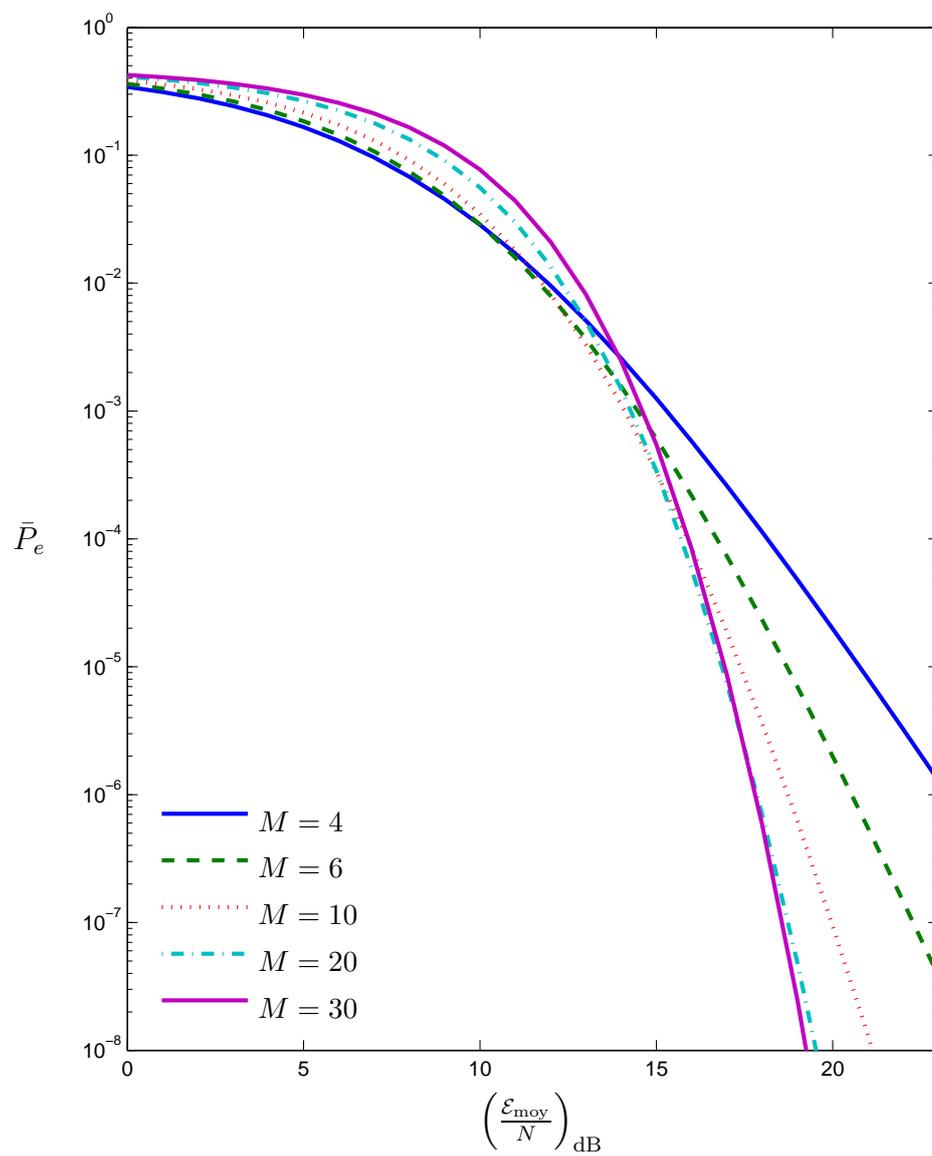


FIG. 4.15 – Probabilité d'erreur moyenne en fonction de  $\mathcal{E}_{\text{moy}}/N$  pour différentes valeurs de  $M = BT_d$ .

La perte en puissance  $PL_0$  à un mètre de l'antenne d'émission est donnée par l'équation (3.11), dans le cas d'antennes de gain unité. Pour une fréquence centrale  $f_c = 6.85$  GHz, on obtient :

$$PL_0 \text{ dB} = 49.1 \text{ dB}$$

Dans le modèle de canal IEEE 802.15.4a, les valeurs du *path loss exponent*  $n$  dans un environnement de type bureau sont 1.63 dans des conditions LOS et 3.07 dans des conditions NLOS.

Finalement, le rapport  $\frac{\mathcal{E}_{\text{moy}}}{N}$  obtenu en réception s'écrit :

$$\left(\frac{\mathcal{E}_{\text{moy}}}{N}\right)_{\text{dB}} = \left(\frac{\mathcal{E}_{\text{TX}}}{N}\right)_{\text{dB}} - PL_0 \text{ dB} - 10n \log_{10}(d) \quad (4.31)$$

La densité spectrale de puissance du bruit  $N$  est calculée en tenant compte d'un facteur de bruit  $NF$  de 7 dB. A partir de la réglementation, de la perte en énergie dans le canal et des performances sur canal multi-trajets, il est possible d'estimer les couples débit - portée envisageables.

### Débit de 150 Mbit/s

Pour atteindre 150 Mbit/s, une solution consiste à paralléliser la modulation OOK de période de répétition  $T_r = 80$  ns sur 12 sous-bandes de 500 MHz chacune. Dans un environnement favorable en visibilité, le canal est de type CM1 et le *pathloss exponent* est inférieur à 2. Cette configuration possédant une période de répétition élevée peut également être utilisée sur un canal NLOS dont la durée d'étalement est grande, du type CM4 par exemple.

L'énergie moyenne maximale émise par bit est :

$$\mathcal{E}_{\text{TX}} = 1.7 \times 10^{-12} \text{ J}$$

Dans des conditions de propagation LOS et NLOS, le rapport d'énergie moyenne signal sur bruit est une fonction de la distance représentée sur la figure 4.16. En utilisant l'expression de la probabilité d'erreur en fonction de  $\frac{\mathcal{E}_{\text{moy}}}{N}$  sur canal multi-trajets, il est possible de déterminer les performances de la liaison en fonction de la distance (Fig. 4.17).

Une transmission à 150 Mbit/s avec une probabilité d'erreur moyenne égale à  $10^{-4}$  peut être obtenue à une distance de 6.5 mètres en LOS (CM1) et 3 mètres en NLOS (CM4) (Tab. 4.2).

### Débit de 300 Mbit/s

Pour atteindre 300 Mbit/s, le système utilise 12 sous-bandes de 500 MHz chacune avec une période de répétition  $T_r = 40$  ns. Cette période de répétition est compatible avec un canal dont la durée d'étalement est modérée. Le modèle CM2 est adopté pour étudier les performances accessibles dans cette configuration.

L'énergie moyenne maximale émise par bit est :

$$\mathcal{E}_{\text{TX}} = 8.5 \times 10^{-13} \text{ J}$$

Les figures 4.18 et 4.19 représentent respectivement le rapport signal sur bruit et la probabilité d'erreur en fonction de la distance dans des conditions LOS et NLOS. Une liaison à 300 Mbit/s peut être obtenue à une distance de 5.1 mètres en LOS et 2.4 mètres en NLOS avec une probabilité d'erreur sur les bits égale à  $10^{-4}$  (Tab. 4.3).

### Débit de 800 Mbit/s

Pour atteindre 800 Mbit/s, le système utilise 24 sous-bandes de 250 MHz chacune avec une période de répétition  $T_r = 30$  ns. Ces débits sont envisageables lorsque la durée d'étalement est faible et lorsque le trajet direct est présent. Le modèle CM1 satisfait à ces critères.

L'énergie moyenne maximale émise par bit est :

$$\mathcal{E}_{\text{TX}} = 3.2 \times 10^{-13} \text{ J}$$

Les figures 4.20 et 4.21 représentent respectivement le rapport signal sur bruit et la probabilité d'erreur en fonction de la distance. Avec une probabilité d'erreur de  $10^{-4}$ , un débit de 800 Mbit/s peut être obtenu à une distance de 1.8 mètres (Tab. 4.4).

### 4.4.5 Commentaires des résultats obtenus

Il est important de noter que les performances ci-dessus sont calculées sur la base de modèles et d'approximations simplificatrices.

D'une part, les portées obtenues par ces calculs sont inférieures aux distances pour lesquelles les valeurs du *path loss* du modèle de canal IEEE 802.15.4a ont été définies. A ces distances, en absence de visibilité, les conditions de propagation sont plus favorables que celles prévues dans le modèle. La perte en puissance est alors moins importante, ce qui laisse envisager des portées accessibles plus grandes.

D'autre part, les performances globales du système multi-bandes sont directement déduites de l'étude menée sur une seule sous-bande. Les interférences entre les sous-bandes ne sont pas prises en compte dans cette étude théorique. Cependant, le modèle adopté pour l'impulsion émise est la gaussienne de bande  $B$  définie à  $-10$  dB (Fig. 4.22). Ce modèle est compatible avec les capacités de filtrage réel ; et l'énergie en dehors de la bande ne représente qu'environ 3% de l'énergie totale du signal. En moyenne, pour un point de fonctionnement équivalent à  $\frac{\mathcal{E}_{\text{moy}}}{N} = 16$  dB sur une sous-bande, les interférences créées par les sous-bandes adjacentes provoquent une augmentation du niveau du bruit égale à 2 dB. En réalité, ce calcul vaut si les interférences sont de même nature que le bruit blanc gaussien additif. Or, les interférences sont ici de nature déterministe et peuvent être estimées par le récepteur. Le problème de décision est alors à reconsidérer pour réduire l'impact de ces interférences inter-bandes.

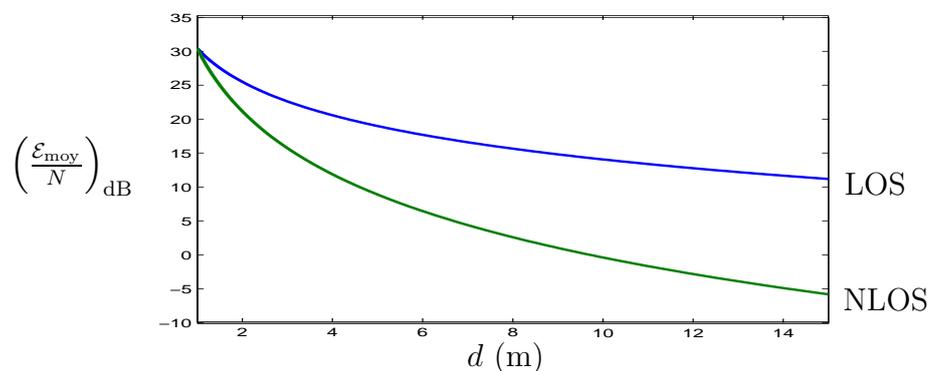


FIG. 4.16 – Rapport signal sur bruit reçu en fonction de la distance dans les cas LOS ( $n = 1.63$ ) et NLOS ( $n = 3.07$ ) pour un débit de 150 Mbit/s.

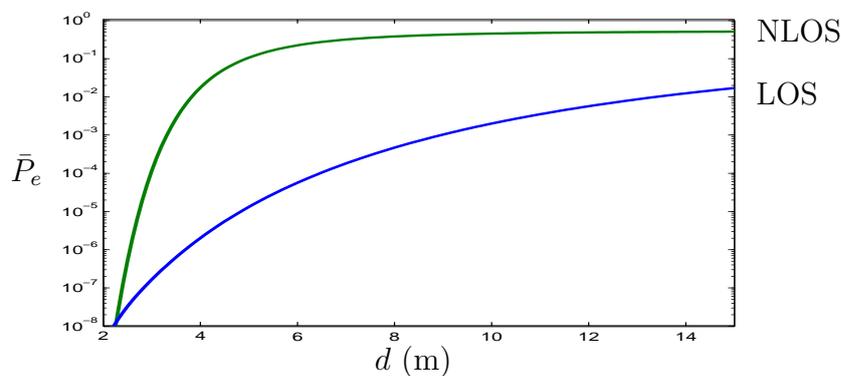


FIG. 4.17 – Performances de la liaison à 150 Mbit/s en fonction de la distance dans les cas LOS et NLOS.

Débit	150	150	Mbit/s
Modèle de canal	CM1	CM4	
Visibilité	LOS	NLOS	
Largeur d'une sous-bande $B$	500	500	MHz
Nombre de sous-bandes	12	12	
Durée d'un bit $T_r$	80	80	ns
Durée d'intégration $T$	11	38.5	ns
Distance $d$	6.5	3	m
Probabilité d'erreur moyenne $P_e$	$10^{-4}$	$10^{-4}$	

TAB. 4.2 – Performances du système pour un débit de 150 Mbit/s dans les configurations CM1-LOS et CM4-NLOS.

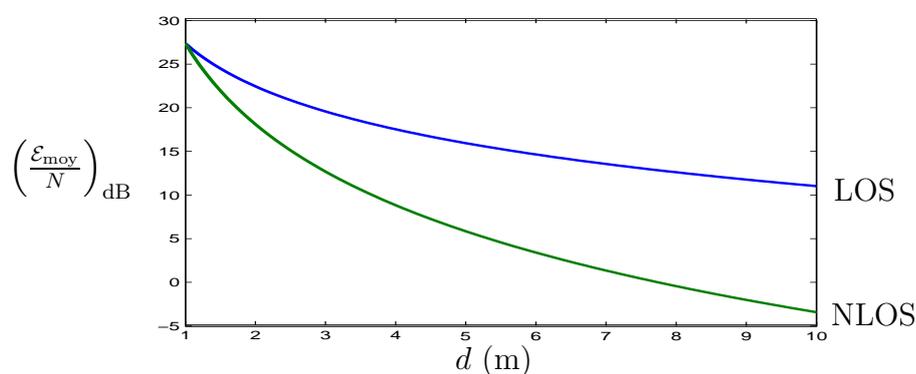


FIG. 4.18 – Rapport signal sur bruit reçu en fonction de la distance dans les cas LOS ( $n = 1.63$ ) et NLOS ( $n = 3.07$ ) pour un débit de 300 Mbit/s.

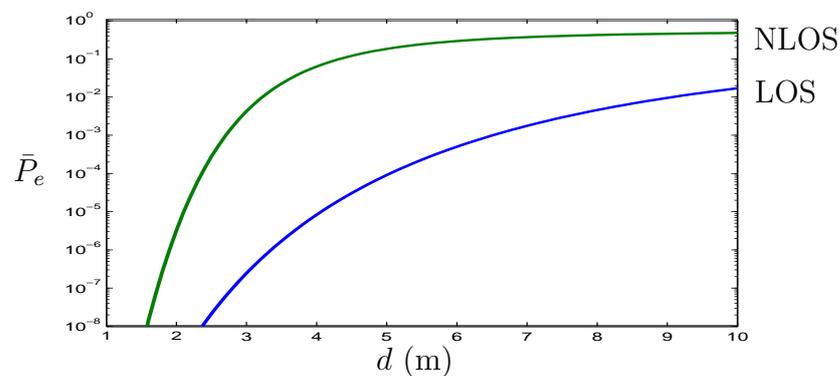


FIG. 4.19 – Performances de la liaison à 300 Mbit/s en fonction de la distance dans des cas LOS et NLOS.

Débit	300	300	Mbit/s
Modèle de canal	CM2	CM2	
Visibilité	LOS	NLOS	
Largeur d'une sous-bande $B$	500	500	MHz
Nombre de sous-bandes	12	12	
Durée d'un bit $T_r$	40	40	ns
Durée d'intégration $T$	16.5	16.5	ns
Distance $d$	5.1	2.4	m
Probabilité d'erreur moyenne $P_e$	$10^{-4}$	$10^{-4}$	

TAB. 4.3 – Performances du système pour un débit de 300 Mbit/s sur canal correspondant au modèle CM2 en LOS et NLOS.

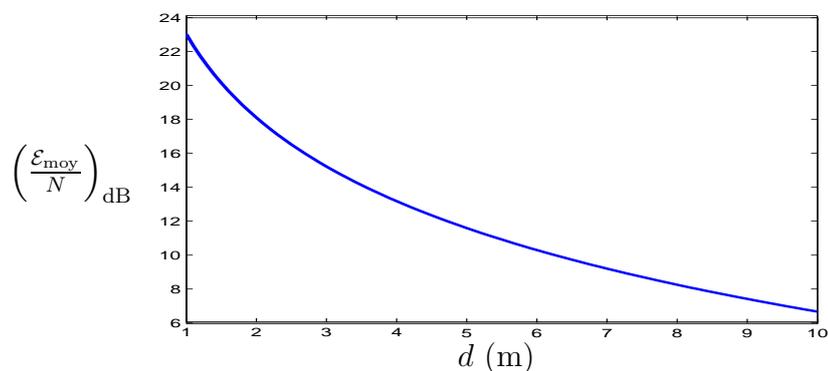


FIG. 4.20 – Rapport signal sur bruit reçu en fonction de la distance dans un cas LOS ( $n = 1.63$ ) pour un débit de 800 Mbit/s.

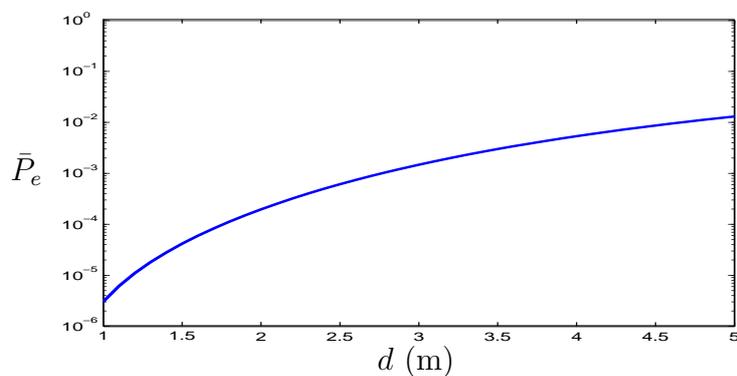


FIG. 4.21 – Performances de la liaison à 800 Mbit/s en fonction de la distance dans un cas LOS.

Débit	800	Mbit/s
Modèle de canal	CM1	
Visibilité	LOS	
Largeur d'une sous-bande $B$	250	MHz
Nombre de sous-bandes	24	
Durée d'un bit $T_r$	30	ns
Durée d'intégration $T$	11	ns
Distance $d$	1.8	m
Probabilité d'erreur moyenne $P_e$	$10^{-4}$	

TAB. 4.4 – Performances du système pour un débit de 800 Mbit/s sur un canal correspondant au modèle CM1-LOS.

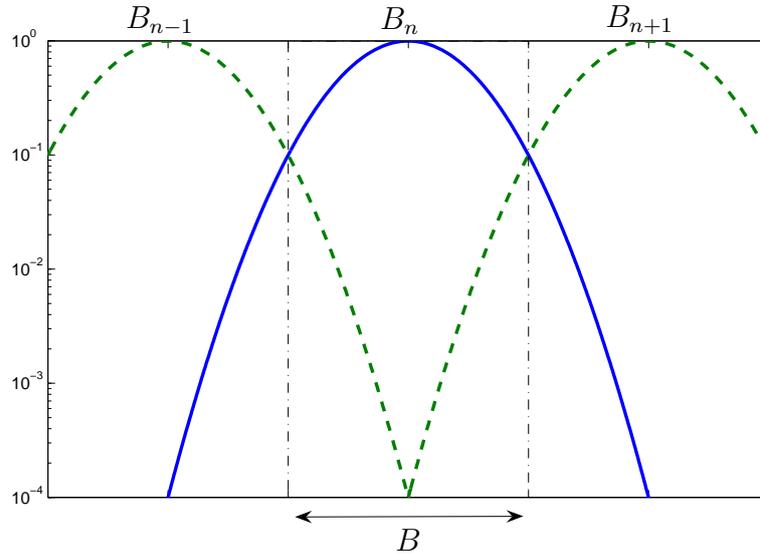


FIG. 4.22 – Représentation spectrale du signal utile de forme gaussienne de bande  $B$  définie à  $-10$  dB.

