



HAL
open science

Étude et conception d'une couche physique UWB-IR pour les réseaux BAN

Stéphane Mebaley Ekome

► **To cite this version:**

Stéphane Mebaley Ekome. Étude et conception d'une couche physique UWB-IR pour les réseaux BAN. Autre. Université Paris-Est, 2012. Français. NNT : 2012PEST1094 . tel-00802397

HAL Id: tel-00802397

<https://theses.hal.science/tel-00802397>

Submitted on 19 Mar 2013

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

pour obtenir le grade de

DOCTEUR de l'Université Paris-Est

Spécialité : Electronique, Optronique et Systèmes

Ecole doctorale n°532 : Mathématiques et Sciences et Technologies de
l'Information et de la Communication

Laboratoire ESYCOM, ESIEE Paris

Stéphane MEBALEY EKOME

Etude et conception d'une couche physique UWB-IR pour les réseaux BAN

Dirigée par Pr. Geneviève BAUDOIN
Co-dirigée par Pr. Martine VILLEGAS

Soutenue le 06 novembre 2012 devant le jury :

Pr. Atika MENHAJ-RIVENQ	Université de Valenciennes et du Hainaut-Cambrésis	Rapporteur
Pr. Emil NOVAKOV	Université Joseph Fourier	Rapporteur
Pr. Jean-Marc LAHEURTE	Univ. Paris-Est Marne La Vallée	Examinateur
Marylin ARNDT	Orange Labs	Examinateur
Pr. Geneviève BAUDOIN	ESIEE Paris	Directeur de thèse
Pr. Martine VILLEGAS	ESIEE Paris	Co-directeur de thèse
Dr. Jean SCHWOERER	Orange Labs	Encadrant de thèse

Remerciements

Je tiens tout d'abord à adresser mes remerciements et toute ma reconnaissance à mes parents, Mr MEBALEY Barnabé et Mme MEBALEY Blanche-Reine. Je leur dédicace ce travail car il est le résultat de leur soutien sans faille, de leur confiance et de leurs encouragements tout au long de cette entreprise.

Je veux remercier chaleureusement mes encadrants de thèse Mr Jean Schworer, Mme Geneviève Baudoin et Mme Martine Villegas pour leur patience, leur encadrement et leurs conseils avisés. Leur rigueur exceptionnelle m'a contraint à faire preuve d'une précision sans cesse accrue et leur confiance a été source de motivation dans les moments les moins faciles. Je vous dois ce travail et je ne vous remercierai jamais assez pour tout ce que vous m'avez appris et apporté, professionnellement et humainement. Je remercie les Professeurs Atika Menhaj-Rivenq et Emile Nowakov pour l'honneur qu'ils me font en acceptant d'être les rapporteurs de mes travaux de thèse, et pour l'intérêt manifesté à l'égard de mon travail. Je remercie également le Professeur Jean-Marc Laheurte ainsi que Mme Marylin Arndt pour leur participation au jury de soutenance et leurs contributions à l'évaluation de mon travail.

J'adresse ma reconnaissance à mes Responsables d'Unité de Recherche à Orange Labs, au départ Marylin Arndt et par la suite Vincent Gimeno. Leur compréhension et leur disponibilité quotidienne ont facilité aussi bien le déroulement de ma thèse que mon séjour au sein de l'entreprise.

Toute mon affection est adressée aujourd'hui à Marlène, pour sa présence à mes côtés au quotidien et son soutien. Par sa présence discrète elle a su être un pilier sur lequel je me suis reposé en de nombreux et multiples points. Merci à toi qui a su veiller sur moi.

J'adresse une pensée et une amitié profonde à mes collègues de travail à Orange Labs, pour leur sympathie et la bonne ambiance dans le couloir, les parties de laser game, de bowling, de volley, les encouragements, les conseils et aussi pour leur aide ; merci à vous Benoît, Bilel, Ahmed, Quentin, Dominique, Fred, David.

Je termine en remerciant également tous ceux qui m'ont aidé de près ou de loin à accomplir ce projet, ceux qui m'ont encouragé et soutenu ; merci à Guy, Dimitri, Mr Ndong, Tantine Roberta, Carinne, Ted, Harris, Frédérick, Latsatsa...

Stephane MEBALEY EKOME.

Résumé

Les réseaux à l'origine métropolitains, ont connu une tendance à rétrécir pour aujourd'hui se concentrer autour de l'être humain. Avec des équipements de plus en plus miniatures et les utilisateurs désireux de disposer en permanence des services qui leur sont accessibles à domicile, le réseau est envisagé plus petit, plus proche du corps. On assiste alors à l'émergence du réseau corporel, le Body Area Network (BAN), qui est constitué d'éléments situés sur le corps, à l'intérieur ou encore à une courte distance. Ce réseau à portée du corps génère de nouvelles problématiques, notamment celles de la puissance rayonnée par les équipements, leur taille, leur poids...

Les applications et usages envisagés pour un tel réseau sont variés et couvrent plusieurs domaines d'activités, en l'occurrence le secteur du médical, du sport, et le multimédia. Ce réseau doit donc reposer sur une couche physique qui s'adapte aux contraintes de ces diverses applications, tout en favorisant des équipements de faible taille, faible complexité et de forte autonomie.

La technologie Ultra Large Bande impulsionnelle (UWB-IR) est porteuse de nombreuses promesses pour satisfaire en partie les besoins des réseaux BAN, car autorisant des débits aussi bien réduits qu'élevés, et les architectures d'émission et réception utilisables pour cette technologie rendent possibles des équipements à faible complexité et faible coût, et dont la consommation énergétique est réduite.

Ce travail de thèse a débuté alors qu'un processus de normalisation sur les BAN était en cours. L'objectif des travaux menés était de pouvoir contribuer en partie à ce processus de normalisation par la proposition d'une couche physique basée sur la radio impulsionnelle UWB (UWB-IR). Ainsi notre étude a porté sur le paramétrage de cette couche physique à partir de l'analyse des contraintes et requis techniques d'un réseau BAN. Les performances de cette couche physique ont ensuite été évaluées dans un contexte de canal UWB BAN et suivant le type d'architecture en réception, en particulier pour le récepteur non-cohérent. Enfin, une attention a été apportée sur la robustesse de la liaison en présence d'interférences bande étroite.

Dans l'ensemble, ce travail a permis d'étudier et d'évaluer la pertinence d'une couche physique UWB-IR dans le contexte du réseau BAN.

Mots clés : Couche physique, Ultra Large Bande (UWB), Body Area Network, récepteur cohérent, détection d'énergie, optimisation de performance, interférence bande étroite, réjection d'interférence.

Table des matières

Table des figures	11
Table des tableaux	15
Acronymes	17
Introduction générale	19
I Contexte et état de l’art	23
1 Radio impulsionnelle UWB	25
1.1 Introduction	25
1.2 Présentation de l’UWB	25
1.2.1 Définition du signal UWB	25
1.2.2 Historique de l’UWB	27
1.2.3 Règlementation de l’UWB	28
1.2.4 Intérêt de l’UWB	30
1.2.5 Conclusion	32
1.3 Principe de la radio impulsionnelle ultra large bande : UWB-IR	33
1.3.1 Impulsion élémentaire	33
1.3.2 Modulations associées à l’UWB-IR	35
1.3.3 Accès multiple au canal	40
1.4 Systèmes d’émission UWB-IR	42
1.4.1 Émetteur UWB	43
1.4.2 Génération d’impulsions UWB	43
1.5 Réception des signaux UWB-IR	46
1.5.1 Récepteur cohérent	47
1.5.2 Récepteur à détection d’énergie	51
1.5.3 Récepteur à transmission de référence	54
1.5.4 Conclusion	56
1.6 Couche physique IEEE802.15.4a-2007	57

1.7	Conclusion	60
2	Body Area Networks	63
2.1	Introduction	63
2.2	Applications pour le BAN	63
2.2.1	Domaine médical	64
2.2.2	Applications pour le sport	67
2.2.3	Multimédia et le divertissement	69
2.3	Normalisation du BAN	70
2.3.1	Spécifications techniques pour les BAN	70
2.3.2	Principes du canal UWB	72
2.3.3	Caractérisation du canal UWB BAN	75
2.3.4	Modèles de canal BAN IEEE802.15.6	80
2.3.5	Conclusion	86
2.4	Propositions de couche PHY UWB	86
2.4.1	Proposition de Texas Instruments	87
2.4.2	Proposition de IMEC	87
2.4.3	Proposition de Samsung-Etri	90
2.5	Le BAN en France : le projet BANET	92
2.5.1	Contexte	92
2.5.2	Objectifs visés du projet BANET	92
2.5.3	L'approche de BANET	93
2.5.4	Conclusion	93
2.6	Problématique et positionnement	93
2.7	Conclusion	94
 II Proposition d'une couche PHY UWB-IR pour le Body Area Network		 95
3	Spécification d'une couche physique UWB pour les BAN	97
3.1	Introduction	97
3.2	Analyse du canal UWB BAN	97
3.2.1	Paramètres statistiques des canaux	98
3.2.2	Conclusion	103
3.3	Proposition d'une couche PHY UWB	103
3.3.1	Objectifs ciblés	103
3.3.2	Travaux antérieurs	104
3.3.3	Période de répétition de l'impulsion	106
3.3.4	Choix de la modulation	107
3.3.5	Structure de la couche physique	111

TABLE DES MATIÈRES

3.3.6	Bilan de liaison	117
3.4	Conclusion	117
4	Performances de la couche physique	121
4.1	Introduction	121
4.2	Principe de la simulation	121
4.2.1	Outil de simulation C++	121
4.2.2	Conditions des simulations	123
4.3	Performances avec le récepteur cohérent	123
4.3.1	Performances théoriques	124
4.3.2	Influence du modèle de canal	128
4.3.3	Influence du débit des données	131
4.3.4	Conclusion sur le récepteur cohérent	132
4.4	Le récepteur à détection d'énergie	132
4.4.1	Synchronisation avec le détecteur d'énergie	132
4.4.2	Démodulation	135
4.4.3	Etude de la durée d'intégration	143
4.4.4	Analyse des résultats de simulation	147
4.4.5	Conclusion sur le détecteur d'énergie	151
4.5	Conclusion	152
 III Généralisation des performances et coexistence avec les systèmes bande étroite		155
5	Estimation des performances sur un canal UWB à partir de l'analyse sur un canal AWGN	157
5.1	Objectifs	157
5.2	Principe de l'approche	157
5.3	Simulation sur le trajet principal	158
5.3.1	Conditions optimales	158
5.3.2	Analyse sur les réalisations du canal UWB BAN	159
5.3.3	Résultats sans les trajets secondaires	161
5.4	Prise en compte des trajets secondaires	167
5.4.1	Modèle CM3 : influence des trajets secondaires	167
5.4.2	Généralisation des performances en incluant les trajets secondaires	172
5.5	Conclusion	176
6	Lutte contre l'interférence bande étroite	179
6.1	Introduction	179
6.2	Interférences potentielles	180
6.2.1	Interférences bande étroite dans les fréquences UWB	180

TABLE DES MATIÈRES

6.2.2	Le Wimax	181
6.3	Système en présence de NBI	182
6.3.1	Modélisation de l'interférence bande étroite	184
6.3.2	Performances théoriques en absence d'IPI	184
6.3.3	Performances théoriques en présence d'IPI	188
6.3.4	Résultats de simulation	189
6.3.5	Conclusion	192
6.4	Méthodes de lutte contre le NBI	192
6.4.1	Introduction	192
6.4.2	Méthodes préventives	192
6.4.3	Méthodes correctives	195
6.4.4	Conclusion	200
6.5	Nouvelle méthode de lutte contre l'interférence bande étroite	200
6.5.1	Principe général de localisation du NBI	201
6.5.2	Éléments d'architecture du récepteur	202
6.5.3	Procédé de détection et suppression du NBI	202
6.5.4	Évaluation du procédé de lutte contre le NBI	208
6.6	Conclusion	211
	Conclusion générale	215
	Publications de l'auteur	223
	Bibliographie	225

Table des figures

1.1	Bandes partielles pour le MB-OFDM	26
1.2	Systèmes radio présents dans les bandes UHF et SHF	29
1.3	Masques d'émission des signaux UWB autorisés en Europe (ECC) et aux Etats-Unis (FCC)	31
1.4	Impulsion gaussienne	33
1.5	Représentations de l'impulsion gaussienne et ses 3 premières dérivées . . .	34
1.6	Modulation PAM à 4 états	36
1.7	Impulsions modulées en OOK	36
1.8	Impulsions modulées en PPM	37
1.9	Impulsions modulées en BPSK	38
1.10	Impulsions modulées en DBPSK	39
1.11	Constellation des modulations	39
1.12	Symbole d'impulsions modulées en TH-PPM	41
1.13	Illustrations d'un symbole en séquence directe	42
1.14	Principe d'un émetteur UWB	43
1.15	Générateur d'impulsion SRD réglable par diode PIN	44
1.16	Générateur d'impulsion CMOS à $9pJ$	45
1.17	Générateur du monopulse de Scholtz	46
1.18	Récepteur cohérent	47
1.19	Quelques variantes du récepteur rake	49
1.20	Architectures de réception non cohérente à détection d'énergie	52
1.21	Influence de la durée d'intégration sur la probabilité d'erreur pour un détecteur d'énergie et une modulation OOK	54
1.22	Influence de la position de la fenêtre d'intégration	55
1.23	Récepteur non cohérent à autocorrélation	56
1.24	Structure de couche PHY de la norme 802.15.4-2007	59
2.1	Réseau BAN avec son coordinateur (mobile)	64
2.2	Réseau BAN pour les applications médicales	65
2.3	Réseau BAN pour les applications liées au sport	68
2.4	Communications multimédia dans un BAN	70

TABLE DES FIGURES

2.5	Schéma du canal de transmission	73
2.6	Canal de propagation suivant le modèle S-V	74
2.7	Exemples de réalisations des modèles CM1 à CM4	76
2.8	Path loss sur le torse suivant la distance $T_x - R_x$	78
2.9	Effet des réflexions dans une chambre d'hôpital	79
2.10	Liaisons entre éléments du BAN	80
2.11	Comparaison du PL en fonction de la distance	83
2.12	Exemple de réalisation du canal CM3	84
2.13	Structure de la couche PHY de Ti	88
2.14	Couche PHY de IMEC en mode BPM	89
2.15	Mode concaténé de la couche PHY de IMEC	90
2.16	Portée du mode concaténé	90
2.17	Modulation GPPM pour trois symboles	91
3.1	Réalisations du modèle CM4	99
3.2	Statistiques du modèle CM3	100
3.3	Statistiques du modèle CM3	101
3.4	Représentation d'un temps symbole	105
3.5	Comparaison des performances sur les canaux $CM1_{los}$ IEEE802.15.4a et CM3 BAN	106
3.6	Choix d'une PRF	107
3.7	Modulation hybride BPPM-BPSK-OOK	108
3.8	Exemple de symboles en modulation PPM-BPSK-OOK	109
3.9	Constellation de la modulation BPPM-BPSK	111
3.10	Structure de la couche physique	113
3.11	Schéma de l'émetteur-récepteur	114
4.1	Éléments du simulateur de transmission UWB	122
4.2	Démodulation avec le récepteur cohérent	126
4.3	Courbes pour la modulation BPPM-BPSK, $SNR = E_s/N_0$	129
4.4	Résultats pour les 10 réalisations du CM3	130
4.5	Comparaison des performances pour les divers canaux	130
4.6	Variation des performances avec le débit, canal CM3 BAN	131
4.7	Principe de synchronisation du détecteur d'énergie	133
4.8	Sortie des intégrateurs en synchronisation	135
4.9	Principe de décision du détecteur d'énergie	135
4.10	Illustration des IPI pour $T_g > T_f$	139
4.11	Estimation de l'énergie dans le canal	141
4.12	Energies accumulées pour une CDF à 10%	145
4.13	TEB en fonction de la durée d'intégration	146
4.14	Influence de T_i sur un canal AWGN, $N_f = 11$, $W = 2GHz$	148

TABLE DES FIGURES

4.15	Influence de T_i sur les canaux UWB BAN	149
4.16	Influence du nombre de trames sur canal AWGN	151
4.17	Comparaison des deux récepteurs pour $N_f = 11$	152
5.1	Performance pour le CM3	162
5.2	Performances pour le CM41	163
5.3	Performances pour le CM42	164
5.4	Performances pour le CM43	165
5.5	Performances pour le CM44	166
5.6	Approximation générale des canaux UWB BAN	167
5.7	Estimation des Performances pour le CM3	169
5.8	Estimation des Performances pour le CM3	170
5.9	Estimation des Performances pour le CM3	171
5.10	Influence des trajets secondaires-1	174
5.11	Influence des trajets secondaires-2	175
6.1	Applications radio de 3 à 5GHz	181
6.2	Applications radio de 5 à 7.75GHz	181
6.3	Applications radio de 7.75 à 12.2GHz	182
6.4	Signal reçu en présence de nbi	183
6.5	Probabilité d'erreur en fonction du SIR	191
6.6	Evolution du taux d'erreur suivant le SNR et le SIR	191
6.7	Creux dans le spectre avec les fonctions APSWF	193
6.8	Suppression de sous-porteuse dans la méthode MRTW	195
6.9	Boucle de retour dans un récepteur TR	198
6.10	Détecteur d'énergie avec banc de corrélations	199
6.11	Detecteur d'énergie avec l'opérateur Teager-Kaiser	200
6.12	Signal reçu avec une interférence bande étroite	201
6.13	Nouvelle architecture de détection et suppression du NBI	202
6.14	Algorithme de traitement du NBI	203
6.15	Transposition du signal reçu	205
6.16	Portions successives filtrées dans le signal reçu	206
6.17	Ajustement de la bande de filtrage du notch	207
6.18	Bloc de filtrage modifié	207
6.19	Représentation des pôles et zéros du filtre	209
6.20	Signal transposé et filtré à $4GHz$	210
6.21	Résultat des itérations de la phase 1	212
6.22	Evaluation du processus de lutte contre le NBI	213

Liste des tableaux

1.1	Canaux de la norme 802.15.4a-2007 et paramètres associés	58
1.2	Débits possibles avec la couche PHY de la norme 802.15.4a-2007	60
2.1	Canaux IEEE802.15.4a-2007	75
2.2	Modèles de canal BAN	81
2.3	PDP du modèle CM3	84
2.4	Profil de décroissance de Puissance du canal CM4	85
3.1	Statistiques des canaux UWB BAN	98
3.2	Codage des données sur 3 bits	110
3.3	Variation du débit suivant le nombre de trames N_f dans le symbole	115
3.4	Séquences impaires des codes de Barker	116
3.5	Bilans de liaison	118
4.1	Paramètres d'optimisation	144
5.1	Caractéristiques des canaux UWB BAN utilisés	160
5.2	Caractéristiques des canaux CM3 UWB BAN utilisés	168
5.3	Valeurs moyennes de l'énergie dans les trajets secondaires pour les canaux UWB BAN	173
6.1	Potentielles interférences bande étroite	180
6.2	Synthèse des variations du IEEE802.16	183
6.3	Coefficients du filtre notch	209

Acronymes

ADC : Analog to Digital Converter.
AWGN : Additive White Gaussian Noise.
BAN : Body Area Network.
BER : Bit Error Rate.
BPSK : Binary Phase Shift Keying.
CAN : Convertisseur Analogique Numérique.
CDMA : Code Division Multiple Access.
CEPT : Conférence Européenne des Administrations des Postes et Télécommunications.
DAA : Detect And Avoid.
DAC : Digital to Analog Converter.
DBPSK : Differential Binary Phase Shift Keying.
DECT : Digital Enhanced Cordless Telephone.
DSP : Densité Spectrale de Puissance.
DS-SS : Direct Sequence Spread Spectrum.
ECC : Electronic Communications Committee.
EIRP : Equivalent Isotropically Radiated Power.
ETSI : European Telecommunications Standards Institute.
DS-UWB : Direct Sequence Ultra Wideband.
FCC : Federal Communications Commission.
FDMA : Frequency Division Multiple Access.
FEC : Forward Error Correction : codage de correction d'erreur.
FFT : Fast Fourier Transform.
IEEE : Institute of Electrical and Electronics Engineers.
IFFT : Inverse Fast Fourier Transform.
IPI : Inter-Pulse Interference.
ISI : Inter-Symbols Interference.
ISM : Industrielle, Scientifique et Médical.
ITU : International Telecommunication Union.
LAN : Local Area Network.
LDC : Low Duty Cycle.
MAC : Medium Access Control.

MB-OFDM : Multiband Orthogonal Frequency Division Multiplexing.
MICS : Medical Implant Communication Service.
NBI : Narrow Band Interference.
OFDM : Orthogonal Frequency Division Multiplexing.
OOK : On-Off Keying.
PAM : Pulse Amplitude Modulation.
PRC : Pseudo-Random Code.
PSK : Phase Shift Keying.
(B)PPM : (Binary) Pulse Position Modulation.
QAM : Quadrature Amplitude Modulation.
QPSK : Quadrature Phase Shift Keying.
RSB : Rapport Signal sur Bruit.
SER : Symbol Error Rate.
SHF : Super Haute Fréquence.
SINR : Signal to Interference and Noise Ratio.
SIR : Signal to Interference Ratio.
SNR : Signal to Noise Ratio.
TDMA : Time Division Multiple Access.
TEB : Taux d'Erreur Binaire.
TES : Taux d'Erreur Symbole.
UHF : Ultra Haute Fréquence.
UMTS : Universal Mobile Telecommunications System.
UNII : Unlicensed National Information Infrastructure.
UWB : Ultra Wideband.
UWB-IR : Ultra Wideband Impulse Radio.
VCO : Voltage Controlled Oscillator.
WBAN : Wireless Body Area Network.
WiFi : Wireless Fidelity.
WLAN : Wireless Local Area Network.
WMAN : Wireless Metropolitan Area Network.
WPAN : Wireless Personal Area Network.

Introduction générale

Le développement rapide des capteurs physiologiques, des circuits intégrés de faible puissance et des communications sans fil a permis l'émergence d'une nouvelle génération de réseaux de capteurs sans fil. Ces réseaux de capteurs sans fil sont utilisés pour le contrôle d'activités diverses, le divertissement ou encore la santé. Le réseau corporel est un domaine interdisciplinaire visant un champ d'applications très large, et qui pourrait permettre, dans le domaine de la santé par exemple, un suivi continu et à faible coût des patients, avec des mises à jour en temps réel des dossiers médicaux. Ainsi, un certain nombre de capteurs physiologiques peuvent être intégrés dans un réseau sans fil corporel, qui peut être utilisé pour l'assistance de patients par ordinateur distant ou la détection précoce des troubles médicaux. Cela demeure toutefois conditionné par la réalisation de très petits capteurs biologiques et leur implantation à l'intérieur du corps humain sans que cela n'entrave le fonctionnement normal de l'organisme.

Les capteurs implantés dans le corps permettent de recueillir diverses informations physiologiques afin de surveiller l'évolution de l'état de santé du patient quelque soit l'endroit où ce dernier se trouve. Les informations récoltées sont transmises à une unité de traitement externe, le dispositif permettant alors de transmettre instantanément toutes les informations en temps réel aux médecins à travers le monde. Si une situation d'urgence est détectée, les médecins peuvent immédiatement en informer le patient à l'aide du système informatique, en lui envoyant des messages appropriés ou des alarmes. La technologie actuelle se trouve dans sa phase primitive et ne permet pas de bénéficier pleinement du potentiel des réseaux corporels ou Body Area Networks (BAN) qui, lorsqu'ils seront réels et déployés, permettront la concrétisation et l'amélioration de concepts tels que la télémédecine. Pour exister, Les réseaux BAN doivent s'appuyer sur une technologie de faible coût à même de satisfaire les contraintes des différentes applications envisagées.

La dernière décennie a connu l'émergence d'une technologie, l'Ultra Large Bande (ULB) dit Ultra Wideband (UWB) en anglais, qui a séduit le monde des chercheurs et industriels en réseaux parce qu'elle rendait théoriquement possible des communications à très haut débit, tout en favorisant des transmissions à des puissances très réduites. L'UWB a ainsi connu deux principaux cadres de normalisation, notamment IEEE802.15.3a finalement abandonné, et IEEE802.15.4a-2007 visant à définir une alter-

native à la couche physique 802.15.4 (Zigbee) destinée aux réseaux personnels. Les atouts et avantages qui ont suscité un intérêt pour la technologie UWB en ont fait une candidate naturelle pour la couche physique lors du “*call for proposals*” lancé par le groupe de travail IEEE802.15.6 . Cet appel à propositions s’inscrivait alors dans le cadre d’une normalisation sur les réseaux corporels, dits Body Area Networks.

Le laboratoire TECH/MATIS/IDEA (devenu par la suite TECH/MATIS/CITY) d’Orange Labs qui avait déjà contribué au processus de normalisation IEEE802.15.4a-2007 a voulu poursuivre son activité UWB au travers de ce nouveau processus de normalisation IEEE802.15.6 . Un partenariat a alors été initié avec le laboratoire ESYCOM pour effectuer une recherche sur les moyens à mettre en place pour que la technologie à radio impulsionnelle UWB puisse répondre aux besoins des réseaux BAN.

Contributions et plan du document

L’objectif de cette thèse est de proposer une couche physique UWB-IR¹ pour les réseaux BAN, avec des contraintes de faible complexité et faible coût. Les travaux présentés à travers ce manuscrit abordent la problématique en trois phases dont la première consiste en une présentation de l’état de l’art sur la technologie UWB et les réseaux BAN. Le premier chapitre présente une étude bibliographique qui trace l’historique et les principes de la radio impulsionnelle UWB. Nous abordons par conséquent les modulations, les méthodes d’accès ainsi que les caractéristiques du canal UWB utilisé pour les réseaux de capteurs. Nous présentons de plus les architectures généralement utilisées pour la transmission mais surtout la réception d’un signal UWB. Le parcours de tous ces éléments est déterminant dans les choix effectués par la suite pour la proposition d’une couche physique UWB-IR.

Pour introduire le contexte d’utilisation de l’UWB-IR, le chapitre 2 donne un aperçu de la thématique des réseaux BAN. Les applications pour ce réseau sont multiples et proviennent de divers domaines d’activités ; nous exposons par conséquent les contraintes variées relatives à ces applications et suivant le domaine d’activités concerné. Par la suite nous abordons le processus de normalisation IEEE802.15.6 qui a établi entre autres un modèle de canal UWB autour du corps humain. Ce chapitre présente également quelques unes des propositions de couche physique intervenues dans le cadre de la normalisation IEEE802.15.6 , et nous terminons le chapitre en présentant l’étude du BAN en France par le biais du projet ANR BANET.

La deuxième partie du manuscrit porte sur la définition d’une couche physique UWB-IR adaptée aux exigences du BAN. Nous appuyant sur les contraintes du réseau BAN ainsi que les caractéristiques d’une communication UWB, nous justifions et proposons une structure de couche physique UWB-IR dans le chapitre 3. A l’aide de simulations nu-

1. Ultra Wideband Impulse Radio

mériques, nous évaluons dans le chapitre 4 les performances accessibles avec notre couche physique. Suivant les objectifs de faible complexité ciblés pour notre proposition, nous mettons un accent sur les résultats obtenus avec un récepteur non cohérent à détection d'énergie et proposons une analyse permettant d'en optimiser les performances via la réduction de sa fenêtre d'intégration.

La troisième partie du travail clôture l'analyse de notre proposition de couche physique à travers une étude sur la robustesse de systèmes UWB en présence d'autres systèmes sans fil. Tout d'abord, nous proposons dans le chapitre 5 de généraliser les performances du détecteur d'énergie; nous introduisons ainsi une solution permettant de déduire les performances de ce récepteur avec un canal multi-trajets, à partir d'une étude analytique avec un canal gaussien. Par la suite, le chapitre 6 présente notre étude sur la coexistante du système UWB avec les systèmes à bande étroite susceptibles d'être sources d'interférences nuisibles. Nous y exposons les méthodes extraites de la littérature et qui permettent de lutter contre cette interférence, puis nous présentons une approche inédite qui renforce le détecteur d'énergie en présence d'une interférence bande étroite.

En résumé, les contributions majeures et originales des travaux présentés dans cette thèse sont :

- Une synthèse du contexte des réseaux corporels BAN.
- La spécification d'une couche physique UWB-IR adéquate pour les réseaux BAN.
- L'analyse des performances du détecteur d'énergie dans un contexte d'interférences inter-impulsions.
- Une démonstration de l'optimisation des performances du détecteur d'énergie à l'aide des fenêtres d'intégration courtes.
- La proposition d'une approche analytique permettant l'étude des performances du détecteur d'énergie avec un canal multitrajets.
- Un processus performant de lutte contre l'interférence bande étroite pour un système UWB, associé à une architecture non cohérente modifiée mais toujours de faible complexité.

L'ensemble de ces contributions a donné lieu à une proposition en normalisation IEEE802.15.6, des contributions à divers livrables du projet ANR BANET, diverses communications (4 internationales et 2 nationales) ainsi qu'un brevet international; ces contributions sont présentées en page 223

Première partie

Contexte et état de l'art

1 Radio impulsionnelle UWB

1.1 Introduction

La radio impulsionnelle ultra-large bande (ULB), ou ultra-wide band (UWB) en anglais, a été introduite en 1993, lors de la publication des travaux de Robert Scholtz dans la conférence Milcom [1]. Cependant, l'utilisation de l'impulsion pour la transmission de l'information est bien antérieure à cette date. En effet, la radio impulsionnelle trouve ses fondements dans les principes des systèmes radars, avec entre autres la parution dans les années 70 de publications sur les travaux de Harmuth et Ross portant sur le rayonnement d'impulsions électromagnétiques [2], [3]. A travers ce chapitre nous parcourons les bases de la radio impulsionnelle. Après un bref historique sur les origines de l'UWB et son introduction dans le monde des radiocommunications, nous présentons la réglementation qui la régit dans les principaux pays, puis nous terminons par les fondements de cette technologie. Pour cela, nous nous intéressons à l'impulsion comme moyen de transmission, et nous explorons ses atouts ainsi que les moyens existants qui lui permettent de véhiculer de l'information.

1.2 Présentation de l'UWB

1.2.1 Définition du signal UWB

La notion de signal ultra large bande s'oppose à celle de signal bande étroite. En bande étroite, le signal peut être émis de façon continue ou non, et toute sa puissance est contenue dans une portion étroite du spectre. A l'opposé, le signal UWB occupe une très grande largeur de bande. Dans la littérature, un signal est dit UWB s'il satisfait l'une des conditions suivantes :

- une largeur de bande relative à -10 dB > 20 % de la fréquence centrale
- une largeur de bande absolue à -10 dB > 500 MHz

La bande de signal absolue correspond à l'intervalle entre les fréquences des points situés à -10dB de la fréquence de puissance maximale F_m . Les limites basses et hautes sont respectivement désignées par F_L et F_H et la fréquence centrale vaut $F_C = \frac{F_L + F_H}{2}$. La bande relative correspond quant-à elle à $2 \frac{F_H - F_L}{F_L + F_H}$.

Cependant, cette définition du signal UWB est assez large, il est donc possible de satisfaire de diverses manières les conditions définies ci-dessus et on distingue entre autres les moyens suivants :

- la radio impulsionnelle (UWB-IR¹) qui consiste à émettre en bande de base un signal de faible rapport cyclique constitué d’impulsions de très courte durée. Cela donne naturellement une grande largeur de bande au signal car avec une durée inférieure à 2ns le critère sur la largeur de bande absolue est vérifié.
- la modulation sur des rampes de fréquence (chirp modulation) utilisée pour la conception des radars.
- l’étalement de spectre à séquence directe (DS-SS²) qui utilise une séquence de code pseudo-aléatoire d’étalement dont le débit et la fréquence permettent de satisfaire les conditions de définition d’un signal UWB.
- le MB-OFDM³ qui est une approche à bandes multiples, et qui utilise la subdivision du spectre FCC⁴ en 14 bandes partielles de 528MHz chacune. Dans chaque bande partielle, le signal OFDM⁵ est réparti dans 100 porteuses à bande étroite modulée chacune en BPSK⁶ ou QPSK⁷. Cette configuration favorise une flexibilité du spectre radio car pour limiter les interférences dans une bande définie, il est possible d’interdire une ou plusieurs porteuses. Les bandes fréquentielles établies pour le MB-OFDM sont présentées sur la figure 1.1 [4].

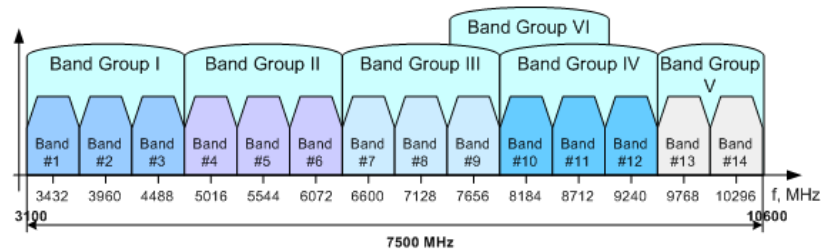


FIGURE 1.1 – Bandes partielles pour le MB-OFDM [4]

La gestion des utilisateurs multiples s’effectue par l’attribution de bandes partielles, et dans un groupe de bandes partielles, les utilisateurs sont gérés par une technique de codes temps-fréquence. La communication d’un utilisateur est ainsi régulée avec

-
1. Ultra Wideband Impulse Radio
 2. Direct Sequence Spread Spectrum
 3. Multiband Orthogonal Frequency Division Multiplexing
 4. Federal Communications Commission, administration américaine qui gère la ressource spectrale destinée à un usage commercial, industriel ou personnel
 5. Orthogonal Frequency Division Multiplexing
 6. Binary Phase Shift Keying
 7. Quadrature Phase Shift Keying

un passage régulier d'une bande à une autre selon un cycle d'environ $1\mu s$ et le passage d'une bande à l'autre est défini par le code temps-fréquence propre à chaque utilisateur [5].

L'UWB a suscité un grand intérêt par le fait qu'elle permet d'atteindre de très grands débits de transmission. Cet intérêt s'appuie sur la formule de Shannon portant sur la capacité d'un canal de communication gaussien (AWGN) :

$$C = B \log_2\left(1 + \frac{S}{N}\right) \quad (1.1)$$

Où C est la capacité du canal exprimée en bits/s, B est la largeur de bande du canal exprimée en Hertz (Hz) et S/N est le rapport signal à bruit (RSB ou SNR⁸). Cette équation met en évidence une relation logarithmique entre capacité et RSB, tandis qu'elle est linéaire entre capacité et largeur de bande B .

1.2.2 Historique de l'UWB

L'histoire de l'UWB est à associer à l'utilisation d'impulsions dans le domaine temporel qui débuta il y a une cinquantaine d'années, avec les premières recherches autour des applications radars. Ainsi, la terminologie UWB désigne au départ des formes d'onde sans porteuses (*carrier-free*) faites d'impulsions de durée très courte ($< ns$). En effet, un système a sa résolution en distance qui est inversement proportionnel à sa largeur de bande; de fait, la brièveté du signal radar détermine la largeur de son spectre. Ainsi dans les années 60, du fait de leurs bonnes propriétés de résolution spatiale, les radars à impulsion ont connu un fort intérêt de la part des armées américaine et soviétique.

Dans les années 70, Bennett et Ross présentent une étude complète des premières recherches réalisées sur l'UWB [6]. Un peu plus tard, Taylor présentera le résultat de ses travaux sur les fondements de la technologie UWB appliquée au radar [7]. En 1990, le département de la défense du gouvernement des États-Unis a publié les résultats de son évaluation de la technologie UWB, qui s'est concentrée exclusivement sur les systèmes radar, étant donné qu'aucune application de l'UWB aux systèmes de communication n'était alors envisagée [8].

Par la suite, la recherche s'est concentrée sur les signaux UWB à des fins de communication radio, notamment avec les travaux de Scholtz [1] qui mettent en avant les principales caractéristiques de cette technique : une résolution temporelle de l'ordre de la nanoseconde due à la largeur de la bande de fréquences, un faible rapport cyclique

8. Signal to Noise Ratio

permettant des approches de type *saut temporel* et la gestion des usagers multiples, ainsi qu'une transmission possible sans porteuse qui simplifie l'architecture des systèmes radio.

1.2.3 Règlementation de l'UWB

Suivant les régions du globe, des disparités notables apparaissent concernant la répartition du spectre des radiofréquences pour l'UWB. Chaque pays ou région a établi sa propre réglementation de l'UWB, en fonction des critères de coexistence définis pour prévenir les interférences sur les systèmes déjà existants. Pionniers de la recherche dans le domaine, les États-Unis ont été les premiers à adopter une normalisation sur l'UWB.

Réglementation aux États-Unis

En 1998, la Federal Communications Commission (FCC), organisme chargé de la régulation du spectre non militaire aux États-Unis, a entamé le processus de régulation de l'UWB. Lors de ce processus qui s'est achevé en février 2002, la FCC a consenti l'UWB pour les applications dans les domaines suivants :

- Les systèmes d'imagerie (radars à pénétration terrestre-GPR, les radars à pénétration dans ou à travers les murs, les dispositifs de surveillance et d'imagerie médicale)
- Les radars de véhicules
- Les communications (la voix, la vidéo et les transmissions de données de courte portée)

Au terme de son étude qui a duré près de 4 ans, la FCC a établi une série de gabarits qui définissent les limites en puissance d'émission pour chaque catégorie d'applications. Pour les États-Unis ainsi que les autres régions, nous nous intéresserons principalement au masque d'émission pour les communications.

Pour adresser le domaine des communications, la FCC a retenu deux bandes de fréquences non soumises à licence, notamment les fréquences inférieures à 900MHz et celles comprises entre 3.1GHz et 10.6GHz[9]. Pour la bande de fréquences de largeur 7.5GHz ($[3.1 - 10.6] GHz$), la FCC autorise une puissance EIRP⁹ moyenne de -41.3dBm/MHz (cela équivaut environ à 74nW/MHz) comme présenté en figure 1.3. De plus, la valeur de la puissance crête pour une bande de 50MHz est définie à 0dBm ; la puissance crête maximale est définie ici comme la puissance intégrée dans la bande de fréquence 50MHz, centrée sur la fréquence à laquelle le maximum de puissance est rayonné.

9. Equivalent Isotropically Radiated Power

1.2 Présentation de l'UWB

De nombreux systèmes licenciés ou non se retrouvent présents dans les bandes UHF¹⁰ et SHF¹¹ propices au déploiement de systèmes radio ; de fait, la grande largeur de bande des signaux UWB nécessite une réglementation stricte de leur spectre d'émission. Comme on peut le voir sur la figure 1.2 [10, 11], on retrouve dans les fréquences voisines de celles de l'UWB des systèmes radio tels que le GSM(900MHz), DCS(1.8MHz), le GPS autour de 1.5GHz, et dans la bande ISM¹² on retrouve les systèmes Bluetooth, WiFi et DECT¹³ entre autres. Pour la Bande UNII¹⁴ c'est le WiFi (IEEE802.11a) et le système Hiperlan.

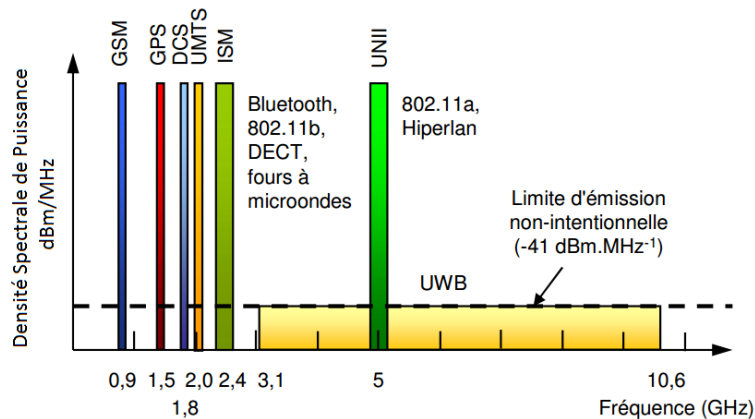


FIGURE 1.2 – Systèmes radio présents dans les bandes UHF et SHF [10, 11]

Réglementation dans le reste du monde

L'Asie et L'Europe ont mis plus de temps à établir une réglementation dans leur région, et elles ont basé leur travail sur l'étude menée par les américains. En Europe, c'est l'ECC (*Electronic Communications Committee*), division de la CEPT¹⁵, qui a été mandatée par l'ITU¹⁶ pour prendre en charge ce processus de normalisation [12], et trouver une règle commune aux pays membres. L'Europe et l'Asie ont considéré la même portion de spectre que les USA pour les systèmes UWB, cependant elles n'ont pas attribué une densité spectrale de puissance (dsp) uniforme sur tout le spectre.

L'Europe a ainsi divisé les 7.5GHz de spectre en sous-bandes en vue de mieux tenir compte des phénomènes d'interférence et de coexistence dans chacune d'elle. Les mesures

10. Ultra Haute Fréquence
11. Super Haute Fréquence
12. Industrielle, Scientifique et Médicale
13. Digital Enhanced Cordless Telephone
14. Unlicensed National Information Infrastructure
15. Conférence Européenne des administrations des Postes et Télécommunications
16. International Telecommunication Union

de protection prises à l'égard des systèmes déjà existants s'avèrent ainsi bien plus restrictives que celles de la FCC, avec une volonté européenne de mieux protéger les systèmes compris dans les bandes UNII autour de 5GHz tels que le Wi-Fi (802.11) ou le WiMax.

Deux régions de spectre peuvent être caractérisées dans le masque européen, la bande des fréquences inférieures comprises dans l'intervalle [3.1-4.8]GHz, et la bande des fréquences supérieures contenues dans l'intervalle [6-8.5]GHz. Dans la bande supérieure, la limite en dsp¹⁷ moyenne est de -41.3dBm/MHz comme aux USA et en dehors de cette bande, la dsp varie entre -90dBm et -65dBm. L'exception est faite pour la bande inférieure où la dsp peut être admise à -41.3dBm/MHz sous contrainte d'utiliser des méthodes de limitation d'interférence. Une des méthodes retenues est le DAA (*Detect And Avoid*) consistant à ne pas émettre si l'on détecte qu'un système émet déjà ; on retrouve également le LDC (*Low Duty Cycle*) qui se caractérise par deux principes :

- L'équipement UWB n'émet pas plus de 5ms en continu,
- Le ratio entre la durée d'émission cumulée T_{on} et la durée de silence cumulée T_{off} n'excède pas 5% sur une seconde et 0.5% sur une heure.

La figure 1.3 [13] présente les masques d'émission de la FCC et de l'ECC, en milieu indoor. De plus amples informations sur la réglementation européenne peuvent être trouvées dans le document [12]. De son côté, le Japon a également défini sa *bande haute* comprise dans l'intervalle [7.25-10.6]GHz, ce qui implique que sur les 7.5GHz alloués à l'UWB, seuls 1.25GHz ([7.25-8.5]GHz) sont communs aux trois régions USA, Japon et Europe, pour une dsp de -41.3dBm/MHz à l'émission.

1.2.4 Intérêt de l'UWB

Dans un contexte de demande croissante de systèmes de communications à très haut débit, les technologies radio présentant une large bande permettent de proposer des débits adéquats. Dans [10], on retrouve une bonne synthèse des caractéristiques qui ont suscité un intérêt croissant porté à la technologie UWB :

- **Une excellente résolution temporelle :**

Du fait d'une très grande largeur de bande des signaux UWB, ils disposent d'un très fort pouvoir de résolution temporelle, de l'ordre de la nanoseconde. L'intérêt de cette propriété peut être exploité pour la localisation, avec une précision de quelques cm qui peut être obtenue sur la position d'un objet.

- **Une forte robustesse face aux évanouissements :**

Cette propriété est issue des trajets multiples qui constituent le canal de propagation, et qui peuvent être additionnés de façon constructive. Cela confère au système UWB une bonne robustesse face aux évanouissements associés aux tra-

17. Densité Spectrale de Puissance

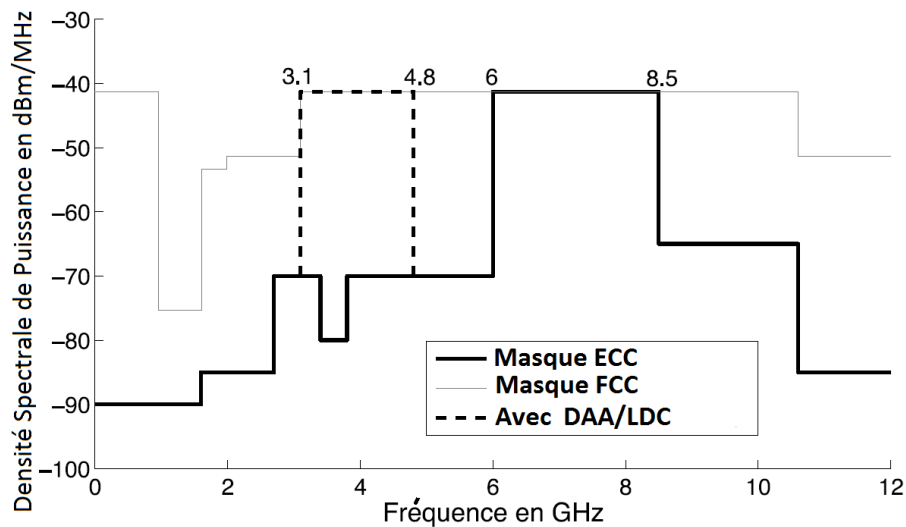


FIGURE 1.3 – Masques d’émission des signaux UWB autorisés en Europe (ECC) et aux États-Unis (FCC) [13]

jets multiples, et généralement rencontrés dans les systèmes à bande étroite. Cette combinaison des trajets multiples augmente cependant la complexité d’implémentation, comme nous le verrons par la suite avec les récepteurs *rake* (figure 1.18).

– **Une faible densité spectrale de puissance :**

La FCC a limité la densité spectrale de puissance des signaux UWB à -41.3 dBm/MHz, dans l’optique de favoriser la coexistence de l’UWB avec d’autres technologies radio à bande plus étroite. Bien qu’elle améliore la discrétion des communications radio, cette faible puissance d’émission réduit la portée des signaux UWB.

– **Réduction de la sensibilité au brouillage :**

Le faible niveau de leur puissance d’émission réduit la nuisance des systèmes UWB sur les autres systèmes. Néanmoins, le brouillage occasionné par les systèmes à bande étroite sur les signaux UWB peut être atténué du fait de la grande largeur de bande.

– **Une relative simplicité des systèmes :**

Contrairement aux architectures classiques qui nécessitent des oscillateurs et des transpositions en fréquence pour transmettre le signal, les systèmes UWB impulsionnels peuvent transmettre sur le canal radio des signaux impulsionnels générés en bande de base. Au niveau de l’implémentation, cela favorise des architectures UWB moins complexes que les systèmes radio conventionnels. Il devient en effet

possible de mettre en œuvre des émetteurs-récepteurs radio impulsionnelle UWB (UWB-IR) qui sont dépourvus de synthétiseur à boucle de verrouillage de phase, de VCO¹⁸ ou encore de mélangeur. Cette simplification favorise de fait la réalisation de systèmes avec des coûts de fabrication réduits tels que les détecteurs d'énergie (figure 1.20(a)) ou d'enveloppe (figure 1.20(b)).

- **De bonnes propriétés de pénétration des obstacles dans la bande basse :** Des applications telles que la vision au travers des murs, la poursuite d'objet ou la localisation peuvent bénéficier d'une excellente résolution, en particulier pour les fréquences basses.

1.2.5 Conclusion

Les fondements de l'UWB datent du XX^{ème} siècle, avec un intérêt particulier de la communauté scientifique dès le début des années 70. Aujourd'hui, c'est une technologie envisagée pour divers types d'usage, et plusieurs moyens peuvent être utilisés pour générer un signal ultra large bande selon l'un des deux critères définis par la FCC. En matière de réglementation, les contraintes et dispositions spectrales de chaque pays ou région ont entraîné une certaine disparité en ce qui concerne les fréquences et puissances d'émission des systèmes UWB. Cette variété de la réglementation peut avoir un impact négatif sur le développement des équipements utilisant cette technologie. En effet, contrairement aux équipements conçus pour des technologies bénéficiant d'une uniformité réglementaire mondiale et qui peuvent être commercialisés dans n'importe quelle région, les systèmes UWB devront être conçus pour une région donnée, suivant les contraintes locales. A défaut, les fabricants devront concevoir des équipements pouvant s'adapter à chaque région où ils sont utilisés ; cela complexifie l'architecture des équipements, facteur pouvant en augmenter le coût, voire la taille. Or, nous verrons par la suite que la dimension des équipements est parfois une contrainte stricte et déterminante dans le choix de solutions de conception.

Nous avons vu qu'il est possible par définition de générer un signal UWB à l'aide du multi-bande OFDM dont l'un des atouts majeurs est de permettre des transmissions à des débits élevés de plusieurs centaines de Mbps. Cependant, cette méthode requiert des architectures élaborées aussi bien en émission qu'en réception. Le contexte de ce travail nécessite, nous le verrons au chapitre 2, que nous ayons plutôt recours à des systèmes les plus simples possibles. Par conséquent, nous nous intéressons à l'utilisation de l'UWB impulsionnelle en télécommunications. La suite de ce chapitre présente ainsi les principes de la radio impulsionnelle et les outils requis pour s'en servir dans le cadre d'une transmission d'information.

18. Voltage-Controlled Oscillator : oscillateur contrôlé en tension

1.3 Principe de la radio impulsionnelle ultra large bande : UWB-IR

La radio impulsionnelle repose sur l'émission de signaux de très courte durée temporelle possédant de facto une très grande largeur de bande dans laquelle est répartie toute l'énergie. Il est possible d'émettre le signal impulsionnel en bande de base et sans transposition en fréquence et de positionner le signal à l'intérieur du masque de fréquences établi par les autorités. Parmi les autres éléments à considérer pour une liaison UWB-IR on peut citer :

- la forme d'onde de l'impulsion
- la modulation du signal
- la nature du canal de propagation
- l'accès au canal par plusieurs utilisateurs

1.3.1 Impulsion élémentaire

Il existe différents modèles d'impulsions dont les plus simples se basent sur une impulsion sinusoïdale fenêtrée par un rectangle, mais aussi des modèles plus complexes comme ceux issus de la famille des impulsions gaussiennes (monocycle et ses dérivées) qui ont longtemps servi de référence pour les signaux UWB, les modèles basés sur les polynômes d'Hermite ou encore l'impulsion de Rayleigh. Les différentes formes d'onde permettent de jouer sur la répartition en fréquence de la puissance. La figure (1.4) présente une impulsion gaussienne élémentaire ainsi que la même impulsion multipliée par une porteuse qui permet une transposition en fréquence du spectre de cette impulsion.

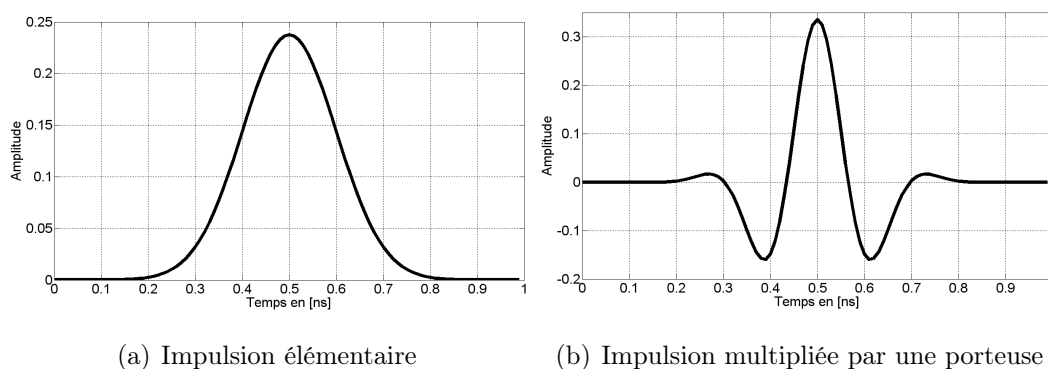


FIGURE 1.4 – Impulsion gaussienne

L'impulsion gaussienne de la figure 1.4(a) est décrite par le modèle mathématique de l'équation (1.2), où $g(t)$ est l'impulsion, E_g son énergie ($E_g = 1$ pour simplification) et

τ est l'écart-type. La représentation fréquentielle de l'impulsion gaussienne obtenue par transformée de fourier (TF) est donnée par l'expression 1.3. Les dérivées du modèle gaussien sont généralement utilisées, en particulier la première dérivée couramment appelée monocycle gaussien. L'avantage dans les dérivées gaussienne provient du fait qu'elles permettent de centrer la densité spectrale de puissance à l'intérieur du masque de fréquences autorisé.

La dérivée à l'ordre n de l'impulsion gaussienne s'exprime par la relation 1.4 et son équivalence fréquentielle obtenue par TF est donnée par l'expression 1.5.

$$g(t) = \sqrt{\frac{2E_g}{\sqrt{\pi}\tau}} \times \exp\left(-\frac{t^2}{2\tau^2}\right) \quad (1.2)$$

$$G(f) = \sqrt{2E_g\sqrt{\pi}\tau} \times \exp\left(-\frac{(2\pi f\tau)^2}{2}\right) \quad (1.3)$$

$$g^{(n)}(t) = -\frac{n-1}{\tau^2}g^{(n-2)}(t) - \frac{t}{\tau^2}g^{(n-1)}(t) \quad (1.4)$$

$$G^{(n)}(f) = (i2\pi f)^n \sqrt{2E_g\sqrt{\pi}\tau} \times \exp\left(-\frac{(2\pi f\tau)^2}{2}\right) \quad (1.5)$$

La figure 1.5 nous montre les représentations temporelles et fréquentielles du modèle Gaussien et de ses premières dérivées. Pour certains gabarits, il faut avoir recours à un ordre assez élevé de la dérivée pour positionner le spectre de l'impulsion à l'intérieur du masque autorisé. A contrario, il est difficile de réaliser des générateurs d'ordre supérieur à 2 à cause du nombre d'oscillations [14].

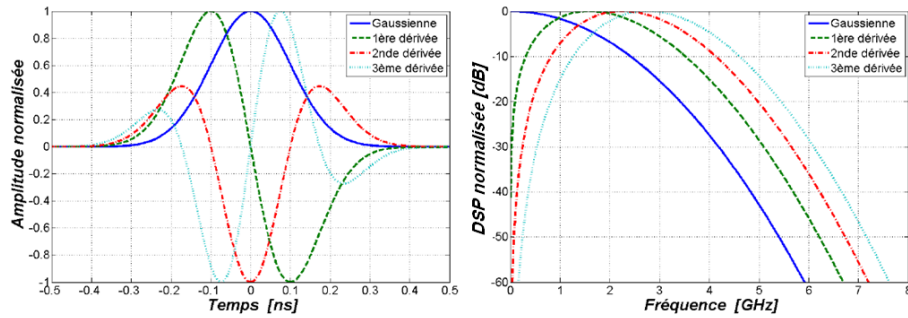


FIGURE 1.5 – Représentations temporelles et fréquentielles de l'impulsion gaussienne et ses 3 premières dérivées, pour $\tau = 100ps$ [15]

Quel que soit l'impulsion choisie, le rapport cyclique utilisé est faible, ce qui limite la puissance moyenne. Pour obtenir une probabilité d'erreur suffisante en réception, on procède généralement à la redondance d'information en transmettant plusieurs impulsions par symbole, et l'on effectue la décision sur l'ensemble des impulsions reçues. La suite du

manuscrit nous présente les moyens utilisés pour transmettre un train d'informations, et ceux existant pour la réception de ces informations.

1.3.2 Modulations associées à l'UWB-IR

Diverses modulations peuvent être utilisées pour coder l'information avant la transmission des impulsions. La modulation joue un rôle important car elle peut être déterminante dans la robustesse de la liaison ainsi que le débit de données ; ces deux éléments peuvent impacter sur la complexité et le choix des architectures d'émission et de réception.

Modulation par amplitude de l'impulsion (PAM)

La modulation PAM consiste à attribuer une amplitude donnée à l'impulsion en fonction de la donnée à transmettre. D'un point de vue mathématique, le signal $s(t)$ modulé en amplitude s'exprime :

$$s(t) = \sum_{j \in \mathbb{Z}} \alpha_j p(t - jT_s) \quad (1.6)$$

$p(t)$ est l'impulsion élémentaire

$\alpha_j \in \mathbb{R}$ est l'amplitude associée au symbole j à transmettre.

T_s est la durée des symboles.

Cette modulation peut s'appliquer avec M états d'amplitude différents, ce qui permet d'augmenter l'efficacité spectrale. Mais pour une puissance moyenne d'émission fixée, augmenter le nombre d'états M dégrade la probabilité d'erreur si toutes les amplitudes sont de même signe. Cette modulation peut être utilisée avec tous les types de récepteur, mais tous n'ont pas la même facilité à discriminer les différentes amplitudes.

La figure (1.6) nous présente un exemple de modulation d'amplitude à quatre états (4-PAM), avec une représentation grossière d'impulsions à amplitude positive.

Modulation On Off Keying (OOK)

La modulation On Off Keying (*tout ou rien*) est issue des systèmes optiques dans lesquels elle est très utilisée, et elle consiste à coder l'information par la présence ou l'absence d'impulsion. Il s'agit d'un cas particulier de la modulation PAM définie par l'expression 1.6, mais dont le coefficient d'amplitude prend deux valeurs telles que :

$$s(t) = \sum_{j \in \mathbb{Z}} \alpha_j p(t - jT_s) \implies \alpha_j \in \{0, A\} \quad (1.7)$$

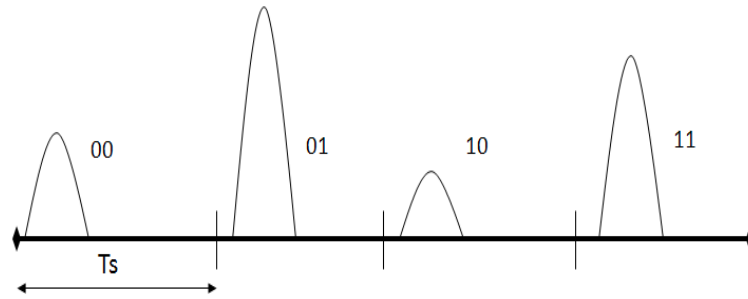


FIGURE 1.6 – Modulation PAM à 4 états

T_s est la durée des symboles et $p(t)$ est l'impulsion élémentaire. Dans la figure 1.7 illustrant la modulation OOK, l'information 1 est transmise par l'émission de l'impulsion d'amplitude α tandis que l'absence d'impulsion ($\alpha = 0$) correspond à la transmission de l'information 0. La démodulation consiste alors à décider de la présence ou non d'impulsion durant la période d'observation.

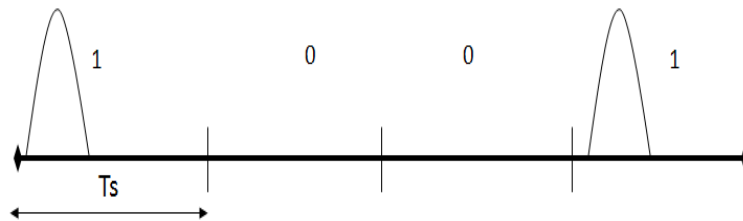


FIGURE 1.7 – Impulsions modulées en OOK

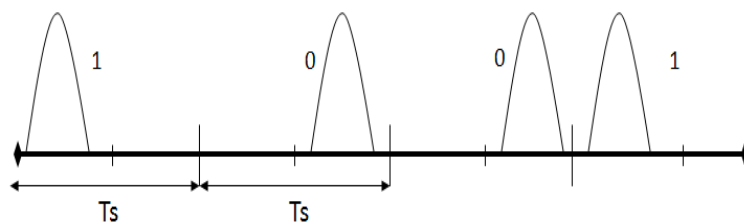
La modulation OOK présente un certain nombre d'avantages [16], en l'occurrence :

- Sa mise en œuvre est facile aussi bien à l'émission qu'à la réception et elle facilite la synchronisation car la position et la phase de l'impulsion ne varient pas.
- Cette modulation est accessible aux récepteurs de faible complexité dont en particulier le détecteur d'énergie.
- Comparée à une modulation de type PPM (ci-après) par exemple, elle permet, à puissance moyenne et débit équivalents, d'émettre des impulsions dont la puissance peut être deux fois supérieure. Cela permet de faciliter la détection des impulsions à la réception dans le cas des récepteurs à détection d'énergie.

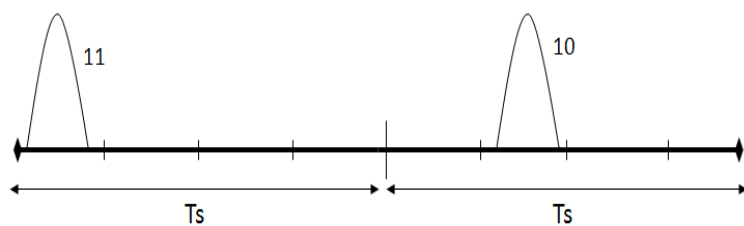
Cependant, une des difficultés pour le récepteur à détection d'énergie est la détermination du seuil optimal de détection, qui délimite l'absence ou la présence de l'impulsion.

Modulation par position de l'impulsion (PPM)

C'est un schéma de modulation couramment utilisé pour l'UWB et qui consiste à transmettre l'information à l'aide de la position temporelle de l'impulsion. Cette modulation s'appuie sur M états différents correspondant chacun à une position de l'impulsion dans le temps symbole ; on parle ainsi de MPPM pour indiquer ces M positions de l'impulsion. Dans [17], l'intervalle de modulation est inférieur à la durée de l'impulsion, on parle alors de PPM courte échelle ; lorsque cet intervalle est largement supérieur à la durée de l'impulsion, on parle de PPM large échelle.



(a) 2-PPM



(b) 4-PPM

FIGURE 1.8 – Impulsions modulées en PPM

Le signal $s(t)$ modulé en PPM s'écrit :

$$s(t) = \sum_{j \in Z} p(t - d_k \Delta - jT_s) \quad (1.8)$$

T_s est la durée du symbole.

Δ est l'intervalle de modulation (écart entre deux positions consécutives).

$k \in [0, M - 1]$ indique le décalage associé à l'information transmise dans le symbole j , M étant le nombre d'états de la modulation.

Il s'agit d'une modulation orthogonale dont l'un des avantages est son aptitude à définir plusieurs états à l'aide de décalages variés. La PPM se distingue aussi par la simplicité de sa mise en œuvre à l'émission, qui dépend de la capacité à contrôler l'instant d'émission de l'impulsion. La PPM peut être utilisée avec la plupart des récepteurs

dont la principale difficulté sera de discriminer chacun des états de position lors de la démodulation.

Modulation de phase Binary Phased Shift Keying (BPSK)

Cette modulation consiste à créer un système binaire en transmettant l'information par le biais de la polarité de l'impulsion. On peut ainsi considérer cette modulation comme une particularité de la PAM dont les amplitudes sont antipodales. La BPSK est illustrée en figure 1.9 et si l'on conserve la notation utilisée dans l'expression 1.6, on représente la BPSK comme suit :

$$s(t) = \sum_{j \in \mathbb{Z}} \alpha_j p(t - jT_s) \implies \alpha_j \in \{-A, A\} \quad (1.9)$$

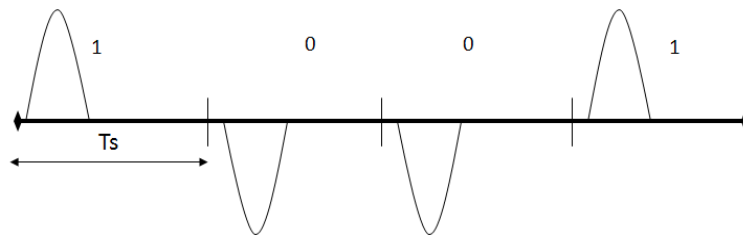


FIGURE 1.9 – Impulsions modulées en BPSK

Pour une puissance moyenne d'émission donnée et avec un récepteur optimal cohérent, la BPSK conduit à une meilleure probabilité d'erreur binaire que l'OOK et la BPPM. De plus, le signal est de moyenne nulle si les bits sont équiprobables, ce qui permet de supprimer les composantes discrètes (raies spectrales) lorsque le signal est aléatoire et stationnaire[18].

Dans le cas d'un canal additif blanc gaussien¹⁹ et comparée à la PPM, la BPSK nécessite un rapport signal à bruit inférieur de 3dB, à BER²⁰ identique [16][19]. Par contre, étant une modulation d'enveloppe constante, la BPSK va être incompatible avec les récepteurs à détection d'énergie.

La modulation BPSK existe également sous une variante dite Différentielle (DBPSK), qui diffère de la BPSK classique en ce sens que la phase de l'impulsion dépend à la fois de la donnée à transmettre et du bit précédent. Ainsi sur la figure 1.10, la phase de l'impulsion au bit n est inversée par rapport à celle au bit $n - 1$ si l'information envoyée est 1, tandis que la phase demeure identique si le bit d'information 0 est envoyé.

19. canal CABG ou AWGN

20. Bit Error Rate

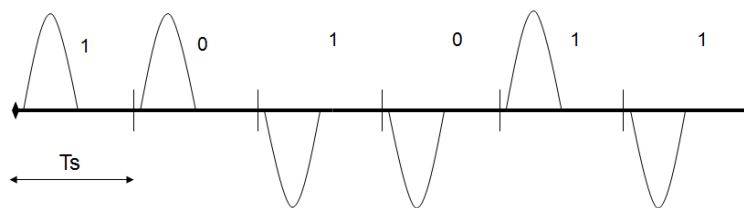


FIGURE 1.10 – Impulsions modulées en DBPSK

Limites théoriques

Chacune des modulations présentées précédemment peut être associée à une constellation donnée suivant le nombre de symboles transmis (figure 1.11). Les probabilités d'erreur de chaque modulation sur un canal à bruit additif blanc gaussien peuvent ainsi être définies suivant que les symboles sont orthogonaux (2-PPM, OOK) ou antipodaux (BPSK, DBPSK) [19, 20].

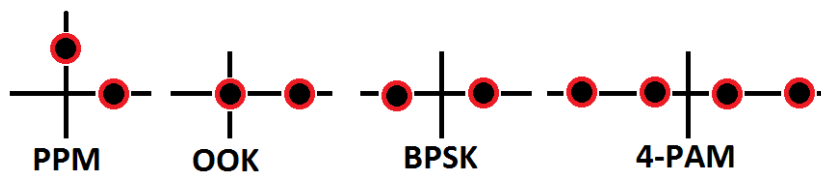


FIGURE 1.11 – Constellation des modulations

2-PPM, OOK : modulations orthogonales

$$P_{err} = Q(\sqrt{SNR}) \quad (1.10)$$

BPSK, 2-PAM : modulations antipodales

$$P_{err} = Q(\sqrt{2 \cdot SNR}) \quad (1.11)$$

SNR représente le rapport signal à bruit défini tel que $SNR = E_s/N_0$ où E_s est l'énergie moyenne du symbole et N_0 est la dsp monolatérale du bruit.

Conclusion

Il existe plusieurs manières de moduler l'impulsion élémentaire, en modifiant son amplitude, sa phase ou sa position, et chaque modulation donne au signal des propriétés spectrales particulières. La différence entre les modulations présentées s'exprime au travers des performances déterminées par la variation du taux d'erreur binaire en fonction

du rapport signal à bruit. Toutefois, certaines modulations sont accessibles à un certain type de récepteurs, il en résulte une complexité du système qui varie suivant la modulation, le type de récepteur mais également les performances ciblées. L'enjeu dans le travail présenté consiste à trouver un juste équilibre entre ces divers paramètres.

1.3.3 Accès multiple au canal

Plusieurs utilisateurs ou plusieurs réseaux peuvent être présents dans un même environnement et peuvent simultanément solliciter le canal pour la transmission d'information. La gestion de l'accès au canal par des utilisateurs multiples peut être assurée aussi bien au niveau de la couche MAC²¹ que de la couche physique. On retrouve traditionnellement la répartition en temps (TDMA²²), en fréquence (FDMA²³) ou en code (CDMA²⁴, frequency hopping). Pour l'UWB, deux mécanismes sont couramment évoqués, à savoir le saut temporel et la répartition par code. La section suivante présente ces deux méthodes d'accès multiple au canal généralement utilisées pour la radio impulsionnelle.

Accès multiple par saut temporel (Time Hopping : TH)

Introduite par R. Scholtz dès 1993 [1][21], cette méthode d'accès multiple est la première utilisée avec la radio impulsionnelle et l'une des plus couramment employées de nos jours. Son principe consiste à différencier les utilisateurs par les instants d'émission des impulsions à l'aide d'un code pseudo-aléatoire connu de l'émetteur et du récepteur.

Chaque symbole de durée T_s est divisé en N_f trames de durée T_f chacune avec $N_f T_f = T_s$, N_f correspondant au nombre d'impulsions par symbole. Chaque trame est divisée en N_c chips de durée T_c chacun où N_c correspond à la longueur du code, T_c à la durée du chip, et $N_c T_c = T_f$. Dans le symbole, chaque chip contient une seule impulsion d'un utilisateur, qui est contenue dans un slot déterminé.

C'est donc par le slot contenant l'impulsion que les utilisateurs sont différenciés. Pour un utilisateur donné, l'ensemble des slots contenant les impulsions du symbole est ainsi déterminé par le code de saut. Le Time Hopping peut être utilisé avec l'ensemble des modulations présentées en section 1.3.2, et le signal résultant de cette association et émis par un utilisateur k s'écrit :

$$s^k(t) = \sum_{j=-\infty}^{+\infty} \alpha_j^k p(t - jT_f - c_j^k T_c - \delta d_j^k) \quad (1.12)$$

21. Medium Access Control
 22. Time Division Multiple Access
 23. Frequency Division Multiple Access
 24. Code Division Multiple Access

k est l'indice se rapportant à un utilisateur donné.

j est l'indice de la trame, fraction entière du temps symbole T_s .