Parallèlement, lors de l'analyse du système menée au paragraphe 4.3.2, le signal est décomposé sur  $2M = 2BT + 1$  échantillons indépendants. Cela revient à filtrer le bruit par un filtre idéal de largeur  $B$ . L'énergie du bruit est donc surestimée par rapport à celle de l'énergie du signal utile de forme gaussienne. Le résultat de l'intégration du bruit en sortie du filtre idéal de bande  $B$  est 1.7 fois supérieur au résultat de l'intégration d'un bruit filtré par un filtre de gabarit de forme gaussienne. Cet écart équivalent à 2.3 dB correspond approximativement à l'augmentation du niveau de bruit causée par les interférences inter-bandes. Ces deux effets se compensent donc, ce qui minimise l'erreur commise par les approximations de départ.

Pour une étude plus précise, il est nécessaire de connaître les gabarits des filtres réels qui dépendent directement de l'implémentation matérielle du système. Le travail de stage de C. MEUNIER chez Mitsubishi ITE [62] donne les densités de probabilité de l'observation en sortie du module sur une sous-bande (Fig. 4.2), ce module étant composé d'un filtre réel. En outre, pour la mise en pratique système, une bande de garde entre chaque sous-bande réduit de manière importante les interférences inter-bandes sans dégrader significativement les performances.

Enfin, les bilans de liaison sont calculés sur la base d'un facteur de bruit du récepteur égal à 7 dB. Cette valeur est issue de la littérature mais dépend en réalité de l'implémentation du récepteur. Un bilan de liaison plus favorable est donc envisageable si la réalisation matérielle du récepteur permet d'accéder à un facteur de bruit inférieur à 7 dB.

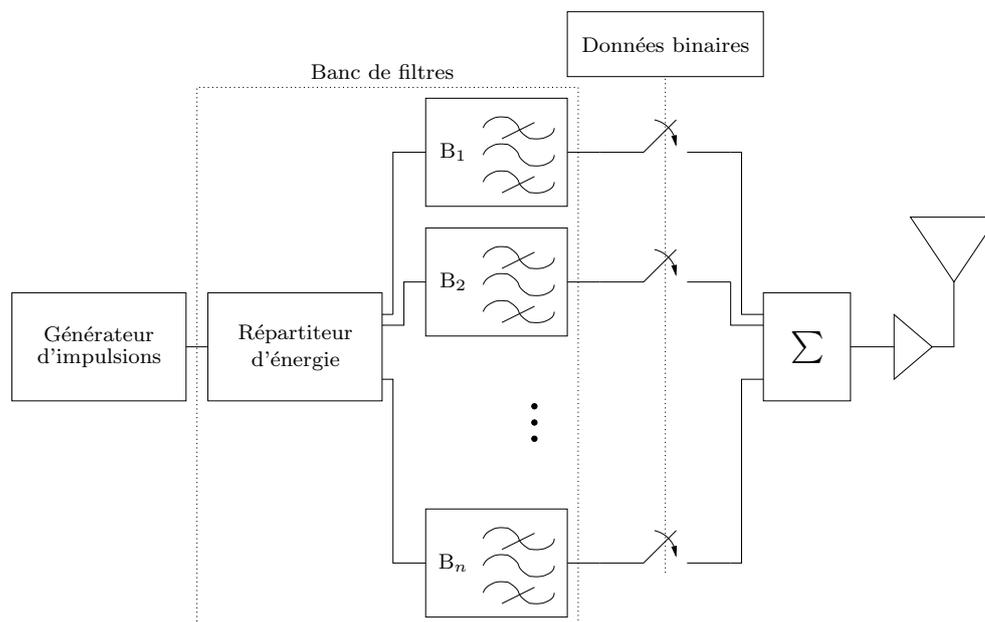


FIG. 4.23 – Schéma de l'émetteur.

Finalement, pour une étude plus approfondie, ces performances théoriques doivent être validées par des expérimentations qui tiennent compte de l'implémentation du système.

## 4.5 Conséquences sur l'implémentation

### 4.5.1 Représentation schématique de l'émetteur et du récepteur

L'émetteur est constitué de modulateurs d'impulsions OOK mis en parallèle sur des bandes adjacentes : le schéma de cet émetteur est représenté sur la figure 4.23. Une impulsion couvrant l'intégralité de la bande UWB (3.1 – 10.6 GHz) est générée avec une période de répétition  $T_r$ . Un ensemble de  $n$  (entre 12 et 24) filtres passe-bande assurent la répartition des composantes spectrales de l'impulsion sur les  $n$  sous-bandes adjacentes. Sur chaque branche, les impulsions de bande plus étroite (entre 250 et 500 MHz) sont modulées en OOK à la fréquence  $\frac{1}{T_r}$ .

De la même façon en réception, les démodulateurs quadratiques de chaque sous-bande sont mis en parallèle. La figure 4.24 fournit une représentation schématique de ce récepteur. L'antenne couvre l'intégralité de la bande UWB. Le signal issu de l'antenne est ensuite réparti sur les  $n$  sous-bandes correspondant à celles de l'émetteur. Sur chaque branche, le signal est élevé au carré et intégré sur une durée prédéterminée lors de la phase de synchronisation. La sortie de l'intégrateur est ensuite comparée au seuil de démodulation.

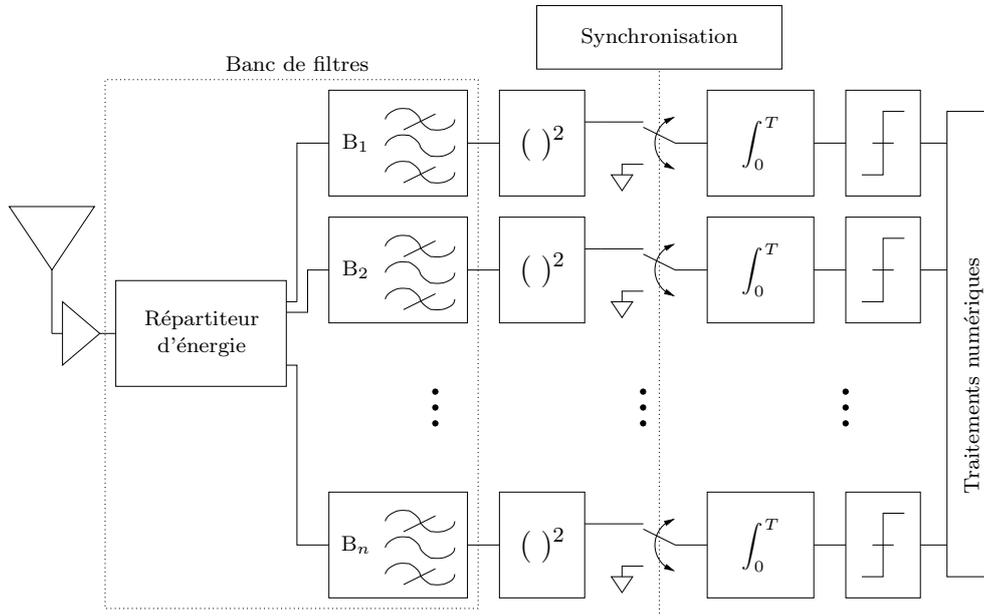


FIG. 4.24 – Schéma du récepteur.

### 4.5.2 Quelques éléments d'implémentation matérielle

L'approche asynchrone permet de relaxer les contraintes sur le matériel. D'une part, seule une synchronisation grossière est nécessaire avant la démodulation. Une erreur de 1 à 2 ns est peu significative par rapport à la durée d'intégration comprise entre 10 et 50 ns. Par conséquent, le système est robuste aux imprécisions sur les temps de déclenchement, aux dérives d'horloge, *etc.* D'autre part, puisque les traitements sont basés sur la détection d'énergie, les performances sont très peu sensibles aux distorsions et aux non linéarités de phase. La levée de ces contraintes simplifie grandement la conception des antennes, des amplificateurs, des filtres, *etc.*

De plus, le système est basé sur des traitements analogiques. L'échantillonnage intervient après la démodulation du signal, au rythme du débit binaire sur chaque sous-bande. Cette architecture permet de réduire la consommation par rapport à une architecture privilégiant l'échantillonnage direct du signal UWB.

Il faut noter également que la structure du système permet un contrôle de la puissance sur chaque sous-bande. Cette fonctionnalité est utile pour satisfaire à des masques de densité spectrale de puissance autorisée pouvant être différents suivant les régions. Cela permet aussi d'éviter l'usage de sous-bandes qui sont occupées par un interférent.

Les architectures implémentées sont basées sur les représentations schématiques des figures 4.23 et 4.24 et plus généralement sur les brevets déposés par Mitsubishi ITE [69, 70, 71, 72]. Au niveau de l'émetteur, la génération d'impulsions UWB de 3.1 à 10.6 GHz peut être simplifiée par l'usage de plusieurs générateurs d'impulsions.

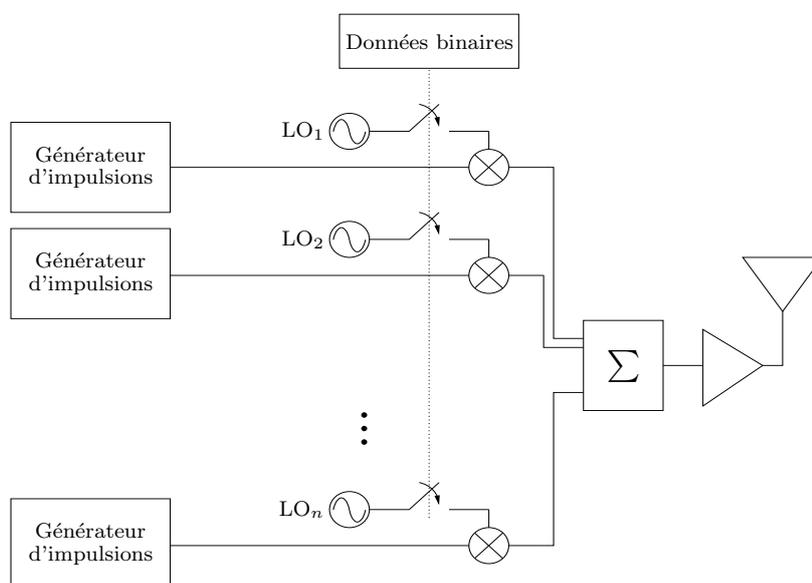


FIG. 4.25 – Schéma d'implémentation de l'émetteur utilisant une transposition en fréquence d'impulsions en bande de base.

Chacun d'eux génère des impulsions dont la bande couvre un nombre restreint de sous-bandes. Cette architecture offre l'avantage supplémentaire d'assouplir les contraintes sur le module de répartition de l'énergie en sous-bandes. Dans une configuration limite, l'émetteur peut être constitué d'autant de générateurs que de sous-bandes. Une architecture dérivée de ce principe est représentée sur la figure 4.25. La génération des impulsions est obtenue par l'usage d'un banc d'oscillateurs assurant la transposition en fréquence des impulsions en bande de base. La modulation OOK peut être assurée par la mise en marche ou l'arrêt des oscillateurs à un rythme égal à  $\frac{1}{T_r}$ .

Une fois modulés, les signaux sur chaque sous-bande sont recombinaés puis rayonnés par une antenne UWB. Pour alléger les contraintes sur les antennes et le module assurant la recombinaison des signaux, un ensemble de plusieurs antennes peut être utilisé. Chaque antenne couvre une bande plus étroite et rayonne les signaux issus d'un nombre limité de sous-bandes.

Au niveau du récepteur, la même architecture peut être adoptée pour la réception et la répartition de l'énergie sur les différentes sous-bandes.

Dans le cadre de son stage réalisé avec Mitsubishi ITE et l'IETR/INSA, J.-B. DORÉ propose, sur la base des architectures de principe du système [69, 70, 71, 72], une mise en œuvre matérielle plus aboutie de la solution [73, 74]. Pour le système en 24 sous-bandes, l'architecture de l'émetteur et du récepteur repose sur l'utilisation de 6 antennes de 1 GHz de bande, soit 4 sous-bandes de 250 MHz. La répartition de l'énergie est assurée avec un minimum de pertes grâce à l'usage de diplexeurs (Fig. 4.26). La répartition de l'énergie et le filtrage constituent une seule fonction

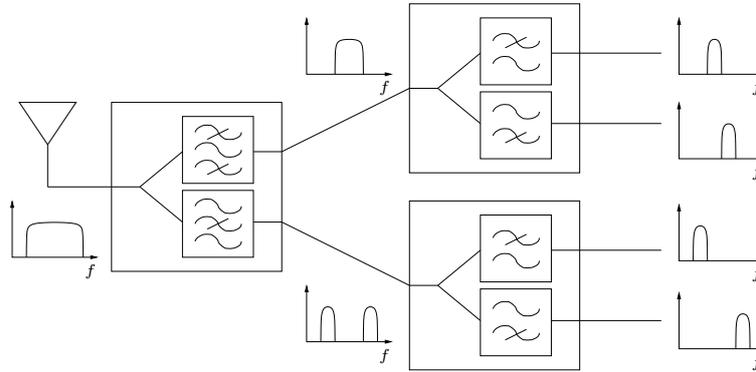


FIG. 4.26 – Réalisation d'un répartiteur d'énergie par l'usage de diplexeurs [73].

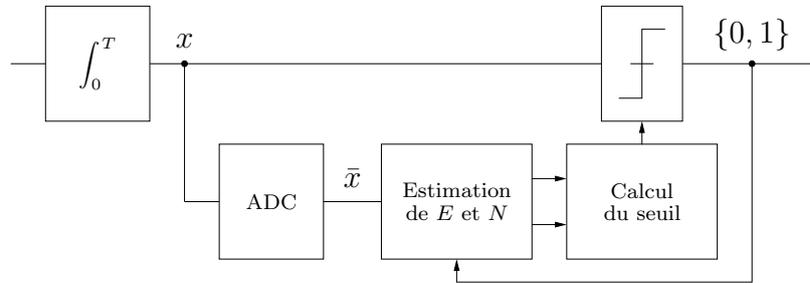


FIG. 4.27 – Echantillonnage de la sortie de l'intégrateur.

indissociable. L'architecture étant réciproque, le même module peut être utilisé pour la répartition et la recombinaison de l'énergie.

Concernant la démodulation du signal, les fréquences basses des signaux élevés au carré occupent, sur chaque branche, la même bande de 250 ou 500 MHz. L'intégrateur et le module de décision sont donc les mêmes quelle que soit la sous-bande (4.27). La décision en sortie de l'intégrateur peut être effectuée par un comparateur analogique. La sortie de ce comparateur alimente directement la partie numérique du récepteur. Cependant, le seuil de décision est fixé en fonction du rapport d'énergie  $\frac{E}{N}$  selon l'équation 4.7. Pour estimer l'énergie du signal utile  $E$  et la densité spectrale du bruit  $N$ , la sortie de l'intégrateur est échantillonnée à un rythme  $\frac{1}{T_r}$  et quantifiée sur 4 à 8 bits. L'échantillonnage de la sortie de l'intégrateur peut être maintenue pendant la démodulation pour mettre en œuvre l'estimation récursive présentée au paragraphe 4.3.4. En disposant de la version échantillonnée de la sortie de l'intégrateur, un décodage par décision douce peut également être réalisé.

## 4.6 Conclusion

L'étude de la propagation du signal UWB mise en regard avec la volonté de mettre en place un système simple a conduit Mitsubishi ITE à proposer une solution en rupture avec l'existant. L'innovation de cette solution repose sur l'association des caractéristiques suivantes :

- système asynchrone basé sur un traitement non-cohérent en réception consistant à détecter l'énergie du signal reçu ;
- modulation tout ou rien OOK ;
- démodulation par seuillage adapté dynamiquement en fonction des conditions de propagation grâce à des procédures d'estimation du canal très économiques ;
- multiplexage fréquentiel basé sur une architecture multi-bandes avec un dispositif passif pour compenser l'étalement du canal et gagner en capacité.

A énergie reçue fixée, l'analyse du système montre que l'approche non-cohérente proposée nécessite 4 à 5 dB supplémentaires pour atteindre les mêmes performances qu'un système synchrone à modulation BPSK. Mais, contrairement à un récepteur cohérent de type rake très complexe à mettre en œuvre en UWB, le détecteur d'énergie récupère très facilement la quasi totalité de l'énergie disponible.

En outre, l'exploitation de la largeur de bande réduit les évanouissements importants subis par le signal en réception. L'étude de la statistique de l'énergie reçue permet de calculer les performances moyennes sur canaux multi-trajets caractéristiques d'un environnement donné. Les résultats permettent de construire des bilans de liaison et démontrent la pertinence de la solution proposée.

Cette architecture a fait l'objet de plusieurs dépôts de brevets :

- « Method for modulating UWB pulse sequences » [69], S. Paquelet et L.-M. Aubert.
- « Method for demodulating UWB pulse sequences » [70], S. Paquelet.
- « System and device for modulating UWB pulse sequences » [71], S. Paquelet.
- « Method for demodulating UWB pulse sequences encoded according to an On-Off Keying modulation scheme » [72], S. Paquelet, L.-M. Aubert et C. Meunier.

Le travail a été ensuite publié dans les articles suivants :

- « An Impulse Radio Asynchronous Transceiver for High Data Rates » [55] présenté en mai 2004 à la conférence *IEEE Joint UWBST & IWUWBS 2004* à Kyoto, Japon.

Cet article introduit les principes de la solution proposée en précisant notamment le calcul du seuil optimal.

- « An Energy Adaptive Demodulation for High Data Rates with Impulse Radio » [56] présenté en septembre 2004 à la conférence *IEEE Radio and Wireless Conference RAWCON* à Atlanta, Etats-Unis.

Cet article rappelle les principes de la solution proposée et explicite la procédure d'estimation de l'énergie en réception.

- « RF front-end considerations for SDR ultra-wideband communications systems » [75] publié en juillet 2004 dans la revue *RFDesign*.

Cet article donne quelques détails supplémentaires sur l'implémentation de la solution et présente les bénéfices que le système peut tirer de la radio logicielle.

Par ailleurs, les premières études sur l'implémentation du système apportent des éléments encourageants quant à la mise en œuvre de la solution.

Dans le cadre d'une étude plus approfondie, davantage de données réelles issues de l'implémentation sont nécessaires pour dimensionner le système. Les résultats théoriques obtenus restent toutefois pertinents pour comparer les différents systèmes entre eux. Le chapitre suivant étudie notamment les performances de la solution OFDM en respectant la même méthode, sous les mêmes contraintes.

# Chapitre 5

## Comparaison du système

### Sommaire

---

<b>5.1</b>	<b>Introduction</b>	<b>118</b>
<b>5.2</b>	<b>Performances théoriques de la solution MB-OFDM</b>	<b>118</b>
5.2.1	Principe de la modulation OFDM	118
5.2.2	Performances de la modulation OFDM sur canal gaussien	120
5.2.3	Performances moyennes de la modulation OFDM sur canal multi-trajets	120
<b>5.3</b>	<b>Comparaison des résultats théoriques des solutions MB-OOK et MB-OFDM</b>	<b>124</b>
5.3.1	Comparaison des performances exprimées en fonction de l'énergie disponible en réception	124
5.3.2	Energie par bit maximale autorisée pour la solution MB-OFDM	128
5.3.3	Comparaison des performances normalisées par rapport à l'énergie émise par bit	131
<b>5.4</b>	<b>Importance du codage de canal</b>	<b>131</b>
<b>5.5</b>	<b>Sensibilité des systèmes aux imperfections</b>	<b>134</b>
<b>5.6</b>	<b>Conclusion</b>	<b>135</b>

---

## 5.1 Introduction

Les bonnes performances de la solution alternative proposée par Mitsubishi ITE reposent sur des éléments clés identifiés au chapitre 4. Un bilan de liaison théorique confirme le potentiel de cette solution multi-bandes asynchrone à modulation OOK (MB-OOK). Mais ce bilan de liaison est construit sur des modèles et des hypothèses qu'il convient de valider par l'expérimentation. La pertinence de cette solution peut alternativement être démontrée par la mise en place d'outils de comparaison avec d'autres approches.

Suite à la procédure de sélection entamée en mars 2003, les propositions restantes candidates au standard IEEE 802.15.3a sont les solutions DS-UWB et MB-OFDM introduites au chapitre 1. La solution impulsienne DS-UWB présente de bonnes performances théoriques mais la mise en œuvre de cette approche cohérente en UWB nécessite un échantillonnage et une puissance de calcul dépassant très largement les capacités existantes. La solution MB-OFDM, soutenue par un grand nombre d'industriels, est actuellement la mieux placée parmi ces deux solutions.

L'étude des performances sans codage de la solution multi-porteuses permet une comparaison théorique des systèmes MB-OOK et MB-OFDM. Cette étude n'étant pas exhaustive, les deux approches sont également comparées d'un point de vue plus général.

## 5.2 Performances théoriques de la solution MB-OFDM

### 5.2.1 Principe de la modulation OFDM

Le principe de la solution proposée par l'alliance MBOA est introduit au paragraphe 1.4.2.2. L'usage séquentiel de différentes sous-bandes permet d'augmenter l'énergie par symbole. Mais à énergie fixée et sans codage de canal, l'aspect multi-bandes de la solution n'a pas d'impact sur les performances du système. De ce point de vue, cette solution fonctionne de manière identique à un système OFDM classiquement mis en œuvre dans des applications bande étroite. Les schémas fonctionnels de l'émetteur et du récepteur OFDM sont représentés sur les figures 5.1 et 5.2. Dans le but de comparer avec la solution MB-OOK, les performances sont évaluées sans codage de canal.

Le signal OFDM émis est une mise en parallèle de porteuses modulées. Un symbole OFDM dans le domaine fréquentiel s'écrit en équivalent bande de base comme :

$$X_e(f) = \sqrt{E_p} \sum_{n=-N_{\text{fft}}/2}^{N_{\text{fft}}/2-1} c_n V_n(f)$$

où

- $n$  est l'indice de la porteuse du symbole OFDM ;

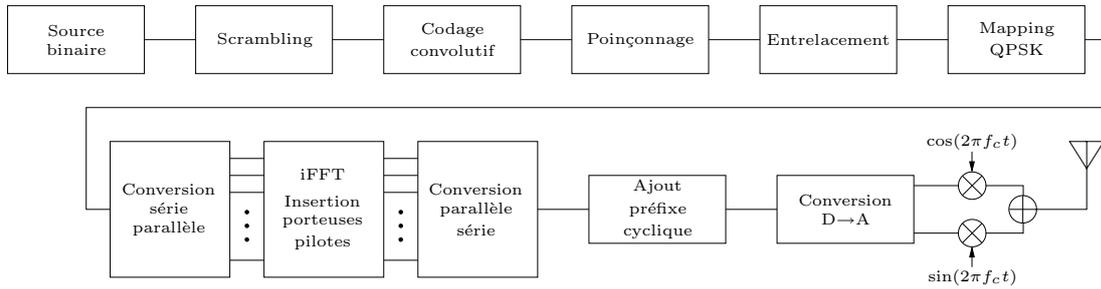


FIG. 5.1 – Schéma bloc de l'émetteur OFDM.

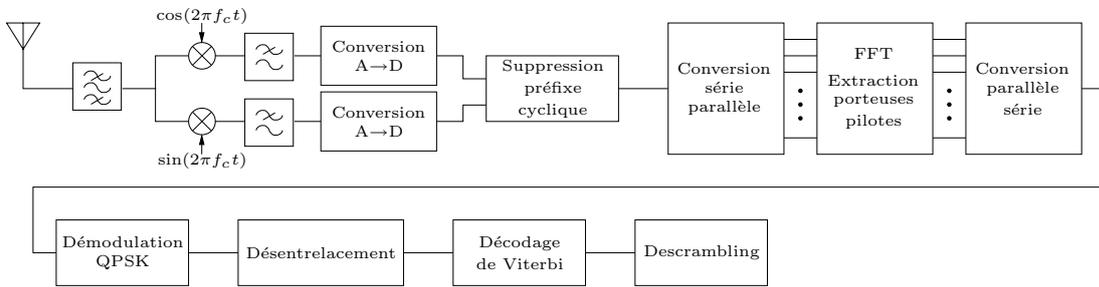


FIG. 5.2 – Schéma bloc du récepteur OFDM.

- $N_{\text{fft}}$  est le nombre de porteuses, égal à la taille de la FFT (Transformée de Fourier Rapide) ;
- $V_n(f)$  est la représentation fréquentielle normalisée en énergie de la  $n^{\text{ième}}$  porteuse :

$$V_n(f) = \frac{1}{\sqrt{T_n}} \text{sinc}\left(\frac{f - \frac{n}{T_n}}{T_n}\right)$$

où  $T_n$  est la durée du symbole OFDM en sortie de la FFT inverse ( $\frac{1}{T_n}$  est l'écart entre deux porteuses) ;

- $c_n$  est la variable complexe codant l'information transmise sur la  $n^{\text{ième}}$  porteuse ;
- $E_p$  est l'énergie contenue dans chaque porteuse OFDM sur une durée  $T_n$ .

Pour le système proposé par l'alliance MBOA,

$$\begin{aligned} N_{\text{fft}} &= 128 \\ T_n &= 242.42 \text{ ns} \end{aligned}$$

Chaque porteuse du symbole OFDM code 2 bits d'information en modulation QPSK, alors :

$$c_n = e^{j\left(\frac{\pi}{4} + k_n \frac{\pi}{2}\right)} \quad \text{avec } k_n \in \{0, 1, 2, 3\}$$

et l'énergie par bit est  $E_b = \frac{1}{2} E_p$ .

k	bits
0	00
1	01
2	11
3	10

---

TAB. 5.1 – Code de Gray pour une modulation à quatre états.

---

### 5.2.2 Performances de la modulation OFDM sur canal gaussien

Grâce à l'orthogonalité des porteuses, le système OFDM global présente idéalement une probabilité d'erreurs par bit identique à celle d'un système QPSK mono-porteuse. Sur canal gaussien, le problème de décision pour la démodulation QPSK est le suivant :

Décider de l'entier  $k \in \{0, 1, 2, 3\}$  qui minimise  $|c_k - y_e|$

où  $y_e = \sqrt{2E_b}c_l + n_e$  est l'observation équivalente en bande de base, somme des échantillons du signal utile d'énergie  $2E_b$  et du bruit complexe  $n_e$  de variance  $N$ . Le coefficient complexe  $c_k$  (et de la même façon  $c_l$ ) code l'un des 4 symboles de la QPSK :  $c_k = e^{j(\frac{\pi}{4} + k\frac{\pi}{2})}$ . Les valeurs  $k$  sont liées aux couples binaires par le codage de Gray rappelé au tableau 5.1.

La modulation QPSK est alors l'équivalent de deux modulations BPSK en quadrature [25]. La probabilité d'erreur binaire du système OFDM, exprimée en fonction de l'énergie par bit d'information, est donc identique à celle de la BPSK :

$$P_e\left(\frac{E_b}{N}\right) = \frac{1}{2}\text{erfc}\left(\sqrt{\frac{E_b}{N}}\right) \quad (5.1)$$

Cette configuration où la transmission sur le canal n'introduit qu'un bruit additif gaussien n'est pas réaliste. Il est nécessaire de déterminer les performances sur un canal multi-trajets et ainsi tenir compte du *fading* observé sur le signal reçu.

### 5.2.3 Performances moyennes de la modulation OFDM sur canal multi-trajets

Le signal reçu, dans le domaine fréquentiel, après passage dans le canal est :

$$\begin{aligned} Y_e(f) &= X_e(f)H_e(f) \\ &= \sqrt{E_p} \sum_{n=-N_{\text{fft}}/2}^{N_{\text{fft}}/2-1} H_e(f)c_n V_n(f) \end{aligned}$$

Avant l'émission du signal, un préfixe cyclique est inséré devant chaque symbole OFDM pour absorber les multi-trajets du canal. En réception, le préfixe cyclique est

ignoré et la démodulation d'un symbole ODFM est effectuée à partir du signal observé sur une durée  $T_n$  (figure 5.3).

Si la durée d'étalement du canal est inférieure à la durée du préfixe cyclique, l'interférence inter-symboles est nulle. Dans ce cas, pour une porteuse  $n$  donnée, la variable complexe utilisée pour la démodulation QPSK est  $H_e(f_n)\sqrt{2E_b}c_n$ . Le problème de décision est alors :

$$\begin{aligned} &\text{Décider de l'entier } k \in \{0, 1, 2, 3\} \text{ qui minimise } |c_k - y_e| \\ &\text{avec } y_e = H_e(f_n)\sqrt{2E_b}c_l + n_e. \end{aligned}$$

Par symétrie avec l'équation 5.1, la probabilité d'erreur sur une porteuse est :

$$P_e\left(|H_e(f_n)|^2 \frac{E_b}{N}\right) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{|H_e(f_n)|^2 \frac{E_b}{N}}\right) \quad (5.2)$$

La fonction de transfert  $H_e(f)$  du canal en équivalent bande de base est donnée par l'équation 3.8 :

$$H_e(f) = \sum_k \alpha_k e^{-j2\pi(f+f_c)\tau_k} \quad (5.3)$$

où  $f_c$  est la fréquence centrale du signal en bande réelle.

Pour une porteuse  $n$  donnée, la fonction de transfert à la fréquence  $f_n$  est traitée par la suite comme une variable aléatoire dépendant des deux ensembles de variables aléatoires  $\{\alpha_k\}$  et  $\{\tau_k\}$ , correspondant respectivement aux amplitudes et aux retards du trajet du canal.

Soit  $\theta_{k,n} = -2\pi\tau_k(f_n + f_c)$ . Etant donné l'ordre de grandeur de la fréquence  $f_c$  (supérieure à 3 GHz) et des retards des trajets  $k$  (entre 0 et 60 ns), les variables aléatoires  $\theta_{k,n}$  sont considérées uniformément réparties entre 0 et  $2\pi$  radians (modulo  $2\pi$ ).

L'équation (5.3) s'écrit :

$$H_e(f_n) = \sum_k \alpha_k e^{j\theta_{k,n}}$$

La bande de cohérence  $B_c \approx \frac{1}{T_d} > 20$  MHz est supérieure à l'écart entre deux porteuses  $\frac{1}{T_n} = 4.125$  MHz. Deux coefficients fréquentiels du canal,  $H_e(f_n)$  et  $H_e(f_{n+1})$ , correspondant à deux porteuses consécutives ne sont donc pas indépendants. Cependant, sans codage de canal, cet aspect ne change pas les performances moyennes du système.

Dans le but d'adopter la méthodologie et les notations du paragraphe 4.4.3, le canal est normalisé en énergie et on pose  $\eta = |H_e(f_n)|^2$  :

$$\mathbb{E}[\eta] = \mathbb{E}[|H_e(f_n)|^2] = \mathbb{E}\left[\sum_k \alpha_k^2\right] = 1$$

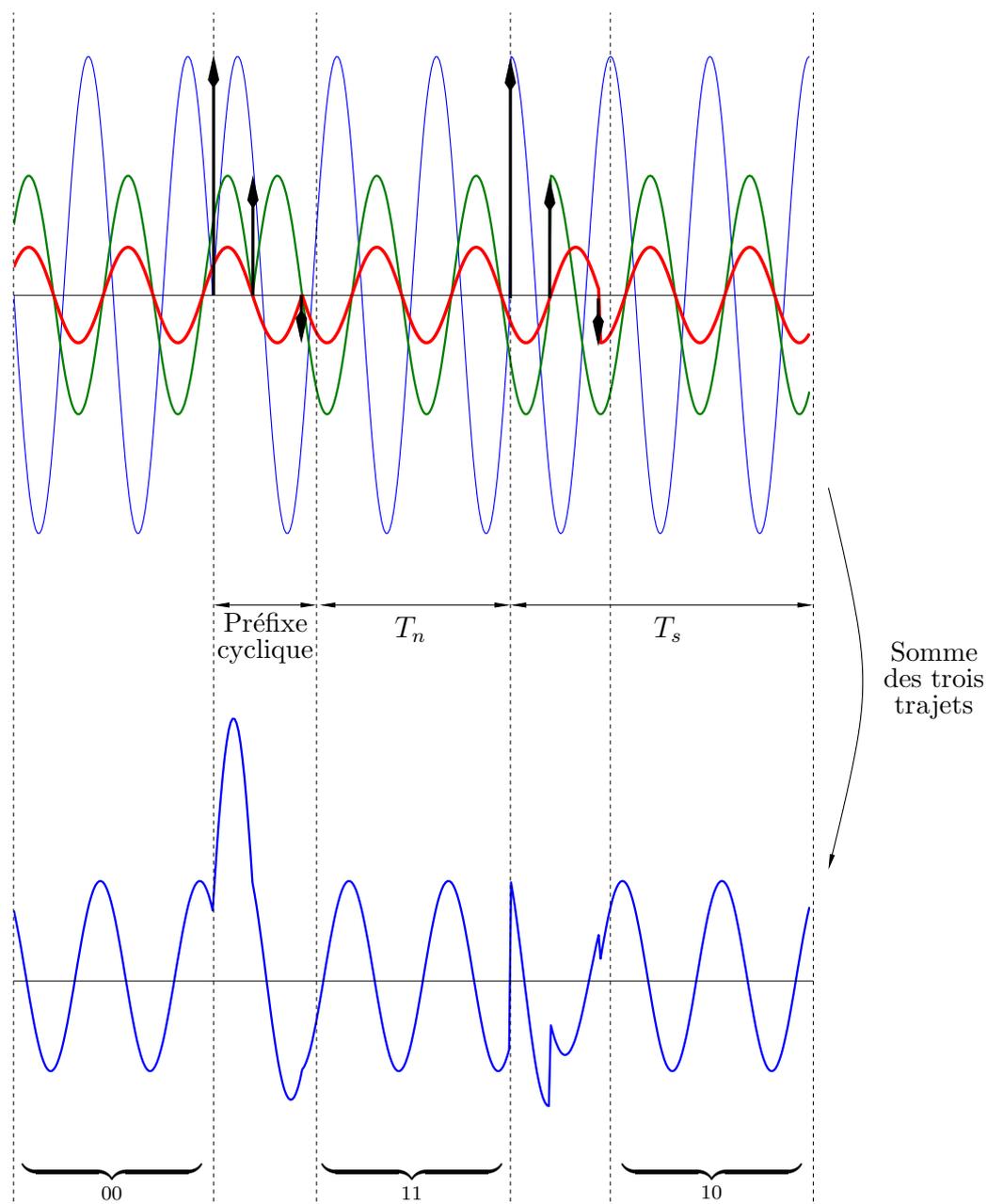


FIG. 5.3 – Illustration de l'absorption des multi-trajets par le préfixe cyclique avec une seule porteuse et un canal composé de trois trajets.

L'énergie récupérée par bit est notée  $\mathcal{E}$  :

$$\mathcal{E} = \eta E_b$$

Sa moyenne est égale à  $\mathcal{E}_{\text{moy}} = E_b$ . On a donc  $\mathcal{E} = \eta \mathcal{E}_{\text{moy}}$

Avec ces notations, l'équation 5.2 s'écrit :

$$P_e\left(\frac{\mathcal{E}}{N}\right) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{\mathcal{E}}{N}}\right)$$

Cette relation donne la probabilité d'erreur en fonction de l'énergie par bit pour une porteuse et une réalisation particulière du canal. Afin de faire état des performances moyennes globales du système dans un environnement multi-trajets, il est nécessaire de moyenner cette probabilité d'erreur sur l'ensemble des réalisations possibles des canaux. La probabilité moyenne d'erreur en fonction de l'énergie moyenne récupérée s'écrit donc :

$$\begin{aligned} \bar{P}_e\left(\frac{\mathcal{E}_{\text{moy}}}{N}\right) &= \mathbb{E}\left[P_e\left(\eta \frac{\mathcal{E}_{\text{moy}}}{N}\right)\right] \\ &= \frac{1}{2} \int_0^\infty \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\eta \frac{\mathcal{E}_{\text{moy}}}{N}}\right) p_\eta(\eta) d\eta \end{aligned}$$

où  $p_\eta(\eta)$  est la densité de probabilité de la variable  $\eta$ .

Le module du coefficient fréquentiel du canal  $|H_e(f_n)|$  suit une loi de Rayleigh. Ce résultat classique des systèmes bande étroite résulte du grand nombre de trajets sommés (paragraphe 3.4.2.1, page 56). La variable aléatoire  $\eta = |H_e(f_n)|^2$  suit donc une loi exponentielle. Sa moyenne étant égale à 1, sa densité de probabilité est :

$$p_\eta(\eta) = e^{-\eta}$$

La probabilité d'erreur moyenne est alors :

$$\bar{P}_e\left(\frac{\mathcal{E}_{\text{moy}}}{N}\right) = \frac{1}{2} \int_0^\infty \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\eta \frac{\mathcal{E}_{\text{moy}}}{N}}\right) e^{-\eta} d\eta \quad (5.4)$$

En appliquant le changement de variable  $y = \sqrt{\eta \frac{\mathcal{E}_{\text{moy}}}{N}}$ , la relation (5.4) devient :

$$\bar{P}_e\left(\frac{\mathcal{E}_{\text{moy}}}{N}\right) = \frac{1}{2} \int_0^\infty \operatorname{erfc}(y) \frac{2y}{\mathcal{E}_{\text{moy}}/N} e^{-\frac{y^2}{\mathcal{E}_{\text{moy}}/N}} dy \quad (5.5)$$

Connaissant l'expression de la dérivée de la fonction *erfc*,

$$\frac{d \operatorname{erfc}(y)}{dy} = -\frac{2e^{-y^2}}{\sqrt{\pi}},$$

et sachant que  $\operatorname{erfc}(\infty) = 0$  et  $\operatorname{erfc}(0) = 1$ , la résolution de l'équation (5.5) par la méthode de l'intégration par partie mène au résultat suivant :

$$\bar{P}_e\left(\frac{\mathcal{E}_{\text{moy}}}{N}\right) = \frac{1}{2} - \frac{1}{2\sqrt{1 + \frac{1}{\mathcal{E}_{\text{moy}}/N}}} \quad (5.6)$$

Cette expression est un résultat classique des communications sur un canal de Rayleigh [76].

La courbe de probabilité d'erreur moyenne obtenue à partir de cette formule (5.6) est représentée sur la figure 5.4. Elle est confrontée aux résultats des simulations effectuées en utilisant les quatre modèles de canaux IEEE 802.15.3a. Les performances indiquées par la simulation sont en deçà des résultats théoriques. Ceci s'explique par le fait que la durée d'étalement du canal peut parfois être supérieure à la durée du préfixe cyclique (égale à 60.6 ns) et causer des interférences inter-symboles. La figure 5.5 confirme que lorsque les réponses impulsionnelles du canal construites à partir du modèle CM4 sont tronquées à une durée inférieure au préfixe cyclique, les performances obtenues correspondent parfaitement aux résultats théoriques qui supposent l'absence totale d'interférences inter-symboles.

## 5.3 Comparaison des résultats théoriques des solutions MB-OOK et MB-OFDM

### 5.3.1 Comparaison des performances exprimées en fonction de l'énergie disponible en réception

La figure 5.6 superpose les courbes de performances de la solution proposée par Mitsubishi ITE (MB-OOK) et la solution multi-porteuses (MB-OFDM). A partir d'une probabilité d'erreur inférieure à  $10^{-2}$ , les performances du système MB-OOK sont meilleures que celles obtenues par le système MB-OFDM.

Le système MB-OFDM, reposant sur une approche bande étroite, souffre d'un *fading* de Rayleigh. Les coefficients du canal  $\eta$  suivent une loi exponentielle dans laquelle les événements proches de zéro, correspondant aux évanouissements les plus importants, sont les plus probables. A l'inverse, la diversité fréquentielle dont bénéficie la solution impulsionnelle MB-OOK se traduit par une loi gamma pour les coefficients  $\eta$  où les événements les plus fréquents sont proches de la moyenne; les événements proches de zéro étant rares.