α_j^k est l'amplitude de l'impulsion, ses valeurs dépendent de la modulation choisie.

c_j est le j^{ime} élément de la séquence pseudo-aléatoire de période N_c chips. Chaque élément de la séquence est un entier compris dans l'intervalle $[0; N_c - 1]$.

d_j est le j^{ime} symbole à transmettre parmi ceux disponibles pour la modulation PPM. δ est alors l'intervalle de temps de la modulation.

$p(t)$ est l'expression de la forme d'onde de l'impulsion transmise.

$s^k(t)$ est le signal émis par l'utilisateur k .

Dans le cas particulier de la PPM, deux éléments déterminent la position de l'impulsion dans un temps symbole, le symbole lui-même car la modulation PPM entraîne un décalage plus ou moins grand de l'impulsion, et la séquence pseudo-aléatoire du code de saut.

La figure 1.12 illustre une application du code de time hopping [0 2 1 2] de longueur 4 pour une modulation PPM à 2 états et un symbole constitué de 4 impulsions. Cet exemple illustre le cas de la PPM courte échelle.

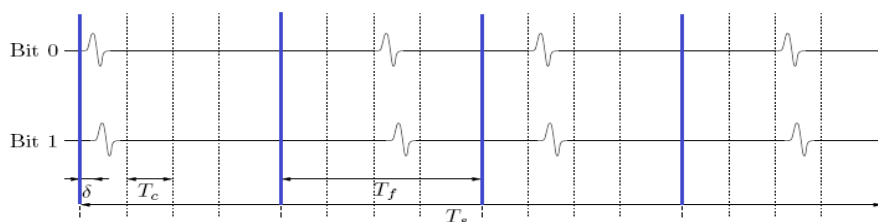


FIGURE 1.12 – Symbole d'impulsions modulées en TH-PPM

Effectuer l'accès multiple par saut temporel TH présente entre autres l'avantage d'altérer la périodicité du signal [16] supprimant ainsi les raies spectrales, et si la séquence pseudo-aléatoire est suffisamment longue, le signal UWB peut être assimilé à un bruit blanc gaussien sur la bande qu'il occupe. D'autre part, pour pouvoir décoder un signal UWB, le récepteur a besoin de connaître la séquence pseudo-aléatoire utilisée par l'émetteur, ce qui permet de garantir un certain niveau de confidentialité aux données transmises.

Accès multiple par séquence directe (DS-UWB)

L'UWB à séquence directe (DS-UWB²⁵) s'inspire des systèmes à étalement de spectre, avec l'impulsion UWB qui joue le rôle du chip [22]. Chaque utilisateur se différencie par

25. Direct Sequence Ultra Wideband

sa propre séquence pseudo-aléatoire (PR) qui affecte la phase de l'impulsion dans chaque trame²⁶, un bit de donnée étant alors utilisé pour moduler ces impulsions. Les symboles transmis sont représentés par des codes d'étalement dont la longueur équivaut à celle de la trame. Il en résulte un signal constitué d'une transmission continue de ces impulsions UWB dont le nombre dépend de la longueur du code PR et du débit fixé par le système. On ne retrouve plus le fort rapport cyclique présent en radio impulsionnelle.

En normalisation IEEE802.15.4a-2007, les impulsions sont concaténées en *burst* puis dans chaque burst, elles sont modulées en polarité (phase). Le DS-UWB s'applique par le biais de séquences PR qui contrôlent la polarité des impulsions. L'accès multiple est géré par l'utilisation de codes PR orthogonaux.

Comparés aux systèmes à radio impulsionnelle standard (exemple du TH-PPM), le DS-UWB est plus facile d'implémentation du fait des bandes de fréquence moins larges²⁷ qui relâchent des contraintes sur les composants RF [10]. Dans la mesure où cette technique d'accès reste basée sur des impulsions, elle demeure robuste face aux trajets multiples. Une représentation d'un temps symbole d'un signal DS-UWB est illustrée sur la figure 1.13 :

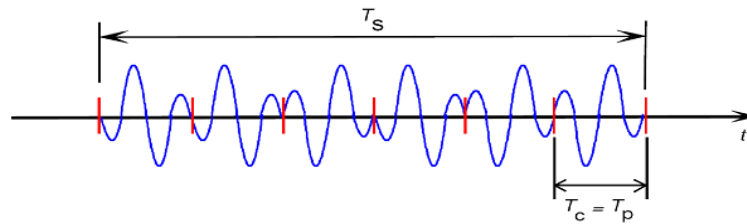


FIGURE 1.13 – Illustrations d'un symbole en séquence directe

1.4 Systèmes d'émission UWB-IR

Transmettre de l'information par le biais de la technologie UWB-IR requiert des dispositifs en mesure de générer les impulsions et de les moduler pour coder l'information. Le choix d'une architecture en émission dépend des applications du système. Plusieurs paramètres peuvent alors intervenir tels que les contraintes techniques d'implémentation, le coût, la complexité et capacité à être configurable, les objectifs de performance ou encore l'environnement.

26. on considère un symbole divisé en N_f trames

27. La durée temporelle du signal est augmentée

1.4.1 Emetteur UWB

Les critères de définition d'un signal UWB permettent d'envisager les mécanismes les plus variés pour que le signal émis ait une largeur de bande supérieure à la valeur requise de 500MHz. De façon générale, une impulsion est définie par :

- Sa fréquence centrale
- Sa bande passante à -3dB ou -10dB
- Sa durée
- Son amplitude crête-à-crête
- Sa puissance
- Sa forme d'onde

Parmi les actions accomplies par l'émetteur UWB on distingue :

- Générer des impulsions courtes
- Moduler les impulsions suivant le schéma de modulation choisi
- Préparer le signal pour l'émission par l'antenne (transposition, amplification, filtrage...)

L'émetteur UWB peut être représenté comme en figure 1.14 où l'on retrouve les données interprétées par le bloc modulateur qui effectue la génération et la mise en forme des impulsions dans le symbole à transmettre. Le signal résultant est amplifié puis filtré avant d'être rayonné par l'antenne.

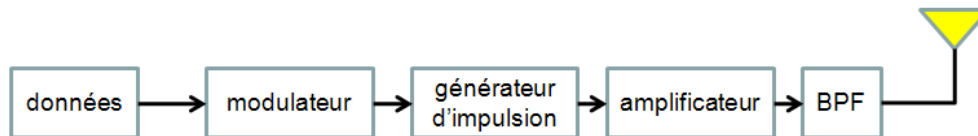


FIGURE 1.14 – Principe d'un émetteur UWB

1.4.2 Génération d'impulsions UWB

Les méthodes de génération d'impulsions UWB relèvent du domaine de la conception de circuit et nous n'en faisons pas une présentation exhaustive. Nous nous contentons ici de présenter quelques principes proposés dans la littérature, en particulier dans les documents [23, 24] dans lesquels on retrouve un état de l'art consistant avec de nombreuses références.

L'une des difficultés à surmonter dans la génération d'impulsions provient de la capacité à créer des front suffisamment raides provenant de transitions entre les niveaux

extrêmes d'alimentation. De telles transitions sont possibles avec la diode SRD (*Step Recovery Diode*) qui a suscité un intérêt particulier pour générer des impulsions de très courte durée. Elle peut être combinée avec une diode PIN et/ou un transistor MESFET (reposant sur une jonction Schottky) pour contrôler la durée de l'impulsion [25] [26] [27] [28]; la figure 1.15 présente un exemple de circuit SRD générant des impulsions UWB. Les diodes SRD peuvent être réalisées sur silicium mais sont plus performantes en AsGa [24], et ne sont pas adaptées pour une intégration en technologie CMOS.

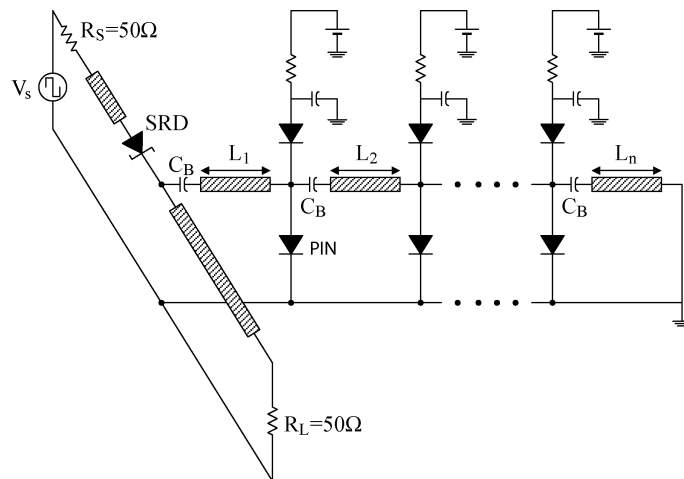


FIGURE 1.15 – Générateur d'impulsion SRD réglable par diode PIN [24]

On peut également retrouver des propositions de circuits totalement intégrables en CMOS, et qui vont permettre de réduire la taille mais aussi la consommation de l'émetteur. La proposition issue de [29] et illustrée dans la figure 1.16 présente un procédé qui permet d'aboutir à un signal UWB par le filtrage (à l'aide de composants L et C) d'une porte de durée τ obtenue en combinant le signal inversé d'un front descendant (signal A) avec la version retardée (de la même valeur τ) de ce front descendant (signal B). Des architectures CMOS de faible consommation générant une forme d'onde modifiable peuvent également être retrouvées dans [24] [30] [31] [32] et [33]; on peut également retrouver l'architecture d'émission UWB tout numérique en technologie CMOS proposée dans [34].

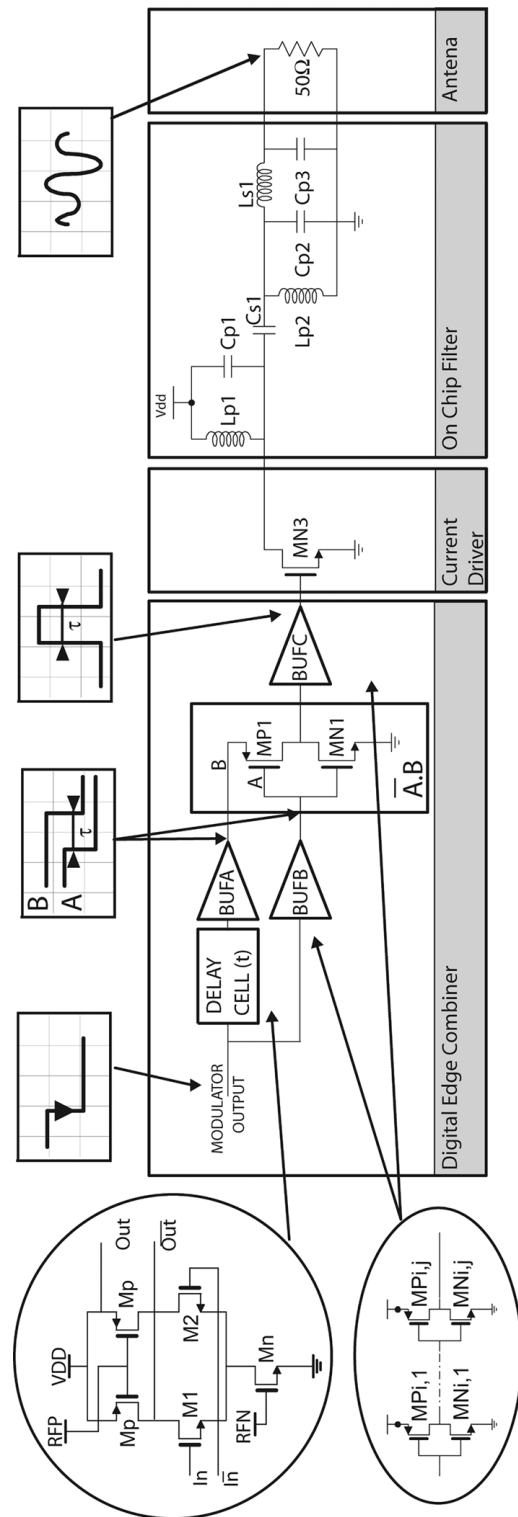


FIGURE 1.16 – Générateur d'impulsion CMOS à $9pJ$ [29]

Comme principe de génération d'impulsions on retrouve également le schéma de la figure 1.17 qui présente un générateur du monocycle de Scholtz décrit dans [35, 24], et qui utilise une inductance et une capacité pour dériver deux fois un signal entrant. Avant dérivation, le signal d'entrée est élevé au carré par un agencement de transistors en technologie bipolaire. Si le signal entrant a l'allure d'une tangente hyperbolique, le signal obtenu en sortie avoisine la dérivée seconde d'une impulsion gaussienne.

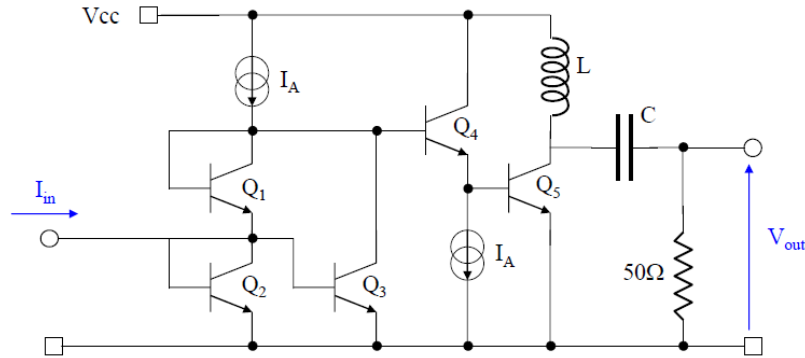


FIGURE 1.17 – Générateur du monopulse de Scholtz [35, 24]

La complexité des systèmes d'émission dépend étroitement de l'allure des impulsions utilisées pour la transmission du signal. La forme à l'émission des impulsions du signal peut quant-à elle dépendre de l'allure voulue pour le spectre, et de la possibilité à configurer ou modifier cette allure spectrale comme cela peut être le cas pour les signaux de type *APSWF*²⁸ utilisés pour créer des creux à des fréquences données du spectre [36][37].

1.5 Réception des signaux UWB-IR

Le signal reçu correspond au signal émis ayant subi les transformations du canal, ce qui se caractérise par la combinaison du bruit avec la convolution entre le signal transmis et la réponse impulsionnelle du canal ; le signal reçu s'exprime alors pour un utilisateur k donné :

$$r(t) = s(t) * h(t) + n(t) \quad (1.13)$$

L'opérateur $*$ désigne le produit de convolution, $s(t)$ est défini par l'expression 1.12, $h(t)$ désigne la réponse impulsionnelle du canal qui peut être modélisée comme dans l'expression 2.1 par exemple, et $n(t)$ représente un bruit blanc gaussien.

²⁸. Approximate Prolate Spheroidal Wave Function

La réception du signal consiste à retrouver l'information contenue dans le signal reçu $r(t)$. Deux phases caractérisent ce processus de réception du signal :

- La synchronisation : elle consiste à caler le récepteur sur les instants d'arrivée des impulsions dans la mesure où celles-ci ont subi l'influence du canal, notamment la dispersion de l'énergie de chaque impulsion à travers les trajets multiples.
- La démodulation : son principe est de retrouver quelle information a été transmise à travers les impulsions reçues.

Le principe des processus de synchronisation et démodulation ainsi que leur complexité dépendent de la modulation utilisée en émission, mais aussi de l'architecture de réception.

1.5.1 Récepteur cohérent

Pour un canal à bruit additif blanc gaussien (AWGN), le récepteur optimal est le récepteur à corrélation qui consiste à corréler le signal reçu avec un motif local au niveau du récepteur et appelé *référence* ou *template*. Dans le cas du canal AWGN, ce motif est le filtre adapté au signal reçu [19], prenant ainsi en compte les transformations subies par le signal dans son parcours avant la chaîne de réception.

La figure 1.18 présente une synthèse des éléments constituant la chaîne de réception par corrélation. On y retrouve un filtre passe bande qui atténue le signal non désiré situé en dehors de la bande utile. Le filtre est suivi du corrélateur opérant sur le signal filtré et le motif de corrélation local. Au final on retrouve l'élément de décision qui effectue un choix sur l'information reçue en fonction du résultat de la corrélation.

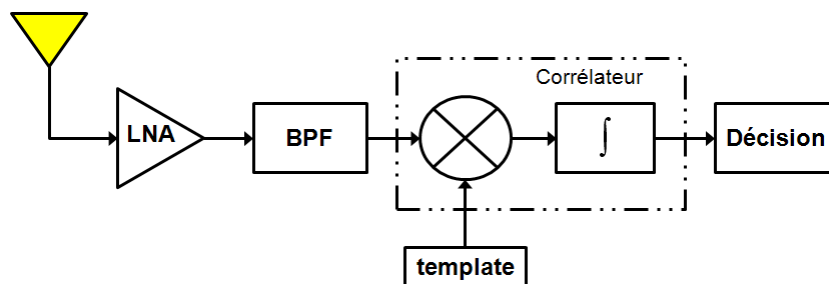


FIGURE 1.18 – Récepteur cohérent

Récepteur rake

Des solutions ont été proposées pour prendre en compte la multitude de trajets du canal UWB ; l'un des procédés rencontrés dans la littérature est le récepteur rake [19, 38,

39, 40] constitué d'un nombre de doigts réalisant chacun une corrélation sur le trajet sur lequel il est verrouillé, suivis d'une opération de combinaison sur l'ensemble des sorties des doigts. La performance du récepteur rake dépend de la technique de sélection des trajets ainsi que de la méthode de combinaison utilisées.

Les principales techniques de sélection des trajets pour le récepteur rake sont les suivantes :

- La sélection maximale : le récepteur rake idéal capture toute l'énergie du signal reçu avec un nombre L_r de doigts équivalent au nombre L de trajets du canal, on parle alors de total rake ou *A-rake* illustré en figure 1.19(a)[23]. L'inconvénient de cette approche est qu'elle requiert un nombre très élevé de doigts du rake, ce qui rend son implémentation très complexe voire impossible. La résolution ou capacité à discriminer chaque trajet dépend de la largeur de bande du signal et des algorithmes mis en œuvre pour distinguer l'amplitude de chaque trajet ; cela requiert une estimation très fine et instantanée du canal.
- Le rake sélectif : appelé *S-rake* et illustré sur la figure 1.19(b) [23], il consiste à opérer des corrélations uniquement sur les L_r trajets de plus forte amplitude parmi les L trajets de la réponse impulsionnelle du canal. Le nombre de trajets sélectionnés peut être limité au nombre de doigts du récepteur ou encore il peut correspondre aux trajets qui ont une amplitude supérieure à un seuil déterminé. Pour une réponse impulsionnelle donnée, les trajets sélectionnés peuvent être consécutifs ou éparpillés sur toute la profondeur du canal. Procéder à une combinaison des trajets ayant une énergie significative permet de réduire considérablement la complexité du S-rake comparé au A-rake.
- La sélection partielle : ce rake dit *P-rake* peut être considérée comme une approximation légère du S-rake, et consiste à combiner les L_r premiers trajets. Cette approche s'appuie sur l'hypothèse que les premiers trajets arrivés sont les plus forts et contiennent le plus d'énergie. Cependant avec le canal UWB, les premiers trajets ne sont pas toujours les plus forts, ce qui ne permet pas d'envisager des performances optimales avec le P-rake. Le principe de ce récepteur est illustré sur la figure 1.19(c)[23], et on y remarque que des trajets de forte amplitude n'ont pas été sélectionnés car n'arrivant pas parmi les premiers. Comme la connaissance des amplitudes n'est pas requise, ce récepteur sera de complexité de conception inférieure aux deux précédents, mais aussi de moins bonne performance.

En complément aux techniques de sélection des trajets interviennent les méthodes utilisées pour combiner les sorties des corrélations effectuées sur chaque doigt du rake. On peut citer parmi de nombreuses méthodes de combinaison des corrélations :

- Equal Gain Combining (EGC) [19] : les sorties des corrélateurs sont toutes additionnées avec un poids égal ; c'est le principe de combinaison le plus simple, et il ne requiert aucune connaissance de l'amplitude des trajets.

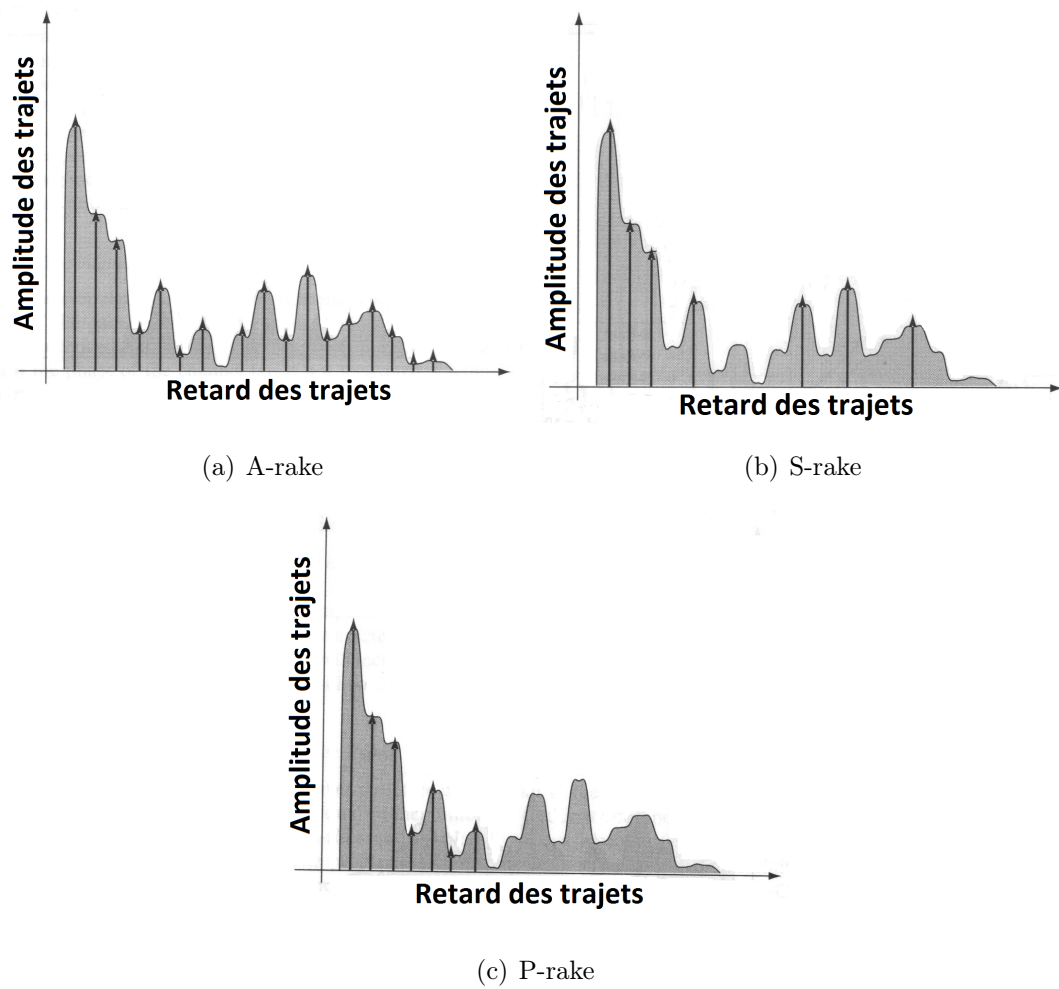


FIGURE 1.19 – Quelques variantes du récepteur rake [23]

- Maximum Ratio Combining (MRC) [19] : les sorties des corrélateurs sont pondérées en fonction de l’amplitude du signal reçu, avant d’être envoyées vers le système de décision. Cela requiert une estimation des amplitudes de chaque trajet, et maximise le SNR²⁹ instantané en absence d’interférence bande étroite mais ses performances se dégradent dans le cas contraire [41].
- Minimum Mean Square Error Combining (MMSEC) [38, 19] : les valeurs des corrélations sur l’ensemble des doigts du récepteur sont comparées lors de la décision, qui s’effectue en minimisant l’erreur quadratique moyenne entre ces corrélations. L’algorithme MMSEC a une plus grande complexité que les deux précédents ; toutefois ce principe de combinaison des trajets peut s’avérer optimal lorsque le système est soumis à de l’interférence bande étroite [41].

Choisir un nombre de doigts ainsi que de la méthode de combinaison de leurs corrélations revient donc à effectuer un compromis entre complexité et performance du récepteur.

Synchronisation

La synchronisation est une étape primordiale pour les performances du récepteur cohérent dans la mesure où elle permet d’estimer les instants d’arrivée des trajets. L’approche générale du récepteur à corrélation consiste à opérer une corrélation glissante du template sur le signal entrant, de sorte que les pics de corrélation correspondent aux supposés instants d’arrivée des différents trajets. Les récepteurs cohérents nécessitent une synchronisation précise pour fournir des performances optimales, ce qui implique une phase de synchronisation lourde, complexe et consommatrice en énergie [16]. La synchronisation avec le récepteur cohérent sera abordée plus en détail en section 4.3.1.

Démodulation

L’usage d’un corrélateur prenant en compte la diversité des trajets du canal implique les possibilités suivantes :

- Soit adapter le motif de corrélation de sorte qu’il soit aussi long que la réponse impulsionnelle du canal ; on crée ainsi un template *composite* qui est l’image de la réponse impulsionnelle du canal convoluée avec l’impulsion élémentaire [13].
- Soit effectuer une corrélation sur les trajet du canal détectés lors de la phase de synchronisation et suivant le type d’architecture dans le cas du rake.

La variable v soumise au bloc de décision du récepteur peut s’écrire :

29. Signal to Noise Ratio : rapport signal à bruit

$$v = \sum_{j=1}^{L_r} \int_{T_{corr}} \alpha_j r(t) \cdot \hat{w}(t) dt \quad (1.14)$$

Où $\hat{w}(t)$ est l'estimé du signal reçu (template), α_j est le coefficient associé à chaque corrélation suivant la méthode de combinaison, T_{corr} représente la durée de corrélation à définir de façon appropriée. Le principe de décision associé à la recombinaison des corrélations dépend de la modulation choisie en émission.

La décision effectuée sur v dépend du type de modulation de la transmission. Ainsi, dans le cas de l'OOK, v est comparé à un seuil ρ et l'on décide que le bit reçu est 1 si $v > \rho$ et 0 dans le cas contraire. Pour une modulation BPSK, le signe de la corrélation détermine la décision, et pour une modulation PPM, la corrélation est effectuée à chaque position possible de l'impulsion, la position qui fournit la valeur de corrélation la plus grande est alors choisie comme symbole reçu.

Conclusion

Le récepteur cohérent permet d'avoir des performances optimales. Cependant, le canal UWB par son caractère multi-trajets requiert des ajustements qui rendent l'architecture relativement complexe et gourmande en énergie (rake), et de plus, le principe de corrélation sur les divers trajets nécessite une fine synchronisation entre émetteur et récepteur, synchronisation devant être maintenue durant toute la transmission. D'autre part, si on veut réaliser les opérations du récepteur sous forme numérique, le nombre de bits ainsi que la vitesse du CAN³⁰ se révèlent élevés. Ces quelques éléments vont à l'encontre des notions de basse consommation, faible complexité et forte intégrabilité qui caractérisent généralement les attentes sur les systèmes UWB. Cela a mené à considérer d'autres types de récepteurs, plus simples et consommant moins, afin de traiter les signaux UWB.

1.5.2 Récepteur à détection d'énergie

Le récepteur non cohérent à détection d'énergie intègre l'énergie du signal reçu qui est contenue dans les trajets multiples collectés pendant une durée d'observation donnée. Ce récepteur est constitué d'un filtre passe-bande qui sélectionne la bande de fréquence désirée, un élément de mise au carré qui calcule la puissance instantanée du signal et d'un intégrateur qui va calculer l'énergie du signal reçu pendant une ou plusieurs durées d'observation T . Le signal $v(t)$ en sortie de l'intégrateur s'écrit :

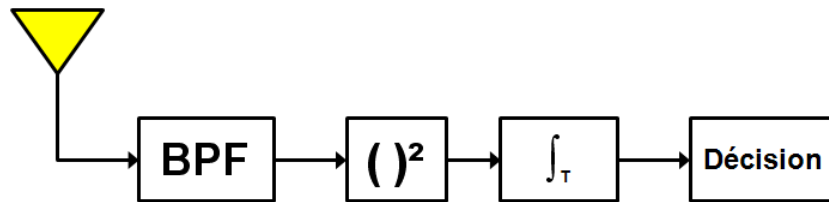
$$v(t) = \int_T r(t)^2 dt \quad (1.15)$$

30. Convertisseur Analogique Numérique

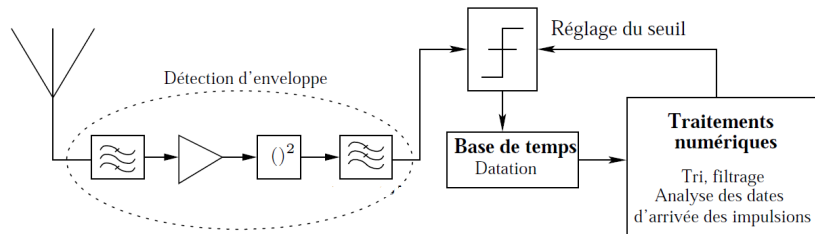
Le principe de la démodulation dépend de la modulation utilisée. Du fait de l'élévation au carré du signal, le détecteur d'énergie n'est pas en mesure de discerner la phase du signal reçu, ce qui le rend inapproprié pour toute modulation faisant intervenir la phase du signal telle que la BPSK.

Pour l'OOK, l'énergie en sortie de l'intégrateur est comparée à un seuil qui peut être fixe ou adaptatif à l'état du canal tel que proposé dans [16] (illustré en figure 1.20(b)) et revisité dans [13]. Ce seuil doit être défini de façon appropriée en fonction aussi bien du bruit collecté durant la fenêtre d'intégration que de la puissance de signal reçu.

Dans le cas de la PPM, on peut éviter la complexité associée à la définition d'un seuil approprié car l'énergie du signal reçu est évaluée aux instants possibles de la modulation. L'impulsion est considérée présente à l'instant qui fournit la valeur la plus grande de l'énergie en sortie de l'intégrateur.



(a) Détecteur d'énergie



(b) Détecteur d'enveloppe à seuil adaptatif

FIGURE 1.20 – Architectures de réception non cohérente à détection d'énergie [16, 13]

Dans le récepteur à détection d'énergie, la corrélation est remplacée par un calcul d'énergie, il y a donc une relaxe sur la contrainte du motif de corrélation local qui disparaît, et donc sur la synchronisation. Cela allège considérablement la consommation et la complexité du récepteur [42, 43] mais entraîne des performances moins bonnes [38, 44]. A titre d'exemple, le taux d'erreur binaire en fonction du rapport signal sur bruit (RSB³¹) sur un canal parfait (AWGN) et pour une modulation PPM est $Q(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}})$

31. Egalement désigné par SNR : Signal to Noise Ratio

avec le récepteur cohérent et $Q(\sqrt{\frac{E_b}{2N_0}})$ pour le détecteur d'énergie. Il y a donc une perte de 3dB pour un SNR donné [19].

Durée d'intégration

Le paramètre principal pour ce récepteur est la durée T et la position de la fenêtre d'intégration [44] qui doit être choisie de sorte à récupérer suffisamment d'énergie à partir des trajets multiples. Cependant, une fenêtre d'intégration trop grande entraîne une plus grande accumulation de bruit, ce qui a une incidence sur les performances [38]; par ailleurs, avec une fenêtre d'intégration courte, on renonce à la diversité des trajets car toute l'énergie du canal n'est pas prise en compte. De plus, réduire la durée d'intégration nécessite d'effectuer une synchronisation plus précise afin de déterminer le meilleur instant de déclenchement de l'intégration pour une collection d'énergie optimale.

La figure 1.21 [45] présente des courbes de niveau indiquant l'évolution du taux d'erreur binaire (TEB) en fonction de la durée d'intégration et du rapport signal à bruit (SNR), pour une modulation OOK et un modèle de canal IEEE802.15.3a-3. On constate que pour une performance donnée (une courbe de niveau), il existe une valeur de T optimale qui permet d'aboutir à la performance considérée avec une valeur minimale de SNR. En dessous et au-dessus de cette valeur de T , il faut un SNR supérieur pour maintenir le TEB. Cela s'explique par le fait que lorsque T augmente dans un premier temps, la quantité d'énergie augmente plus rapidement que le bruit. Au-delà de la valeur optimale de T , c'est la quantité de bruit collectée qui impacte plus que la quantité d'énergie reçue, d'où une augmentation du SNR requis pour un TEB donné.

Synchronisation

La complexité de la synchronisation du récepteur cohérent constitue un argument favorisant l'utilisation du récepteur non cohérent [46, 47, 48, 49]. En effet, afin d'éviter les dégradations de performances, le récepteur cohérent doit synthétiser un template correspondant au signal issu de la réponse impulsionnelle du canal, et l'aligner sur le signal reçu pour corrélation, avec une précision de l'ordre de quelques dizaines de picosecondes [16, 44].

Pour le détecteur d'énergie, la synchronisation consiste à déterminer l'instant le mieux approprié pour débiter la collection de l'énergie contenue dans les trajets multiples du canal UWB (figure 1.22(a)). C'est une approche qui requiert moins de précision et octroie une plus grande marge sur l'instant de collecte d'énergie, de l'ordre de la nanoseconde (une marge de 10% autour de l'instant idéal est évoquée dans [44]). L'influence de l'instant de déclenchement de la synchronisation est présentée dans [45], et la figure 1.22(b) présente le taux d'erreur binaire sur un canal UWB IEEE802.15.3a-4, suivant la durée d'intégration et en fonction de l'instant de positionnement de la fenêtre d'intégration. On peut y voir qu'il y a une marge de 30ns autour de l'arrivée du premier trajet (-15ns à +15ns) pour

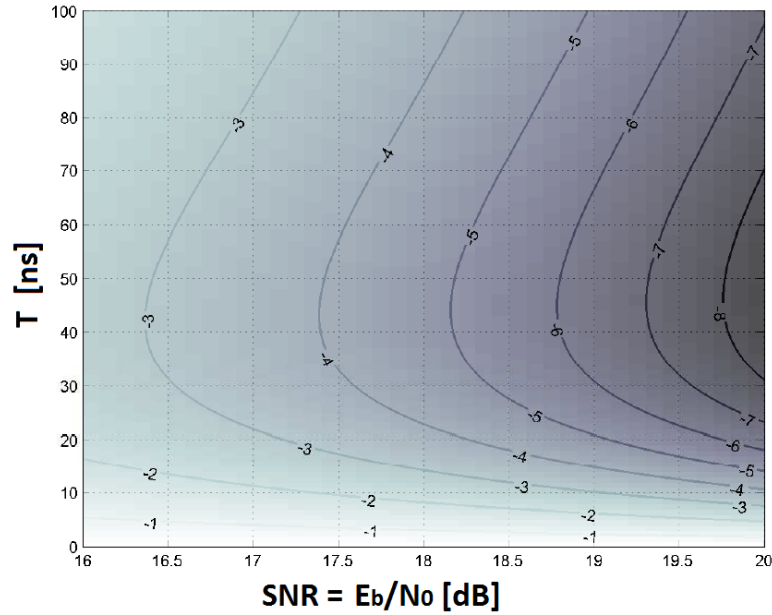
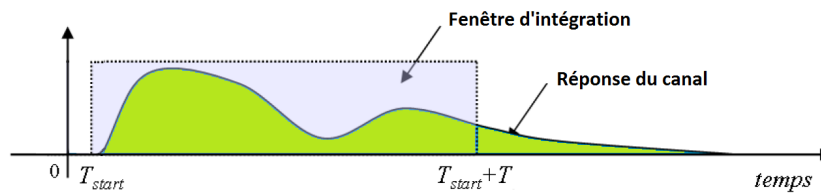


FIGURE 1.21 – Influence de la durée d’intégration sur la probabilité d’erreur pour un détecteur d’énergie et une modulation OOK [45]

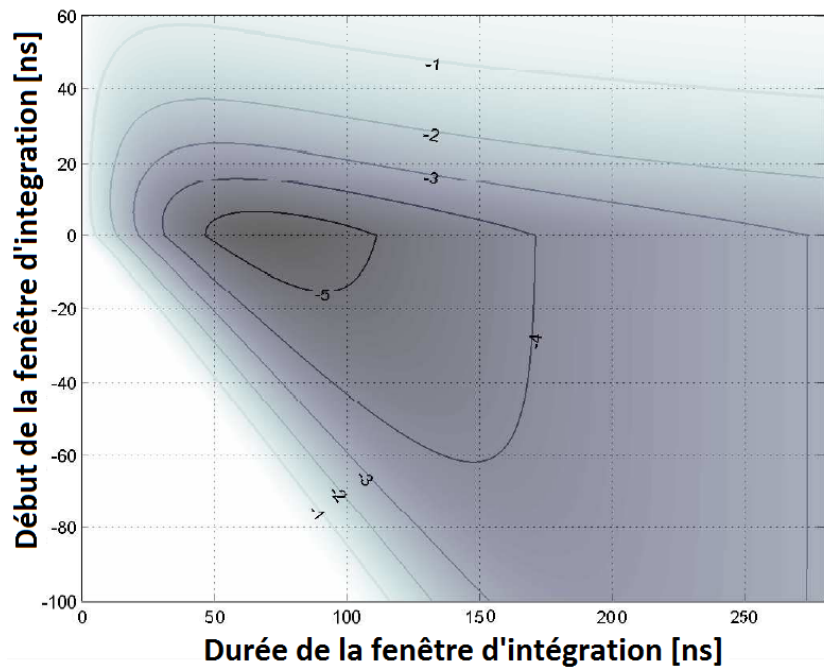
positionner la fenêtre d’intégration de durée 80ns et pour un taux d’erreur binaire ciblé de 10^{-5} . Cependant, les valeurs de cette analyse sont étroitement liées à la réalisation de canal utilisée.

1.5.3 Récepteur à transmission de référence

Le récepteur à transmission de référence, également désigné par *récepteur à auto-corrélation*, ou encore *récepteur différentiel*, est le troisième type de récepteur que l’on retrouve dans la littérature [50][51][52][53] et il peut à juste titre être considéré comme un intermédiaire entre les deux récepteurs étudiés précédemment. Ce récepteur est basé sur la corrélation du signal reçu par sa version retardée d’une durée T_d (équation 1.16). Du point de vue de l’émetteur, deux impulsions successives sont émises avec un intervalle de temps T_d . Le choix de la forme de ces impulsions et donc le principe de décision dépendent de la modulation utilisée pour la transmission. Dans le cas par exemple de la DBPSK, et sans perte de généralité, les deux impulsions sont identiques si l’on émet le symbole $+1$ et en opposition de phase si l’on émet le symbole -1 ; les résultats des corrélations sont respectivement positif et négatif. Les principaux éléments qui déterminent les performances de ce récepteur sont la durée du retard entre les deux impulsions et la durée d’intégration qui doivent être choisies de façon judicieuse pour optimiser les



(a) Position de l'instant de synchronisation



(b) Probabilité d'erreur en fonction du temps d'intégration

FIGURE 1.22 – Influence de la position de la fenêtre d'intégration [45]

performances.

$$v(t) = \int_T r(t).r(t - T_d)dt \quad (1.16)$$

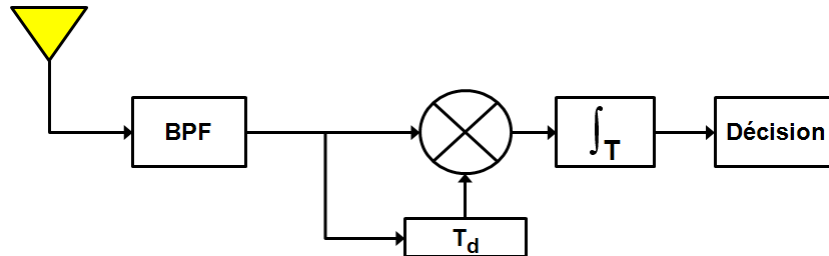


FIGURE 1.23 – Récepteur non cohérent à autocorrélation

Le récepteur à autocorrélation ne nécessite pas l'estimation du canal et présente donc une complexité inférieure au récepteur cohérent. Toutefois, bien que ce récepteur se prête parfaitement aux analyses théoriques, il demeure en réalité très difficilement intégrable du fait de la réalisation de la ligne de retard. En effet, il faut compter 30cm de ligne pour effectuer un retard de 1ns, ce qui laisse augurer des valeurs ne facilitant pas la conception de systèmes de faible encombrement. Par ailleurs, la réalisation sous forme numérique permet de résoudre ce problème mais au prix d'un CAN de fréquence d'échantillonnage et de consommation élevées.

1.5.4 Conclusion

Trois principaux types de récepteurs ont été présentés dans ce chapitre. Le récepteur cohérent permet d'obtenir les meilleures performances, mais présente l'inconvénient d'une complexité importante de l'architecture. Un moyen de limiter cette complexité consisterait à opter pour un *rake* sélectif ou partiel qui se concentrent tous deux sur une partie des trajets du canal pour démoduler. Un tel choix se fait naturellement au détriment de la performance, et il faut donc trouver un compromis entre la dégradation des performances et la relaxe en complexité. On peut enfin retenir que ce récepteur convient pour des équipements ayant suffisamment d'énergie ou en mesure d'être rechargés, mais ne convient pas pour les éléments à très faible consommation et à forte contrainte d'intégrabilité. Au prix d'une dégradation des performances, le récepteur cohérent peut être contourné par le récepteur à autocorrélation, mais pour ses difficultés d'implémentation nous n'envisagerons pas de faire usage de ce récepteur dans la suite de ce travail. Enfin, toujours au prix d'une dégradation des performances par rapport au récepteur cohérent, le détecteur d'énergie permet véritablement de réduire la complexité et la consommation du système tout en gagnant en intégrabilité et en coût du système.

1.6 Couche physique IEEE802.15.4a-2007

Les premières tentatives de normalisation de l'UWB à des fins de communication ont eu lieu dans le cadre des activités du groupe IEEE802.15.3a qui devait proposer une couche physique alternative à haut débit reposant sur l'UWB comme amendement au standard IEEE802.15.3 et pour des applications d'imagerie et multimédia entre autres. Ce groupe a établi des modèles de canal UWB et deux propositions de couche physique, le Multi-Band Orthogonal Frequency Division Multiplexing (MB-OFDM) et le Direct Sequence UWB (DS-UWB), appuyée chacune par une alliance industrielle. Le désaccord prolongé sur le choix de l'une ou l'autre des deux propositions a entraîné la dissolution du groupe en janvier 2006.

En 2007 le groupe de travail TG4a IEEE802.15 introduisait le document technique IEEE Std 802.15.4a-2007 [54] portant sur une couche physique UWB alternative à la couche IEEE802.15.4 pour les réseaux personnels bas débit (WPAN³²). Cette couche physique UWB avait pour objectif de fournir de meilleures performances et aussi d'apporter un nouveau service de mesure précise de la distance (ranging-localisation). De nombreuses informations sur cette couche physique peuvent être extraites dans le document de la norme [54], et une bonne présentation en est effectuée dans [55]. Nous nous contenterons ici de présenter quelques éléments en rapport avec le travail que nous avons effectué.

Dans une première mesure, le standard définit trois groupes de bande de fréquence dans lesquelles opèrent ces systèmes UWB (tableau 1.1) :

- Une bande sous le GHz comprise de 249.6MHz à 749.6MHz
- Une bande basse de 3.1GHz à 4.8GHz
- Une bande haute de 6.0GHz à 10.6GHz

Les trois bandes sont réparties en 16 canaux (le premier est centré à 500MHz et les 15 autres sont compris entre 3.1 et 10.6GHz) dont la largeur de bande est de 500MHz sauf pour 4 canaux possédant des largeurs entre 1GHz et 1.4Ghz. Comme indiqué dans le tableau 1.1, les canaux 0, 3 et 9 sont obligatoires respectivement dans la bande sous le gigahertz, la bande basse et la bande haute, afin d'être compatibles avec les masques américain, européen et japonais. Les 14 autres canaux sont optionnels et les 4 canaux qui possèdent les plus grandes largeurs de bande sont définis de sorte à permettre aux équipements de transmettre avec une puissance plus grande (pour une dsp fixe) ; en effet, tout en augmentant la précision en localisation, cela favorise une portée supérieure mais aussi une meilleure résistance aux trajets multiples du canal.

32. Wireless Personal Area Networks

Canal	Fréquence centrale (MHz)	Largeur de bande (MHz)	Bande UWB
0	499.2	499.2	bande sous GHz obligatoire
1	3494.4	499.2	bande basse
2	3993.6	499.2	bande basse
3	4492.8	499.2	bande basse obligatoire
4	3993.6	1331.2	bande basse
5	6489.6	499.2	bande haute
6	6988.8	499.2	bande haute
7	6489.6	1081.6	bande haute
8	7488.0	499.2	bande haute
9	7987.2	499.2	bande haute obligatoire
10	8486.4	499.2	bande haute
11	7987.2	1331.2	bande haute
12	8985.6	499.2	bande haute
13	9484.8	499.2	bande haute
14	9984.0	499.2	bande haute
15	9484.8	1355	bande haute

TABLE 1.1 – Canaux de la norme 802.15.4a-2007 et paramètres associés

La couche physique repose sur une modulation combinant la PPM et la BPSK. Cependant, le standard a proposé une version originale de transmission des impulsions, le *burst*, dans lequel toutes les impulsions du symbole sont concaténées avec une PRP³³ de 2ns. Deux PRP moyennes³⁴ ont également été définies, la première de 256ns (PRF³⁵=3.9MHz) et la seconde de 64.1ns (PRF=15.6MHz), la première permettant d'émettre des impulsions de plus forte puissance.

Suivant la modulation PPM, un temps symbole de durée T_s est divisé en deux in-

33. Pulse Repetition Period

34. Intervalle de temps moyen entre deux impulsions consécutives

35. Pulse Repetition Frequency

intervalles de durée égale contenant l'un ou l'autre le burst d'impulsions selon la valeur de l'information à transmettre. Chaque demi-temps symbole est divisé en deux parties égales, la première étant destinée aux positions possibles du burst d'impulsions et la deuxième partie servant d'intervalle de garde pour limiter les interférences entre impulsions. Il y a ainsi N_{burst} intervalles de durée T_{burst} dans un temps symbole tel que $T_s = N_{burst} \times T_{burst}$. Chaque quart du temps symbole est divisé en $N_{hop} = N_{burst}/4$ slots représentant la longueur du code de saut temporel qui est utilisé pour discriminer les réseaux situés dans une même zone. Dans un burst il y a N_{cpb} chips qui représentent le nombre d'impulsions consécutives et détermine le débit de la transmission. A l'intérieur d'un burst, les impulsions sont modulées en BPSK suivant une séquence binaire de valeurs $\{-1, +1\}$. La figure 1.24 nous illustre le principe de cette structure de couche physique avec arbitrairement $N_{burst} = 16$

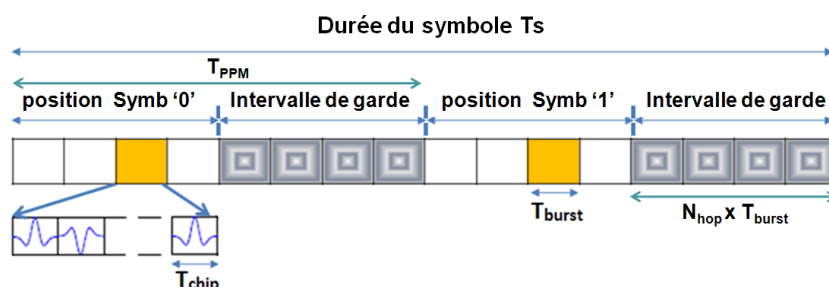


FIGURE 1.24 – Structure de couche PHY de la norme 802.15.4-2007

Cette structure a été choisie pour que la couche physique puisse être compatible aussi bien avec les récepteurs cohérents, en mesure de détecter la position comme la phase des impulsions, que les récepteurs non cohérents sensibles uniquement à la position du burst. Le regroupement des impulsions en burst permet de concentrer l'énergie des impulsions émises, ce qui est un élément favorable à l'intégration d'énergie du récepteur non cohérent. Cela permet également de conserver un rapport cyclique faible et fixe favorisant une architecture très basse consommation [34, 54] ainsi que la coexistence avec d'autres équipements UWB [54]. Par ailleurs, la norme inclut l'usage d'un code de Reed Solomon RS(63,55) appliqué systématiquement aux données, et qui peut être couplé à un code convolutionnel systématique de Viterbi (FEC³⁶) de rendement 1/2, de sorte que le taux de codage global soit sensiblement égal à 0.44. Cela produit alors 1 bit de code pour 1 bit d'information tels que le bit transmettant l'information soit déterminé par la position du burst tandis que le bit de code est transmis par la phase du burst, donnant ainsi le choix au concepteur d'utiliser des architectures de réception cohérentes ou non cohérentes [13].

36. Forward Error Correction

Enfin, la norme IEEE 802.15.4-2007 permet de disposer de débits variables en jouant sur le nombre d'impulsions par symbole (via le paramètre N_{cpb}) car la PRP moyenne reste fixe. Le tableau 1.2 nous présente les jeux de paramètres pour les débits de donnée disponibles dans la norme après codage Reed Solomon RS(63,55) et codage correcteur de rendement 1/2.

PRF_{moy} (MHz)	N_{cpb}	N_{burst}	N_{hop}	T_{burst} (ns)	T_{symp} (ns)	Débit (Mbps)	Codage des données
15.6	128	32	8	256.4	8205	0.11	RS + FEC
	16	32	8	32	1025.6	0.85	RS + FEC
	2	32	8	4	128.2	6.81	RS + FEC
	1	32	8	2	64.1	27.24	RS
3.9	32	128	32	64.1	8205	0.11	RS + FEC
	4	128	32	8	1025.6	0.85	RS + FEC
	2	128	32	4	512.8	1.7	RS + FEC
	1	128	32	2	256.4	6.81	RS

TABLE 1.2 – Débits possibles avec la couche PHY de la norme 802.15.4a-2007

La couche physique IEEE802.15.4a-2007 dispose de nombreux mécanismes paramétrés au niveau de la couche physique ou de la couche MAC (ALOHA, LDC, étalement de spectre etc...) permettant la coexistence entre systèmes UWB et avec d'autres technologies sans fil. L'ensemble de ces éléments est précisé dans le document de synthèse de la normalisation IEEE802.15.4a-2007 [54].

1.7 Conclusion

La technologie UWB-IR présente de nombreux atouts parmi lesquels la grande portion des fréquences allouées, qui favorise une largeur de bande permettant théoriquement d'atteindre des débits élevés malgré une faible puissance d'émission. La répartition d'une faible quantité d'énergie sur une grande largeur de bande permet à l'UWB de coexister avec d'autres technologies sans fil qui perçoivent finalement les communications UWB comme du bruit de faible interférence. L'aspect impulsionnel du signal et la grande largeur de bande qui en découle fournissent une bonne résolution temporelle permettant de discriminer les différents trajets du canal, apportant une certaine *immunité* aux trajets-multiples, une robustesse aux évanouissements et une bonne capacité de localisation. Enfin, l'ensemble de ces propriétés favorise la conception de systèmes de très

1.7 Conclusion

basse consommation, de faible complexité et donc de faible coût d'implémentation. C'est donc une technologie qui se prête bien aux applications liées à des réseaux de capteurs de faible consommation énergétique et bas coût.

2 Body Area Networks

2.1 Introduction

Le Body Area Network (BAN) est un réseau porté sur le corps humain et constitué d'éléments qui peuvent communiquer entre eux (figure 2.1) en vue d'échanger des données ou des informations pour la coordination du réseau. Il existe déjà de nombreuses applications présentant des éléments portés sur le corps et communicant entre eux ou vers un équipement distant du corps au travers de liaisons filaires. Le BAN vise à supprimer tous ces fils au profit de communications sans fil permettant de recueillir et regrouper des informations d'ordre physiologique, les stocker, les enregistrer ou les transmettre à une unité distante qui prendra des mesures en fonction de l'information reçue. Les différents éléments du réseau peuvent être localisés à l'intérieur du corps, portés sur la peau, dans les vêtements ou encore à l'extérieur du corps mais dans un voisinage très proche.

La plupart des réseaux corporels existant aujourd'hui sont liés aux applications médicales, mais le BAN ambitionne d'explorer un champ plus large de domaines d'applications tels que le sport ou encore le multimédia. Les éléments du réseau doivent être en mesure de communiquer les uns avec les autres en utilisant la même interface air, quelles que soient les applications visées.

Le défi avec les BAN est de mettre en œuvre les mesures nécessaires de sorte que chaque élément puisse trouver sa place dans le réseau, et que chaque application ait assez de ressource pour fonctionner promptement suivant deux contraintes majeures : une transmission de faible portée à très faible puissance et à débit variable.

Le réseau peut être muni d'un **coordonateur** qui est le dispositif le plus apte à prendre des décisions et contrôler le réseau entier. Il doit pouvoir collecter les informations, les expédier à l'intérieur ou en dehors du réseau, et gérer l'utilisation des ressources spectrales dans le temps. On peut considérer que le réseau est actif lorsqu'il y a un minimum de deux éléments qui communiquent, l'un étant désigné coordonnateur. Cependant, les éléments du réseau peuvent coexister et coopérer sans coordonnateur suivant le protocole MAC utilisé [13].

2.2 Applications pour le BAN

Comme évoqué auparavant, les applications du BAN peuvent être regroupées en trois grands domaines : les applications liées au domaine médical, les applications liées au sport

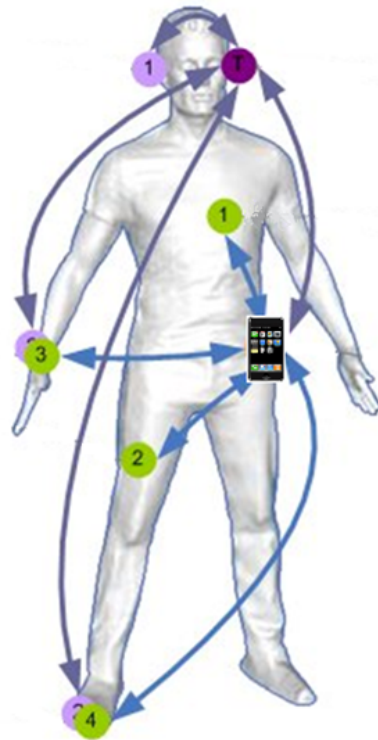


FIGURE 2.1 – Réseau BAN avec son coordinateur (mobile) [56]

et enfin les applications pour le multimédia et le divertissement. Les contraintes liées aux applications de ces trois catégories ne sont pas les mêmes car les objectifs et besoins divergent. Nous allons d’abord parcourir quelques exemples d’applications liées à chaque domaine et les équipements associés. Par la suite, nous distinguerons quels peuvent en être les besoins et les exigences de réalisation.

2.2.1 Domaine médical

Les applications médicales visent à fournir des services qui peuvent aider des personnes à améliorer leurs conditions de santé au quotidien. Des informations physiologiques sont collectées à l’aide de capteurs situés à l’intérieur, en surface ou à proximité du corps humain. Les informations issues des différents capteurs peuvent alors être transmises à un centre de soins distant pour une analyse par un spécialiste. L’utilisation d’un BAN dans ce contexte peut aider à accroître la mobilité des patients qui nécessitent une surveillance permanente. Un réseau BAN utilisé pour le médical est illustré en figure 2.2.

Les types d’applications médicales que nous pouvons rencontrer sont :

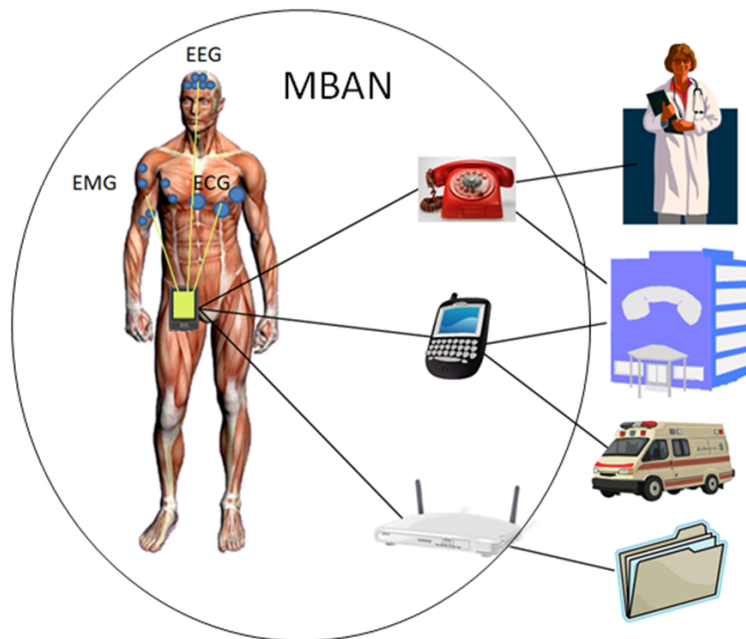


FIGURE 2.2 – Réseau BAN pour les applications médicales [57]

- L'identification de la position du patient qui entraîne l'envoi d'un message au spécialiste afin de l'alerter d'une situation anormale, et permet de déclencher une intervention si le besoin s'en faisait sentir.
- Capteurs de rythme et monitoring cardiaque : ces informations servent à surveiller le rythme cardiaque d'un patient afin de pouvoir réagir très rapidement en cas de crise cardiaque ou de comportement anormal du cœur. Avec les données envoyées par le moniteur, le spécialiste peut décider d'effectuer une intervention immédiate et envoyer une ambulance au patient, avec le traitement nécessaire et approprié. Cela permet de limiter le délai entre le déclenchement de l'alerte et l'application des soins au patient.

Dans cette lignée d'applications on note particulièrement l'électrocardiogramme (ECG) : l'objectif d'une sonde d'ECG est de mesurer l'activité électrique du cœur. Un signal cardiaque électrique est enregistré par des électrodes à la surface de la peau ou avec l'intermédiaire de fils insérés dans des artères du cœur. Du fait de cette position des capteurs dans les artères, la durée de vie de la sonde doit avoisiner 10 ans. La collecte de tous ces éléments peut faciliter la surveillance en temps réel de l'état du patient dans un hôpital mais aussi à domicile. L'ECG fournit au cardiologue une importante information de diagnostic, et bien qu'interpréter un ECG relève des compétences d'un spécialiste, l'enregistrement d'ECG à domicile

peut être d'un grand secours pour le diagnostic par un médecin pour certains problèmes de santé.

- Le pacemaker : il envoie périodiquement des informations sur l'état du cœur et sur sa propre situation. Selon l'information envoyée par le pacemaker, une réaction peut être décidée en cas d'événement inhabituel au niveau du cœur ou du stimulateur. Le spécialiste peut également piloter le stimulateur depuis le centre de soins.
- Moniteur de glucose et pompe à insuline : pour les patients diabétiques, les moniteurs de glucose dans un BAN peuvent aider à réguler le taux de glucose sanguin. En cas d'excès ou de carence, une alerte est envoyée au centre de soins où un spécialiste peut recommander un comportement particulier au patient, tel qu'une injection d'insuline. En cas de difficulté de mouvements de la part du patient, le spécialiste peut par exemple commander à distance la pompe pour administrer une dose adéquate d'insuline au patient.
- Les capteurs de pression sanguine : la pression sanguine est un paramètre important pour le monitoring des patients. Elle peut être sujette à une forte variation dans une journée et de plus, une hypertension occasionnelle peut être un facteur de problèmes plus graves tels qu'une hémorragie cérébrale ou une rupture d'anévrisme. La surveillance de la variation de la tension artérielle requiert beaucoup d'attention d'autant plus qu'une mesure de la tension artérielle à domicile est recommandée pour limiter l'hypertension souvent occasionnée par la présence du patient en environnement médical. Si la pression est à une valeur anormale, l'alerte est donnée au patient pour qu'il prenne ses médicaments, ou une ambulance est envoyée par le centre de santé en cas d'urgence.
- L'électroencéphalographie (EEG) : c'est une méthode d'exploration cérébrale qui fournit des informations sur l'activité électrique du cerveau à l'aide d'électrodes placées sur le cuir chevelu ou sous la surface du crâne, directement au niveau du cortex cérébral. Le résultat se présente sous la forme d'un tracé appelé électroencéphalogramme. Cet examen permet la surveillance de l'activité neurophysiologique du cerveau avec pour objectif le diagnostic neurologique [58].
L'EEG est généralement utilisé dans l'étude de l'épilepsie, mais d'autres pathologies ou affections du système nerveux peuvent être analysées avec un électroencéphalogramme, notamment :
 - Le diagnostic d'un état de mort cérébrale (tracé nul)
 - Les troubles de la conscience et de la vigilance (coma, confusion)
 - Les troubles du sommeil
 - Les encéphalites nécrosantes comme la méningo-encéphalite herpétique

- La maladie de Creutzfeldt-Jakob
- Le suivi de l'enfant prématuré
- Les lésions cérébrales (hémorragie cérébrales, ...)

Par la surveillance à domicile, des enregistrements sur le long terme peuvent être obtenus, et des anomalies survenant rarement peuvent ainsi être détectées.

On peut énumérer encore de nombreux autres exemples d'applications visant à faciliter le quotidien des patients, ou servant à l'anticipation des problèmes éventuels. De façon générale, les scénarii du BAN peuvent réduire la charge de travail des infirmières et favoriser une amélioration de l'efficacité des soins à domicile et du suivi à distance des patients.

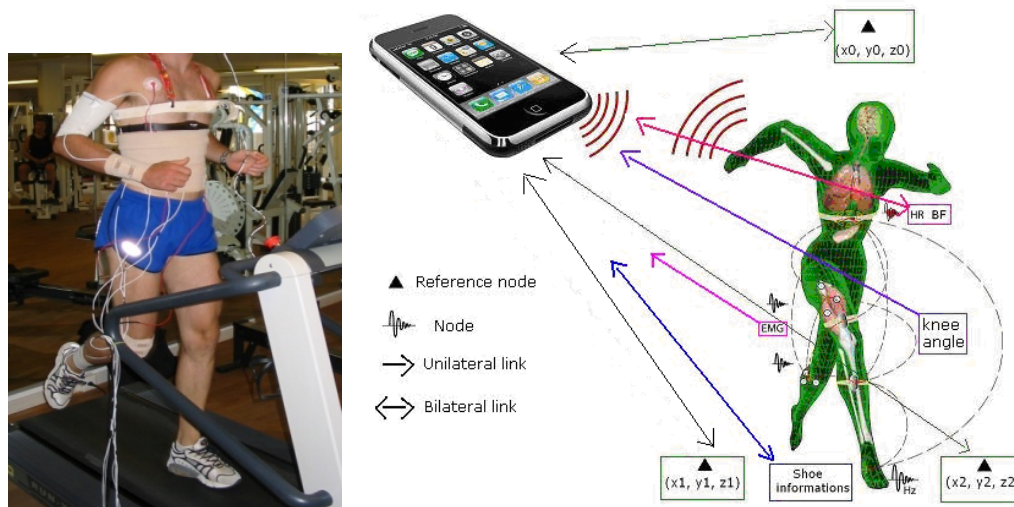
2.2.2 Applications pour le sport

Le BAN trouve un grand intérêt dans le domaine du sport avec deux approches. La première est liée au monitoring sportif et l'amélioration des performances physiques, tandis que la seconde approche vise le perfectionnement de l'équipement de sport.

Dans le premier cas, il s'agit d'un réseau de capteurs qui peuvent en permanence acquérir et transmettre des données sur l'état du corps au repos ou pendant un effort physique. Suivant l'information transmise, le coach physique peut constater le comportement des muscles et du corps face à un effort particulier. Il peut alors arrêter l'exercice ou l'adapter de sorte à cibler une partie du corps ou des muscles. L'utilité de telles applications peut particulièrement se manifester lors de séances de rééducation en kinésithérapie où il peut être utile de pouvoir stimuler un muscle en particulier. Comme c'est le cas dans les applications médicales, les implants peuvent s'avérer d'une grande utilité pour la collecte de certaines informations physiologiques internes. En effet, la connaissance de la température corporelle, la pression du sang, la glycémie *etc.* sont autant d'éléments qui peuvent permettre à l'athlète d'améliorer des aptitudes telles l'oxygénation des muscles, l'endurance, la diététique...

En fonction de l'information devant être transmise, les capteurs sont situés sur la peau, à l'intérieur du corps ou dans son environnement très proche. La figure 2.3(a) présente un sportif couvert de capteurs filaires et contraint à exercer son activité de course sur une machine en salle de sport, afin que les informations puissent être acheminées au collecteur et éventuellement analysées par son coach sportif. La figure 2.3(b) présente la situation du coureur équipé de capteurs sans fil transmettant l'information au collecteur (téléphone mobile) qui sert de relais avec le coach sportif, ce qui permet au coureur de bénéficier de la liberté de pratiquer son exercice dans l'environnement qui lui convient le mieux.

La deuxième catégorie d'applications sportives consiste à collecter les mêmes informa-



(a) Réseau BAN filaire pour le sport

(b) Réseau BAN sans fil pour le sport

FIGURE 2.3 – Réseau BAN pour les applications liées au sport [56]

tions physiologiques en vue d'améliorer les caractéristiques mécaniques de l'équipement de sorte qu'il soit mieux adapté à l'utilisation par le sportif. En effet, l'environnement dans lequel l'activité est pratiquée, les conditions climatiques et la réaction du corps en fonction de l'effort fourni sont autant d'éléments qui influencent les performances du sportif. La connaissance de leur impact peut aider à adapter l'équipement au travers de nombreux paramètres (textiles, chaussures...) en vue d'optimiser la résistance à l'effort et les performances du sportif. Le principe de l'amélioration de l'équipement pour optimiser les performances de l'individu est une préoccupation qui se retrouve également de façon permanente au sein de l'armée avec les soldats déployés sur le terrain de guerre, et qui ont besoin d'un équipement leur permettant d'être le plus efficace possible sur les champs de bataille.

Dans les différents cas d'utilisation possibles du BAN pour l'amélioration des performances, le réseau est composé de capteurs et éventuellement d'une unité centrale qui collecte les informations et gère le réseau comme illustré en figure 2.3. Suivant la situation, les données sont immédiatement analysées ou elles sont stockées pour une analyse ultérieure.

2.2.3 Multimédia et le divertissement

Ces applications concernent le divertissement principalement mais aussi le contrôle à distance des équipements. Il s'agit d'échanges de flux audio et vidéo, de données, de commandes, et de la détection de mouvements. Comme illustré en figure 2.4, le réseau est composé de différents éléments d'usage quotidien tels la montre, le téléphone, les lunettes, le kit oreillette sans fil...

Dans ce contexte, chaque élément peut communiquer et échanger de l'information avec tout autre élément du réseau, avec un coordinateur qui est l'élément le plus apte à manager correctement le réseau.

On peut regrouper les applications multimédia suivant les débits requis comme suit :

Applications à débit moyen : audio et données

- Échanges audio et voix entre le téléphone mobile / smartphone / i-pod et les écouteurs sans fil.
- Affichage de l'appelant sur la montre.
- Affichage sur la montre ou les lunettes sans fil de la liste de lecture et des informations du média lu par le baladeur.
- Contrôle du smartphone ou du téléphone mobile par la montre, la voiture ou un contrôleur externe.
- Détection de la présence d'objets autour de la personne (oubli des clefs, perte du téléphone ou du porte monnaie...).
- Services de détection d'humeur : services liés à l'humeur de l'individu, à partir de laquelle sont générées des actions particulières telles que le déclenchement d'une musique particulière suivant.
- Extraction d'informations et échange d'affichage entre le mobile, le PDA le baladeur numérique, la voiture (GPS, musique, destination...).
- Les diverses applications pour le monitoring sportif sur terminal mobile.

Applications haut débit : vidéo et jeux

- Affichage sur des lunettes sans fil ou l'écran LCD du véhicule d'un contenu vidéo contenu dans le smartphone ou le baladeur.
- Appel visio avec les lunettes sans fil ou la montre pour afficheur.
- Affichage panoramique d'images HD sur un écran ou les lunettes sans fil.
- Jeux vidéo et contrôle sans fil des personnages et de leurs mouvements.
- Interaction et interopérabilité avec les autres réseaux (PAN, LAN...) pour l'affichage vidéo ou le transfert de données.



FIGURE 2.4 – Communications multimédia dans un BAN

2.3 Normalisation du BAN

Pour que les réseaux BAN puissent émerger sur le marché, il est nécessaire d'établir un cadre fixant quelques bases pour le réseau, et permettant surtout d'uniformiser les produits et limiter ainsi l'apparition de solutions propriétaires qui mènent généralement à des produits incompatibles s'il ne sont pas issus du même fabricant.

Le groupe de travail désigné par IEEE802.15.6 a ainsi été créé pour mettre en place un cadre de normalisation pour les réseaux BAN. Entre 2007 et 2011, ce groupe rassemble les chercheurs des univers académiques et industriels qui s'attèlent à définir et orienter les éléments nécessaires à la réalisation des applications évoquées dans la section 2.2. Les travaux du groupe IEEE802.15.6 ont mené à la spécification des requis techniques pour chacune de ces applications, à l'étude et la modélisation du canal de propagation BAN mais aussi à l'étude des couches physiques et MAC potentielles.

2.3.1 Spécifications techniques pour les BAN

Nous présentons ici les contraintes techniques retenues par le groupe IEEE802.15.6 pour les applications BAN, et qui ont servi de fil conducteur dans les diverses propositions de couche physique et MAC qui lui ont été soumises :

- **Topologie** : les composants du réseau peuvent être localisés n'importe où sur le corps, à l'intérieur ou à sa proximité. Le nombre de nœuds peut être élevé (jusqu'à 256) et le réseau peut être en topologie étoile ou pair-à-pair. Certains éléments du réseau peuvent faire office de relais pour d'autres, et le réseau aura au moins

un coordinateur. La connexion tout comme la déconnexion du réseau doivent être simples et rapides ($< 3s$), sans que la sécurité du réseau ne soit mise en péril.