Ces courbes comparent les performances des deux solutions en fonction de l'énergie reçue moyenne par bit. Or, cette énergie dépend de l'énergie émise par bit qui est limitée par la réglementation. Selon le système, les énergies moyennes qu'il est possible d'allouer à un bit d'information sont différentes. Dans le cas de la solution impulsionnelle avec une modulation OOK, cette énergie est calculée au chapitre 2 et vaut approximativement (2.8) :

$$\mathcal{E}_{\text{TX, max}} \approx 4.38 \times 10^{-14} \times BT_r \quad [\text{Joule}]$$

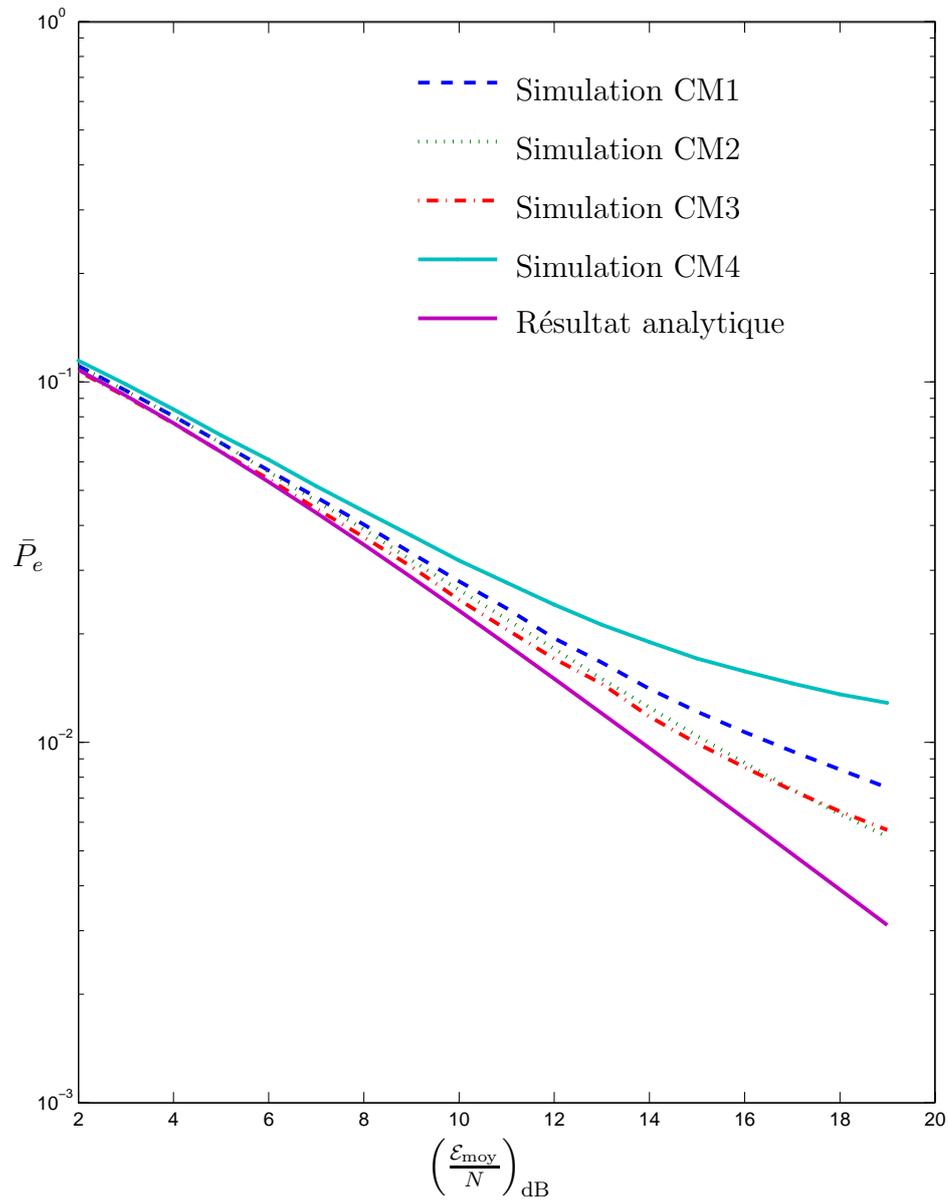


FIG. 5.4 – Courbes des performances moyennes de la modulation OFDM sur canal multi-trajets.

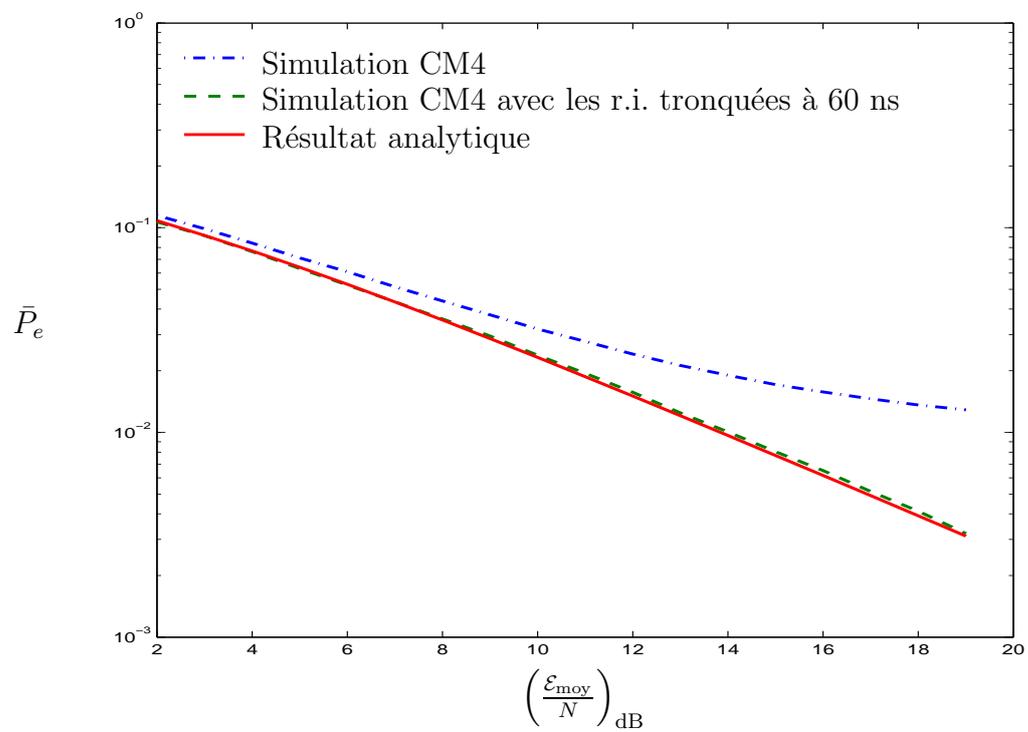


FIG. 5.5 – Influence de l'interférence inter-symboles sur les performances de la modulation OFDM.

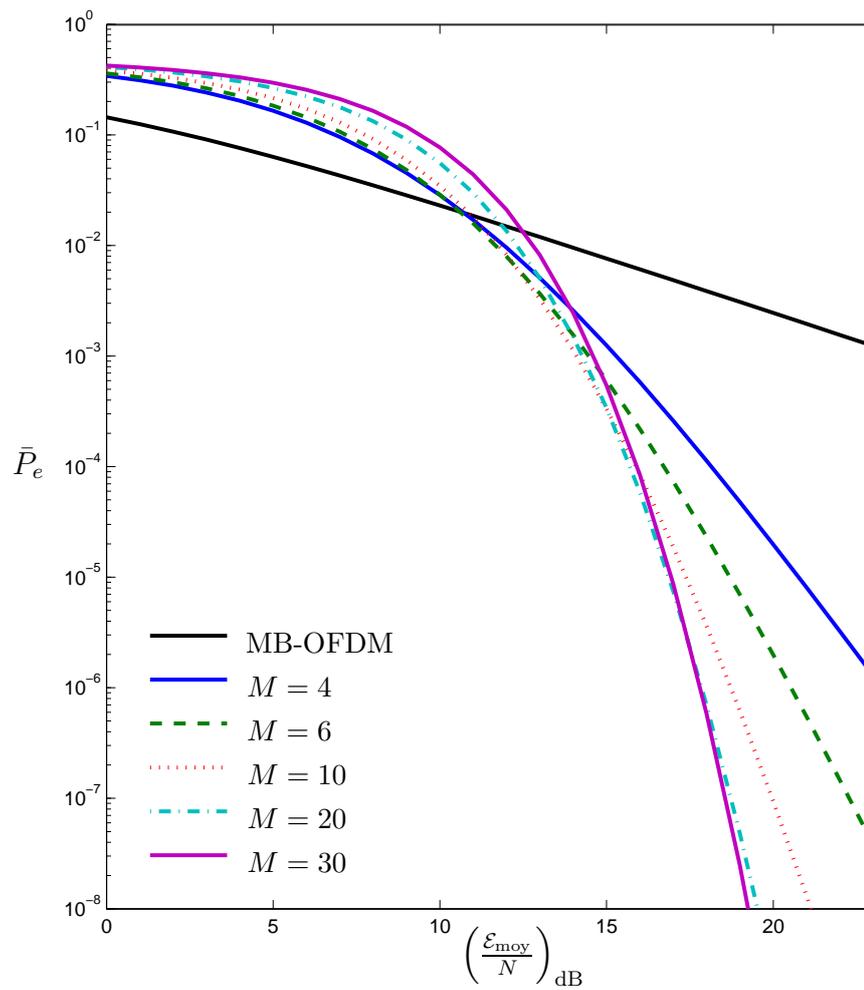


FIG. 5.6 – Performances moyennes des systèmes MB-OFDM et MB-OOK en fonction de l'énergie récupérée à la réception.

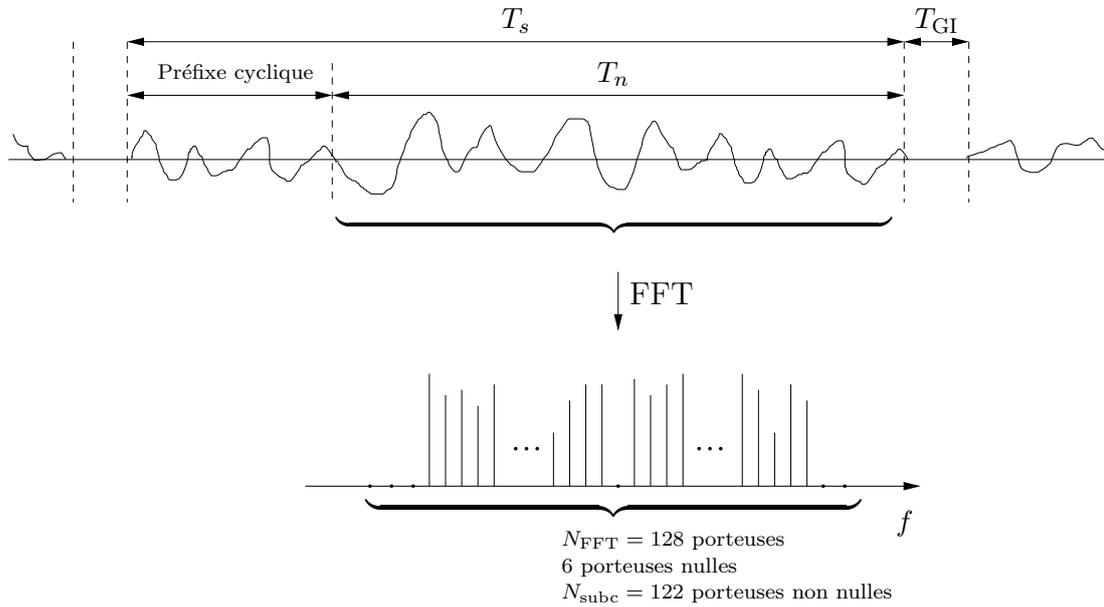


FIG. 5.7 – Représentation schématique du symbole OFDM et notations utilisées.

où  $B$  est la largeur d'une sous-bande et  $T_r$  est la période de répétition des symboles. Dans le cas du système OFDM avec saut de fréquence, le calcul de l'énergie par bit est exposé au paragraphe suivant.

### 5.3.2 Energie par bit maximale autorisée pour la solution MB-OFDM

Le symbole de durée  $T_s$  et d'énergie  $E_{\text{sym}}$  est composé du signal de durée  $T_n$  obtenu par une transformée de Fourier rapide inverse (iFFT) et d'une réplique de la fin de ce signal correspondant au préfixe cyclique. La figure 5.7 représente de manière schématique un symbole OFDM dans le domaine temporel et fréquentiel en introduisant les notations utiles pour la suite de l'étude. Les valeurs numériques des différents paramètres sont :

$$\begin{aligned} T_s &= 303.03 \text{ ns} \\ T_n &= 242.42 \text{ ns} \\ T_{GI} &= 9.5 \text{ ns} \\ N_{fft} &= 128 \\ N_{subc} &= 122 \end{aligned}$$

Grâce au saut de fréquence sur trois sous-bandes, inclus dans les spécifications de la solution MB-OFDM, la période de répétition moyenne des symboles sur une sous-bande est égale à trois fois la durée d'un symbole, soit  $3(T_s + T_{GI})$ , où  $T_{GI}$  est la durée de l'intervalle de garde utilisé pour le saut de fréquence. A puissance moyenne identique, l'activation du saut de fréquence sur trois sous-bandes permet donc de

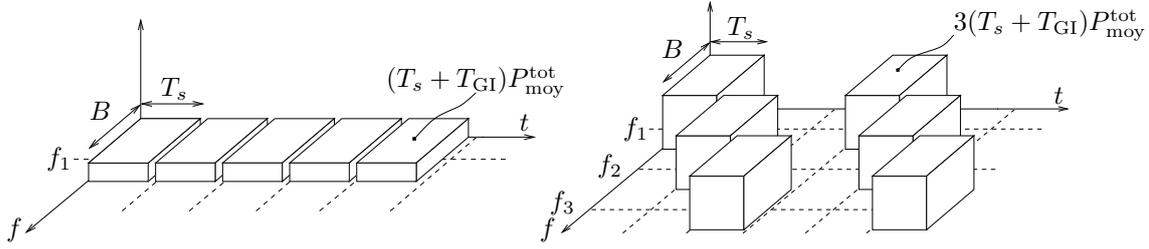


FIG. 5.8 – Représentation temps-fréquence du signal OFDM émis sans et avec sauts de fréquences.

multiplier par trois l'énergie allouée à un symbole sur une sous-bande (figure 5.8). Finalement, la puissance moyenne est liée à l'énergie d'un symbole par la relation :

$$P_{\text{moy}}^{\text{tot}} = \frac{E_{\text{sym}}}{3(T_s + T_{\text{GI}})} \quad (5.7)$$

En réception, le signal de durée  $T_n$  est extrait du symbole et est converti dans le domaine fréquentiel par une transformée de Fourier rapide (FFT). Ce signal contient une énergie  $\frac{T_n}{T_s} E_{\text{sym}}$  et chaque porteuse non nulle, au nombre de  $N_{\text{subc}}$ , possède une énergie égale à  $\frac{1}{N_{\text{subc}}} \frac{T_n}{T_s} E_{\text{sym}}$ .

Les porteuses étant modulées en QPSK, une porteuse d'information code 2 bits et l'énergie par bit est :

$$\mathcal{E} = \frac{1}{2N_{\text{subc}}} \frac{T_n}{T_s} E_{\text{sym}}$$

L'équation (5.7) permet d'exprimer cette énergie en fonction de la puissance moyenne totale du signal :

$$\mathcal{E} = \frac{3}{2N_{\text{subc}}} \frac{(T_s + T_{\text{GI}})T_n}{T_s} P_{\text{moy}}^{\text{tot}} \quad (5.8)$$

Par ailleurs, la densité spectrale de puissance du signal s'exprime en fonction de la puissance moyenne totale :

$$dsp_s(f) = \frac{T_s}{2N_{\text{subc}}} P_{\text{moy}}^{\text{tot}} \sum_{k=-N_{\text{subc}}/2}^{N_{\text{subc}}/2-1} \left\{ \text{sinc}^2 \left[ T_s \left( f - f_c - \frac{k}{T_n} \right) \right] + \text{sinc}^2 \left[ T_s \left( f + f_c + \frac{k}{T_n} \right) \right] \right\}$$

La figure 5.9 représente cette densité spectrale de puissance pour un nombre de porteuses égal à 32.

La réglementation FCC limite la puissance moyenne du signal filtré dans la bande de largeur  $B_{\text{moy}} = 1$  MHz centrée sur la fréquence  $f_c$ , correspondant au maximum de

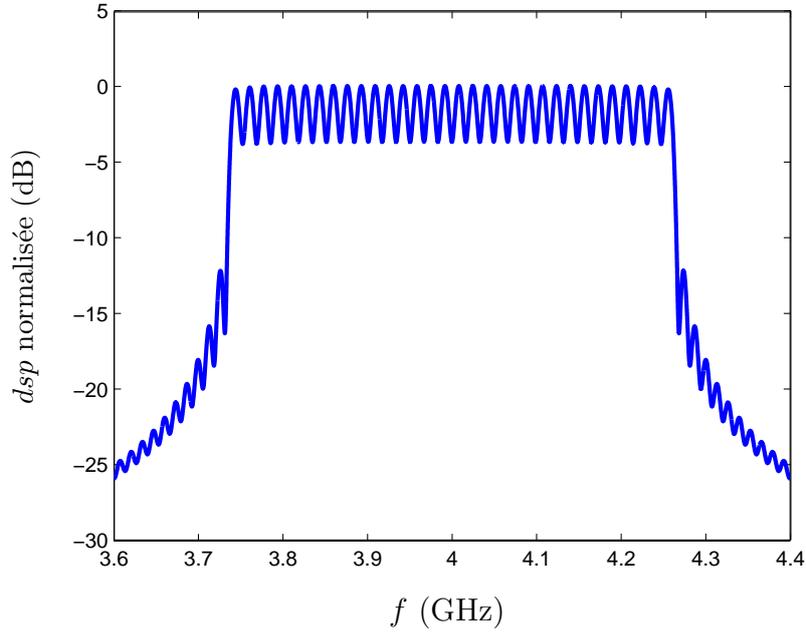


FIG. 5.9 – Densité spectrale de puissance du signal OFDM à 32 porteuses.

la densité spectrale. Cette puissance s'exprime comme :

$$\begin{aligned}
 P_{\text{moy}}(B_{\text{moy}}) &= 2 \int_{f_c - \frac{B_{\text{moy}}}{2}}^{f_c + \frac{B_{\text{moy}}}{2}} dsp_s(f) df \\
 &= \frac{T_s}{N_{\text{subc}}} P_{\text{moy}}^{\text{tot}} \int_{-\frac{B_{\text{moy}}}{2}}^{\frac{B_{\text{moy}}}{2}} \sum_{k=-N_{\text{subc}}/2}^{N_{\text{subc}}/2-1} \text{sinc}^2 \left[ T_s \left( f - \frac{k}{T_n} \right) \right] df \\
 &= \frac{AT_s}{N_{\text{subc}}} B_{\text{moy}} P_{\text{moy}}^{\text{tot}}
 \end{aligned}$$

où

$$A = \frac{1}{B_{\text{moy}}} \int_{-\frac{B_{\text{moy}}}{2}}^{\frac{B_{\text{moy}}}{2}} \sum_{k=-N_{\text{subc}}/2}^{N_{\text{subc}}/2-1} \text{sinc}^2 \left[ T_s \left( f - \frac{k}{T_n} \right) \right] df$$

Avec  $B_{\text{moy}} = 1$  MHz, les valeurs numériques des paramètres de la solution MB-OFDM donnent  $A = 1.09$ .