- **Débits** : le débit du lien entre deux noeuds BAN est compris entre 10 kb/s et 10 Mb/s, et varie fortement d'une application à l'autre. Les transmissions pour les applications médicales nécessiteront probablement le moins de débit, tandis que les applications multimédia, en particulier la vidéo, seront à l'origine des plus grands besoins en débit.
- **Portée** : une portée minimale de 3 mètres doit être supportée entre deux noeuds du réseau BAN avec une extension possible jusqu'à 5m.
- **Qualité de service (QoS)** : la qualité de service est un élément clé d'évaluation du réseau. Les applications n'ont pas les mêmes exigences de sécurité, et on retrouve une nécessité de fiabilité du lien plus accrue pour les applications médicales qui portent sur des données très sensibles et parfois vitales. Le taux d'erreur admissible doit être inférieur à 10^{-10} dans certains cas d'applications. Cette contrainte est moindre pour les secteurs du sport et du loisir où l'on a des seuils de l'ordre de 10^{-3} à 10^{-6} . Dans les transmissions, la priorité est accordée aux transmissions d'alarmes, qui peuvent intervenir dans des cas de forte urgence. Pour une portée de 3m, le taux d'erreur paquet doit être inférieur à 10% pour plus de 95% des situations de canal. La latence¹ pour les applications médicales doit être inférieure à 125ms et inférieure à 250ms dans les autres cas et la gigue² inférieure à 50ms.
- **Consommation en énergie** : certaines applications nécessitent des éléments dont la durée de vie des batteries est de l'ordre de plusieurs mois, voire des années, tandis que pour d'autres applications, la durée de vie des batteries avoisine la dizaine d'heures. Dans tous les cas, le réseau doit être défini de sorte que la consommation soit minimale. Cela passe par une faible consommation des architectures d'émission et de réception pour la couche physique autant que par les mécanismes établis au niveau de la couche MAC.
- **Antennes** : nous n'aborderons pas la question des antennes dans ce manuscrit. On peut cependant retenir que la nature de l'antenne et sa position sur le corps jouent un rôle important sur les pertes de propagation du signal (section 2.3.3). L'antenne peut être contenue dans l'équipement, située sur la peau ou encore à l'intérieur des

1. Temps nécessaire à un paquet de données pour passer de la source à la destination à travers le réseau

2. Fluctuation (variation, glissement) du signal en phase ou dispersion temporelle - exprime la variation de l'écart initial entre deux paquets émis

vêtements.

- Mobilité : le corps humain est sujet à une forte mobilité des membres, en particulier lors d'une activité (sport, marche...), ce qui entraîne une variation du canal de propagation pouvant influencer la communication. Cette instabilité peut certes être à l'origine d'une dégradation des performances, mais il faut que la communication entre les nœuds persiste avec un minimum de qualité.
- Coexistence : il est retenu que 10 réseaux BAN doivent pouvoir coexister dans un volume de $6m \times 6m \times 6m$. De plus le réseau doit être établi de sorte qu'il puisse survivre dans un environnement sujet à de l'interférence sans fil de nature diverse, aussi bien pour les bandes ISM que pour les fréquences UWB.

2.3.2 Principes du canal UWB

Un modèle de canal aide à prévoir le comportement du signal dans le type d'environnement auquel le système à concevoir sera confronté, afin de définir au mieux une architecture permettant une bonne transmission de l'information. En effet, les applications et environnements sont divers et variés, et la propagation de l'onde ainsi que la récupération de l'information transmise sont très étroitement liées au canal. La figure 2.5 présente certaines influences causées par le canal de transmission sur le signal $s(t)$ émis qui peut être modifié dès l'antenne d'émission. Dans un cas idéal en espace libre, et en fonction de la distance entre émetteur et récepteur, le signal est affecté uniquement d'une atténuation et d'un retard. La réalité est toute autre car le milieu de propagation s'avère plus complexe et composé d'une multitude d'obstacles perturbant la propagation du signal. La connaissance et la modélisation des modifications engendrées par le canal sur le signal émis peut aider à prévoir des solutions palliatives dès l'émission, mais surtout, cela aide à analyser l'intérêt et la fiabilité des différents principes de réception.

De nombreuses campagnes de mesure ont été menées pour modéliser le canal UWB, et les travaux de M. Scholtz et Win constituent une référence pour de nombreuses modélisations et descriptions des principes de l'UWB [60]. Le canal UWB est multi-trajets, et l'énergie transmise dans une impulsion se répartit dans ces trajets multiples issus des phénomènes de propagation classiques.

Les processus de normalisation IEEE802.15.3a suivi de IEEE802.15.4a-2007 ont été l'occasion d'étudier le milieu de propagation UWB. Ils ont permis d'établir des modélisations statistiques définissant un certain nombre de propriétés du canal UWB et prenant en compte l'influence de l'environnement (résidentiel, bureau, industriel) [61].

De nombreuses analyses s'accordent à représenter la réponse impulsionnelle du ca-

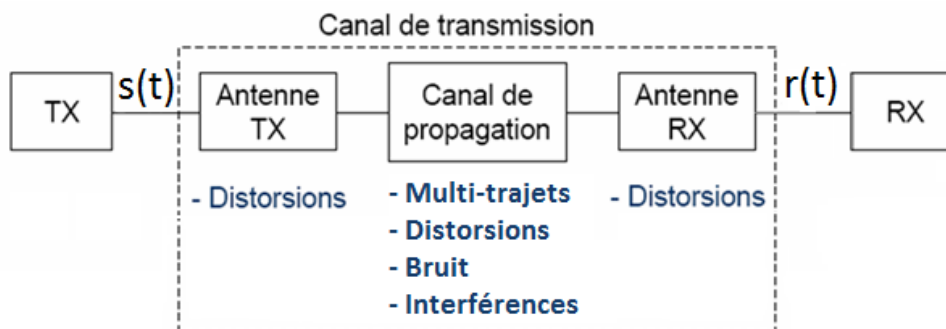


FIGURE 2.5 – Schéma du canal de transmission [59]

nal de propagation UWB comme une somme discrète de contributions individuelles. Chaque contribution appelée rayon correspond à un trajet de propagation et possède un retard et une amplitude complexe propres [10, 11]. Les modèles définis dans le cadre IEEE802.15.4a-2007 s'appuient sur le modèle statistique de *Saleh-Valuenzela* (S-V) [62] qui assimile la réponse impulsionnelle du canal à une succession de plusieurs groupes de trajets appelés *clusters* et arrivant chacun avec un retard donné. Chaque cluster est composé de trajets caractérisés par une atténuation complexe et un retard. Le formalisme S-V de la réponse impulsionnelle du canal $h(t)$ est donné dans l'expression 2.1 et une illustration en est faite en figure 2.6.

$$h(t) = \sum_{l=0}^L \sum_{k=0}^K a_{k,l} e^{j\phi_{k,l}} \delta(t - T_l - \tau_{k,l}) \quad (2.1)$$

où T_l est le retard du $l^{\text{ème}}$ cluster, $a_{k,l} e^{j\phi_{k,l}}$ et $\tau_{k,l}$ représentent l'atténuation complexe et le retard du $k^{\text{ème}}$ trajet du $l^{\text{ème}}$ cluster. Le modèle est construit sur les points suivants [13] :

- Le nombre de clusters suit une loi de Poisson de moyenne \bar{L} .
- La distribution des temps d'arrivée des clusters T_l obéit à un processus de Poisson de paramètres Λ_l .
- K est le nombre moyen de trajets dans le cluster l . A l'intérieur d'un cluster, les temps d'arrivée des trajets obéissent à un processus aléatoire équivalent à un mélange de 2 lois de Poisson de paramètres respectifs λ_1 et λ_2 .
- L'énergie moyenne Ω_l d'un cluster suit une loi exponentielle décroissante de paramètre Γ .
- Dans un cluster, les atténuations moyennes des trajets suivent une décroissance exponentielle de paramètre γ_l (cf. figure 2.6). Les énergies des trajets s'expriment par conséquent $\alpha_{k,l}^2 = \alpha_{1,1}^2 \underbrace{e^{-\frac{T_l - T_1}{\Gamma}}}_{\Omega_l} e^{-\frac{\tau_{k,l}}{\gamma_l}}$.

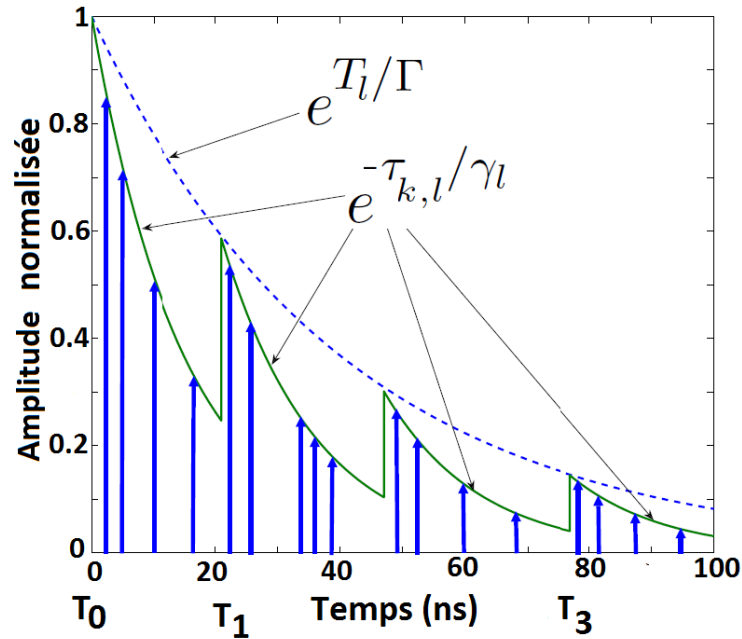


FIGURE 2.6 – Canal de propagation suivant le modèle S-V [13]

Le groupe IEEE802.15.4a-2007 a proposé un modèle de canal UWB qui s'appuie sur la modélisation S-V, prend en compte les fréquences et le type d'environnement mais qui se veut indépendant des antennes utilisées. Neuf types de canaux ont été identifiés, avec une différenciation provenant des paramètres du modèle qui sont influencés par l'environnement :

- les modèles CM1 et CM2 qui sont les configurations respectives en vue directe (LOS) et sans vue directe (NLOS) pour un environnement intérieur résidentiel.
- les modèles CM3 et CM4 qui correspondent respectivement aux configurations LOS et NLOS pour un environnement intérieur de bureau.
- les modèles CM5 et CM6 qui correspondent respectivement aux configurations LOS et NLOS pour un environnement extérieur.
- les modèles CM7 et CM8 qui correspondent respectivement aux configurations LOS et NLOS pour un environnement intérieur industriel.
- le modèle CM9 correspond à l'environnement extérieur NLOS pour les cas particuliers d'une exploitation agricole ou d'une zone couverte de neige.

Quelques caractéristiques des modèles IEEE802.15.4a-2007 sont présentées dans le tableau 2.1 [13] où l'on distingue principalement :

- N_{paths}^{-10dB} qui représente le nombre de trajets dits *principaux* dont l'énergie est à moins de 10 dB inférieure à celle du trajet le plus fort.

2.3 Normalisation du BAN

Modèle du canal	Type de canal	N_{paths}^{-10dB}	$N_{paths}^{85\%}$	Γ_m (ns)	Indice (n)
CM1	LOS résidentiel	17	55	16.4	1.79
CM2	NLOS résidentiel	37	115	18.5	4.58
CM3	LOS bureau	22	45	11.5	1.63
CM4	NLOS bureau	60	128	13.3	3.07
CM8	NLOS industriel	392	1134	88.8	2.15

LOS : Line of sight — vue directe

NLOS : No line of sight — absence de vue directe

TABLE 2.1 – Canaux IEEE802.15.4a-2007

- $N_{paths}^{85\%}$ qui représente le nombre de trajets sur lesquels est répartie 85% de l'énergie.
- Γ_m qui représente l'étalement moyen des retards des trajets.
- L'indice n caractérise les pertes de propagation dans le milieu pour chaque modèle de canal (*cf.* figure 2.6).

La figure 2.7 illustre des réalisations des quatre premiers modèles CM1 à CM4. On constate sur le tableau 2.1 et la figure 2.7 que le canal UWB est sujet à un nombre élevé de trajets, qui varie de 100 à plus de 1000 suivant le cas, et dans lesquels l'énergie de l'impulsion émise est répartie. Le canal UWB se caractérise également par son étalement temporel (sa profondeur) moyen qui varie suivant l'environnement. Enfin, ce canal se caractérise par une décroissance exponentielle de la puissance avec le temps, due au retard des trajets et aux pertes de propagation qui y sont associées.

Le tableau 2.1 permet d'apprécier la grande influence de l'environnement. Ainsi le canal résidentiel en vue directe ($CM1_{los}$) a un nombre plus réduit de trajets, avec 55 trajets contenant 85% de l'énergie, tandis que ce même pourcentage d'énergie est atteint avec plus de 1100 trajets dans le cas du canal industriel sans vue directe ($CM8_{nlos}$). On distingue également que l'absence de vue directe entraîne l'augmentation considérable du nombre de trajets pour atteindre un niveau donné d'énergie cumulée.

2.3.3 Caractérisation du canal UWB BAN

La compréhension et la connaissance du canal sont des éléments indispensables pour paramétrer et concevoir une couche physique. De nombreuses campagnes de mesures ont été menées pour déterminer l'influence du corps humain sur la propagation du signal en

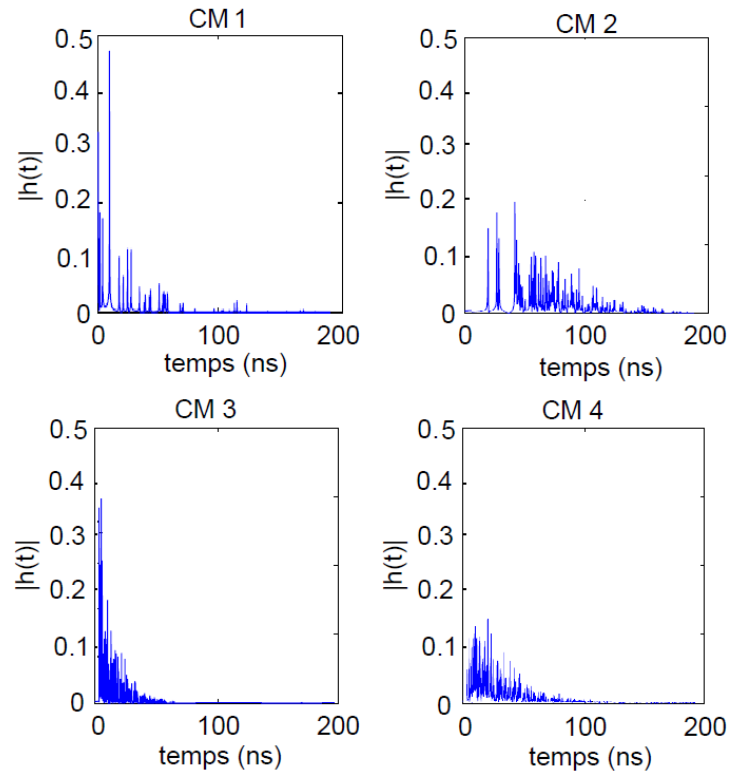


FIGURE 2.7 – Exemples de réalisations des modèles CM1 à CM4 [13]

vue de caractériser un canal BAN UWB [63] [64] [65] [66] [67] [68] [69] [70] [71]. Ainsi en novembre 2008, le groupe de travail IEEE 802.15.6 proposait ses premiers modèles de canal pour l'ensemble des applications liées au BAN, dont le canal UWB. Nous allons dans un premier temps effectuer une synthèse des principales campagnes de mesure rencontrées dans la littérature, puis nous présenterons les caractéristiques retenues par le groupe de travail IEEE802.15.6 .

Les applications du BAN présentées en début de ce chapitre laissent suggérer diverses configurations de communication entre les éléments du réseau. On peut ainsi retrouver des éléments à l'intérieur du corps (dits *implants* ou *in-body*), des éléments sur le corps (dits *body surface* ou *on-body*) et des équipements à l'extérieur du corps humain (*external* ou *off-body*). On se retrouve alors avec cinq grands ensembles de communications, dites in-body vers in-body, in-body vers on-body, in-body vers external, on-body vers on-body et on-body vers external.

Du fait de la non homogénéité du corps, le signal a un comportement influencé par la position des antennes à l'intérieur ou à l'extérieur du corps [72, 73]. De même, des propriétés non similaires sont rencontrées selon que deux éléments communicants sont

du même côté du corps ou que le corps s'interpose entre eux, mais également suivant leur position sur le corps. Les principales différences proviennent :

- des pertes de propagation (path loss) liées à la présence du corps et à la distance entre émetteur et récepteur.
- de la répartition de puissance sur les différents trajets.
- du retard moyen (mean delay).
- de l'étalement des retards des trajets.

Cependant, il est retenu que l'UWB n'est pas une solution envisageable pour toute communication impliquant un implant. Cela s'explique principalement par les fortes pertes de la puissance du signal dues à l'absorption des tissus. De fait, pour cette catégorie de communications, les fréquences industrielles, médicales et scientifiques (ISM) déjà connues et expérimentées semblent mieux adaptées.

Compte tenu de la diversité de situations pouvant influencer la propagation du signal, il est difficile de définir un modèle global de canal dit BAN. De fait, la littérature présente plutôt des liaisons *types* et échantillonne le canal global en *canaux types* associés aux différentes liaisons.

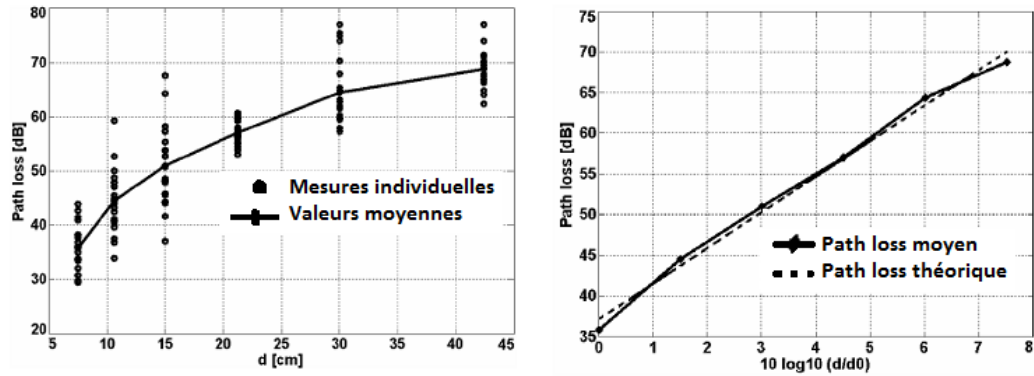
Les pertes de propagation (path loss)

Les pertes de propagation, utilisées lors du bilan de liaison d'une communication, correspondent aux pertes de puissance liées au passage du signal à travers le canal, et plus généralement les pertes liées à l'environnement. Ces pertes sont définies comme le rapport entre la puissance moyenne transmise et la puissance moyenne reçue, et prennent en compte les paramètres tels que les distances entre émetteur et récepteur, la position et la hauteur des antennes...

La figure 2.8 nous présente les mesures du path loss obtenues pour différentes distances entre émetteur et récepteur situés sur le torse (liaison de type *on-body* vers *on-body*). Les distances d entre émetteur et récepteur sont prises pour différentes positions sur le torse, et une moyenne est calculée pour plusieurs mesures correspondant à une valeur d [73]. Les valeurs moyennes des mesures sont voisines du modèle théorique de l'équation 2.2 qui caractérise l'évolution du path loss :

$$PL_{dB} = PL_0 + 10 \cdot \gamma \cdot \log_{10} \left(\frac{d}{d_0} \right) \quad (2.2)$$

Où PL_0 est le path loss à la distance de référence d_0 , γ est l'exposant du path loss qui dépend de l'environnement et de la condition de présence ou d'absence de vue directe entre émetteur et récepteur. La distance d entre les deux antennes est mesurée sur le périmètre du corps et ne représente donc pas la distance en ligne directe entre les deux antennes, comme indiqué dans [74, 73].


 FIGURE 2.8 – Path loss sur le torse suivant la distance $T_x - R_x$ [73]

L'étude présentée dans [73] met en évidence l'importance de la position sur le tronc (et donc sur le corps de façon générale) des antennes et plus généralement de l'impact de la non homogénéité du corps sur la variation des paramètres mesurés. On y annonce également l'influence de la position des éléments sur les différents membres du corps, paramètre qui doit être pris en compte dans le calcul du path loss et de la distribution de puissance. Par ailleurs, cette étude appuie la thèse d'une évolution de la distribution de l'atténuation du signal suivant une loi log-normale. On peut constater sur la figure 2.8 une variation aléatoire autour de la moyenne des valeurs du path loss, pour différentes réalisations dans les mêmes conditions de l'environnement. Cette variabilité, appelé shadowing (zone d'ombre) est caractérisée dans [75] par l'ajout à l'équation 2.2 d'une variable aléatoire χ de distribution gaussienne, de moyenne nulle et de variance σ^2 , ce qui donne pour équation finale du path loss l'expression 2.3.

$$PL_{dB} = PL_0 + 10 \cdot \gamma \cdot \log_{10} \left(\frac{d}{d_0} \right) + \chi \quad (2.3)$$

Le profil de répartition de puissance dans le temps (Power Delay Profile)

Dans le cas d'un milieu à réflexions réduites tel qu'une chambre anéchoïque, il existe entre émetteur et récepteur un trajet direct qui contient une part importante de l'énergie disponible en réception. Dans un environnement réel, cette énergie est répartie dans différents trajets issus des différents phénomènes de propagation :

- La réfraction de l'onde : phénomène issu du passage du signal d'un milieu à un autre. Ce passage se manifeste par un changement d'angle d'incidence et donc de la direction du signal.
- La réflexion de l'onde : suivant la nature de la paroi rencontrée, l'onde va réfléchir partiellement ou totalement en un ou plusieurs signaux, avec une répartition retour plus ou moins grande de l'énergie du signal dans les trajets réfléchis.

2.3 Normalisation du BAN

- La diffraction de l'onde : phénomène complexe intervenant lorsque l'onde rencontre une discontinuité comme un coin, une arrête...la diffraction est source d'étalement spatial de l'énergie dans des trajets multiples qui vont avoir chacun sa direction et son énergie suivant l'incidence initiale.

Les diverses campagnes de mesure mettent en évidence une forte contribution des réflexions de l'environnement sur l'énergie collectée à la réception. Comme le montre la figure 2.9, contrairement à une chambre anéchoïque dont la grande partie de l'énergie se récupère dans les 10 premières nanosecondes, une chambre d'hôpital est source de nombreuses réflexions qui permettent de retrouver des trajets de forte amplitude sur près de 60ns, trajets multiples qui vont contenir une part relativement importante de l'énergie. Dans le cas d'un BAN, ces trajets seront issus des réflexions dues à l'environnement (murs, plafond, sol, table...), mais aussi de quelques réflexions sur le porteur du réseau (peau, vêtements...).

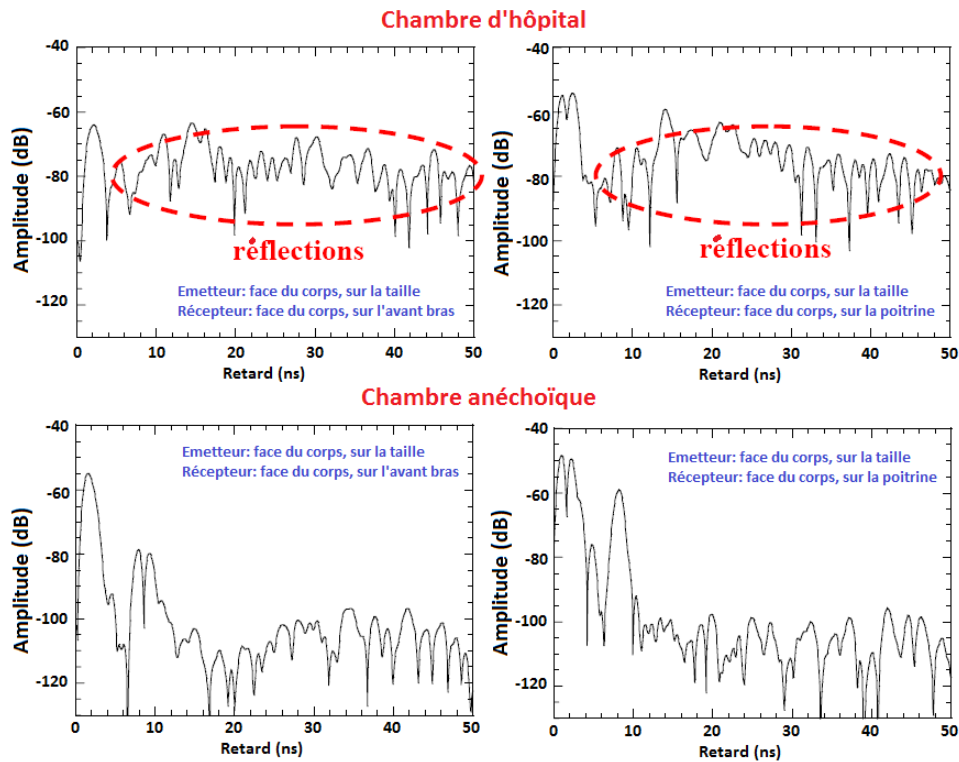


FIGURE 2.9 – Effet des réflexions dans une chambre d'hôpital [76]

Afin de pouvoir concevoir un système UWB pour les BAN, il est nécessaire de modéliser le canal de façon à décrire les comportements observés et pour effectuer des simulations permettant de comparer les diverses situations. Les schémas sont variés, autant que les

types de liaisons ; le groupe de travail IEEE 802.15.6 a regroupé les travaux qui lui ont été soumis et en a publié des modèles de canal BAN.

2.3.4 Modèles de canal BAN IEEE802.15.6

Les modèles définitifs de canal UWB BAN issus des différentes campagnes de mesure ont été intégrés dans la norme en décembre 2009. Trois types d'éléments sont définis suivant leur position ; ainsi l'élément est dit *implant* s'il est situé à l'intérieur du corps, *Body Surface* s'il est situé sur le corps (peau ou vêtements), et enfin *external* s'il est éloigné du corps avec une distance maximale de 5m. Le groupe a également défini différents scénarios mettant en liaison les différents éléments, et desquels il a extrait 4 modèles de canal qui se distinguent par les éléments impliqués dans la liaison.

La figure 2.10 présente les liaisons possibles entre les différents éléments du réseau. On distingue ainsi :

- le CM1 qui concerne les communications entre implants,
- le CM2 pour une communication entre un implant et un élément en surface du corps ou à proximité (5m maximum),
- le CM3 pour une communication entre deux éléments à la surface du corps (avec ou sans vue directe),
- le CM4 pour une communication entre un élément en surface et un élément à proximité (avec ou sans vue directe).

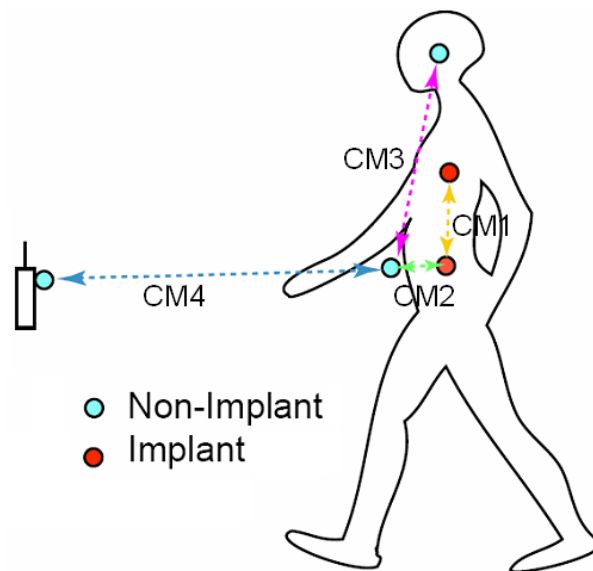


FIGURE 2.10 – Liaisons entre éléments du BAN [77]

Description	Bande de fréquence	Modèle de canal
Implant vers Implant	402-405 MHz	CM1
Implant vers Body Surface	402-405 MHz	CM2
Implant vers External	402-405 MHz	CM2
Body Surface vers Body Surface (LOS)	13.5, 50, 400, 600, 900 MHz	CM3
Body Surface vers Body Surface (NLOS)	13.5, 50, 400, 600, 900 MHz 2.4, 3.1-10.6 GHz	CM3
Body Surface vers External (LOS)	13.5, 50, 400, 600, 900 MHz 2.4, 3.1-10.6 GHz	CM4
Body Surface vers External (NLOS)	13.5, 50, 400, 600, 900 MHz 2.4, 3.1-10.6 GHz	CM4

LOS : Line of sight — vue directe

NLOS : No line of sight — absence de vue directe

TABLE 2.2 – Modèles de canal BAN

Le tableau 2.2 [77] présente les 4 modèles du canal BAN, avec les fréquences associées au type de liaison. Nous constatons sur ce tableau que l’UWB n’est pas retenue pour les canaux CM1 et CM2 qui mettent en jeu au moins un implant. Comme nous l’avons déjà évoqué, cela s’explique par la forte absorption des tissus du corps, difficilement compatible avec les très faibles puissances émises en UWB. Pour ces deux canaux, les bandes ISM 402-405MHz ont été retenues, car bien connues et utilisées déjà dans certains systèmes, notamment dans le secteur médical. On retrouve les bandes UWB pour les canaux CM3 et CM4 impliquant les éléments externes ainsi que ceux situés à la surface du corps. L’ensemble des choix de modélisation effectués par le groupe de normalisation est présenté dans [77]. Cependant, dans le cadre de nos travaux, nous nous intéressons uniquement à la modélisation des canaux UWB.

Le modèle CM3

Il porte sur les liaisons entre deux éléments situés à la surface du corps. Il est modélisé autour de deux principaux axes qui sont les pertes de propagation et la répartition de puissance dans le temps, que nous présentons brièvement ici. Le lecteur intéressé peut se reporter au document [77].

Les pertes de propagation (path loss)

Le groupe de normalisation a retenu la modélisation des pertes de propagation à travers l'équation 2.3. Cependant, diverses approches ont été adoptées pour caractériser les niveaux de pertes liées à la propagation du signal. Pour les pertes de propagation définies uniquement à partir de la distance entre émetteur et récepteur et quelle que soit leur position sur le corps (approche A), le groupe de normalisation a choisi la présentation de l'expression 2.4 pour laquelle il est aisé d'effectuer une correspondance avec les paramètres de l'expression 2.3.

$$PL_{dB} = \alpha \cdot \log_{10}(d) + B + N \quad (2.4)$$

Où l'on a :

α et B : Coefficients d'ajustement linéaire.

d : Distance $T_x - R_x$ en mm.

N : Variable de distribution normale, de moyenne nulle et d'écart type σ_N

En se basant sur les résultats des mesures fournies [77], le comité de normalisation a retenu pour valeurs des paramètres du CM3 $\alpha = 19.8$; $B = 5.97$; $\sigma_N = 4.17$.

Par ailleurs, des mesures de path loss ont été également effectuées pour prendre en compte la propagation le long et autour du torse (dans ce cas le corps se situe entre émetteur et récepteur) avec considération de la distance entre le corps et les antennes (approche B), ainsi que les effets de la position et des mouvements du corps (approche C). Dans la figure 2.11 nous présentons la comparaison des approches A et B, en évaluant le path loss suivant la distance entre émetteur et récepteur. On y observe que de façon générale, l'approche A donne un path loss inférieur au cas B. Dans l'approche B, les pertes de propagation sont moindres le long du torse, et dans les deux configurations, il y a moins de pertes lorsque l'antenne n'est pas positionnée directement sur le corps ; il en résulte que le contact de l'antenne avec le corps entraîne une absorption complémentaire du signal. Si l'on peut toutefois considérer correcte la modélisation générale, il faut tenir compte du fait que les valeurs des paramètres du modèle tout comme des mesures restent étroitement liées aux conditions expérimentales.

Le profil de décroissance de la puissance du signal (PDP)

L'amplitude des trajets multiples peut connaître des évanouissements (atténuations) pour des raisons multiples telles que l'absorption ou le blocage par le corps, sa position et les phénomènes de réflexion, diffraction et enfin à l'environnement autour du corps. Ces atténuations peuvent être regroupées en deux catégories, les évanouissement de petite échelle (small scale fading) et les évanouissement à grande échelle (large scale fading). La première catégorie réfère à des variations rapides de l'amplitude et de la phase des trajets du fait de changement dans un court intervalle de temps de la position des antennes sur

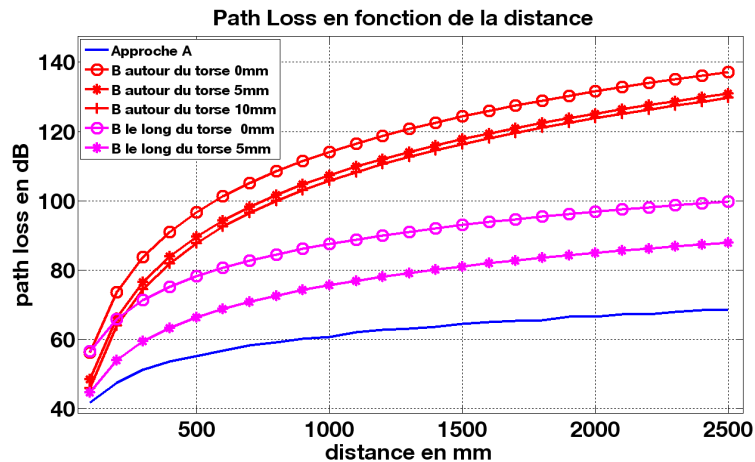


FIGURE 2.11 – Comparaison du PL en fonction de la distance

le corps ou à des mouvements de ce dernier. Les évanouissements à grande échelle sont eux associés à la distance entre les antennes mais aussi au type d’environnement autour du corps. Le facteur K (K-factor) indique la sévérité des évanouissements rapides sur la réception du signal. Il est défini comme le rapport de la puissance moyenne du trajet en vue directe (LOS) sur la puissance moyenne des trajets multiples.

La statistique issue des mesures du canal CM3 dans une chambre d’hôpital indique que le nombre de trajets suit une loi de Poisson et l’amplitude de ces trajets obéit à une loi de Rice. La simulation de ce modèle de canal montre que 85% de l’énergie du canal est contenue dans moins de la moitié des trajets, cependant ainsi que le montre la figure 2.12, ces trajets de plus forte énergie se répartissent sur toute la durée d’étalement du canal. Cette répartition de l’énergie peut contraindre les systèmes non cohérents à détecter d’énergie à considérer le canal dans toute sa longueur pour améliorer la décision.

Comparé au canal CM1 802.15.4a, ce canal présente une durée d’étalement moins grande, et il est moins évident d’y déceler une décroissance exponentielle sous forme de clusters. Les expressions analytiques du profil de puissance et de la réponse impulsionnelle sont présentées dans le tableau 2.3.

avec a_l : amplitude du trajet numéro l

t_l : temps d’arrivée du trajet l [ns]

ϕ_l : phase pour le trajet l

L : nombre de trajets de la réalisation du canal

Γ : décroissance exponentielle de facteur de rice γ_0

S : distribution normale de moyenne nulle et de déviation σ_s

$1/\lambda$: intervalle de temps moyen entre trajets consécutifs

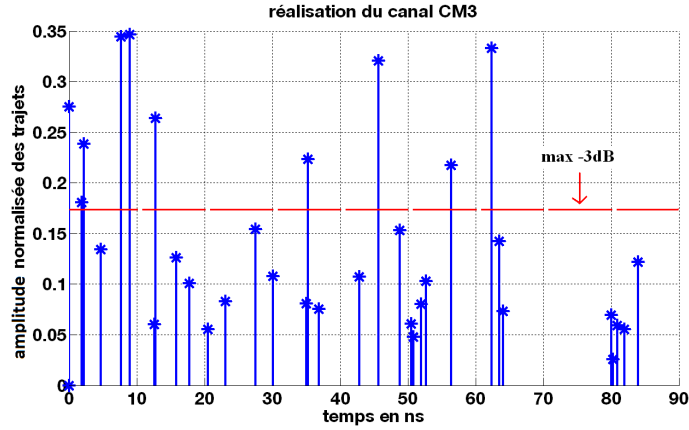


FIGURE 2.12 – Exemple de réalisation du canal CM3

Modèle du PDP		$h(t) = \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_l \exp(j\phi_l) \delta(t - t_l)$ $10 \log \alpha_l ^2 = \begin{cases} 0 & \text{si } l = 0 \\ \gamma_0 + \log(\exp(-\frac{t_l}{\Gamma})) + S & \text{si } l \neq 0 \end{cases}$ $S = N(0, \sigma_s^2)$ $p(t_l t_{l-1}) = \lambda \exp(-\lambda(t_l - t_{l-1}))$ $p(L) = \frac{\bar{L}^L \exp(-\bar{L})}{L!}$ $\phi_l \text{ modélisée par une distribution uniforme sur } [0, 2\pi)$
α_l	γ_0	-4.60 dB
	Γ	59.7 ns
	σ_s	5.02 dB
t_l	$1/\lambda$	1.85 ns
L	\bar{L}	38.1

TABLE 2.3 – PDP du modèle CM3

\bar{L} : nombre moyen de trajets

Le modèle CM4

Dans le modèle CM4, la communication s'effectue entre un élément externe et un élément de surface. Pour le path loss, sont pris en compte la hauteur de l'antenne émettrice par rapport au corps et la distance $T_x - R_x$, l'environnement de mesure, l'effet de la position du corps, l'effet des mouvement du corps, la fréquence de transmission. Les expériences réalisées pour la caractérisation du canal ont mis en évidence un impact de l'angle d'orientation entre émetteur et récepteur, influence prise en compte dans le modèle fourni par le groupe [77]. On se retrouve ainsi avec quatre variantes du CM4, que nous désignerons par :

- $CM4_1$: c'est le cas LOS, lorsque l'angle $T_x - R_x$ est de 0° . T_x et R_x sont du même côté.
- $CM4_2$: correspond à un angle de 90° . Emetteur à l'avant ou arrière et récepteur sur le côté.
- $CM4_3$: correspond à un angle de 180° . C'est le cas NLOS, quand le corps est entre l'émetteur et le récepteur.
- $CM4_4$: correspond à un angle de 270° . C'est en théorie le cas symétrique du $CM4_2$.

La répartition de puissance dans le temps est décrite dans le tableau 2.4

Amplitude des trajets	$h(t) = \sum_{m=0}^{L-1} \alpha_m \delta(t - \tau_m)$ $ \alpha_m ^2 = \Omega_0 e^{-\tau_m/\Gamma - k[1-\delta(m)]\beta}$ $k = \Delta k (\ln 10/10)$ $\tau_0 = d/c$		
	$\beta \text{ lognormal}(0, \sigma)$		
Direction du corps ($^\circ$)	$\Gamma[ns]$	$K(\Delta k[dB])$	$\sigma[dB]$
0	44.6346	5.111 (22.2)	7.30
90	54.2868	4.348 (18.8)	7.08
180	53.4186	3.638 (15.8)	7.03
270	83.9635	3.983 (17.3)	7.19

TABLE 2.4 – Profil de décroissance de Puissance du canal CM4

avec

$h(t)$: réponse impulsionnelle complexe

L : nombre de trajets, variable suivant une loi de Poisson aléatoire de moyenne $\bar{L} = 400$

m : numéro du trajet

a_m : amplitude du trajet

τ_m : temps d'arrivée du trajet, qui suit un processus aléatoire de Poisson
avec pour intervalle moyen entre trajets consécutifs $1/\lambda = 0.50125ns$

k : effet du facteur K (NLOS)

Ω_0 : path loss (dépend de l'environnement considéré comme espace libre et du LOS,)

d : distance $T_x - R_x$

c : vitesse de la lumière

2.3.5 Conclusion

La connaissance du canal de propagation permet de prévoir le comportement de l'onde dans l'environnement du corps humain, la présence de ce dernier étant l'élément essentiel qui différencie le canal UWB BAN des canaux UWB précédents. Sur les quatre modèles de canal fournis par le groupe IEEE BAN, seuls deux (CM3 et CM4) incluent la technologie UWB, l'excluant ainsi pour les liaisons nécessitant un implant. Cependant, la description qui est faite de ces deux modèles n'est pas particulièrement affinée, comparée à ce qui est fourni pour les autres fréquences, notamment MICS³ (entre 401 et 406MHz) et ISM (CM1 et CM2 puis CM3 et CM4 hors UWB). De plus, on ne retrouve pas non plus une qualité de définition du canal semblable à celle effectuée par le groupe 802.15.4-2007 qui a produit des modèles qui continuent à servir de référence pour la mise au point de systèmes UWB.

Toutefois, les modèles UWB BAN fournissent des données indispensables nous permettant dès à présent de faire les choix de base pour développer une couche physique pour les réseaux BAN. Et comme la particularité de chaque modèle peut influencer sur les performances de la liaison, nous reviendrons sur les caractéristiques de ces canaux UWB BAN dans le chapitre suivant.

2.4 Propositions de couche PHY UWB

Les réponses à l'appel à propositions du groupe IEEE802.15.6 ont été dans une première mesure individuelles, c'est-à-dire que les contributeurs au processus ont présenté chacun leur propre couche physique. Par la suite, des coalitions ont été formées pour regrouper ces propositions individuelles en propositions communes incluant des éléments provenant des modèles individuels. Nous présentons ici quelques-unes de ces propositions, qui se révèlent inspirées pour beaucoup de la couche physique du IEEE802.15.4a-2007 (section 1.6). Les critères de comparaison entre ces diverses propositions sont variées, et peuvent reposer principalement sur les débits offerts, les modulations choisies, et certains critères de réalisation sur circuit tels que la forme d'onde de l'impulsion à l'émission ou

3. Medical Implant Communication Service

encore le type d'architecture ciblé en réception. Les diverses propositions présentées ici sont apparues en cours de thèse, et par conséquent, elles n'ont pas pu orienter notre approche dans la définition de notre couche physique présentée au chapitre 3

2.4.1 Proposition de Texas Instruments

Texas Instruments (TI) a soumis une proposition de couche physique UWB avec pour objectif la faible consommation et la faible complexité de réalisation. Cette couche physique s'inspire de la couche PHY IEEE802.15.4a-2007 dont elle modifie quelques paramètres. Les principaux éléments de cette proposition sont les suivants :

- La modulation par position du burst est utilisée, combinée avec le saut temporel (BPM-TH). La modulation BPSK est ainsi supprimée dans l'objectif de favoriser des architectures de réception très simples telles que le détecteur d'énergie.
- Le codage BCH binaire se substitue au codage de Reed Solomon pour le codage canal.
- L'intervalle de garde est supprimé compte tenu de l'étalement du canal UWB BAN, et pour favoriser des débits conséquents avec cette structure du symbole. Les séquences de saut temporel sont néanmoins adaptées et définies de sorte à éviter les interférences inter-symbole (ISI).
- Le système sera utilisé dans la bande de fréquence haute commune aux trois régions USA, Europe et Japon (7.25-8.5GHz) avec une largeur de bande fixe de 512MHz. Cela réduit la complexité des architectures car des mécanismes tels que le *Detection And Avoidance (DAA)* ou *Low Duty Cycle (LDC)* n'ont pas à être implémentés nécessairement comme la réglementation l'exige pour les autres fréquences.
- Les débits supportés varient entre 129 kbps et 9.65 Mbps.
- Le réseau supporte 12 piconets opérant simultanément.

La structure physique associée à ces modifications est présentée sur la figure 2.13. Les détails sur cette proposition sont fournis dans [78].

2.4.2 Proposition de IMEC

La proposition de IMEC [79, 80] repose également sur les fondements établis pour la couche physique IEEE802.15.4a-2007 dont elle a modifié quelques éléments partant des constats suivants :

- Il y a une dégradation des performances pour les communications haut débit du fait des interférences inter-symboles (ISI), l'intervalle de garde ne permettant plus de couvrir l'étalement du canal.
- Pour les hauts débits également, les séquences de mise en route et d'arrêt du circuit entraîne une montée abrupte de la consommation d'énergie du système.

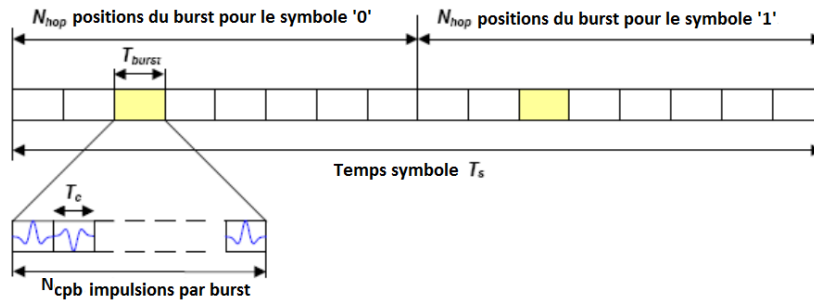
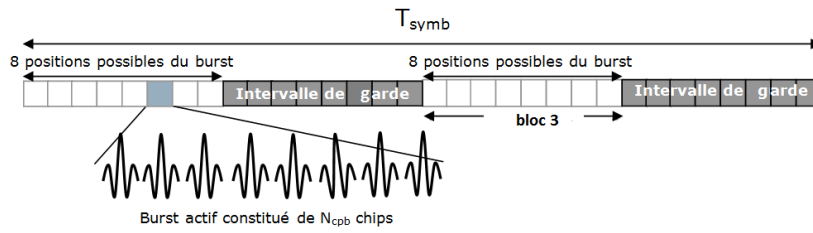


FIGURE 2.13 – Structure de la couche PHY de Ti [78]

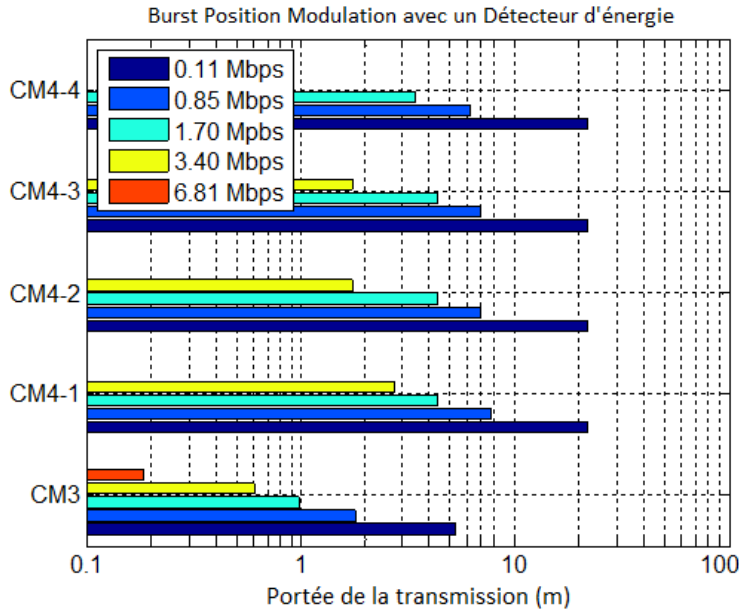
- De plus, pour utiliser la modulation de phase du burst, une référence de phase extrêmement précise est requise.

Pour répondre à ces observations, leur proposition se distingue en incluant deux variantes à la couche PHY IEEE802.15.4a-2007. La première variante conserve la même architecture de couche physique. Un temps symbole est divisé en 32 bursts, groupés par blocs de 8 bursts. En fonction de l'information à transmettre, les impulsions (chips) sont dans un burst actif du 1er ou du 3ème bloc (figure 2.14(a)) suivant le principe de modulation par position du burst (BPM). Les blocs 2 et 4 ne contiennent aucune impulsion et servent d'intervalle de garde pour limiter les interférences entre impulsions et symboles. Cette variante supprime la phase des impulsions et conserve une seule fréquence moyenne de répétition des impulsions qui vaut 15.6MHz. Cela rend ce mode favorable à l'utilisation de récepteurs non-cohérents à détection d'énergie. Il y a six modes de fonctionnement qui tiennent compte du débit variant suivant le nombre d'impulsions par burst (0.11Mbps pour 128 impulsions à 13.6Mbps pour 1 impulsion). Toutefois, le mode 1 est destiné aux communications à faible débit (0.11 Mbps et 0.85Mbps) car pour les débits supérieurs, l'intervalle de garde est réduit et les ISI entraînent une dégradation des performances ainsi que l'apparition d'un plancher d'erreur. Les portées de la transmission sont présentées sur la figure 2.14(b).

La seconde variante fait intervenir la concaténation des bursts contenant les impulsions en chaînes de bursts dites *string*. Les chaînes ont une longueur constante, ce qui permet de conserver un rapport cyclique fixe quelque soit le débit de transmission utilisé. Le principe du mode concaténé est présenté sur la figure 2.15, le nombre de bursts dans une chaîne ainsi que la longueur du burst varient selon le débit [80]. En effet, plus le débit est élevé plus il y a de bursts dans une chaîne et moins il y a d'impulsions dans un burst. Les impulsions dans les bursts de la chaîne peuvent être modulées en OOK ou en



(a) Structure de la couche PHY de IMEC



(b) Portée de la couche PHY de IMEC

FIGURE 2.14 – Couche PHY de IMEC en mode BPM [79, 80]

DBPSK⁴. Dans ce mode, la lutte contre les ISI intervenant pour les hauts débits peut s'effectuer par une égalisation dans le domaine fréquentiel.

Comparé au mode BPM et suivant les informations de consommation indiquées [79], le mode concaténé permet de réduire considérablement les consommations des transmissions à haut débit. En effet, grâce au regroupement des données en *string* et du rapport cyclique fixe, une optimisation est apportée sur la consommation du récepteur lors des phases de réveil et d'arrêt associées à la démodulation du signal reçu. Le mode concaténé fournit également un gain de performance en améliorant le SNR requis pour atteindre un taux d'erreur binaire donné. Enfin, la portée de la transmission est améliorée, comme indiqué sur la figure 2.16. Les informations sur la proposition sont fournies dans [79, 80]

4. Differential Burst Phase Shift Keying

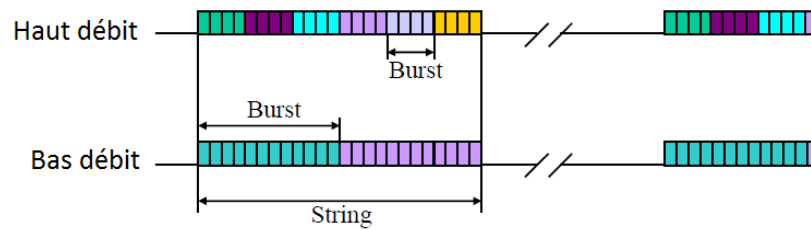


FIGURE 2.15 – Mode concaténé de la couche PHY de IMEC[80]

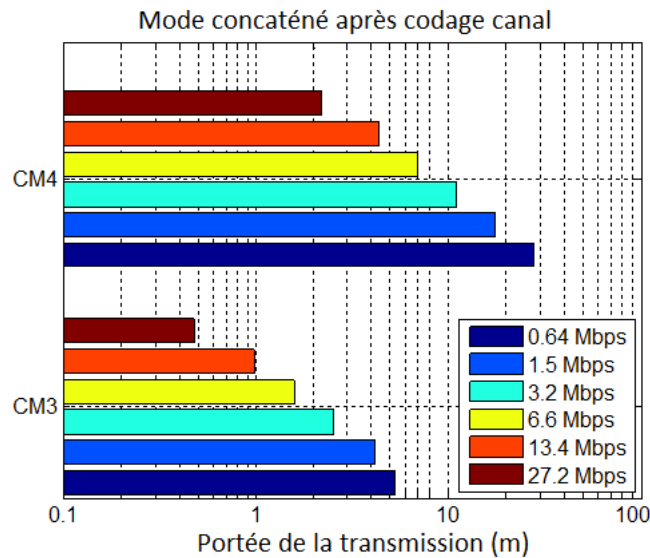


FIGURE 2.16 – Portée du mode concaténé [79]

2.4.3 Proposition de Samsung-Etri

La proposition commune à Etri et Samsung [81] peut être introduite avec les points suivants :

- Débits variables entre 10 kbps et 10 Mbps
- Bande haute UWB ciblée (7.25-8.5 GHz) pour simplifier les architectures et éviter les obligations de limitation de puissance (LDC et DAA).
- Une proposition favorisant les systèmes à basse consommation.
- Récepteur UWB non cohérent ciblé.
- Il n'est pas spécifié de forme d'onde particulière de l'impulsion comme ce fut le cas pour la couche IEEE802.15.4a-2007 .
- La modulation proposée est le Block-Coded Group PPM (BC-GPPM).

- La transmission du préambule repose sur un code de Kasami avec possibilité d'utiliser les codes Reed Solomon (RS) dans les cas de forte interférence.

Le principe de la modulation Group PPM (GPPM) est de coder l'information à partir d'un regroupement de symboles modulés en PPM. Suivant une modulation 2PPM, chaque symbole est divisé en deux intervalles pouvant accueillir chacun une impulsion. Les symboles sont associés pour former un groupe servant à transmettre l'information à partir d'impulsions dont le nombre est équivalent à celui des symboles groupés. La figure 2.17 présente le principe de cette modulation pour un groupe de trois impulsions. Avec une seule impulsion par symbole, on retrouve les états classiques d'une modulation 2PMM ; cependant, si on s'autorise à positionner deux impulsions dans un même temps symbole et qu'on considère le nombre d'impulsions identique au nombre de symboles groupés (3 dans la figure 2.17), on obtient des combinaisons inédites qui augmentent le nombre d'états de la modulation. On obtient par conséquent une augmentation de l'entropie⁵ de la modulation PPM, ce qui constitue l'intérêt de la GPPM. Sur la figure 2.17 on retrouve les 8 combinaisons classiques de la modulation PPM plus 12 combinaisons complémentaires.

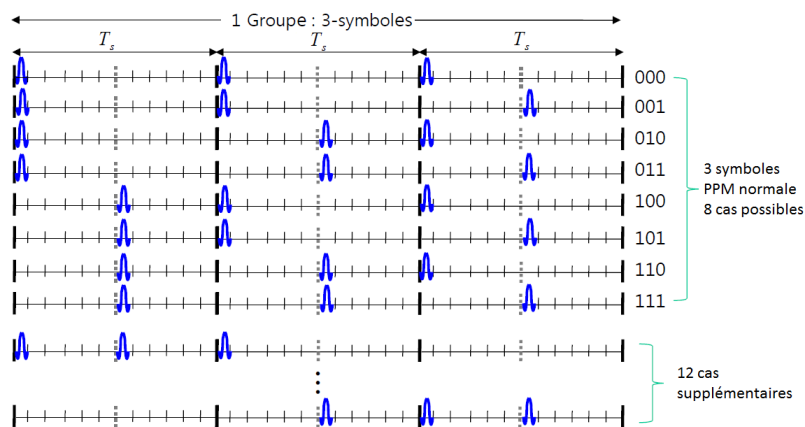


FIGURE 2.17 – Modulation GPPM pour trois symboles [81]

Les 20 combinaisons possibles avec ce groupe de trois symboles peuvent être utilisées de deux manières :

- Transmettre 4 bits d'information à l'aide de 16 combinaisons, soit 1 bit de plus que la BPPM.
- Transmettre 3 bits d'information et utiliser le dernier bit pour le codage canal à des fins de détection ou de correction d'erreur.

Le débit varie entre 15Kbps et 10.4Mbps et dépend du nombre d'impulsions par symbole. Le document [81] fourni de plus amples informations sur cette proposition.

5. Désigne ici la quantité d'information transmise par une impulsion

2.5 Le BAN en France : le projet BANET

2.5.1 Contexte

Pour apporter plus de lumière sur la connaissance de ces réseaux portés sur la personne, industriels et institutions académiques se sont associés autour du projet ANR⁶ BANET, en vue de définir un périmètre au réseau BAN et d'en étudier les exigences de réalisation. Le projet piloté par le CEA-Leti et financé par l'ANR regroupe :

- CEA-Leti : Laboratoire d'Electronique et de Technologie de l'Information du Commissariat à l'Energie Atomique
- ELA Medical
- ENSTA : Ecole Nationale Supérieure de Techniques Avancées
- France Télécom - Orange
- INSA Lyon-CITI : Centre d'Innovation en Télécommunications et Intégration de services de l'Institut National des Sciences Appliquées de Lyon, associé à l'Institut National de Recherche en Informatique et Automatique
- Movea SA
- UPEMLV-ESYCOM : Laboratoire Electronique, SYstèmes de COmmunication et Microsystèmes de l'Université Paris-Est Marne La Vallée
- UPMC-L2E : Laboratoire d'Electronique et d'Electromagnétisme de l'Université Pierre et Marie Curie.
- Un industriel du sport et du textile non mentionné ici pour son souci de discrétion.

La mise au point et le financement de mon sujet de thèse par Orange Labs s'inscrit dans le cadre de sa participation au projet ANR BANET.

2.5.2 Objectifs visés du projet BANET

Le premier objectif de BANET [56] est de fournir un cadre de travail, des modèles et des technologies pour concevoir un système de communication sans fils optimisé pour un large champ d'applications utilisant un réseau BAN, dans les domaines de l'électronique grand public, du médical et du sport.

Le deuxième objectif de BANET est de disséminer les résultats obtenus au sein du comité de standardisation IEEE 802 et vers la communauté scientifique.

Le but à long terme pour BANET est de travailler vers une réduction maximale de la consommation pour améliorer l'acceptabilité, la facilité d'utilisation, la durée de vie des batteries, la taille des nœuds terminaux mais aussi rendre pertinente l'utilisation de la récupération d'énergie (auto-énergie) et en un mot économiser l'énergie.

6. Agence Nationale de la Recherche : agence française de financement de projets de recherche

2.5.3 L'approche de BANET

L'état de l'art des réseaux sans fil centrés sur l'individu comporte quelques manquements et faiblesses que le projet BANET vise à combler :

- une connaissance précise du canal de propagation BAN pour un large éventail de configurations prenant en compte le rôle et la conception des antennes en interaction avec le corps.
- une justification approfondie du choix d'une interface air et d'un protocole d'accès au médium capables de couvrir l'essentiel des besoins en terme de disponibilité du lien radio, de débit, de consommation, de durée de vie, de qualité de service, etc.
- une étude de la coexistence des réseaux BAN dans un environnement constitué d'autres systèmes sans fil.
- une étude des avantages apportés par une coordination ou coopération des réseaux BAN et par une utilisation de la diversité sur le corps.

Le projet BANET compte également tenir compte des règles d'utilisation d'objets communicants, d'implants radio autour et dans le corps humain, essentielles aussi bien sur le plan de l'émission radio que sur le plan biologique.

2.5.4 Conclusion

Le projet BANET a été marqué par une collaboration réussie entre les partenaires académiques et industriels dont les activités s'inscrivent dans les trois univers d'applications ciblées (médical, sport et multimédia), et qui ont contribué à enrichir la connaissance scientifique des exigences des réseaux BAN. Un démonstrateur n'a pas pu être mis au point, mais le projet a fourni de nombreux livrables valorisés par des publications scientifiques sur les aspects variés étudiés durant le projet, mais également par la soumission et valorisation en normalisation des résultats obtenus.

La contribution de ma thèse pour ce projet s'est effectuée via les livrables de définition des applications pour les réseaux BAN, de spécification technique, de proposition d'une couche physique reposant sur la technologie UWB ainsi que l'étude des performances obtenues avec cette couche physique.

2.6 Problématique et positionnement

Ce chapitre a présenté le contexte d'un réseau BAN destiné à des applications diverses dont les contraintes sont variées et la première question qui s'est posée était de savoir si l'UWB pouvait satisfaire l'intégralité de ces contraintes. Le parcours des exigences techniques par type d'application nous a mené à la conclusion qu'il faudrait que le système bénéficie d'une grande **flexibilité en matière de débit** (10kb/s à 10 Mb/s indiqué

en section 2.3.1). A cela s'ajoute une qualité et une robustesse des liaisons pour les applications d'un niveau de sécurité ou de qualité de service élevés.

Dans une seconde mesure, la proximité du corps humain requiert de faibles puissances d'émission, en particulier dans un contexte où les rayonnements électromagnétiques suscitent un nombre croissant d'inquiétudes quant à leurs conséquences sur la santé. L'inconvénient de la faible puissance rayonnée de l'UWB se révèle ici un atout face à d'autres technologies sans fil qui présentent des niveaux de rayonnement supérieurs.

De plus, la dissémination des réseaux BAN auprès des usagers impose une contrainte sur le **coût des équipements** du réseau qui doivent être financièrement abordables. Cela implique des systèmes de très **faible complexité**, de sorte à faciliter leur miniaturisation et intégration sur circuit, à réduire leur consommation, mais aussi pour limiter leur encombrement par rapport à l'utilisateur.

2.7 Conclusion

Les bases du travail à fournir ont été posées, et l'axe conducteur présenté. La suite du manuscrit présente le détail des choix effectués pour concevoir cette couche physique UWB-IR qui devra permettre une variabilité en débit, être de faible consommation, de faible coût impliquant une très faible complexité. Nous garderons par conséquent cet objectif de respect des contraintes tout au long du travail présenté dans la suite de ce manuscrit.

Par ailleurs, le déroulement de cette thèse s'effectuait parallèlement au processus de normalisation du groupe IEEE802.15.6. Nous avons alors pour objectif de contribuer à ce processus comme cela avait été le cas de façon antérieure avec la contribution du laboratoire à la normalisation IEEE802.15.4a-2007. Comme nous le verrons au chapitre 3, cette optique de normalisation aura un impact sur les choix effectués pour la spécification de la couche physique.

Deuxième partie

Proposition d'une couche PHY UWB-IR pour le Body Area Network

3 Spécification d'une couche physique UWB pour les BAN

3.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous présentons une proposition de couche physique (PHY) à radio impulsienne UWB, adaptée pour les applications à haut débit des réseaux BAN tel que précisé en section 3.3.1. Nous décrivons ici les fondements des choix que nous avons effectués pour l'élaboration de cette couche PHY. Les travaux du groupe IEEE802.15.4a-2007 ont déjà mené à la définition d'une couche physique UWB pour les réseaux de capteurs; la différence par rapport au BAN se situe d'abord dans les usages, mais aussi dans l'environnement de communication avec la présence du corps qui modifie le canal de propagation. Ainsi, nous procédons tout d'abord à l'analyse du canal UWB BAN (modèles CM3 et CM4) en vue d'en extraire quelques informations utiles qui permettront de dimensionner la couche physique et les éléments de réception. Par la suite, nous présentons les choix de modulation et de structure de la couche PHY qui découlent en partie de cette analyse du canal. Enfin, nous concluons ce chapitre par le dimensionnement de la transmission au travers d'un bilan de liaison.

3.2 Analyse du canal UWB BAN

Les canaux UWB du BAN diffèrent entre eux par les lois et paramètres associés régissant la répartition de l'énergie dans les trajets multiples. La nature du canal a une influence considérable sur la qualité de la liaison et la connaissance du canal s'avère cruciale pour dimensionner la couche physique et adapter en conséquence les éléments d'émission et de réception. Les résultats d'analyse présentés ici sont effectués à l'aide des paramètres statistiques les plus récents (2010) fournis par le groupe de normalisation IEEE802.15.6 [77] et présentés à la section 2.3.4.

Nous rappelons que les canaux UWB BAN sont exprimés avec les modèles *CM3* et *CM4*. Comme indiqué en section 2.3.4, le *CM3* implique les transmissions entre deux éléments situés à la surface du corps, avec ou sans vue directe, le modèle ne faisant pas de distinction entre les deux cas. Le modèle UWB *CM4* présente quant à lui quatre

configurations liées chacune à l'angle de vue entre émetteur et récepteur. Toutefois, les choix initiaux que nous avons effectués dans la conception de la couche physique étaient basés sur la première version de ces modèles de canal.

3.2.1 Paramètres statistiques des canaux

La figure 3.1 présente des réalisations aléatoires pour chacune des configurations du modèle $CM4$; il en est de même pour la figure 3.2(a) qui illustre une réalisation du canal $CM3$. Nous appuyant sur la définition des modèles de canaux UWB BAN donnée dans [77], nous extrayons les caractéristiques statistiques moyennes des canaux $CM3$ et $CM4$, qui sont obtenues à partir de 1000 réalisations de chaque modèle de canal. Les résultats issus de cette analyse sont regroupés dans le tableau 3.1, pour les modèles du groupe IEEE802.15.6 disponibles en 2010 et pour une énergie totale du canal (énergie dans l'ensemble des trajets) normalisée à 1.

Paramètres (moyenne)	$CM3$	$CM4_1$	$CM4_2$	$CM4_3$	$CM4_4$
profondeur (ns)	73	199	200.6	200	199.7
N_{traj}^{total}	38	399	401	400	399
$N_{indiv}^{90\%}$	22	59	86	93	108
$T_{cons}^{90\%}$ (ns)	55	72	97.5	102	131
$N_{cons}^{90\%}$	32	145	196	208	263
E_n du trajet le plus fort	0.18	0.4	0.28	0.2	0.21

TABLE 3.1 – Statistiques des canaux UWB BAN

Le tableau 3.1 nous présente :

- La durée d'étalement moyenne du canal, également désignée par *profondeur du canal*. Elle s'exprime en [ns] et correspond à l'intervalle de temps qui sépare le premier trajet arrivé du trajet ayant le plus grand retard.
- N_{traj}^{total} est le nombre total de trajets issus des réflexions dans l'environnement.
- $N_{indiv}^{X\%}$ qui représente le nombre de trajets individuels contenant au total X% de l'énergie du canal. Ces trajets sont éparpillés et interviennent pendant toute la durée d'étalement du canal.
- $N_{cons}^{X\%}$ qui est le nombre de trajets consécutifs regroupant X% de l'énergie du canal, à partir du premier trajet.
- $T_{cons}^{X\%}$ est la durée nécessaire pour atteindre X% de l'énergie du canal, ce qui correspond au temps de propagation des $N_{cons}^{X\%}$ premiers trajets.
- E_n qui est l'énergie contenue dans le trajet le plus fort.

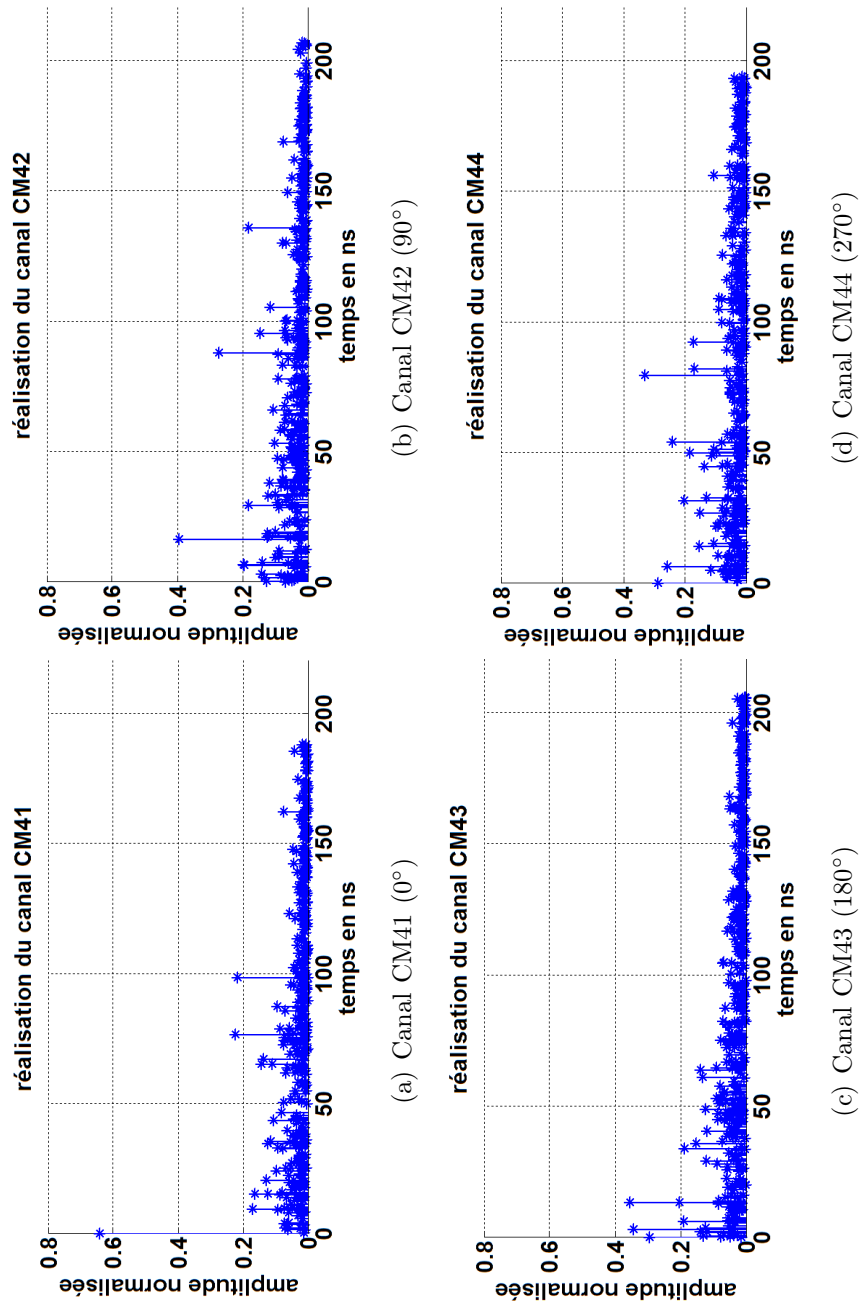
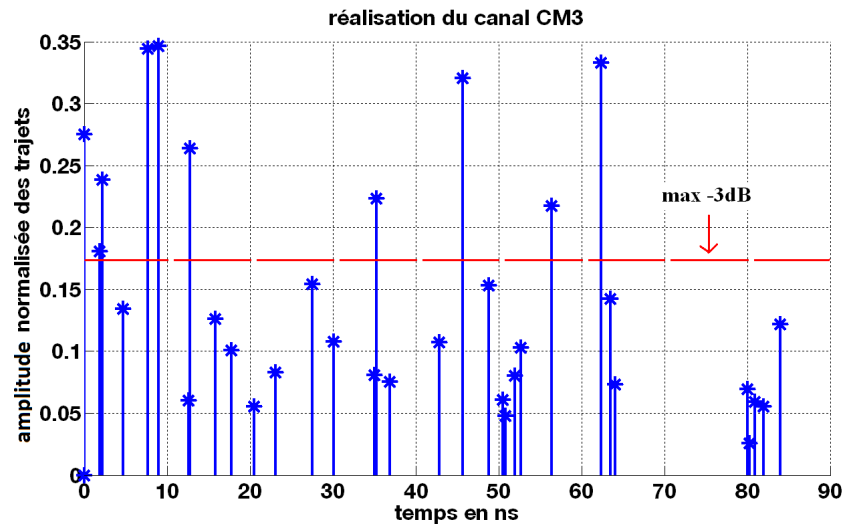
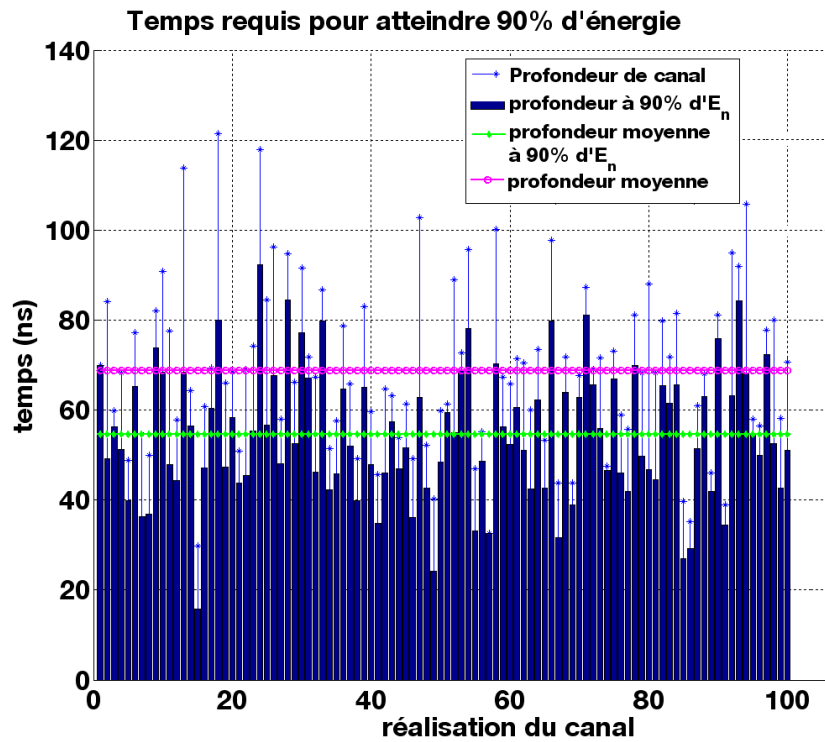


FIGURE 3.1 – Réalisations du modèle CM4

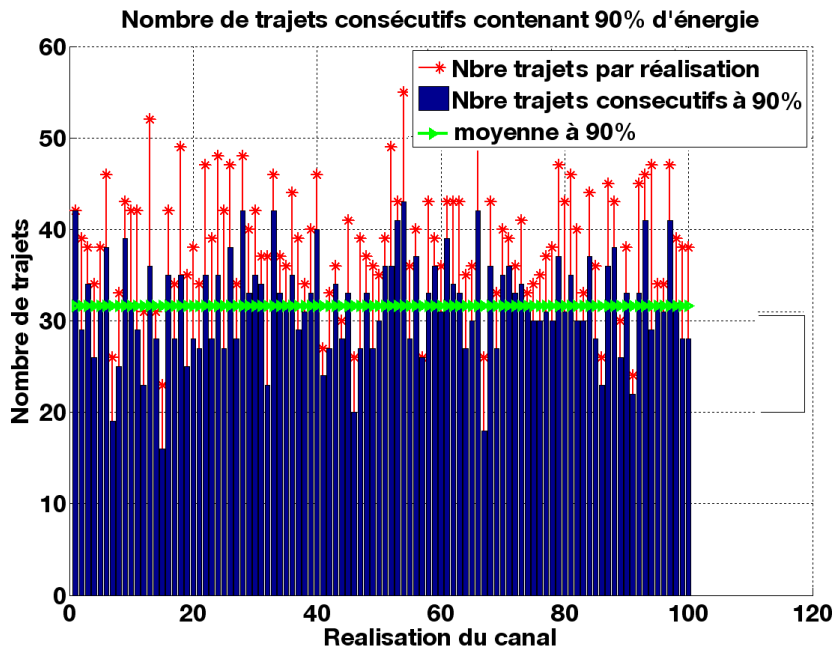


(a) Exemple de réalisation du modèle de canal CM3

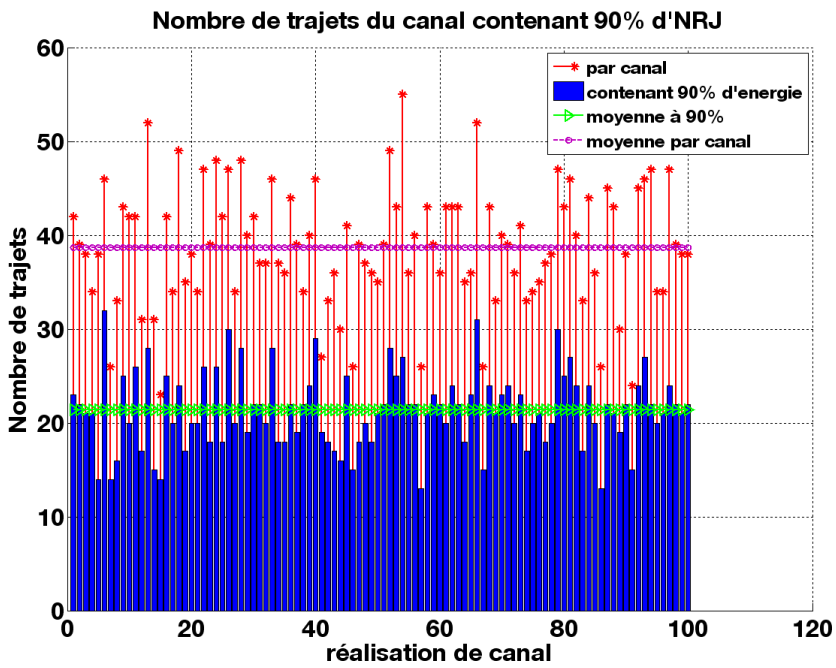


(b) Répartition de l'énergie dans le temps

FIGURE 3.2 – Statistiques du modèle CM3



(a) Trajets successifs à 90% d'énergie



(b) Trajets individuels contenant 90% d'énergie

FIGURE 3.3 – Statistiques du modèle CM3

Le modèle CM3

Les données statistiques moyenne que nous pouvons retenir indiquent que ce dernier a une profondeur d'étalement de plus de 70ns en moyenne, et il contient près de 38 trajets en moyenne. Sur la figure 3.2(a) présentant une réalisation aléatoire de ce canal, on observe que des trajets de forte amplitude sont présents sur toute la longueur, avec une dizaine de trajets (pour un total de 33) ayant une amplitude inférieure de moins de 3dB à celle du trajet le plus fort.

La figure 3.3(b) indique qu'en moyenne les 22 trajets les plus forts (soit 58% des trajets) contiennent à eux seuls 90% de l'énergie totale du canal. Les figures 3.2(b) (présente la répartition de l'énergie dans les trajets suivant la durée d'étalement du canal) et 3.3(a) (présente l'énergie cumulée dans les trajets successifs) nous indiquent quant-à-elles que 90% de l'énergie est atteinte au bout de 54ns en moyenne et est contenue en moyenne dans 32 trajets consécutifs à compter de l'arrivée du premier trajet. L'ensemble de ces valeurs est synthétisé dans le tableau 3.1 avec une énergie du canal normalisée à 1.

Le modèle CM4

Des analyses statistiques identiques à celles effectuées sur le *CM3* sont reproduites pour les quatre variantes du modèle de canal *CM4*. On retiendra de façon générale que ce canal contient 400 trajets qui s'étalent sur près de 200ns et il est plus aisé de distinguer un trajet principal pour le *CM4₁* (cas *LOS*) que pour les autres cas. Les données statistiques pour chaque canal sont regroupées dans le tableau 3.1.

Le canal *CM3* s'avère moins dense et moins profond que le *CM4*, nous en déduisons qu'un grand nombre de trajets est absorbé par le corps humain. Par ailleurs, on constate que le canal *CM4₁*, comparé aux trois autres cas, permet de concentrer le plus rapidement une quantité d'énergie donnée. Le nombre de trajets considérés pour atteindre ce pourcentage d'énergie est également le moins élevé. Ce résultat peut être justifié en partie par le fait que le *CM4₁* bénéficie de la vue directe entre émetteur et récepteur, avec un trajet principal qui contient à lui seul en moyenne 40% de l'énergie du canal. Dans les autres cas, les trajets issus des réflexions dans l'environnement sont moins forts, ce qui requiert plus de temps pour cumuler un niveau d'énergie donné.

On s'attendrait ici à avoir des valeurs similaire entre le *CM4₂* et le *CM4₄* qui peuvent être considérés comme symétriques par rapport au corps humain. Les données fournies par le tableau 3.1 ne permettent pas d'abonder dans ce sens car dans le cas du *CM4₄*, le nombre de trajets à intégrer est plus élevé pour un pourcentage d'énergie considéré.

Pour expliquer cela, nous proposons comme premier élément les conditions expérimentales des mesures (chambre d'hôpital) à partir desquelles le groupe de normalisation IEEE802.15.6 a établi ses modèles de canal [77]. Il faut également prendre en considération l'instabilité du canal, car même en chambre anéchoïque où les réflexions sont

limitées, on observe une variation du canal suivant les positions des antennes sur le corps et autour de ce dernier.

3.2.2 Conclusion

Les canaux UWB BAN se distinguent entre eux par leurs caractéristiques statistiques, fortement influencées par la présence du corps qui engendre des absorptions plus ou moins marquées du signal. L'analyse statistique présentée permet ainsi de voir quelles sont les différences engendrées par le contact avec le corps ainsi que l'angle entre émetteur et récepteur. La surprise provient des cas CM42 et CM44 qui peuvent logiquement être perçus comme symétriques et donc entraînant plus ou moins des comportements du signal identiques. Les résultats statistiques obtenus indiquent le contraire et permettent de considérer ces deux modèles comme des canaux différents. Cela accentue la nécessité de prendre en compte l'instabilité du canal, et le fait que les modèles du groupe BAN restent étroitement liés aux conditions expérimentales des mesures de propagation. Toutefois nous poursuivrons notre étude avec ces modèles de canal, dont la connaissance demeure un élément permettant de dimensionner et évaluer la couche physique.

3.3 Proposition d'une couche PHY UWB

Cette section présente la couche physique que nous avons proposée pour répondre aux contraintes des applications multimédia du BAN. Les choix effectués doivent constituer un compromis entre les divers éléments que nous avons déjà évoqués tels que les débits des applications du BAN, la répartition de l'énergie du canal UWB, l'état de l'art des couches physiques existantes, ou encore la réglementation en matière de puissance rayonnée. Ce chapitre présente la chronologie et la démarche adoptée pour la proposition d'une couche physique pour les BAN.

3.3.1 Objectifs ciblés

Nous souhaitons concevoir un système de transmission UWB adapté pour les applications et contraintes du BAN, et reposant sur les points suivants :

- Une adaptabilité en débit permettant de couvrir les applications à faible débit tout comme celles qui requièrent un débit plus élevé telles que le *streaming vidéo* en HD et/ou 3D, le transfert de données ou encore les flux audio en haute définition. L'objectif de débit est de 10 Mbps pour le groupe IEEE802.15.6 , et 20 Mbps pour le projet BANET ; nous nous fixerons par conséquent 20 Mbps comme objectif de débit.

- Une qualité de service qui assure la transmission de données même dans des conditions défavorables. Pour les données multimédia, nous ciblons un taux d'erreur binaire inférieure à 10^{-3} .
- Un système facilement intégrable dans des équipements de faible complexité, de faible coût et de très basse consommation. Cela implique que de bonnes performances puissent être obtenues avec les architectures les plus simples telles que le détecteur d'énergie.

3.3.2 Travaux antérieurs

Nos travaux se sont inspirés des activités UWB effectuées dans le laboratoire TECH de France Telecom [16], et portant sur la conception d'une couche physique UWB bas débit pour les réseaux de capteurs [16]. Cette couche physique proposée en normalisation IEEE802.15.4a repose sur la transmission d'un bit d'information par le biais de 8 impulsions isolées et modulées en OOK, couplées avec le saut temporel.

Pour respecter la terminologie utilisée dans le document d'origine [16], la trame est désignée par le terme *chip* et le burst contenant l'impulsion est désigné ici par *slot* dont la durée est T_{slot} ; nous avons par conséquent un temps symbole défini par $T_s = N_c \times T_{chip}$. Le temps symbole représenté en figure 3.4 se divise ainsi en $N_c = 8$ chips de durée $T_{chip} = 160ns$ et chaque chip se divise en $N_s = 8$ slots de durée $T_{slot} = 20ns$. Chaque chip contient une seule impulsion dont la position dans l'un de ses slots est déterminée par le code de saut temporel. Avec une répétition moyenne des impulsions (PRP) de 160ns, le temps symbole est de 1280ns, ce qui correspond à un débit de 781kbps. Les deux valeurs possibles des bits d'information (0 et 1) sont représentées par des mots orthogonaux permettant d'équilibrer l'énergie transmise pour les deux valeurs binaires; cela évite d'avoir 8 impulsions pour le bit 1 et aucune pour le bit 0. Ainsi, les données sont représentées comme suit :

- bit 1 : '10101010'
- bit 0 : '01010101'

La PRP est alors doublée, et un choix judicieux du code de saut permet d'éviter complètement les interférences inter-impulsions pour les canaux diffusés par le groupe IEEE802.15.4a-2007 et dont l'étalement est de l'ordre de 200ns.

Lorsque les premiers modèles de canal du groupe IEEE802.15.6 ont été livrés en novembre 2008, nous avons voulu vérifier quelle différence le canal UWB BAN introduit en comparaison aux canaux UWB du groupe IEEE802.15.4a. A l'aide d'un récepteur cohérent et de cette couche physique, nous avons simulé une transmission de données sur le canal $CM1_{LOS}$ IEEE802.15.4a-2007 et la première version du modèle CM3 BAN qui était à ce moment là le seul modèle UWB BAN pouvant être évalué. Cette version CM3 BAN présentait un canal moins étendu de profondeur 30ns environ, soit un canal dont

3.3 Proposition d'une couche PHY UWB

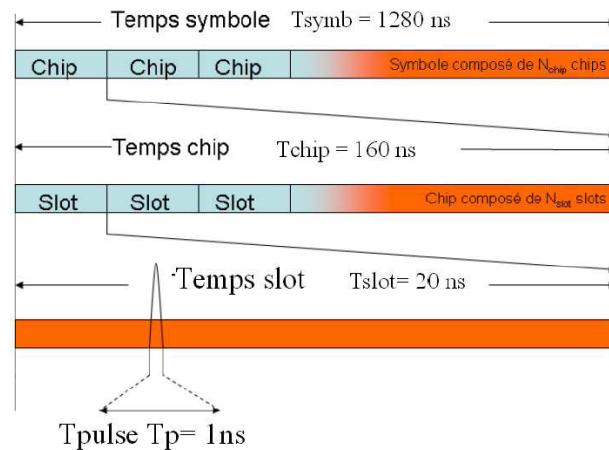


FIGURE 3.4 – Représentation d'un temps symbole [16]

les caractéristiques diffère du CM3 BAN présenté en 3.2.1.

Pour chaque type de canal, une dizaine de réalisations aléatoires ont servi à l'évaluation du taux d'erreur binaire (TEB) en fonction du rapport signal à bruit (RSB=SNR), une moyenne du TEB étant calculée par la suite pour l'ensemble de ces réalisations. Les résultats obtenus sont illustrés en figure 3.5 [82]; ils montrent un gain de RSB de près de 9dB avec les simulations sur le canal CM3 BAN [82].

Avec l'observation de l'amélioration des performances du récepteur cohérent sur le canal CM3, les bases de notre démarche de spécification d'une couche PHY UWB ont pu être posées. En considérant cette structure de couche physique et ses résultats sur le $CM1_{LOS}$ comme référence de performance, il est possible de renoncer aux 9dB de gain pour reconfigurer la couche physique de manière à ce qu'elle soit adaptée aux applications haut débit que nous ciblons en particulier pour le BAN. Les possibilités qui s'offrent à nous sont les suivantes :

- En réduisant le nombre d'impulsions de 8 à 1, on perd le gain de répétition de l'information calculé par $G_{rep} = 10\log(N_f)$, soit $G_{rep} = 9dB$. Cela permet de multiplier le débit par 8 pour atteindre 6Mbps.
- Le canal CM3 étant de profondeur 30ns, il apparaît qu'un intervalle de 160ns entre impulsions devient sous-optimal. Réduire cet intervalle par deux permettrait de porter le débit à 12Mbps tout en limitant l'interférence entre impulsions. Cela entraîne néanmoins une perte de 3dB sur le gain de fenêtrage¹.

1. Ce gain est défini à partir du ratio entre la durée de l'impulsion et celle du chip

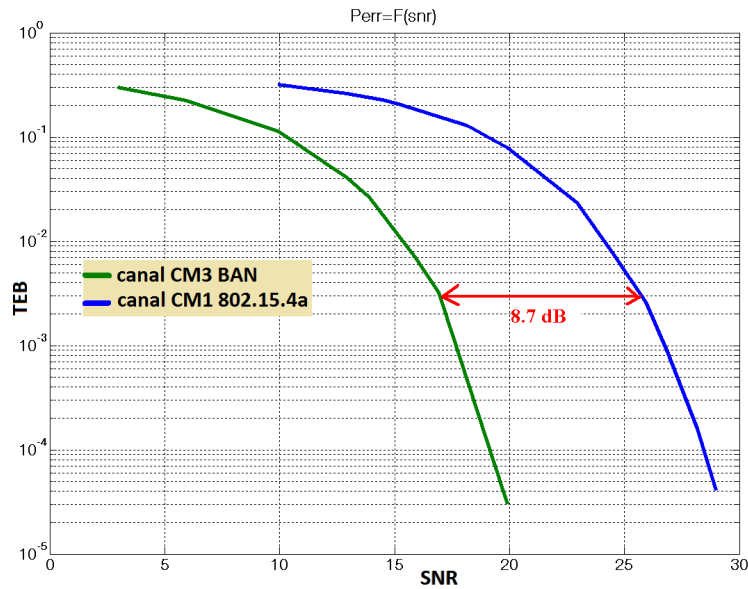


FIGURE 3.5 – Comparaison des performances sur les canaux $CM1_{los}$ IEEE802.15.4a et CM3 BAN [82]

- Remplacer l'OOK par une modulation d'ordre supérieur permettant d'augmenter à nouveau le débit, au prix cependant d'une perte éventuelle en dB qui dépendrait de la modulation choisie.

Ces trois propositions permettent de prévoir une augmentation du débit, mais elles entraînent une perte dans le gain de traitement. Pour définir notre couche physique, nous allons conserver la structuration de la figure 3.4, mais nous désignerons par *trame* (de durée T_f) le chip de la figure 3.4.

3.3.3 Période de répétition de l'impulsion

Comme illustré en figure 3.6, la période de répétition de l'impulsion est un compromis entre le débit souhaité, la réglementation en matière de puissance rayonnée et la réponse impulsionnelle du canal. En effet, nous avons déjà indiqué que réduire par huit la durée du temps symbole illustré en figure 3.4 permet de multiplier par autant le débit. Cependant, réduire l'intervalle moyen entre deux impulsions successives nécessite de reconsidérer la puissance instantanée des impulsions qui doit respecter les normes des instances de réglementation (-41.3dBm/MHz).

Réduire la durée de la trame à 160ns conduit à un débit de 6Mbps. En prenant en

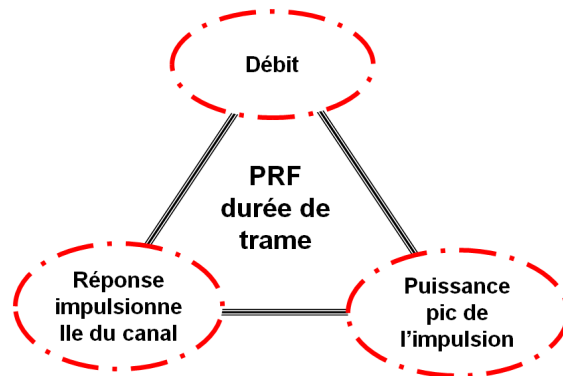


FIGURE 3.6 – Choix d'une PRF

considération la profondeur du canal CM3², nous estimons qu'il est possible de diminuer la durée de la trame, de sorte qu'elle ait une valeur à la limite de la profondeur du canal. La valeur de 64ns se présente donc comme une alternative, car non loin de rappeler la durée de trame de la couche physique IEEE802.15.4a-2007, elle permettrait d'emblée d'envisager un débit de 15Mbps avec une modulation binaire, tout en évitant les interférences inter-impulsions aussi bien pour la modulation OOK que la 2PPM³. Bien que ce débit soit convenable pour les objectifs indiqués dans l'appel à propositions du groupe IEEE802.15.6, cette valeur reste inférieure aux objectifs ciblés dans le cadre du projet BANET (20Mbps). Aussi, il faut envisager l'augmentation de débit au niveau de la modulation en élevant l'ordre de cette dernière.

3.3.4 Choix de la modulation

Nous pouvons utiliser 2 des récepteurs présentés au chapitre 1.5, à savoir le récepteur cohérent pour ses performances, et le récepteur à détection d'énergie pour sa simplicité. Du fait des limitations de la détection d'énergie, il n'est pas possible avec ce type de récepteur d'avoir recours aux modulations faisant intervenir la phase du signal (M-PSK).

La famille des modulations par amplitude⁴ (PAM) nous a semblé également inappropriée du fait de la difficulté qui pourrait se présenter pour définir de façon adéquate les seuils d'amplitude des différents états. La modulation PPM permet un nombre élevé d'états accessibles aux deux types de récepteurs. Le débit peut ainsi être multiplié par

2. Nous rappelons qu'à cette étape du travail, le modèle de canal CM3 fourni par le groupe IEEE802.15.6 avait une profondeur de 30ns en moyenne

3. Nous évoquons ici la 2PPM dont l'intervalle de modulation équivaut à la moitié du temps symbole

4. A l'exception de la modulation OOK

un facteur k en passant de la BPPM à la 2^k -PPM mais à l'inverse, la prise en compte du caractère multi-trajets du canal UWB entraîne l'allongement de la durée du temps symbole du même facteur k si l'on souhaite s'affranchir des interférences inter-impulsions (IPI). Dans de telles conditions le débit demeure au final inchangé et il n'est possible d'envisager tout au mieux que l'amélioration du taux d'erreur binaire (TEB) pour un rapport signal à bruit (RSB) fixé tel que constaté sur un canal parfait [19].

Une alternative aux ordres élevés de la PPM consiste à effectuer une combinaison des trois modulations binaires OOK, BPPM et BPSK. Nous avons par exemple imaginé la modulation hybride présentée sur la figure 3.7 où l'impulsion prend l'un des cinq états (a,b,c,d,e). Les états a et b (resp. c et d) suivent la modulation de phase BPSK, les états a et c (resp. b et d) se distinguent suivant la PPM et enfin l'état e est l'absence d'impulsion par rapport à l'ensemble des autres états et suivant la modulation OOK.

Le récepteur cohérent sera en mesure de distinguer l'ensemble de ces 5 états tandis qu'un détecteur d'énergie ne saura distinguer que les trois états a, c, e , les états a et b (resp. c et d) étant alors considérés comme identiques.

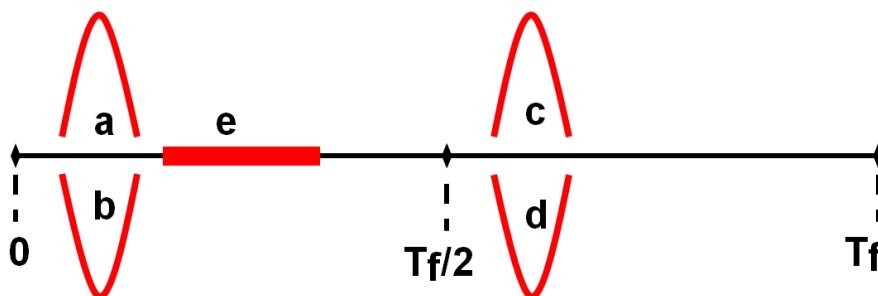


FIGURE 3.7 – Modulation hybride BPPM-BPSK-OOK

Chaque trame⁵ ne contient qu'une seule impulsion (pouvant prendre l'un des 5 états) à partir de laquelle il est possible de coder plus de 2 bits ($\log_2(5) = 2.3$) d'information pour chaque état. Pour tirer avantage du nombre d'états de cette modulation hybride, nous proposons de coder l'information à partir de l'association de plusieurs trames consécutives.

Le nouveau symbole ainsi construit est constitué de deux trames au minimum et cela aboutit à 25 séquences⁶ de modulation constituant le vocabulaire des données. On peut

5. La trame correspond à l'unité de temps équivalente à la durée d'un symbole constitué d'une seule impulsion au plus

6. Désigne ici une combinaison de plusieurs états successifs d'impulsions

3.3 Proposition d'une couche PHY UWB

ainsi transmettre des données sur 4 bits, et on dispose de 9 séquences supplémentaires qui peuvent être soit des séquences non transmises, soit des séquences utilisées à des fins de codage pour la robustesse de la liaison. La figure 3.8 illustre quelques séquences pour un temps symbole constitué de deux trames.

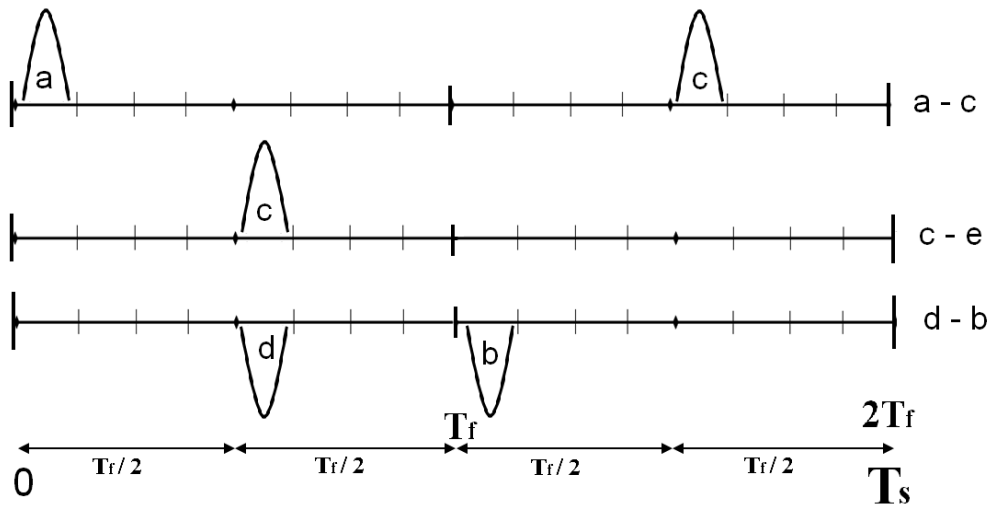


FIGURE 3.8 – Exemple de symboles en modulation PPM-BPSK-OOK

Ces séquences de modulation supplémentaire peuvent être mises à contribution pour la transmission des données en augmentant le nombre de trames utilisées pour coder l'information. Par exemple, si l'information est codée à l'aide de 4 impulsions, on obtient un vocabulaire de 625 mots correspondant aux combinaisons possibles des états des impulsions dans chaque trame. L'information de donnée peut ainsi être transmise sur 9 bits (gain d'un bit supplémentaire pour la donnée) avec 113 séquences supplémentaires pouvant être utilisées à des fins de codage.

Le détecteur d'énergie ne pourra exploiter qu'une partie des séquences, ce qui permet néanmoins de transmettre 3 bits (9 états) d'information sur deux trames et 6 bits (81 états) sur quatre trames. Ainsi, si elle est transportée sur 4 bits pour un temps symbole constitué de deux trames, l'information de donnée sera en partie perdue avec le détecteur d'énergie. Un usage approprié des séquences doit être envisagé pour empêcher la perte de données, car le réseau n'est pas composé uniquement d'équipements effectuant une réception cohérente, et de plus, l'émetteur n'est pas systématiquement en mesure de recevoir un retour lui permettant de distinguer le type de récepteur auquel il transmet de l'information.

Une proposition intéressante consiste à utiliser les états de position a et c et l'état e pour la transmission d'information (combinaison PPM-OOK), tandis que les états de polarisation négative b et d transmettent la même information de donnée que a et c encapsulant ainsi dans la phase une information de codage perceptible uniquement par un récepteur cohérent. Cela revient à dire par exemple que pour un symbole de deux trames, l'information transmise est envoyée sur 4 bits, dont les trois premiers transportent de la donnée (codée par a, c, e) et sont perceptibles par tout type de récepteur, tandis que le dernier bit pourrait être un bit de parité déterminé par les phases des impulsions.

Nous illustrons ce principe dans le tableau 3.2 qui présente un exemple de codage arbitraire des 3 bits de données (abstraction est donc faite du 4ème bit codant la phase). Ainsi, les séquences $S1 - S2$ et $P1 - P2$ correspondent à l'information de donnée codée dans les $b0, b1, b2$; cependant, les séquences $P1 - P2$ font intervenir au minimum l'un des états de phase b ou d dont l'information serait exprimée dans un quatrième bit $b3$ non représenté ici.

En résumé pour deux trames il y a 25 séquences possibles, avec lesquelles on peut transmettre de la donnée sur 8 mots de code. Certaines séquences possibles ne sont pas représentées dans le tableau 3.2 dans lequel on observe en particulier l'absence de la séquence $e - e$, qui peut être vue comme une séquence interdite, entraînant qu'il faille impérativement au moins une impulsion dans chaque symbole émis.

$S1$	$S2$	$P1$	$P2$	$b2$	$b1$	$b0$
a	a	b	b	0	0	0
a	c	b	d	0	0	1
a	e	b	e	0	1	0
c	a	d	b	0	1	1
c	c	d	d	1	0	0
c	e	d	e	1	0	1
e	a	e	b	1	1	0
e	c	e	d	1	1	1

TABLE 3.2 – Codage des données sur 3 bits

Les possibilités qu'offre cette modulation hybride sont intéressantes, en particulier pour un nombre croissant de trames par symbole. Il faut alors assurer un équilibre dans la répartition de l'énergie entre les symboles, d'où la nécessité d'effectuer un choix judicieux du codage de l'information au travers des bits b_i , pour optimiser la distance euclidienne entre les symboles.

3.3 Proposition d'une couche PHY UWB

Une des particularités associées à cette modulation hybride est qu'en modifiant quelques éléments (possibilité de positionner deux impulsions dans chaque trame et suppression des états b et d), on se ramène aisément au cas de la modulation Block-Coded Group PPM (BC-GPPM) proposée dans [81] et présentée en section 2.4.3 .

Prenant en compte notre souhait de contribution au processus de normalisation se déroulant en parallèle à la thèse, et compte tenu des délais de soumission de propositions, nous n'avons pas suffisamment de recul sur ce schéma de modulation, sa robustesse et ses possibilités de réalisation.

Tout en gardant l'éventualité de l'approfondir dans la suite des travaux, nous nous sommes résolus dans une première mesure à la simplifier en y omettant l'état d'absence d'impulsion e . Cela aboutit au final à une modulation BPPM-BPSK, moins complexe et plus courante, et qui permet de transmettre au mieux deux bits par impulsion. La constellation de la modulation BPPM-BPSK est illustrée dans la figure 3.9

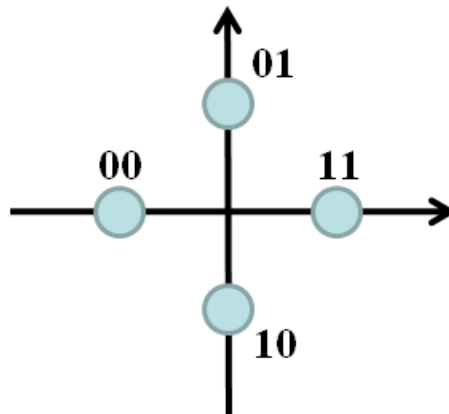


FIGURE 3.9 – Constellation de la modulation BPPM-BPSK

3.3.5 Structure de la couche physique

Les choix présentés dans les sections 3.3.3 et 3.3.4 conduisent à la structure de couche physique reposant sur les points suivants :

- Un temps symbole T_s est constitué de N_f trames de durée $T_f = 64ns$ et contenant chacune une seule impulsion, tel que $T_s = N_f \times T_f$.
- Suivant la modulation BPPM, l'impulsion se situe dans la première ou la seconde moitié de la trame et suivant la modulation BPSK, l'impulsion a une polarité positive ou négative.
- L'accès multiple est assuré à l'aide du saut temporel, et les utilisateurs du même réseau sont identifiés par leur code de saut temporel. Chaque trame est alors divi-

sée en N_c intervalles (appelés *chips*) de durée T_c chacun avec $T_f = N_c \times T_c$.

Le signal transmis s'écrit alors :

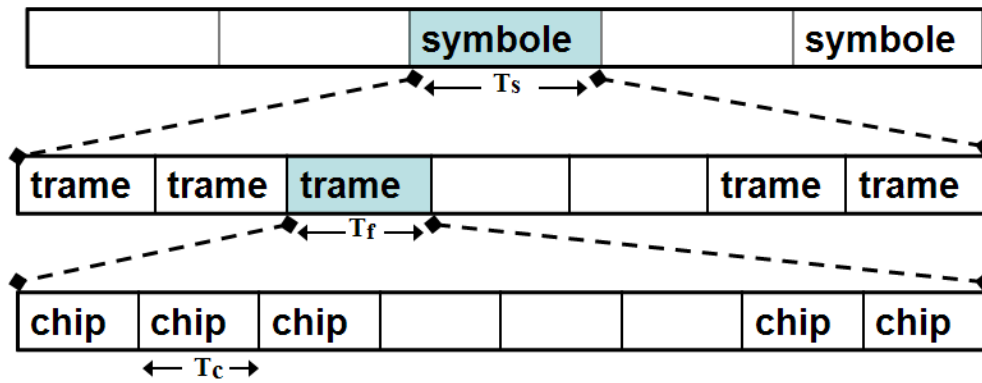
$$s(t) = \sum_{k=0}^{+\infty} \sum_{j=0}^{N_f-1} a_{j,k} p(t - kT_s - jT_f - c_j T_c - b_k \Delta) \quad (3.1)$$

où $p(t)$ est l'expression de la forme d'onde de l'impulsion transmise, $\{k, j\}$ représentent les indices respectifs du symbole et de la trame dans le symbole, $c_j \in [0, N_c/2 - 1]$ représente la valeur du code de saut temporel dans la trame j et défini de sorte à respecter un intervalle de garde entre symboles. L'intervalle de modulation PPM est Δ , $b_k = \{0, 1\}$ est le bit de donnée et $a_{j,k} = \{-1, 1\}$ correspond à la phase de l'impulsion dans chaque trame du symbole.

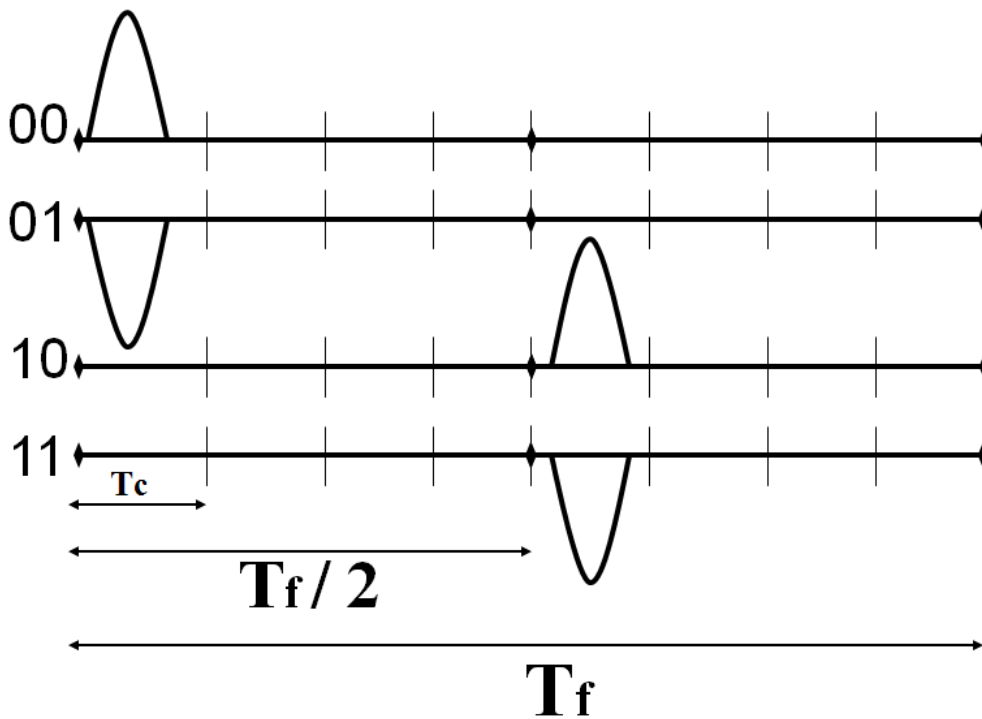
La figure 3.10 illustre la structure de notre proposition de couche physique UWB. Une impulsion transmet une information codée sur 2 bits $b_0 b_1 = b_k a_k$ dont le premier détermine la position pour la BPPM avec $b_0 = 0$ si l'impulsion est dans la première moitié de la trame et $b_0 = 1$ si l'impulsion se trouve dans la seconde moitié. Le second bit code la phase de l'impulsion pour la BPSK, avec $b_1 = 1$ pour une phase positive et $b_1 = -1$ pour la phase négative.

La modulation BPPM-BPSK est la combinaison d'une modulation antipodale avec une modulation orthogonale. La constellation associée est présentée en figure 3.9, elle équivaut à celle de la modulation QPSK [20]. Les performances théoriques sur un canal à bruit additif blanc gaussien (canal AWGN ou CABG) de moyenne nulle et de densité spectrale de puissance bilatérale $N_0/2$ donnent la probabilité d'erreur symbole de l'expression 3.2, avec deux bits par symbole. Le principe de l'émission réception incluant la prise en compte de la modulation est présenté en figure 3.11.

$$P_{err}^{BPPM-BPSK} = 2Q\left(\sqrt{\frac{E_s}{N_0}}\right) - Q^2\left(\sqrt{\frac{E_s}{N_0}}\right) \quad (3.2)$$



(a) Subdivision d'un temps symbole



(b) Codage de l'information dans l'impulsion

FIGURE 3.10 – Structure de la couche physique

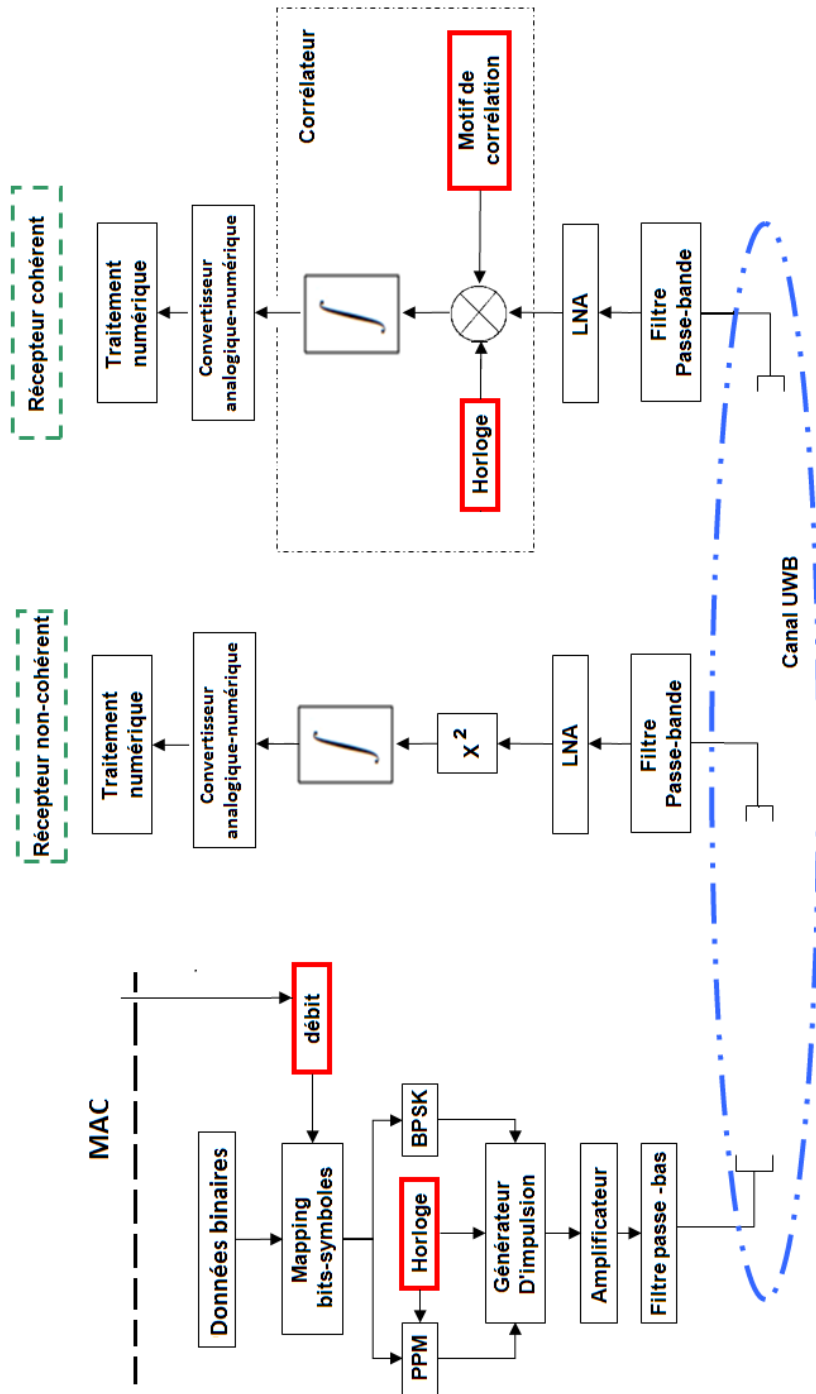


FIGURE 3.11 – Schéma de l'émetteur-récepteur

Variation en débit

La répétition de l'information (par augmentation du nombre de trames) rallongeant la durée du temps symbole, le débit varie avec le nombre d'impulsions par symbole pour une durée de trame constante. Le gain de traitement associé à la répétition de l'information est $G_{rep} = 10 \times \log(N_f)$ pour un récepteur cohérent. Le tableau 3.3 présente les débits possibles en fonction du nombre d'impulsions et du type de récepteur car on se souviendra que le récepteur non-cohérent ne peut distinguer que le bit de position uniquement.

PRF moyenne (MHz)	Nbre impulsions par symbole	Temps symbole (ns)	Débits		
			symbole (MHz)	coherent BPSK-BPPM (Mbps)	non-coherent BPPM (Mbps)
15.6	13	832	1.20	2.40	1.20
15.6	11	704	1.42	2.84	1.42
15.6	7	448	2.23	4.46	2.23
15.6	3	192	5.2	10.4	5.2
15.6	1	64	15.6	31.2	15.6

PRF : Pulse Repetition Frequency – fréquence de répétition de l'impulsion

TABLE 3.3 – Variation du débit suivant le nombre de trames N_f dans le symbole

Construction des symboles à l'émission

De façon générale, nous considérons que l'information est transmise au travers du bit de position afin d'être accessible à tout récepteur, tandis que l'information de codage est envoyée dans le bit de phase (*ex* : bit de parité, répétition de l'information courante transmise...). Cela permet ainsi d'apporter de la robustesse à la liaison pour le récepteur cohérent. A cet effet, nous avons opté pour les valeurs impaires de N_f afin de pouvoir améliorer les performances avec un récepteur cohérent par le biais des codes de Barker ; ces derniers sont connus pour leur faible autocorrélation qui permet de limiter les interférences provenant d'autres systèmes utilisant d'autres séquences de code. Les codes de Barker peuvent également être particulièrement utiles lors de la phase d'acquisition de la synchronisation du récepteur cohérent ; quelques séquences connues d'ordre supérieur à 2 sont présentées dans le tableau 3.4.

longueur	Codes
3	+1 +1 -1
5	+1 +1 +1 -1 +1
7	+1 +1 +1 -1 -1 +1 -1
11	+1 +1 +1 -1 -1 -1 +1 -1 -1 +1 -1
13	+1 +1 +1 +1 +1 -1 -1 +1 +1 -1 +1 -1 +1

TABLE 3.4 – Séquences impaires des codes de Barker

Interférences inter-impulsions

Nous avons indiqué en section 3.3.3 que le choix de la période moyenne de répétition de l'impulsion (PRP) a été orienté par la profondeur du canal UWB BAN CM3 dans sa première version. Cependant, l'arrivée des mises à jour des modèles de canal présentés en section 2.3.4 conduit à des canaux plus profonds, avec une durée d'étalement du canal CM4 qui vaut plus de trois fois la durée de la trame dans un symbole (analyse statistique présentée en section 3.2). Notre choix de durée de trame nous conduit au final à une situation d'interférences inter-impulsions (IPI) quel que soit le canal de propagation UWB BAN.

La conséquence logique de cette situation aurait été de reconsidérer la durée de la trame de sorte qu'elle soit au minimum égale à l'étalement moyen le plus long des canaux BAN (200ns) ; cela entraîne *de facto* une division par trois au minimum des débits présentés dans le tableau 3.3, ce qui ne permet plus de répondre aux requis techniques des réseaux BAN en matière de débit avec un récepteur non-cohérent. La structure telle que définie permet ainsi d'étudier cette situation d'interférences inter-impulsions que l'on retrouve inévitablement si l'on souhaite adresser des débits relativement élevés pour les applications du BAN.

Par ailleurs, la différence entre les travaux du groupe IEEE802.15.6 et ceux du groupe IEEE802.15.4a-2007 en matière d'UWB réside dans les usages et applications, mais aussi dans le canal de propagation influencé dans le cas du BAN par la présence du corps humain. De fait, notre modèle de couche physique basé sur les impulsions isolées dans les trames nous a paru très approprié pour étudier l'influence du canal sur la transmission, dans la mesure où chaque impulsion reçue est le reflet immédiat de la réponse impulsionnelle du canal. Nous avons donc conservé cette structure de couche physique en vue d'en étudier les limites dans ce contexte d'interférences inter-impulsions.

3.3.6 Bilan de liaison

Nous établissons un bilan de liaison en vue de donner un aperçu des niveaux de puissance qui pourraient être mis en jeu lors d'une transmission UWB dans un contexte de réseau BAN. Nous considérons une impulsion de fréquence centrale 4GHz, de largeur de bande 1GHz à -3dB et 2GHz à -10dB. Cela donne une puissance moyenne maximale à l'émission $P_{moy}^{max} = -41.3 + 10 \times \log(2000) = -8.3dBm$. Cette valeur est donc 8.3dB en dessous de la puissance crête définie par la norme (0dBm/50MHz). Concernant les pertes de propagation (pathloss), nous nous servons du modèle A (section 2.3.4) pour estimer les pertes à une distance de 2m pour les deux modèles de canal CM3 et CM4. La figure 2.11 nous indique à cet effet une perte d'environ 70dB pour cette distance.

Pour prendre en compte l'effet potentiel du type d'antenne choisi en émission et réception, nous considérerons leurs gains respectifs nuls et manifestons leur impact dans les pertes liées à la forme d'onde que nous estimons à 3.5dB. Une figure de bruit de 5dB et une perte d'implémentation de 4dB sont également prises en compte, et les valeurs choisies correspondent à une moyenne sur les valeurs présentes en littérature. Le bilan de liaison est ainsi présenté pour les débits limites avec le récepteur cohérent, afin d'estimer l'intervalle dans lequel variera la marge de la liaison.

On constate une marge de liaison confortable de 19dB pour les faibles débits tandis qu'elle est de 8dB pour les débits élevés. L'écart entre les deux valeurs est proportionnel au nombre d'impulsions ($10 \times \log N_f$) qui représente le gain de répétition pour le récepteur cohérent. Par ailleurs, la marge de la liaison correspond à un cas LOS, il faut donc prévoir une dégradation pour le cas NLOS. A l'inverse, l'observation du signal reçu (corrélation ou intégration) peut s'effectuer sur une durée inférieure à celle de la trame, ce qui occasionne un gain de fenêtrage qui améliore la marge. L'étude sur les performances de la couche physique (chapitre 4) permettra de mieux apprécier les conditions dans lesquelles la liaison est viable.

3.4 Conclusion

Nous avons justifié les choix effectués pour concevoir une couche physique UWB-IR. Cette dernière est définie pour satisfaire les application du BAN nécessitant un débit élevé, en particulier les application multimédia et de flux vidéo. Naturellement, la modularité en débit de cette couche physique permet de satisfaire également les applications à bas débit, avec une plus grande robustesse du fait du nombre d'impulsions par symbole.

Le résultat final de la couche physique donne des attributs similaires à la couche physique IEEE802.15.4a-2007, structurée également autour de la combinaison des modulations BPPM et BPSK et avec une fréquence moyenne des impulsions quasi-similaire. Cependant, nous avons vu que cette ressemblance en modulation est issue d'une volonté de simplification de la modulation initialement choisie, en vue de répondre aux exigences

Paramètres	Valeur	Valeur	Unité
Densité spectrale de puissance (dsp)	-41.3	-41.3	dBm/Mhz
Largeur de bande à -10dB (B)	2000	2000	MHz
Nombre d'impulsions (N_f)	13	1	
Débit binaire (Rb)	2.4	31.2	Mbps
Distance (d)	2	2	m
Puissance maximale à l'émission ($PT_m = dsp+10\log(B)$)	-8.29	-8.29	dBm
Pertes de forme d'onde (Pfo)	3.5	3.5	dB
Puissance Tx ($PT = PT_m-Pfo$)	-11.79	-11.79	dBm
Gain d'antenne Tx (GT)	0	0	dBi
Path Loss total (incluant les évanouissements) (L)	70	70	dB
Gain de l'antenne Rx (GR)	0	0	dBi
Puissance Rx ($PR = PT+GT+GR-L$)	-81.79	-81.79	dBm
Puissance moyenne du bruit ($N = -174+10\log(Rb)$)	-109.99	-98.85	dBm
Figure de bruit du Rx (NF)	5	5	dB
Puissance moyenne du bruit ($PN = N+NF$)	-104.99	-93.85	dBm
Perte d'implémentation (I)	4	4	dB
Marge de la liaison ($M = PR-PN-I$)	19.20	8.06	dB
Sensibilité min du Rx	-100	-100	dBm

TABLE 3.5 – Bilans de liaison

de faible complexité des équipements du réseau BAN. La principale différence que l'on observera se retrouve ainsi dans l'association des impulsions dans un temps symbole, avec une association à base d'impulsions isolées dans notre cas, tandis qu'elles sont regroupées en burst dans le cas IEEE802.15.4a-2007. De plus, on retrouve aussi dans notre cas la disparition de l'intervalle de garde présent dans la structure de couche physique IEEE802.15.4a-2007.

Comparée aux autres couches physiques qui ont été proposées au groupe de norma-

3.4 Conclusion

lisation IEEE802.15.6 (sections 2.4.1, 2.4.2 et 2.4.3), notre approche se différencie par le choix de la modulation qui fait appel à l'usage de la phase des impulsions. Notre proposition se distingue également par l'utilisation exclusive des impulsions isolées, tandis que ce mode correspond à un cas particulier pour les autres propositions (généralement pour le débit maximal).

Les principes de la couche physique étant posés, il convient d'en vérifier la robustesse et les performances suivant les différents mécanismes de réception, mais aussi suivant le type de canal, dont il est possible d'apprécier l'influence.

4 Performances de la couche physique

4.1 Introduction

Après avoir défini une couche physique autour des choix sur la durée de la trame et la modulation, nous nous intéressons aux performances de cette structure de couche physique afin de pouvoir déterminer les paramètres nécessaires pour respecter une QoS exprimée au travers du taux d'erreur binaire. Le canal UWB BAN diffère des canaux UWB antérieurs principalement par ses propriétés statistiques. Nous avons déjà analysé la dernière modélisation IEEE802.15.6 du canal UWB BAN et les variations suivant le type de liaison dans le réseau ; il convient alors d'étudier comment la particularité de chaque modèle IEEE802.15.6 influence les performances. Cela est rendu possible par notre structure de couche PHY qui repose sur des impulsions isolées dans les trames du symbole.

Les récepteurs cohérent et non cohérent n'offrent pas les mêmes possibilités en matière de performance et de débit, aussi allons-nous apprécier l'écart de performance entre ces deux architectures de réception. Dans le cas particulier du détecteur d'énergie, la durée d'intégration détermine la quantité d'énergie collectée. Nous allons donc étudier l'influence de cette durée d'intégration en vue d'établir quelle en est la valeur permettant d'obtenir les meilleures performances. Enfin, nous allons estimer les limites du détecteur d'énergie, en particulier dans un contexte de fortes interférences inter-impulsions.

Pour effectuer ces simulations, nous utilisons un outil développé en C++ qui permet de simuler une transmission UWB. Nous commençons ainsi par une présentation brève du principe de cet outil ainsi que la manière dont les simulations sont effectuées.

4.2 Principe de la simulation

4.2.1 Outil de simulation C++

L'outil de simulation présenté en figure 4.1 s'articule autour de cinq principaux blocs. Les paramètres de configuration sont accessibles et modifiables à travers un fichier XML qui organise la session de communication en définissant les données physiques de l'environnement de transmission ainsi que les paramètres des éléments de la chaîne d'émission-

réception. Tous ces éléments de configuration sont accessibles par l'ensemble du logiciel. Toutes les informations entre le générateur et le récepteur transitent uniquement par une mémoire centrale (buffer circulaire) représentant le signal dans le canal après l'antenne d'émission. Le tout est paramétré par la classe dédiée à la configuration.

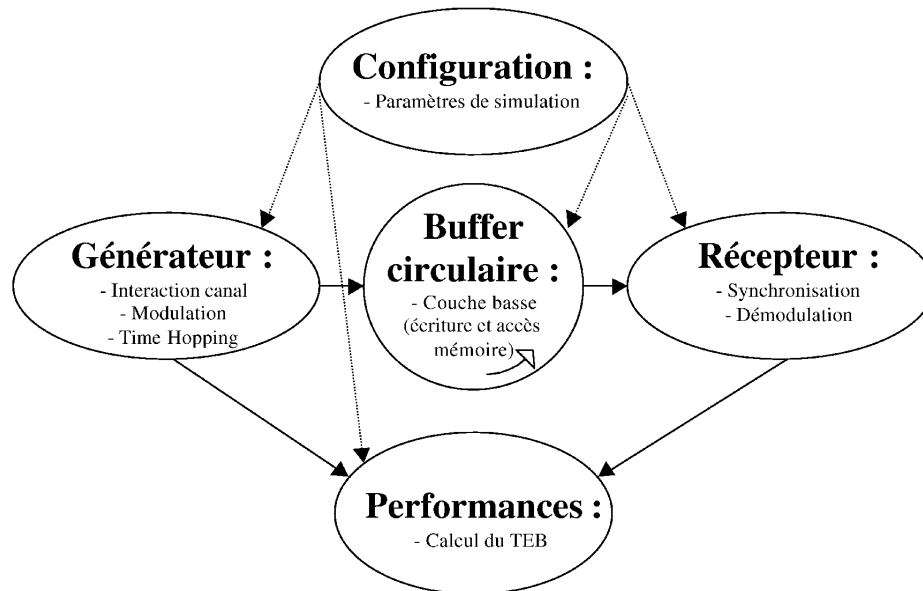


FIGURE 4.1 – Eléments du simulateur de transmission UWB

Le système travaillant de façon continue dans la mémoire tampon, une zone mémoire de taille fixe est allouée et circularisée pour d'une part générer et écrire en mémoire les impulsions émises puis leur appliquer les transformations dues au canal de propagation, et d'autre part extraire le signal reçu et démoduler l'information qui y est contenue. Le buffer circulaire est découpé en blocs mémoire dont la durée équivaut à celle d'un temps symbole; ce principe permet de préserver la ressource mémoire tout en assurant une gestion réaliste de l'écoulement du temps.

Le générateur traite :

- La génération pour un utilisateur de la forme d'onde de l'impulsion émise après antenne.
- L'application de la modulation au train d'impulsions émises. Les positions des impulsions sont déterminées sur le signal en fonction des utilisateurs ainsi que les données qu'ils ont à transmettre. Les données d'informations à émettre sont générées de manière pseudo-aléatoire et avec des bits équiprobables.
- L'accès multiple au canal par plusieurs utilisateurs, dont la transmission peut-être effectuée de façon synchrone ou non.

Bien qu'il soit possible d'effectuer une transmission simultanée de plusieurs émetteurs, le récepteur gère un seul utilisateur avec lequel il se synchronise avant d'en décoder les bits émis. Le récepteur extrait le signal reçu du canal à chaque nouveau temps symbole, applique les effets dus à chaque élément de la chaîne de réception puis procède à la démodulation et la décision sur l'information reçue. Pour l'utilisateur observé, les bits décodés sont conservés en mémoire et sont analysés pour les calculs statistiques sur le taux d'erreur binaire ou encore la répartition des erreurs suivant le bit transmis. Cette dernière mesure permet entre autres de vérifier si les erreurs interviennent sur les symboles démodulés avec la même probabilité qui régit ces symboles à l'émission.

4.2.2 Conditions des simulations

Les signaux sont échantillonnés à une fréquence de 100GHz, ce qui a l'avantage de fournir une très bonne précision, en particulier lorsqu'il s'agit d'acquérir la synchronisation. En effet, du fait de la très grande résolution temporelle que cette configuration autorise, la marge d'erreur peut être ramenée à 10ps qui correspond à l'intervalle entre deux échantillons consécutifs traités. Toutefois, l'inconvénient majeur de cette situation est d'alourdir énormément la durée des simulations car c'est un grand nombre d'échantillons qui est traité à chaque temps symbole, aussi bien pour les opérations ayant trait au passage du signal dans le canal que pour la démodulation. Nous avons ainsi effectué un choix favorable à la précision dans les simulations mais qui limite, à cause du temps, la quantité de simulations qui peuvent être effectuées pour évaluer un phénomène particulier.

Cette limite a été particulièrement vérifiée dans les simulations sur les canaux UWB BAN présentées aux sections 4.3.2, 4.3.3 et 4.4. En effet, pour chaque modèle de canal, il faut effectuer les simulations sur un grand nombre de réalisations de sorte à espérer couvrir les diverses possibilités de la distribution de l'énergie dans les trajets multiples. Dans notre cas, la durée des simulations nous a contraint à ne pouvoir considérer pour chaque modèle de canal que 10 réalisations tout au plus, ce qui n'est pas exhaustif compte tenu des variations observées d'une réalisation à l'autre, mais permet toutefois d'estimer un comportement moyen et d'effectuer une analyse comparative entre les récepteurs.

4.3 Performances avec le récepteur cohérent

Dans cette section, nous étudions dans une première mesure les performances obtenues avec le récepteur cohérent, pour les canaux UWB BAN CM3 et CM4. Le récepteur est calibré avec le canal AWGN et les performances sont évaluées en terme de

taux d'erreur symbole (TES) en fonction du rapport signal à bruit $SNR = E_s/N_0$, où $E_s = N_f \times E_p$ est l'énergie du symbole composé de N_f trames et $N_0/2$ est la dsp du bruit blanc gaussien bilatéral. Les simulations avec le récepteur cohérent nous permettent d'évaluer les influences du modèle de canal et de la variation en débit des données. Le critère de qualité de service pris pour notre couche PHY est $TES = 10^{-3}$, ce qui nous permet à partir du bilan de liaison du tableau 3.5 de déterminer le gain de traitement à fournir en réception pour satisfaire cette contrainte.

4.3.1 Performances théoriques

Signal reçu

Le signal reçu $r(t)$ après le filtre-passe bande supposé idéal, est constitué du signal utile $w(t)$ corrompu par du bruit blanc gaussien $n(t)$. Le signal utile $w(t)$ après le filtre passe bande $h_{bpf}(t)$ est modélisé comme étant la convolution entre la réponse impulsionnelle du canal $h(t)$, le filtre $h_{bpf}(t)$ et le signal UWB $s(t)$ de l'équation 3.1. Le bruit $n(t)$ est la convolution entre le filtre et la réalisation d'un processus additif blanc gaussien $n_{can}(t)$ de densité spectrale bilatérale $N_0/2$. L'ensemble s'exprime ainsi :

$$r(t) = w(t) + n(t) \text{ avec} \quad (4.1)$$

$$w(t) = (s * h * h_{bpf})(t) \quad (4.2)$$

$$n(t) = (n_{can} * h_{bpf})(t) \quad (4.3)$$

$$h(t) = \sum_{l=1}^L h_l \delta(t - \tau_l) \quad (4.4)$$

Dans l'expression (4.4), L est le nombre total de trajets dans le canal, h_l et τ_l représentant l'amplitude et le retard du trajet l . L'expression 3.1 du signal émis $s(t)$, ramenée à un temps symbole et pour un utilisateur u donné s'écrit :

$$s^{(u)}(t) = \sum_{j=0}^{N_f-1} a_j^{(u)} p(t - jT_f - c_j^{(u)}T_c - b^{(u)}\Delta) \quad (4.5)$$

Il est possible de réécrire les expressions associées $r^u(t)$, $w^u(t)$, $n^u(t)$ en fonction de $s^u(t)$ pour un utilisateur u donné. Par la suite et sauf mention particulière, nous utiliserons les expressions pour un seul utilisateur u , sans que cela n'entrave la généralité des principes ou expressions associées. De plus, nous omettrons l'indice de symbole u pour alléger l'écriture des expressions.

Synchronisation

La phase de synchronisation permet d'acquérir la référence des instants d'arrivée des trajets du canal, ce qui permet lors de la démodulation de positionner les fenêtres de corrélation sur ces instants d'arrivée des impulsions. Nous utilisons le récepteur cohérent de base, qui en démodulation effectue une seule corrélation avec le signal reçu. De fait, avec un canal UWB BAN multi-trajets, la phase de synchronisation consiste à identifier le trajet de plus forte énergie. Pour cela nous procédons à une corrélation glissante [83] entre le motif local du récepteur, pris identique à l'impulsion émise, et le signal reçu ; cela revient à positionner le motif de corrélation tout le long du signal reçu avec un décalage temporel fixe et à calculer la corrélation pour chacune de ces positions du motif. Nous obtenons à la fin de la corrélation glissante un tableau de valeurs indiquant le résultat de la corrélation pour chaque décalage. La valeur absolue la plus grande du tableau permet ainsi d'estimer l'instant d'arrivée du trajet le plus puissant. La finesse de la synchronisation dépend de la valeur du décalage, avec une précision de synchronisation d'autant plus grande que le décalage entre deux corrélations consécutives est réduit.

La présence de bruit fait apparaître de faux pics de corrélation qu'il est nécessaire de distinguer. Aussi, la synchronisation est effectuée sur plusieurs symboles transmettant la même valeur ; cela permet de vérifier sur l'ensemble des symboles que la corrélation la plus élevée est obtenue avec le même trajet. En effet, le canal est considéré constant durant toute la transmission, donc identique d'un symbole à l'autre ; par contre le bruit étant blanc et gaussien, les pics dont il est l'origine n'interviendront pas avec la même régularité.

On peut considérer que la phase de synchronisation constitue le processus le plus complexe du récepteur cohérent. Cela s'explique par le nombre de corrélations effectuées durant ce processus et la consommation d'énergie qui en résulte, mais aussi la nécessité d'avoir un motif de corrélation adapté au signal après l'antenne de réception et enfin par la fine précision de temps qui doit être obtenue pour avoir des performances optimales en démodulation.

Démodulation et prise de décision

Le motif de corrélation $\hat{w}(t)$ est pris identique à l'impulsion du signal émis. Après acquisition du retard τ du trajet le plus fort lors de la synchronisation, le récepteur procède à la corrélation du motif local avec le signal reçu, dans les deux positions possibles de l'impulsion dans la trame (τ et $\tau + \Delta$, avec Δ qui représente l'intervalle de modulation BPPM). Les deux corrélations sont effectuées dans chaque trame du symbole et l'enjeu de la décision sur l'information reçue d consiste à estimer convenablement les bits de position \hat{b}_0 et de phase \hat{b}_1 , tels que $d = \{\hat{b}_0, \hat{b}_1\}$. La démodulation s'effectue alors en comparant les sorties des deux corrélateurs après N_f corrélations :

$$v_0 = \sum_{j=0}^{N_f-1} \int_{\tau+jT_f}^{\tau+jT_f+T_{corr}} r(t) \cdot \hat{w}(t) dt \quad (4.6)$$

$$v_1 = \sum_{j=0}^{N_f-1} \int_{\tau+jT_f+\Delta}^{\tau+jT_f+\Delta+T_{corr}} r(t) \cdot \hat{w}(t) dt \quad (4.7)$$

où T_{corr} est la durée de la corrélation sur le trajet le plus fort du canal. L'instant de corrélation qui a la plus grande valeur absolue est sélectionné et fournit l'information BPPM :

$$v = \max\{|v_0|, |v_1|\} \quad (4.8)$$

$$\hat{b}_0 = \begin{cases} 0 & \text{si } |v_0| \geq |v_1| \\ 1 & \text{sinon} \end{cases} \quad (4.9)$$

$$(4.10)$$

Après le choix de la position de l'impulsion, le signe de la valeur de corrélation pour cette position donne l'information BPSK :

$$\hat{b}_1 = \begin{cases} 0 & \text{si } v \leq 0 \\ 1 & \text{sinon} \end{cases} \quad (4.11)$$

Le principe de décision du récepteur cohérent pour $N_f = 1$ est illustré par la figure 4.2.

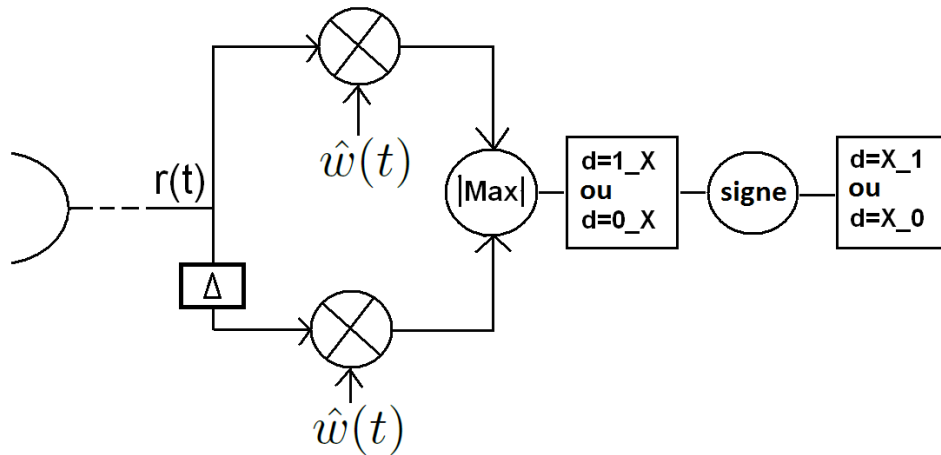


FIGURE 4.2 – Démodulation avec le récepteur cohérent

4.3 Performances avec le récepteur cohérent

Le motif de corrélation étant pris identique à l'impulsion émise, la durée de corrélation T_{corr} équivaut à la durée de l'impulsion, ce qui fournit au récepteur un gain de fenêtrage dans la mesure où il se concentre sur l'énergie utile. Du fait que deux corrélations sont effectuées par trame, le gain de fenêtrage est le rapport entre la moitié de trame et la durée du motif de corrélation. De plus, effectuer la décision sur la somme des corrélations opérées dans chaque trame permet de tirer profit du gain de répétition du fait de la redondance de l'information dans le symbole. Ce principe de démodulation du récepteur cohérent présente ainsi un gain de traitement théorique G_{th} qui s'exprime par :

$$G_{th} = 10.\log(N_f) + 10.\log\left(\frac{T_f}{2 \times T_{corr}}\right) \quad (4.12)$$

Il est à noter que ce gain de traitement est valide dans le cas d'un canal parfait AWGN. Dans le cas d'un canal multi-trajets UWB, l'intégration sur un trajet rend le récepteur cohérent sous-optimal, et un gain supplémentaire peut-être obtenu par l'accumulation de plusieurs trajets tel qu'opéré par le récepteur rake [38, 39, 40].

Nous rappelons que nous traitons les canaux réels UWB BAN avec ce récepteur cohérent de base pour limiter la complexité et la consommation des architectures de réception dans les éléments équipant le réseau BAN. Par l'étude des performances du récepteur cohérent avec les canaux UWB BAN, nous pourrions vérifier les pertes qui résultent du choix de se concentrer sur le trajet le plus fort, et de renoncer à l'énergie des trajets multiples.