Pour la valeur limite définie par la FCC, la puissance moyenne totale maximale est :

$$P_{\text{moy, max}}^{\text{tot}} = \frac{1}{A} \frac{N_{\text{subc}}}{T_s} \frac{P_{\text{moy}}^{\text{lim}}(B_{\text{moy}})}{B_{\text{moy}}}$$

En utilisant le résultat de l'équation (5.8), l'énergie maximale contenue dans un bit émis est donc :

$$\mathcal{E}_{\text{TX, max}} = \frac{3}{2A} \frac{(T_s + T_{\text{GI}})T_n}{T_s^2} \frac{P_{\text{moy}}^{\text{lim}}(B_{\text{moy}})}{B_{\text{moy}}}$$

	Débit (Mbit/s)	150	300	800	640
MB-OOK	$B$ (MHz)	500	500	250	250
	$T_r$ (ns)	80	40	30	37.5
	$\mathcal{E}_{\text{TX, max}}$ (J)	$1.75 \times 10^{-12}$	$8.76 \times 10^{-13}$	$3.28 \times 10^{-13}$	$4.1 \times 10^{-13}$
MB-OFDM	$\mathcal{E}_{\text{TX, max}}$ (J)	$8.5 \times 10^{-14}$			
Rapport entre les solutions MB-OOK et MB-OFDM		13.2 dB	10.2 dB	6 dB	6.8 dB

TAB. 5.2 – Rapport de l'énergie émise par bit entre les solutions MB-OOK et MB-OFDM.

L'application numérique donne :

$$\mathcal{E}_{\text{TX, max}} = 8.5 \times 10^{-14} \text{ J}$$

### 5.3.3 Comparaison des performances normalisées par rapport à l'énergie émise par bit

Quel que soit le débit du système impulsionnel OOK, l'énergie allouée à un bit d'information est largement supérieure à l'énergie par bit du système OFDM avec saut de fréquence. Pour les valeurs de débits proposés au chapitre 4, les rapports des énergies émises par bit dans les deux systèmes sont donnés au tableau 5.2.

Dans le cas d'un débit brut de 640 Mbit/s identique pour les deux solutions, le rapport d'énergie émise par bit entre les deux systèmes est équivalent à 6.8 dB. La figure 5.10 superpose les courbes de performances en tenant compte de cette différence d'énergie à l'émission. Cette représentation montre que la possibilité d'émettre plus d'énergie par bit permet à la solution MB-OOK d'atteindre, sans codage, des probabilités d'erreur nettement inférieures à celles obtenues avec la solution MB-OFDM. Tandis que la solution proposée par Mitsubishi ITE offre naturellement des transmissions robustes, la viabilité de la solution OFDM repose essentiellement sur le codage de canal.

## 5.4 Importance du codage de canal

Le codage convolutif proposé pour le système MB-OFDM présente de très bonnes performances permettant à la solution de garantir des transmissions à des débits compris entre 150 et 480 Mbit/s. Pour appréhender l'efficacité du codage, le pouvoir correcteur des codes est obtenu par simulation en supposant une parfaite indépendance entre les erreurs binaires. Les figures 5.11 et 5.12 représentent la probabilité d'erreur binaire en sortie du décodeur de Viterbi en fonction de la probabilité d'erreur en entrée pour différents rendements de code, dans les cas d'une décision dure et douce.

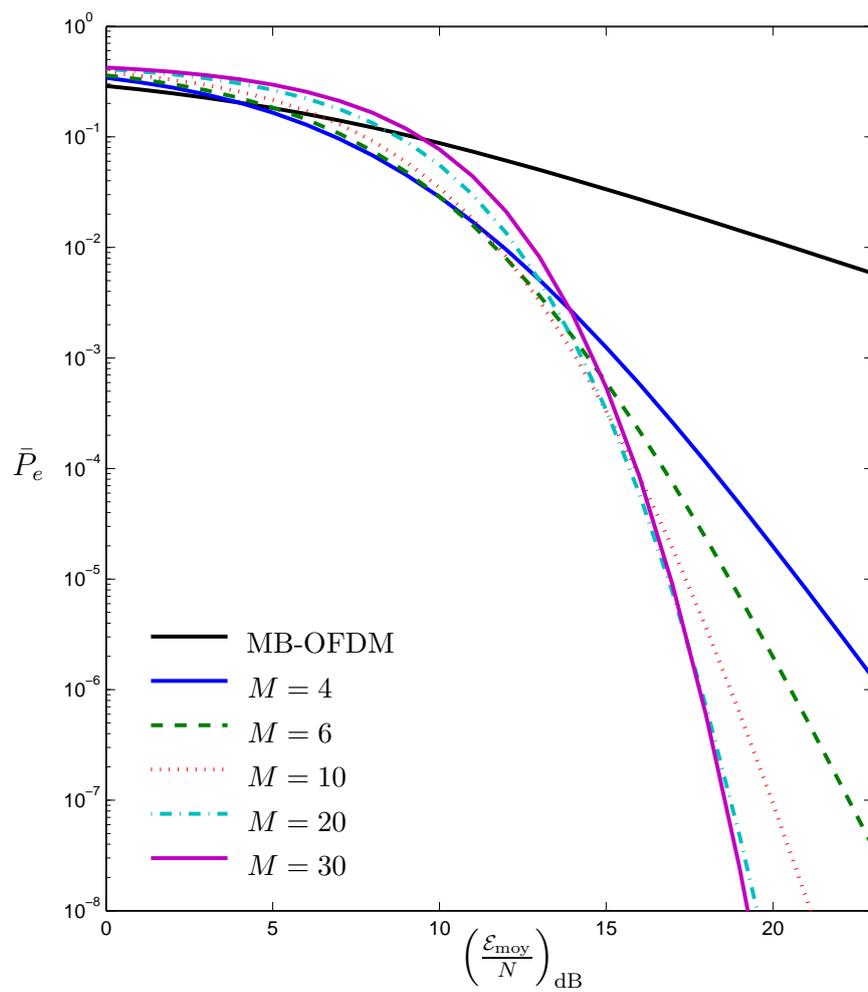


FIG. 5.10 – Performances moyennes des systèmes MB-OFDM et MB-OOK en fonction du rapport  $\frac{\mathcal{E}_{\text{moy}}}{N}$  corrigé de l'écart d'énergie à l'émission entre les deux systèmes.

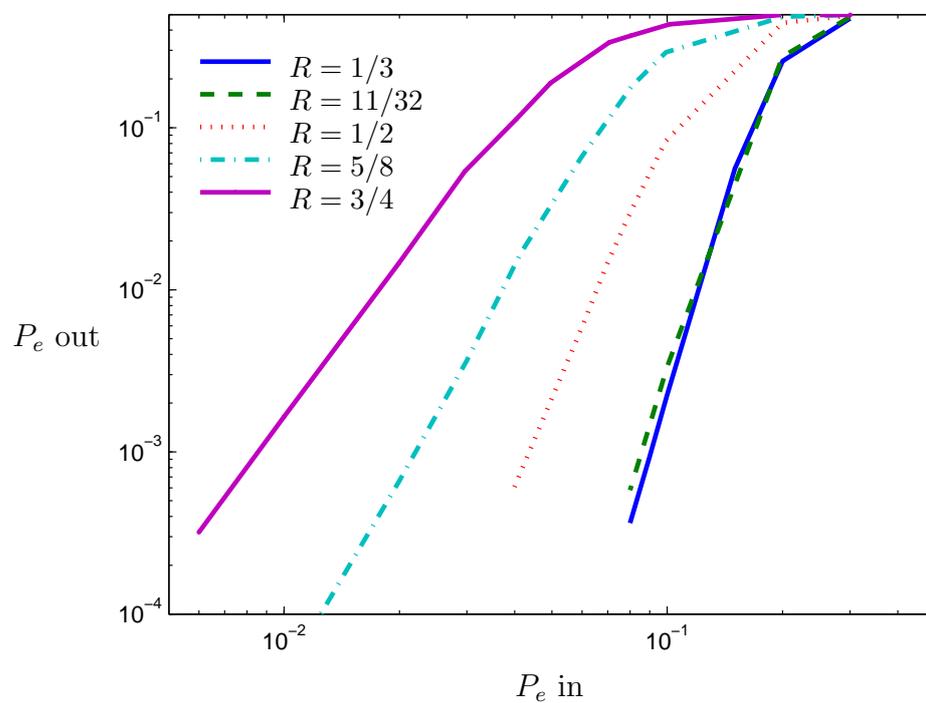


FIG. 5.11 – Pouvoir correcteur des codes en décision dure.

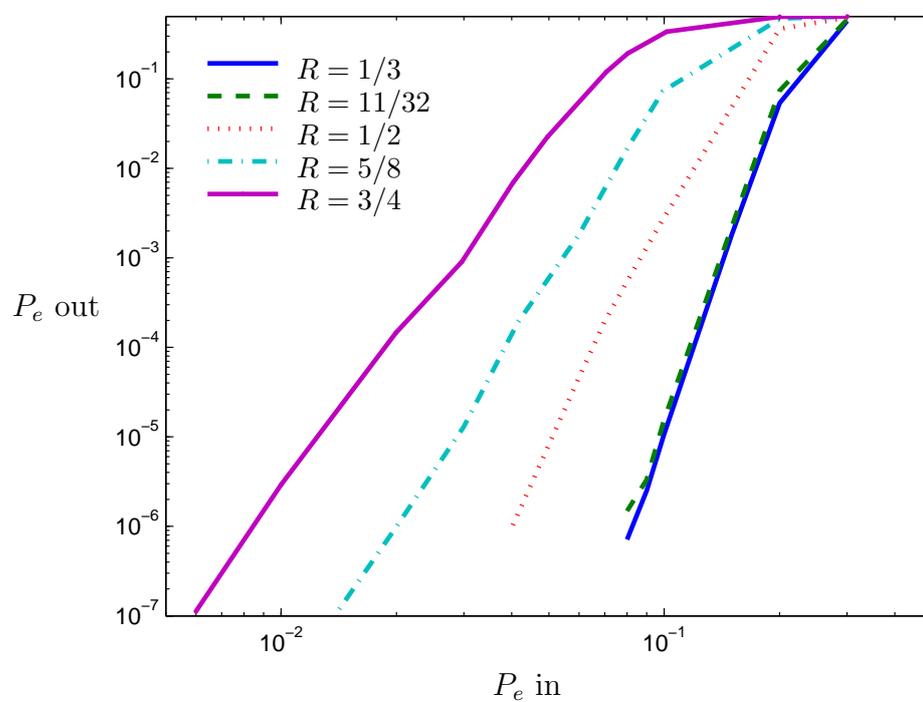


FIG. 5.12 – Pouvoir correcteur des codes en décision douce.

Les codes de rendement les plus élevés permettent de passer d'un taux d'erreur binaire voisin de  $10^{-1}$  à un taux d'erreur compris entre  $10^{-5}$  et  $2 \times 10^{-3}$  selon la quantification adoptée à l'entrée du décodeur de Viterbi. Ce fort pouvoir correcteur est accessible au prix d'une complexité relativement importante et d'une réduction significative des débits utiles.

La solution proposée par Mitsubishi ITE bénéficie d'une diversité fréquentielle qui lui permet de présenter des performances correctes sans codage. Mais l'usage d'un codage de canal peut toutefois être nécessaire pour améliorer encore les performances. Il permet de faire chuter les probabilités d'erreur binaire ou de manière biunivoque d'augmenter la portée du système. Par exemple, un codage assez simple de rendement 5/8 couplé à un décodage de Viterbi à décision dure permet de passer d'un taux d'erreur égal à  $10^{-2}$  à un taux inférieur à  $10^{-4}$ .

Le codage peut être simplement mis en œuvre indépendamment sur chaque sous-bande. Mais la largeur des sous-bandes est très supérieure à la bande de cohérence du canal. Un codage mis en place sur l'ensemble des sous-bandes bénéficie donc de l'indépendance des erreurs d'une sous-bande à l'autre.

Cependant, en analysant les courbes de performances brutes (Fig. 4.15), on constate qu'au dessous de  $10^{-2}$ , la probabilité d'erreur chute rapidement par une faible augmentation du rapport  $\mathcal{E}_{\text{moy}}/N$ . Inversement, une concession sur la probabilité d'erreur sans codage ne permet qu'une baisse relativement faible du rapport  $\mathcal{E}_{\text{moy}}/N$  nécessaire et par conséquent, le gain sur la distance accessible, obtenu par codage, ne fait pas du système MB-OOK actuel une solution adaptée pour les longues portées. La solution proposée dans l'état par Mitsubishi ITE est en effet prédisposée aux transmissions très hauts débits à courte portée avec un codage de canal simple assurant une faible consommation.

## 5.5 Sensibilité des systèmes aux imperfections

La solution MB-OOK présentée réduit le rythme d'échantillonnage au débit binaire. La majeure partie des traitements en réception est effectuée par des composants analogiques. Cette approche s'oppose radicalement aux autres solutions pour lesquelles la réception cohérente nécessite l'échantillonnage en voie I et Q du signal radiofréquence ramené en bande de base. Outre la consommation excessive engendrée par l'oscillateur local et l'échantillonnage à la fréquence de Nyquist, cette approche nécessite une parfaite synchronisation du récepteur. Une erreur de synchronisation a des conséquences catastrophiques sur la probabilité d'erreur en sortie du démodulateur.

Les performances du système MB-OFDM sont également très sensibles aux erreurs d'estimation du canal. Pour cette raison, des séquences d'apprentissage sont émises périodiquement au prix d'une réduction du débit utile. De même, douze porteuses pilotes par symbole OFDM sont nécessaires pour l'égalisation fréquentielle.

A l'inverse, la solution MB-OOK repose sur des traitements non-cohérents lui conférant une grande robustesse aux imperfections. La précision requise sur la synchronisation est de l'ordre de la durée d'une impulsion. Quant à l'estimation du canal,

elle est réduite à un petit nombre de paramètres macroscopiques telles que la durée d'étalement et les énergies du signal utile et du bruit. Elle est mise en œuvre très simplement par des algorithmes récursifs ne pénalisant pas les débits utiles.

## 5.6 Conclusion

L'étude des performances de la solution MB-OFDM confirme que ce système ne peut fonctionner qu'avec l'aide d'un codage de canal très efficace. Mais le codage ainsi que les procédures d'estimation du canal limitent les débits utiles accessibles par cette solution.

A l'inverse, avant codage, la solution proposée par Mitsubishi ITE offre déjà des transmissions à très hauts débits avec des probabilités d'erreur faibles. Pour augmenter les performances tout en préservant la simplicité du système, un codage simple peut être facilement mis en place en bénéficiant de l'indépendance des erreurs sur les différentes sous-bandes.

D'autres améliorations permettent d'envisager des performances supérieures et d'étendre les portées accessibles du système.

Dans la version présentée de la solution, l'énergie reçue est échantillonnée au rythme du débit binaire par sous-bande. L'énergie est intégrée en une seule fois par durée d'étalement du canal. Une amélioration consisterait à reposer le problème de décision entre les deux hypothèses en tenant compte d'un échantillonnage plus rapide de l'énergie du signal. Ce récepteur *rake* non-cohérent enrichirait ainsi sa connaissance du canal et améliorerait les performances globales du système dans des proportions qui restent à déterminer.

Par ailleurs, l'augmentation des débits de transmission est possible mais suggère le rapprochement des impulsions. Pour éviter les interférences inter-symboles, certaines applications peuvent avoir recours à des antennes directives isolant et amplifiant le premier *cluster* de trajets correspondant aux trajets les plus forts. Une autre approche consiste à lutter contre les interférences inter-symboles en mettant en place des procédures simples d'annulation de ces interférences [57], adaptées à la démodulation non-cohérente par détection d'énergie.



# Conclusion générale

En février 2002, la décision de la réglementation américaine d'autoriser l'émission de signaux UWB entre 3.1 et 10.6 GHz marque un tournant dans les activités de recherche sur l'UWB. Désormais, les systèmes basés sur des approches impulsionnelles mais aussi issus des techniques bande étroite peuvent prétendre au label UWB. C'est ainsi que parmi les propositions au standard IEEE 802.15.3a pour les communications UWB à hauts débits et courte portée, les solutions encore en compétition sont les systèmes DS-UWB et MB-OFDM.

La solution impulsionnelle DS-UWB nécessite à la fois un récepteur de type *rake* pour récupérer une quantité d'énergie suffisante et des procédures d'égalisation très complexes pour lutter contre les interférences inter-symboles causées par le rapprochement des impulsions émises.

A l'inverse, la solution MB-OFDM compense l'étalement du canal en parallélisant l'émission et la réception de l'information sur plusieurs sous-porteuses orthogonales. Cette approche permet de récupérer la quasi-totalité de l'énergie disponible mais ne tire pas profit de la large bande offerte par l'UWB.

En outre, ces deux solutions synchrones basées sur des traitements cohérents en réception reposent en pratique sur un échantillonnage très rapide du signal (de l'ordre du gigahertz).

Face aux difficultés de mise en œuvre de ces systèmes dans un contexte UWB, la volonté de Mitsubishi ITE est d'étudier la mise en œuvre de la technique radio impulsionnelle en intégrant d'emblée des contraintes matérielles réalistes. Ces contraintes conduisent à une formalisation spécifique des problèmes de synchronisation et d'estimation du canal. Ceux-ci doivent en effet s'accommoder d'une cadence d'échantillonnage du récepteur réduite vis-à-vis de la bande des signaux reçus. Il s'agit là d'une divergence fondamentale avec la philosophie habituelle des systèmes bande étroite. Les contraintes soulevées par l'UWB sont également liées à une réglementation et à un canal de propagation atypiques.

Les problèmes de coexistence engendrés par les émissions UWB sont uniques dans l'histoire de la réglementation du spectre électromagnétique et la manière de les appréhender est différente d'une région du monde à l'autre. Les Etats-Unis sont les premiers à avoir adopté une réglementation en faveur d'une autorisation permanente des émissions de signaux UWB. Dans le reste du monde, les attitudes sont plus conservatrices. En Asie, les réglementations relatives à l'UWB sont temporaires. En Europe, l'étude des interférences potentielles est menée en considérant la puissance agrégée d'un grand

nombre d'émetteurs UWB. Ce point de vue conduit les organismes de réglementation à opter pour des mesures plus strictes dans lesquelles des procédures de détection et d'évitement des interférents bande étroite seront probablement nécessaires.

Vis-à-vis du canal de propagation, la largeur de la bande se traduit par une granularité temporelle très fine. Cet aspect remet en cause les principes de modélisation du canal mis en place pour les systèmes bande étroite. La densité des trajets est très importante et les retards sont modélisés par un double processus de Poisson traduisant le phénomène de *clusters*. Les amplitudes suivent une distribution log-normale qui diffère de la loi de Rayleigh caractéristique des canaux bande étroite. Par ailleurs, les matériaux constituant le milieu et les antennes d'émission et de réception ont des propriétés dépendant de la fréquence. La propagation à travers ces éléments du canal affecte le signal en introduisant des distorsions.

Ces caractéristiques du canal mettent en évidence les difficultés de mise en œuvre des systèmes synchrones. D'une part, la synchronisation requise pour ces systèmes est excessivement fine et implique des procédures très complexes. D'autre part, la quantité importante de trajets exige du récepteur *rake* un nombre démesuré de doigts pour récupérer l'énergie disponible. Enfin, les systèmes cohérents nécessitent une estimation très précise du canal difficilement accessible en raison de la richesse de celui-ci.

Ces considérations ont conduit Mitsubishi ITE à privilégier une approche en rupture avec l'existant. En posant deux préalables : une approche impulsionnelle (tirant parti des propriétés de propagation réputées de l'UWB) et une synchronisation relâchée (simplifiant la mise en œuvre du récepteur), l'application de la Théorie du Traitement de Signal Statistique a conduit Mitsubishi ITE à ne retenir qu'une classe bien circonscrite d'architectures de transmetteurs hauts débits. Compte-tenu de ces hypothèses préalables, on montre en pratique le caractère nécessaire des propriétés de cette classe à l'intérieur de laquelle un schéma de modulation/démodulation optimal est identifié. Plus précisément, il s'agit d'un schéma de modulation On-Off Keying généralisé en multi-bandes. Sa démodulation est non-cohérente et repose sur un seuillage original de l'énergie dont les caractéristiques dépendent dynamiquement des conditions de propagation, ce qui améliore significativement les performances par rapport aux premières solutions non-cohérentes avancées en UWB.