Performances pour un canal parfait AWGN

Le récepteur cohérent décrit et utilisé précédemment est optimal pour un canal parfait à bruit blanc gaussien. Il est donc utile d'établir une référence en se calibrant sur les performances avec ce canal parfait. Cela permettra d'apprécier les différences et dégradations engendrées par les choix de conception que nous avons effectués tels que la modulation, le nombre de trames par symbole ou encore la démodulation sur un seul trajet du canal.

Nous rappelons la probabilité d'erreur symbole de la modulation BPPM-BPSK donnée par l'équation 3.2 :

$$P_{es} = 2Q\left(\sqrt{\frac{E_s}{N_0}}\right) - Q^2\left(\sqrt{\frac{E_s}{N_0}}\right)$$

où $Q(x)$ est la fonction de Marcum définie par :

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{+\infty} e^{-\frac{t^2}{2}} dt$$

$E_s = N_f \times E_p$ est l'énergie du symbole avec E_p l'énergie de l'impulsion. Dans la mesure où chaque symbole transporte deux bits, utiliser un codage de Gray pour représenter les

symbole permet d'approximer la probabilité d'erreur bit avec $P_{eb} = P_{es}/2$. A titre de comparaison, les modulations BPPM et BPSK ont une probabilité d'erreur bit donnée par :

$$P_{bppm} = Q\left(\sqrt{\frac{E_s}{N_0}}\right) \text{ et} \quad (4.13)$$

$$P_{bpsk} = Q\left(\sqrt{\frac{2E_s}{N_0}}\right) \quad (4.14)$$

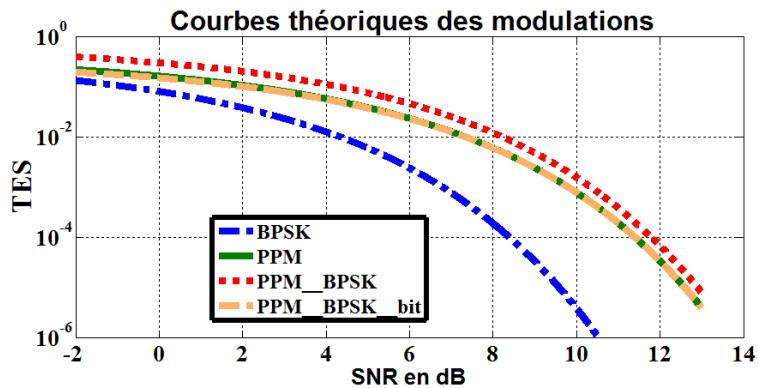
Pour les modulations BPPM et BPSK, on a $E_s = E_b$ avec E_b qui représente l'énergie du bit. La figure 4.3(a) présente les courbes théoriques pour ces modulations et pour des rapports E_s/N_0 identiques. Avec un débit deux fois supérieur, la modulation BPPM-BPSK a une probabilité d'erreur symbole qui converge vers celle de la BPPM pour les forts rapport signal sur bruit (RSB ou $SNR = E_s/N_0$). Ramené à la probabilité d'erreur binaire ($BER = E_b/N_0$), les deux modulations sont équivalentes, avec une meilleure performance de la modulation hybride pour les faibles SNR. Cette analyse est valable pour une énergie symbole identique, donc une même énergie de l'impulsion. Toutefois, si l'on considère fixe l'énergie par bit pour ces deux modulations, la modulation BPPM-BPSK aurait deux fois plus d'énergie par impulsion ; ses performances se rapprocheraient de la BPSK, qui permet un gain de 3dB par rapport à la BPPM. Les résultats obtenus avec l'outil de simulation sur canal AWGN permettent d'observer des courbes qui se confondent avec les courbes analytiques, ainsi que le montre la figure 4.3(b). Cela valide aussi bien le modèle analytique que l'implémentation dans le simulateur du principe de la réception cohérente pour la modulation BPSK-BPPM.

4.3.2 Influence du modèle de canal

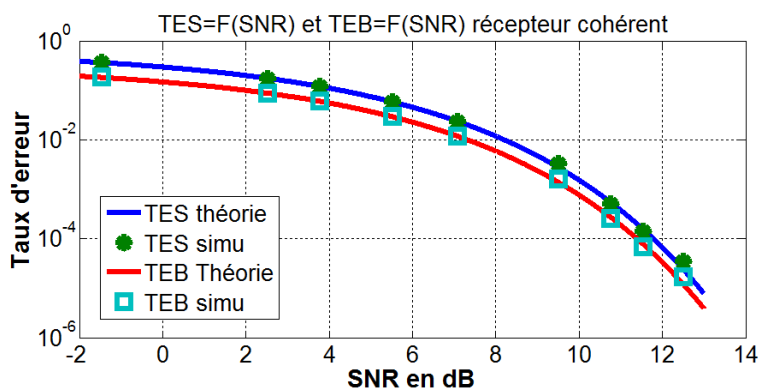
Le canal UWB BAN diffère du canal parfait par l'étalement de l'énergie dans les trajets multiples. Deux principaux éléments vont entrer en compte dans les performances que nous obtiendrons sur les modèles de canal UWB BAN :

- La quantité d'énergie contenue dans le trajet le plus fort avec lequel le récepteur opère la corrélation.
- Les interférences inter-impulsions (IPI) qui sont déterminées conjointement par la profondeur du canal et la durée de la trame.

Dans le cas du modèle CM4, nous nous intéressons particulièrement aux cas $CM4_{LOS}$ (0°) et $CM4_{NLOS}$ (180°) que nous estimons être les cas extrêmes. Dix réalisations aléatoires de chaque canal sont utilisées pour l'évaluation avec le récepteur cohérent, puis une moyenne des résultats obtenus pour ces réalisations est calculée. Pour un TES donné, chaque réalisation a une valeur associée de SNR, aussi la valeur moyenne sur toutes les réalisations s'obtient en calculant la moyenne algébrique sur les valeurs linéaires de



(a) Courbes théoriques des modulations



(b) Comparaison entre théorie et simulation pour la BPPM-BPSK

FIGURE 4.3 – Courbes pour la modulation BPPM-BPSK, $SNR = E_s/N_0$

chaque SNR. La figure 4.4 illustre ce que l'on obtient dans le cas des 10 réalisations du canal CM3.

Pour l'ensemble des simulations réalisées et présentées par la suite, le canal est supposé invariant durant toute la transmission. Les simulations présentées en figure 4.5 sont effectuées sur les canaux AWGN, CM3, CM4-1(0°) et CM4-3(180°), avec 11 impulsions par symbole, ce qui correspond à 2.84Mbps pour ce récepteur.

Avec une dégradation d'environ 5dB par rapport au canal AWGN pour un $TES = 10^{-3}$, le canal CM4-1 permet de meilleures performances par rapport aux deux autres, qui présentent respectivement des pertes de 9dB et 12dB. La dégradation observée peut s'expliquer par la structure du récepteur et la nature du canal. En effet, dans un canal AWGN, l'énergie entière de l'impulsion est capturée, alors que seule une partie de celle-ci est récupérée par le récepteur dans le trajet le plus fort. De plus, la dégradation du RSB peut aussi s'expliquer par les IPI, vu que des chemins de forte énergie sont présents dans les deux portions de chaque trame, ce qui entraîne que les valeurs des deux corrélations

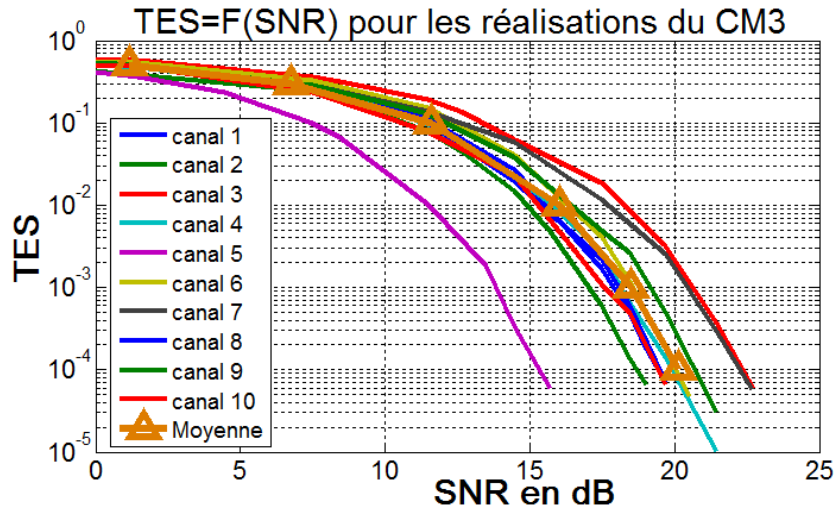


FIGURE 4.4 – Résultats pour les 10 réalisations du CM3

sont plus proches, conduisant de fait à plus d’erreurs lors de la décision. De plus, le CM4-1 a un trajet direct dont l’énergie est plus grande que celle des trajets les plus forts du CM3 et CM4-3. Ces derniers souffrent respectivement de l’absorption du corps et de l’absence de vue directe entre l’émetteur et le récepteur, rendant le canal CM4-3 moins favorable que les deux autres.

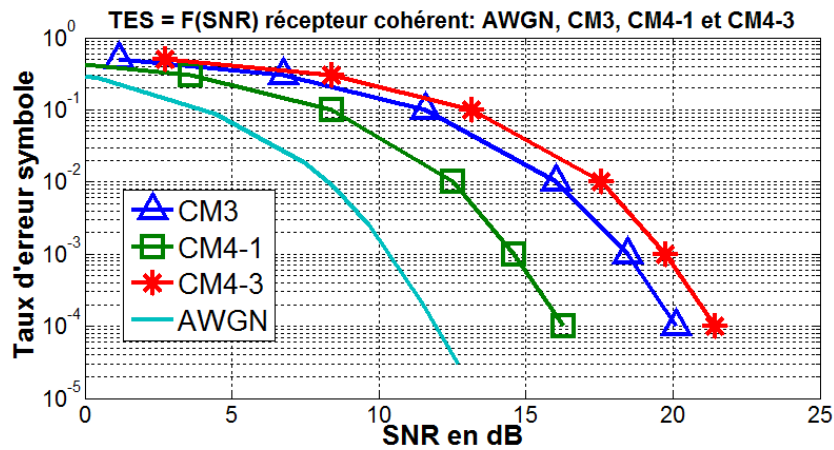


FIGURE 4.5 – Comparaison des performances pour les divers canaux

L’analyse porte bien-entendu sur les réalisations avec lesquelles les simulations ont été effectuées. Cependant, dans la mesure où les valeurs statistiques moyennes calculées sur 10 réalisations donnent des valeurs proches de celles du tableau 3.1, on peut considérer

qu'une approximation valide peut être effectuée à partir de ces 10 réalisations. Toutefois, la figure 4.4 présente près de 7dB d'écart entre les deux réalisations extrêmes pour $TES = 10^{-3}$.

4.3.3 Influence du débit des données

Nous avons vu avec le tableau 3.3 que le débit des données est déterminé par le nombre d'impulsions dans un symbole. Au niveau du récepteur, le gain de répétition associé à la redondance de l'information provient essentiellement de l'augmentation de l'énergie symbole. L'expression 4.12 nous donne le gain de traitement théorique dans un canal AWGN, aussi nous avons souhaité vérifier si l'apport de la répétition de l'information est le même pour le canal UWB BAN. Nous nous sommes surtout intéressé à vérifier que l'IPI ne dégrade pas ce gain de répétition avec notre structure de couche physique qui a une durée de trame inférieure à la profondeur de canal. Les simulations sont effectuées sur les mêmes réalisations du CM3 que précédemment, et le débit est porté à diverses valeurs. Avec une énergie de l'impulsion identique pour chaque débit de données, une moyenne sur les réalisations est calculée, et la figure 4.6 montre que l'écart entre deux courbes correspond parfaitement à la différence de gain de répétition pour les débits associés. Les prévisions qui tiennent pour le récepteur cohérent sur le canal AWGN s'avèrent ainsi vérifiées pour le canal UWB BAN, et les IPI n'ont pas un effet notable sur le gain de répétition.

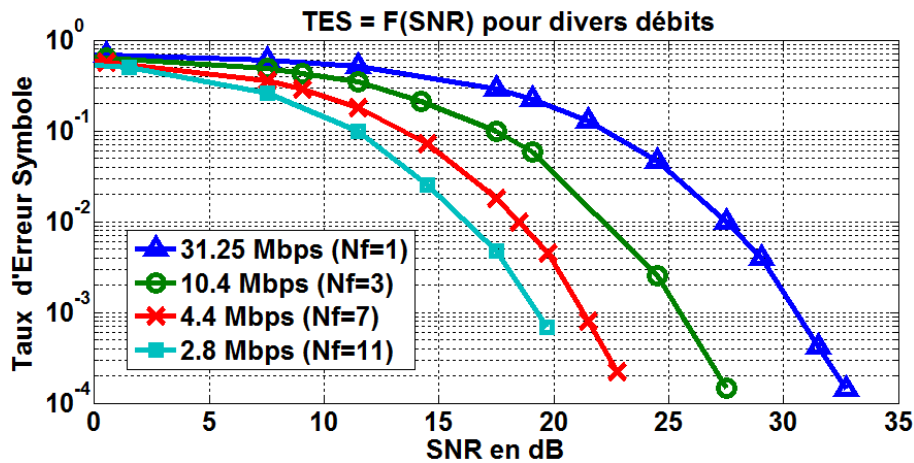


FIGURE 4.6 – Variation des performances avec le débit, canal CM3 BAN

4.3.4 Conclusion sur le récepteur cohérent

Le récepteur cohérent nous a permis de conforter les prévisions théoriques sur la modulation BPPM-BPSK, et vérifier les différences issues de l'utilisation de la couche physique sur les canaux UWB BAN. Le récepteur cohérent procédant à la corrélation sur le trajet principal du canal, l'énergie contenue dans les autres trajets est perdue et cela entraîne une dégradation des performances sur les canaux UWB BAN. Un récepteur rake permettrait de réduire cette dégradation de performances. Ce type d'architecture qui augmente la consommation peut être envisagé dans des équipements du réseau BAN ne nécessitant pas une durée de batterie extrêmement longue ou qui peuvent être régulièrement rechargés tels que le téléphone ou les lunettes.

4.4 Le récepteur à détection d'énergie

Le récepteur non-cohérent bénéficie de sa simplicité, avec l'inconvénient de fournir des performances moins bonnes comparées à celles du récepteur cohérent. Dans cette section, nous présentons le mécanisme de synchronisation que nous avons utilisé, ainsi que le processus de démodulation. Dans la mesure où l'information de phase est transparente au récepteur non-cohérent, même si l'émetteur transmet par le biais de la modulation BPPM-BPSK, cela équivaut tout simplement à une BPPM classique pour le récepteur non cohérent. Nous considérerons donc tout au long de cette section que nous sommes en présence de la modulation BPPM. Nous effectuons une analyse des performances théoriques du détecteur d'énergie sur un canal gaussien puis sur les canaux UWB BAN, et nous comparons avec les résultats du récepteur cohérent pour chaque modèle de canal UWB BAN.

Quelques documents de la littérature traitent des performances du détecteur d'énergie [49, 44], en mettant un accent soit sur la durée d'intégration optimale [84], soit sur l'optimisation du critère de décision dans le cas de la modulation OOK [85, 86], ou encore pour la comparaison avec le récepteur cohérent [38, 87, 88]. Dans la plupart de ces documents, la durée de la trame est supérieure au retard maximum du canal, ce qui implique que le détecteur d'énergie est évalué en absence totale d'interférence inter-impulsions (IPI). Le travail présenté ici a donc la particularité et l'intérêt d'étudier le comportement de ce récepteur dans un environnement incluant les IPI telles qu'engendrées par la structure de notre couche PHY et la durée d'étalement du canal.

4.4.1 Synchronisation avec le détecteur d'énergie

La synchronisation du détecteur d'énergie doit permettre de respecter les critères de sélection en faveur de ce récepteur, en particulier la faible consommation. La synchronisation étant un point délicat du récepteur cohérent, le détecteur d'énergie doit avoir

4.4 Le récepteur à détection d'énergie

recours à une procédure plus simplifiée qui limite le nombre d'accumulations d'énergie effectuées ainsi que la précision nécessaire sur les bases de temps. L'objectif visé de la synchronisation est d'estimer l'instant optimal pour déclencher la collection de l'énergie du canal, de sorte à minimiser la probabilité d'erreur en décision.

Dans [89], M intégrateurs uniformément répartis dans toute la durée de la trame sont utilisés pour effectuer de façon parallèle une recherche d'énergie dans M fenêtres temporelles distinctes. Un décalage de T_f/M est considéré entre les instants de déclenchement de deux fenêtres successives. Tout intégrateur n a une durée d'intégration $T_f/2$ et son instant de déclenchement défini par $t_n = t_1 + (n - 1)T_f/M$ où $n \in \{1...M\}$ et t_1 est l'instant de collection du premier intégrateur, de sorte que l'intégrateur fournissant la plus grande énergie en sortie est considéré comme offrant l'instant de synchronisation.

Nous nous basons sur ce principe que nous adaptons à notre structure physique pour effectuer la synchronisation. Pour limiter la consommation des intégrations, la synchronisation s'effectue avec un préambule de N_{bits} symboles de valeur "0", ce qui permet de n'avoir à scruter que les moitiés de trames dans lesquelles se situent les impulsions dans chaque symbole. Le pas d'intégration est alors $\delta t = T_f/(2M)$ et l'instant de déclenchement du n^{me} intégrateur est alors $t_n = t_1 + (n - 1)\delta t$ pour une durée d'intégration T_i . La précision de la synchronisation est liée à δt , cependant plus cet intervalle est réduit, plus la consommation de la phase de synchronisation est élevée du fait de l'augmentation du nombre d'intégrateurs M . La figure 4.7 illustre le principe de la synchronisation avec le détecteur d'énergie.

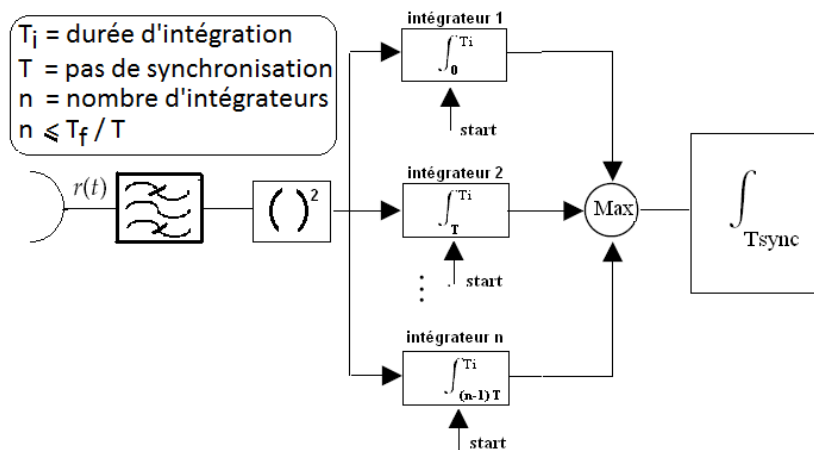


FIGURE 4.7 – Principe de synchronisation du détecteur d'énergie

La sortie du n^{eme} intégrateur après N_f intégrations dans un symbole est donnée par :

$$v_n = \sum_{j=0}^{N_f-1} \int_{t_n+jT_f+c_jT_c}^{t_n+jT_f+c_jT_c+T_i} r^2(t)dt \quad (4.15)$$

On sélectionne l'intégrateur n_j qui a la plus grande énergie en sortie tel que :

$$v_{n_j} = \max_j (v_n) \quad (4.16)$$

Et l'estimé de l'instant de synchronisation est donné par :

$$\hat{t}_{sync} = t_1 + (n_j - 1) \frac{T_f}{2M} \quad (4.17)$$

L'imprécision de cette synchronisation est liée à la résolution temporelle des intégrations, avec l'estimé \hat{t}_{sync} lié à l'instant de synchronisation idéal t_{sync} par la relation

$$t_{sync} - \frac{T_f}{4M} \leq \hat{t}_{sync} \leq t_{sync} + \frac{T_f}{4M} \quad (4.18)$$

Dans le cas d'un canal AWGN et suivant la valeur de T_i , l'énergie de l'unique trajet peut être contenue dans plusieurs sorties d'intégrateurs qui peuvent de fait fournir la même valeur de sortie, entraînant par conséquent que l'un ou l'autre soit désigné pour la synchronisation. Il peut ainsi être impossible de déterminer le retard de l'unique trajet dont l'énergie ne sera pas contenue dans un seul intégrateur. Pour ce qui concerne un canal multi-trajets, plusieurs intégrateurs contiennent de l'énergie issue du signal émis et contenue dans les trajets multiples. Cependant, la possibilité d'avoir des sorties d'intégrateurs égales est réduite. L'instant de synchronisation correspond alors au retard qui maximise la collection de l'énergie transmise à travers les trajets du canal.

La figure 4.8 nous présente le résultat obtenu en sortie des intégrateurs lorsque ce principe de synchronisation est appliqué avec une réalisation du CM4-1. Ces résultats sont obtenus pour un $SNR = 10dB$ et un débit de $1.42Mbps$ qui correspond à $N_f = 11$. Le pas d'intégration est de $500ps$ ce qui conduit à $M = 64$ intégrateurs dans la mesure où $T_f = 64ns$. Deux valeurs de la durée d'intégration ont été considérées, $T_i = 2ns$ qui correspond à la durée d'une impulsion et $T_i = 30ns$ qui avoisine la moitié de la durée de la trame.

Pour la durée d'intégration courte $T_i = 2ns$ qui est de l'ordre de l'impulsion émise, la sortie maximale est fournie par l'intégrateur $n^\circ 30$, ce qui permet d'estimer un retard de $15ns$ environ pour le trajet le plus fort de cette réalisation. Par ailleurs, c'est l'intégrateur $n^\circ 8$ qui fournit l'énergie la plus élevée pour une durée d'intégration $T_i = 30ns$, ce qui suggère que la collection d'énergie débutera $4ns$ après l'arrivée du premier trajet.

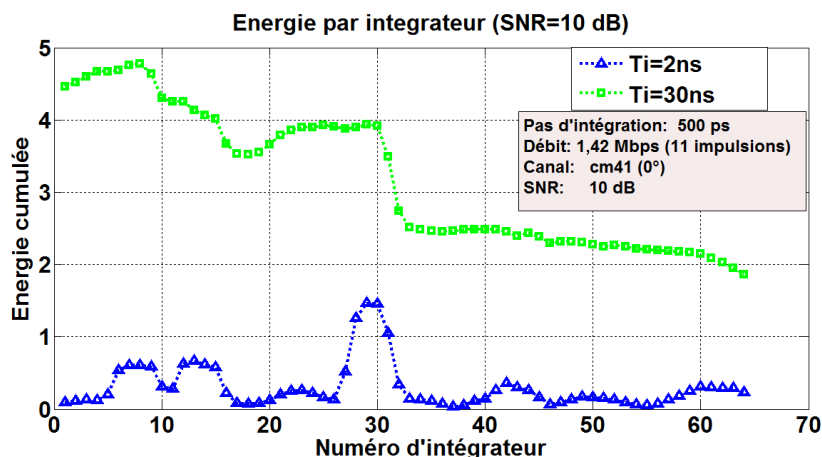


FIGURE 4.8 – Sortie des intégrateurs en synchronisation

4.4.2 Démodulation

Pour la modulation BPPM et après acquisition de la synchronisation, le principe du récepteur présenté en figure 4.9 est de calculer l'énergie reçue durant une période T_i dans les deux positions possibles de l'impulsion dans chaque trame du symbole. Sachant que T_i ne peut excéder l'intervalle de la modulation BPPM, la décision est effectuée en sélectionnant la position d'intégrateur présentant la valeur la plus élevée de l'énergie collectée dans toutes les trames du temps symbole.

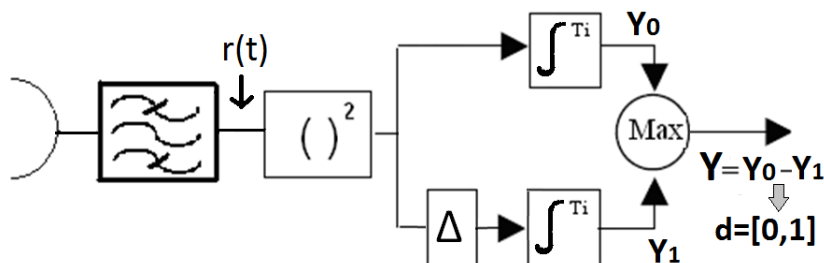


FIGURE 4.9 – Principe de décision du détecteur d'énergie

Pour chaque symbole, la sortie Y_0 de l'intégrateur dans la position du bit 0 et la sortie Y_1 de l'intégrateur dans la position du bit 1 peuvent être exprimées par les expressions

$$Y_0 = \sum_{j=0}^{N_f-1} \int_{T_{sync}+jT_f+c_jT_c}^{T_{sync}+jT_f+c_jT_c+T_i} r^2(t) dt \quad (4.19)$$

$$Y_1 = \sum_{j=0}^{N_f-1} \int_{T_{sync}+jT_f+c_jT_c+\Delta}^{T_{sync}+jT_f+c_jT_c+\Delta+T_i} r^2(t) dt \quad (4.20)$$

Comme pour le récepteur cohérent, le signal $r(t)$ en entrée de chaque intégrateur est composé du signal utile $w(t)$ et du bruit blanc gaussien $n(t)$. La prise de décision peut s'appuyer sur la différence entre les sorties des deux intégrateurs ; on peut réécrire Y_0 et Y_1 , et la variable de décision Y s'exprime alors :

$$Y = Y_0 - Y_1 \text{ avec}$$

$$Y_0 = \sum_{j=0}^{N_f-1} \int_{T_{sync}}^{T_{sync}+T_i} (w_{0,j}(t) + n_{0,j}(t))^2 dt \quad (4.21)$$

$$Y_1 = \sum_{j=0}^{N_f-1} \int_{T_{sync}}^{T_{sync}+T_i} (w_{1,j}(t) + n_{1,j}(t))^2 dt \quad (4.22)$$

avec $w_{0,j}(t) \cong w(t+jT_f+c_jT_c)$, $w_{1,j}(t) \cong w(t+jT_f+c_jT_c+\Delta)$, $n_{0,j}(t) \cong n(t+jT_f+c_jT_c)$, $n_{1,j}(t) \cong n(t+jT_f+c_jT_c+\Delta)$, où $w_{0,j}(t)$ et $w_{1,j}(t)$ représentent le signal reçu respectivement dans la première et la seconde moitiés de chaque trame j , de même pour le bruit $n_{1,j}(t)$ et $n_{0,j}(t)$.

L'analyse de la variable de décision est développée dans [90, 91, 92] sous l'hypothèse d'absence d'IPI. Nous adoptons l'approche qui y est présentée en vue d'effectuer une étude analytique pour représenter les performances théoriques liées à la variable Y du détecteur d'énergie. Cela nous fournit les références de performances auxquelles nous comparerons celles de notre système, en vue d'apprécier quelles sont les conséquences engendrées par l'utilisation d'un modèle de couche physique soumis de façon inhérente à des interférences inter-impulsions (IPI).

La durée d'intégration T_i détermine le nombre de trajets multiples du canal qui sont capturés, et donc la quantité d'énergie du signal utile en sortie de chaque intégrateur, mais par la même occasion la quantité de bruit. Ces deux éléments vont orienter la valeur de la variable Y donnant lieu à la décision sur le bit reçu $\hat{b} = 0$ ou $\hat{b} = 1$.

L'échantillonnage du signal reçu à la fréquence de Nyquist W dans l'intervalle $[0; T_i]$ permet d'écrire les variables Y_0 et Y_1 normalisées par la variance du bruit comme suit [90] :

$$Y_0 = \frac{1}{2\sigma^2} \sum_{j=0}^{N_f-1} \sum_{m=1}^{2WT_i} \frac{(w_{0,j,m} + n_{0,j,m})^2}{2W} \quad (4.23)$$

$$Y_1 = \frac{1}{2\sigma^2} \sum_{j=0}^{N_f-1} \sum_{m=1}^{2WT_i} \frac{(w_{1,j,m} + n_{1,j,m})^2}{2W} \quad (4.24)$$

4.4 Le récepteur à détection d'énergie

avec $w_{0,j,m}$, $w_{1,j,m}$, $n_{0,j,m}$ et $n_{1,j,m}$ qui représentent les échantillons des signaux filtrés $w_{0,j}(t)$, $w_{1,j}(t)$, $n_{0,j}(t)$ et $n_{1,j}(t)$.

Les échantillons de bruit $\frac{n_{0,j,m}}{\sqrt{2W}}$ et $\frac{n_{1,j,m}}{\sqrt{2W}}$ sont statistiquement indépendants et ont des variances égales avec $\sigma^2 = N_0/2$. Les variables Y_0 et Y_1 sont deux variables aléatoires (v.a) suivant toutes les deux une distribution en khi-deux (χ^2) non centrée avec $q = 2N_fWT_i$ degrés de liberté. Les paramètres de décentrage μ_0 de Y_0 et μ_1 de Y_1 sont déterminés par le nombre de trajets N_{path} du canal qui sont collectés pendant T_i et peuvent être exprimés par [90] :

$$\mu_0 = \frac{1}{2\sigma^2} \sum_{j=0}^{N_f-1} \int_0^{T_i} (w_{0,j}(t))^2 dt = \frac{E_s}{N_0} \sum_{l=1}^{N_{path0}} h_l^2 \quad (4.25)$$

$$\mu_1 = \frac{1}{2\sigma^2} \sum_{j=0}^{N_f-1} \int_0^{T_i} (w_{1,j}(t))^2 dt = \frac{E_s}{N_0} \sum_{l=1}^{N_{path1}} h_l^2 \quad (4.26)$$

avec pour énergie du symbole $E_s = N_f E_p$ où E_p est l'énergie dans l'impulsion transmise. Comme chaque symbole transmet un seul bit avec la BPPM, E_s équivaut à l'énergie par bit d'où $E_s = E_b$. Les paramètres N_{path0} et N_{path1} déterminent le nombre de trajets collectés dans chaque moitié de trame.

La variable Y représente ainsi la différence entre deux variables aléatoires (Y_0 et Y_1) suivant une distribution en χ^2 décentrée et ayant le même degré de liberté q . La fonction caractéristique de Y peut alors s'écrire [90, 93] :

$$\Psi_Y(jv) = \left(\frac{1}{1+v^2} \right)^q \exp \left(\frac{-jv\mu_0}{1+jv} + \frac{jv\mu_1}{1-jv} \right) \quad (4.27)$$

On peut en déduire la probabilité que $Y_0 - Y_1 < 0$ [90] à l'aide du théorème d'inversion [94] :

$$P_Y \{Y_0 - Y_1 < 0\} = \frac{1}{2} + \frac{1}{\pi} \int_0^\infty \left(\frac{1}{1+v^2} \right)^q \Re \left\{ \frac{\exp \left(\frac{-jv\mu_0}{1+jv} + \frac{jv\mu_1}{1-jv} \right)}{jv} \right\} dv \quad (4.28)$$

Où l'opérateur $\Re \{ \cdot \}$ désigne la partie réelle. Les paramètres q , μ_0 et μ_1 ont une influence sur la probabilité d'erreur et pour un rapport signal à bruit $SNR = E_s/N_0$ défini, $\sum_{l=1}^{N_{path}} h_l^2 \leq 1$ est la valeur liée au nombre de trajets collectés durant la fenêtre d'intégration T_i . Cette valeur peut être interprétée comme le pourcentage de l'énergie transmise qui est collecté par le récepteur. Pour ce qui est du paramètre $q = 2N_fWT_i$, les valeurs N_f et W sont fixes et connues, seul T_i peut ainsi modifier q et de fait impacter sur le nombre d'échantillons pris en compte. En définitif pour un canal donné, T_i est le principal paramètre impactant la décision et de fait la probabilité d'erreur.

Analyse en absence d'interférence inter-impulsions (IPI)

Nous définissons l'absence d'IPI comme la situation dans laquelle toute l'énergie d'une impulsion est contenue dans la moitié de trame dans laquelle elle a été émise ; cela revient à dire que l'intervalle de modulation est supérieure à la durée T_g du signal reçu telle que $T_g = \tau_L + T_p$, où τ_L est l'instant d'arrivée du dernier trajet du canal et T_p la durée de l'impulsion. Ainsi pour une trame j donnée du temps symbole on a $\Delta > T_g + c_j T_c$ et $T_f > T_g + c_j T_c + \Delta$.

Considérons par exemple l'émission du bit $b_0 = 0$, le signal reçu se situe dans la première moitié de la trame, on a alors $w_{1,j}(t) = 0$ et $\mu_1 = 0$. Une erreur intervient dans la décision si $Y < 0 \Rightarrow Y_0 < Y_1$. La probabilité d'erreur s'écrit alors [90] :

$$P_e \{Y < 0|0\} = \frac{1}{2} + \frac{1}{\pi} \int_0^\infty \left(\frac{1}{1+v^2} \right)^q \Re \left\{ \frac{\exp\left(\frac{-jv\mu_0}{1+jv}\right)}{jv} \right\} dv \quad (4.29)$$

La probabilité d'erreur bit moyenne s'obtient en moyennant l'expression 4.29 par rapport à μ_0 , ce qui revient à moyenner l'énergie contenue dans les trajets collectés par la fenêtre d'intégration. En développant le contenu de l'intégrale de l'équation 4.29, on trouve l'expression 4.30 :

$$P_e \{Y < 0|0\} = \frac{1}{2} + \frac{1}{\pi} \int_0^\infty -\frac{1}{v} \left(\frac{1}{1+v^2} \right)^q \exp\left(\frac{-v^2\mu_0}{1+v^2}\right) \sin\left(\frac{v\mu_0}{1+v^2}\right) dv \quad (4.30)$$

Analyse en présence d'IPI

Nous considérons qu'il y a des IPI lorsqu'en réception on retrouve dans une trame des impulsions issues des trames précédentes. Cela intervient de façon général lorsque $T_g > T_f$, tel qu'illustré dans la figure 4.10 [95, 96, 97]. Sur cette figure, on peut considérer trois situations liées chacune à l'un des temps symboles (on considère dans cet exemple $N_f = 1$ d'où $T_s = T_f$) :

- Avec le premier symbole dans lequel il n'y a aucune impulsion des symboles précédents, on a $\Delta < T_g$. Pour ce symbole et pour l'envoi du bit $b = 0$, nous avons $w_{1,0}(t) \neq 0$ et $\mu_1 \neq 0$, et l'écart entre Y_0 et Y_1 est réduit, ce qui conduit à plus d'erreurs lors de la décision.
- Le second symbole présente de l'interférence dans ses deux moitiés de trame, issue uniquement du symbole précédent. Les deux moitiés ne sont pas soumises à la même interférence, ce qui a un impact sur l'écart entre les valeurs de Y_0 et Y_1 et donc sur la décision.
- Dans les deux moitiés de trame du troisième symbole, il y a le signal utile ainsi que des résidus de la trame précédente ; cependant, seule la première moitié du

symbole présente du signal issu du premier symbole. Le dernier symbole est donc victime d'interférence provenant de plus d'un symbole le précédent.

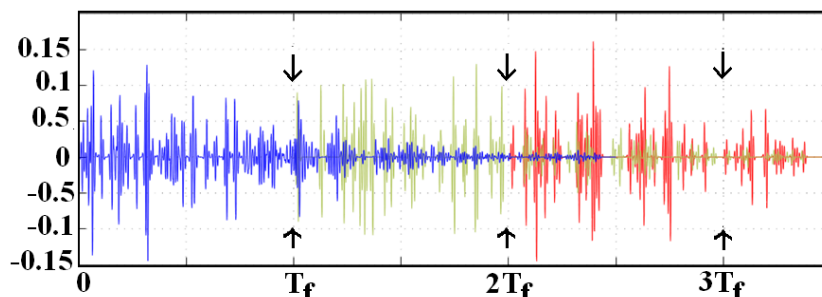


FIGURE 4.10 – Illustration l'IPI pour $T_g > T_f$ [95, 97]

Pour les trois situations évoquées précédemment, la probabilité d'erreur est déterminée par l'expression 4.28, mais la difficulté réside dans l'estimation des variables Y_0 et Y_1 dont les valeurs dépendent totalement du niveau des interférences observées dans chaque moitié de trame. Ces interférences sont le résultat de la combinaison entre la réponse impulsionnelle du canal, la durée de la trame et le code de saut temporel. Par conséquent, les performances sont étroitement liées à la réalisation de canal utilisée.

On peut reconsidérer le signal reçu dans chaque intégrateur comme la somme du signal utile avec le signal des interférences. Le signal dans chaque trame j peut s'écrire $r_j(t) = w_j(t) + I(t) + n(t)$ où $I(t)$ représente les interférences issues des trames passées ; les sorties des intégrateurs s'expriment :

$$Y_0 = \sum_{j=0}^{N_f-1} \int_{T_{sync}}^{T_{sync}+T_i} (w_{0,j}(t) + I_{0,j}(t) + n_{0,j}(t))^2 dt \quad (4.31)$$

$$Y_1 = \sum_{j=0}^{N_f-1} \int_{T_{sync}}^{T_{sync}+T_i} (w_{1,j}(t) + I_{1,j}(t) + n_{1,j}(t))^2 dt \quad (4.32)$$

Avec $I_{0,j}(t)$ et $I_{1,j}(t)$ qui représentent les signaux interférant dans chaque moitié de la trame j , $w_{0,j}(t)$ et $w_{1,j}(t)$ représentent le signal utile, et $n_{0,j}(t)$, $n_{1,j}(t)$ comptent pour le bruit blanc gaussien. Ainsi l'énergie dans la trame courante est composée de l'énergie de l'impulsion de cette trame ainsi que de la somme des énergies résiduelles issues des trames précédentes. Sous l'hypothèse d'un canal invariant durant la transmission, on peut écrire les signaux interférant comme :

$$I_{0,j}(t) = \sum_{k=1}^{N_{p0}} w(t + kT_f - c_k T_c) \quad (4.33)$$

$$I_{1,j}(t) = \sum_{k=1}^{N_{p1}} w(t + kT_f - c_k T_c + \Delta) \quad (4.34)$$

avec N_{p0} et N_{p1} qui représentent le nombre de trames passées influant dans la moitié associée de la trame courante, et c_k est le code de saut associé à chacune de ces trames passées.

L'échantillonnage du signal reçu à la fréquence de Nyquist W dans l'intervalle $[0, T_i]$ permet d'écrire :

$$Y_0 = \frac{1}{2\sigma^2} \sum_{j=0}^{N_f-1} \sum_{m=1}^{2WT_i} \frac{(w_{0,j,m} + I_{0,j,m} + n_{0,j,m})^2}{2W} \quad (4.35)$$

$$Y_1 = \frac{1}{2\sigma^2} \sum_{j=0}^{N_f-1} \sum_{m=1}^{2WT_i} \frac{(w_{1,j,m} + I_{1,j,m} + n_{1,j,m})^2}{2W} \quad (4.36)$$

avec $w_{l,j,m}$, $I_{l,j,m}$, $n_{l,j,m}$, pour $l \in \{0, 1\}$ qui représentent respectivement les échantillons des signaux $w_{l,j}(t)$, $I_{l,j}(t)$ et $n_{l,j}(t)$. Les variables aléatoires Y_0 et Y_1 suivent une distribution en χ^2 non-centrée avec $q = 2N_f WT_i$ degrés de liberté. Les paramètres de décentrage μ_0 de Y_0 et μ_1 de Y_1 s'écrivent :

$$\begin{aligned} \mu_{I,0} = & \underbrace{\frac{1}{2\sigma^2} \sum_{j=0}^{N_f-1} \int_0^{T_i} (w_{0,j}(t))^2 dt}_{\mu_{w0}} + \underbrace{\frac{1}{2\sigma^2} \sum_{j=0}^{N_f-1} \int_0^{T_i} (I_{0,j}(t))^2 dt}_{\mu_{i0}} \\ & + \underbrace{\frac{1}{\sigma^2} \sum_{j=0}^{N_f-1} \int_0^{T_i} w_{0,j}(t) I_{0,j}(t) dt}_{\mu_{c0}} \end{aligned} \quad (4.37)$$

$$\begin{aligned} \mu_{I,1} = & \underbrace{\frac{1}{2\sigma^2} \sum_{j=0}^{N_f-1} \int_0^{T_i} (w_{1,j}(t))^2 dt}_{\mu_{w1}} + \underbrace{\frac{1}{2\sigma^2} \sum_{j=0}^{N_f-1} \int_0^{T_i} (I_{1,j}(t))^2 dt}_{\mu_{i1}} \\ & + \underbrace{\frac{1}{\sigma^2} \sum_{j=0}^{N_f-1} \int_0^{T_i} w_{1,j}(t) I_{1,j}(t) dt}_{\mu_{c1}} \end{aligned} \quad (4.38)$$

4.4 Le récepteur à détection d'énergie

On écrit $\mu_{I,0}$ ou $\mu_{I,1}$ pour signifier la contribution de $I(t)$ dans le paramètre de décentrage. μ_w, μ_i, μ_c représentent les contributions énergétiques du signal utile $w(t)$, de l'interférent $I(t)$ et du produit $w(t)I(t)$. La valeur μ_w est donnée par les expressions 4.25 et 4.26 pour chaque moitié de trame.

L'estimation de μ_i peut s'effectuer à l'aide d'une séquence d'apprentissage du canal intervenant lors de la synchronisation. Elle consiste à fragmenter le signal reçu en absence de bruit en N_i intervalles de temps consécutifs et de mémoriser dans un tableau l'énergie de chacun de ces intervalles. Cela donne ainsi une répartition de l'énergie du signal reçu dans une trame, suivant la réponse impulsionnelle du canal. La connaissance du code de saut temporel, de la durée d'une trame et de la profondeur de canal peut ainsi permettre d'approximer quelles parties du tableau représentent la contribution de μ_i dans chaque trame. La figure 4.11 illustre comment les échantillons d'énergie du canal sont déterminés. C'est cette architecture qui est utilisée en synchronisation lorsque la durée d'intégration est courte (durée de l'impulsion), à l'unique différence que dans le cas présent le signal est observé sur toute sa longueur mais aussi que le pas d'intégration correspond à T_i ; cela signifie qu'il n'y a pas de chevauchement des intervalles observés.

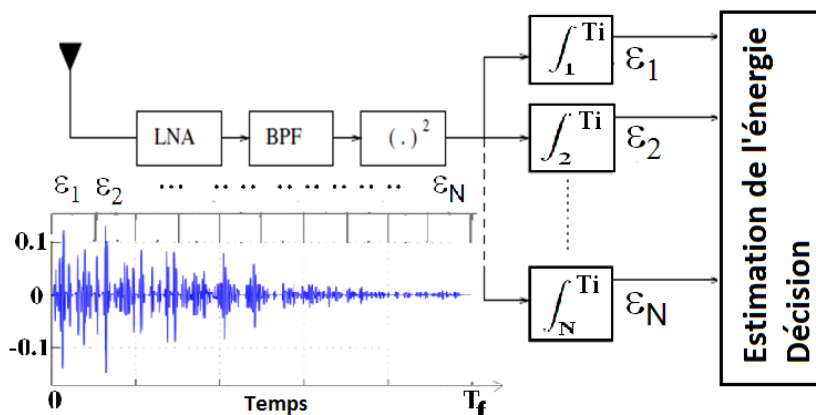


FIGURE 4.11 – Estimation de l'énergie dans le canal

Prenons le chip comme référence d'intervalle d'énergie avec $T_c = T_p = 2ns$. On peut écrire $T_f = N_c T_c, T_s = N_f T_f = N_f N_c T_c, \tau_L = N_i T_c, T_i = h T_c, \Delta = d T_c$, avec $\{N_i, h, d\} \in N$, et τ_L représentant le retard maximal du canal. A l'aide des expressions 4.33 et 4.34, on peut déterminer l'indice m du tableau des énergies correspondant à l'instant de déclenchement de l'intégration :

$$m_0 T_c = k T_f - c_k T_c + c_j T_c \Rightarrow m_0 = k N_c - c_k + c_j \quad (4.39)$$

$$m_1 T_c = k T_f - c_k T_c + c_j T_c + \Delta \Rightarrow m_1 = k N_c - c_k + c_j + d \quad (4.40)$$

où c_k et c_j représentent les valeurs de code de saut temporel associées à la trame k passée et la trame j courante. On en déduit l'expression de μ_i :

$$\mu_{i0} = \frac{1}{2\sigma^2} \sum_{k=0}^{N_{p0}} \sum_{e=m_0}^{m_0+d-1} \epsilon_e \quad (4.41)$$

$$\mu_{i1} = \frac{1}{2\sigma^2} \sum_{k=0}^{N_{p1}} \sum_{e=m_1}^{m_1+d-1} \epsilon_e \quad (4.42)$$

Ce résultat permet de déterminer partiellement la contribution de l'interférent $I(t)$, mais il reste encore à déterminer le terme μ_c représentant le produit croisé entre le signal utile et l'interférent. On peut écrire :

$$\begin{aligned} \mu_{c,0} &= \frac{1}{\sigma^2} \sum_{j=0}^{N_f-1} \int_0^{T_i} w_{0,j}(t) I_{0,j}(t) dt \\ &= \frac{1}{\sigma^2} \sum_{j=0}^{N_f-1} \int_0^{T_i} w_{0,j}(t) \sum_{k=1}^{N_{p0}} w_{0,j}(t + (kN_c + c_j - c_k)T_c) dt \\ &= \frac{1}{\sigma^2} \sum_{j=0}^{N_f-1} \sum_{k=1}^{N_{p0}} \int_0^{T_i} w_{0,j}(t) w_{0,j}(t + (kN_c + c_j - c_k)T_c) dt \\ \mu_{c,0} &= \frac{1}{\sigma^2} \sum_{j=0}^{N_f-1} \sum_{k=1}^{N_{p0}} R_w^{T_i}(m_0 T_c) \end{aligned} \quad (4.43)$$

$$\mu_{c,1} = \frac{1}{\sigma^2} \sum_{j=0}^{N_f-1} \sum_{j=1}^{N_{p1}} R_w^{T_i}(m_1 T_c) \quad (4.44)$$

où $R_w^{T_i}(u) = \int_0^{T_i} w(t)w(t+u)$ est la troncature dans l'intervalle $[0, T_i]$ de la fonction d'autocorrélation $R_w(u) = \int_{-\infty}^{\infty} w(t)w(t+u)$.

Le terme μ_c pris individuellement représente ainsi l'information non accessible au détecteur d'énergie dans sa structure telle que présenté en figure 4.9. Il faut ainsi des mécanismes plus élaborés pouvant donner accès à cette corrélation afin que l'information sur $\mu_{0,I}, \mu_{1,I}$ puisse être utilisée dans un procédé de lutte contre l'IPI. Nous devons ainsi recourir à une autre approche pour lutter contre les IPI avec le récepteur à détection d'énergie.

4.4.3 Etude de la durée d'intégration

La durée d'intégration T_i est le paramètre à optimiser pour récupérer suffisamment d'énergie tout en limitant aussi bien le bruit que les IPI. L'optimisation de la durée d'intégration pour le récepteur non-cohérent a fait l'objet de nombreuses études [49, 44, 84, 98, 99]. Il en ressort généralement une dépendance entre la durée d'intégration et la nature du canal (réponse impulsionnelle, profondeur etc...), ce qui entraîne qu'il n'existe pas de solution fixe concernant la durée d'intégration optimale, bien que le problème soit souvent abordé à l'aide de modèles mathématiques simples.

Approximation de la probabilité d'erreur

Le théorème central limite indique que lorsque le nombre de degrés de liberté est suffisamment élevé, la variable de décision Y adopte le comportement d'une variable gaussienne. En absence d'IPI et sous cette approximation gaussienne de Y , la probabilité d'erreur de l'expression 4.29 est redéfinie dans [84] par :

$$P_{e|ppm} = Q \left(\frac{\mu_e(T_i) \frac{E_s}{N_0}}{\sqrt{q + 2\mu_e(T_i) \frac{E_s}{N_0}}} \right) \quad (4.45)$$

Cette expression est plus aisée pour la représentation numérique que la formule 4.29. On y retrouve la fonction $Q(x)$ définie par

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty e^{-\frac{t^2}{2}} dt$$

avec $q = 2N_f W T_i$ le nombre de degrés de liberté. La valeur $\mu_e(T_i)$ représente la quantité d'énergie maximale qui peut être collectée pendant l'intervalle T_i , telle que :

$$\mu_e(T_i) = \max \{h^2(t) * \Pi_{T_i}(t)\} = \max_t \int_t^{t+T_i} h^2(u) du \quad (4.46)$$

Pour une valeur donnée de T_i , la valeur associée $\mu_e(T_i)$ dépend de la réalisation de canal considérée. Pour avoir une valeur qui soit moins subordonnée à la nature aléatoire du canal et qui généralise la répartition de l'énergie dans les trajets, il n'est pas judicieux d'utiliser les valeurs moyennes sur plusieurs réalisations telles que $T_{cons}^{X\%}$ présenté dans le tableau 3.1. En effet, la variation par rapport à la moyenne peut être grande d'une réalisation à l'autre. On définit alors $\mu_e(T_i)$ à partir de la fonction de distribution cumulative (CDF)¹ calculée sur près de 1000 réalisations de canal. Ainsi la CDF à 10% garantit que pour une valeur donnée de T_i , 90% des réalisations ont accumulé la quantité d'énergie $\mu_e(T_i)$. Pour utiliser la CDF dans l'expression 4.45, un modèle semi-analytique correspondant à l'énergie accumulée est calculé. Ce modèle repose sur une optimisation

1. Définit ici la probabilité d'avoir l'énergie cumulée inférieure à une certaine valeur

non linéaire par la méthode des moindres carrés, avec pour paramètres d'optimisation T_i, a, b, c [84] tel que :

$$\mu_e(T_i) \approx 1 - \exp\left(-\left(\frac{T_i + a}{b}\right)^c\right), T_i > 0 \quad (4.47)$$

La figure 4.12(a) présente pour le modèle CM4 l'énergie accumulée pour une CDF à 10%, suivant les différents angles d'orientation entre émetteur et récepteur. On y observe que le $CM4_{los}$ permet d'accumuler une plus grande quantité d'énergie pour une valeur donnée de T_i , suivi par le $CM4_{nlos}$ et le $CM4_{90^\circ}$ qui présentent des courbes très proches, puis le $CM4_{270^\circ}$ qui propose une énergie moindre. La figure 4.12(b) présente la courbe de l'énergie cumulée en fonction de T_i ainsi que le modèle associé, pour une CDF à 10% du canal $CM4_{los}$.

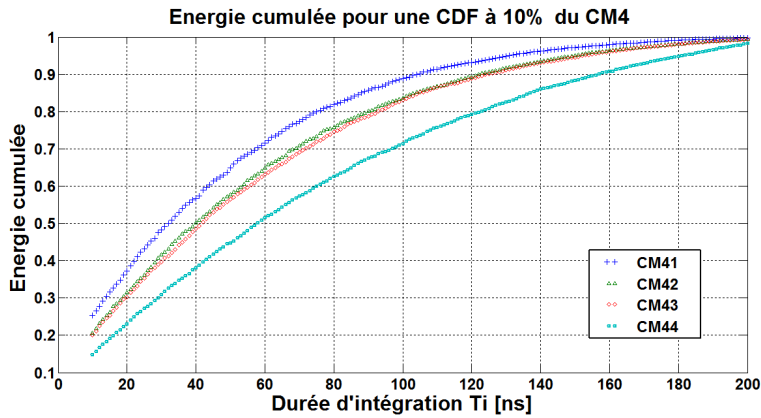
La fonction modélisant l'énergie accumulée est injectée dans l'expression 4.45, ce qui permet pour un rapport signal sur bruit fixé d'apprécier quelle valeur de T_i minimise le taux d'erreur binaire. Cette valeur de T_i est alors considérée comme optimale pour le modèle de canal considéré. Les figures 4.13(a) et 4.13(b) présentent à ce titre l'évolution du TEB en fonction de T_i pour le canal $CM4_{los}$, pour les faibles et forts SNR et pour 11 trames par symbole. On y constate pour l'ensemble des valeurs de SNR que le minimum de TEB est obtenu autour de $T_i \approx 68ns$.

La même procédure est adoptée pour les modèles $CM3$ et $CM4_{nlos}$, ce qui permet de déduire la meilleure valeur de T_i pour chaque cas. Le tableau 4.1 présente les durées d'intégration optimales pour chaque modèle de canal, mais également les valeurs associées de a, b, c utilisées pour modéliser l'énergie cumulée $\mu_e(T_i)$. La conclusion majeure que l'on extrait des valeurs optimales des durées d'intégration est qu'elles ne peuvent pas être appliquées sur notre structure de couche physique qui présente comme intervalle de modulation $\Delta_{BPPM} = 32ns$. Deux possibilités se présentent alors à nous :

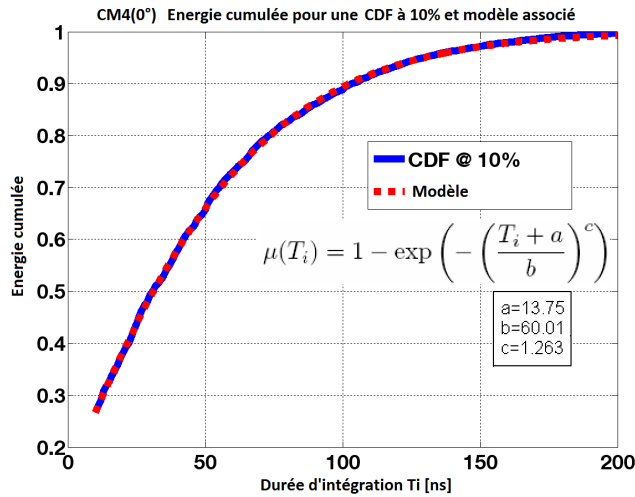
- Utiliser des valeurs d'intégration sous-optimales.
- Modifier la structure de couche PHY pour optimiser les performances, par l'augmentation de la durée de trame au détriment du débit.

Paramètres	$CM3$	$CM4_{LOS}$	$CM4_{NLOS}$
a	104	13.75	18.89
b	145.6	60.01	78.72
c	4.386	1.263	1.412
T_i optimal	72ns	68 ns	91ns

TABLE 4.1 – Paramètres d'optimisation



(a) $CM4$: $\mu_e(T_i)$ pour une CDF à 10%



(b) $CM4_{los}$: $\mu_e(T_i)$ et modèle associé pour une CDF à 10%

FIGURE 4.12 – Energies accumulées pour une CDF à 10%

Limite du modèle d'approximation

Nous avons indiqué que la variable de décision qui suit une loi en χ^2 peut être approximée par une variable gaussienne lorsque le nombre de degrés de liberté $q = 2N_fWT_i$ est suffisamment élevé. Dans [84] il est indiqué que l'approximation gaussienne est valide lorsque le nombre de degrés de liberté est grand, et en particulier la valeur $q \geq 40$ permet d'avoir, selon le test de Kolmogorov-Smirnov [100], un comportement gaussien de Y avec une marge d'erreur de 5%. Dans notre cas, cela correspond à :

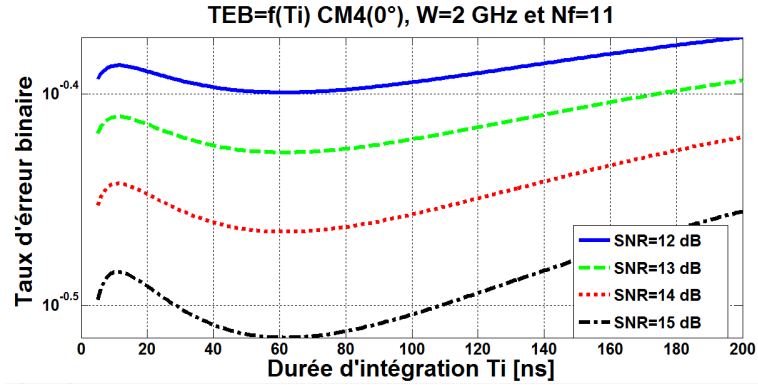
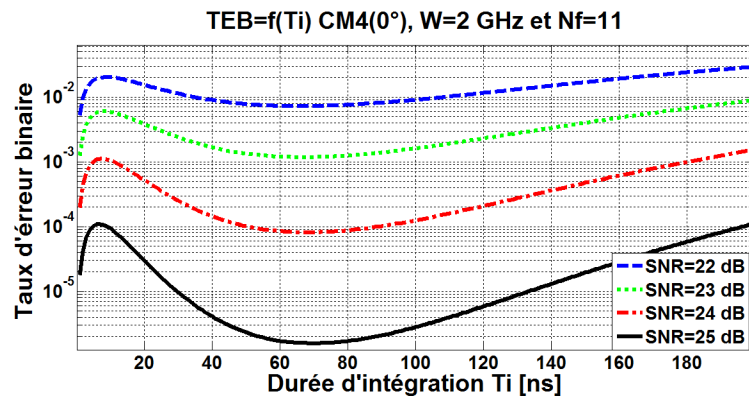

 (a) $TEB = f(T_i)$ pour les faibles SNR

 (b) $TEB = f(T_i)$ pour les grands SNR

FIGURE 4.13 – TEB en fonction de la durée d'intégration

$$q = 2N_f W T_i$$

$$N_f = 1 \text{ et } W = 2\text{GHz} \text{ donc } 2.1.2.10^9 \cdot T_i \geq 40 \Rightarrow T_i \geq 10\text{ns} \quad (4.48)$$

$$N_f = 11 \text{ et } W = 2\text{GHz} \text{ donc } 2.11.2.10^9 \cdot T_i \geq 40 \Rightarrow T_i \geq 1\text{ns} \quad (4.49)$$

Les durées d'intégrations optimales respectent cette condition sur la durée minimale qui valide l'approximation gaussienne. Par ailleurs, les durées d'intégrations optimales ont été déterminées à partir de la CDF à 10% du canal, ce qui, bien que fournissant une valeur représentative de 9 cas sur dix, demeure un paramètre totalement arbitraire.

4.4.4 Analyse des résultats de simulation

Nous évaluons les performances du détecteur d'énergie avec les canaux UWB BAN, en fonction de la durée d'intégration. Une grande valeur de T_i permet d'accumuler plus d'énergie du canal, mais génère par la même plus de bruit et d'IPI, tous deux à l'origine de la dégradation des performances. Nous étudions ici la durée d'intégration comme méthode de limitation de l'impact de ces deux éléments.

Influence du bruit blanc gaussien

L'influence du bruit peut être étudiée avec le canal AWGN qui permet la collecte de toute l'énergie contenue dans son unique trajet tel que $\sum_{l=1} h_l^2 = 1$. En considérant notre durée de trame $T_f = 64ns$, nous procédons à l'analyse avec les deux valeurs d'intégrations $T_i = 2ns$ et $T_i = 30ns$, qui correspondent pour la première à la durée de l'impulsion et quasiment à l'intervalle Δ de la modulation BPPM pour la seconde. Dans les deux cas toute l'énergie est intégrée dans l'unique trajet, mais seul le bruit est intégré durant $28ns$ dans le cas où $T_i = 30ns$.

Le résultat de l'accumulation de trop de bruit est présenté en figure 4.14. Les courbes issues des simulations y sont confrontées aux courbes analytiques de l'expression 4.29 de la probabilité d'erreur et du modèle de l'approximation gaussienne de l'expression 4.45.

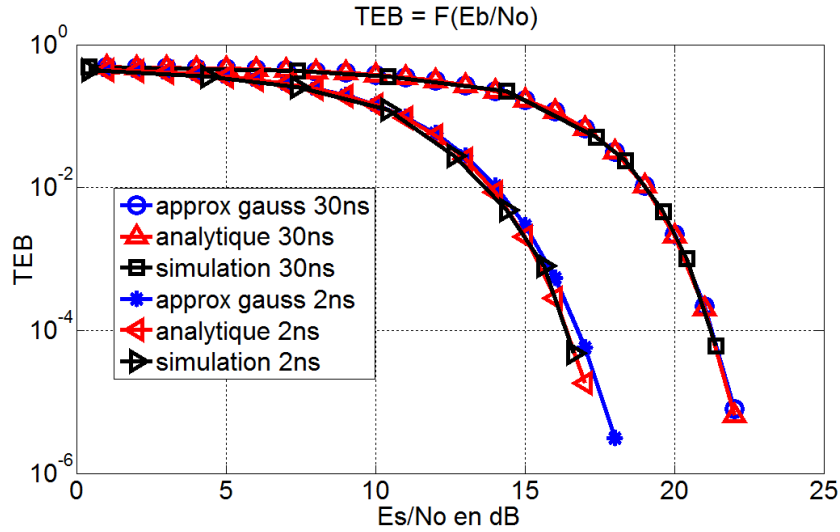
La première conclusion qui en découle est évidente, mais nécessaire à rappeler ici : il est nécessaire de se concentrer sur l'énergie utile ; dans notre cas, l'excès de bruit entraîne une dégradation du SNR de 5dB environ pour la fenêtre de 30ns par rapport à celle de 2ns.

Pour la valeur $T_i = 30ns$, les trois courbes sont parfaitement confondues, tandis que pour $T_i = 2ns$, la courbe de l'approximation gaussienne se détache légèrement du modèle théorique. Cet écart peut s'expliquer par le fait qu'on atteigne la limite de la validité du modèle gaussien, dans la mesure où le nombre de degrés de liberté n'est pas suffisamment élevé.

Influence des IPI pour le canal UWB BAN

Pour apprécier l'influence du canal, nous n'utilisons pas de code de saut temporel, et nous effectuons des simulations sur le $CM4_{los}$, $CM4_{nlos}$ et $CM3$. Les résultats présentés permettent d'apprécier également les effets des IPI suivant la durée de trame. Les simulations sont effectuées sous les conditions suivantes [97] :

- La durée de trame est supérieure à la profondeur de canal avec $T_f = 256ns$, ce qui correspond à une situation d'absence d'IPI d'une trame à l'autre (et qui divise les débits par 4). Nous obtenons dans ce cas $\Delta = 128ns$ qui est plus grand que la profondeur du canal $CM3$, mais moins grand que la profondeur du $CM4$.

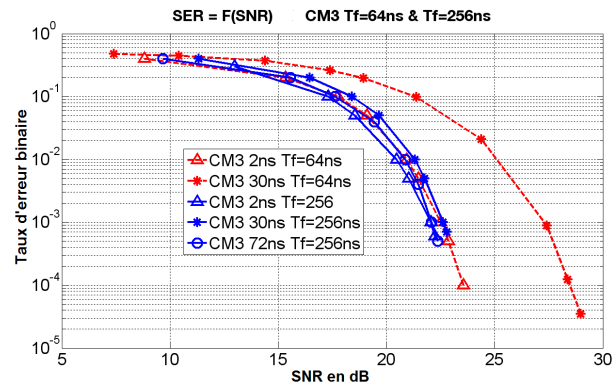

 FIGURE 4.14 – Influence de T_i sur un canal AWGN, $N_f = 11$, $W = 2GHz$

- La durée de trame est $T_f = 64ns$, ce qui est la situation de notre couche physique et correspond à de fortes IPI pour chaque modèle de canal. Dans cette situation, les trajets du $CM4$ peuvent s'étaler sur plus de trois trames consécutives.
- Nous considérons trois durées d'intégration : $T_i = T_{opt}$ pour le $CM3$ et $CM4$ pour vérifier les performances avec la durée d'intégration optimale lorsque la durée de trame le permet ; $T_i = 30ns$ qui permet de collecter l'énergie présente dans chaque moitié de trame lorsque $T_f = 64ns$, mais permet également d'apprécier les conséquences d'une durée d'intégration sous-optimale quand $T_f = 256ns$; enfin, on considère $T_i = 2ns$, qui correspond à l'intégration sur le trajet le plus fort avec et sans IPI.

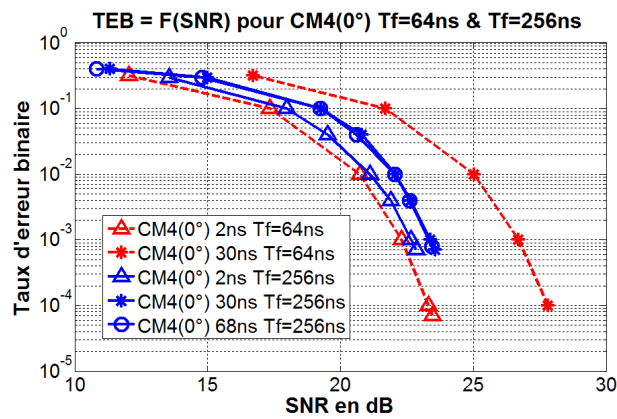
Dans toutes les cas, nous avons $N_f = 11$ impulsions par symbole, et nous assumons une synchronisation quasi-parfaite (réalisée telle que décrite en section 4.4.1, mais sans bruit blanc dans le canal). Nous utilisons les mêmes réalisations de canal que celles qui ont servi aux performances du récepteur cohérent. Le canal est supposé invariant pendant toute la transmission, et les performances s'apprécient par l'observation de l'évolution du taux d'erreur binaire en fonction du rapport signal sur bruit. Les figures 4.15(a), 4.15(b), 4.15(c) présentent respectivement les résultats pour le canal $CM3$, $CM4_{los}$ et $CM4_{nlos}$.

Les durées d'intégration T_{opt} et $T_i = 30ns$ ne peuvent être comparées que pour la durée de trame $T_f = 256ns$. En absence d'IPI, on peut voir sur l'ensemble des figures qu'il y a un léger avantage pour la durée d'intégration optimale, bien que les performances soient sensiblement les mêmes. Avec la durée d'intégration courte ($T_i = 2ns$), les performances sur le $CM3$ et le $CM4_{nlos}$ peuvent être considérées égales aux deux cas précédents, tandis

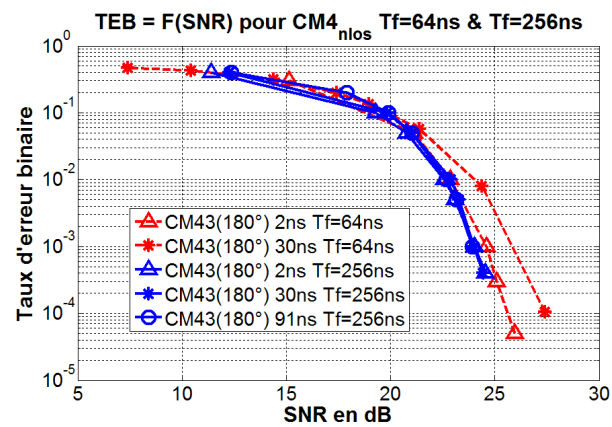
4.4 Le récepteur à détection d'énergie



(a) Influence de T_i sur le CM3



(b) Influence de T_i sur le $CM4_{los}$



(c) Influence de T_i sur le $CM4_{nlos}$

FIGURE 4.15 – Influence de T_i sur les canaux UWB BAN

qu'il y a environ 1dB de gain observé dans le cas du $CM4_{los}$. La première conclusion qui peut être établie à partir de ces observations est qu'en absence d'interférence, la faible durée d'intégration présente au minimum des résultats identiques, sinon meilleurs que ceux de la durée d'intégration optimale (définie à partir de l'approximation gaussienne).

Lorsque l'on considère le cas de forte interférence ($T_f = 64ns$), la différence entre les durées d'intégration $T_i = 2ns$ et $T_i = 30ns$ devient considérable avec de meilleures performances avec $T_i = 2ns$, c'est à dire un gain de près de 5dB aussi bien pour le $CM3$ que pour le $CM4_{los}$ et près de 2dB avec le $CM4_{mlos}$. Nous présumons pour ce dernier cas que l'écart réduit s'explique par le fait que les trajets principaux ont été absorbés ou fortement atténués par le corps et que tous les trajets reçus et issus des réflexions de l'environnement ne se démarquent pas considérablement les uns des autres comme cela peut être le cas pour le trajet principal du $CM4_{los}$. On constate également pour la durée d'intégration courte que les performances sont semblables avec et sans IPI.

De façon générale, on peut retenir au regard de ces résultats qu'une longue durée d'intégration rend le récepteur sensible aux IPI. Ainsi, la combinaison du bruit avec les IPI a un impact bien plus significatif et négatif sur les performances que le bénéfice escompté de la collecte de l'énergie contenue dans les trajets multiples. Avec le détecteur d'énergie, intégrer uniquement le trajet le plus fort permet d'aboutir aux meilleures performances parce qu'on se concentre sur l'énergie utile tout en limitant la collection de bruit et d'IPI. La courte fenêtre d'intégration représente de fait une excellente méthode pour limiter l'impact des interférences inter-impulsions dans les communications UWB [97].

Influence de la répétition de l'information

Pour le récepteur cohérent, la répétition de l'information apporte un gain de traitement qui rend le lien plus robuste (section 4.3.3). Dans le cas du récepteur non-cohérent, le nombre de trames impacte sur le degré de liberté $q = 2N_fWT_i$ et sur l'énergie du symbole. Dans [84] il est démontré, à partir de l'équation 4.45, que l'augmentation du nombre de trames est source de dégradation des performances. Nous pouvons l'observer sur la figure 4.16 présentant l'évolution des performances en fonction du nombre de trames, sur un canal gaussien ; on y constate que pour $TEB = 10^{-4}$, il y a près de 2dB de perte de SNR lorsque l'on passe de $N_f = 1$ à $N_f = 13$ trames par symbole. Les pertes de répétitions doivent ainsi être prises en compte dans le bilan de liaison du détecteur d'énergie. Par ailleurs, ce résultat s'oppose à la contribution positive du nombre de trames dans le cas du récepteur cohérent. On remarquera néanmoins que le gain de la répétition de l'information pour le récepteur cohérent est supérieure, en valeur, à la perte occasionnée par cette même répétition d'information pour le détecteur d'énergie.

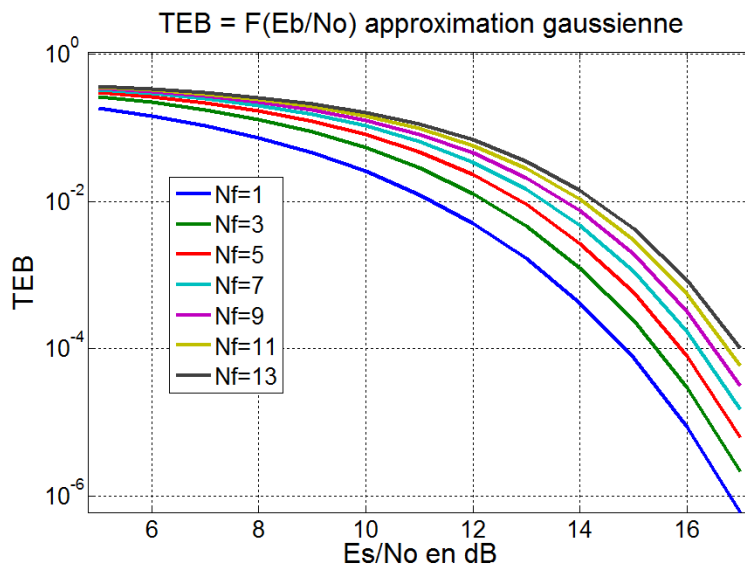


FIGURE 4.16 – Influence du nombre de trames sur canal AWGN

Comparaison avec le récepteur cohérent

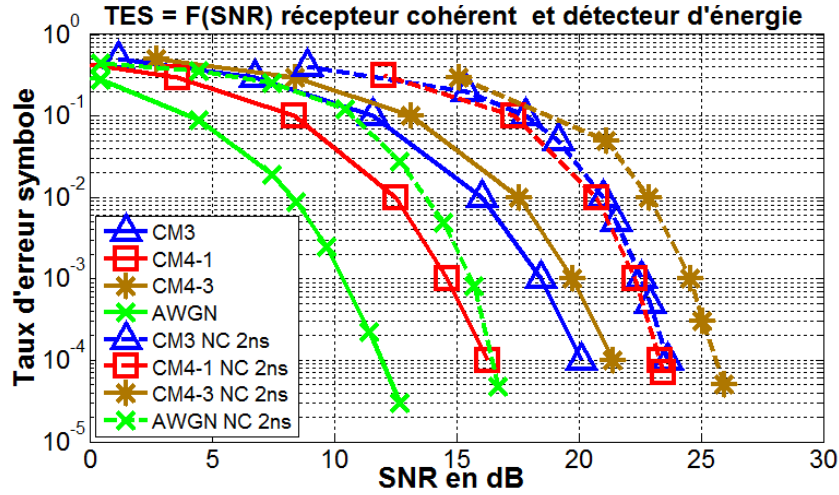
Le détecteur d'énergie est moins performant que le récepteur cohérent, comme indiqué dans les documents présentant des études comparatives des performances de ces deux récepteurs [38, 87, 88]. Dans la mesure où nous avons démontré pour le détecteur d'énergie que nous sommes en mesure d'obtenir les meilleures performances avec une durée d'intégration courte, nous effectuons une comparaison de ces performances avec le récepteur cohérent, sur les canaux BAN UWB. La figure 4.17 nous présente ainsi les courbes de performances pour les deux types de récepteurs et pour $T_f = 64ns$ afin d'avoir des conditions similaires. Nous rappelons que la modulation pour le récepteur cohérent est la BPPM-BPSK vue comme une BPPM par le récepteur non cohérent.

Sur la figure 4.17, la dégradation du SNR causée par le détecteur d'énergie est de l'ordre de 4.5dB pour les canaux *AWGN*, *CM3*, *CM4_{nlos}* et près de 8dB pour le *CM4_{los}*.

4.4.5 Conclusion sur le détecteur d'énergie

Avec les canaux UWB BAN, éviter les IPI implique d'avoir une longue durée de trame, ce qui peut considérablement réduire les débits pour les applications du BAN. Avec une durée de trame de 64ns, notre modèle est intrinsèquement sujet à de l'IPI et ne rend pas possible l'utilisation de fenêtres d'intégration optimales. Enfin, dans cette situation de forte IPI, la solution pour obtenir les meilleures performances avec le détecteur d'énergie consiste à choisir une fenêtre d'intégration de l'ordre de la durée d'une impulsion.

Il s'avère ainsi suffisant de se synchroniser sur le trajet de plus forte énergie, car


 FIGURE 4.17 – Comparaison des deux récepteurs pour $N_f = 11$

une fenêtre d'intégration longue et sous-optimale entraîne la collection inutile de bruit et d'IPI, deux éléments qui sur la décision ont un impact supérieur à celui de l'information fournie par les trajets multiples intégrés. C'est une solution simple pour lutter contre les IPI, et qui permet de ne pas complexifier l'architecture du récepteur avec des algorithmes ou des mécanismes lourds. Ce résultat implique également que l'on peut avoir un très bon rapport cyclique et par conséquent une faible consommation de l'architecture, si la technologie de conception permet d'allumer et d'éteindre la radio à la fréquence de l'impulsion ; cela constitue argument supplémentaire en faveur des systèmes à très basse consommation d'énergie.

4.5 Conclusion

Nous avons évalué notre structure de couche physique UWB dans un contexte de canal BAN et suivant le type de récepteur. Au travers de cette étude, nous avons montré que le canal UWB a une forte incidence sur les performances du système. Le modèle $CM4_1$ permet de meilleures performances avec les architectures de réception cohérente et non cohérente, étant donné qu'il est moins sensible à la présence du corps que les deux autres modèles de canal. Le $CM4_3$ présente les performances les moins bonnes que nous justifions par la présence du corps entre émetteur et récepteur.

La structure de réception joue également son rôle dans les performances obtenues. Dans le cas des récepteurs à détection d'énergie, une durée d'intégration très courte s'avère être un moyen efficace et simple pour optimiser les performances en les rendant similaires à celles obtenues en absence d'IPI. Concernant le récepteur cohérent, il per-

met un gain minimal de 5dB par rapport au détecteur d'énergie. Cependant, les deux récepteurs ne réagissent pas de la même manière face à la redondance d'information dans le symbole, qui entraîne une réduction du débit, mais qui apporte un gain de traitement dans le cas du récepteur cohérent tandis qu'elle est source de dégradation des performances pour le récepteur à détection d'énergie. Il faut donc effectuer un choix judicieux sur le nombre de trames du symbole, en fonction des performances ciblées pour un type d'applications donné.

Les résultats obtenus demeurent toutefois liés aux réalisations de canal utilisées. A défaut d'effectuer les simulations sur un grand nombre de ces réalisations, il s'avère nécessaire de disposer d'une méthode qui permette de fournir des performances plus générales exploitant la statistique du canal. De plus, les résultats présentés sont ceux d'une liaison entre un émetteur et un récepteur, avec pour seule contrainte de l'environnement le bruit blanc gaussien du canal. Cependant, un réseau BAN est utilisé dans un environnement sujet aux rayonnements électromagnétiques d'autres systèmes sans fil proches ou éloignés. Nous proposons donc dans la suite d'étudier la robustesse de la liaison lorsque cette dernière est soumise à de l'interférence bande étroite.

Troisième partie

Généralisation des performances et coexistence avec les systèmes bande étroite

Estimation des performances sur un canal UWB à partir de l'analyse sur un canal AWGN

5.1 Objectifs

Les performances du récepteur non cohérent à détection d'énergie ont été calibrées avec un canal AWGN puis testées sur des réalisations du canal UWB BAN. Toutefois, dans notre approche des simulations, nous avons mis un accent particulier sur la synchronisation que nous souhaitons la plus précise possible pour les deux types d'architectures. Cela a abouti au choix d'une fréquence d'échantillonnage élevée qui a permis de limiter l'influence d'une éventuelle mauvaise synchronisation sur les performances obtenues. La contrepartie de ce positionnement est que la réalisation des simulations a nécessité un temps considérable, ce qui nous a conduit à limiter le nombre de réalisations utilisées pour chaque modèle de canal. En effet, cette évaluation sur canaux UWB BAN s'est effectuée sur 10 réalisations dont les statistiques moyennes sont semblables à celles obtenues sur un échantillon plus grand (100, 1000 ou 10000).

De fait, nous avons jugé utile de rechercher et proposer une nouvelle méthode permettant d'évaluer les performances du détecteur d'énergie en milieu UWB. Cette nouvelle approche permet d'obtenir un gain de temps important comparé aux simulations, et elle favorise une analyse qui peut être aisément généralisée. La méthodologie présentée à travers ce chapitre s'appuie ainsi sur l'analyse théorique effectuée pour déterminer les performances du détecteur d'énergie sur canal AWGN. Les résultats obtenus ont été synthétisés et valorisés dans [\[101\]](#)

5.2 Principe de l'approche

La probabilité d'erreur du détecteur d'énergie est donnée par l'expression 4.29 que nous rappelons pour un bit 0 envoyé :

$$P_{err} = \frac{1}{2} + \frac{1}{\pi} \int_0^\infty \left(\frac{1}{1+v^2} \right)^q \Re \left\{ \frac{\exp\left(\frac{-jv\mu_0}{1+jv}\right)}{jv} \right\} dv$$

Comme déjà énoncé au chapitre 4, l'expression $\mu_0 = \frac{E_s}{N_0} \sum_{l=1}^{N_{path}} h_l^2$ est le paramètre de décentrage qui représente la quantité d'énergie du signal collectée pendant la durée d'intégration. Du fait de l'utilisation d'une durée d'intégration courte, toute l'énergie collectée dans l'unique trajet du canal AWGN ne l'est que partiellement pour les canaux UWB BAN ; ainsi, seule l'énergie contenue dans les trajets collectés durant T_i pourra être considérée. En effet, l'énergie totale du canal est telle que $\sum_{l=1}^L h_l^2 = 1$, L étant le nombre total de trajets dans le canal. Sachant que le détecteur d'énergie synchronise uniquement sur les trajets consécutifs fournissant la plus forte énergie, nous interprétons le paramètre de décentrage comme le pourcentage de l'énergie transmise dans le canal et contenue dans les trajets sélectionnés lors de la synchronisation.

Les résultats du chapitre 4 ont permis de considérer une fenêtre d'intégration de l'ordre de la durée de l'impulsion comme un excellent moyen pour optimiser les résultats du détecteur d'énergie. Suivant ce principe, l'énergie qui détermine le paramètre de décentrage est nécessairement issue du trajet de synchronisation qui correspond au trajet de plus grande amplitude. Par conséquent, si l'énergie dans ce trajet principal¹ du canal UWB BAN est connue, il est possible d'estimer les performances du détecteur d'énergie avec le canal considéré.

5.3 Simulation sur le trajet principal

5.3.1 Conditions optimales

Pour illustrer et vérifier notre proposition, il est nécessaire que le récepteur puisse intégrer uniquement le trajet principal. Quelques conditions doivent donc être remplies et l'on peut retenir principalement les deux points suivants [101] :

- Une absence totale d'interférences inter-impulsions, ce qui correspond à minima à une durée de trame supérieure à deux fois la durée d'étalement du canal, en absence de code de saut temporel.
- Chaque trajet du canal est distinguable, de sorte que seule son énergie soit prise en compte dans la fenêtre d'intégration.

Le premier point a été parcouru en section 4.4.2. Cette condition implique notamment que tous les trajets sont contenus dans la moitié de trame dans laquelle l'impulsion a été

1. Désigne le trajet du canal ayant la plus grande amplitude en valeur absolue, et par conséquent la plus grande énergie

émise. On évite ainsi des combinaisons de trajets entre trames consécutives. Le second point n'a jamais été évoqué auparavant et il assure que la synchronisation s'effectue bien sur le trajet le plus fort. En effet cette condition implique que deux trajets ne puissent pas avoir le même retard, ce qui évite de fait la combinaison des trajets d'une réalisation de canal. De plus, l'idéal pour cette démonstration serait que l'intervalle entre trajets consécutifs soit supérieur ou égal à la durée de l'impulsion.

Jusqu'à présent la méthode utilisée avec le détecteur d'énergie était de trouver le meilleur instant d'intégration dans la trame. Notre objectif dans cette approche est d'estimer et appréhender le paramètre de décentrage principalement à travers l'énergie collectée dans le trajet du canal ayant la plus grande amplitude. Par conséquent, avec une durée d'intégration de l'ordre de celle de l'impulsion, le respect des deux conditions permet de s'assurer que seul un trajet du canal est pris en compte pendant l'intégration de durée T_i . Ainsi, cela permet d'effectuer l'analyse en s'appuyant sur l'unique connaissance de l'énergie du trajet le plus fort sur lequel la synchronisation s'effectue à priori.

5.3.2 Analyse sur les réalisations du canal UWB BAN

Nous sélectionnons aléatoirement deux réalisations de chaque modèle de canal UWB BAN, afin d'en étudier quelques caractéristiques. Par la suite, nous évaluons les performances du détecteur d'énergie avec ces canaux UWB BAN, dans une configuration d'absence d'interférence ($T_f = 512ns$). Les caractéristiques relevées pour les deux réalisations aléatoires utilisées sont présentées dans le tableau 5.1 qui indique pour chaque réalisation :

- L'amplitude $h_{m,1 \leq m \leq L}$ du trajet le plus fort du canal, appréciable sur quelques figures illustrant les réalisations utilisées.
- L'énergie contenue dans le trajet le plus fort, que nous considérons comme un coefficient d'atténuation $coef = h_m^2$, sachant que $coef = 1$ correspond au canal AWGN, et que $\sum_{l=1}^L h_l^2 = 1$.
- La durée d'étalement du canal, qui permet de vérifier que la condition d'absence d'interférence est respectée par le choix de la durée de la trame.
- Le nombre de trajets dans le canal, donné à titre indicatif.
- L'énergie moyenne du trajet principal pour chaque modèle de canal.

L'objectif de la démonstration est d'estimer les performances du détecteur d'énergie, non plus à partir des simulations sur canal UWB BAN, mais plutôt en s'appuyant sur l'expression analytique des performances sur canal AWGN, et notamment en multipliant l'énergie de l'unique trajet par un coefficient d'atténuation. Sachant que l'énergie du trajet unique du canal AWGN est égale à 1, la modélisation du canal UWB BAN se résume à prendre comme coefficient d'atténuation l'énergie moyenne du trajet de plus forte amplitude, pour le canal UWB BAN considéré.

	CM3		CM4 ₁		CM4 ₂		CM4 ₃		CM4 ₄	
	CM3 ₁	CM3 ₂	CM41 ₁	CM41 ₂	CM42 ₁	CM42 ₂	CM43 ₁	CM43 ₂	CM44 ₁	CM44 ₂
Etalement du canal (ns)	75.4	86.4	183.9	191.2	206.8	210.8	162.3	199	193.7	193.7
N ^{bre} de trajets L	41	40	366	377	388	409	379	420	382	408
Amplitude maximale (h_m)	0.44	0.56	0.61	0.96	0.39	0.66	0.35	0.3	0.330	0.48
E_n max réalisation ($coef_{max} = h_m^2$)	0.196	0.319	0.375	0.921	0.155	0.437	0.125	0.093	0.109	0.228
E_n max du modèle de canal	0.18		0.4		0.28		0.2		0.21	

TABLE 5.1 – Caractéristiques des canaux UWB BAN utilisés

5.3.3 Résultats sans les trajets secondaires

Les résultats des simulations sont présentés sur les figures 5.1 à 5.5. Pour chaque modèle de canal, nous présentons les réalisations sélectionnées, qui permettent d'apprécier l'amplitude des différents trajets et en particulier celle du trajet contenant la plus grande énergie. On constatera dans la plupart des cas que la condition de trajets distinguables (suffisamment espacés) n'est pas vérifiée du fait de la forte proximité entre trajets consécutifs. Cette situation est plus évidente pour le modèle CM4, mais cela était prévisible car statistiquement, l'intervalle de temps moyen est de 1.85ns pour le CM3 et 0.5ns pour le CM4, ainsi que présentés dans les tableaux 2.3 et 2.4. Nous pourrions ainsi vérifier si cette condition non vérifiée compromet notre théorie.

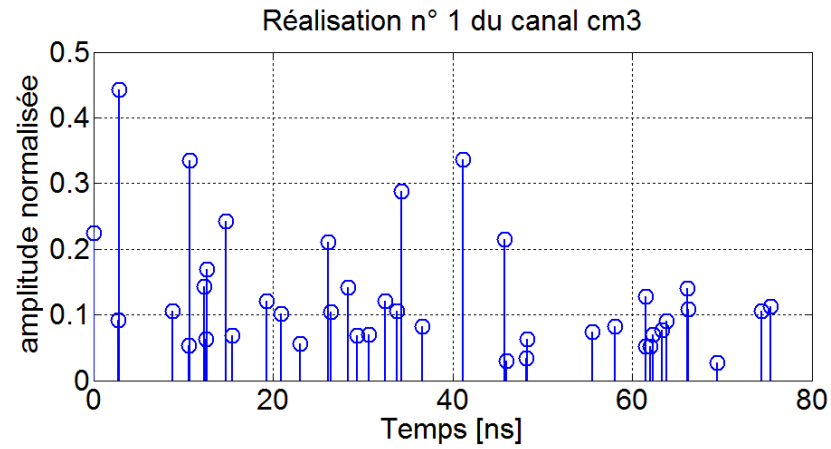
Pour apprécier les résultats obtenus, nous confrontons les simulations à la théorie, en appliquant au paramétrage de décentrage un coefficient égal à l'énergie du trajet le plus fort du canal UWB BAN. De plus, nous pouvons comparer l'ensemble de ces résultats avec les performances théoriques sur canal AWGN qui correspond aux performances théoriques avec un coefficient d'énergie égal à 1.

Pour l'ensemble des simulations effectuées, on constate que les courbes obtenues sur les réalisations UWB BAN sont en totale adéquation avec le résultat sur canal AWGN affecté du coefficient d'atténuation de l'énergie. Les réalisations étant aléatoires, on en déduit que l'approche adoptée est cohérente et vérifiée, et qu'il devient possible de généraliser l'approche en considérant les statistiques moyennes de chaque modèle de canal.

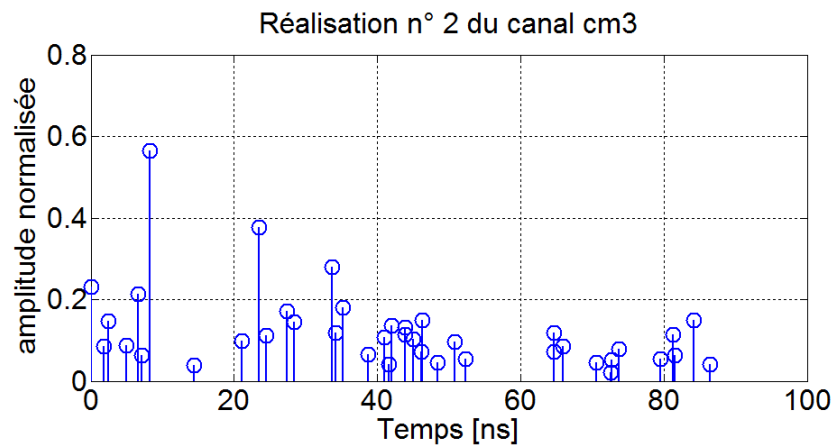
La figure 5.6 présente à cet effet les courbes obtenues à partir des caractéristiques moyennes des divers modèles de canal UWB BAN. On se sert par conséquent de l'énergie moyenne du trajet principal comme coefficient d'atténuation pour chacun des modèles du canal UWB BAN.

Du fait de la proximité de leur énergie moyenne dans le trajet le plus fort, les courbes des canaux CM43 et CM44 s'avèrent particulièrement proches. Le canal CM3 au final conduit aux performances les moins bonnes avec le détecteur d'énergie. Son intérêt majeure comparé aux modèles CM43 et CM44 est donc de favoriser des débits supérieurs avec moins d'IPI.

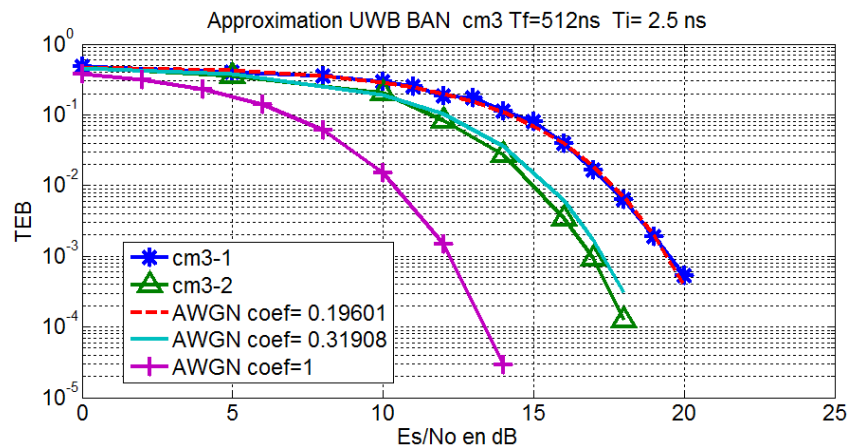
L'intervalle moyen entre trajets consécutifs est de 1.85ns pour le modèle CM3 contre 0.5ns pour le modèle CM4 [77]. Il en découle une concentration moyenne potentielle de 2.4 trajets pour une fenêtre d'intégration de valeur $T_i = 2.5ns$ ($T_i/1.85 + 1$) pour le modèle CM3 contre 6 pour le modèle CM4. Malgré cette différence, le nombre de trajets du modèle CM3 ainsi que l'énergie dans son trajet principal demeurent inférieurs à ceux du modèle CM4; il est donc envisageable dans le cas du modèle CM3 que les trajets secondaires puissent avoir un impact relativement prononcé sur les performances.



(a) Réalisation 1 du CM3



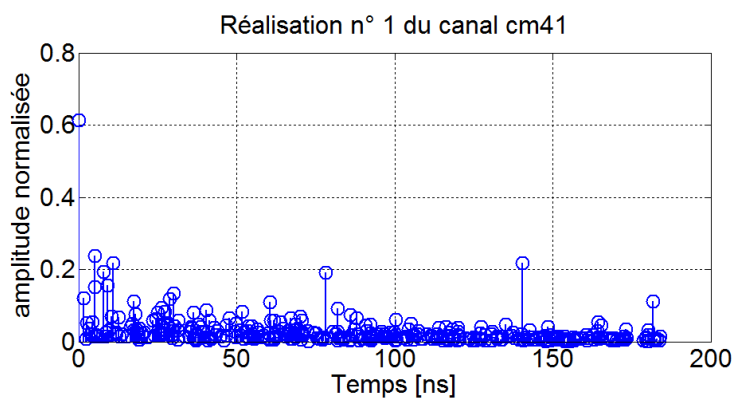
(b) Réalisation 2 du CM3



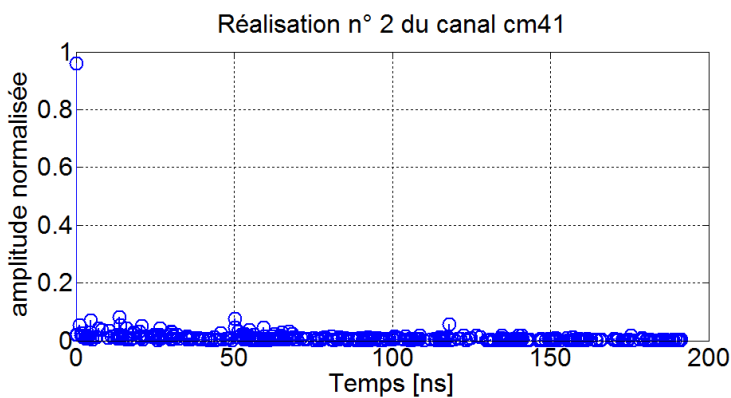
(c) Simulations pour le CM3

FIGURE 5.1 – Performance pour le CM3

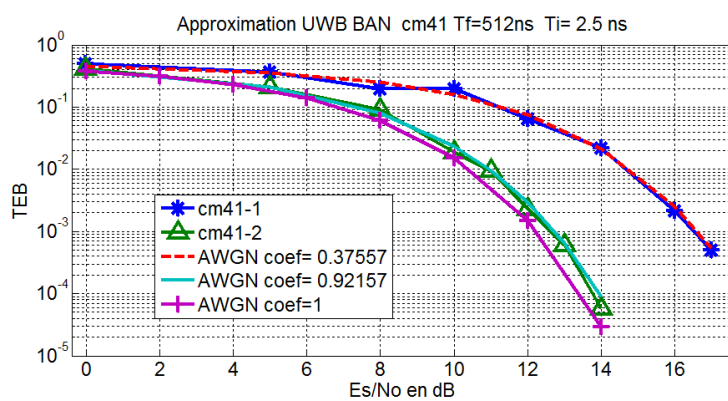
5.3 Simulation sur le trajet principal



(a) Réalisation 1 du CM41

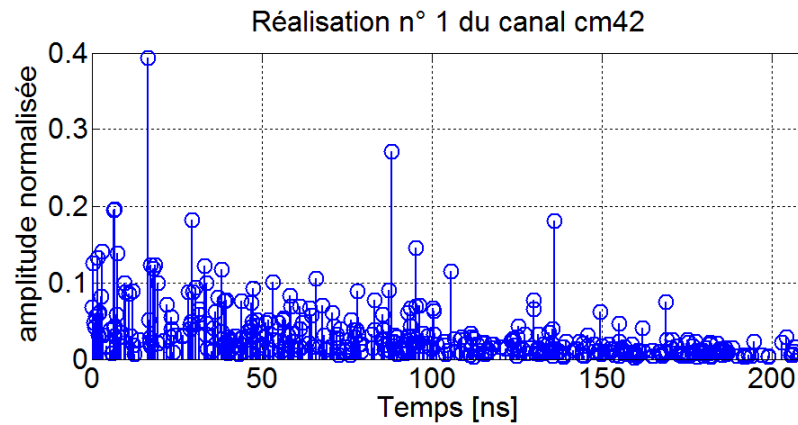


(b) Réalisation 2 du CM41

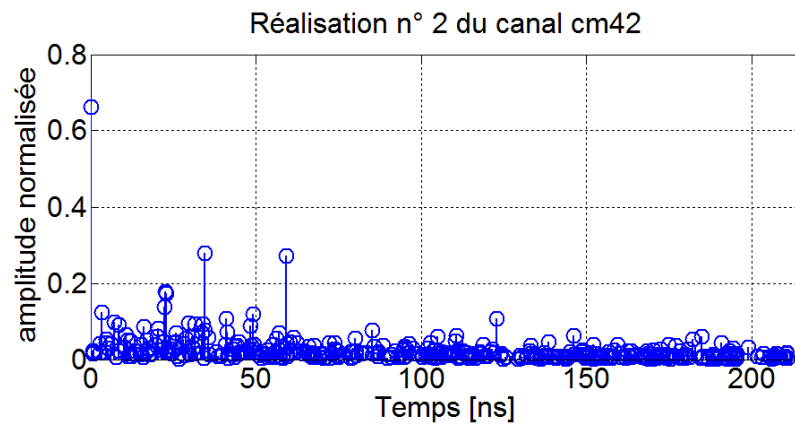


(c) Simulations pour le CM41

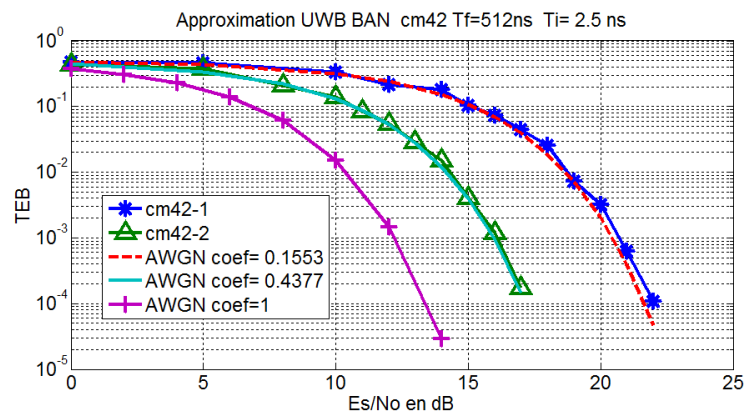
FIGURE 5.2 – Performances pour le CM41



(a) Réalisation 1 du CM42



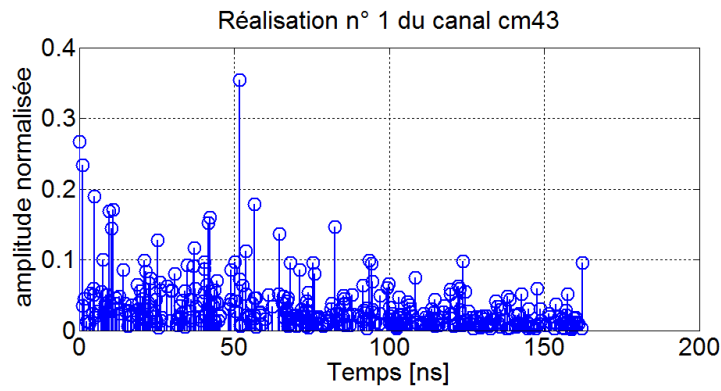
(b) Réalisation 2 du CM42



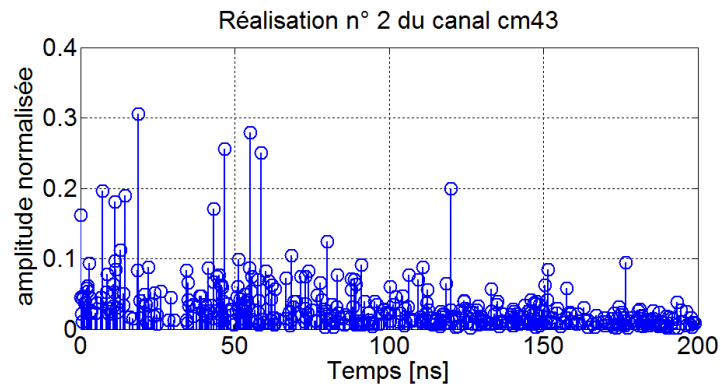
(c) Simulations pour le CM42

FIGURE 5.3 – Performances pour le CM42

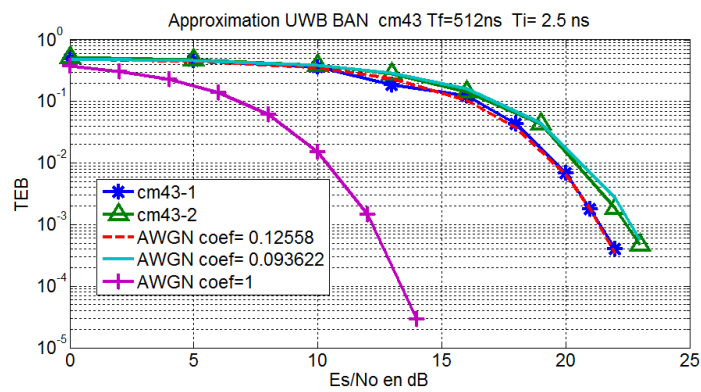
5.3 Simulation sur le trajet principal



(a) Réalisation 1 du CM43

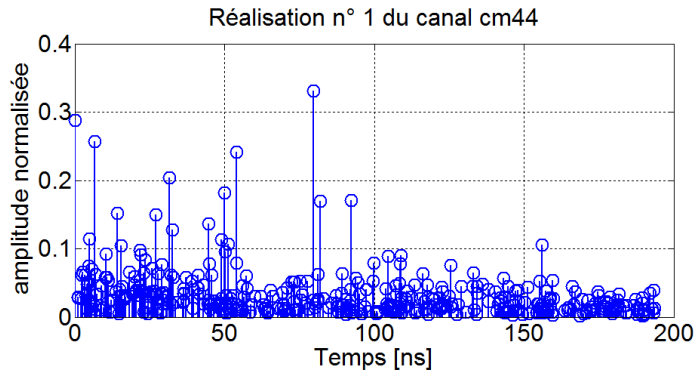


(b) Réalisation 2 du CM43

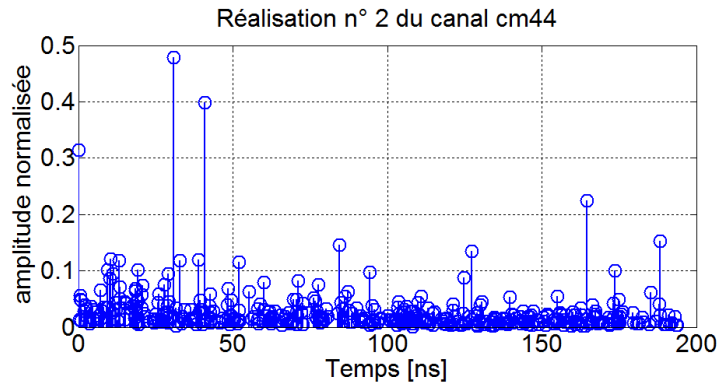


(c) Simulations pour le CM43

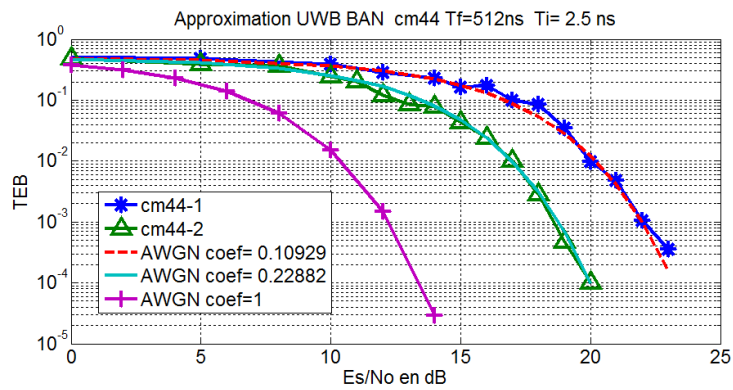
FIGURE 5.4 – Performances pour le CM43



(a) Réalisation 1 du CM44



(b) Réalisation 2 du CM44



(c) Simulations pour le CM44

FIGURE 5.5 – Performances pour le CM44

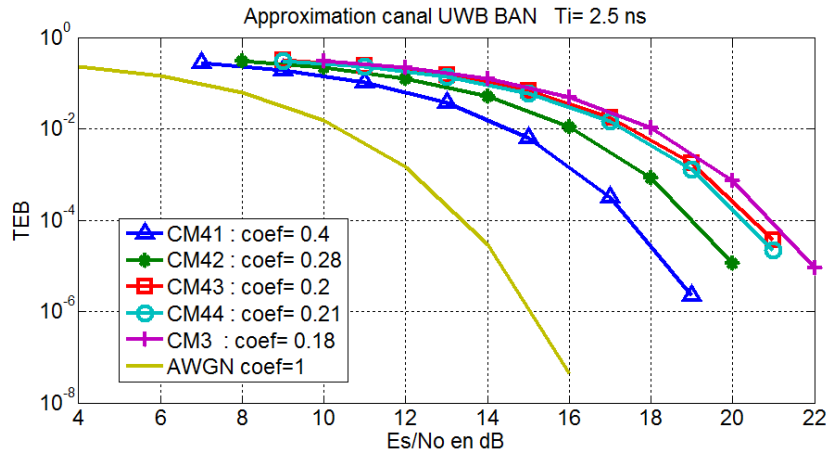


FIGURE 5.6 – Approximation générale des canaux UWB BAN

5.4 Prise en compte des trajets secondaires

5.4.1 Modèle CM3 : influence des trajets secondaires

Nous allons approfondir les résultats du canal CM3 pour apprécier l'impact des trajets secondaires avoisinant le trajet principal. En effet, comme indiqué précédemment, le nombre réduit des trajets entraîne une énergie potentiellement plus grande dans les trajets secondaires. Sachant que des trajets secondaires peuvent statistiquement être présents dans la fenêtre d'intégration, leur contribution dans l'énergie intégrée peut jouer un rôle non négligeable dans les performances obtenues.

Pour observer le cas du modèle CM3, nous élargissons à une dizaine le nombre de réalisations aléatoires du modèle CM3 auxquelles nous appliquons les mêmes opérations qu'en section 5.3.3. Toutefois, nous portons attention cette fois-ci aux trajets secondaires avoisinant le trajet principal. En effet, lorsque l'énergie de ces trajets secondaires est suffisamment grande, elle peut influencer les sorties des intégrations. Dans ce cas, l'énergie du trajet principal ne suffit plus pour estimer les performances du récepteur. Pour une telle situation, l'énergie des trajets secondaires doit être prise en compte dans la valeur du coefficient. Ainsi, si τ_m est le retard du trajet principal, la synchronisation peut faire intervenir, suivant la réalisation du canal, les trajets situés dans l'intervalle $[\tau_m - T_i, \tau_m + T_i]$. Pour nous soustraire à une analyse des caractéristiques de chaque réalisation de canal, nous effectuons le choix empirique d'intégrer les trajets présents dans l'intervalle $[\tau_m - T_i/2, \tau_m + T_i/2]$. Nous vérifions alors si le nouveau coefficient *cumulé* d'énergie, lorsqu'appliqué à l'expression analytique des performances, permet la correspondance entre théorie et simulation.

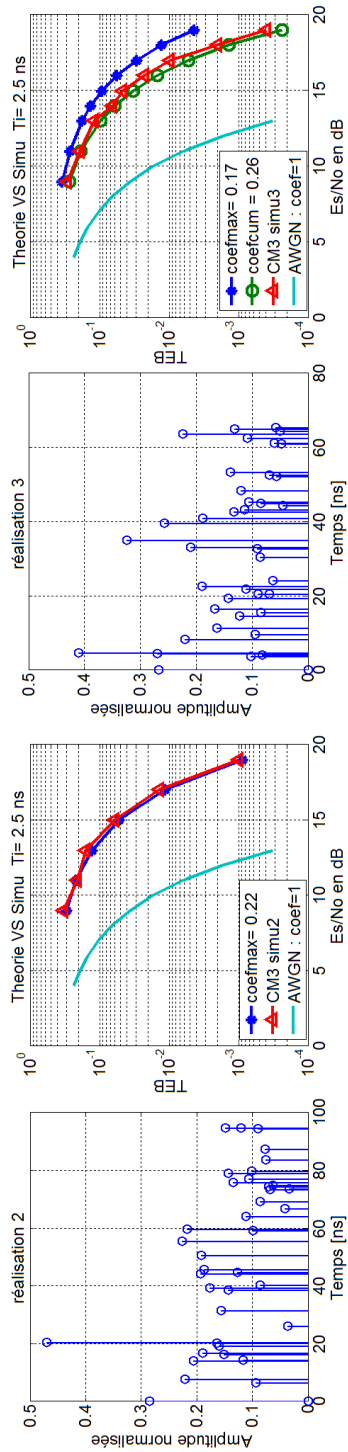
Nous présentons dans le tableau 5.2 quelques caractéristiques pour chacune des réalisations utilisées, notamment :

- L'énergie du trajet principal ($coefmax$).
- L'énergie exclusive des trajets secondaires uniquement (E_{plus}). Ce paramètre représente la contribution dans $coefcum$ de l'énergie contenue dans les trajets secondaires intégrés durant T_i .
- L'énergie maximale cumulée qui inclut tous les trajets présents dans l'intervalle $[\tau_m - T_i/2, \tau_m + T_i/2]$ ($coefcum$). On a ainsi $coefcum = coefmax + E_{plus}$.
- Le pourcentage d'énergie que contiennent les trajets secondaires pris en compte, par rapport à l'énergie du trajet principal : $100 \times E_{plus}/coefmax$.

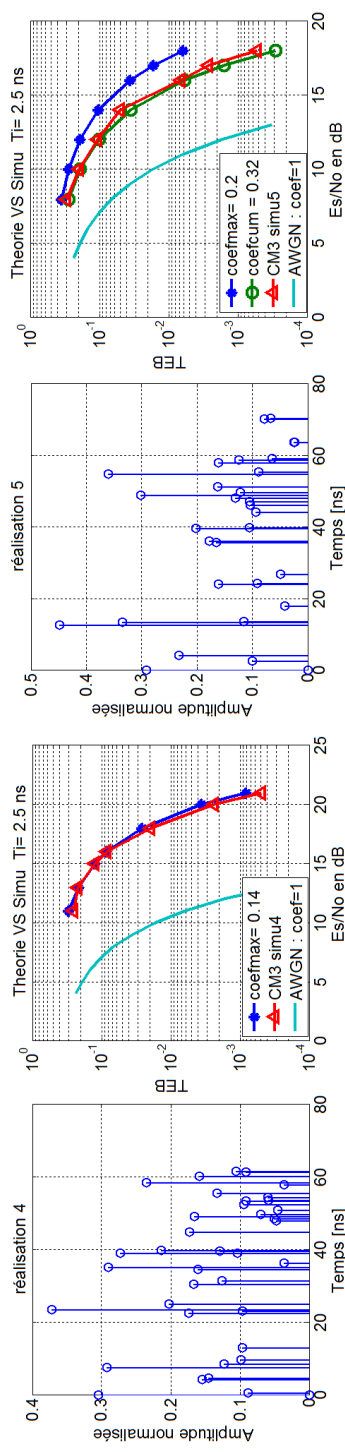
Réalisation	E_n max	E_n secondaire E_{plus}	E_n cumulée $coefcum$	Rapport $E_n(\%)$
CM3 1	0.22	0.06	0.28	27.11
CM3 2	0.17	0.09	0.26	53.37
CM3 3	0.14	0.04	0.18	28.90
CM3 4	0.20	0.12	0.32	59.71
CM3 5	0.13	0.03	0.16	22.97
CM3 6	0.30	0	0.30	0
CM3 7	0.33	0.02	0.35	6.05
CM3 8	0.66	0.04	0.70	6.03
CM3 9	0.15	0.01	0.16	6.48
CM3 10	0.31	0.01	0.32	3.24

TABLE 5.2 – Caractéristiques des canaux CM3 UWB BAN utilisés

Les figures 5.7 à 5.9 présentent les comparatifs entre théorie et simulation pour les réalisations sélectionnées.



(a) Approximation et simulation CM3-1



(b) Approximation et simulation CM3-2

(c) Approximation et simulation CM3-3

(d) Approximation et simulation CM3-4

FIGURE 5.7 – Estimation des Performances pour le CM3

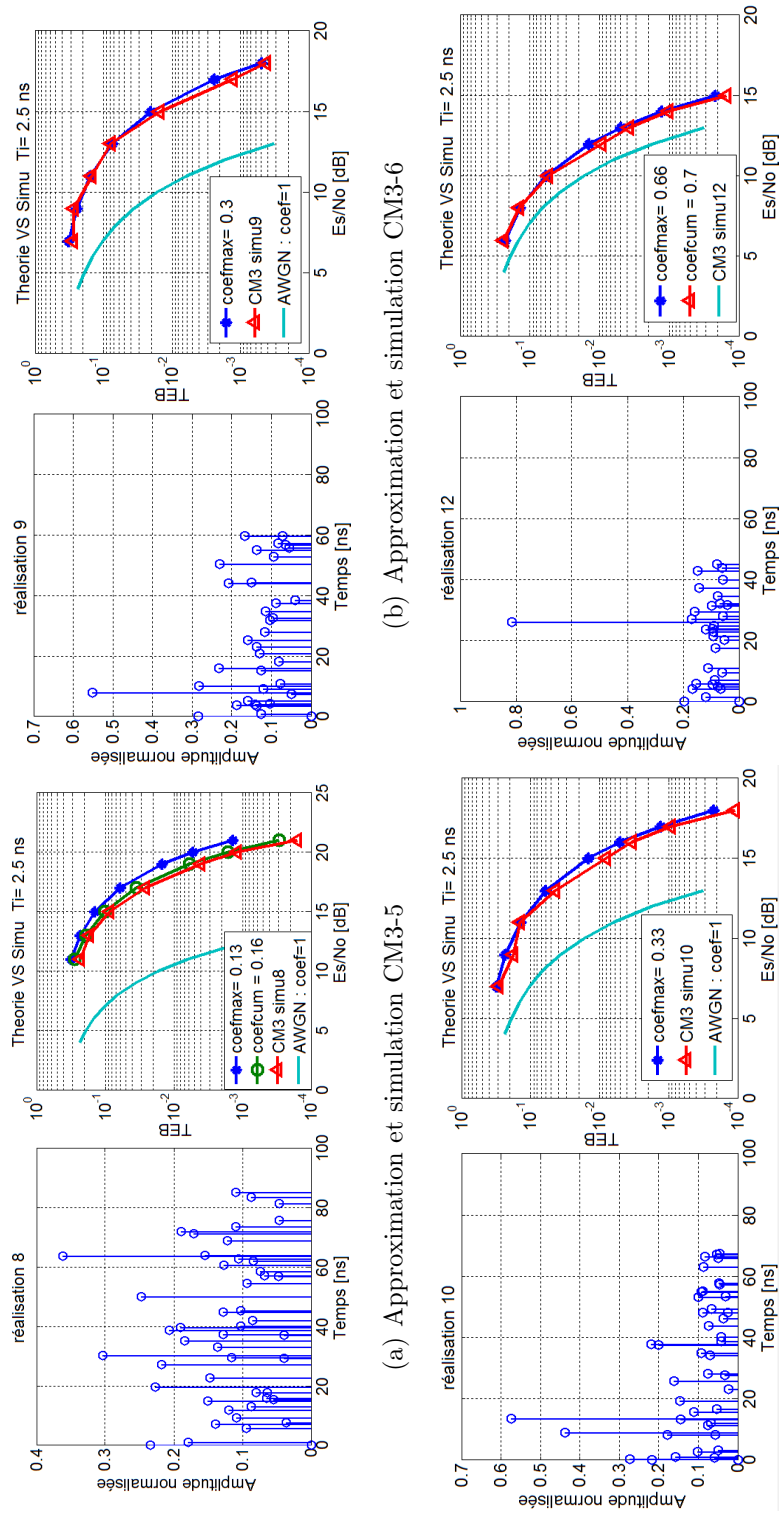
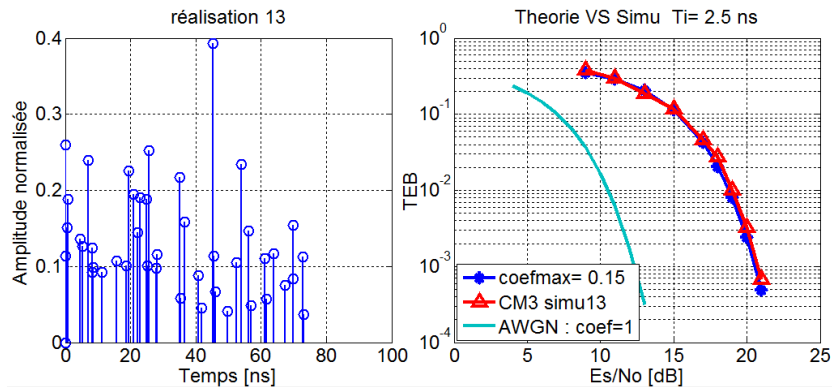
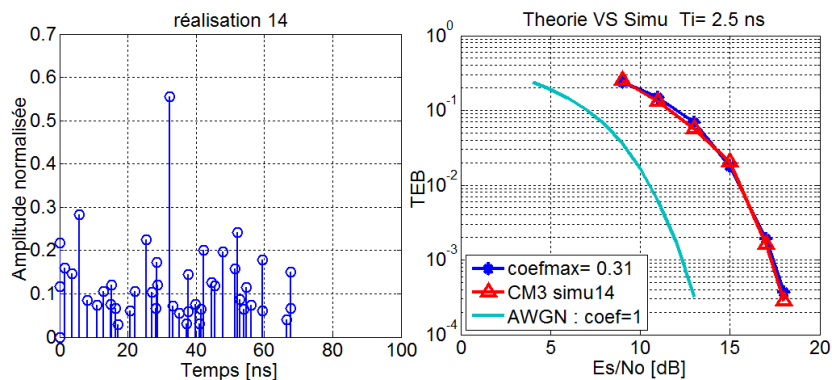


FIGURE 5.8 – Estimation des Performances pour le CM3

5.4 Prise en compte des trajets secondaires



(a) Approximation et simulation CM3-5



(b) Approximation et simulation CM3-6

FIGURE 5.9 – Estimation des Performances pour le CM3

De manière générale, l'énergie du trajet principal permet de faire coïncider l'expression analytique des performances avec les simulations sur les réalisations de canal CM3. Cela est d'autant plus vrai que l'énergie du trajet principal surpasse avec évidence celle des trajets secondaires, en particulier si ces derniers sont susceptibles de s'inscrire dans la fenêtre d'intégration.

En effet, on voit sur les figures 5.7(b), 5.7(d) et 5.8(a) que des trajets secondaires de forte amplitude entourent le trajet principal, de sorte que leur énergie cumulée s'avère suffisamment grande pour influencer le paramètre de décentrage. Aussi, la prise en compte dans le coefficient d'énergie des trajets dont le retard est compris dans l'intervalle $[\tau_m - T_i/2, \tau_m + T_i/2]$ permet de tracer une courbe analytique très proche du résultat des simulations.

Des résultats obtenus on peut retenir les éléments suivants :

- Plus le trajet principal a une forte énergie, meilleures sont les performances car elles

se rapprochent de celles obtenues avec le canal AWGN. De plus, cela facilite l'étude analytique des performances car l'énergie contenue dans les trajets secondaires est réduite, ce qui atténue leur impact sur les performances. Les résultats du canal CM4 illustrent bien ce point.

- L'hypothèse sur les trajets de canal distinguables ($\tau_{i+1} - \tau_i > T_i$) s'avère être une condition nécessaire pour une estimation précise des performances à partir de l'expression analytique de la probabilité d'erreur et à l'aide de l'énergie du trajet principal. Lorsque cette condition ne peut être respectée, l'énergie du trajet principal peut servir de référence à elle seule si elle demeure suffisamment grande comparée à l'énergie contenue dans les trajets secondaires avoisinant ce même trajet principal. Enfin, si ces trajets secondaires ont une énergie suffisamment grande, ils devront être pris en compte pour définir le coefficient d'atténuation de l'énergie qui sera alors composé de l'énergie dans le trajet principal cumulée à celle des trajets secondaires inscrits dans la fenêtre d'intégration.

5.4.2 Généralisation des performances en incluant les trajets secondaires

Les résultats précédents nous conduisent à explorer de façon plus large l'influence des trajets secondaires. Nous nous appuyons sur l'analyse effectuée en section 5.4.1 afin d'apprécier l'impact des trajets secondaires dans l'estimation des performances avec chaque modèle de canal UWB BAN. Pour cela nous calculons l'énergie contenue dans les trajets secondaires pouvant s'inscrire dans la fenêtre d'intégration et nous considérons trois configurations susceptibles d'intervenir lors de la synchronisation, à savoir :

- les trajets intégrés qui arrivent avant le trajet principal et qui sont pris dans l'intervalle $[\tau_m - T_i]$, τ_m étant le retard du trajet principal de plus grande amplitude ;
- les trajets intégrés encadrant le trajet principal et qui sont pris dans l'intervalle $[\tau_m - T_i/2, \tau_m + T_i/2]$;
- les trajets intégrés dont le retard est supérieur à celui du trajet max et qui sont pris dans l'intervalle $[\tau_m + T_i]$.

Dans le tableau 5.3, nous présentons les caractéristiques moyennes extraites de 10000 réalisations de chaque modèle de canal. On y retrouve pour chacun des modèles de canal UWB BAN :

- L'énergie du trajet principal (*coefmax*).
- L'énergie cumulée intégrée dans l'intervalle $[\tau_m - T_i]$ (*coefant*).
- L'énergie cumulée intégrée dans l'intervalle $[\tau_m + T_i]$ (*coefpost*).
- L'énergie cumulée intégrée dans l'intervalle $[\tau_m - T_i/2, \tau_m + T_i/2]$ (*coefint*).

5.4 Prise en compte des trajets secondaires

Modèle de canal	E_n trajet principal	E_n dans $[\tau_m - T_i]$ (<i>coefant</i>)	E_n dans $[\tau_m \pm T_i/2]$ (<i>coefint</i>)	E_n dans $[\tau_m + T_i]$ (<i>coefpost</i>)
CM3	0.1811	0.2161	0.2152	0.2138
CM4-1 (0°)	0.4051	0.4121	0.4215	0.4311
CM4-2 (90°)	0.2830	0.2926	0.3004	0.3083
CM4-3 (180°)	0.2194	0.2331	0.2398	0.2455
CM4-4 (270°)	0.2058	0.2154	0.2201	0.2249

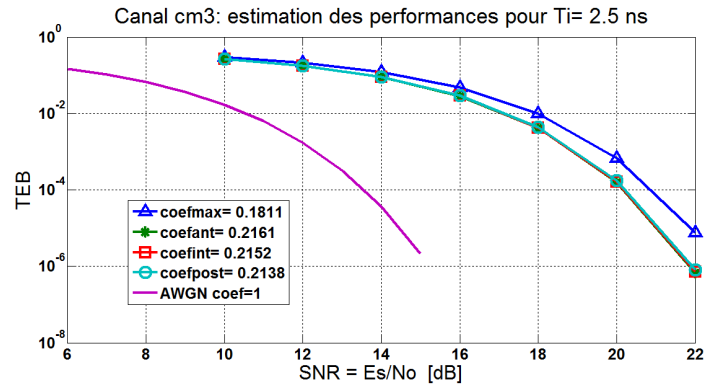
TABLE 5.3 – Valeurs moyennes de l'énergie dans les trajets secondaires pour les canaux UWB BAN

Les valeurs présentées dans le tableau 5.3 sont issues d'un échantillon élevé de réalisations de canal. Néanmoins, elles varient très peu d'un lot de 10000 réalisations à l'autre, aussi nous estimons la marge d'erreur inférieure à 1% pour chaque valeur de coefficient et suivant nos observations sur plusieurs lots de 10000 réalisations.

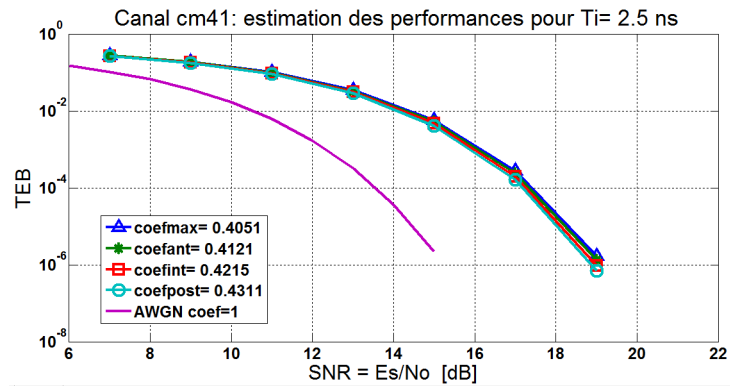
Les figures 5.10(a) à 5.11(c) illustrent les résultats des simulations obtenues pour chaque modèle de canal, avec les trois configurations présentées pour la prise en comptes des trajets secondaires.

Pour le modèle de canal CM4, l'énergie recueillie apparaît très légèrement supérieure avec les trajets dont le retard est supérieur ou égal à celui du trajet principal. On observe également que l'effet des trajets secondaires s'avère plus prononcé à mesure que l'énergie du trajet principal est réduite.

De manière générale, la prise en compte des trajets secondaires entraîne une augmentation plus ou moins sensible du coefficient d'énergie, ce qui se reflète à travers le gain en SNR sur les performances. Par ailleurs, c'est avec le modèle de canal CM3 que les trajets secondaires ont un impact plus significatif, permettant un gain de près de $1dB$ pour un $TEB = 10^{-5}$. Cela s'explique par le fait que l'énergie dans les trajets secondaires est plus conséquente, car le modèle CM3 contient moins de trajets secondaires que le modèle CM4 et l'énergie moyenne du trajet principal est également inférieure dans le cas du modèle CM3 comparé au modèle CM4. Les résultats présentés permettent ainsi d'avoir un aperçu des performances optimales qui peuvent être obtenues avec le détecteur d'énergie et le canal UWB BAN.



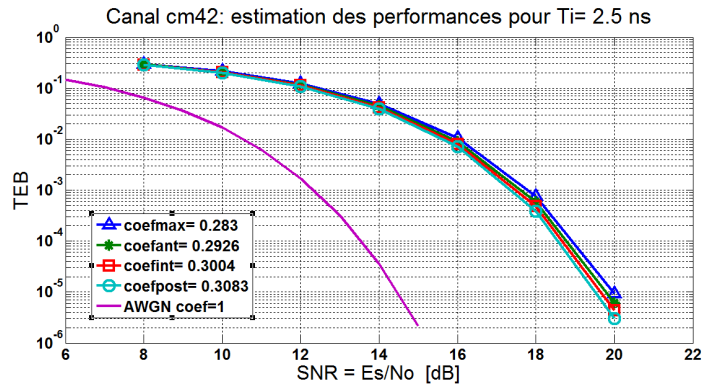
(a) Approximation générale du modèle CM3



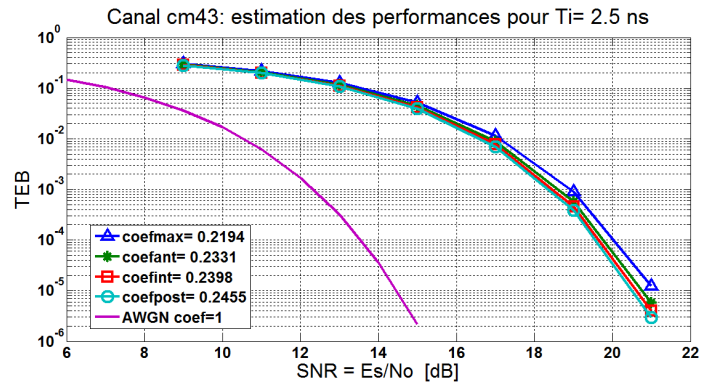
(b) Approximation générale du modèle CM4-1

FIGURE 5.10 – Influence des trajets secondaires-1

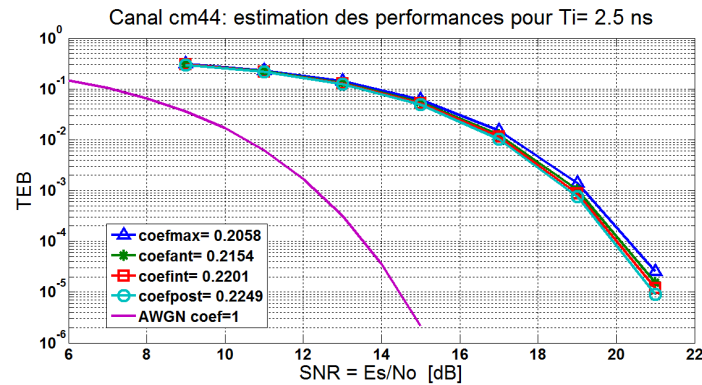
5.4 Prise en compte des trajets secondaires



(a) Approximation générale du modèle CM4-2



(b) Approximation générale du modèle CM4-3



(c) Approximation générale du modèle CM4-4

FIGURE 5.11 – Influence des trajets secondaires-2

5.5 Conclusion

L'étude présentée dans ce chapitre indique qu'il est nécessaire d'effectuer une analyse élaborée du paramètre de décentrage pour effectuer une estimation des performances du détecteur d'énergie. Cette estimation de performance s'appuie sur la statistique des modèles de canal UWB BAN et se base sur l'analyse théorique des performances avec le canal AWGN. A partir de la connaissance de l'énergie du trajet principal, et éventuellement de celle des trajets secondaires qui l'entourent, nous avons proposé une méthode pour généraliser les performances du détecteur d'énergie pour un canal UWB BAN. Cette nouvelle approche de l'analyse du détecteur d'énergie présente de nombreux avantages, notamment :

- Une alternative solide à l'approche visant à effectuer l'analyse des performances du détecteur d'énergie via des simulations avec un nombre limité de réalisations de canal UWB.
- Un gain de temps considérable, car il n'est plus nécessaire d'utiliser un grand nombre de réalisations de canal UWB BAN pour les simulations, la seule connaissance de l'énergie dans le trajet le plus fort de la réalisation suffit à l'estimation des performances pour cette réalisation. En effet, cela nous nécessitait près de 10 jours pour obtenir un tracé de courbe de BER pour les 10 réalisations d'un canal donné. Avec l'approche présentée, cela ne nécessite désormais moins de 10mn. Sachant que la durée des simulations constituait la contrainte majeure nous ayant conduit à réduire le nombre de réalisations de canal UWB utilisées, on retrouve en cette nouvelle approche un moyen de réduire le temps consommé par les simulations ou à l'inverse d'augmenter le nombre de situation évaluées². On peut également affiner l'analyse car il devient possible de cibler des probabilités d'erreur plus basses, qui peuvent être requises pour certaines applications du BAN.
- Au-delà de l'innovation en matière d'analyse des performances du détecteur d'énergie, les résultats obtenus à travers ce chapitre permettent de conforter les conclusions émises au chapitre 4. En effet, la pertinence de la faible durée d'intégration comme solution d'optimisation de performance s'explique ainsi par l'optimisation du rapport signal sur bruit (SNR) en limitant la quantité de bruit blanc intégrée. Naturellement, notre analyse s'appuie sur l'isolement du trajet principal dans la fenêtre d'intégration. A l'image des trajets secondaires qui sont évités, cette méthode permet de réduire la prise en compte des trajets éventuellement issus des IPI entre trames successives, lorsque la durée de la trame n'excède pas le retard maximal du canal. La valeur réduite de T_i se justifie donc comme méthode de lutte contre l'interférence inter-impulsions.
- L'approche peut être étendue à des durées d'intégration supérieures à la durée de l'impulsion. En effet l'analyse théorique sur canal AWGN permet de déterminer les

2. Trouve son intérêt si une réalisation de canal reflète un contexte particulier de transmission.

5.5 Conclusion

variations causées par une augmentation de la durée d'intégration, et donc de la quantité de bruit blanc gaussien collectée. L'énergie des trajets collectés pendant cette durée d'intégration détermine la valeur du coefficient, et par conséquent, estimer ce coefficient statistiquement donne la possibilité de prévoir les performances de façon quasi-analytique pour toute durée d'intégration.

- La méthode d'analyse peut être généralisée pour l'évaluation des performances du détecteur d'énergie avec tout canal UWB, voire tout canal multi-trajets. On peut dorénavant prévoir les performances du détecteur d'énergie sur tout canal multi-trajets, à partir de l'analyse sur canal AWGN.

6.1 Introduction

De part sa nature, l'UWB doit coexister avec de nombreux autres systèmes situés dans et autour de sa bande d'opération. La bande UWB est ainsi partagée avec des systèmes largement répandus tels que la téléphonie sans fil, la télévision numérique, les réseaux locaux, le WiMax, les transmissions satellites, les systèmes de navigation, la météorologie, et potentiellement avec les communications mobiles 3G et 4G. L'UWB a ainsi été définie de sorte à ne pas dépasser le seuil des interférences involontaires des systèmes électroniques. C'est pour s'en assurer que de nombreux organismes, gouvernementaux ou non et dans divers pays, ont mené de nombreuses investigations pour évaluer l'impact des systèmes UWB [102].

Dans le cadre de ce travail, nous nous intéressons à l'interférence potentielle subie par le système UWB. En effet, nous avons annoncé au chapitre 1 que les seuils de puissance d'émission de l'UWB ont été définis de sorte à être considérés comme du bruit système pour les autres technologies. Cependant, le fait que toute la puissance d'émission de ces systèmes soit concentrée dans une bande plus étroite, avec des valeurs de puissance supérieures à celle de l'UWB, peut être à l'origine d'une accumulation particulière de puissance dans une bande étroite pour le récepteur UWB. Par ailleurs, nous avons étudié et évalué les performances du détecteur d'énergie dans le cas du canal UWB BAN. La simplicité de ce récepteur ne lui permet pas de s'appuyer sur des algorithmes sophistiqués pour réduire l'effet des interférences. Il est donc utile d'étudier les performances de la structure de réception par détection d'énergie en présence d'une interférence bande étroite.

Au travers de ce chapitre, nous parcourons dans une première mesure quelques systèmes largement répandus pouvant être à l'origine d'une interférence pour les systèmes UWB. Ensuite nous procédons à l'étude analytique et modélisation de l'interférence bande étroite (NBI) dans une communication UWB. Nous effectuerons par la même une synthèse des moyens existants pour supprimer sinon réduire l'impact de l'interférence bande étroite sur les systèmes UWB. Enfin nous présenterons notre approche pour permettre aux systèmes UWB de garder des performances acceptables dans un environnement sujet aux transmissions des systèmes à bande étroite.

6.2 Interférences potentielles

De nombreux systèmes peuvent être considérés comme potentielles interférences bande étroite. Nous présentons ici quelques technologies sans fil utilisées dans le secteur des communications, puis nous approfondirons l'un de ces systèmes en vue d'en effectuer une analyse plus élaborée.

6.2.1 Interférences bande étroite dans les fréquences UWB

Nous caractérisons les systèmes par la fréquence d'émission, la largeur de bande des canaux et la puissance d'émission. Nous présentons ces caractéristiques dans le tableau 6.1 pour quelques interférences potentielles.

Système	Fréquence d'émission (GHz)	Largeur max des canaux	puissance d'émission
Bluetooth	2.4 - 2.4835	1MHz	20dBm (classe 1), 4dBm (classe 2), 0dBm (classe 3)
Wi-Fi IEEE802.11 b	2.446 - 2.4835	12.5MHz	20dBm
Wi-Fi IEEE802.11 a/n	5.15 - 5.825	20MHz, 40MHz (802.11n)	20dBm
WiMax IEEE802.16	2 - 11	28MHz	23dBm
Hyperlan	5.15 - 5.35	23Mhz	23dBm

TABLE 6.1 – Potentielles interférences bande étroite

D'autres technologies sans fil utilisées pour les communications grand public sont présentes autour du spectre des fréquences UWB, ainsi qu'illustré en figure 1.2. Néanmoins, les communications UWB peuvent être perturbées par les transmissions satellitaires et les radiocommunications libres et gouvernementales dans les fréquences UWB.

Les figures 6.1 à 6.3 [103] présentent ainsi des graphes sur la répartition du spectre radio aux USA et dans la bande de fréquences UWB [3-10]GHz. Quelques précisions sur les domaines d'applications sont fournies dans [104]. Tous les systèmes sans fil des domaines d'applications présentés sont ainsi susceptibles d'être à l'origine d'interférences bande étroite à l'égard des systèmes UWB.

6.2 Interférences potentielles

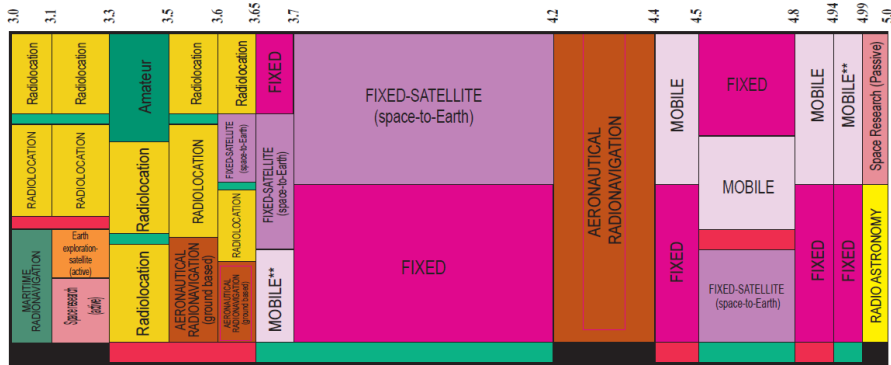


FIGURE 6.1 – Applications radio de 3 à 5GHz [103]

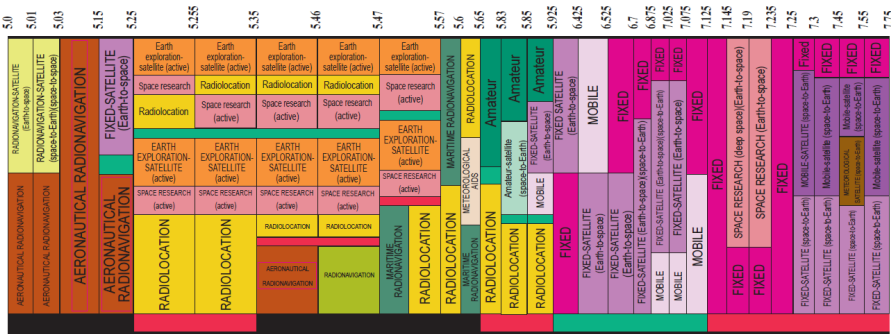


FIGURE 6.2 – Applications radio de 5 à 7.75GHz [103]

6.2.2 Le Wimax

Le Wimax (World Interoperability for Microwave Access) a été déployé en France dans certaines régions pour fournir un accès internet à haut débit aux personnes résidant dans un environnement ne pouvant être correctement desservi par les couvertures ADSL classiques. En effet, l'ADSL s'appuie principalement sur les lignes de téléphonie fixe comme support de transmission. Bien que très peu implantée dans les pays connaissant un bon niveau de déploiement de l'ADSL, la technologie Wimax est potentiellement amenée à être plus présente dans les pays émergeant, qui n'ont pas connu un développement important des lignes de communication fixe nécessaires pour l'acheminement de l'ADSL.

La norme IEEE802.16 est sujette à de nombreuses variations et amendements depuis 2001 (802.16a, 802.16-2004, 802.16m, 802.16-2009). Elle consiste en une transmission point à point ou point à multipoints, entre une station de base (BS) et une ou plusieurs stations cliente (SS). Quelques informations sur les déclinaisons de la norme sont présentées dans le tableau 6.2.