Cette approche permet de récupérer la quasi-totalité de l'énergie disponible. De plus, l'estimation du canal est réduite à quelques quantités macroscopiques. La connaissance de celles-ci est acquise et entretenue par des procédures d'estimation basées sur des calculs récursifs et linéaires simples à implémenter.

Cette architecture multi-bandes offre en plus une flexibilité permettant d'anticiper les problèmes liés à la réglementation en facilitant la mise en œuvre de procédures de détection et d'évitement des interférents.

Le travail de la thèse a consisté à dimensionner le système MB-OOK proposé par Mitsubishi ITE puis à en évaluer les performances en identifiant des éléments de comparaison par rapport à l'état de l'art.

L'expression de la probabilité d'erreur binaire en fonction de l'énergie du signal utile récupérée permet de caractériser l'écart de performances du système non-cohérent

proposé par rapport à la démodulation cohérente optimale. Cet écart est largement compensé par la capacité du système non-cohérent à récupérer la majeure partie de l'énergie disponible.

En outre, l'étude de la statistique des évanouissements subis par le signal démontre la pertinence de l'approche impulsionnelle. Même avec des sous-bandes dont la largeur est limitée à 250 MHz, la diversité fréquentielle raréfie significativement les évanouissements profonds du signal impulsionnel.

Les performances moyennes sur des canaux multi-trajets, typiques d'un environnement donné, constituent une base de comparaison avec d'autres approches. Le système multi-porteuses MB-OFDM, le mieux placé actuellement vis-à-vis du standard IEEE 802.15.3a, est notamment étudié. L'expression de la probabilité d'erreur moyenne des deux systèmes en fonction de l'énergie reçue permet de comparer les performances des récepteurs et de mesurer l'impact de la forme d'onde du signal émis. Le *fading* de Rayleigh subi par les signaux OFDM pénalise grandement la solution multi-porteuses par rapport à l'approche impulsionnelle.

Pour une comparaison des systèmes dans leur globalité, il est instructif de considérer également les probabilités d'erreur binaire en fonction de l'énergie par bit à l'émission. Ce paramètre, fixé à partir de la réglementation, constitue en effet un facteur limitant en UWB. A ce titre, la solution MB-OOK bénéficie d'une énergie par bit largement supérieure par rapport au système MB-OFDM. La comparaison des performances, en tenant compte de cet écart d'énergie à l'émission, montre une nette supériorité de la solution proposée.

Les performances sont comparées sans codage de canal pour les deux systèmes. Cette étude confirme que la viabilité de la solution MB-OFDM repose sur un codage convolutif très efficace. Le même codage appliqué à la solution MB-OOK permet alors des transmissions hauts débits à très faible taux d'erreur. Néanmoins, cette solution peut fonctionner avec un codage dont la complexité est moindre et qui pénalise peu les débits utiles.

La solution proposée est donc particulièrement bien adaptée aux transmissions très hauts débits à courte portée et faible consommation.

Vis-à-vis de l'évaluation présentée et en considérant la classe d'architecture proposée par Mitsubishi ITE, plusieurs degrés de liberté restent à explorer pour augmenter les débits de transmission et les portées accessibles.

Dans la version présentée de la solution, l'énergie du signal est échantillonnée au rythme d'un échantillon par durée d'étalement du canal. Une amélioration consisterait à généraliser la méthode de démodulation en adoptant un échantillonnage de l'énergie plus rapide. En disposant d'une connaissance plus précise du canal, ce procédé, conduisant à un récepteur *rake* non-cohérent, permettrait d'augmenter les performances du système. En effet, un facteur limitant de la solution est le produit de la bande  $B$  par la durée d'intégration  $T$  du signal. La réduction de la bande  $B$  n'est pas souhaitable car elle serait à l'origine d'une augmentation du risque des évanouissements du signal. En revanche, l'échantillonnage de l'énergie sur plusieurs portions du signal permet

d'accéder à des durées d'intégration plus faibles tout en conservant la même énergie totale intégrée.

Il serait aussi intéressant d'étudier la possibilité de juguler les reliquats d'interférences inter-symboles par la méthode simple proposée dans [57]. Ces méthodes permettraient d'atteindre de très hauts débits en augmentant le rythme des impulsions émises.

Les développements futurs de la solution requièrent aussi la mise en place d'un codage correcteur d'erreurs. Utilisé conjointement avec les deux extensions proposées ci-dessus, en plus d'augmenter les performances globales, le codage de canal peut offrir une flexibilité entre les débits et les portées accessibles.

Il est important de noter également que la propagation du signal dans le canal entraîne une perte en puissance plus importante pour les fréquences hautes du spectre. Suivant le gabarit des antennes, le dimensionnement optimal des sous-bandes en fonction de leur fréquence centrale sera à déterminer.

Enfin, dans le contexte d'une réglementation mondiale qui n'est pas figée, des techniques cognitives sont profitables mais nécessitent des études supplémentaires pour spécifier les procédures de détection et d'évitement des interférents et ainsi optimiser l'occupation du spectre.

Parallèlement à la thèse, une première étude d'implémentation a fourni des éléments encourageants sur la faisabilité matérielle du système.

Le caractère atypique de la solution requiert la mise au point de nouvelles fonctions analogiques. Actuellement, ce travail est entrepris en interne chez Mitsubishi ITE. Des technologies nouvelles sont à l'étude pour répondre notamment aux problèmes inédits de filtrage. Par ailleurs, une nouvelle thèse co-encadrée par Mitsubishi ITE et l'IETR/INSA a pour objectif d'étudier les problématiques soulevées par les éléments actifs du système.

Finalement, au sein du projet européen PULSERS, la solution proposée par Mitsubishi ITE a été soulignée pour son caractère innovant. Elle est désormais considérée comme une solution alternative crédible et fera l'objet de développements théoriques supplémentaires et de réalisations dans la suite du projet.

# Annexes



# Annexe A

## Densité de probabilité de la statistique de décision du récepteur quadratique

La statistique de décision du récepteur quadratique est le résultat de l'intégration du carré du signal reçu. Selon l'hypothèse  $H_0$  (bit 0 émis) ou  $H_1$  (bit 1 émis), la variable  $x$  est égale à :

$$\begin{cases} H_0 : x = \int_0^T [n(t)]^2 dt & \text{(bit 0)} \\ H_1 : x = \int_0^T [s(t) + n(t)]^2 dt & \text{(bit 1)} \end{cases}$$

Par une décomposition des signaux sur une base orthonormée, la variable  $x$  se récrit :

$$\begin{cases} H_0 : x = \sum_{i=1}^{2M} (n_i)^2 & \text{(bit 0)} \\ H_1 : x = \sum_{i=1}^{2M} (n_i + s_i)^2 & \text{(bit 1)} \end{cases}$$

### Densité de probabilité sous $H_1$

La variable aléatoire  $y_i = n_i + s_i$  suit une loi gaussienne de moyenne  $s_i$  et de variance  $N/2$ . On pose  $m = s_i$ ,  $\sigma^2 = \frac{N}{2}$  et  $y = y_i \propto \mathcal{N}(m, \sigma^2)$  :

$$p_Y(y) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} e^{-\frac{(y-m)^2}{2\sigma^2}}$$

On cherche maintenant la densité de probabilité de  $(n_i + s_i)^2$ . Soit  $w = y^2$ .  
D'une part :

$$\mathbb{E}[f(w)] = \int_0^\infty f(w)p_w(w)dw$$

et d'autre part :

$$\begin{aligned}
\mathbb{E}[f(w)] &= \mathbb{E}[f(y^2)] = \int_{-\infty}^{\infty} f(y^2)p_Y(y)dy \\
&= \int_0^{\infty} f(y^2)p_Y(y)dy + \int_{-\infty}^0 f(y^2)p_Y(y)dy \\
&= \int_0^{\infty} f(w)p_Y(\sqrt{w})\frac{dw}{2\sqrt{w}} - \int_{-\infty}^0 f(w)p_Y(-\sqrt{w})\frac{dw}{2\sqrt{w}} \\
&= \int_0^{\infty} f(w)\frac{1}{2\sqrt{w}}\left[p_Y(\sqrt{w}) + p_Y(-\sqrt{w})\right]dw
\end{aligned}$$

On a donc :

$$\begin{aligned}
p_w(w) &= \frac{1}{2\sqrt{w}}\left[p_Y(\sqrt{w}) + p_Y(-\sqrt{w})\right] \\
&= \frac{1}{2\sigma\sqrt{2\pi w}}\left[e^{-\frac{(\sqrt{w}-m)^2}{2\sigma^2}} + e^{-\frac{(\sqrt{w}+m)^2}{2\sigma^2}}\right] \\
&= \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi w}}e^{-\frac{w+m^2}{2\sigma^2}}\operatorname{ch}\left(\frac{m\sqrt{w}}{\sigma^2}\right)
\end{aligned}$$

### Calcul de la fonction caractéristique de $(n_i + s_i)^2$

La fonction caractéristique de la variable aléatoire  $w$  est donnée par la transformation de Fourier de la densité  $p_w(w)$  :

$$\begin{aligned}
\phi_w(t) &= \mathbb{E}[e^{jtw}] = \int_0^{\infty} e^{jtw}p_w(w)dw \\
&= \frac{1}{2\sigma\sqrt{2\pi}}\int_0^{\infty} \frac{1}{\sqrt{w}}\left[e^{-\frac{(\sqrt{w}-m)^2}{2\sigma^2}} + e^{-\frac{(\sqrt{w}+m)^2}{2\sigma^2}}\right]e^{jtw}dw \\
&= \frac{1}{2\sigma\sqrt{2\pi}}\left\{\int_0^{\infty} \frac{1}{\sqrt{w}}e^{-\frac{1}{2\sigma^2}(w+m^2+2m\sqrt{w}-2\sigma^2jtw)}dw\right. \\
&\quad \left. + \int_0^{\infty} \frac{1}{\sqrt{w}}e^{-\frac{1}{2\sigma^2}(w+m^2-2m\sqrt{w}-2\sigma^2jtw)}dw\right\}
\end{aligned}$$

Dans la première intégrale, on remarque que :

$$w + m^2 + 2m\sqrt{w} - 2\sigma^2jtw = (1 - 2\sigma^2jt)\left[\sqrt{w} + \frac{m}{1 - 2\sigma^2jt}\right]^2 - \frac{2\sigma^2jtm^2}{1 - 2\sigma^2jt}$$

D'où :

$$\int_0^{\infty} \frac{1}{\sqrt{w}}e^{-\frac{1}{2\sigma^2}(w+m^2+2m\sqrt{w}-2\sigma^2jtw)}dw = e^{\frac{jtm^2}{1-2\sigma^2jt}}\int_0^{\infty} \frac{1}{\sqrt{w}}e^{-\left(\frac{1}{2\sigma^2}-jt\right)\left(\sqrt{w}+\frac{m}{1-2\sigma^2jt}\right)^2}dw$$

En appliquant le changement de variable  $W = \sqrt{w} + \frac{m}{1-2\sigma^2jt}$ , on obtient :

$$\int_0^{\infty} \frac{1}{\sqrt{w}}e^{-\left(\frac{1}{2\sigma^2}-jt\right)\left(\sqrt{w}+\frac{m}{1-2\sigma^2jt}\right)^2}dw = 2\int_{\frac{m}{1-2\sigma^2jt}}^{\infty} e^{-\left(\frac{1}{2\sigma^2}-jt\right)W^2}dW$$

De même, pour la deuxième intégrale de l'expression de  $\phi_w(t)$ , on a :

$$\int_0^\infty \frac{1}{\sqrt{w}} e^{-\frac{1}{2\sigma^2}(w+m^2+2m\sqrt{w}-2\sigma^2 jtw)} dw = 2e^{\frac{jtm^2}{1-2\sigma^2 jt}} \int_{-\frac{m}{1-2\sigma^2 jt}}^\infty e^{-(\frac{1}{2\sigma^2}-jt)W^2} dW$$

Il est alors possible d'écrire la fonction caractéristique recherchée, et grâce à la parité du terme des intégrales, aboutir au résultat compact :

$$\begin{aligned} \phi_w(t) &= \frac{1}{2\sigma\sqrt{2\pi}} 2e^{\frac{jtm^2}{1-2\sigma^2 jt}} \left\{ \int_{\frac{m}{1-2\sigma^2 jt}}^\infty e^{-(\frac{1}{2\sigma^2}-jt)W^2} dW + \int_{-\frac{m}{1-2\sigma^2 jt}}^\infty e^{-(\frac{1}{2\sigma^2}-jt)W^2} dW \right\} \\ &= \frac{e^{\frac{jtm^2}{1-2\sigma^2 jt}}}{\sigma\sqrt{2\pi}} 2 \int_0^\infty e^{-(\frac{1}{2\sigma^2}-jt)W^2} dW \\ &= \frac{e^{\frac{jtm^2}{1-2\sigma^2 jt}}}{\sigma\sqrt{2\pi}} \sqrt{\frac{\pi}{\frac{1}{2\sigma^2}-jt}} \end{aligned}$$

On a utilisé le fait que  $\int_0^\infty e^{-ax^2} dx = \frac{1}{2}\sqrt{\frac{\pi}{a}}$ . Finalement, on obtient :

$$\phi_w(t) = \frac{1}{\sqrt{1-2\sigma^2 jt}} e^{\frac{jtm^2}{1-2\sigma^2 jt}}$$

En reprenant les notations de départ,  $m = s_i$  et  $\sigma^2 = N_0/2$ , on a :

$$\phi_{(n_i+s_i)^2}(t) = \frac{1}{\sqrt{1-N_0 jt}} e^{\frac{its_i^2}{1-N_0 jt}}$$

### Fonction caractéristique de $x$

Rappelons que  $x = \sum_{i=1}^{2M} (n_i + s_i)^2$  où  $\{n_i\}$  est un ensemble de variables aléatoires indépendantes. La fonction caractéristique de  $x$  est donc le produit des fonctions caractéristiques de chaque variable aléatoire  $(n_i + s_i)^2$  :

$$\begin{aligned} \phi_x(t) &= \prod_{i=1}^{2M} \phi_{(n_i+s_i)^2}(t) \\ &= \frac{1}{(1-N_0 jt)^M} \exp\left(\sum_{i=1}^{2M} \frac{jts_i^2}{1-N_0 jt}\right) \end{aligned}$$

Puisque  $E = \sum_{i=1}^{2M} s_i^2$  :

$$\phi_x(t) = \frac{1}{(1-N_0 jt)^M} e^{\frac{jEt}{1-N_0 jt}}$$

### Densité de probabilité de $x$

La fonction caractéristique de  $x$  sous l'hypothèse  $H_1$  est la transformée de Fourier de la distribution du Chi<sup>2</sup> ( $\chi^2$ ) décentré à  $2M$  degrés de liberté, et de paramètre de décentrage  $E$  :

$$p_x(x) = \frac{1}{N_0} \left( \frac{x}{E} \right)^{\frac{M-1}{2}} e^{-\frac{x+E}{N_0}} I_{M-1} \left( 2 \frac{\sqrt{xE}}{N_0} \right) \quad x \geq 0 \quad (H_1)$$

où  $I_n$  est la fonction de Bessel modifiée de première espèce d'ordre  $n$ .

### Densité de probabilité sous $H_0$

Dans le cas où seul du bruit est présent ( $E \rightarrow 0$ ), i.e. lorsqu'on est dans l'hypothèse  $H_0$ , on obtient :

$$p_x(x) = \frac{1}{N_0} \frac{(x/N_0)^{M-1} e^{-x/N_0}}{\Gamma(M)} \quad x \geq 0 \quad (H_0)$$

où  $\Gamma(p)$  est la fonction gamma définie par :

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

## Annexe B

# Calcul de l'énergie récupérable pour une réalisation de canal

L'énergie du signal reçu disponible sur l'intervalle de temps  $[0, T[$  peut se calculer à partir du signal équivalent en bande de base  $s_e(t)$ . Son expression, normalisée par rapport à sa valeur moyenne est

$$\eta = \frac{E}{E_{\text{moy}}} = \int_0^T s^2(t) dt = \frac{1}{2} \int_0^T |s_e(t)|^2 dt$$

D'après le modèle adopté,  $s_e(t)$  est égal à :

$$s_e(t) = \sqrt{\frac{2}{\tau\sqrt{\pi}}} \sum_{k=1}^N \alpha_k e^{-\frac{(t-\tau_k)^2}{2\tau^2}} e^{j2\pi f_c \tau_k}$$

On vérifie facilement le résultat général suivant :

$$\left| \sum_{k=1}^N A_k e^{j\phi_k} \right| = |A e^{j\phi}| = A \quad \text{avec} \quad A^2 = \sum_{k=1}^N \sum_{l=1}^N A_k A_l \cos(\phi_k - \phi_l)$$

Appliqué au calcul de  $\eta$ , on obtient :

$$\begin{aligned} \eta &= \frac{1}{2} \frac{2}{\tau\sqrt{\pi}} \int_0^T \left| \sum_{k=1}^N \alpha_k e^{-\frac{(t-\tau_k)^2}{2\tau^2}} e^{j2\pi f_c \tau_k} \right|^2 dt \\ &= \frac{1}{\tau\sqrt{\pi}} \int_0^T \sum_{k=1}^N \sum_{l=1}^N \alpha_k \alpha_l e^{-\frac{(t-\tau_k)^2 + (t-\tau_l)^2}{2\tau^2}} \cos[2\pi f_c (\tau_k - \tau_l)] dt \\ &= \frac{1}{\tau\sqrt{\pi}} \sum_{k=1}^N \sum_{l=1}^N \alpha_k \alpha_l \cos[2\pi f_c (\tau_k - \tau_l)] \int_0^T e^{-\frac{(t-\tau_k)^2 + (t-\tau_l)^2}{2\tau^2}} dt \end{aligned}$$

La dernière intégrale porte sur le produit de deux gaussiennes espacées d'un intervalle de temps  $\tau_k - \tau_l$ . Pour résoudre cette intégrale, on considère que toute l'énergie

des gaussiennes centrées sur  $\tau_k$  ( $0 \leq \tau_k < T$ ) est contenue à l'intérieur de l'intervalle d'intégration. Cette approximation repose sur le fait que la durée de chaque impulsion est brève par rapport à la durée d'intégration ( $\tau \ll T$ ). L'énergie contenue dans les queues des impulsions gaussiennes est négligeable. En limitant la sommation sur les  $N_T$  trajets contenus dans l'intervalle d'intégration  $[0, T[$ , le résultat est inchangé en intégrant chaque impulsion de  $-\infty$  à  $+\infty$ .