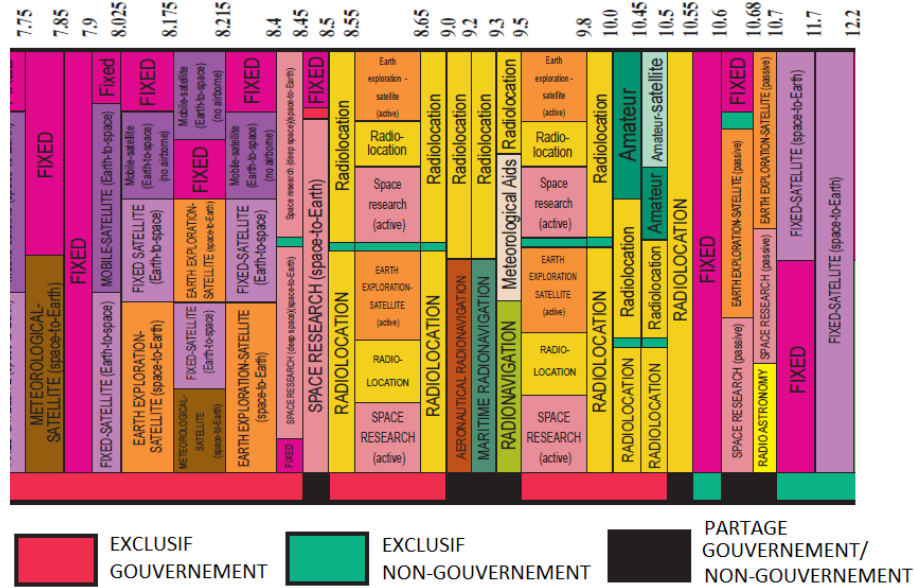


FIGURE 6.3 – Applications radio de 7.75 à 12.2GHz [103]

La puissance d’émission de la station de base est de 43dBm (20Watts), tandis que la station mobile émet à 23dBm (200mW). Nous considérons une largeur de bande 20MHz, ce qui donne une puissance à l’émission de 30dBm/MHz pour la station de base et 20dBm/Mhz pour la station mobile. Entre la station mobile Wimax et l’émetteur UWB il y a ainsi une différence à l’émission de 61.3dB.

6.3 Système en présence de NBI

Dans cette section nous estimons la performance du détecteur d’énergie en présence d’une interférence bande étroite. Dans une première mesure, nous étudions le système en absence totale d’interférence inter-impulsions. Nous commencerons également par l’analyse dans le cas d’un canal parfait ; l’adaptation au canal UWB s’effectue comme précédemment présenté, par la valorisation de l’énergie collectée comme coefficient dans le paramétrage de décentrage. En présence de NBI dans le canal, le signal à l’entrée de l’antenne de réception est la somme du signal UWB transmis ayant subi les effets du canal et corrompu avec du bruit blanc gaussien et l’interférence bande étroite (NBI), comme illustré en figure 6.4.

Le signal $s_k(t)$ émis par un utilisateur k donné demeure exprimé comme dans l’équation 4.5, et le signal reçu $r(t)$ après le filtre-passe bande $h_{bpf}(t)$ supposé idéal s’exprime :

$$r(t) = w(t) + n(t) + \eta(t) \tag{6.1}$$

6.3 Système en présence de NBI

	IEEE802.16-2001	IEEE802.16a	IEEE802.16-2004	IEEE802.16-2005
Spectre (GHZ)	10-66	2-11	2-11	2-6
Conditions de propagation	LOS	NLOS	NLOS	NLOS
Débit max (Mbps)	134	75	75	15
Largeur max des canaux (MHz)	28	20	20	5
Modulation	QPSK, 16-QAM (optionnel UL), 64-QAM (optionnel)	BPSK, QPSK, (16, 64, 256)-QAM	BPSK, QPSK, (16, 64, 256)-QAM, OFDM (256 porteuses)	QPSK, (16, 64, 256)-QAM, OFDMA
Mobilité	fixe	fixe	fixe / no-made	portable / mobile

TABLE 6.2 – Synthèse des variations du IEEE802.16

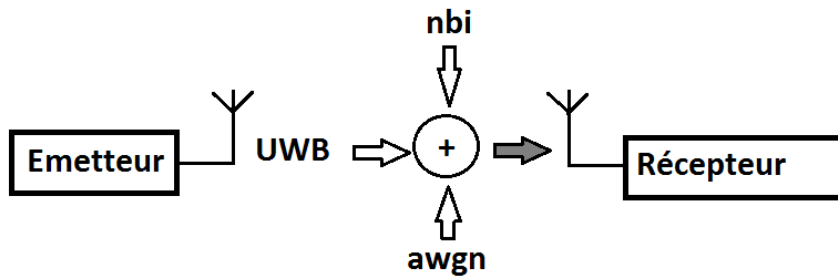


FIGURE 6.4 – Signal reçu en présence de nbi

$w(t)$ et $n(t)$ représentent respectivement le signal UWB et le bruit blanc gaussien de densité spectrale monolatérale $N_0/2$, tous deux exprimés par les expressions 4.2 et 4.3 ; $\eta(t)$ représente l'interférence bande étroite définie par :

$$\eta(t) = (\eta_{can} * h_{bpf})(t) \quad (6.2)$$

où $\eta_{can}(t)$ désigne le signal d'interférence qui est présent dans le canal. Quelques documents adressent la problématique du NBI dans un contexte d'architecture non cohérente, notamment [105] et [90] pour le détecteur d'énergie. Nous abordons la même question pour notre structure de réception opérant avec une durée d'intégration avoisinant la durée temporelle de l'impulsion.

6.3.1 Modélisation de l'interférence bande étroite

En considérant le cas d'une seule interférence, le signal NBI peut être modélisé comme [105, 44, 90] :

$$\eta(t) = \alpha_i \sqrt{2P_i} \cos(2\pi f_i t + \theta) \quad (6.3)$$

où P_i est la puissance moyenne de l'interférence reçue et f_i est sa fréquence centrale. Les paramètres α_i et θ représentent respectivement l'amplitude et la phase associées au fading du signal NBI. Il est indiqué dans [90, 106] que l'amplitude du NBI peut être estimée par le biais du fading de Rayleigh, avec $E\{\alpha_i^2\} = 1$

Lorsque le signal interférant est de type OFDM comme utilisé pour les réseaux locaux sans fil WLAN, le signal peut être considéré comme un bloc de spectre de largeur de bande W_i , de puissance P_i et centré en f_i , qui peut s'écrire [107]

$$\eta(t) = \sqrt{2}\Re\left\{x(t)e^{j(2\pi f_i t + \theta)}\right\} \quad (6.4)$$

où $x(t)$ est l'équivalent complexe en bande de base du signal NBI. La fonction d'autocorrélation du NBI qui en découle est

$$R_{\eta\eta}(\tau) = E\{i(t+\tau)i(t)\} = P_i \cos(2\pi f_i \tau) \text{sinc}(W_i \tau) \quad (6.5)$$

Pour la modélisation du NBI, nous adopterons l'écriture de l'équation 6.3 et le signal bande étroite est considéré situé dans la bande utile du signal UWB. On considère également que l'analyse qui suit est valide sous réserve que le signal NBI ne sature pas la chaîne d'amplification du récepteur UWB.

6.3.2 Performances théoriques en absence d'IPI

Le principe de démodulation, l'approche analytique et les notations sont les mêmes qu'en section 4.4.2, avec les sorties des intégrateurs donnant les énergies du signal reçu durant la fenêtre d'intégration pour chaque position de la modulation BPPM et exprimées par les équations 4.19 et 4.20. L'addition de l'interférence bande étroite dans le canal modifie les variables de décision qui deviennent

$$Y = Y_0 - Y_1 \text{ avec}$$

$$Y_0 = \sum_{j=0}^{N_f-1} \int_{T_{sync}}^{T_{sync}+T_i} (w_{0,j}(t) + \eta_{0,j}(t) + n_{0,j}(t))^2 dt \quad (6.6)$$

$$Y_1 = \sum_{j=0}^{N_f-1} \int_{T_{sync}}^{T_{sync}+T_i} (w_{1,j}(t) + \eta_{1,j}(t) + n_{1,j}(t))^2 dt \quad (6.7)$$

avec $\eta(t)$ représentant le signal d'interférence bande étroite et $w(t)$ ainsi que $n(t)$ représentant le signal et le bruit blanc gaussien en sortie du filtre. L'échantillonnage du signal reçu à la fréquence de Nyquist W dans l'intervalle $[0; T_i]$ permet d'écrire les variables Y_0 et Y_1 normalisées par la variance du bruit comme [90, 106, 108] :

$$Y_0 = \frac{1}{2\sigma^2} \sum_{j=0}^{N_f-1} \sum_{m=1}^{2WT_i} \frac{(w_{0,j,m} + \eta_{0,j,m} + n_{0,j,m})^2}{2W} \quad (6.8)$$

$$Y_1 = \frac{1}{2\sigma^2} \sum_{j=0}^{N_f-1} \sum_{m=1}^{2WT_i} \frac{(w_{1,j,m} + \eta_{1,j,m} + n_{1,j,m})^2}{2W} \quad (6.9)$$

$\eta_{0,j,m}$ et $\eta_{1,j,m}$ pour tout entier m pair (ou impair) représentent respectivement la partie réelle (ou imaginaire) des échantillons des signaux NBI intégrés dans chaque moitié de trame et définis respectivement par

$$\eta_{0,j}(t) \cong \alpha_i \sqrt{2P_i} \cos(2\pi f_i(t + jT_f + c_j T_c) + \theta) \quad (6.10)$$

$$\eta_{1,j}(t) \cong \alpha_i \sqrt{2P_i} \cos(2\pi f_i(t + jT_f + c_j T_c + \Delta) + \theta) \quad (6.11)$$

Y_0 et Y_1 sont deux variables aléatoires suivant toutes les deux une distribution khi-deux (χ^2) non centré avec $q = 2N_f W T_i$ degrés de liberté. Les paramètres de non centrage μ_0 de Y_0 et μ_1 de Y_1 s'écrivent [90, 106] :

$$\mu_{\eta,0} = \underbrace{\frac{1}{2\sigma^2} \sum_{j=0}^{N_f-1} \int_0^{T_i} (w_{0,j}(t))^2 dt}_{\mu_{w_0}} + \underbrace{\frac{1}{2\sigma^2} \sum_{j=0}^{N_f-1} \int_0^{T_i} (\eta_{0,j}(t))^2 dt}_{\mu_{\eta_0}} + \underbrace{\frac{1}{\sigma^2} \sum_{j=0}^{N_f-1} \int_0^{T_i} w_{0,j}(t)\eta_{0,j}(t) dt}_{\mu_{C_0}} \quad (6.12)$$

$$\begin{aligned}
 \mu_{\eta,1} = & \underbrace{\frac{1}{2\sigma^2} \sum_{j=0}^{N_f-1} \int_0^{T_i} (w_{1,j}(t))^2 dt}_{\mu_{W1}} + \underbrace{\frac{1}{2\sigma^2} \sum_{j=0}^{N_f-1} \int_0^{T_i} (\eta_{1,j}(t))^2 dt}_{\mu_{\eta1}} \\
 & + \underbrace{\frac{1}{\sigma^2} \sum_{j=0}^{N_f-1} \int_0^{T_i} w_{1,j}(t)\eta_{1,j}(t) dt}_{\mu_{C1}}
 \end{aligned} \tag{6.13}$$

Trois éléments interviennent dans la valeur du paramètre de non centrage de la variable de décision pour chaque position. Ces éléments sont liés à l'énergie du signal utile $\mu_{W0,1}$, l'énergie du signal d'interférence bande étroite $\mu_{\eta0,1}$ ainsi qu'au produit croisé entre ces deux signaux $\mu_{C0,1}$. Sans perte de généralité, et sous l'hypothèse de l'émission du bit $b_0 = 0$, on a $w_{1,j}(t) = 0$ d'où les paramètres de non centrage deviennent [90, 92, 106, 108] :

$$\mu_{W0} \cong \frac{E_s}{N_0} \sum_{l=0}^{N_{p0}} h_l^2 \tag{6.14}$$

$$\begin{aligned}
 \mu_{\eta0} = & \frac{\alpha_i^2 P_i}{N_0} \sum_{j=0}^{N_f-1} \left[T_i + \frac{\sin(4\pi f_i (T_i + jT_f + c_j T_c) + 2\theta)}{4\pi f_i} \right. \\
 & \left. - \frac{\sin(4\pi f_i (jT_f + c_j T_c) + 2\theta)}{4\pi f_i} \right] \\
 \cong & \frac{\alpha_i^2 N_f P_i T_i}{N_0}
 \end{aligned} \tag{6.15}$$

$$\mu_{C0} \cong \underbrace{\frac{2\alpha_i |\hat{P}(f_i)| \sqrt{2E_p P_i}}{N_0} \sum_{j=0}^{N_f-1} a_j \sum_{l=1}^{N_{p0}} h_l [\cos(2\pi f_i (\tau_l + jT_f + c_j T_c) + \varphi)]}_{\approx 0} \tag{6.16}$$

N_{p0} détermine le nombre de trajets capturés durant la fenêtre d'intégration. Pour le paramètre $\mu_{\eta0}$, l'approximation est obtenue en considérant que $|\sin(\omega)| \leq 1$ et $T_i \gg \frac{1}{4\pi f_i}$. Dans μ_{C0} , $|\hat{P}(f_i)|$ et $\arg \{ \hat{P}(f_i) \}$ sont respectivement le module et la phase de la réponse fréquentielle du signal $p(t)$ à la fréquence f_i ; la phase composée $\varphi \approx \arg \{ \hat{P}(f_i) \} + \theta$ est uniformément distribuée dans l'intervalle $[0, 2\pi)$. Dans le cas de la modulation BPPM, $\forall j \in [0, N_f - 1], a_j = 1$. Suivant l'approximation analytique effectuée, on peut considérer

6.3 Système en présence de NBI

le terme μ_{C0} négligeable comparé aux deux premiers [106, 90].

Sous la même hypothèse du bit transmis $b_0 = 0$, et en suivant les étapes ayant mené à l'expression de $\mu_{\eta,0}$, le paramètre de non centrage de la variable Y_1 peut être exprimé :

$$\mu_{\eta,1} \cong \frac{\alpha_i^2 N_f P_i T_i}{N_0} \quad (6.17)$$

La symétrie statistique de la variable de décision $Y = Y_0 - Y_1$ par rapport au bit émis entraîne la symétrie des paramètres de la variable lorsque le bit $b_0 = 1$ est émis ; cela permet de déterminer la probabilité d'erreur à partir de la fonction caractéristique de Y obtenue sous hypothèse du bit transmis $b_0 = 0$. Considérant les approximations effectuées et en s'appuyant sur l'expression 4.28, on peut exprimer la probabilité d'erreur $P_{Y < 0 | b_0 = 0}$ de la modulation BPPM en présence de NBI et en absence d'IPI avec [90, 106] :

$$P_{Y < 0 | b_0 = 0} = \frac{1}{2} + \frac{1}{\pi} \int_0^\infty \left(\frac{1}{1+v^2} \right)^q \Re \left\{ \frac{\exp \left(\frac{-jv}{1+jv} \frac{E_s}{N_0} \sum_{l=1}^{N_{p0}} h_l^2 \right) \exp \left(\frac{-jv}{1+jv} \frac{\alpha_j^2 N_f P_i T_i}{N_0} \right)}{jv} \right. \\ \left. \times \exp \left(\frac{jv}{1-jv} \frac{\alpha_j^2 N_f P_i T_i}{N_0} \right) \right\} dv \quad (6.18)$$

En considérant le rapport signal sur bruit $SNR = \frac{E_s}{N_0}$ avec $E_s = E_p \times N_f$, en posant le rapport signal sur interférence $SIR = \frac{E_s}{N_f P_i T_f}$ et en posant $C_h = \sum_{l=1}^{N_{p0}} h_l^2$ coefficient représentant le pourcentage d'énergie intégrée durant la période d'intégration, on peut réécrire l'expression 6.18 [108]

$$P_{Y < 0 | b_0 = 0} = \frac{1}{2} + \frac{1}{\pi} \int_0^\infty \left(\frac{1}{1+v^2} \right)^q \Re \left\{ \frac{\exp \left(C_h \frac{-jv}{1+jv} SNR \right) \exp \left(\alpha_j^2 \frac{-jv}{1+jv} \frac{SNR T_i}{SIR T_f} \right)}{jv} \right. \\ \left. \times \exp \left(\alpha_j^2 \frac{jv}{1-jv} \frac{SNR T_i}{SIR T_f} \right) \right\} dv \quad (6.19)$$

Cela aboutit finalement à l'expression 6.20 suivante :

$$P_{Y < 0 | b_0 = 0} = \frac{1}{2} + \frac{1}{\pi} \int_0^\infty \left(\frac{1}{1+v^2} \right)^q \Re \left\{ \frac{\exp \left(C_h \frac{-jv}{1+jv} SNR \right)}{jv} \right. \\ \left. \times \exp \left(\alpha_j^2 \frac{SNR T_i}{SIR T_f} \left(\frac{jv}{1-jv} - \frac{jv}{1+jv} \right) \right) \right\} dv \quad (6.20)$$

On retrouve l'influence de la durée d'intégration dans le coefficient C_h , mais également à travers le *rapport cyclique d'intégration* $\frac{T_i}{T_f}$. Ce ratio caractérise le pourcentage de temps pendant lequel l'énergie de l'interférence bande étroite est prise en compte dans un temps symbole. En effet, on voit que si $T_f \rightarrow \infty$ (ou $T_i \rightarrow 0$), l'équation 6.20 se ramène à l'équation 4.29 dans laquelle la probabilité d'erreur est impactée principalement par la quantité de bruit blanc gaussien intégré.

6.3.3 Performances théoriques en présence d'IPI

Pour prendre en compte la variation de la durée de la trame comparée à la durée d'étalement du canal, nous introduisons la présence des interférences inter-impulsions (IPI) dans l'analyse des performances en présence de NBI. La présence d'IPI influe sur la valeur des paramètres de non centrage des variables de décision. En effet, ces dernières s'écrivent pour $b_0 = 0$

$$Y_0 = \frac{1}{2\sigma^2} \sum_{j=0}^{N_f-1} \sum_{m=1}^{2WT_i} \frac{(w_{0,j,m} + \eta_{0,j,m} + I_{0,j,m} + n_{0,j,m})^2}{2W} \quad (6.21)$$

$$Y_1 = \frac{1}{2\sigma^2} \sum_{j=0}^{N_f-1} \sum_{m=1}^{2WT_i} \frac{(\eta_{1,j,m} + I_{1,j,m} + n_{1,j,m})^2}{2W} \quad (6.22)$$

Avec $I_{0,j,m}$ et $I_{1,j,m}$ définies respectivement par les expressions 4.33 et 4.34. Les paramètres de non centrage s'écrivent alors

$$\begin{aligned} \mu_{\eta,I,0} = & \frac{1}{2\sigma^2} \sum_{j=0}^{N_f-1} \int_0^{T_i} (w_{0,j}(t))^2 dt + \frac{1}{2\sigma^2} \sum_{j=0}^{N_f-1} \int_0^{T_i} (\eta_{0,j}(t))^2 dt \\ & + \frac{1}{2\sigma^2} \sum_{j=0}^{N_f-1} \int_0^{T_i} (I_{0,j}(t))^2 dt + \frac{1}{\sigma^2} \sum_{j=0}^{N_f-1} \int_0^{T_i} w_{0,j}(t)\eta_{0,j}(t) dt \\ & + \frac{1}{\sigma^2} \sum_{j=0}^{N_f-1} \int_0^{T_i} w_{0,j}(t)I_{0,j}(t) dt + \underbrace{\frac{1}{\sigma^2} \sum_{j=0}^{N_f-1} \int_0^{T_i} \eta_{0,j}(t)I_{0,j}(t) dt}_{\mu_{\eta,I0}} \end{aligned} \quad (6.23)$$

$$\begin{aligned} \mu_{\eta,I,1} = & \frac{1}{2\sigma^2} \sum_{j=0}^{N_f-1} \int_0^{T_i} (\eta_{1,j}(t))^2 dt + \frac{1}{2\sigma^2} \sum_{j=0}^{N_f-1} \int_0^{T_i} (I_{1,j}(t))^2 dt \\ & + \underbrace{\frac{1}{\sigma^2} \sum_{j=0}^{N_f-1} \int_0^{T_i} \eta_{1,j}(t) I_{1,j}(t) dt}_{\mu_{\eta,I1}} \end{aligned} \quad (6.24)$$

Les paramètres de non centrage sont constitués d'expressions déjà rencontrées auparavant ; on y retrouve toutefois un nouveau terme μ_{η,I_i} pour $i \in \{0, 1\}$ qui est le produit croisé entre le NBI et l'expression des IPI. Ce terme peut être approché par l'expression μ_{C0} de l'équation 6.12 si l'on considère le signal $I(t)$ semblable à $w(t)$. Il est alors possible dans ce contexte et par extension de l'expression 6.20 d'exprimer la probabilité d'erreur en adoptant le cheminement déjà utilisé précédemment.

6.3.4 Résultats de simulation

La représentation numérique de l'expression de la probabilité d'erreur 6.20 n'est pas particulièrement aisée. Nous allons toutefois tenter d'apprécier l'influence de l'interférence bande étroite au travers de simulations dont les résultats seront comparés au tracé des courbes théoriques, sous certaines conditions et approximations. Nous considérons une durée d'intégration courte dans la mesure où elle offre de meilleures performances comme démontré dans le chapitre 4.

Nous pouvons dans une première mesure réécrire l'équation 6.20, en particulier le terme contenu dans l'intégrale, afin d'exprimer une forme plus aisée pour une représentation numérique. En posant $A = \alpha \exp(j\mu)$ et $B = \beta \exp(j\nu)$ on a $\Re(A.B) = \alpha \cdot \beta \cos(\mu + \nu)$. Nous appuyant sur cette relation nous pouvons écrire :

$$A = \frac{\exp\left(C_h \frac{-j\nu}{1+j\nu} SNR\right)}{j\nu} \quad (6.25)$$

$$B = \exp\left(\alpha_j^2 \cdot \frac{SNR}{SIR} \cdot \frac{T_i}{T_f} \cdot \left(\frac{j\nu}{1-j\nu} - \frac{j\nu}{1+j\nu}\right)\right) \quad (6.26)$$

Il peut être démontré après développement que

$$A = \frac{1}{v} \exp\left(-C_h \frac{v^2}{1+v^2} SNR\right) \exp\left(-j \left(\frac{v \cdot C_h \cdot SNR}{1+v^2} + \frac{\pi}{2}\right)\right) \quad (6.27)$$

$$B = \exp\left(-2\alpha_j^2 \cdot \frac{SNR}{SIR} \cdot \frac{T_i}{T_f} \cdot \frac{v^2}{1+v^2}\right) \quad (6.28)$$

B étant un nombre réel, on obtient :

$$AB = \frac{1}{v} \exp \left(-\frac{SNR \cdot v^2}{1+v^2} \left(C_h + \frac{2\alpha_j^2 T_i}{SIR T_f} \right) \right) \exp \left(-j \left(\frac{v \cdot C_h \cdot SNR}{1+v^2} + \frac{\pi}{2} \right) \right) \quad (6.29)$$

$$\Re(AB) = -\frac{1}{v} \exp \left(-\frac{SNR \cdot v^2}{1+v^2} \left(C_h + \frac{2\alpha_j^2 T_i}{SIR T_f} \right) \right) \sin \left(\frac{v \cdot C_h \cdot SNR}{1+v^2} \right) \quad (6.30)$$

Sous les hypothèses annoncées auparavant, nous obtenons l'expression de la probabilité d'erreur suivante :

$$P_{Y < 0 | b_0 = 0} = \frac{1}{2} + \frac{1}{\pi} \int_0^\infty - \left(\frac{1}{1+v^2} \right)^q \times \frac{1}{v} \exp \left(-\frac{SNR \cdot v^2}{1+v^2} \left(C_h + \frac{2\alpha_j^2 T_i}{SIR T_f} \right) \right) \sin \left(\frac{v \cdot C_h \cdot SNR}{1+v^2} \right) dv \quad (6.31)$$

Nous pouvons à présent représenter l'évolution de cette probabilité d'erreur pour divers rapports signal sur bruit (SNR) et signal sur interférence (SIR). Pour première simplification, nous considérons le cas du canal gaussien, ce qui conduit à $C_h = 1$. Nous considérons également pour plus de simplicité que $\forall j \in \{0, N_f - 1\} \alpha_j = 1$ et que $P_i = 1$.

La figure 6.5 est la représentation des équations 6.20 (formule 1) et 6.31 (formule 2) pour un $SNR = 15.25dB$ qui correspond à un $TEB = 10^{-3}$ pour $N_f = 11$ et $T_i = 2ns$ (figure 4.14). On peut constater dans la figure 6.5 que les deux courbes sont confondues, ce qui permet de confirmer l'égalité des deux expressions. Par ailleurs, on peut y déceler trois zones caractéristiques à partir de l'allure de la courbe :

- Une zone asymptotique haute pour les faibles SIR et dans laquelle le taux d'erreur tend vers le maximal de la modulation (1/2).
- Une zone de transition dans laquelle le taux d'erreur décroît de manière quasi linéaire à mesure que le SIR augmente.
- Une zone asymptotique basse pour les forts SIR, avec un taux d'erreur qui s'approche d'une limite asymptotique correspondant à la valeur du TEB pour le SNR en absence de NBI

Dans la figure 6.6, on présente la courbe d'évolution du taux d'erreur binaire en fonction du SIR et pour diverses valeurs de SNR. On retrouve les zones identifiées sur la figure précédente.

On vérifie bien que l'asymptote horizontale pour les forts SIR correspond au TEB du système en absence de NBI, pour la faible durée d'intégration. Nous avons démontré au chapitre 4 que pour un SNR fixe, une durée d'intégration plus grande aboutit à de moins bonnes performances. Nous considérons que cette situation demeure valide en présence de NBI, et par conséquent la limite asymptotique haute pour une valeur élevée de T_i correspond au TEB du système pour cette même valeur de T_i et en absence de NBI.

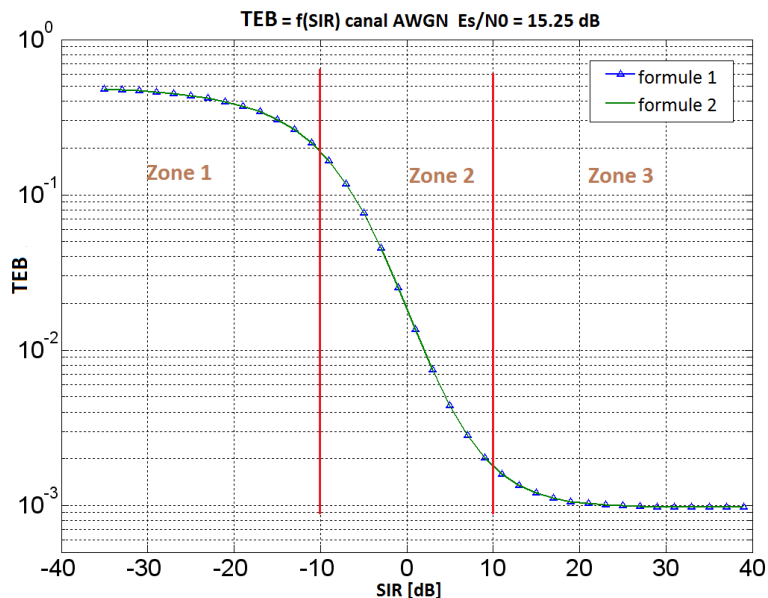


FIGURE 6.5 – Probabilité d’erreur en fonction du SIR

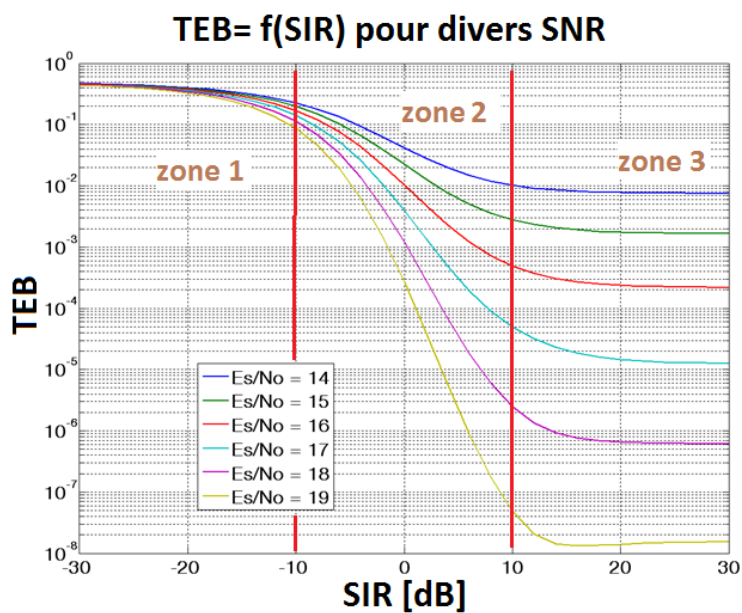


FIGURE 6.6 – Evolution du taux d’erreur suivant le SNR et le SIR

6.3.5 Conclusion

L'interférence bande étroite a un impact qui est dépendant de sa puissance au niveau du récepteur UWB, dont la capacité à déterminer le signal émis devient dépendant aussi bien du bruit blanc présent dans le canal que de la présence d'un système de transmission bande étroite. Si le détecteur d'énergie trouve une certaine robustesse face aux IPI par une faible durée d'intégration, il s'avère nécessaire de déployer des mécanismes particulier qui sauront atténuer la dégradation de performances qui peut être imputée à la présence de NBI.

6.4 Méthodes de lutte contre le NBI

6.4.1 Introduction

La lutte contre l'interférence bande étroite au bénéfice des systèmes à large bande a fait l'objet de nombreuses investigations, et des méthodes ont été élaborées ou adaptées en vue de rendre plus robustes les systèmes UWB. Toutefois, la grande majorité de ces principes de lutte contre le NBI est établie soit pour les systèmes UWB multi-bandes, soit pour le récepteur cohérent en radio impulsionnelle. Lorsqu'elles sont associées au récepteur non cohérent, les méthodes de lutte contre le NBI portent principalement sur le récepteur à auto-corrélation qui est particulièrement adapté pour l'analyse théorique. Au final, la littérature ne présente pas un nombre élevé de propositions permettant à un récepteur à détection d'énergie de lutter contre l'interférence bande étroite.

Dans un système UWB, la lutte contre le NBI peut être effectuée de façon préventive, avec des mécanismes élaborés dès l'émission du signal avant que ce dernier ne soit corrompu par le NBI. La lutte peut également s'effectuer de manière corrective consistant cette fois-ci à utiliser le signal reçu pour supprimer ou atténuer le NBI.

6.4.2 Méthodes préventives

Ces méthodes visent généralement à anticiper la présence du NBI à une fréquence donnée, et par conséquent à faire varier le spectre du signal émis de sorte à réduire au minimum la dsp à la fréquence considérée.

Paramétrage de la forme d'onde de l'impulsion émise

Pour atténuer l'impact du NBI, il est proposé dans [36] et [37] d'utiliser les fonctions APSWF¹ pour modifier l'allure spectrale du signal émis. Le réglage de l'allure spectrale

1. Approximate Prolate Spheroidal Wave Functions

(durée temporelle et largeur de bande fréquentielle voulues pour le signal) vise à créer des creux dans le spectre du signal émis et s'effectue à l'aide des paramètres de la fonction ; ces derniers sont définis de sorte que les creux dans la dsp du signal correspondent aux fréquences du NBI. Dans la figure 6.7 extraite de [37], une variation sur la largeur du signal W modifie la profondeur des creux ainsi que l'allure du spectre.

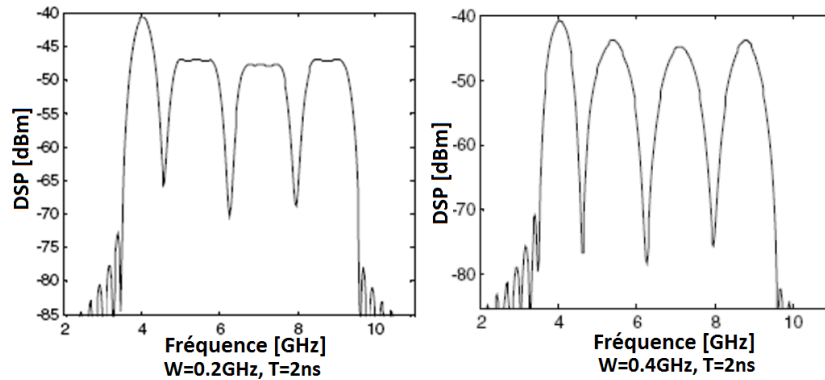


FIGURE 6.7 – Creux dans le spectre avec les fonctions APSWF [37]

Un autre principe similaire est utilisé dans [109] pour réduire la dsp du signal émis aux fréquences du NBI. La méthode utilisée consiste à représenter la réponse impulsionnelle du canal sous forme d'une matrice hermitienne. Un procédé de Gram-Schmidt utilise par la suite les valeurs propres de la matrice Hermitienne pour modifier l'allure spectrale du signal.

L'approche présentée dans [110] propose dans une première mesure de déterminer la dsp voulue pour le signal avant de définir le signal à transmettre. La dsp est ainsi modélisée sous forme d'une matrice de Toeplitz dont les valeurs propres les plus grandes sont utilisées pour fragmenter la dsp en sous-bandes. L'équivalent en temps de chacune de ces sous-bandes est calculé, et le signal est reconstruit en additionnant les signaux temporels précédemment définis. Dans la mesure où le spectre n'est pas plat dans les différentes sous-bandes, les regrouper crée des creux au niveau des intersections des sous bandes, d'où une réduction de la dsp. Les sous bandes sont alors définies de sorte que les intersections correspondent aux fréquences du NBI.

Le document [111] présente une approche analytique visant à créer des creux dans le spectre UWB à l'aide de la combinaisons d'impulsions définies comme des dérivées gaussiennes d'ordre supérieur à deux. Les creux ainsi créés doivent correspondre à la fréquence centrale du NBI. L'allure du signal est contrôlée avec l'intervalle en temps entre les deux impulsions constituant le nouveau signal émis. Compte tenu de la longueur temporelle de ce nouveau signal, cette approche s'avère adaptée pour les transmissions à

faible débit.

Initialement, cette méthode a été présentée dans [111] pour limiter l'interférence de l'UWB sur les systèmes bande étroite tel que le IEEE802.11a. Toutefois, la logique de mise en forme de l'impulsion et la création de creux dans le spectre peuvent être utilisées dans le cadre de la recherche de méthodes de protection des systèmes UWB.

Plus récemment dans [112], la méthode proposée pour la définition de l'impulsion émise se base sur une approximation de la fonction de Chebyshev, paramétrée par l'algorithme de Remez. L'algorithme de Remez est utilisé pour calculer les coefficients permettant au signal issu de l'approximation de la fonction de Chebyshev de s'inscrire dans un masque voulu. La nouvelle allure de l'impulsion permet d'éviter le NBI de façon dynamique, en positionnant un creux dans la dsp à la fréquence du NBI.

Les auteurs de l'étude y annoncent que les performances avec cette nouvelle impulsion sont meilleures qu'avec la deuxième dérivée de l'impulsion gaussienne, sur un canal AWGB. Les monocycles gaussiens sont généralement pris comme référence à cause de leur excellente résolution aussi bien en temps qu'en fréquence [112].

On peut également noter les approches présentées dans [113, 114], qui visent à définir un code de saut temporel à l'émission de sorte à créer des creux dans le spectre du signal émis. Comme effectué pour les approches précédentes, la construction de ces codes de saut temporel s'effectue de manière à faire correspondre les creux de la dsp du signal avec la fréquence centrale du NBI.

Bilan

Les principes présentés consistent à éviter le NBI et reposent sur l'allure spectrale du signal émis, défini par la forme d'onde des impulsions émises. Dans chaque cas, la dsp du signal émis est quasiment nulle, sinon minimisée à la fréquence du NBI. C'est une approche qui peut offrir de la robustesse au système dès l'émission mais dans le cas de l'usage dans les BAN, il est nécessaire que la génération du signal ne complexifie pas l'architecture de la chaîne d'émission. Pour un récepteur cohérent, il est nécessaire d'avoir un motif de corrélation adapté pour tirer bénéfice de cette allure du signal émis. La limite de cette approche est donc qu'elle requiert la connaissance du NBI et de sa fréquence centrale. De plus, cette technique est inadaptée pour le détecteur d'énergie qui ne saura pas tirer bénéfice des creux générés dans la dsp du signal émis.

6.4.3 Méthodes correctives

Allure du motif de corrélation

Cette approche consiste à définir le motif de corrélation ou *template* du récepteur cohérent, de manière prédéfinie (MRTW²) [115] et en fonction du NBI. Le template du récepteur se compose de k sous-porteuses ($k = 11$ dans [115]) dont la combinaison forme un signal de largeur de bande avoisinant celle de l'impulsion émise. La lutte contre le NBI s'effectue lors de la corrélation, en retirant du template la sous-porteuse incluant la fréquence du NBI comme illustré sur la figure 6.8 [115]; la contribution du NBI est ainsi évitée sinon limitée dans le résultat de la corrélation.

La méthode MRTW suppose la fréquence du NBI connue. Ainsi, une version adaptative dénommée AMRTW a été proposée dans [116], avec une phase d'estimation de la fréquence du NBI pour déterminer quelle sous-porteuse doit être retirée du motif de corrélation. Lorsque des interférences multiples ont été détectées, les porteuses incluant les fréquences de ces NBI sont retirées du template.

Les deux méthodes permettent de limiter considérablement l'impact du NBI. Toutefois, elles excluent toujours le détecteur d'énergie, et le procédé de détection de la fréquence du NBI n'est pas précisé dans [116]; on peut considérer l'approche adaptative plus pertinente, si toutefois le mécanisme de détection de présence du NBI ne complexifie pas le récepteur de façon excessive.

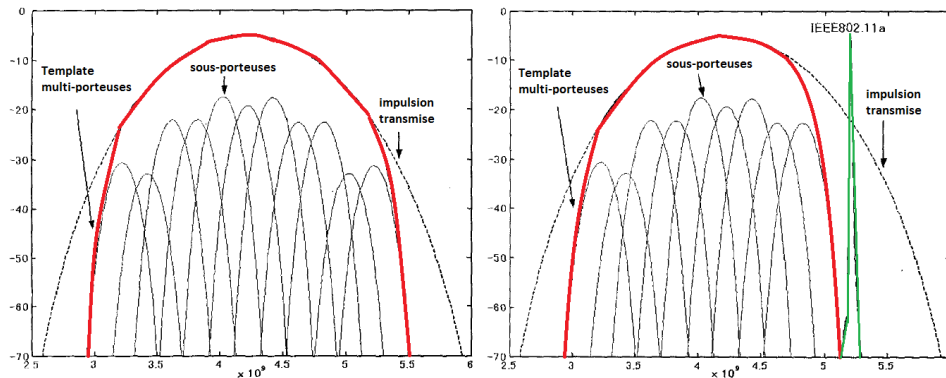


FIGURE 6.8 – Suppression de sous-porteuse dans la méthode MRTW [115]

2. Modified Receiving Template Waveform

Filtre de réjection dans le récepteur

Inséré avant le LNA dont il permet d'éviter la saturation [44] ou avant le corrélateur du récepteur, le filtre de réjection permet de supprimer la portion de bande contenant le NBI. Suivant le cas, on peut utiliser un filtre passe-bas, un filtre passe-haut ou encore un filtre coupe-bande.

Cette approche représente la méthode élémentaire pour supprimer du signal non désiré, elle présente le grand avantage de sa simplicité et offre la possibilité d'être utilisée par tout type de récepteur.

Méthodes associées au récepteur Rake

Le récepteur rake bénéficie, nous l'avons vu en section 1.5, d'une diversité de corrélation qui peut être mise à profit pour identifier et lutter contre le NBI. Les documents [41] et [117] proposent de supprimer quasiment le NBI en regroupant les sorties des corrélations suivant le principe du minimum de l'erreur quadratique moyenne (MMSE³) ; l'efficacité du principe est d'autant plus grande que le nombre de doigts du rake est élevé. Des coefficients sont affectés à chaque corrélateur du récepteur rake, de sorte à effectuer une combinaison linéaire des résultats des corrélations et maximiser le SNR instantané pour chaque impulsion. Le choix des coefficients détermine la capacité du récepteur à résilier le NBI.

Le principe proposé dans [118] et [119] s'appuie sur un banc de filtres analogiques passe-bande dont les sorties sont traitées en combinant l'algorithme MRC⁴ avec un traitement GMF⁵ (filtre adapté généralisé). Le traitement avec un GMF optimal n'est pas pratique pour une implémentation circuit [118], mais il permet de fournir une limite supérieure aux performances du système, tandis que le traitement MRC en fournit une borne minimale. Les courbes de performances du système UWB en présence de NBI sont alors comprises entre les deux bornes ainsi définies, et on se rapproche des performances optimales (borne supérieure) à mesure que le nombre de filtres augmente.

La diversité d'antennes est proposée dans [120, 121, 122] pour détecter le surplus d'énergie apporté par le NBI, et par conséquent sélectionner l'antenne qui fournit la puissance la moins élevée. Cette méthode permet de bénéficier, par la diversité d'antennes, d'un gain du rapport signal sur bruit.

La méthode proposée dans [123] consiste à estimer le signal NBI et le générer de façon numérique, avant de le soustraire de façon analogique au signal entrant retardé

3. Minimum Mean Square Error

4. Maximum Ratio Combining

5. Generalized Matched Filter

d'une durée adaptée. Les auteurs considèrent qu'il est possible à faible coût de numériser et traiter le signal bande étroite.

Méthodes associées au récepteur à transmission de référence

L'étude des récepteurs à transmission de référence indique que l'impact du NBI se manifeste principalement à travers son produit d'autocorrélation $\eta(t) \otimes \eta(t + \Delta)$ où Δ constitue la durée du retard. Les méthodes proposées pour ce récepteur visent ainsi à réduire sinon supprimer la contribution de ce produit dans la prise de décision, ce qui peut s'effectuer comme suit :

- Par l'ajustement de la ligne de retard en fonction de la fréquence du NBI, supposée alors connue.
- En codant la même information dans deux impulsions consécutives, de sorte à ce que la soustraction des signaux reçus annule le NBI lorsque ce dernier est pris dans son intervalle de cohérence.
- Lorsqu'en réception on utilise des branches parallèles possédant des lignes de retard différentes, il est possible de faire apparaître les échantillons du NBI, si la différence entre les retards de chaque branche ne dépasse pas son temps de cohérence. Le NBI apparaît alors sous forme d'échantillons de cosinus et il peut ainsi être identifié et supprimé [124].
- Dans [125], il est proposé d'insérer une boucle de retour sur la ligne directe et avant corrélation, comme illustré en figure 6.9. Cette boucle retarde le signal de la ligne directe et l'additionne avec lui-même. Après un certain nombre de boucles, le signal utile UWB s'accumule et son amplitude augmente tandis que le signal NBI s'annule ; l'annulation du NBI intervient cependant après un nombre élevé de boucles.
- On retrouve également dans [126] une proposition d'une nouvelle architecture du récepteur, effectuant une conversion de fréquence (down-conversion) qui ramène le NBI en bande de base et le supprime à l'aide d'un filtre passe bas fixe et d'un filtre coupe-bande (notch) en bande de base. Ramener le signal en bande de base permet d'éviter le traitement analogique dans les fréquences élevées, ce qui réduit la complexité des éléments composant l'architecture de réception.

De nombreuses propositions existent pour lutter contre le NBI avec le récepteur à transmission de référence. Cependant, la réalisation de la ligne de retard demeure l'élément de complexité de ce récepteur, et il n'est pas toujours possible d'effectuer la transposition vers les autres architectures dont en particulier le détecteur d'énergie.

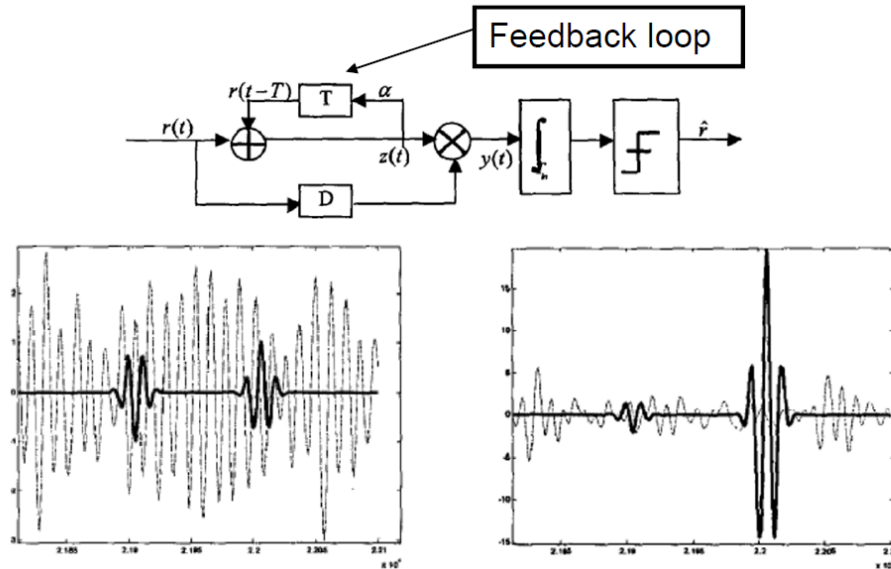


FIGURE 6.9 – Boucle de retour dans un récepteur TR [125]

Méthodes associées au détecteur d'énergie

Contrairement aux deux architectures précédentes, le détecteur d'énergie ne fait pas l'objet, en littérature, d'une multitude de propositions visant à réduire l'impact du NBI. Les approches proposées reposent généralement sur l'optimisation de la durée d'intégration du récepteur. Dans [127], il est estimé que le détecteur d'énergie, lorsqu'utilisé avec la modulation PPM, bénéficie de façon inhérente d'une robustesse au NBI car l'opération de soustraction annule les échantillons de NBI s'ils sont prélevés dans son temps de cohérence. Il y est également montré que pour diverses fréquences du NBI, il existe diverses valeurs de la durée d'intégration qui aboutissent à des minima de la variance de l'interférence.

La statistique du NBI est étudiée dans [128] pour un système radio impulsionnel multi-bande et la robustesse à l'interférence des modulations OOK et PPM est étudiée. L'étude indique que la lutte contre l'interférence bande étroite peut s'effectuer par la variation de la durée du bit (prise comme multiple de la durée d'intégration), qui augmente l'énergie du bit pour une puissance du signal fixe ; le moment d'ordre 2 (variance) du NBI est alors réduit à la sortie de l'intégrateur du récepteur, étant donné que l'énergie de l'interférence est collectée uniquement pendant la période d'intégration. Cette opération s'effectue naturellement au détriment du débit de transmission des données.

Les auteurs proposent également d'intervenir sur la durée d'intégration, de sorte à la rendre proportionnelle à l'inverse de l'intervalle entre les fréquences centrales du signal

UWB et du NBI. Le signal étant multibande, cela peut faire correspondre le NBI avec le creux présent dans le spectre à la jonction de deux sous-bandes consécutives. L'efficacité de cette approche reste cependant limitée lorsque la fréquence centrale du NBI ne peut pas correspondre précisément au creux dans le spectre. La combinaison des deux méthodes se révèle au final être la solution qui convient pour atténuer l'impact du NBI sur les performances.

La proposition émise dans [107] consiste à supprimer le NBI à l'aide d'un banc de N corrélateurs insérés après le filtre passe-bande du détecteur d'énergie conventionnel comme illustré en figure 6.10. Chaque corrélateur $n \leq N$ effectue une opération entre le signal reçu et sa version retardée d'un délai D_n défini ou arbitraire. Les sorties sont regroupées suivant le principe du minimum de l'erreur quadratique moyenne (MMSE). C'est une approche qui présente des similitudes avec la transmission de référence, et il se pose le problème de la réalisation des retards.

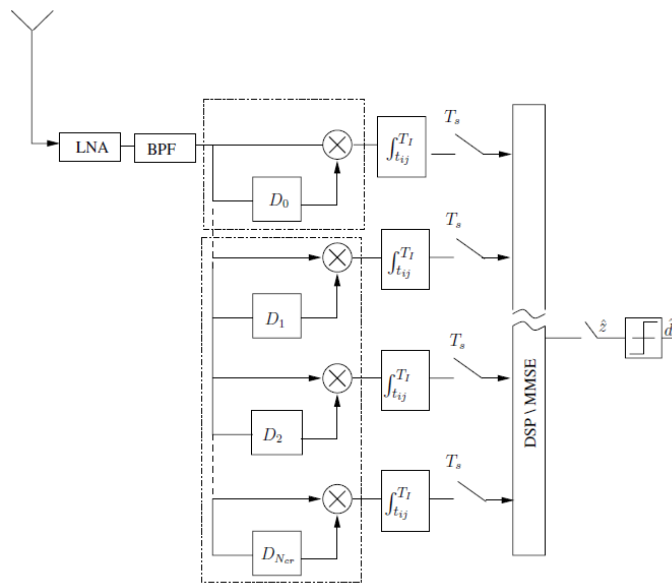


FIGURE 6.10 – Détecteur d'énergie avec banc de corrélations [107]

Une approche permettant à faible coût de supprimer le NBI, sans aucune information à son sujet, est présentée dans [129]. Un bloc de traitement est introduit dans le détecteur d'énergie, entre le filtre passe-bande et l'élément quadratique (figure 6.11). Il est composé d'un opérateur non-linéaire d'énergie Teager-Kaiser (TK), qui ramène le NBI dans une fréquence basse, suivi d'un filtre passe-haut qui supprime le NBI transposé. Cette méthode permet de s'affranchir de la connaissance de la fréquence du NBI, qui peut être

supprimé de façon analogique tout en conservant une architecture de faible complexité.



FIGURE 6.11 – Détecteur d'énergie avec l'opérateur Teager-Kaiser [129]

6.4.4 Conclusion

Les procédés de lutte contre le NBI sont nombreux pour les récepteurs cohérents et à transmission de référence ; cependant ces récepteurs, bien que performants, souffrent déjà d'une complexité qui se voit accentuée par les principes divers proposés pour limiter l'effet du NBI. De plus, pour être efficaces, ces méthodes requièrent pour la plupart la connaissance préalable du NBI (fréquence, puissance ou largeur de bande) ; il faut donc que le NBI soit caractérisé sinon il faut le déterminer comme proposé dans [130]. A l'inverse, les propositions sont plus rares pour le détecteur d'énergie, qui du fait de l'intégration de l'énergie du signal, présente une vulnérabilité particulière face aux interférences bande étroite. Ce constat nous a mené à rechercher de nouvelles approches qui permettraient au détecteur d'énergie d'améliorer ses performances en présence de NBI.

6.5 Nouvelle méthode de lutte contre l'interférence bande étroite

Un des inconvénients majeures des solutions précédemment évoquées porte sur l'absence dans ces approches d'un procédé permettant d'identifier la présence du NBI. Nous avons par conséquent souhaité fournir une réponse à cette carence, en mettant au point une méthode permettant de détecter la présence de l'interférence avant de procéder à sa suppression. La seconde contrainte était de pouvoir proposer une solution de faible complexité de sorte à respecter l'exigence de faible coût des systèmes UWB BAN. Nous avons ainsi souhaité rester le plus proche possible de l'architecture simplifiée du détecteur d'énergie.

La présence du NBI entraîne un surplus de puissance dans le spectre du signal reçu, à la fréquence de l'interférence (figure 6.12). Pour détecter le NBI, une solution consiste à identifier la portion de spectre contenant ce surplus de puissance. Pour cela, on peut

envisager de balayer tout le spectre du signal reçu en le fragmentant en k sous-bandes. En calculant et comparant les énergies contenues dans chacune de ces sous-bandes, on pourra repérer laquelle contient la plus grande valeur, ce qui suggère que cette sous-bande est porteuse de l'interférence. Cependant, si la puissance du NBI est suffisamment élevée, cette approche peut présenter comme risque d'entraîner la saturation de l'étage frontal RF du récepteur dans la bande d'interférence.

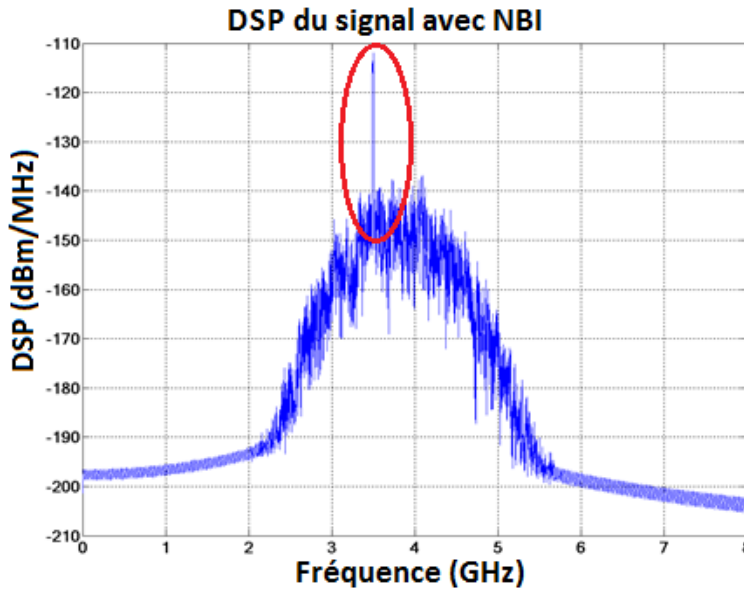


FIGURE 6.12 – Signal reçu avec une interférence bande étroite

6.5.1 Principe général de localisation du NBI

Nous proposons une approche qui conserve la logique de balayage du spectre du signal reçu, mais qui évite d'entraîner la saturation de l'étage frontal RF du récepteur. Pour cette proposition, un filtre coupe-bande est appliqué de manière successive à différentes fréquences de filtrage sélectionnées dans la bande du signal reçu, ce qui permet de balayer et filtrer l'intégralité de cette bande. Pour chaque application du filtre de bande, l'énergie résiduelle du signal radio après filtrage est comparée à un niveau d'énergie de référence du signal reçu. La bande supprimée qui entraîne la plus petite énergie résiduelle est considérée comme contenant le NBI. La largeur de bande du NBI est estimée inférieure ou égale à celle du filtre coupe-bande utilisé pour balayer le signal UWB. Nous introduisons ainsi le nouveau critère de décision que nous appelons *Energie Minimale Résiduelle* (EMR) [108, 131].

6.5.2 Éléments d'architecture du récepteur

Pour mettre en place le principe général présenté, nous modifions l'architecture conventionnelle du détecteur d'énergie. Comme illustré en figure 6.13, les éléments de détection du NBI sont insérés entre le filtre passe bande et l'élément quadratique. Ce bloc de détection est constitué d'un transpositeur de fréquence (oscillateur et mélangeur) effectuant une conversion infradyne qui permet de balayer le signal reçu dans une fréquence intermédiaire. On retrouve également un filtre coupe bande qui atténue la densité de puissance dans la bande de signal observée. L'utilisation d'une transposition fréquentielle du signal reçu et d'un notch fixe permet de s'affranchir d'un filtre notch programmable, plus complexe à réaliser.

Dans l'architecture utilisée, on observe la présence d'un filtre après le mélangeur dans la figure 6.13 (filtre FPB) ; ce filtre peut être, au choix, de type passe bas ou passe bande et permet de supprimer les fréquences images, les harmoniques ainsi que les produits d'intermodulation associés à l'usage du mélangeur.

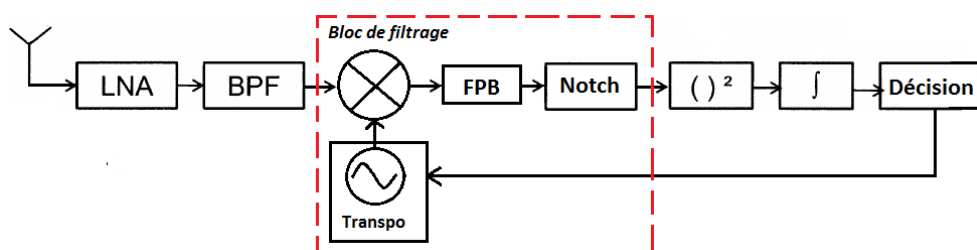


FIGURE 6.13 – Nouvelle architecture de détection et suppression du NBI [131]

6.5.3 Procédé de détection et suppression du NBI

Comme évoqué en section 6.5.1, l'approche développée repose sur le balayage fréquentiel du signal reçu et de la localisation du NBI suivant le critère EMR. L'algorithme permettant d'appliquer notre procédé de lutte contre le NBI est présenté sur la figure 6.14. Trois grandes étapes vont être nécessaires pour identifier et atténuer le NBI :

1. Localisation grossière de la zone de présence du NBI.
2. Localisation fine de la largeur de bande et de la fréquence du NBI.
3. Suppression de la bande contenant le NBI.
4. Eventuellement, une phase d'ajustement de la largeur de la bande supprimée, si le filtre notch le permet.

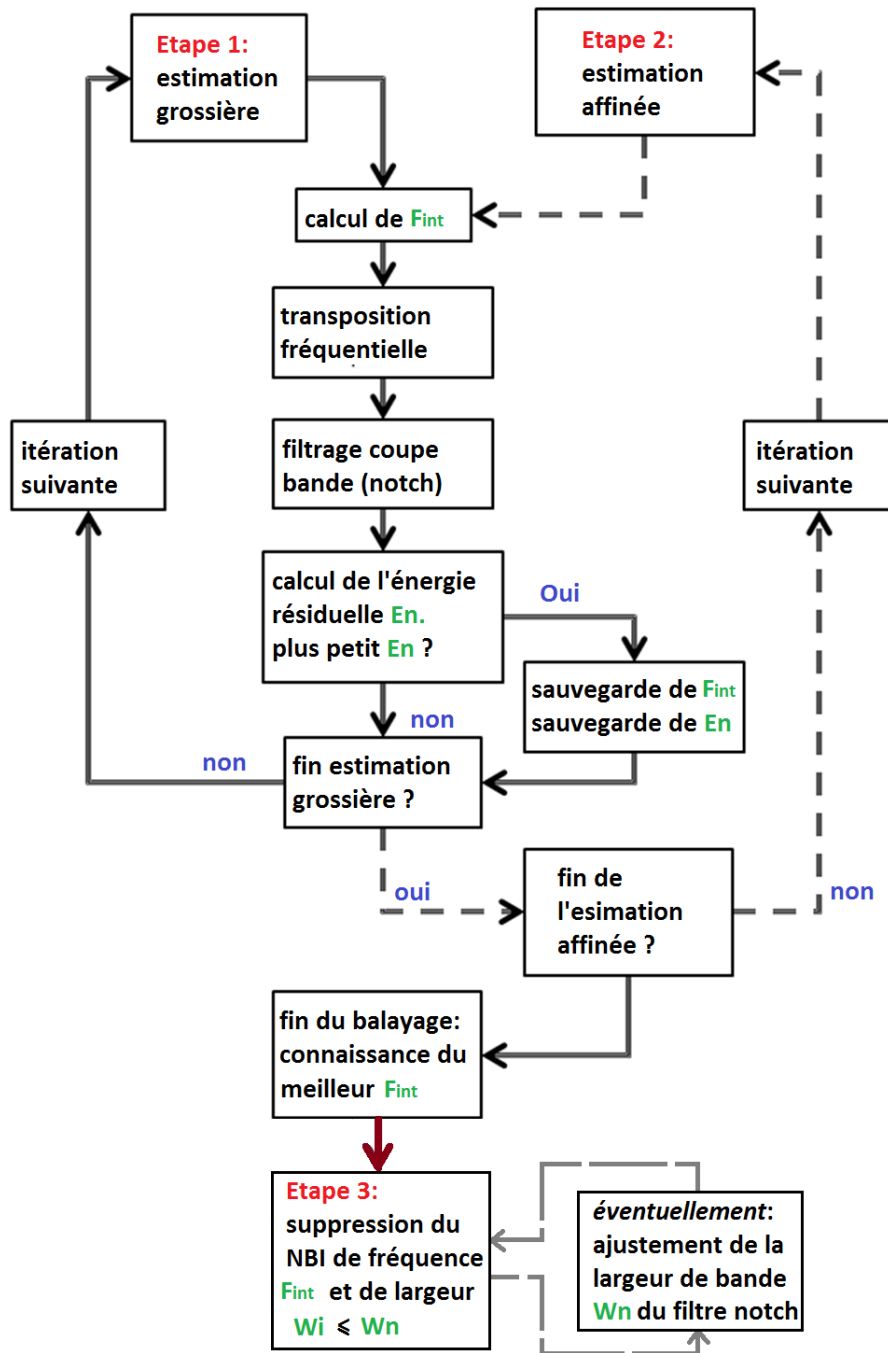


FIGURE 6.14 – Algorithme de traitement du NBI [131, 108]

Etape 1 : localisation grossière du NBI

Le filtre coupe bande a une fréquence centrale F_n et une largeur de bande W_n fixes. A l'aide de la transposition de fréquence infradyne, on va balayer l'intégralité du signal reçu en faisant passer des portions successives du spectre dans la bande filtrée par le notch. Le processus s'opère en $N = W/W_n$ itérations où W est la largeur de bande à $-10dB$ du signal reçu. On désigne ainsi :

- F_c la fréquence centrale du signal reçu.
- F_{int} la fréquence centrale du signal UWB, après transposition vers les fréquences basses.
- F_n la fréquence centrale du filtre notch (valeur fixe).
- F_i la fréquence centrale du NBI.
- F_i^t la fréquence centrale du NBI, après transposition vers les fréquences basses.
- W la largeur de bande à $-10dB$ du signal reçu.
- W_i la largeur de bande du NBI.
- W_n la largeur de bande coupée par le filtre notch (valeur fixe).
- $N = W/W_n$ le nombre d'itérations opérées pour effectuer le balayage complet du signal.
- $d_f = F_c - F_n$ est la différence entre les fréquences centrales du signal et du filtre notch.

L'énergie du signal reçu est calculée puis mémorisée. Puis pour chaque itération $n \in \{1, N\}$ on effectue les actions suivantes :

- Transposition du signal dans une fréquence intermédiaire telle que $F_{int} = F_n + (N/2 - n)W_n = F_c - d_f + (N/2 - n)W_n$. On notera que le processus de transposition est nécessairement limité par une borne inférieure W_l définie par $W_l = F_{int} - W/2$ avec $W_l > 0$. Il en découle que la fréquence intermédiaire calculée F_{int} est nécessairement supérieure à $W/2$.
- Suppression par filtrage de la portion de signal correspondant à la bande du filtre notch.
- Calcul de l'énergie résiduelle courante du signal E_n , c'est à dire l'énergie du signal transposé, après suppression de bande par le filtre notch.
- Comparaison de l'énergie résiduelle courante avec la valeur d'énergie minimale précédemment enregistrée E_{min} . Mémorisation de F_{int} et de la valeur d'énergie résiduelle courante si cette dernière est la plus basse en posant $E_{min} = E_n$.
- Passage à l'itération suivante si $n < N$.

Lorsque les N itérations ont été effectuées, la fréquence F_{int} mémorisée est associée à l'énergie résiduelle minimale, et tous deux indiquent la position à laquelle le surplus d'énergie du NBI a été supprimé.

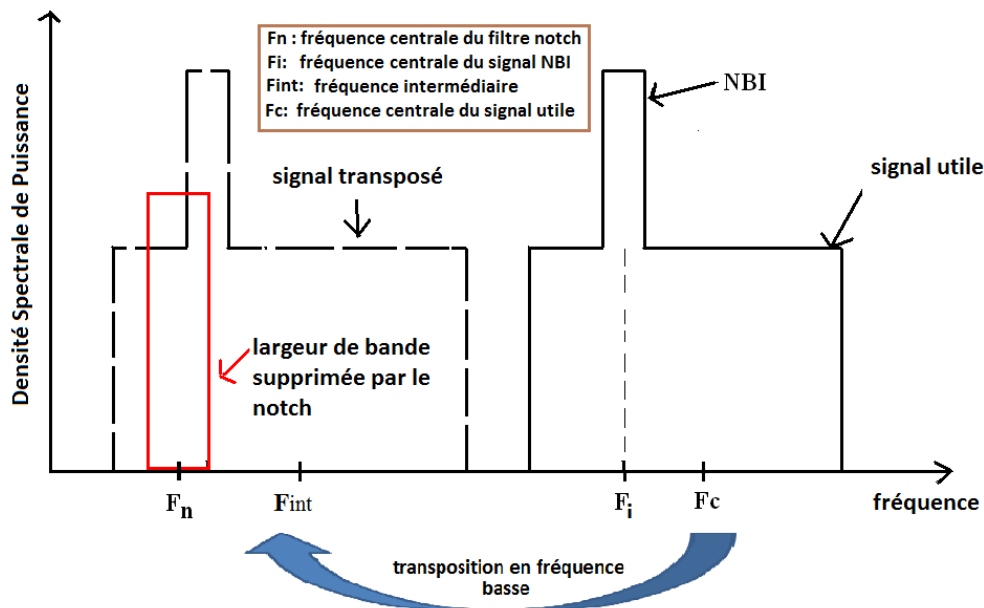


FIGURE 6.15 – Transposition du signal reçu

Cette première étape permet de localiser une portion de bande dans laquelle se trouve le NBI. Cependant, une incertitude demeure sur la position exacte du NBI, considérant que ce dernier peut ne pas être intégralement localisé dans la portion de bande retenue et par conséquent se situer à cheval entre deux itérations successives. En effet, on constate sur la figure 6.16 que le filtre notch supprime près de 70% du NBI à l'itération k , tandis que 30% de l'énergie du NBI sont présents dans l'itération $k + 1$. C'est donc la position de l'itération k qui est retenue à la fin de cette première étape du processus de détection du NBI. Toutefois, pour une meilleure efficacité, il est nécessaire d'affiner la localisation du NBI autour de la zone retenue à cette étape 1.

Etape 2 : localisation fine de la fréquence et de la largeur de bande du NBI

Dans cette seconde phase, nous proposons d'affiner la recherche autour de la zone k identifiée lors de l'étape précédente, afin que F_n s'approche au mieux de la fréquence F_i^t du NBI après transposition. L'incertitude maximale sur la valeur de F_i^t est de $W_n/2$, ce qui entraîne que l'observation sera effectuée autour de la valeur mémorisée de la fréquence intermédiaire en fin de l'étape 1, c'est-à-dire dans l'intervalle $[F_{int} - W_n/2; F_{int} + W_n/2]$.

Le processus de l'étape 1 est appliqué à nouveau dans son intégralité, en N_2 itérations et un pas d'itération de W_n/N_2 qui va déterminer la précision de la localisation. En effet, cette étape doit permettre aussi bien de déterminer la fréquence centrale du NBI que de

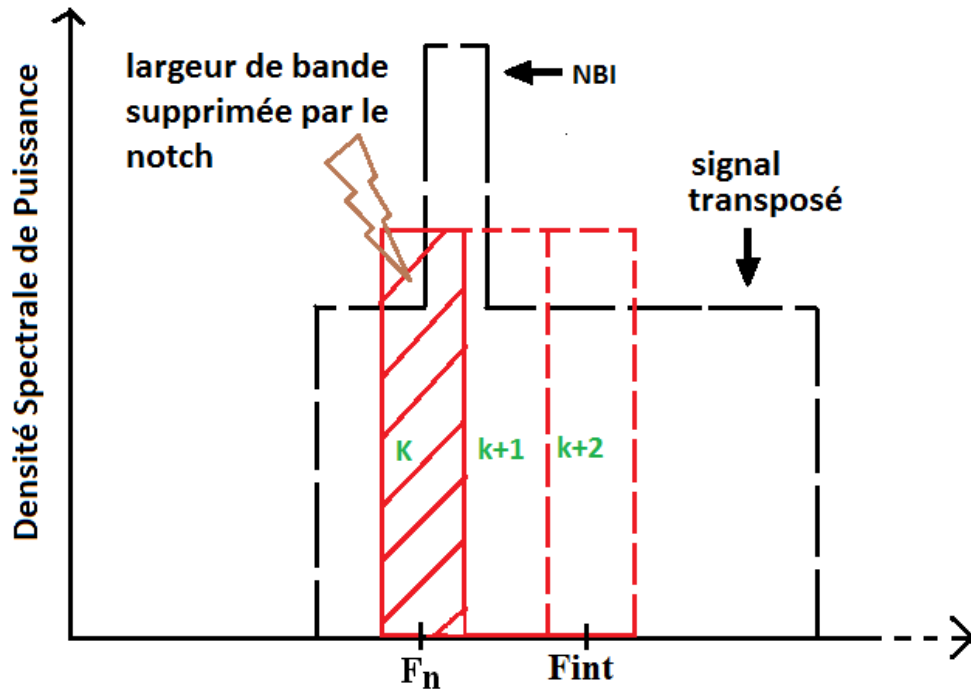


FIGURE 6.16 – Portions successives filtrées dans le signal reçu [108]

s'assurer que tout le NBI est bien supprimé par le notch.

Etape 3 : Suppression du NBI

A ce niveau du processus, la fréquence du NBI est connue avec une précision telle que $F_i^t \in [F_n - W_n/N_2; F_n - W_n/N_2]$. Le NBI peut être filtré car le procédé de suppression s'inscrit intégralement dans cette phase d'identification de la fréquence de NBI. En effet, le signal reçu sera systématiquement transposé à la fréquence intermédiaire F_{int} mémorisée à l'issue de l'étape 2. Par conséquent la lutte contre de NBI se traduit par l'éviction de la portion de spectre de largeur W_n contenant le NBI.

Cependant, suivant le rapport W_n/W_i , une portion du signal UWB autour du NBI peut s'avérer également supprimée, entraînant la perte inutile d'énergie UWB. On peut dans ce cas envisager une troisième étape qui vise à ajuster la largeur de bande filtrée.

Etape 4 : ajustement de la bande supprimée

Cette étape est facultative dans le processus de détection et suppression du NBI, l'objectif étant de limiter la suppression inutile de la bande spectrale du signal UWB. Comme

6.5 Nouvelle méthode de lutte contre l'interférence bande étroite

illustré dans la figure 6.17, cela s'effectue en ajustant au mieux la bande supprimée autour de celle du NBI.

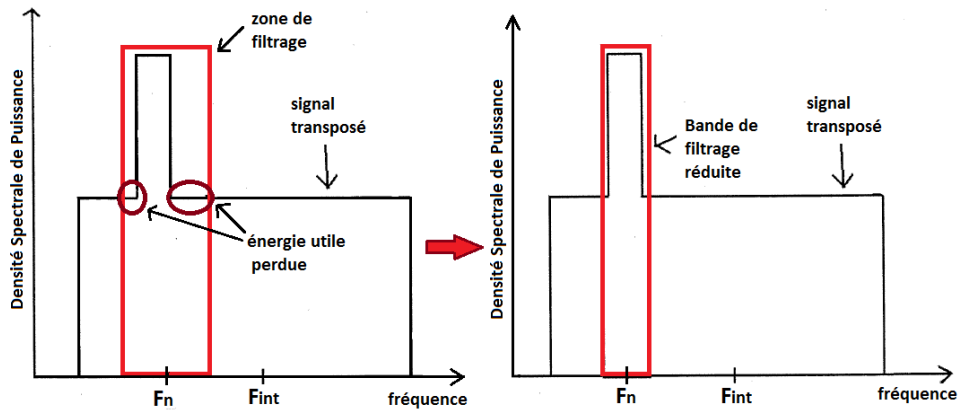


FIGURE 6.17 – Ajustement de la bande de filtrage du notch

Pour y parvenir on réitère les étapes 1 et 2 décrites précédemment, mais avec une largeur de bande de filtre inférieure. Cela est envisageable soit en modifiant la largeur de bande du filtre notch si cela est possible, soit en basculant sur une seconde ligne de filtrage composée d'un filtre notch de largeur de bande W_{n2} inférieure. Cette seconde alternative peut s'avérer plus simple de conception et le bloc de filtrage adapté est illustré en figure 6.18. Les entrées E_1 et E_2 sont respectivement alimentées par la sortie du filtre passe bande (BPF) après l'antenne de réception et le bloc de décision qui gouverne la fréquence de transposition, et enfin la sortie S du bloc de filtrage alimente l'élément quadratique.

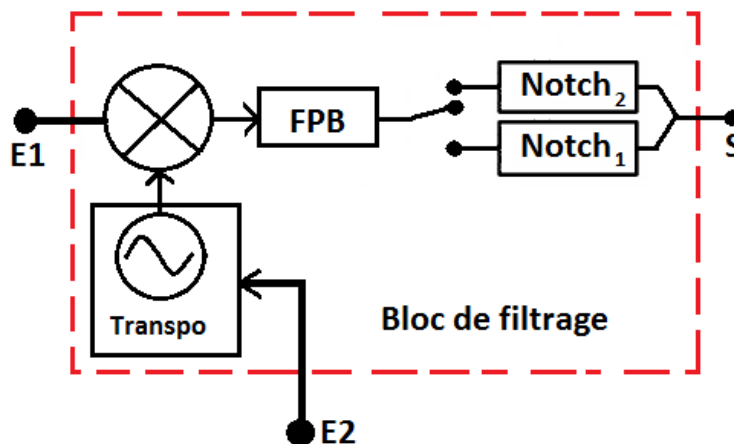


FIGURE 6.18 – Bloc de filtrage modifié

Cette dernière étape permet de mieux encadrer le NBI en se rapprochant de sa largeur de bande et de sa fréquence centrale. Un choix judicieux doit être effectué sur la valeur de W_{n2} afin de converger rapidement vers la bande d'interférence sans multiplier exagérément le nombre d'itérations nécessaires.

Discussion sur le principe

La dernière étape peut être considérée comme facultative car il est possible de s'affranchir de cette architecture à double filtres si l'on choisit d'emblée un notch qui a sa largeur de bande égale à W_{n2} . Cela permet de conserver l'architecture de la figure 6.13 avec certainement un nombre plus élevé d'itérations pour identifier la position et la fréquence du NBI. Le nombre d'itérations nécessaires serait alors de $N_2 = W/W_{n2}$ pour l'étape de localisation grossière. Il est ainsi nécessaire de choisir judicieusement le moment durant lequel le processus de détection sera appliqué. Pour illustration, avec une bande passante UWB de $W = 500MHz$ et une bande du filtre notch $W_n = 50MHz$ il faut $N = 10$ itérations pour balayer l'intégralité du signal UWB.

Le choix entre les deux architectures peut également être déterminé par un compromis entre la complexité de l'architecture, son coût et les performances désirées. L'usage du principe à double filtre alourdit nécessairement l'architecture et entraîne un surcoût. Cependant, ce même principe permet de mieux localiser et supprimer le NBI en limitant la bande de signal utile UWB supprimée. Cela laisse envisager a priori de meilleures performances que si l'on fait usage uniquement du filtre notch de largeur W_n .

On peut s'interroger sur le fonctionnement du processus de détection du NBI lorsque le niveau d'énergie de l'interférence est faible, c'est-à-dire lorsque le rapport SIR est élevé. La possibilité à envisager est d'effectuer le processus en absence de signal UWB car si le niveau du NBI est suffisamment élevé par rapport au bruit blanc gaussien, il demeure possible de le distinguer par le biais de l'algorithme proposé.

6.5.4 Evaluation du procédé de lutte contre le NBI

Nous vérifions le procédé de réduction de l'impact du NBI, à savoir le principe de détection, de localisation et de filtrage de l'interférence.

Caractéristiques du filtre notch

Nous considérons un filtre notch centré à $4GHz$, dont la largeur de bande coupée est égale à $50MHz$ et d'atténuation $20dB$. Nous avons synthétisé un filtre à réponse impulsionnelle infinie, de type Butterworth et d'ordre 4. La fonction de transfert du filtre est exprimée par

$$F(Z) = \frac{\alpha_1 \sum_{i=0}^2 b1_i Z^{-i}}{1 + \sum_{j=1}^2 a1_j Z^{-j}} \times \frac{\alpha_2 \sum_{i=0}^2 b2_i Z^{-i}}{1 + \sum_{j=1}^2 a2_j Z^{-j}} \quad (6.32)$$

Les coefficients pour chacune des deux sections d'ordre 2 sont présentés dans le tableau 6.3.

	Section 1			Section 2		
Gain	0.932			1		
	Z^0	Z^{-1}	Z^{-2}	Z^0	Z^{-1}	Z^{-2}
Numérateur	1	1.618	1	1	1.618	1
Dénominateur	1	1.519	0.929	1	1.604	0.936

TABLE 6.3 – Coefficients du filtre notch

La stabilité du filtre s'exprime à travers les pôles et les zéros qui s'inscrivent dans le cercle unitaire, et représentés sur la figure 6.19.

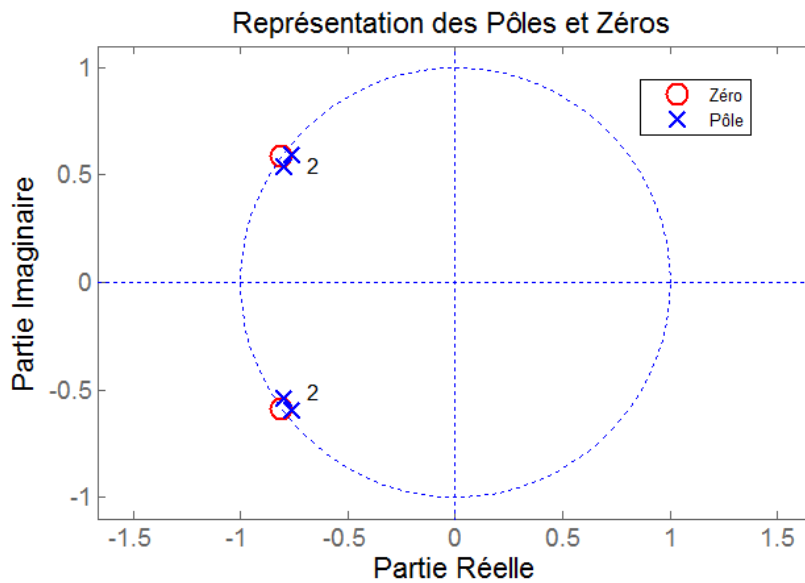


FIGURE 6.19 – Représentation des pôles et zéros du filtre

Evaluation de l'algorithme de détection du NBI

Nous utilisons un modèle d'impulsion gaussienne centrée à $7GHz$, dont nous explorons $4GHz$ de bande autour de sa fréquence centrale. Le NBI est positionné à $1GHz$

au-dessus de cette fréquence centrale. Nous modélisons le NBI comme un cosinus multiplié par un coefficient tel que défini dans l'expression 6.3, avec une phase aléatoire pour chaque temps symbole. La détection de l'interférence est présentée ici en absence de bruit gaussien afin d'observer l'influence du NBI seul. La figure 6.20 présente le signal transposé et filtré en son centre, avec une présence du NBI en dehors de la portion de bande coupée par le notch.

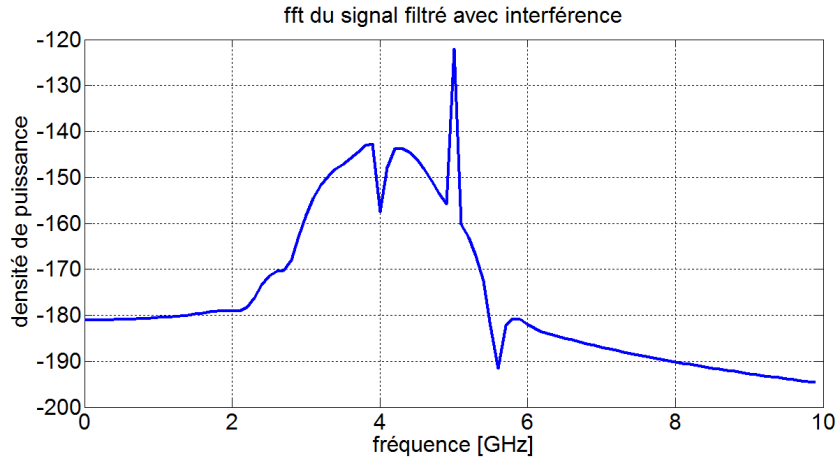


FIGURE 6.20 – Signal transposé et filtré à $4GHz$

Dans la première phase de localisation, il faut 80 itérations pour explorer $4GHz$ de bande du signal avec un filtre notch qui coupe une bande de $50MHz$. La figure 6.21 présente l'énergie calculée à chaque itération, pour deux valeurs de SIR lorsque le signal est sujet à l'interférence ainsi que pour un signal seul sans l'apport énergétique de l'interférence. Dans les deux premiers cas, les minima d'énergie après filtrage sont décelables à la 61^{ème} itération, ce qui permet d'emblée de se rapprocher de la fréquence centrale du NBI. En effet, pour un balayage de $4GHz$ de bande autour de la fréquence centrale du signal, et pour une bande coupée de largeur $50MHz$, la figure 6.20 suggère que le signal est exploré de $2GHz$ à $6GHz$. Par conséquent la fréquence déterminée par la première phase du processus peut être estimée à $2 + 60 * 0.05 = 5GHz$, fréquence à laquelle on observe la présence du NBI. On arrive donc à localiser le NBI avec une relative précision dans cette première étape, ce qui souligne une forte convergence de l'algorithme.

Pour le cas présenté, la seconde phase d'identification affinée de l'algorithme ne sera pas nécessaire et ne fournira pas une meilleure précision. Toutefois, on tiendra compte du fait que cette précision exceptionnelle est dû au choix de la fréquence centrale du NBI, et sur le fait que ce NBI est représenté par une seule porteuse, ce qui lui confère une faible largeur de bande. Par ailleurs, les choix sur les caractéristiques du filtre ont également leur importance, en particulier l'amplitude et la largeur de la bande coupée. Pour les

choix effectués, on observe que lorsque la fréquence du notch approche ou est confondue avec celle du NBI, l'énergie résiduelle avoisine celle du signal en absence de NBI. Enfin, lorsque l'on applique le filtre en absence de NBI, le minimum d'énergie résiduelle est obtenu lorsque la fréquence du filtre notch correspond à la fréquence centrale du signal transposé, c'est-à-dire lorsque $f_n = f_{int}$.

Intérêt du filtrage du NBI

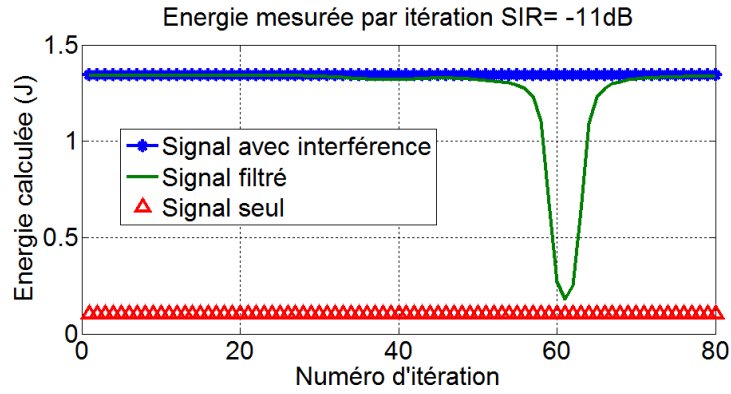
L'interférence étant localisée, le filtrage peut être appliqué sur le signal entrant, à la fréquence identifiée lors de l'étape précédente. Avant d'apprécier l'impact du filtrage, nous étudions d'abord les performances du système en présence du NBI, et dans des conditions de propagations réelles qui prennent en compte la présence d'un bruit blanc gaussien. Le NBI est toujours représenté par un cosinus multiplié par un coefficient et dont la phase est aléatoire dans chaque temps symbole.

La figure 6.22(a) illustre les performances obtenues sur canal AWGN et une réalisation du canal CM3, pour diverses valeurs du SNR. Pour le canal AWGN, $SNR = 12.2dB$ correspond environ à $TEB = 10^{-3}$ en absence de NBI comme le montre la limite asymptotique de la courbe pour les faibles valeurs du SIR. Pour la réalisation du canal CM3, les performances sont présentées pour $SNR = 12.2dB$ et $SNR = 17.5dB$ qui correspondent respectivement à $TEB = 7.10^{-2}$ et $TEB = 10^{-3}$ en absence de NBI.

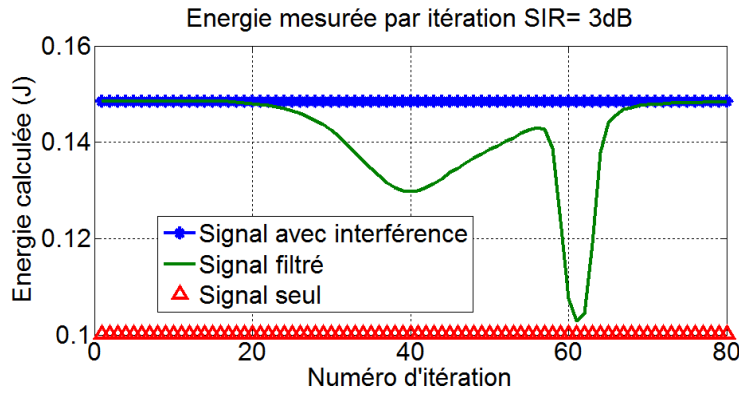
Pour évaluer l'étape 3 de notre méthode de lutte contre le NBI, nous effectuons le filtrage du signal après l'identification du NBI par notre algorithme, sur la réalisation du canal CM3 (principe illustré dans la figure 6.21) et pour un $SIR = -30dB$ qui correspond à $TEB = 1/2$. La figure 6.22(b) nous présente l'apport du filtrage, qui permet d'améliorer considérablement les performances par rapport au résultat obtenu en absence de filtrage. On observe néanmoins qu'après filtrage, il demeure une dégradation de $1dB$ comparé aux performances en absence de NBI. Cet écart en SNR peut être réduit en limitant la quantité de signal utile UWB qui est contenue dans la portion de bande supprimée par le filtrage. L'ajustement entre la largeur de bande filtrée et la largeur de bande du NBI peut être effectué par l'étape 4 (optionnelle) de notre procédé de lutte contre l'interférence bande étroite.

6.6 Conclusion

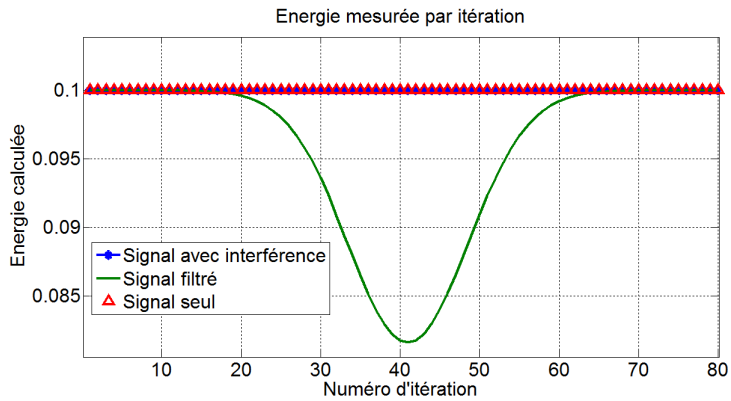
L'UWB, du fait de sa large bande et de sa faible dsp, est sensible à l'interférence issue des systèmes bande étroite. Au travers de ce chapitre, nous avons modélisé cette interférence et tenté d'en estimer les effets sur les performances de notre récepteur. Compte-tenu de la sensibilité du récepteur à détection d'énergie face à l'interférence bande étroite, et devant la carence de solutions robustes et simples pour atténuer cette interférence, nous



(a) Fort NBI

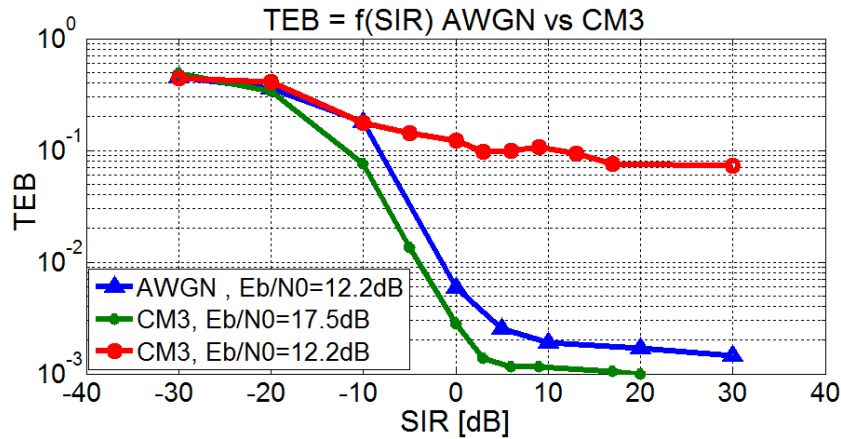


(b) Faible NBI

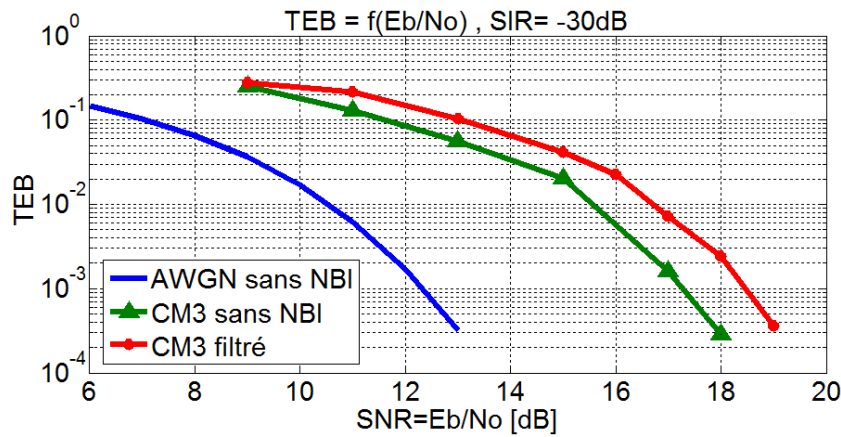


(c) Absence de NBI

FIGURE 6.21 – Résultat des itérations de la phase 1



(a) Influence du NBI sur les performances



(b) Performances après filtrage du NBI

FIGURE 6.22 – Evaluation du processus de lutte contre le NBI

avons pensé et décrit une nouvelle approche permettant de détecter et supprimer le NBI dans le signal UWB.

Ce processus s'appuie sur un balayage du spectre du signal reçu pour détecter le surplus d'énergie apporté par le NBI, et permet suivant le cas de localiser approximativement ou plus finement le NBI et sa fréquence centrale, afin de le supprimer par le biais d'un filtre *notch*. Cette approche se révèle efficace et appropriée pour apporter de la robustesse au détecteur d'énergie tout en conservant une faible complexité de l'architecture de réception.

L'intérêt de cette méthode repose donc sur sa simplicité, mais aussi sur sa forte adaptabilité. En effet, outre l'aisance avec laquelle ce processus peut être transposé aux récepteurs cohérent et à transmission de référence, l'approche peut être utilisée pour

détecter tout signal interférant à bande étroite dans un autre signal de largeur de bande supérieure.

Conclusion Générale

Bilan

L'établissement par l'autorité de réglementation américaine de critères définissant un signal UWB ainsi que l'allocation d'une bande de fréquence dédiée ont marqué un tournant pour les activités de recherche sur l'UWB. Des propositions de couche physique UWB à radio impulsionnelle (UWB-IR), séquence directe (DS-UWB) ou multi-bande (MB-UWB) ont été soumises dans divers processus de standardisation, notamment IEEE802.15.3a, IEEE802.15.4a-2007 et plus récemment IEEE802.15.6.

C'est dans ce cadre que le laboratoire Orange Labs TECH/MATIS/IDEA devenu en 2009 TECH/MATIS/CITY a suivi et contribué à ces processus de standardisation au travers de nombreuses propositions concernant l'UWB. En s'appuyant sur ses travaux antérieurs dans le cadre de la normalisation IEEE802.15.4a-2007, le laboratoire a souhaité consolider son activité UWB par une implication à l'échelle nationale française via le projet ANR BANET, et à l'international par la participation au processus de normalisation IEEE802.15.6 sur les réseaux corporels BAN. C'est dans ce registre que s'inscrit cette thèse, dont les travaux ont servi en partie comme support pour les contributions du laboratoire aux projets ci-avant énoncés.

Les nombreux acteurs qui ont alimenté la recherche UWB dont la radio impulsionnelle en particulier se sont appuyé sur les perspectives prometteuses et innovantes associées à cette technologie à ses débuts, et visitées dans le premier chapitre du manuscrit :

- L'attribution à l'UWB d'une bande de spectre large de la part des autorités permet de réutiliser des fréquences déjà allouées à d'autres technologies sans fil, ce qui apporte une solution aux problèmes de congestion du spectre, sans créer à priori des interférences entre l'UWB et les systèmes concernés.
- Une grande largeur de bande du signal UWB-IR qui donne accès par la radio impulsionnelle à une résolution temporelle très fine, ce qui confère à cette technologie une grande robustesse en milieu radio-électrique. De plus, les recombinaisons destructives des trajets sont amoindries, ce qui constitue un critère de promotion pour les applications de géolocalisation. La largeur de bande favorise également l'accès

- à des débits élevés de plusieurs centaines de Mbit/s, ce qui positionne l'UWB-IR comme une excellente candidate pour les réseaux locaux sans fil à très haut débits
- La faible puissance de rayonnement confère aux systèmes UWB un potentiel pour la faible consommation, rendant la technologie appropriée pour les services et réseaux utilisant les objets communicants à grande autonomie et basse consommation.

Les travaux de recherche présentés dans ce document avaient ainsi pour problématique et objectif d'étudier l'adéquation de la radio impulsionnelle ultra large bande comme support de couche physique dans les réseaux corporels BAN.

Pour couvrir notre étude, nous avons tout d'abord effectué un retour sur la technologie radio impulsionnelle UWB, en parcourant ses caractéristiques principales. Nous avons ainsi présenté le cadre réglementaire de l'UWB ainsi que les modulations et méthodes d'accès couramment utilisées pour transmettre de l'information avec l'UWB-IR. Nous avons également révisé les architectures d'émission et de réception des signaux UWB et nous avons retenu en particulier les récepteurs cohérents et non cohérents que nous avons utilisés par la suite dans le chapitre 4 pour l'évaluation des performances de notre solution.

Nous avons par la suite analysé le contexte du BAN, et nous avons parcouru les exigences requises par ce réseau dont les applications nombreuses et variées entraînent des contraintes techniques diverses. Nous avons pris comme référence la variation en débit pour calibrer la structure de couche physique et assurer ainsi une couverture des nombreuses applications ciblées pour le BAN. Un intérêt particulier fut porté sur les applications multimédia qui relèvent du secteur d'activité d'Orange, devenu aujourd'hui fournisseur de contenu multimédia, sachant que ces activités multimédia sont les plus consommatrices en débit avec des besoins estimés à 10Mbits/s .

Nous avons repensé un modèle de couche physique UWB-IR résultant des travaux antérieurs du laboratoire. Nous l'avons adapté en tenant compte des modèles de canal UWB BAN issus des travaux du groupe IEEE802.15.6, notamment le *CM3* pour une communication entre deux éléments situés à la surface du corps, et le *CM4* pour une liaison entre un élément de surface et un élément extérieur.

Nous avons proposé en conséquence une approche de structure physique UWB permettant de satisfaire les besoins en débit et qualité de service, en respectant au mieux les contraintes de faible complexité, faible coup et basse consommation. De fait, la structure est prévue de sorte que le système soit de façon intrinsèque sujet à des interférences inter-symbole, dont l'impact sur la dégradation de performance est plus ou moins marqué suivant le canal supportant la liaison. L'interférence entre impulsions est initialement causée par la structure élémentaire de la couche physique, également appelée trame, dont la durée est définie à 64ns . Cette valeur qui correspond à la durée minimale du symbole permet d'atteindre un rythme (symbole) de 15.6Mbauds . La modification du débit s'ob-

tient principalement par la variation du nombre de trames constituant le symbole. Les choix effectués dans notre structure de couche physique UWB ont ainsi fait l'objet d'un compromis entre les fortes disparités et variations du canal UWB et les objectifs ciblés en débit.

A côté des positions adoptées, nous avons opté pour une modulation combinant la modulation de phase et la modulation de position de l'impulsion. Avec quatre états possibles pour chaque impulsion, nous pouvons transmettre jusqu'à deux bits par symbole. La modulation de phase, accessible uniquement au récepteur cohérent, permet soit de rendre le débit binaire égal au double du rythme symbole (lorsque les deux bits du symbole transmettent de la donnée), soit de rendre la liaison plus robuste à l'aide d'un codage appliqué sur le second bit. Le récepteur non-cohérent, qui n'est sensible qu'à la position de l'impulsion, ne peut déceler qu'un bit par symbole.

Cette structure physique respecte à priori le fil conducteur que nous avons suivi à l'origine, à savoir, une variation en débit qui permet de couvrir un grand nombre des activités ciblées pour le BAN, une architecture basse consommation et faible complexité s'appuyant sur la détection d'énergie et obtenue avec la radio impulsionnelle de rapport cyclique 1/30^{ème} en moyenne. Cependant, le réseau BAN a pour particularité son canal UWB, aussi avons nous procédé à l'évaluation des performances envisageables avec notre couche physique. Naturellement, nous avons calibré ces performances à l'aide d'un canal AWGN, ce qui nous a également permis d'apprécier l'écart minimal des performances qu'il faut prévoir suivant qu'on fasse usage du récepteur cohérent ou du détecteur d'énergie.

Le récepteur cohérent nous a permis d'apprécier les différences occasionnées par la variation en débit ainsi que par l'utilisation des différents canaux UWB BAN, ces derniers étant la résultante des configurations des positions autour du corps entre émetteur et récepteur. Le canal UWB $CM4_{los}(0^\circ)$ s'est avéré être celui qui favorise les meilleures conditions de transmission, du fait de la vue directe entre émetteur et récepteur.

Cette analyse des performances a démontré également les disparités existantes sur le détecteur d'énergie, suivant la durée de sa fenêtre d'intégration. Dans la mesure où ce récepteur est le plus pertinent pour satisfaire au mieux les contraintes de faible complexité et faible coût du système, une analyse plus élaborée de ce récepteur s'est avérée nécessaire en vue d'en optimiser l'usage et les performances.

La prise de décision sur le symbole transmis s'effectue par la comparaison des énergies du signal reçu à chaque position possible de l'impulsion. Chaque sortie d'intégrateur correspond à une variable de position qui obéit à une loi en χ^2 , centrée ou non en fonction de la présence ou pas de l'impulsion dans la zone d'intégration ; la variable de décision correspond alors à la différence entre les deux variables de position. L'étude de la variable de décision permet ainsi de prévenir le comportement du détecteur d'énergie.

A l'aide des modélisations présentes en littérature, nous avons établi une approxi-

mation des performances du récepteur non-cohérent dans le cas des canaux BAN. Cette analyse a permis de constater l'influence des interférences inter-impulsions qui dégradent les performances car elles modifient les paramètres de la variable de décision en rendant plus proches les énergies en sortie des intégrateurs.

Cependant, c'est la durée d'intégration qui détermine principalement le nombre de trajets pris en compte durant la fenêtre d'intégration, tout comme la quantité de bruit blanc contribuant à l'énergie en sortie de l'intégrateur. Nous avons ainsi procédé au calcul de la durée d'intégration optimale qui minimise la probabilité d'erreur, ce qui a abouti à des résultats variant en fonction du SNR et du modèle de canal considéré.

Les résultats obtenus avec une durée d'intégration courte, de l'ordre de l'impulsion, ont permis d'obtenir des performances semblables sinon meilleures qu'avec les durées d'intégration optimales. Le rapport cyclique est également amélioré, ce qui permet de satisfaire pleinement aux exigences de faible consommation du système. Enfin, une durée d'intégration courte se révèle être un moyen efficace de lutte contre les interférences inter-impulsions, ce qui permet de ne pas dégrader les performances en augmentant le débit. Il faut néanmoins que le récepteur soit en mesure de s'allumer et s'éteindre à la fréquence de l'impulsion pour tirer profit de ce choix de durée d'intégration réduite.

Notre analyse repose sur une sélection de canaux aléatoires avec lesquels nous avons effectué les simulations. Pour généraliser l'étude du détecteur d'énergie, nous avons proposé un processus permettant dorénavant d'évaluer ses performances en s'appuyant sur l'analyse théorique des variables de décision sur un canal AWGN. L'adaptation au canal UWB BAN nécessite la connaissance de l'énergie du canal contenue dans les trajets collectés durant la fenêtre d'intégration. Cette énergie est alors appliquée comme un coefficient à la formule théorique. Cette approche nous a permis d'effectuer un gain de temps dans la réalisations des simulations. De plus, elle rend possible l'analyse des performances du détecteur d'énergie avec un canal multi-trajets, lorsque le modèle de décroissance en puissance et les caractéristiques statistiques du canal sont connus.

Le réseau BAN devant coexister avec d'autres technologies sans fil et compte tenu des transmissions en bande ISM au sein du BAN, il n'est pas exclu que le système UWB soit soumis aux interférences issues des transmissions de ces systèmes à bande étroite.

Après une étude bibliographique des moyens mis en œuvre ou proposés pour atténuer les interférences bande étroite dans un système UWB, nous avons constaté que très peu de solutions existaient pour rendre le détecteur d'énergie robuste face à des interférences de cette nature. Pour palier à cette carence de solutions pour le détecteur d'énergie, nous avons développé et breveté une solution qui repose sur le balayage du spectre du signal reçu, dans l'optique de déceler le surplus d'énergie relatif à la présence du NBI. Nous avons introduit l'algorithme du Minimum d'Énergie Résiduel, qui vise à déceler la plus petite énergie du signal lorsque qu'une portion de spectre est supprimée. L'évaluation

du mécanisme mis au point montre que l'algorithme converge rapidement et qu'il est performant pour déceler puis supprimer le NBI dans le signal UWB. Par ailleurs, ce principe a l'avantage de pouvoir être utilisé et adapté sur des systèmes autres que l'ultra-large bande.

La mise au point de ce mécanisme nécessite toutefois de modifier l'architecture conventionnelle du détecteur d'énergie. Cependant, nous conservons un système dont la conception est aisée et qui s'inscrit dans le cadre des objectifs que nous avons fixés pour notre couche physique, à savoir, faible coût, faible complexité et basse consommation.

Perspectives

A travers nos travaux, nous avons proposé une couche physique UWB-IR pour les réseaux BAN. Nous avons adopté diverses postures durant notre étude, et les choix que nous avons effectués ouvrent quelques pistes à explorer autour de nos propositions.

Au niveau de l'émetteur

L'émetteur n'a pas fait l'objet d'une attention particulière durant les travaux. Cependant, il existe de nombreuses études et propositions sur les architectures d'émission d'impulsions UWB. Il pourrait être intéressant d'étudier l'influence des antennes sur les performances, et leur insertion dans l'atteinte des objectifs de faible complexité. Cette étude de l'impact de l'antenne pourrait également être effectuée au niveau du récepteur, d'autant plus que l'antenne détermine l'allure des impulsions et donc la répartition spectrale de l'énergie.

De plus, nous avons évoqué l'utilisation de la modulation BPPM-BPSK-OOK, que nous avons abandonnée par souci de simplicité. Nous n'avons pas étudié toutes les possibilités et limites de cette approche, aussi, approfondir l'analyse de cette modulation peut mener à de nouvelles perspectives. Cela est d'autant plus vrai que nous avons vu que la modulation BC-GPPM, utilisée dans la proposition de couche physique de Samsung-Etri (section 2.4.3), constitue un cas particulier de la modulation BPPM-BPSK-OOK.

Implémentation circuit

Le second aspect auquel ouvre nos travaux porte sur les éléments de circuits nécessaires pour implémenter la chaîne de communication. Nous avons précédemment évoqué les antennes, et dans nos travaux nous avons présenté quelques éléments de circuit présents en littérature et qui traitent de la conception des différents maillons de la chaîne de communication. Il pourrait être intéressant de proposer un démonstrateur pour simuler tous les principes que nous avons mis au point. Au-delà d'une caractérisation technique

des éléments, cela permettrait de se confronter aux contraintes d'implémentation sur circuit, mais aussi de s'apercevoir des limites des approches théoriques.

Un des aspects qu'il serait particulièrement intéressant d'étudier est la précision de la synchronisation en environnement réel. Pour nos travaux, nous avons pris des conditions favorables à une synchronisation précise, nous ne savons donc pas quelle dégradation intervient si cette synchronisation est moins bonne.

De plus, une implémentation circuit permettrait d'apprécier quelles possibilités technologiques permettent aujourd'hui d'effectuer une démodulation à la fréquence de l'impulsion. En effet, pour conserver un rapport cyclique équivalent à celui des modulation utilisant des bursts d'impulsions, il est nécessaire de pouvoir allumer et éteindre le récepteur (intégration d'énergie) à la fréquence de l'impulsion. Une fenêtre d'intégration trop grande par rapport à l'impulsion serait source de dégradation des performances théoriques que nous avons présentées.

Enfin, nous pouvons également envisager une poursuite des travaux sur le mécanisme de lutte contre l'interférence que nous avons mis au point. Une première approche peut s'effectuer au niveau de l'architecture que nous avons proposée, et qui introduit la présence d'un oscillateur pour la transposition en fréquence. On pourrait s'interroger sur la manière dont notre architecture s'inscrit dans le respect de nos objectifs de faible complexité, basse consommation et faible coût.

Il reste dans tous les cas un vaste champ d'exploration sur les architectures UWB. Quelques entreprises proposent des équipements opérant des transmissions UWB, mais le marché n'abonde pas encore d'appareils connectés en UWB, ce qui peut susciter quelques interrogations sur la pertinence des réseaux de communication UWB. L'implémentation de circuits UWB est donc une nécessité aujourd'hui, pour que l'UWB s'inscrive vraiment comme la solution adéquate pour les communication autour du corps humain.

Couche MAC et couches supérieures

Nous avons étudié notre approche sans prendre en considération les couches supérieures à la couche physique, et en premier lieu la couche MAC. Il y a de ce côté également de nombreux éléments à définir pour que notre couche physique s'intègre dans un environnement BAN. La coopération entre les différents éléments du réseau nécessite une investigation pour déterminer le choix du coordinateur, les informations minimales requises pour constituer et maintenir le réseau, les principes de connexion et déconnexion etc...

Nous n'avons pas abordé dans nos travaux la coexistence de plusieurs utilisateurs dans un même réseau, ce qui peut être source d'interférence multi-utilisateurs. C'est un point qui peut en effet trouver des propositions au niveau de la couche MAC, qui sert de passerelle entre les applications et services à couvrir dans le BAN et la transmission des

données entre équipements du réseau, via la couche physique proposée.

Certains de ces éléments évoqués comme potentiels compléments à notre travail ont été abordés dans le cadre du projet BANET ou encore en normalisation IEEE802.15.6. Malgré le nombre de contributeurs dans chacun de ces deux projets, trois années n'ont pas suffi pour apporter des réponses à toutes les questions inhérentes aux réseaux BAN.

Bien qu'il reste un vaste champ à traiter pour cerner dans son intégralité la problématique du réseau BAN, certains fabricants proposent déjà des équipements qui permettent d'adresser une partie des applications ciblées pour les BAN. Loin d'être une technologie du futur, on peut considérer que l'ère du réseau corporel BAN a d'ores et déjà débuté.

Publications de l'auteur

Les travaux présentés à travers ce manuscrit de thèse ont fait l'objet des publications suivantes :

Articles de congrès

- S. Mebaley Ekome, J. Schwoerer, G. Baudoin, M. Villegas, “Le canal UWB pour les réseaux corporels BAN”, *Journées Nationales Microondes, JNM2009, mai 2009*
- S. Mebaley Ekome, J. Schwoerer, G. Baudoin, M. Villegas, “Analyse d’une Couche Physique pour les Réseaux BAN”, *Journées Doctorales en Informatique et Réseaux, JDIR, mars 2010*
- S. Mebaley Ekome, J. Schwoerer, G. Baudoin, M. Villegas, “Performance Analysis of a BPSK-BPPM UWB Physical Layer for Wireless Body Area Networks”, *Fifth International Conference on Body Area Networks, Bodynets2010, September 2010*
- S. Mebaley Ekome, G. Baudoin, J. Schwoerer, M. Villegas, “Short Integration Time for Inter-Pulse Interference Mitigation in UWB Communications”, *Fifth International Symposium on Medical Information and Communication Technology, ISMICT 2011, March 2011*
- S. Mebaley Ekome, G. Baudoin, M. Villegas, J. Schwoerer, “Estimation of the Energy Detector Performances on UWB Channel Based on the analysis with AWGN Channel”, *IEEE International Conference on Ultra-Wideband, ICUWB2012, September 2012*
- S. Mebaley Ekome, G. Baudoin, M. Villegas, J. Schwoerer, “Narrowband Interference Mitigation in UWB Communication with Energy Detector”, *IEEE International Conference on Ultra-Wideband, ICUWB2012, September 2012*

Brevet

- S. Mebaley Ekome, J. Schwoerer, G. Baudoin, M. Villegas, “Method for detecting a band of interfering frequencies in a radio signal having a very wide frequency band, and related device and receiver”, *Brevet international n° WO/2012/131248 du 04 octobre 2012.*

Contribution en normalisation

- J. Schwoerer, B. Miscopein, S. Mebaley Ekome, L. Ouvry, R. d’Errico, F. Dehmas, M. Maman, B. Denis, M. Pezzin, A. Tonnerre, J.-M. Gorce, E. Hamadani, “FT, CEA, Thalès, full proposal at IEEE 802.15.6 Task Group”, disponible en ligne : <https://mentor.ieee.org/802.15/dcn/09/15-09-0324-03-0006-cea-ft-thales-ban-proposal.ppt>

Bibliographie

- [1] R. Scholtz, "Multiple access with time-hopping impulse modulation," *Conference record of the IEEE Military Communications Conference. MILCOM'93.*, vol. 2, pp. 447–450, 1993.
- [2] H. F. Harmuth and J. D. Lee, "Transmission of Information by Orthogonal Functions," *IEEE Transactions on Systems, Man and Cybernetics.*, vol. 1, no. 2, pp. 188–188, Apr. 1971.
- [3] G. Ross, "Transmission and reception system for generating and receiving base-band pulse duration pulse signals without distortion for short base-band communication system," Patent.
- [4] [Online]. Available : <http://www2.rohde-schwarz.com>
- [5] A. Batra, J. Balakrishnan, and A. Dabak, "Multi-band ofdm : a new approach for uwb," in *Proc. Int. Symp. Circuits and Systems ISCAS '04*, vol. 5, 2004.
- [6] C. L. Bennett and G. F. Ross, "Time-domain electromagnetics and its applications," *Proceedings of the IEEE*, vol. 66, no. 3, pp. 299–318, 1978.
- [7] J. D. Taylor, *Introduction to Ultra-Wideband Radar Systems*, B. Raton, Ed. CRC Press, 1995.
- [8] F. C., E. J., and C. J. O., "Assessment of ultra wideband (uwb) technology," *IEEE Aerospace and Electronics Systems Magazine*, vol. 5, no. 11, pp. 45–49, November 1990.
- [9] F. C. Commission, "Technical requirements for indoor uwb systems," Code of Federal Regulations, Tech. Rep., October 2002.
- [10] P. Pagani, F. T. Talom, P. Pajusco, and B. Uguen, *Communications Ultra Large Bande, Le canal de propagation radioelectrique*, Lavoisier, Ed. Hermes Science, 2007.
- [11] P. Pagani, "Caractérisation et modélisation du canal de propagation radio en contexte ultra large bande," Ph.D. dissertation, INSA Rennes, Novembre 2005.
- [12] ECC/DEC/(06)12, "ECC Decision of 01 December 2006 amended 31 October 2008 on supplementary regulatory provisions to ECC/DEC/(06)04 for UWB devices using mitigation techniques," *Electronic Communication Commitee*, October 2008.

- [13] B. Miscopain, "Systèmes uwb impulsions noncohérents pour les réseaux de capteurs : coexistence et coopération," Ph.D. dissertation, INSA Lyon, Mai 2010.
- [14] D. Marchaland, M. Villegas, G. Baudoin, C. Tinella, and D. Belot, "System concepts dedicated to uwb transmitter," in *Proc. European Conf. Wireless Technology*, 2005, pp. 141–144.
- [15] D. Marchaland, "Architectures et circuits dédiés aux Émetteurs ultra large bande bas débit," Ph.D. dissertation, Université de Marne-La-Vallée, Décembre 2007.
- [16] J. Schwoerer, "Etude et implementation d'une couche physique uwb impulsionnelle à bas débit et faible complexité," Ph.D. dissertation, INSA Rennes, Janvier 2006.
- [17] M. Z. Win and R. A. Scholtz, "Impulse radio : how it works," *IEEE Communications Letters*, vol. 2, no. 2, pp. 36–38, 1998.
- [18] P. Bezucha, "Uwb pulse modulation methods." [Online]. Available : <http://www.urel.feec.vutbr.cz/ra2008/archive/ra2006/abstracts/088.pdf>
- [19] J. G. Proakis, *Digital Communications*, 3rd ed., McGraw and Hill, Eds., 1995.
- [20] G. Baudoin, J.-F. Bercher, and C. Berland, *Radiocommunications numériques, principes, modélisation et simulation*, 1st ed., Dunod, Ed., 2002.
- [21] M. Z. Win and R. A. Scholtz, "Ultra-wide bandwidth time-hopping spread-spectrum impulse radio for wireless multiple-access communications," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 48, no. 4, pp. 679–689, 2000.
- [22] B. R. Vojcic and R. L. Pickholtz, "Direct-sequence code division multiple access for ultra-wide bandwidth impulse radio," in *Proc. IEEE Military Communications Conf. MILCOM 2003*, vol. 2, 2003, pp. 898–902.
- [23] I. Oppermann, M. Hämäläinen, and J. Linatti, *UWB, Theory and Applications*, I. Oppermann, M. Hämäläinen, and J. Linatti, Eds. John Wiley & Sons Ltd., 2004.
- [24] J. Naviner, *Architectures radiofréquences pour l'émission de signaux impulsions à ultra large bande*, ser. Télécom Paris, D. École nationale supérieure des télécommunications, 2007. [Online]. Available : <http://books.google.fr/books?id=O-5BQwAACAAJ>
- [25] J.-W. Han, M. Miao, and C. Nguyen, "Recent development of srd- and fet-based sub-nanosecond pulse generators for ultra-wideband communications," in *Proc. IEEE Topical Conf. Wireless Communication Technology*, 2003, pp. 441–442.
- [26] J. Han and C. Nguyen, "Ultra-wideband electronically tunable pulse generators," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 14, no. 3, pp. 112–114, 2004.
- [27] J. Han, C. Huynh, and C. Nguyen, "Tunable monocycle pulse generator using switch controlled delay line and tunable rc network for uwb systems," in *Proc. IEEE Antennas and Propagation Society Int. Symp. (APSURSI)*, 2010, pp. 1–4.

- [28] C. Zhang and A. E. Fathy, "Reconfigurable pico-pulse generator for uwb applications," in *Proc. IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Digest*, 2006, pp. 407–410.
- [29] S. Bourdel, Y. Bachelet, J. Gaubert, R. Vauche, O. Fourquin, N. Dehaese, and H. Barthelemy, "A 9-pj/pulse 1.42-vpp ooc cmos uwb pulse generator for the 3.1–10.6-ghz fcc band," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 58, no. 1, pp. 65–73, 2010.
- [30] F. Zito, D. Pepe, and D. Zito, "Uwb cmos monocycle pulse generator," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I : Regular Papers*, no. 99, p. 1, 2010, early Access.
- [31] S. Sim, D.-W. Kim, and S. Hong, "A cmos uwb pulse generator for 6–10 ghz applications," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 19, no. 2, pp. 83–85, 2009.
- [32] B. Qin, X. Wang, H. Xie, L. Lin, H. Tang, A. Wang, H. Chen, B. Zhao, L. Yang, and Y. Zhou, "1.8 pj/pulse programmable gaussian pulse generator for full-band non-carrier impulse-uwb transceivers in 90-nm cmos," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 5, pp. 1555–1562, 2010.
- [33] Y. Shamsa and W. A. Serdijn, "A 21pj/pulse fcc compliant uwb pulse generator," in *Proc. IEEE Int Circuits and Systems (ISCAS) Symp*, 2010, pp. 497–500.
- [34] J. Ryckaert, G. Van der Plas, V. De Heyn, C. Desset, B. Van Poucke, and J. Craninckx, "A 0.65-to-1.4 nj/burst 3-to-10 ghz uwb all-digital tx in 90 nm cmos for ieee 802.15.4a," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 42, no. 12, pp. 2860–2869, 2007, iEEE Journal of Solid-State Circuits.
- [35] H. Kim, D. Park, and Y. Joo, "Design of cmos scholtz's monocycle pulse generator," in *Proc. IEEE Conf. Ultra Wideband Systems and Technologies*, 2003, pp. 81–85.
- [36] L. Yin and Z. Hongbo, "Interference mitigation in uwb communications through pulse waveform design," in *Proc. 4th Asia-Pacific Conf. Environmental Electromagnetics*, 2006, pp. 569–572.
- [37] Y. Hou, J. Hu, W. Hou, and B. Hu, "A pulse design method to suppress narrowband interference for uwb system," in *Proc. Asia-Pacific Conf. Information Processing APCIP 2009*, vol. 1, 2009, pp. 274–277.
- [38] M. Z. Win and R. A. Scholtz, "Energy capture vs. correlator resources in ultra-wide bandwidth indoor wireless communications channels," in *Proc. MILCOM 97*, vol. 3, 1997, pp. 1277–1281.
- [39] —, "Characterization of ultra-wide bandwidth wireless indoor channels : a communication-theoretic view," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 20, no. 9, pp. 1613–1627, 2002.
- [40] H. Sheng, A. M. Haimovich, A. F. Molisch, and J. Zhang, "Optimum combining for time hopping impulse radio uwb rake receivers," in *Proc. IEEE Conf. Ultra Wideband Systems and Technologies*, 2003, pp. 224–228.

-
- [41] I. Bergel, E. Fishler, and H. Messer, "Narrowband interference suppression in time-hopping impulse-radio systems," in *Proc. Digest of Papers Ultra Wideband Systems and Technologies 2002 IEEE Conf*, 2002, pp. 303–307.
- [42] F. S. Lee and A. P. Chandrakasan, "A 2.5 nj/bit 0.65 v pulsed uwb receiver in 90 nm cmos," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 42, no. 12, pp. 2851–2859, 2007.
- [43] D. D. Wentzloff, F. S. Lee, D. C. Daly, M. Bhardwaj, P. P. Mercier, and A. P. Chandrakasan, "Energy efficient pulsed-uwb cmos circuits and systems," in *Proc. IEEE Int. Conf. Ultra-Wideband ICUWB 2007*, 2007, pp. 282–287.
- [44] K. Witrals, G. Leus, G. Janssen, M. Pausini, F. Troesch, T. Zasowski, and J. Romme, "Noncoherent ultra-wideband systems," *IEEE Signal Processing Magazine*, vol. 26, no. 4, pp. 48–66, 2009.
- [45] S. Dubouloz, "Développement d'architectures avancées pour communications ultra large bande (uwb) dans des applications bas débit," Ph.D. dissertation, ENST, Juin 2008.
- [46] L. Yang and G. B. Giannakis, "Ultra-wideband communications : an idea whose time has come," *IEEE Signal Processing Magazine*, vol. 21, no. 6, pp. 26–54, 2004.
- [47] F. Tufvesson, S. Gezici, and A. F. Molisch, "Ultra-wideband communications using hybrid matched filter correlation receivers," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 5, no. 11, pp. 3119–3129, 2006.
- [48] T. Q. S. Quek and M. Z. Win, "Analysis of uwb transmitted-reference communication systems in dense multipath channels," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 23, no. 9, pp. 1863–1874, 2005.
- [49] M. Weisenhorn and W. Hirt, "Robust noncoherent receiver exploiting uwb channel properties," in *Proc. Conference on Ultrawideband Systems and Technologies, 2004. Joint with International Workshop on Ultra Wideband Systems. Joint UWBST & IWUWBS. 2004*, 2004, pp. 156–160.
- [50] Y.-L. Chao and R. A. Scholtz, "Optimal and suboptimal receivers for ultra-wideband transmitted reference systems," in *Proc. IEEE Global Telecommunications Conf. GLOBECOM '03*, vol. 2, 2003, pp. 759–763.
- [51] Y.-L. Chao, "Optimal integration time for uwb transmitted reference correlation receivers," in *Proc. Conf Signals, Systems and Computers Record of the Thirty-Eighth Asilomar Conf*, vol. 1, 2004, pp. 647–651.
- [52] Y.-L. Chao and R. A. Scholtz, "Ultra-wideband transmitted reference systems," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 54, no. 5, pp. 1556–1569, 2005.
- [53] Y. D. Alemseged, H. Harada, and K. Witrals, "Detection and identification of nbi for multichannel uwb autocorrelation receivers," in *Proc. IEEE Wireless Communications and Networking Conf. WCNC 2009*, 2009, pp. 1–6.

- [54] "Ieee standard for information technology - telecommunications and information exchange between systems - local and metropolitan area networks - specific requirement part 15.4 : Wireless medium access control (mac) and physical layer (phy) specifications for low-rate wireless personal area networks (wpans)," pp. 1–203, 2007, iEEE Std 802.15.4a-2007 (Amendment to IEEE Std 802.15.4-2006).
- [55] L. Ouvry, "UWB bas débit et standardisation à l'IEEE 802.15.4a," *Ecole d'automne UWB, GdR Ondes*, 2006.
- [56] "Projet banet," 2008. [Online]. Available : www.banet.fr
- [57] J. Farserotu, J. Gerrits, J. Rousselot, and G. van Veenendaal, "Csem fm-uwbb proposal," IEEE P802.15 Working Group for Wireless Personal Area Networks (WPANs), Tech. Rep. Document IEEE P802.15-09-0721-00-0006, May 2009.
- [58] "Wikipedia," 2011. [Online]. Available : www.wikipedia.org
- [59] M. Villegas, "Architectures d'émetteurs-récepteurs pour les systèmes uwbb," in *Proc. in Groupement De Recherche Ondes, GDR ondes*, October 26 2006.
- [60] M. Z. Win, R. A. Scholtz, and M. A. Barnes, "Ultra-wide bandwidth signal propagation for indoor wireless communications," in *Proc. IEEE Int. Conf. Communications. ICC 97 Montreal 1997*, vol. 1, 1997, pp. 56–60.
- [61] A. F. Molisch, K. Balakrishnan, D. Cassioli, C.-C. Chong, S. Emami, A. Fort, J. Karedal, J. Kunisch, H. Schantz, U. Schuster, and K. Siwiak, "IEEE 802.15.4a channel model - final report," IEEE 802.15.4a Channel Sub-Committee, Tech. Rep. Document IEEE 802.15-04-0662-02-004a, 2005.
- [62] A. Saleh and R. Valenzuela, "A statistical model for indoor multipath propagation," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 5, no. 2, pp. 128–137, Feb 1987.
- [63] Q. Wang, T. Tayamachi, I. Kimura, and J. Wang, "An on-body channel model for uwbb body area communications for various postures," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 57, no. 4, pp. 991–998, 2009.
- [64] W. Thompson, K. Walker, R. Cepeda, M. A. Beach, and J. McGeehan, "Ultra wideband body area network channel measurement and analysis using textile antennas," in *Proc. 2nd IET Seminar Antennas and Propagation for Body-Centric Wireless Communications*, 2009, pp. 1–5.
- [65] T. Tayamachi, Q. Wang, and J. Wang, "Transmission characteristic analysis for uwbb body area communications," in *Proc. Int. Symp. Electromagnetic Compatibility EMC 2007*, 2007, pp. 75–78.
- [66] A. Sani, A. Alomainy, G. Palikaras, Y. Nechayev, Y. Hao, C. Parini, and P. S. Hall, "Experimental characterization of uwbb on-body radio channel in indoor environment considering different antennas," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 58, no. 1, pp. 238–241, 2010.

- [67] Y. Hao, A. Alomainy, Y. Zhao, and C. Parini, "Uwb body-centric network : Radio channel characteristics and deterministic propagation modelling," in *Proc. Institution of Engineering and Technology Seminar Ultra Wideband Systems, Technologies and Applications*, 2006, pp. 160–164.
- [68] A. A. Goulianos and S. Stavrou, "Uwb path arrival times in body area networks," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 6, pp. 223–226, 2007.
- [69] A. Fort, C. Desset, P. De Doncker, P. Wambacq, and L. Van Biesen, "An ultra-wideband body area propagation channel model-from statistics to implementation," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 54, no. 4, pp. 1820–1826, 2006.
- [70] A. Pradabphon, N. Kaewboonruean, M. Chamchoy, P. Supanakoon, and S. Promwong, "Experimental evaluation scheme of uwb propagation channel with human body," in *Proc. IEEE Int. Symp. Communications and Information Technology ISCIT 2005*, vol. 1, 2005, pp. 660–663.
- [71] L. Betancur, N. Cardona, A. Navarro, and L. Traver, "A statistical channel model for on body area networks in ultra wide band communications," in *Proc. IEEE Latin-American Conf. Communications LATINCOM '09*, 2009, pp. 1–6.
- [72] A. Fort, C. Desset, J. Ryckaert, P. De Doncker, L. Van Biesen, and S. Donnay, "Ultra wide-band body area channel model," in *Proc. IEEE Int. Conf. Communications ICC 2005*, vol. 4, 2005, pp. 2840–2844.
- [73] H. Ghannoum, R. D'Errico, C. Roblin, and X. Begaud, "Characterization of the uwb on-body propagation channel," in *Proc. First European Conf. Antennas and Propagation EuCAP 2006*, 2006, pp. 1–6.
- [74] T. Zasowski, F. Althaus, M. Stager, A. Wittneben, and G. Troster, "Uwb for noninvasive wireless body area networks : channel measurements and results," in *Proc. IEEE Conf. Ultra Wideband Systems and Technologies*, 2003, pp. 285–289.
- [75] A. F. Molisch, D. Cassioli, C.-C. Chong, S. Emami, A. Fort, B. Kannan, J. Karedal, J. Kunisch, H. G. Schantz, K. Siwiak, and M. Z. Win, "A comprehensive standardized model for ultrawideband propagation channels," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 54, no. 11, pp. 3151–3166, 2006.
- [76] T. Aoyagi, Jun-ichi Takada, K. Takizawa, N. Katayama, K. Y. Y. Takehiko Kobayashi, H. bang Li, and R. Kohno, "Channel models for wearable and implantable wbans," IEEE P802.15 Working Group for Wireless Personal Area Networks (WPANs), Tech. Rep. Document IEEE802.15-08-0416-01-0006, July 2008.
- [77] K. Y. Yazdandoost and K. Sayrafian-Pour, "Channel model for body area network (ban)," IEEE P802.15 Working Group for Wireless Personal Area Networks (WPANs), Tech. Rep. Document IEEE802.15-08-0780-05-0006, february 2009.
- [78] J. C. Roh, A. Batra, S. Chakraborty, S. Hosur, and T. Schmidl, "Texas instruments impulse radio uwb physical layer proposal," IEEE P802.15 Working Group for

- Wireless Personal Area Networks (WPANs), Tech. Rep. Document IEEE802.15-09-0335-01-0006, Mai 2009.
- [79] D. Neiryck and O. Rousseaux, "Imec uwb phy proposal," IEEE P802.15 Working Group for Wireless Personal Area Networks (WPANs), Tech. Rep. Document IEEE P802.15-09-0331-00-0006, Mai 2009.
- [80] O. Rousseaux and D. Neiryck, "Elements of an ir-uwb phy for body area networks," IEEE P802.15 Working Group for Wireless Personal Area Networks (WPANs), Tech. Rep. Document IEEE P802.15-09-0181-03-0006, Mars 2009.
- [81] K. Bynam, N.-G. Kang, C. Cho, S.-H. Park, S. Rajagopal, E. T. Won, G. Goyal, M.-K. Oh, H. S. Lee, C.-H. Lee, J.-Y. Kim, J.-H. Hwang, and J.-M. Kim, "Etri & samsung phy proposal to 802.15.6," IEEE P802.15 Working Group for Wireless Personal Area Networks (WPANs), Tech. Rep. Document IEEE 802.15-09-0322-01-0006, May 2009.
- [82] S. Mebaley Ekome, J. Schwoerer, G. Baudoin, and M. Villegas, "Le canal uwb pour les réseaux corporels ban," in *Proc. Journées Nationales Microondes, JNM*, Mai 2009.
- [83] R. Fleming, C. Kushner, G. Roberts, and U. Nandiwada, "Rapid acquisition for ultra-wideband localizers," in *Proc. IEEE Conference on Ultra Wideband Systems and Technologies*, ser. Digest of Papers, 2002, pp. 245–249.
- [84] S. Dubouloz, B. Denis, S. de Rivaz, and L. Ouvry, "Performance analysis of ldr uwb non-coherent receivers in multipath environments," in *Proc. IEEE Int. Conf. Ultra-Wideband.*, 2005.
- [85] S. Paquelet, L.-M. Aubert, and B. Uguen, "An impulse radio asynchronous transceiver for high data rates," in *Proc. International Workshop on Ultra Wideband Systems. Joint with Conference on Ultrawideband Systems and Technologies.*, 2004, pp. 1–5.
- [86] M. E. Sahin, I. Guvenc, and H. Arslan, "Optimization of energy detector receivers for uwb systems," in *Proc. VTC 2005-Spring Vehicular Technology Conf. 2005 IEEE 61st*, vol. 2, 2005, pp. 1386–1390.
- [87] Z. Ahmadian and L. Lampe, "Performance analysis of the ieee 802.15.4a uwb system," pp. 1474–1485, 2009, *IEEE Transactions on Communications*.
- [88] S. Mebaley Ekome, J. Schwoerer, G. Baudoin, and M. Villegas, "Performance analysis of a bpsk-bppm uwb physical layer for wireless body area networks," in *Proc. Fifth International Conference on Body Area Networks, Bodynets*, September 2010.
- [89] A. Rabbachin and I. Oppermann, "Synchronization analysis for uwb systems with a low-complexity energy collection receiver," in *Proc. Int. Workshop on Ultra Wideband Systems. Joint with Conf. on Ultrawideband Systems and Technologies. Joint UWBST & IWUWBS.*, 2004, pp. 288–292.

- [90] A. Rabbachin, T. Quek, P. Pinto, I. Oppermann, and M. Z. Win, "Uwb energy detection in the presence of multiple narrowband interferers," in *Proc. IEEE Int. Conf. Ultra-Wideband ICUWB*, 2007, pp. 857–862.
- [91] A. Rabbachin, T. Quek, P. Pinto, I. Oppermann, and M. Win, "Non-coherent uwb communication in the presence of multiple narrowband interferers," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, no. 99, pp. 1–15, 2010.
- [92] T. Quek, M. Z. Win, and D. Dardari, "Unified analysis of uwb transmitted-reference schemes in the presence of narrowband interference," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 6, no. 6, pp. 2126–2139, 2007.
- [93] M. K. Simon and M.-S. Alouini, *Digital Communication over Fading Channels : A Unified Approach to Performance Analysis*, 1st ed. John Wiley & Sons, Juillet 2000.
- [94] J. Gil-Peleaz, "Note on the inversion theorem," *Biometrika*, vol. 38, no. 3-4, p. 481, 1951.
- [95] M. E. Sahin, "Towards the realization of cognitive radio : coexistence of ultrawideband and narrowband systems," Ph.D. dissertation, University of South Florida, Mars 2006.
- [96] M. E. Sahin and H. Arslan, "Inter-symbol interference in high data rate uwb communications using energy detector receivers," in *Proc. IEEE Int. Conf. Ultra-Wideband*,, 2005, pp. 176–179.
- [97] S. Mebaley Ekome, G. Baudoin, J. Schwoerer, and M. Villegas, "Short integration time for inter-pulse interference mitigation in uwb communications," in *Proc. Fifth International Symposium on Medical Information and Communication Technology, ISMICT*, Mars 27-30 2011.
- [98] M. Pausini, "Autocorrelation receivers for ultra wideband wireless communications," Ph.D. dissertation, Delft University of Technology, Décembre 2007.
- [99] Y. Na and M. Saquib, "Analysis of the channel energy capture in ultra-wideband transmitted reference systems," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 55, no. 2, pp. 262–265, 2007.
- [100] W. J. Conover, *Practical Nonparametric Statistics*, N. Y. Wiley, Ed., 1980.
- [101] S. Mebaley Ekome, G. Baudoin, M. Villegas, and J. Schwoerer, "Estimation of the energy detector performances on uwb channel based on the analysis with awgn channel," in *Proc. IEEE International Conference on Ultra-Wideband*,, September 2012.
- [102] R. Aiello and A. Batra, *Ultra Wideband Systems, Technologies and Applications*, Elsevier, Ed. Newnes, 2006.
- [103] (2003, October) United states frequency allocations chart. National Telecommunications and Information Administration. [Online]. Available : <http://www.ntia.doc.gov/files/ntia/publications/2003-allochrt.pdf>

- [104] (2012, May) Fcc online table of frequency allocations. Federal Communications Commission. [Online]. Available : <http://transition.fcc.gov/oet/spectrum/table/fctable.pdf>
- [105] C. Steiner and A. Wittneben, "On the interference robustness of ultrawideband energy detection receivers," in *Proc. IEEE Int. Conf. Ultra-Wideband, ICUWB*, Sept. 2007, pp. 721–726.
- [106] A. Rabbachin, "Low complexity uwb receivers with ranging capabilities," Ph.D. dissertation, University of Oulu, Mai 2008.
- [107] Y. D. Alemseged and K. Witrisal, "Energy detection under narrowband interference in uwb systems," in *Proc. 6th Int Information, Communications & Signal Processing Conf*, 2007, pp. 1–5.
- [108] S. Mebaley Ekome, G. Baudoin, M. Villegas, and J. Schwoerer, "Narrowband interference mitigation in uwb communication with energy detector," in *Proc. IEEE International Conference on Ultra-Wideband*, September 2012.
- [109] P. He, Y. Lu, H. Zhang, and J. Lu, "A pulse shaping method for uwb avoiding the frequency coexistence interference with wlan," in *Proc. 2nd Int Mobile Technology, Applications and Systems Conf*, 2005.
- [110] X. Lu and W. Chen, "A new uwb pulse design method for multiple narrow-band interference and wide-band interference mitigation," in *Fourth International Conference on Communications and Networking in China, ChinaCOM*, May 2009.
- [111] S. Majhi, A. S. Madhukumar, A. B. Premkumar, and F. Chin, "A novel pulse waveform for low rate ultra wideband radio transmission," in *Proc. Fifth Int Information, Communications and Signal Processing Conf*, 2005, pp. 816–820.
- [112] R. Hao, H. Li, and J. Zhao, "Narrowband interference suppression for uwb system," in *Proc. 2nd International Conference on Information Science and Engineering, ICISE*, 2010, pp. 2205–2208.
- [113] J. Bellorado, S. S. Ghassenzadeh, A. Kavcic, B. Tarokh, and V. Tarokh, "Time-hopping sequence design for narrowband interference suppression," in *Proc. IEEE 60th Fall Vehicular Technology Conference, VTC2004*,, vol. 6, 2004, pp. 3925–3929.
- [114] L. Piazzo and J. Romme, "Spectrum control by means of the th code in uwb systems," in *Proc. IEEE 57th Spring Vehicular Technology Conference, VTC*, vol. 3, 2003, pp. 1649–1653.
- [115] T. Ikegami and K. Ohno, "Interference mitigation study for uwb impulse radio," in *Proc. 14th IEEE Personal, Indoor and Mobile Radio Communications PIMRC 2003*, vol. 1, 2003, pp. 583–587.
- [116] L. Jiang, Y. Wang, and J. Guo, "A novel approach to interference mitigation for uwb pulse radio," in *Proc. International Conference on Wireless Communications, Networking and Mobile Computing*, vol. 1, 2005, pp. 337–340.

-
- [117] I. Bergel, E. Fishler, and H. Messer, "Narrowband interference mitigation in impulse radio," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 53, no. 8, pp. 1278–1282, 2005.
- [118] R. Pasand, J. Nielsen, and A. Sesay, "Uwb receiver based on filter bank architecture for suppression of narrowband interference noise," in *Proc. IEEE Military Communications Conf. MILCOM 2004*, vol. 2, 2004, pp. 579–585.
- [119] O. Abedi, J. Nielsen, and N. Fallah, "Narrowband interference cancellation in an uwb filter bank receiver," in *Proc. IEEE 64th Fall Vehicular Technology Conference, VTC*, 2006, pp. 1–6.
- [120] J. Ibrahim and R. M. Buehrer, "A uwb multiple antenna system for nbi mitigation under rayleigh and rician fading," in *Proc. IEEE Int. Conf. Communications ICC '06*, vol. 10, 2006, pp. 4751–4756.
- [121] —, "A novel nbi suppression scheme for uwb communications using multiple receive antennas," in *Proc. IEEE Radio and Wireless Symp*, 2006, pp. 507–510.
- [122] —, "Nbi mitigation for uwb systems using multiple antenna selection diversity," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 56, no. 4, pp. 2363–2374, 2007.
- [123] H. Quach and A. Dinh, "Narrowband interference elimination in uwb communications systems," in *Proc. Canadian Conf. Electrical and Computer Engineering CCECE 2007*, 2007, pp. 1341–1344.
- [124] Y. D. Alemseged and K. Witrisal, "Modeling and mitigation of narrowband interference for transmitted-reference uwb systems," *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, vol. 1, no. 3, pp. 456–469, 2007.
- [125] F. Dowla, F. Nekoogar, and A. Spiridon, "Interference mitigation in transmitted-reference ultra-wideband (uwb) receivers," in *Proc. IEEE Antennas and Propagation Society Int. Symp.*, vol. 2, 2004, pp. 1307–1310.
- [126] S. Lee, S. Bagga, and W. A. Serdijn, "A quadrature downconversion autocorrelation receiver architecture for uwb," in *Proc. Int. Workshop on Ultra Wideband Systems Joint with Conference on Ultrawideband Systems and Technologies*, 2004, pp. 6–10.
- [127] C. Steiner and A. Wittneben, "On the interference robustness of ultra-wideband energy detection receivers," in *Proc. IEEE Int. Conf. Ultra-Wideband, ICUWB*, 2007, pp. 721–726.
- [128] H.-U. Dehner, Y. Koch, H. Jäkel, D. Burgkhardt, F. Jondral, R. Moorfeld, and A. Finger, "Narrow-band interference robustness for energy detection in oofb/ppm," in *Proc. IEEE International Conference on Communications, ICC*, 2010, pp. 1–5.
- [129] O. Ozdemir, Z. Sahinoglu, and J. Zhang, "Narrowband interference resilient receiver design for unknown uwb signal detection," in *Proc. IEEE Int. Conf. Communications ICC '08*, 2008, pp. 785–789.
- [130] M. E. Sahin and H. Arslan, "A narrowband interference identification approach for uwb systems," in *Proc. IEEE Military Communications Conf. MILCOM*, 2005, pp. 1404–1408.

- [131] S. Mebaley Ekome, G. Baudoin, J. Schwoerer, and M. Villegas, “Method for detecting a band of interfering frequencies in a radio signal having a very wide frequency band, and related device and receiver,” International Patent WO/2012/131 248, 2012.