Pour les impulsions dont le retard est proche de 0 et  $T$ , l'erreur d'approximation est importante. Mais, sur l'ensemble des impulsions présentes entre 0 et  $T$ , l'erreur d'approximation globale est négligeable.

$$\begin{aligned}
\eta &= \frac{1}{\tau\sqrt{\pi}} \sum_{k=1}^{N_T} \sum_{l=1}^{N_T} \alpha_k \alpha_l \cos [2\pi f_c(\tau_k - \tau_l)] \int_{-\infty}^{\infty} \exp \left[ -\frac{(t - \tau_k)^2 + (t - \tau_l)^2}{2\tau^2} \right] dt \\
&= \frac{1}{\tau\sqrt{\pi}} \sum_{k=1}^{N_T} \sum_{l=1}^{N_T} \alpha_k \alpha_l \cos [2\pi f_c(\tau_k - \tau_l)] \int_{-\infty}^{\infty} \exp \left[ -\left( \frac{1}{\tau^2} t^2 - \frac{\tau_k + \tau_l}{\tau^2} t + \frac{\tau_k^2 + \tau_l^2}{2\tau^2} \right) \right] dt \\
&= \sum_{k=1}^{N_T} \sum_{l=1}^{N_T} \alpha_k \alpha_l \cos [2\pi f_c(\tau_k - \tau_l)] \exp \left[ \tau^2 \left( \frac{(\tau_k + \tau_l)^2}{4\tau^4} - \frac{\tau_k^2 + \tau_l^2}{2\tau^4} \right) \right] \\
&= \sum_{k=1}^{N_T} \sum_{l=1}^{N_T} \alpha_k \alpha_l \cos [2\pi f_c(\tau_k - \tau_l)] \exp \left[ -\frac{(\tau_k - \tau_l)^2}{4\tau^2} \right]
\end{aligned}$$

On obtient donc finalement :

$$\begin{aligned}
\eta &= \sum_{k=1}^{N_T} \sum_{l=1}^{N_T} \alpha_k \alpha_l \cos [2\pi f_c(\tau_k - \tau_l)] e^{-\frac{(\tau_k - \tau_l)^2}{4\tau^2}} \\
&= \sum_{k=1}^{N_T} \alpha_k^2 + \sum_{k=1}^{N_T} \sum_{\substack{l=1 \\ l \neq k}}^{N_T} \alpha_k \alpha_l \cos [2\pi f_c(\tau_k - \tau_l)] e^{-\frac{(\tau_k - \tau_l)^2}{4\tau^2}}
\end{aligned}$$

## Annexe C

# Identification de la loi de probabilité de l'énergie reçue

Chaque échantillon  $\left|H_e^{(T)}[n]\right|^2$  correspond à l'atténuation d'un canal bande étroite. Les coefficients complexes  $H_e^{(T)}[n] = \sum_{k=1}^{N_T} \alpha_k e^{-j2\pi(f-f_c)\tau_k}$  sont le résultat d'un grand nombre d'interactions indépendantes. D'après le théorème central limite, ces coefficients sont complexes circulaires gaussiens, *i.e.*  $\Re\left[H_e^{(T)}[n]\right]$  et  $\Im\left[H_e^{(T)}[n]\right]$  sont indépendants et suivent une loi gaussienne centrée de même variance. La figure 13 montre que l'histogramme de la partie réelle (à gauche) et la partie imaginaire (à droite) de  $H_e^{(T)}[n]$  se superpose parfaitement à une loi gaussienne centrée de variance  $\frac{1}{\sqrt{2}}$  (dans le cas où l'énergie du canal est normalisée à 1). Grâce à la forte densité des trajets, cette répartition gaussienne est conservée même pour des durées d'intégration  $T$  faibles.

Le module carré de ces coefficients est égal à  $\left|H_e^{(T)}[n]\right|^2 = \left(\Re\left[H_e^{(T)}[n]\right]\right)^2 + \left(\Im\left[H_e^{(T)}[n]\right]\right)^2$  et suit une loi exponentielle. L'énergie totale du canal étant normalisée, pour un temps d'intégration égal à la durée d'étalement  $T_d$  du canal, la moyenne est égale à 1.

Les variables aléatoires  $\frac{B_c}{B} \left|H_e^{(T_d)}[n]\right|^2$  suivent alors une loi exponentielle de paramètre  $\lambda = \frac{B}{B_c}$ , *i.e.* de moyenne  $\frac{B_c}{B}$ .

Alors,  $\eta$  représente la somme de  $\frac{B}{B_c}$  variables aléatoires indépendantes de loi exponentielle de paramètre  $\lambda = \frac{B}{B_c}$  et suit une loi gamma de paramètres  $q = \frac{B}{B_c}$  et  $\theta = \frac{1}{\lambda} = \frac{B_c}{B}$ .

La démonstration de ce résultat est simple. La densité de probabilité de la loi exponentielle de moyenne  $\frac{1}{\lambda}$  est (figure 14) :

$$p_\lambda(x) = \lambda e^{-\lambda x}$$

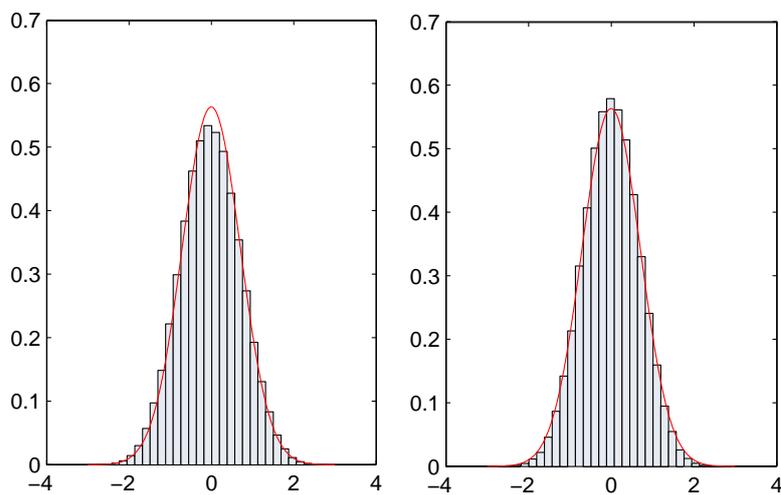


FIG. 13 – Répartition de  $\Re [H_e^{(T)}[n]]$  et  $\Im [H_e^{(T)}[n]]$  pour  $T = 8$  ns (22 trajets).

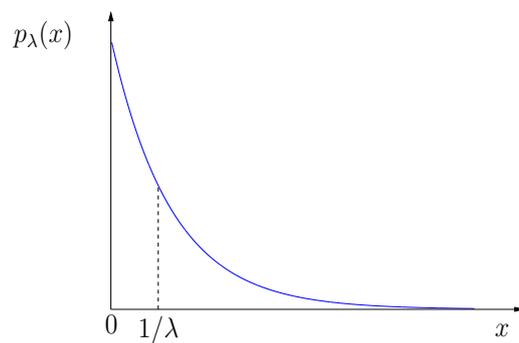


FIG. 14 – Loi de probabilité exponentielle.

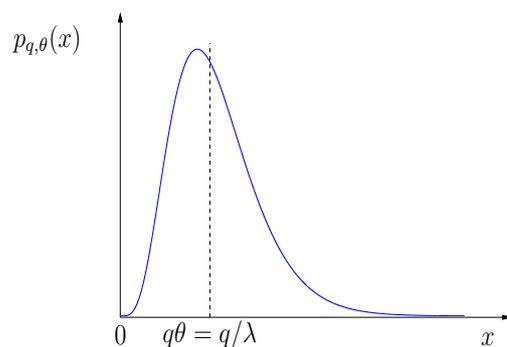


FIG. 15 – Loi de probabilité gamma.

Sa fonction caractéristique, obtenue par transformée de Fourier, est

$$\phi_e(t) = \frac{\lambda}{\lambda - jt}$$

La somme de  $q$  variables aléatoires indépendantes de loi exponentielle suit donc une loi de fonction caractéristique  $\phi_g(t)$  :

$$\phi_g(t) = (\phi_e(t))^q = \left( \frac{\lambda}{\lambda - jt} \right)^q$$

Par transformée de Fourier inverse, on retrouve la densité de probabilité de la loi gamma de paramètres  $q$  et  $\theta = \frac{1}{\lambda}$  (figure 15) :

$$p_{q,\theta}(x) = \frac{x^{q-1} e^{-\frac{x}{\theta}}}{(q-1)! \theta^q}$$



# Table des figures

1.1	Masque d'émission imposé par la FCC pour les émissions <i>indoor</i> UWB.	8
1.2	Train d'impulsions UWB pour un symbole modulé en PPM sur TH-code (exemple simplifié avec $M = 2$ et $N_s = 3$ ).	11
1.3	Schémas fonctionnels de deux types de démodulateurs quadratiques.	13
1.4	Comparaison du gain de traitement en fonction d'un nombre d'impulsions intégrées dans les cas d'une réception cohérente et non-cohérente.	14
1.5	Schéma du démodulateur fonctionnant sur le principe de la modulation <i>Transmitted Reference</i> .	14
1.6	Principe de la modulation différentielle.	14
1.7	Spectres et formes d'onde des impulsions sur les bandes inférieure et supérieure.	16
1.8	Impulsions émises sur les quatre sous-bandes les plus basses d'une solution multi-bandes impulsionnelle.	18
1.9	Occupation du spectre d'une solution multi-bandes impulsionnelle.	19
2.1	Masque FCC pour l'émission des signaux UWB en <i>indoor</i> .	26
2.2	Masque FCC pour l'émission des signaux UWB en <i>outdoor</i> .	26
2.3	Masque d'émission des signaux UWB dans l'UZF à Singapour, superposé au masque de la FCC <i>outdoor</i> .	28
2.4	Masque proposé par l'ETSI pour l'émission des signaux UWB <i>indoor</i> , superposé au masque FCC <i>indoor</i> .	29
2.5	Masque issu de l'étude des interférences des systèmes UWB sur les systèmes existants [23].	29
2.6	Représentation temporelle et fréquentielle de l'impulsion gaussienne transposée en fréquence.	31
2.7	Densité spectrale de puissance d'une séquence modulée en OOK avec alternance de polarité (à gauche) et sans alternance (à droite).	33
2.8	Représentation schématique de la puissance moyenne limitée par la FCC sur la bande $B_{\text{moy}}$ .	34
3.1	Schéma bloc de la transmission.	39
3.2	Simulation FDTD de la propagation d'une impulsion [29].	41
3.3	Modèle à deux rayons : un rayon direct et un rayon réfléchi au sol.	42

3.4	Modèle à deux rayons : évolution de la forme d'onde du signal et de l'énergie récupérée en fonction de la distance émetteur-récepteur $d$ [30].	43
3.5	Trois types d'interactions conduisant au modèle multi-trajets. . . . .	43
3.6	Distorsion d'un signal transmis à travers une planche de bois aggloméré et approximation de la réponse impulsionnelle du filtre de déformation par une somme de Dirac [32]. . . . .	44
3.7	Interactions multiples observées lors de la réflexion sur une paroi homogène. . . . .	44
3.8	Représentation schématique du dispositif de sondage du canal dans le domaine temporel. . . . .	47
3.9	Représentation schématique du dispositif de sondage du canal dans le domaine fréquentiel. . . . .	48
3.10	Atténuation de l'énergie totale du signal reçu dans un cas LOS en fonction de la distance. . . . .	52
3.11	Atténuation de l'énergie totale du signal reçu dans un cas NLOS en fonction de la distance. . . . .	52
3.12	Décroissance de l'énergie du premier trajet d'un canal en condition LOS proportionnelle à $d^2$ . . . . .	54
3.13	Représentation schématique du <i>power delay profile</i> . . . . .	56
3.14	Réalisations de canaux obtenues à partir du modèle IEEE 802.15.3a. . . . .	59
3.15	Antennes log-périodique et spirale d'Archimède. . . . .	63
3.16	Réponse impulsionnelle et coefficient d'adaptation de l'antenne spirale d'Archimède [48]. . . . .	63
3.17	Antennes large bande dérivées du dipôle. . . . .	64
3.18	Réponse impulsionnelle et coefficient d'adaptation de l'antenne biconique [48]. . . . .	64
3.19	Réponse impulsionnelle et coefficient d'adaptation de l'antenne cornet [48]. . . . .	65
3.20	Antenne Vivaldi. . . . .	66
3.21	Réponse impulsionnelle et coefficient d'adaptation de l'antenne Vivaldi [48]. . . . .	66
3.22	Influence de la rotation de l'antenne en polarisation directe [53]. . . . .	67
3.23	Influence de la rotation de l'antenne en polarisation croisée [53]. . . . .	67
3.24	Profil moyen de la puissance des trajets en fonction des retards. . . . .	68
3.25	Moyenne du coefficient $\eta$ en fonction du temps d'intégration pour le modèle IEEE 802.15.3a. . . . .	70
4.1	Réponse impulsionnelle typique du canal UWB. . . . .	75
4.2	Récepteur non-cohérent fonctionnant par détection d'énergie. . . . .	76
4.3	Période de répétition des impulsions $T_r$ , durée d'étalement du canal $T_d$ et durée d'intégration du signal $T$ . . . . .	77
4.4	Système de transmission OOK non-cohérent. . . . .	77
4.5	Densités de probabilité sous $H_0$ et $H_1$ . . . . .	82
4.6	Fonction $\phi$ utilisée pour calculer le seuil optimal. . . . .	83

4.7	Approximation gaussienne de l'estimateur $\hat{N}$ . . . . .	84
4.8	Probabilité d'erreur en fonction de $\mathcal{E}/N$ pour différentes valeurs de $M \approx BT$ . . . . .	90
4.9	Densité de probabilité de $\beta_{k,l}$ . . . . .	94
4.10	Loi de probabilité exponentielle de $u = \frac{B_c}{B} \left  H_e^{(T_d)}[n] \right ^2$ . . . . .	96
4.11	Loi de probabilité gamma. . . . .	97
4.12	Probabilité que l'énergie $E$ soit en dessous et en dessus de la moyenne en fonction du nombre de degrés de liberté de la loi gamma. . . . .	99
4.13	Bande de cohérence $B_c$ obtenue par simulation des canaux IEEE 802.15.3a. . . . .	100
4.14	Répartition de $\eta$ pour des bandes $B$ égales à 250 MHz (à gauche), 1 GHz (au centre) et 7 GHz (à droite) pour les quatre modèles IEEE 802.15.3a. Les histogrammes sont obtenus à partir de la simulation de 1000 réalisations de canaux. Les courbes superposées sont obtenues à partir des résultats théoriques de l'équation 4.27. . . . .	102
4.15	Probabilité d'erreur moyenne en fonction de $\mathcal{E}_{\text{moy}}/N$ pour différentes valeurs de $M = BT_d$ . . . . .	104
4.16	Rapport signal sur bruit reçu en fonction de la distance dans les cas LOS ( $n = 1.63$ ) et NLOS ( $n = 3.07$ ) pour un débit de 150 Mbit/s. . . . .	107
4.17	Performances de la liaison à 150 Mbit/s en fonction de la distance dans les cas LOS et NLOS. . . . .	107
4.18	Rapport signal sur bruit reçu en fonction de la distance dans les cas LOS ( $n = 1.63$ ) et NLOS ( $n = 3.07$ ) pour un débit de 300 Mbit/s. . . . .	108
4.19	Performances de la liaison à 300 Mbit/s en fonction de la distance dans des cas LOS et NLOS. . . . .	108
4.20	Rapport signal sur bruit reçu en fonction de la distance dans un cas LOS ( $n = 1.63$ ) pour un débit de 800 Mbit/s. . . . .	109
4.21	Performances de la liaison à 800 Mbit/s en fonction de la distance dans un cas LOS. . . . .	109
4.22	Représentation spectrale du signal utile de forme gaussienne de bande $B$ définie à $-10$ dB. . . . .	110
4.23	Schéma de l'émetteur. . . . .	111
4.24	Schéma du récepteur. . . . .	112
4.25	Schéma d'implémentation de l'émetteur utilisant une transposition en fréquence d'impulsions en bande de base. . . . .	113
4.26	Réalisation d'un répartiteur d'énergie par l'usage de diplexeurs [73]. . . . .	114
4.27	Echantillonnage de la sortie de l'intégrateur. . . . .	114
5.1	Schéma bloc de l'émetteur OFDM. . . . .	119
5.2	Schéma bloc du récepteur OFDM. . . . .	119
5.3	Illustration de l'absorption des multi-trajets par le préfixe cyclique avec une seule porteuse et un canal composé de trois trajets. . . . .	122
5.4	Courbes des performances moyennes de la modulation OFDM sur canal multi-trajets. . . . .	125

5.5	Influence de l'interférence inter-symboles sur les performances de la modulation OFDM. . . . .	126
5.6	Performances moyennes des systèmes MB-OFDM et MB-OOK en fonction de l'énergie récupérée à la réception. . . . .	127
5.7	Représentation schématique du symbole OFDM et notations utilisées. . . . .	128
5.8	Représentation temps-fréquence du signal OFDM émis sans et avec sauts de fréquences. . . . .	129
5.9	Densité spectrale de puissance du signal OFDM à 32 porteuses. . . . .	130
5.10	Performances moyennes des systèmes MB-OFDM et MB-OOK en fonction du rapport $\frac{\xi_{\text{moy}}}{N}$ corrigé de l'écart d'énergie à l'émission entre les deux systèmes. . . . .	132
5.11	Pouvoir correcteur des codes en décision dure. . . . .	133
5.12	Pouvoir correcteur des codes en décision douce. . . . .	133
13	Répartition de $\Re [H_e^{(T)}[n]]$ et $\Im [H_e^{(T)}[n]]$ pour $T = 8$ ns (22 trajets). . . . .	150
14	Loi de probabilité exponentielle. . . . .	150
15	Loi de probabilité gamma. . . . .	151

# Liste des tableaux

1.1	Type d'applications très hauts débits avec leurs portées et débits associés.	9
1.2	Débits supportés par la solution DS-UWB.	17
1.3	Débits supportés par la solution multi-bandes OFDM.	20
3.1	Valeurs des paramètres du <i>path loss</i> dans le cas LOS.	53
3.2	Valeurs des paramètres du <i>path loss</i> dans le cas NLOS.	53
3.3	Valeurs des quatre ensembles de paramètres du modèle IEEE 802.15.3a [44].	58
3.4	Caractéristiques du modèle IEEE 802.15.3a pour les quatre configurations différentes.	60
3.5	Caractéristiques principales du modèle IEEE 802.14.3a pour quatre configurations différentes.	62
3.6	Paramètres de la décroissance exponentielle de la puissance moyenne des trajets pour les quatre configurations du modèle de canal IEEE 802.15.3a.	69
3.7	Durée d'étalement à $-10$ dB par rapport au trajet dominant pour les quatre ensembles de paramètres du modèle IEEE 802.15.3a.	69
3.8	Durée d'étalement à $-10$ dB par rapport au trajet dominant pour quatre ensembles de paramètres du modèle IEEE 802.15.4a.	69
4.1	Bande de cohérence obtenue par simulation pour les quatre versions du modèle IEEE 802.15.3a.	99
4.2	Performances du système pour un débit de 150 Mbit/s dans les configurations CM1-LOS et CM4-NLOS.	107
4.3	Performances du système pour un débit de 300 Mbit/s sur canal correspondant au modèle CM2 en LOS et NLOS.	108
4.4	Performances du système pour un débit de 800 Mbit/s sur un canal correspondant au modèle CM1-LOS.	109
5.1	Code de Gray pour une modulation à quatre états.	120
5.2	Rapport de l'énergie émise par bit entre les solutions MB-OOK et MB-OFDM.	131



# Bibliographie

- [1] J. R. PIERCE et A. L. HOPPER, « Nonsynchronous time division with holding and with random sampling ». *Proceedings of the IRE*, vol. 40, pages 1079–1088, sep 1952. [1.2](#)
- [2] H. F. HARMUTH, *Transmission of Information by Orthogonal Functions, First Edition*. Springer, New York, 1969. [1.2](#)
- [3] G. F. ROSS, « Transmission and reception system for generating and receiving base-band duration pulse signals for short base-band pulse communication system ». *U.S. Patent 3,728,025*, 1973. [1.2](#)
- [4] « Part 15 - Radio Frequency Devices ». Rapport, *FCC - OET*. [1.2](#), [2.2.1](#)
- [5] « Revision of the Rules Regarding Ultra-Wideband Transmission Systems, Notice of Inquiry ». Rapport, *Federal Communications Commission*, 1998. [1.2](#), [2.2.1](#)
- [6] « First report and order, ET Docket No. 98-153 ». Rapport, *Federal Communication Commission*, apr 2002. [1.2](#), [2.2.1](#)
- [7] R. A. SCHOLTZ, « Multiple Access with Time-Hopping Impulse Radio ». *Proc. of the IEEE Milcom Conference, Boston*, pages 447–450, 1993. [1.3.1](#)
- [8] R. A. SCHOLTZ et M. Z. WIN, « Impulse Radio ». *Invited Paper, IEEE PIMRC '97, Helsinki*, 1997. [1.3.1](#)
- [9] M. Z. WIN et R. A. SCHOLTZ, « Impulse Radio : How it works ». *IEEE Communications Letters*, vol. 2, pages 36–38, 1998. [1.3.1](#)
- [10] S. PAQUELET, « ULB et Communications - La réception optimale ». *L'ULB en Radar et Communications : Mythes ou Réalité, Congrès SEE*, 2003. [1.3.1](#)
- [11] M. WELBORN, « XtremeSpectrum CFP Presentation ». *IEEE 802.15-03/153r2*, 2003. [1.4.1](#), [1.4.1](#)
- [12] R. KOHNO, Welborn M. et M. MC LAUGHLIN, « DS-UWB Proposal Update ». *IEEE 802.15-04/140r2*, 2004. [1.4.1](#)
- [13] J. KELLY, « Time Domain's Proposal for UWB Multi-band Alternate Physical Layer for 802.15.3a ». *IEEE 802.15-03/143r2*, 2003. [1.4.2.1](#)
- [14] J. FOERSTER, V. SOMAYAZULU, S. ROY, E. GREEN, K. TINSLEY, C. BRABENAC, D. LEEPER et M. HO, « Intel CFP Presentation for a UWB PHY ». *IEEE 802.15-03/109r1*, 2003. [1.4.2.1](#)

- [15] G. SHOR, « TG3a-Wisair-CFP-Presentation ». *IEEE 802.15-03/151r1*, 2003. [1.4.2.1](#)
- [16] D.-H. KWON, « Samsung PHY Proposal for the IEEE 802.15.3a standard ». *IEEE 802.15-03/135r1*, 2003. [1.4.2.1](#)
- [17] R. AIELLO, « Discrete Time PHY Proposal for TG3a ». *IEEE 802.15-03/099r1*, 2003. [1.4.2.1](#)
- [18] K. A. BOEHLKE, « Focus Enhancements P802.15 Alt PHY using FM-OFDM ». *IEEE 802.15-03/103r0*, 2003. [1.4.2.1](#)
- [19] N. ASKAR, « General Atomics Call For Proposals Presentation ». *IEEE 802.15-03/105r1*, 2003. [1.4.2.1](#)
- [20] C. RAZZELL, D. BIRRU, B. REDMAN-WHITE et S. KERRY, « Philips TG3a CFP Presentation ». *IEEE 802.15-03/125r2*, 2003. [1.4.2.1](#)
- [21] A. BATRA, J. BALAKRISHNAN, A. DABAK, R. GHARPUREY, P. FONTAINE, J. LIN, J.-M. HO, S. LEE, M. FRECHETTE, S. MARCH et H. YAMAGUCHI, « TI Physical Layer Proposal : Time-Frequency Interleaved OFDM ». *IEEE 802.15-03/141r1*, 2003. [1.4.2.2](#)
- [22] J. KELLY, « Multi-band OFDM Physical Layer Proposal Update ». *IEEE 802.15-04/0122r4*, 2004. [1.4.2.2](#)
- [23] CEPT/ECC, « The Protection Requirements of Radiocommunications Systems below 10.6 GHz from Generic UWB Applications ». *ECC REPORT 64*, 2005. [2.2.3](#), [2.5](#), [5.6](#)
- [24] CEPT/ECC, « Harmonise radio spectrum use for Ultra-wideband Systems in the European Union ». *Doc. ECC(05)048 R2 Annex 13*, 2005. [2.2.3](#)
- [25] J. C. BIC, D. DUPONTEIL et J. C. IMBEAUX, *Éléments de communications numériques - Tome 1*. Dunod, 1986. [2.3.2](#), [5.2.2](#)
- [26] N. ASKAR et R. AIELLO, « General Atomics - Interference Analysis of IEEE 802.11a on UWB Systems ». *IEEE 802.15-02/441r0*, 2002. [2.3.3](#)
- [27] J.-Y. DELABBAYE, *Cours de Traitement du Signal*. ENSTA, 2001. [2.3.3](#), [4.4.2](#)
- [28] H. T. FRIIS, « A note on a simple transmission formula ». *Proceedings of the IRE*, vol. 34, pages 254–256, 1946. [3.2.1](#)
- [29] A. LAUER, A. BAHR et I. WOLFF, « FDTD simulations of indoor propagation ». *44th IEEE Vehicular Technology Conference*, vol. 2, pages 883–886, 1994. [3.2.1](#), [3.2](#), [5.6](#)
- [30] Kazimierz SIWIAK et Debra MCKEOWN, *Ultra-Wideband Radio Technology*, « Propagation of UWB Signals », pages 115–145. Wiley, 2004. [3.4](#), [5.6](#)
- [31] F. SAGNARD et G. EL ZEIN, « Characterization of building materials for propagation modelling : frequency and time responses ». *AEU - International Journal of Electronics and Communications*, vol. 59, pages 337–347, 2005. [3.2.1](#)

- [32] R. M. BUEHRER, W. A. DAVIS, A. SAFAAI-JAZI et D. SWEENEY, « Ultra-Wideband Propagation Measurements and Modeling ». Rapport, *DARPA NE-TEX Program Final Report*, 2004. 3.2.1, 3.6, 3.4.1.2, 3.1, 5.6
- [33] M. DEBBAH et R. R. MULLER, « MIMO channel modelling and the principle of maximum entropy ». *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 51, pages 1667–1690, 2005. 3.3.2
- [34] A. ARMANDINE LES LANDES, N. BERTHEREAU, F. DAUNAY, A. T. HO, M. H. NGO THI et T. ROMERA, « Sondage de canal en UWB ». Rapport, *Institut National des Sciences Appliquées de Rennes*, 2005. 3.4.1.2
- [35] S. S. GHASSEMZADEH, L. J. GREENSTEIN, A. KAVCIC, T. SVEINSSON et V. TAROKH, « UWB indoor path loss model for residential and commercial buildings ». *Proc. IEEE Veh. Technol. Conf. (VTC 2003-Fall)*, Orlando, pages 629–633, 2003. 3.4.1.2, 3.1
- [36] D. CASSIOLI, M.Z. WIN et A. F. MOLISCH, « The Ultra-Wide Bandwidth Indoor Channel : From Statistical Study to Simulations ». *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 20, pages 1247–1257, 2002. 3.4.1.2
- [37] J. KEIGNART et N. DANIELE, « Channel sounding and modeling for indoor UWB communications ». *International Workshop on Ultra Wide Band Systems 2003 (IWUWBS03)*, Oulu, 2003. 3.4.1.2, 3.1
- [38] P. PAGANI, P. PAJUSCO et S. VOINOT, « A study of the ultra-wideband indoor channel : Propagation experiment and measurement results ». *COST273*, 2003. 3.4.1.2, 3.1
- [39] L. RUSCH, C. PRETTIE, D. CHEUNG, Q. LI et M. HO, « Characterization of UWB propagation from 2 to 8 GHz in a residential environment ». Rapport, *Intel Research Labs*, 2002. 3.4.1.2, 3.1
- [40] V. HOVINEN, M. HÄMÄLÄINEN, R. TESI, L. HENTILÄ et N. LAINE, « A proposal for a selection of indoor UWB path loss model ». *Doc. IEEE P802.15-02/280r1-SG3a*, 2002. 3.4.1.2, 3.1
- [41] S. M. YANO, « Investigating the Ultra-Wideband Wireless Channel ». *Vehicular Technology Conference IEEE 55th*, vol. 3, pages 1200–1204, 2002. 3.4.1.2
- [42] A. ALVAREZ, G. VALERA, M. LOBEIRA, R. TORRES et J.L. GARCIA, « New channel impulse response model for UWB indoor system simulations ». *Vehicular Technology Conference, 2003. VTC 2003-Spring. The 57th IEEE Semiannual*, vol. 1, pages 1–5, 2003. 3.4.1.2, 3.1
- [43] J. KUNISCH et J. PAMP, « Measurement Results and Modeling Aspects for the UWB Radio Channel ». *Proceedings of IEEE Conference on Ultra Wide Band Systems and Technologies (UWBST2002)*, pages 19–23, 2002. 3.4.1.2, 3.1, 3.4.3
- [44] J. FOERSTER, « Channel Modeling Sub-committee Report (Final) ». Rapport, *IEEE P802.15-02/490r1-SG3a*, 2003. 3.4.2, 3.3, 5.6

- [45] A. SALEH et R. VALENZUELA, « A Statistical Model for Indoor Multipath Propagation ». *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 5, pages 128–137, 1987. [3.4.2.1](#), [3.4.2.1](#)
- [46] A. F. MOLISCH, K. BALAKRISHNAN, C.-C. CHONG, S. EMAMI, A. FORT, J. KAREDAL, J. KUNISCH, H. SCHANTZ, U. SCHUSTER et K. SIWIAK, « IEEE 802.15.4a channel model (final) ». Rapport, *IEEE 802.15-04-0662-02-004a*, 2005. [3.4.3](#)
- [47] E. FUNK, S. SADDOW, L. JASPER et A. LEE, « Time coherent ultra-wideband pulse generation using photoconductive switching ». *Digest of the LEOS Summer Topical Meetings*, pages 55–56, 1995. [3.5](#)
- [48] S. LICUL, *Ultra-Wideband Antenna Characterization and Measurements*. Thèse de Doctorat, Virginia Tech., 2004. [3.16](#), [3.18](#), [3.19](#), [3.5](#), [3.21](#), [5.6](#)
- [49] C. W. HARRISON et C. S. WILLIAMS, « Transients in Wide-Angle Conical Antennas ». *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, March 1964. [3.5](#)
- [50] H. G. SCHANTZ et L. FULLERTON, « The diamond dipole : a Gaussian impulse antenna ». *IEEE International Sym. on antennas and propagation society*, vol. 4, pages 100–103, 2001. [3.5](#)
- [51] S.-Y. SUH, *A Comprehensive Investigation of New Planar Wideband Antennas*. Thèse de Doctorat, Virginia Tech., 2002. [3.5](#)
- [52] P. J. GIBSON, « The Vivaldi Aerial ». *9th European Microwave Conference*, 1979. [3.5](#)
- [53] T. MATILA, M. KOSAMO, T. PATANA, P. JAKKULA, T. HIRVONEN et I. OPPERMAN, *UWB Theory and Applications*, « UWB Antennas », pages 129–156. Wiley, 2004. [3.22](#), [3.23](#), [5.6](#)
- [54] S. PAQUELET, « UWB : Optimal Receiver Architecture for Asynchronous Detection ». Rapport, *Confidentiel, Mitsubishi ITE*, 2003. [4.1](#), [4.2.1](#)
- [55] S. PAQUELET, L.-M. AUBERT et B. UGUEN, « An Impulse Radio Asynchronous Transceiver for High Data Rates ». *IEEE Joint UWBST & IWUWBS 2004 Conf., Kyoto*, 2004. [4.1](#), [4.6](#)
- [56] S. PAQUELET et L.-M. AUBERT, « An Energy Adaptive Demodulation for High Data Rates with Impulse Radio ». *IEEE Radio and Wireless Conf. RAWCON, Atlanta*, 2004. [4.1](#), [4.6](#)
- [57] M. E. SAHIN et H. ARSLAN, « Inter-symbol Interference in High Data Rate UWB Communications Using Energy Detector Receivers ». *IEEE International Conference on UWB, ICU*, 2005. [4.2.1](#), [5.6](#), [5.6](#)
- [58] J.-Y. DELABBAYE, *Cours de Décision Statistique*. ENSTA, 2001. [4.3.1](#)
- [59] P. M. DOLLARD, « On the time-bandwidth concentration of signal functions forming given geometric vector configurations ». *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 10, pages 328–338, 1964. [4.3.2](#)

- [60] P. A. HUMBLET et M. AZIZOGLU, « On the bit-error rate of lightwave systems with optical amplifiers ». *Journal of Lightwave Technology*, vol. 9, pages 1576–1582, 1991. 4.3.2, 4.3.3
- [61] WOLFRAM, *Modified Bessel Function of the First Kind*. <http://functions.wolfram.com/03.02.06.0006.01>. 4.3.3
- [62] C. MEUNIER, « Probabilistic Density Calculation for a Quadratic Detector ». Rapport, *Mitsubishi ITE/TCL*, 2003. 4.3.3, 4.4.5
- [63] S. VERDÚ, « Spectral efficiency in the wideband regime ». *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 48, pages 1319–1343, 2002. 4.3.3
- [64] Y. SOULMI et R. KNOPP, « Challenges in UWB signaling for adhoc networking ». *DIMACS Workshop on Signal Processing for Wireless Transmission*, 2002. 4.3.3
- [65] M. WEISENHORN et W. HIRT, « ML Receiver for Pulsed UWB Signals and Partial Channel State Information ». *IEEE International Conference on UWB, ICU*, 2005. 4.3.3
- [66] J.-Y. DELABBAYE, *Cours d'Estimation Statistique*. ENSTA, 2002. 4.3.4.1, 4.3.4.2
- [67] J. MARCUM, « A statistical theory of target detection by pulsed radar ». *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 6, pages 59–267, 1960. 4.3.5.1
- [68] T. S. RAPPAPORT, *Wireless Communications : Principles & Practice*. Prentice Hall, 1996. 4.4.2
- [69] S. PAQUELET et L.-M. AUBERT, « Method for modulating UWB pulse sequences ». *Brevet n°03 292498.7*, 2005. 4.5.2, 4.5.2, 4.6
- [70] S. PAQUELET, « Method for demodulating UWB pulse sequences ». *Brevet n°03 292502.6*, 2005. 4.5.2, 4.5.2, 4.6
- [71] S. PAQUELET, « System and device for modulating UWB pulse sequences ». *Brevet n°03 292627.1*, 2005. 4.5.2, 4.5.2, 4.6
- [72] S. PAQUELET, L.-M. AUBERT et C. MEUNIER, « Method for demodulating UWB pulse sequences encoded according to an On-Off Keying modulation scheme ». *Brevet n°03 293200.6*, 2005. 4.5.2, 4.5.2, 4.6
- [73] J.-B. DORÉ, « An Impulse Radio Asynchronous Transceiver for High Data Rates - Architecture and Implementation ». Rapport, *Mitsubishi ITE/TCL - IETR/INSA*, 2004. 4.5.2, 4.26, 5.6
- [74] J.-B. DORÉ, B. UGUEN, S. PAQUELET et S. MALLÉGOL, « UWB Non-coherent high data rates transceiver - Architecture and implementation ». *IWCT'05, Oulu*, 2005. 4.5.2
- [75] S. PAQUELET, C. MOY et L.-M. AUBERT, « RF Front-End Considerations for SDR Ultra-Wideband Communications Systems ». *RFDesign*, 2004. 4.6
- [76] H. L. VAN TREES, *Detection, Estimation, and Modulation Theory - Part I*. Wiley, 1971. 5.2.3



# Publications produites au cours de la thèse

## Brevets

- Stéphane Paquelet et Louis-Marie Aubert,  
« *Method for demodulating UWB pulse sequences* »,  
Déposé par Mitsubishi Electric, publié sous le n° EP1523106 le 13 avril 2005.
- Stéphane Paquelet et Louis-Marie Aubert,  
« *Method for modulating UWB pulse sequences* »,  
Déposé par Mitsubishi Electric, publié sous le n° US2005111570 le 26 mai 2005.
- Stéphane Paquelet, Louis-Marie Aubert et Claire Meunier,  
« *Method for demodulating UWB pulse sequences encoded according to an On-Off Keying modulation scheme* »,  
Déposé par Mitsubishi Electric, publié sous le n° EP1545018 le 22 juin 2005.
- Stéphane Paquelet et Louis-Marie Aubert  
« *Method for detecting UWB pulse sequences without local pulse generation* »,  
Déposé par Mitsubishi Electric, publié sous le n° EP1580901 le 28 septembre 2005.

## Articles

- Stéphane Paquelet, Louis-Marie Aubert et Bernard Uguen,  
« *An Impulse Radio Asynchronous Transceiver for High Data Rates* »,  
Conférence *IEEE Joint UWBST & IWUWBS*, mai 2004, Kyoto (Japon).
- Stéphane Paquelet, Louis-Marie Aubert et Bernard Uguen,  
« *An Energy Adaptive Demodulation for High Data Rates with Impulse Radio* »,  
Conférence *IEEE Radio and Wireless Conference RAWCON*, septembre 2004,  
Atlanta (Etats-Unis).
- Stéphane Paquelet, Christophe Moy et Louis-Marie Aubert,  
« *RF front-end considerations for SDR ultra-wideband communications systems* »,  
Revue *RFDesign*, juillet 2004.

# Résumé

Au début des années 1980, des industriels proposent une nouvelle technique de radiocommunication issue du domaine militaire. L'UWB (Ultra Wide Band) consiste à transmettre des impulsions électromagnétiques très brèves sous les mêmes contraintes que celles imposées aux émissions non intentionnelles provoquées par les appareils électriques courants. En février 2002, la réglementation américaine autorise l'émission de signaux UWB pour un usage commercial sans licence entre 3.1 et 10.6 GHz et de densité spectrale de puissance très faible égale à -41.3 dBm/MHz. L'UWB est alors pressenti comme le candidat idéal au remplacement des câbles de transmission des applications multimédias et fait, à ce titre, l'objet d'une procédure de standardisation auprès du groupe IEEE 802.15.3a. A ce jour, les propositions en lice pour ce standard reposent sur des solutions dérivées de techniques issues des systèmes traditionnels nécessitant un échantillonnage très rapide du signal et des traitements numériques complexes.

Dans ce contexte, Mitsubishi ITE propose une solution alternative en rupture avec l'état de l'art. Cette solution basée sur une réception non-cohérente du signal permet de relaxer les contraintes sur le matériel en allégeant notamment la précision requise pour la synchronisation. La démodulation repose sur une détection d'énergie originale où l'introduction d'un seuillage dépendant dynamiquement des conditions de propagation améliore significativement les performances par rapport aux premières solutions non-cohérentes avancées en UWB. Enfin, l'architecture multi-bandes est la seule solution impulsionnelle à proposer la parallélisation des traitements à l'émission comme à la réception permettant à la fois d'éviter les interférences inter-symboles et de récupérer la quasi totalité de l'énergie disponible. Elle offre également la capacité naturelle à détecter et éviter un service existant bande étroite.

A partir de cette solution innovante proposée par Mitsubishi ITE, le travail de la thèse vise à dimensionner le système puis à en évaluer les performances en identifiant des éléments de comparaison pertinents. Dans cet objectif, le rapport de thèse est organisé en cinq chapitres.

Le premier chapitre rappelle le contexte historique dans lequel s'est développée la technique UWB et dresse un état de l'art des solutions proposées pour les applications bas et hauts débits.

Le second chapitre présente les différentes attitudes des organismes de réglementation dans le monde face au compromis à trouver entre le déploiement d'une nouvelle technologie dont le marché potentiel est énorme et le respect des applications existantes et futures.

Le troisième chapitre est consacré à l'étude des spécificités du canal de propagation des signaux UWB et pointe les difficultés auxquelles les approches existantes sont confrontées.

Le quatrième chapitre précise les principes de la solution soutenue par Mitsubishi ITE. L'analyse du système et l'étude des performances sur le canal multi-trajets démontrent la pertinence de cette approche impulsionnelle asynchrone.

Dans le dernier chapitre, des éléments de comparaison avec la solution multi-porteuses démontrent la compétitivité de la solution alternative étudiée ; la technique impulsionnelle limitant considérablement les évanouissements par rapport aux techniques bande étroite.

Les perspectives envisagées pour cette solution innovante sont nombreuses et font l'objet de la conclusion générale.

**Mots clés :** UWB (Ultra Wide Band), Radio impulsionnelle, Hauts débits, OOK (On-Off Keying), Récepteur non-cohérents, Traitements quadratiques, Multi-bandes, OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing).